

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



**Maestría en Ciencias
en Electrónica y Telecomunicaciones
con orientación en Altas Frecuencias**

Diseño de divisores y combinadores de potencia multibanda

Tesis
para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
Maestro en Ciencias

Presenta:

Edgar Hernández Limón

Ensenada, Baja California, México
2020

Tesis defendida por
Edgar Hernández Limón

y aprobada por el siguiente Comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Codirectora de tesis

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Codirector de tesis

Dr. Jaime Sánchez García

Dr. José Luis Medina Monroy

Dra. Rosa Reyna Mouriño Pérez



Dr. Daniel Saucedo Carvajal
Coordinador del Posgrado
Electrónica y Telecomunicaciones

Dra. Rufina Hernández Martínez
Directora de Estudios de Posgrado

Edgar Hernández Limón © 2020

Queda prohibida la reproducción parcial o total de esta obra sin el permiso formal y explícito del autor y director de la tesis.

Resumen de la tesis que presenta **Edgar Hernández Limón** como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias.

Diseño de divisores y combinadores de potencia multibanda

Resumen aprobado por:

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Codirectora de tesis

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Codirector de tesis

Los sistemas modernos de comunicación requieren de amplificadores lineales y eficientes. Los transmisores Doherty son fuertes candidatos para estos sistemas de comunicación. Uno de los elementos que forman el transmisor Doherty es el divisor de potencia. Los divisores de potencia se han convertido en componentes clave en transmisores de radiofrecuencias/microondas como bloques de combinación/división de potencia. En el presente trabajo se analizan diferentes topologías utilizadas en el diseño de divisores de potencia Wilkinson multibanda en tecnología de microcinta. Una de las topologías propuestas consiste en utilizar un filtro pasa-banda en cascada con el divisor de potencia. El filtro se puede diseñar para que resuene a más de dos bandas de frecuencia. También, se realiza la simulación de un divisor Wilkinson de doble banda utilizando líneas CRLH. Para la simulación de este tipo de líneas se utilizó una estructura híbrida entre líneas de microcinta y capacitores e inductores de montaje superficial. Por último, se presenta el diseño, simulación, construcción y caracterización de un divisor de potencia Wilkinson de doble banda utilizando secciones de líneas de microcinta en forma de T y Pi para remplazar los transformadores de impedancia de un cuarto de onda convencionales. El análisis de estas estructuras se realiza con los programas de simulación de dispositivos de radio frecuencias: Advanced Design System (ADS) y el programa de simulación electromagnética: High Frequency Structure Simulator (HFSS).

Palabras clave: Divisor de potencia, Wilkinson, multibanda

Abstract of the thesis presented by **Edgar Hernández Limón** as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in High Frequencies.

Design of multiband power dividers and combiners

Abstract approved by:

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Thesis Codirector

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández
Thesis Codirector

Modern communication systems require linear and efficient amplifiers. Doherty transmitters are strong candidates for these communication systems. One of the elements that make up the Doherty transmitter is the power divider. Power dividers have become key components in radio frequency / microwave transmitters as combiners/splitters blocks. In this work, different topologies used in the design of multiband Wilkinson power dividers in microstrip technology are analyzed. One of the proposed topologies is to use a band-pass filter in cascade with the power divider. The filter can be designed to resonate at more than two frequency bands. Also, the simulation of a Wilkinson dual-band splitter is performed using CRLH lines. For the simulation of the last ones a hybrid structure was used including microstrip lines and surface-mounted capacitors and inductors. Finally, the design, simulation, construction and characterization of a Wilkinson dual-band power splitter, using microstrip T and Pi-shaped sections to replace conventional quarter-wave impedance transformers, is presented. The analysis of these structures is carried out with the simulation software of radiofrequency devices: Advanced Design System (ADS) and the electromagnetic simulation software: High-Frequency Structure Simulator (HFSS).

Keywords: power divider, Wilkinson, multiband

Dedicatoria

A mis padres

A mis hermanos

A mi sobrino Fernando

Agradecimientos

Estoy muy agradecido con Dios por bendecirme con los conocimientos necesarios para desarrollar el presente trabajo de tesis, por brindarme salud y estabilidad emocional.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE) en Baja California y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por brindarme una beca para realizar mis estudios de posgrado en el departamento de Electrónica y Telecomunicaciones.

A mis asesores de tesis, a la Dra. María del Carmen Maya Sánchez y al Dr. J. Apolinar Reynoso por haberme brindado su apoyo, orientación y paciencia en el transcurso de la realización de la tesis.

Al Ing. René Torres Lira por su gran ayuda en la construcción de los circuitos realizados en este trabajo de tesis.

Al Dr. José Luis Medina Monroy, al Dr. Humberto Lobato por haberme enseñado sus amplios conocimientos en microondas.

A mis padres, que gracias a su gran amor y esfuerzo he podido salir adelante, tanto en el ámbito personal, como en el profesional, y por brindarme las fuerzas de seguir adelante en mis estudios, que me han llevado a adquirir responsabilidad, al igual que agradezco a mis hermanos por toda la orientación y consejos por medio de sus experiencias en el ámbito laboral.

Tabla de contenido

	Página
Resumen en español -----	ii
Resumen en inglés -----	iii
Dedicatoria -----	iv
Agradecimientos -----	v
Lista de figuras -----	viii
Lista de tablas -----	xiii
Capítulo 1. Introducción -----	1
1.1 Antecedentes-----	3
1.2 Objetivos -----	5
1.2.1 Objetivo general-----	5
1.2.2 Objetivos específicos-----	5
1.3 Organización de la tesis-----	6
Capítulo 2. Líneas de transmisión -----	7
2.1 Introducción -----	7
2.2 Teoría de una línea de transmisión -----	7
2.2.1 Línea de transmisión con pérdidas -----	9
2.2.2 Impedancia característica, constante de propagación, velocidad de fase -----	12
2.3 Impedancia de entrada de una línea de transmisión con cualquier impedancia de carga -----	13
2.3.1 Transformación de impedancias -----	15
2.4 Línea de transmisión de microcinta-----	17
2.5 Líneas CRLH -----	20
Capítulo 3. Divisores de potencia -----	24
3.1 Introducción -----	24
3.2 Matriz de parámetros de dispersión-----	25
3.3 Características de los divisores de potencia de 3 puertos-----	27
3.4 Divisor de unión en T-----	28
3.5 Divisor en T resistivo-----	32
3.6 Divisor de potencia Wilkinson-----	34

Capítulo 4. Diseño y simulación de divisores de potencia Wilkinson -----	39
4.1 Introducción-----	39
4.2 Divisor Wilkinson simétrico a 5 GHz-----	40
4.3 Divisor Wilkinson con relación de división 1:2 a 5 GHz-----	43
4.4 Divisor de potencia Wilkinson multibanda utilizando filtros pasa-banda-----	45
4.5 Divisor de potencia Wilkinson multibanda utilizando líneas CRLH-----	49
4.6 Divisor de potencia multibanda utilizando estructuras tipo T y tipo Pi-----	52
4.6.1 Diseño de divisor de potencia multibanda con estructura tipo T-----	57
4.6.2 Diseño de divisor de potencia multibanda con estructuras tipo T y tipo Pi-----	59
4.7 Simulación de divisores de potencia en Momentum ADS-----	61
4.8 Simulación de divisores de potencia en HFSS-----	64
Capítulo 5. Construcción y caracterización de divisores de potencia multibanda -----	68
5.1 Introducción-----	68
5.2 Construcción y caracterización de divisores de potencia-----	68
5.2.1 Resultados de parámetros S-----	71
5.2.2 Caracterización de divisores de potencia multibanda con medidas Pin-Pout-----	78
5.2.3 Combinación de dos señales con frecuencias diferentes-----	81
5.2.4 Combinación de dos señales con la misma frecuencia-----	83
Capítulo 6. Conclusiones -----	91
6.1 Conclusiones generales-----	91
6.2 Aportaciones-----	92
6.3 Trabajo a futuro-----	93
Literatura citada -----	94
Anexo-A. Transformación en T -----	97
Anexo-B. Transformación en Pi -----	101
Anexo-C. Materiales y componentes de medición -----	103

Lista de figuras

Figura	Página
1 Casos de utilización de las normas IMT-2020.	1
2 Recomendaciones para el espectro para 5G (5G Americas,2015).....	2
3 Dispositivos: (a)Divisor Wilkinson de seis líneas de trasmisión (Wu et al., 2009), (b)Divisor Wilkinson con líneas acopladas (Lin y Chu, 2009).	4
4 Dispositivos: (a)Divisor Wilkinson multibanda con secciones en T (Lai et al., 2004), (b)acoplador direccional con celdas CRLH (Obiala Ezenwa, 2015)	4
5 Divisor Wilkinson con filtros multibanda (Abdelrahman et al, 2017)	5
6 Línea de transmisión conectada a un generador y una carga.	7
7 Variación del voltaje a lo largo de una línea de trasmisión para $\lambda \gg \ell$	8
8 Variación del voltaje a lo largo de una línea de trasmisión para $\lambda \approx \ell$	8
9 Representación de: (a) línea de transmisión de alambres paralelos, (b)Circuito equivalente de una línea de transmisión con pérdidas.	9
10 Circuito equivalente de elementos concentrados de una celda elemental en una línea de transmisión.....	10
11 Visualización de: (a) Ondas de voltaje y corriente, (b) atenuación de la onda.....	11
12 Línea de transmisión de longitud infinita.....	12
13 Línea de transmisión de longitud finita terminada con una impedancia ZL.....	14
14 Red de adaptación entre una impedancia de carga arbitraria y una línea de transmisión.....	15
15 Transformador de impedancia de $\lambda/4$	16
16 Estructura de una línea de microcinta.	17
17 Líneas de campo de un segmento de microcinta en su corte transversal.....	17
18 Geometría equivalente de una línea de microcinta; (a) geometría original, (b) geometría equivalente.....	19
19 Clasificación de los materiales según ϵ y μ	20

20 Celda elemental: (a)RH, (b)LH.	21
21 Implementación en tecnología de microcinta de una línea LH compuesta.....	22
22 Modelo circuital equivalente para una línea de transmisión CRLH, que se puede interpretar como la generalización de las líneas LH creadas artificialmente.	22
23 Prototipo de circuito equivalente de una línea CRLH de doble banda.	23
24 Divisor o acoplador de potencia de N puertos. (a) Divisor de potencia, (b) Combinador de potencia.....	24
25 Acopladores en microcinta: (a) Híbrido 90°, (b) Híbrido 180°, (c) Direccional (Pozar, 2011).	25
26 Divisor de potencia de unión en T sin pérdidas.	29
27 Divisor de potencia resistivo.	32
28 Divisor Wilkinson: (a) Modelo implementado en tecnología de microcinta. (b) Circuito equivalente (Pozar,2011).	34
29 Divisor de potencia Wilkinson con división de potencia arbitraria.....	35
30 Respuesta en frecuencia de un divisor Wilkinson de división simétrica.....	38
31 Circuito esquemático de un divisor Wilkinson con líneas de transmisión ideales ADS.	41
32 Parámetros S de un divisor Wilkinson a 5GHz con líneas de transmisión ideales.....	41
33 Circuito esquemático de un divisor Wilkinson con líneas de microcinta en ADS.	42
34 Simulación de parámetros S de un divisor Wilkinson a 5 GHz con líneas de microcinta.	43
35 Topología del divisor Wilkinson con relación de división asimétrica.....	44
36 Simulación de parámetro S en ADS del divisor Wilkinson 1:2 a 5GHz.....	45
37 Topología del filtro multibanda (<i>Abdelrahman et al., 2017</i>).	46
38 Simulación de parámetros S del filtro doble banda a 2.4 GHz y 5 GHz.	47
39 Esquemático en ADS del divisor Wilkinson y un filtro de doble banda a 2.4 GHz y 5 GHz.	48

	x
40 Simulación de parámetros S del divisor Wilkinson con filtro de doble banda a 2.4 GHz y 5 GHz.	49
41 Inductancia LL y capacitancia CL en función de la relación de frecuencias f1 y f2.	50
42 Topología del divisor Wilkinson utilizando líneas CRLH.	50
43 Simulación de parámetros S de divisor Wilkinson con líneas CRLH a 0.85 GHz y 1.9 GHz.	51
44 Simulación de parámetros S de divisor Wilkinson con líneas CRLH a 2.4 GHz y 5 GHz.	52
45 Representación de: (a) línea de transmisión de un cuarto de onda, (b) estructura en T equivalente (A. Mohra y Alkanhal, 2008).	53
46 Transformación: (a) Estructura tipo T, (b) Estructura tipo Pi.	53
47 Variación de la impedancia característica de las transformaciones T y Pi.	55
48 Transformador de impedancias de doble banda mediante estructura tipo T para las bandas: (a) 850 MHz y 1900MHz (b) 2.4 GHz y 5 GHz.	56
49 Transformador de impedancias de doble banda mediante estructura tipo Pi con frecuencias de diseño en: (a) 850 MHz y 1900MHz (b) 2.4 GHz y 5 GHz.	57
50 Topología del divisor Wilkinson utilizando transformadores de impedancia tipo T.	57
51 Simulación de parámetros S de divisor Wilkinson con estructura T a 2.4 GHz y 5 GHz.	58
52 Topología del divisor Wilkinson utilizando transformadores de impedancia tipo T y estructura Pi.	59
53 Simulación de parámetros S de divisor Wilkinson con estructuras T y Pi a 2.4 GHz y 5 GHz.	60
54 Definición del sustrato en Momentum ADS.	61
55 Layout propuesto para el divisor Wilkinson a 5 GHz.	61
56 Distribución de los puertos en la simulación en <i>layout</i>	62
57 Opciones de configuración de frecuencia y mallado en momentum ADS.	63
58 Bloque SNP para la simulación de parámetros S en la sección de schematic en ADS.	63
59 Dimensiones finales del divisor de potencia Wilkinson a 5GHz.	64

	xi
60 Interfaz 3D del software de análisis electromagnético HFSS.....	64
61 Definición de puertos de simulación en HFSS.....	65
62 Definición de la resistencia de montaje superficial en HFSS.	65
63 Definición de capas metálicas en el software HFSS.	66
64 Resultados de simulación de parámetros S en HFSS del divisor de potencia simétrico a 5 GHz.	66
65 Layout: (a) divisor Wilkinson simétrico a 5GHz, (b) divisor Wilkinson 1:2 a 5GHz, (c) divisor Wilkinson doble banda con estructuras tipo T, (d) divisor Wilkinson doble banda con estructuras tipo T y tipo Pi.	67
66 Proceso de fabricación en maquina LPKF S103.....	68
67 Fotografía de: (a) divisor Wilkinson simétrico a 5GHz, (b) divisor Wilkinson 1:2 a 5GHz, (c) divisor Wilkinson doble banda con estructuras tipo T, (d) divisor Wilkinson doble banda con estructuras tipo T y tipo Pi.	69
68 Medición de parámetros S en el analizador de redes HP8510.	70
69 Medición de parámetros S de los divisores de potencia Wilkinson: (a) analizador de redes HP8510, (b) medición de S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} , (b) medición de S_{13} , S_{31} , S_{33} y (c) medición de S_{23} y S_{32}	70
70 Imprecisiones en la fabricación de los divisores de potencia Wilkinson realizados en el presente trabajo.....	72
71 Parámetros S del divisor Wilkinson simétrico a 5 GHz.....	73
72 Parámetros S del divisor Wilkinson 1:2 a 5 GHz.....	74
73 Parámetros S del divisor Wilkinson multibanda con secciones en T.	75
74 Parámetros S del divisor Wilkinson multibanda con secciones en T y Pi.....	76
75 Banco de medición para obtener la división de potencia.....	78
76 Banco para medir aislamiento en el divisor de potencia.....	79
77 Resultados de medición Pin-Pout del divisor Wilkinson multibanda utilizando estructuras tipo T.	81

78 Resultados de medición Pin-Pout del divisor Wilkinson multibanda utilizando estructuras tipo T y Pi.....	81
79 Banco de medición para la combinación de dos señales de diferente frecuencia.....	82
80 Combinación de dos tonos con diferente frecuencia: (a) Divisor Wilkinson multibanda con secciones en T, (b) Divisor Wilkinson multibanda con secciones en T y sección en Pi.....	82
81 Banco de medición para la combinación de dos señales con la misma frecuencia y diferente fase.....	86
82 Potencia total de la combinación de dos señales con la misma frecuencia y diferente fase.....	88
83 Fase de las señales con la misma frecuencia aplicadas al combinador de potencias.....	88
84 Esquema del linealizador feedforward.....	89
85 Representación de: (a) línea de transmisión con impedancia característica Z_1 y longitud eléctrica θ_1 , (b) estructura en T equivalente.....	97
86 Representación de: (a) línea de transmisión con impedancia característica Z_1 y longitud eléctrica θ_1 , (b) estructura en Pi equivalente.....	101
87 Especificaciones técnicas de la resistencia SMD IMS 10-2.....	103
88 Especificaciones del conector SMA End Launch.....	104
89 Especificaciones del conector SMA coaxial macho terminación carga 50 Ohm.....	104

Lista de tablas

Tabla	Página
1 Especificaciones del sustrato FR4	39
2 Bandas de frecuencia de telefonía móvil y WLAN	39
3 Parámetros de diseño del divisor de potencia Wilkinson simétrico a 5GHz.	40
4 Dimensiones físicas de las líneas de microcinta del divisor Wilkinson 1:1 a 5GHz en sustrato FR4	41
5 Comparación en simulacion de parámetros S de divisor Wilkinson 1:1 para una frecuencia de 5 GHz	43
6 Dimensiones físicas de las líneas de microcinta del divisor Wilkinson 1:2 a 5GHz en sustrato FR4	44
7 Comparación en simulacion de parámetros S de divisor Wilkinson 1:2 para una frecuencia de 5 GHz	44
8 Separación de los QWOS en el filtro multibanda propuesto.....	47
9 Dimensiones físicas de los stubs que componen el filtro multibanda.....	47
10 Dimensiones físicas de las líneas de microcinta del divisor Wilkinson a 3.7 GHz en sustrato FR4	48
11 Simulación de parámetros S del divisor Wilkinson utilizando un filtro multibanda a 2.4 GHz y 5 GHz.	49
12 Parámetros de diseño de los transformadores de impedancia con lineas CRLH	51
13 Comparación de parámetros S en simulación del divisor Wilkinson utilizando líneas CRLH.	52
14 Parámetros de diseño de la estructura tipo T de doble banda.....	55
15 Parámetros de diseño de la estructura tipo Pi de doble banda.....	56
16 Parámetros de diseño del divisor Wilkinson multibanda a 2.4 GHz y 5 GHz con estructura tipo T.....	58
17 Simulación de parámetros S de divisor Wilkinson utilizando estructura T a 2.4 GHz y 5 GHz.	58

18	Parámetros de diseño del divisor Wilkinson multibanda a 2.4 GHz y 5 GHz utilizando estructuras tipo T y Pi.....	59
19	Simulación de parámetros S de divisor Wilkinson utilizando filtros pasa-banda a 2.4 GHz y 5 GHz.	60
20	Comparación de parámetros S simulados y medidos del divisor Wilkinson simétrico a 5 GHz, figura 67(a).....	73
21	Comparación de parámetros S simulados y medidos del divisor Wilkinson 1:2 a 5 GHz, figura 67(b).....	74
22	Comparación de parámetros S del divisor multibanda con secciones en T en la banda de 2.4 GHz, figura 67(c).....	75
23	Comparación de parámetros S del divisor multibanda con secciones en T en la banda de 5 GHz, figura 67(c).....	76
24	Comparación de parámetros S del divisor multibanda con secciones en T y Pi en la banda de 2.4 GHz, figura 67(d).	77
25	Comparación de parámetros S del divisor multibanda con secciones en T y Pi en la banda de 5 GHz, figura 67(d).	77
26	Comparación de factor de acoplamiento y aislamiento con medidas Pin-Pout de los divisores de potencia Wilkinson multibanda.	80
27	Parámetros de transmisión de los elementos utilizados en el banco de medición para la combinación de dos señales con la misma frecuencia y diferente fase.	87
28	Comparación de resultados teóricos y experimentales de la potencia total de la combinación de dos señales con la misma frecuencia y diferente fase.	88

Capítulo 1. Introducción

Con la continua evolución de los sistemas de comunicaciones inalámbricos y el surgimiento de nuevas aplicaciones, como la realidad aumentada (AR), la realidad virtual (VR) y junto con la creciente demanda de seguridad y confiabilidad se proyecta que el tráfico de datos móviles aumente considerablemente en los próximos años. Además, se esperan miles de millones de nuevos dispositivos de Internet de las Cosas (IoT) conectados, generando una gran variedad de casos de negocios y requisitos en redes móviles. Se prevé que en el futuro las nuevas necesidades, como un mayor volumen de tráfico de datos, mayor número de dispositivos con diversos requisitos de servicio, mejor calidad percibida por el usuario, entre otros aspectos, exijan un número creciente de nuevas soluciones (UIT-R, 2015). Para satisfacer estas necesidades, el grupo de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) dedicado a desarrollar sistemas de telecomunicaciones móviles internacionales (IMT) determinó la inclusión de las normas IMT-2020, con el objeto de dar paso a los sistemas móviles de quinta generación 5G New Radio (NR).

La red 5G NR es la próxima generación de tecnología móvil, la cual continúa el desarrollo de la tecnología de cuarta generación (4G) y anteriores. En este sentido, los sistemas 5G traen consigo nuevas capacidades de servicios que incluyen: mayor ancho de banda, comunicación de gran fiabilidad y baja latencia y comunicación masiva de tipo máquina, las cuales, en su conjunto crearán nuevas oportunidades de acceso inalámbrico para todo tipo de usuarios, generando diferentes necesidades de comunicación como las mostradas en la figura 1.

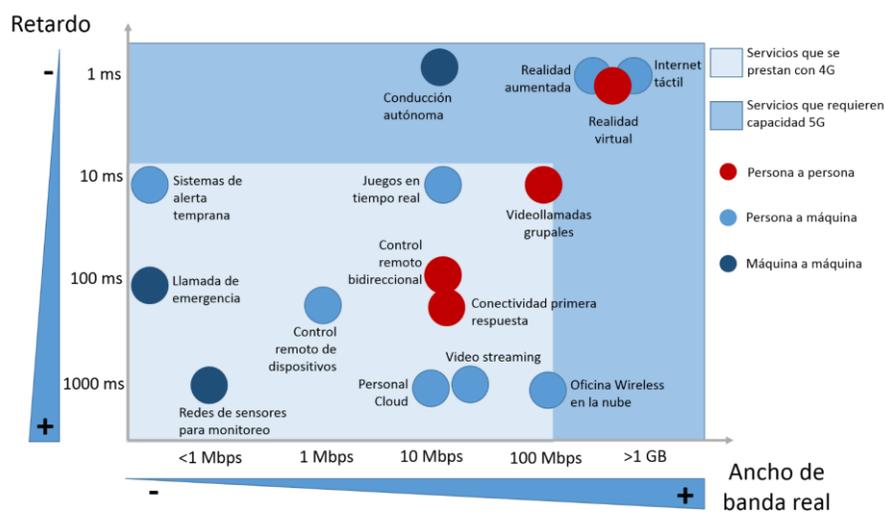


Figura 1. Casos de utilización de las normas IMT-2020.

En la primera reunión preparatoria de la Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones para el año 2019 (CMR-19) organizada en 2015, se acordó que durante el lapso 2015-2019 se llevarán a cabo una serie de estudios tendientes a garantizar la coexistencia de las IMT-2020 con otros servicios y la subsecuente armonización de espectro radioeléctrico para su despliegue. Se espera que los estados miembros de la UIT acuerden nuevas asignaciones de espectro 5G dentro de las bandas altas (rango de 24.25 GHz a 86 GHz). Estas bandas se denominan bandas de onda milimétrica¹ (mmWave), y son fundamentales para admitir una amplia gama de nuevas aplicaciones industriales que utilizan la tecnología 5G, figura 2.



Figura 2. Recomendaciones para el espectro para 5G (5G Americas,2015).

La generación móvil 5G estará conformada por varias tecnologías que ayudarán a cubrir los objetivos de cobertura, capacidad y velocidad. Algunas de estas tecnologías son: conformación del haz 3D (3D-BF, 3D-*beamforming*), agregación de portadora (CA, *Carrier Aggregation*), sistemas masivos de múltiple entrada múltiple salida (MIMO, *Multiple-input Multiple-output*) y esquemas de modulación o de acceso múltiple avanzados, que exigirán un alto rendimiento y grandes capacidades de ancho de banda en los sistemas de comunicaciones inalámbricos (Qualcomm, 2019).

¹Teóricamente se consideran ondas milimétricas a aquellas por encima de los 30 GHz hasta los 300 GHz; sin embargo, para fines comerciales, la industria las considera a partir de los 24 GHz.

Las tendencias modernas hacia el despliegue de servicios de comunicaciones inalámbricas globales de tipo multi-estándar requieren de dispositivos RF capaces de satisfacer dichas necesidades. Los divisores de potencia se han convertido en componentes fundamentales para una pluralidad de aplicaciones de RF/microondas como bloques de combinación/división de señal para subsistemas más complejos, como redes de alimentación para arreglos de antenas (Khan et al., 2014), amplificadores de potencia Doherty (Abdulkhaleq et al., 2019), moduladores vectoriales I/Q (Chang et al., 2018), o filtros canalizados (Gomez-Garcia et al., 2015), etc. Esto revela el interés de incorporar la operación multibanda u otras funcionalidades en estos circuitos, debido a la gran variedad de dispositivos de nivel superior que pueden beneficiarse de ello.

1.1 Antecedentes

Existe una gran variedad de dispositivos para proveer la división o combinación de señales de potencia, la elección adecuada del circuito depende de la aplicación. Los dispositivos más comunes son: el divisor de potencia resistivo, divisor de potencia Wilkinson, acoplador direccional y los acopladores híbridos. La diferencia clave entre los diversos circuitos es cómo se ven las señales de salida resultantes en términos de amplitud y fase.

Se han desarrollado varias alternativas para obtener divisores de potencia multibanda, principalmente para tecnologías planares basadas en diferentes estrategias de diseño. Una forma es encontrar directamente la condición de adaptación de puertos y aislamiento al establecer ciertas ecuaciones de diseño. Por ejemplo, los autores (Wu et al., 2009) presentan el diseño de un divisor de potencia simétrico que consta de seis secciones de líneas de transmisión y una resistencia de aislamiento, al aplicar un análisis convencional de modo par e impar obtienen un conjunto de ecuaciones no lineales para calcular sus parámetros de diseño, figura 3(a). Por otra parte, (Lin y Chu, 2009) presentan un divisor de potencia de doble banda basado en líneas acopladas donde aplican la misma metodología de análisis, figura 3(b).

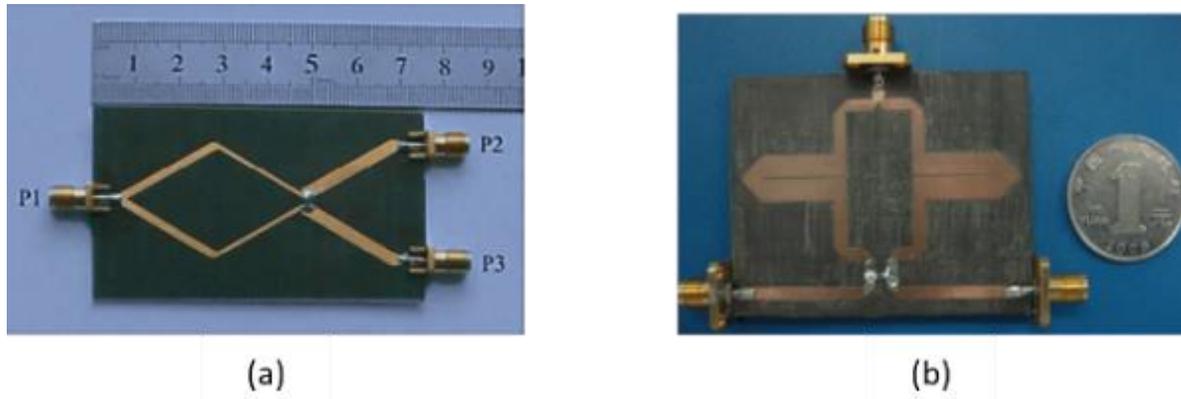


Figura 3. Dispositivos: (a) Divisor Wilkinson de seis líneas de transmisión (Wu et al., 2009), (b) Divisor Wilkinson con líneas acopladas (Lin y Chu, 2009).

Otro método es reemplazar las líneas de transmisión convencionales que conforman el divisor de potencia por estructuras que presenten comportamientos multibanda. (A. Mohra y Alkanhal, 2008) presentan un divisor de potencia Wilkinson de doble banda en donde convierten cada transformador de impedancia de un cuarto de longitud de onda en una sección equivalente de líneas de transmisión en forma de T, figura 4(a). Otra posibilidad es el uso de líneas de transmisión denominadas CRLH, donde se ha demostrado que este tipo de estructuras presentan un comportamiento de doble banda bajo ciertas condiciones de sus parámetros de diseño (Lai et al., 2004). En el grupo de altas frecuencias en CICESE, se han reportado resultados de la implementación de líneas de transmisión que simulan efectos capacitivos e inductivos para formar celdas CRLH, comportándose como filtros pasabanda muy selectivos, también se diseñaron acopladores direccionales observando una reducción en tamaño, figura 4(b) (E. Obiala, 2015).

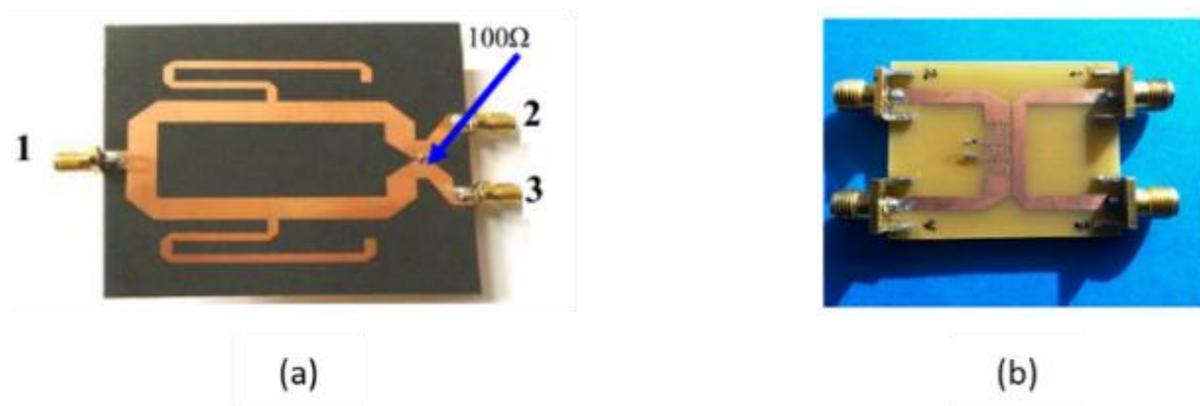


Figura 4. Dispositivos: (a) Divisor Wilkinson multibanda con secciones en T (Lai et al., 2004), (b) acoplador direccional con celdas CRLH (Obiala Ezenwa, 2015)

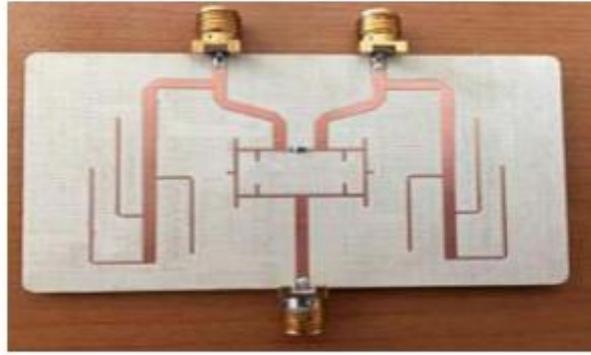


Figura 5. Divisor Wilkinson con filtros multibanda (Abdelrahman et al, 2017)

Otra forma de diseñar los divisores de potencia multibanda es utilizar elementos resonadores de frecuencia. En 2017, Abdelrahman et al presentaron una técnica para el diseño de un divisor de potencia Wilkinson de tres bandas de frecuencia arbitrarias utilizando stubs en circuito abierto de un cuarto de longitud de onda (QWOS) en las posiciones apropiadas a lo largo de una línea de transmisión de 50 Ohm. Estos stubs presentan una alta impedancia en las frecuencias de interés, al tiempo que introducen ceros de transmisión entre las bandas de operación, figura 5.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo general

- El presente trabajo de tesis tiene como objetivo el diseño de divisores de potencia multibanda con relación de potencia y bandas de frecuencias arbitrarias.

1.2.2 Objetivos específicos

- Realizar el estudio del estado del arte sobre trabajos relacionados al tema de divisores de potencia Wilkinson.

- Proponer nuevas topologías para el diseño de divisores multibanda utilizando resonadores, transformadores de impedancias, líneas acopladas o materiales emergentes como líneas CRLH.

1.3 Organización de la tesis

El contenido de la presente tesis de maestría está organizado de la siguiente manera:

- El Capítulo 1 presenta un panorama general sobre el futuro desarrollo de los sistemas de comunicaciones inalámbricos de quinta generación y de la importancia de desarrollar nuevos sistemas que operen en distintas bandas de frecuencia, con proyección a ondas milimétricas. Tras analizar el estado del arte de los divisores de potencia que presentan características multibanda, se desglosan los objetivos de la tesis.
- El Capítulo 2 introduce los principales aspectos sobre la teoría de línea de transmisión y de algunas de sus aplicaciones para el desarrollo de divisores de potencia en tecnología de microcinta.
- El Capítulo 3 realiza una clasificación sobre los diversos dispositivos utilizados para la división o combinación de señales de potencia. Desarrolla la teoría del divisor de potencia de unión en T y del divisor resistivo. Por último presentan las ecuaciones para el diseño de divisores de potencia Wilkinson de tres puertos y sus figuras de mérito para su caracterización en frecuencia.
- El Capítulo 4 desarrolla la teoría de diversas técnicas para el diseño de divisores o acopladores de potencia multibanda.
- El Capítulo 5 presenta la metodología utilizada para el diseño de diversos divisores de potencia utilizando programas de simulación de circuitos de radiofrecuencias. También se presenta el método de fabricación y de caracterización de los divisores de potencia construidos durante el presente trabajo. Al final del capítulo se realiza la comparación de resultados de simulación respecto a los obtenidos experimentalmente.
- El Capítulo 6 presenta las conclusiones y aportaciones de este trabajo de tesis, así como las líneas futuras de investigación.

Capítulo 2. Líneas de transmisión

2.1 Introducción

Entre los diversos sistemas que existen para la distribución de las distintas señales de información, las líneas de transmisión ocupan un lugar importante por la facilidad y la capacidad que poseen para transmitir múltiples señales. En este capítulo se abordarán aspectos importantes de las líneas de transmisión en el rango de radiofrecuencias y microondas, como su impedancia característica, velocidad de fase, además de algunas aplicaciones como los transformadores de impedancias puesto que son un elemento básico en el diseño de divisores de potencia.

2.2 Teoría de una línea de transmisión

Las líneas de transmisión son estructuras que permiten el confinamiento y guiado de las ondas electromagnéticas desde un punto origen (denominado generador) hacia un punto destino (o carga) a cierta distancia (ℓ), figura 6.

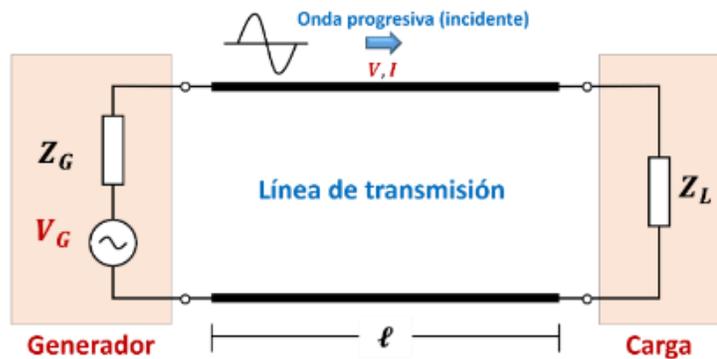


Figura 6. Línea de transmisión conectada a un generador y una carga.

En circuitos de baja frecuencia (circuitos que trabajan con frecuencias inferiores a 3 KHz), las líneas de transmisión que conectan los diversos elementos del circuito tienen dimensiones muy pequeñas comparadas con la longitud de onda ($\lambda = c/f$) de la señal que circula por la línea, por lo que el voltaje y

la corriente en un instante dado a lo largo de la línea, tienen la misma amplitud y fase como se muestra en la figura 7. De esta forma, el circuito se puede analizar con la teoría de circuitos, donde se usan conceptos como voltajes, corrientes y elementos concentrados², además de considerar a las líneas de transmisión como simples nodos independientemente de su longitud física.

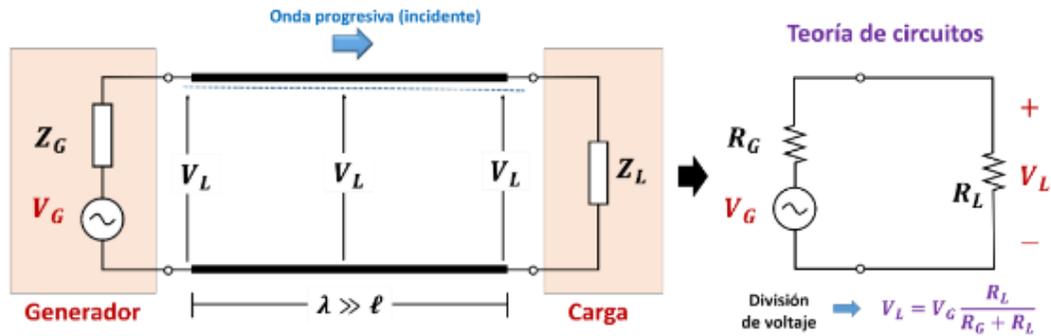


Figura 7. Variación del voltaje a lo largo de una línea de transmisión para $\lambda \gg \ell$.

Para frecuencias suficientemente altas, donde la longitud de onda de la señal aplicada es comparable con las dimensiones del circuito, la señal se propaga como una onda de voltaje y corriente a lo largo de la línea, donde los voltajes y las corrientes pueden variar en magnitud y fase a lo largo de su longitud como se muestra en la figura 8. Por lo que no se puede aplicar directamente la teoría de circuitos y de esta forma surge la teoría de líneas de transmisión, donde ahora las líneas se consideran como una red de parámetros distribuidos a lo largo de la línea de transmisión (Kraus y Fleisch, 2000).

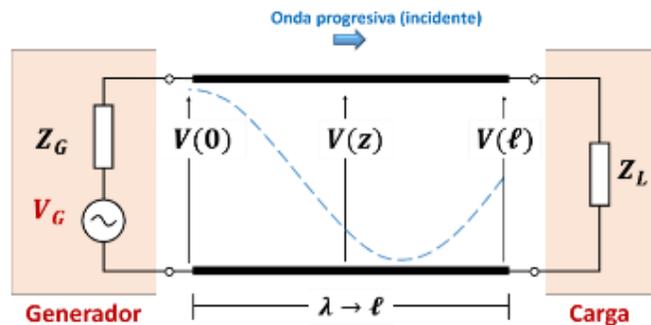


Figura 8. Variación del voltaje a lo largo de una línea de transmisión para $\lambda \approx \ell$.

² Los elementos concentrados son: resistencias, conductancias, inductancias y capacitancias y se consideran como bloques o componentes localizados físicamente en una cierta posición del circuito.

2.2.1 Línea de transmisión con pérdidas

Para describir la teoría de una línea de transmisión se utiliza la representación esquemática de una línea de dos cables separados como se muestra en la figura 9(a), ya que las líneas de transmisión siempre tienen al menos dos conductores. El modo en que se propaga la energía electromagnética a través de la línea se llama transversal electromagnético (TEM), debido a que transmiten la información de manera que tanto el campo eléctrico como el campo magnético de la señal son perpendiculares a la dirección de propagación.

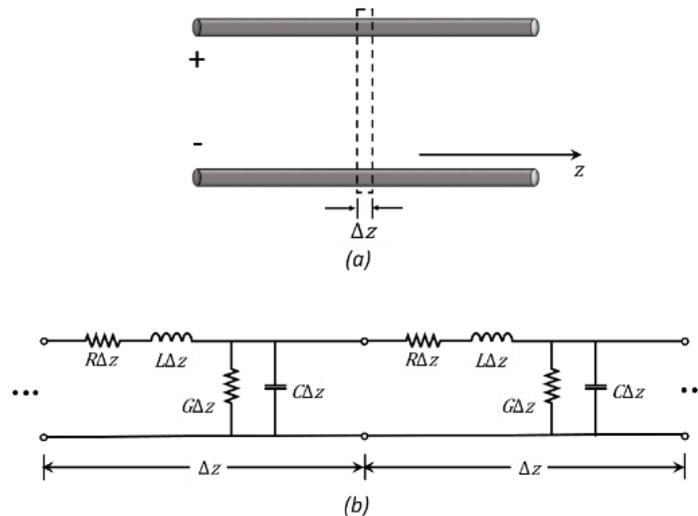


Figura 9. Representación de: (a) línea de transmisión de alambres paralelos, (b) Circuito equivalente de una línea de transmisión con pérdidas.

La línea de transmisión se puede modelar como un circuito de elementos agrupados formado por múltiples secciones como se muestra en la figura 9(b), donde R , L , G y C son cantidades por unidad de longitud que están distribuidos a lo largo de la línea y se definen de la siguiente manera (Anguera y Pérez, 2008):

- Resistencia distribuida R : Resistencia en serie por unidad de longitud (Ω/m). Depende de la resistividad de los conductores y de la frecuencia. En altas frecuencias, la resistencia aumenta debido al efecto skin, que es la tendencia de la corriente a acumularse en la capa superficial del conductor, produciendo atenuación en la onda.

- Conductancia distribuida G : Conductancia en paralelo por unidad de longitud (S/m). El dieléctrico no es perfecto y tiene resistividad finita, por lo que parte de la corriente se fuga entre los conductores, contribuyendo a la atenuación en la onda, a bajas frecuencias estas pérdidas son tan pequeñas que se ignoran; sin embargo, son significativas a medida que aumenta la frecuencia.
- Inductancia distribuida L : inductancia en serie por unidad de longitud (Hy/m). El flujo de corriente en los conductores genera un campo magnético H alrededor de ellos, lo cual se modela como un inductor en serie que almacena dicha energía magnética. Cuando aumenta la frecuencia, la inductancia comienza a tener efecto, porque mayor será la reactancia inductiva en serie.
- Capacitancia distribuida C : Capacitancia en paralelo por unidad de longitud (F/m). El voltaje entre los conductores genera un campo eléctrico E entre ellos, lo cual se modela como un capacitor en paralelo que almacena dicha energía eléctrica. Cuando aumenta la frecuencia, la capacitancia comienza a tener efecto, porque menor será la reactancia capacitiva en paralelo.

El análisis de una línea de transmisión con pérdidas se puede hacer utilizando el circuito equivalente que se muestra en la figura 10. Al obtener el comportamiento diferencial de una celda elemental del circuito distribuido, en términos de voltaje y corriente, se puede determinar una ecuación diferencial global que describa toda la línea de transmisión.

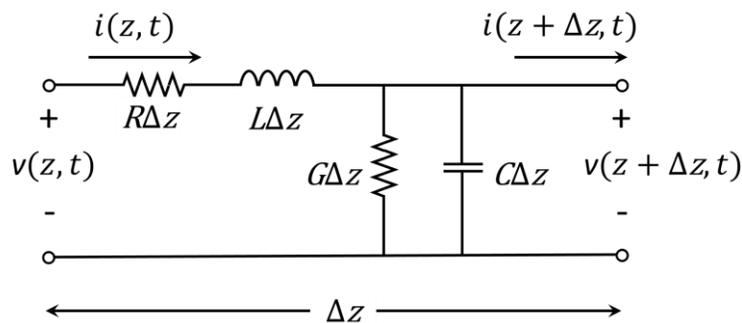


Figura 10. Circuito equivalente de elementos concentrados de una celda elemental en una línea de transmisión.

Al aplicarse la ley de voltaje y corriente de Kirchhoff se obtienen las ecs.(1)-(2).

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (1)$$

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2)$$

Si se considera un trozo de línea (Δz) cada vez más pequeño la diferencia del voltaje y de la corriente entre la entrada y salida se aproximará a cero. Por tanto, al dividir (1) y (2) entre Δz y tomar el límite cuando $\Delta z \rightarrow 0$ se obtienen las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (3)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gv(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (4)$$

Las ecs. (3)-(4) son las ecuaciones de una línea de transmisión en el dominio del tiempo, también conocidas como ecuaciones del telegrafista y cuyas soluciones se obtienen de la ecuación de onda, que consiste de la superposición de dos ondas: un incidente que viaja del generador hacia la carga y otra reflejada que viaja en sentido contrario, figura 11(a).

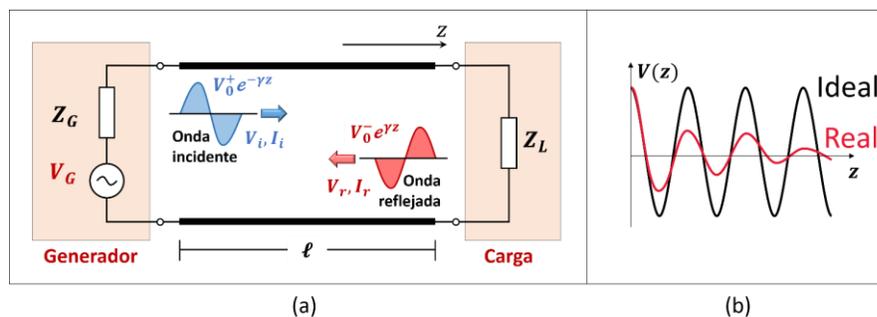


Figura 11. Visualización de: (a) Ondas de voltaje y corriente, (b) atenuación de la onda.

Dentro de la ecuación de onda se considera la constante de propagación, que nos indica que la onda de voltaje o corriente se atenúa exponencialmente conforme se propaga a lo largo de la línea de transmisión, figura 11(b).

2.2.2 Impedancia característica, constante de propagación, velocidad de fase

Al resolver las ecuaciones que describen el comportamiento de una línea de transmisión se pueden extraer un conjunto de parámetros importantes en el diseño de dispositivos en altas frecuencias que son: impedancia característica, constante de propagación y velocidad de fase. Los dos primeros parámetros son números complejos en función de la frecuencia y de los parámetros distribuidos de la línea. En una línea hipotéticamente infinita como la que se muestra en la figura 12, la onda incidente viaja a lo largo de ella por siempre, y nunca se refleja.

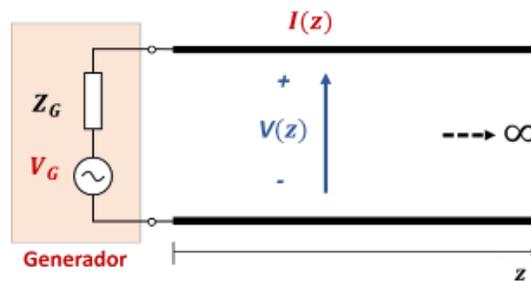


Figura 12. Línea de transmisión de longitud infinita.

En ausencia de ondas reflejadas, si las ondas incidentes de voltaje y de corriente se vinculan entre sí, en cualquier punto de la línea, se obtiene la impedancia característica (Z_0), parámetro con unidades de resistencia que caracteriza a la línea (Blake, 2004).

$$Z_0 = \frac{V(z)}{I(z)} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (5)$$

donde, $V(z)$ e $I(z)$ son el voltaje y la corriente en un punto a lo largo de la línea de transmisión y $\omega=2\pi f$ es la frecuencia angular en radianes/segundo.

La constante de propagación (γ) se utiliza para expresar la atenuación de la señal y el desplazamiento de fase por unidad de longitud de una línea de transmisión. Matemáticamente está definida por la siguiente ecuación:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (6)$$

en donde la parte real α llamada constante de atenuación, indica la atenuación que sufre la onda de voltaje, o de corriente según sea el caso, conforme se propaga a lo largo de la línea, medida en nepers por unidad de longitud. La parte imaginaria β , conocida como constante de fase, indica el cambio de fase de la onda conforme se propaga, medida en radianes por unidad de longitud.

La velocidad de fase se define como la velocidad de cambio del ángulo de fase de la señal, está directamente relacionada a la longitud de onda (λ) y a la frecuencia de operación (f).

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \quad (7)$$

2.3 Impedancia de entrada de una línea de transmisión con cualquier impedancia de carga

En la práctica una línea de longitud infinita se reemplaza por una de dimensión finita (ℓ) terminada con una impedancia de carga (Z_L), figura 13. Si la impedancia de carga es igual a la impedancia característica de la línea ($Z_L = Z_0$), el efecto visto desde el generador es que la onda incidente viaja hasta la carga donde es absorbida totalmente y no se refleja, en este caso se dice que la línea está adaptada.

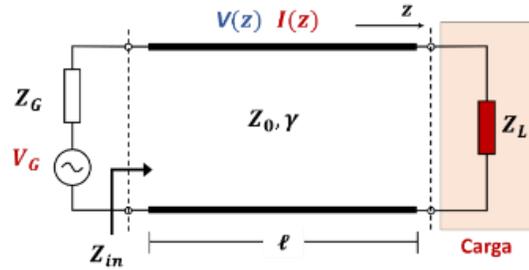


Figura 13. Línea de transmisión de longitud finita terminada con una impedancia Z_L

Ahora si $Z_L \neq Z_0$, parte de la energía incidente es absorbida en la carga y otra se refleja hacia el generador. La onda reflejada se agrega al incidente y la suma de ambas se conoce como onda estacionaria, la cual queda confinada dentro de la línea. Para determinar la impedancia (Z_{in}) vista desde el generador se define como (Whites, 2013):

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L \cosh \gamma \ell + Z_0 \sinh \gamma \ell}{Z_0 \cosh \gamma \ell + Z_L \sinh \gamma \ell} \quad (8)$$

La ec. (8) es para una línea de transmisión general, sin embargo, en muchos casos prácticos las pérdidas en una línea son muy pequeñas y se pueden despreciar, es decir, cuando se tiene que $R \ll \omega L$ y $G \ll \omega C$ la ec. (6) se simplifica en:

$$\gamma = \sqrt{(j\omega L)(j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (9)$$

Donde las pérdidas por propagación son cero ($\alpha = 0$), quedando solo la parte imaginaria como:

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad (10)$$

Por lo tanto, la impedancia de entrada para una línea sin pérdidas es:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta \ell} \quad (11)$$

La ec. (11) es un resultado importante que proporciona la impedancia de entrada de una línea de transmisión terminada con una impedancia de carga arbitraria y se conoce como la ecuación de impedancia de la línea de transmisión sin pérdidas.

2.3.1 Transformación de impedancias

La adaptación de impedancias es parte del diseño de un sistema o componente de microondas. La idea esencial es ubicar una red de adaptación entre una impedancia arbitraria de carga Z_L y una línea de transmisión con impedancia característica Z_0 , figura 14. La adaptación de impedancias es útil para asegurar la máxima transferencia de potencia. La red se diseña de tal forma que la impedancia vista en la entrada de la red de adaptación sea Z_0 .

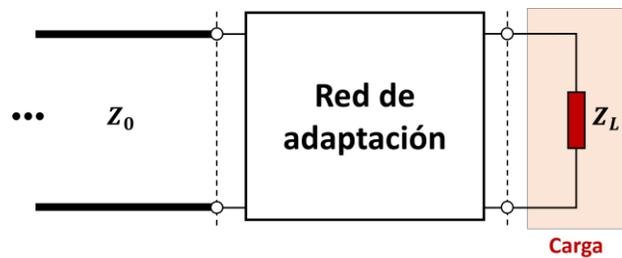


Figura 14. Red de adaptación entre una impedancia de carga arbitraria y una línea de transmisión.

Una aplicación frecuente de las líneas de transmisión es como transformadores o acopladores de impedancia. El acoplamiento es posible mediante una línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda ($\ell = \lambda/4$) con impedancia característica Z_1 , como se ilustra en la figura 15 (Frenzel, 2003) (Blake, 2004).

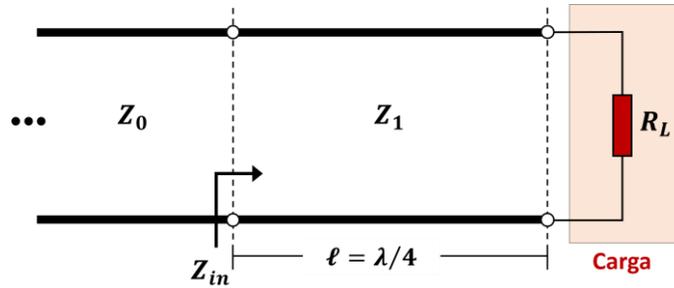


Figura 15. Transformador de impedancia de $\lambda/4$.

En este caso, si consideramos que las líneas de transmisión son ideales o de muy bajas pérdidas y si la carga es puramente real ($Z_L = R_L$), entonces, de la ec. (11) se tiene que:

$$Z_{in} = Z_1 \frac{R_L + jZ_1 \tan \beta \ell}{Z_1 + jR_L \tan \beta \ell} \quad (12)$$

donde: $\beta \ell = (2\pi/\lambda)(\lambda/4) = \pi/2$. Al dividir el numerador y denominador por $\tan \beta \ell$ y aplicar el límite cuando $\beta \ell \rightarrow \pi/2$ se obtiene:

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{R_L} \quad (13)$$

Para la adaptación de impedancias (sin reflexiones), se requiere que la impedancia de entrada Z_{in} sea igual a la impedancia característica de la línea Z_0 . Por lo que la impedancia característica del transformador de impedancias de un cuarto de longitud de onda es (Pozar, 2011):

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (14)$$

2.4 Línea de transmisión de microcinta

Las líneas de microcinta son parte del grupo de líneas de transmisión conocidas como líneas de transmisión de placas paralelas, las cuales se utilizan en el diseño de circuitos integrados de microondas, como filtros, acopladores, resonadores y antenas entre otros. Una línea de microcinta consiste de un plano de tierra y una línea conductora de ancho W y grosor t , separados por un material dieléctrico de espesor h y constante dieléctrica ϵ_r . La estructura general de una microcinta con un corte transversal se ilustra en la figura 16.

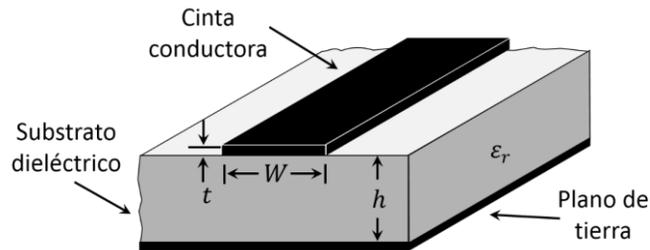


Figura 16. Estructura de una línea de microcinta.

Los dos parámetros de la microcinta de mayor importancia para el diseño de circuitos de RF son la constante dieléctrica y su impedancia característica. Al no ser contenida la propagación de la energía en la microcinta totalmente en el sustrato y existir dos dieléctricos (aire y sustrato), los modos propagados son híbridos o quasi-TEM (casi Transversal Eléctrico-Magnético). En la figura 17 se puede observar la propagación de las líneas de los campos eléctrico y magnético (Pozar, 2011).

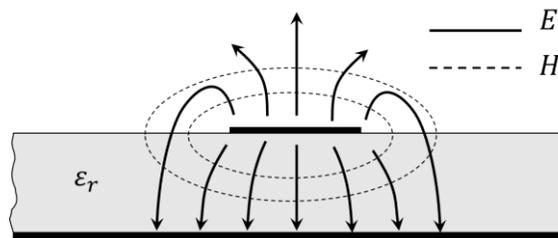


Figura 17. Líneas de campo de un segmento de microcinta en su corte transversal.

El análisis de este tipo de líneas, debido a su complejidad y que no existe una solución analítica, se hace buscando soluciones estáticas o cuasi-estáticas. Asumiendo esto, se tiene que la constante de propagación y la velocidad de fase (v_p) en la línea de microcinta se expresan, respectivamente como:

$$\beta = \beta_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_{eff}}}{\lambda} \quad (15)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\lambda f}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (16)$$

La longitud de onda en la microcinta es:

$$\lambda_m = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (17)$$

Por tanto, la longitud eléctrica de la microcinta es:

$$\theta = \beta \ell = \frac{(2\pi)(f)(\ell)\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \quad (18)$$

Donde c es la velocidad de la luz y ϵ_{eff} es la constante dieléctrica efectiva del sustrato. La constante dieléctrica efectiva de una línea de microcinta está dada aproximadamente por:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (19)$$

Se puede interpretar como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que equivalentemente involucra las regiones del aire y del dieléctrico de la línea de microcinta, como se muestra en la figura 18(b) (Pozar, 2011).

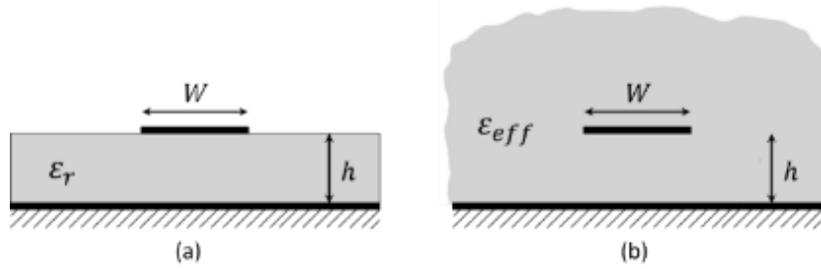


Figura 18. Geometría equivalente de una línea de microcinta; (a) geometría original, (b) geometría equivalente.

Las ecuaciones para determinar la impedancia característica en función de las dimensiones físicas de la microcinta son (Hammerstad, 1975):

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(8 \frac{h}{W} + \frac{W}{4h} \right) & \text{para } W/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} [W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)]} & \text{para } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (20)$$

Para determinar el ancho (W) de la microcinta en términos de impedancia característica Z_0 y constante dieléctrica del sustrato ϵ_r , se utilizan las ecs.(21)-(23) (Hammerstad, 1975):

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } W/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } W/h > 2 \end{cases} \quad (21)$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \quad (22)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\epsilon_r} \quad (23)$$

2.5 Líneas CRLH

Desde el desarrollo de las radiocomunicaciones, distintos tipos de conductores, aislantes y semiconductores se han empleado en la fabricación de dispositivos de microondas y circuitos electrónicos. Para el diseño de dispositivos de radiofrecuencias en especial cuando se trabaja con estructuras planares, la permitividad eléctrica relativa ϵ_r , la permeabilidad magnética relativa μ_r , la conductividad eléctrica σ y el espesor del material son algunos de los parámetros requeridos para la realización de un diseño. De tal forma que se han realizado diversos estudios de distintos tipos de materiales atendiendo sus propiedades dieléctricas y clasificándolas respecto al signo de la parte real de su permitividad y permeabilidad efectiva, tal y como se representa en el sistema de coordenadas de la figura 19 (Caloz y Itoh, 2006).

Los materiales que poseen permitividad y permeabilidad negativa simultáneamente, corresponden a los materiales denominados DNG (*Double Negative*) o NIM (*Negative Index Media*), también son referidos como materiales zurdos LHM (*Left-Handed Media*), pues en ellos las ondas electromagnéticas se propagan en dirección contraria a la propagación de la energía y no se conoce hasta ahora de ningún material disponible en la naturaleza con esas características.

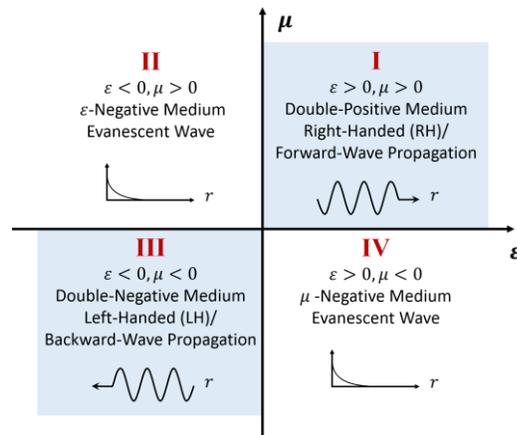


Figura 19. Clasificación de los materiales según ϵ y μ .

En 1968, (Veselago, 1968) abordó por primera vez el tema de los materiales LH (*Left-Handed*) de forma sistemática al establecer sus propiedades fundamentales y predecir sus efectos inusuales, como la

inversión de la ley de Snell o la inversión del efecto Doppler, entre otros. En junio de 2002, varios grupos de investigadores presentaron el estudio de metamateriales en líneas de transmisión en tecnología planar (Iyer y Eleftheriades, 2002), y (C. Caloz y Itoh, 2002).

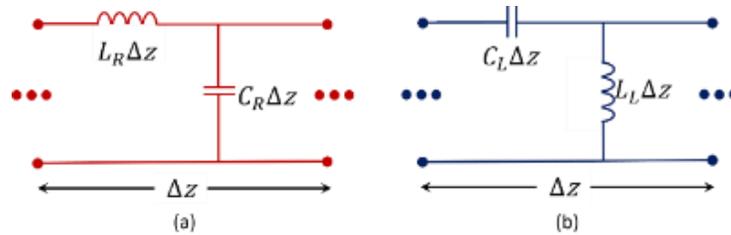


Figura 20. Celda elemental: (a)RH, (b)LH.

En la figura 20(a) se muestra el modelo discreto de una línea de transmisión convencional sin pérdidas, en la que L_R corresponde al valor de la inductancia en serie de la línea y C_R la capacitancia en paralelo de dicha línea, ambas por unidad de longitud. Para conseguir una línea de transmisión LHM, se necesita implementar una línea de transmisión con valores de capacitancia e inductancia negativos. De esta manera la inductancia en serie pase a paralelo L_L y la capacitancia en paralelo pase a estar en serie C_L como se muestra en la figura 20(b).

En la figura 21 se muestra el *layout* de la versión microcinta de la línea zurda presentada por Caloz et al. En este caso, la capacitancia en serie se ha implementado mediante una configuración de capacitor interdigitado y la inductancia mediante un stub aterrizado al plano de tierra utilizando una vía. El concepto de línea de transmisión compuesta zurda/diestra (*Composite Right/Left Handed Transmission Line*, CRLH TL) nace del hecho de que toda estructura metamaterial compuesta siempre presentará efectos parásitos ajenos al elemento ideal que se quiera modelar. Como consecuencia se puede decir que una estructura puramente zurda (*Pure Left-Handed*, PLH) presentará unas capacitancias e inductancias parásitas que harán que para cierto rango de frecuencias sus efectos diestros parásitos sean dominantes, resultando en un medio homogéneo efectivo diestro.

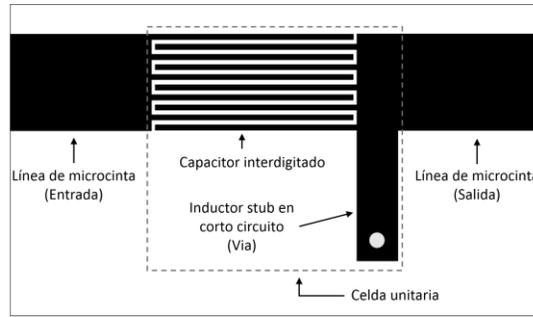


Figura 21. Implementación en tecnología de microcinta de una línea LH compuesta.

El estudio de las líneas CRLH parte del modelo de circuito equivalente de la figura 22, donde a bajas frecuencias la inductancia L_R y capacitancia C_R tienden a presentarse como un cortocircuito y circuito abierto respectivamente, lo que reduce el modelo a la estructura puramente zurda (PLH) de la figura 20(b). De forma análoga pasa para C_L y L_L pero para altas frecuencias, donde el modelo circuital se reduce a una estructura puramente diestra (PRH) como el de la figura 20(a).

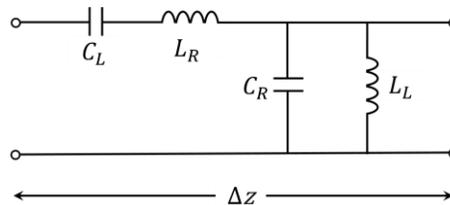


Figura 22. Modelo circuital equivalente para una línea de transmisión CRLH, que se puede interpretar como la generalización de las líneas LH creadas artificialmente.

Una de las aplicaciones que tienen las líneas CRLH son para sistemas doble banda en líneas de un cuarto de longitud de onda. El prototipo del circuito se compone de una línea de microcinta convencional para la contribución RH (Right-Handed) y una línea artificial LH conformado por elementos capacitivos e inductivos mostrado en la figura 23.

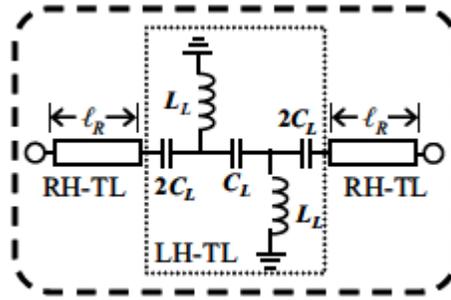


Figura 23. Prototipo de circuito equivalente de una línea CRLH de doble banda.

Los parámetros de diseño del transformador de impedancias de doble banda están determinados por las ecs. (24)-(27) (Caloz y Itoh, 2006).

$$L_R = \frac{Z_t \pi [1 - 3(\omega_1/\omega_2)]}{2N\omega_2 [1 - (\omega_1/\omega_2)^2]} \quad (24)$$

$$C_R = \frac{\pi [1 - 3(\omega_1/\omega_2)]}{2N\omega_2 Z_t [1 - (\omega_1/\omega_2)^2]} \quad (25)$$

$$L_L = \frac{2NZ_t [1 - (\omega_1/\omega_2)^2]}{\pi\omega_1 [3(\omega_1/\omega_2) - 1]} \quad (26)$$

$$C_L = \frac{2N [1 - (\omega_1/\omega_2)^2]}{\pi\omega_1 Z_t [3(\omega_1/\omega_2) - 1]} \quad (27)$$

Las ecuaciones anteriores está relacionadas con las dos frecuencias de interés $\omega_1 = 2\pi f_1$ y $\omega_2 = 2\pi f_2$, la impedancia característica del transformador Z_t y el número N de celdas elementales LH.

Capítulo 3. Divisores de potencia

3.1 Introducción

Los divisores y acopladores de potencia son componentes pasivos de microondas utilizados para la división o la combinación de potencia, como se ilustra en la figura 24. En la división de potencia, una señal de entrada se divide en dos (o más) señales de salida de menor potencia, mientras que un combinador de potencia acepta dos o más señales de entrada y las combina en un puerto de salida. El divisor de potencia puede tener tres o más puertos, y puede ser (idealmente) sin pérdidas.

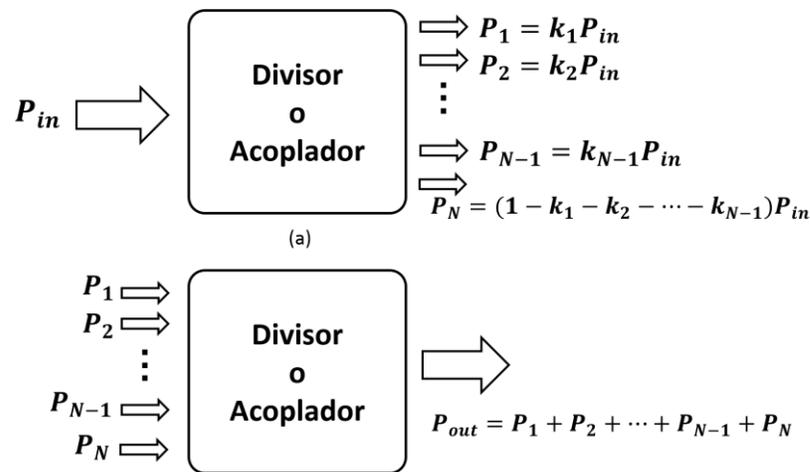


Figura 24. Divisor o acoplador de potencia de N puertos. (a) Divisor de potencia, (b) Combinador de potencia.

Entre los dispositivos de radiofrecuencias de tres puertos más utilizados para la división o combinación de potencia son: divisor en T sin pérdidas, el divisor resistivo y el divisor Wilkinson. Mientras que para dispositivos de 4 puertos son: acoplador híbrido de 90° , acoplador híbrido de 180° y el acoplador direccional.

Una diferencia clave entre los acopladores y los divisores de potencia es que los acopladores crean un cambio de fase entre las señales de salida. El híbrido 90° es un acoplador en el cual su factor de acoplamiento es de 3dB, es decir, la potencia de entrada se divide a la mitad entre sus puertos de salida, pero con la característica de que la diferencia de fase entre las dos señales de salida es de 90° , figura 25(a). Por otro lado, un acoplador híbrido 180° también proporciona un acoplamiento de 3dB, con la diferencia de que tiene dos modos de operación; si se aplica una señal por el puerto 1 la potencia de entrada se

divide por igual en dos componentes en fase en los puertos 2 y 3, y se aísla el puerto 4. Si la señal se aplica al puerto 4, será igualmente dividido en dos componentes pero ahora con una diferencia de fase de 180° en los puertos 2 y 3, y se aísla el puerto 1, figura 25(b). Por último, el acoplador direccional es un dispositivo pasivo que acopla parte de la potencia de entrada en una cantidad conocida mediante el uso de dos líneas de transmisión lo suficientemente juntas como para que la energía que pasa a través de una se acople a la otra, figura 25(c).

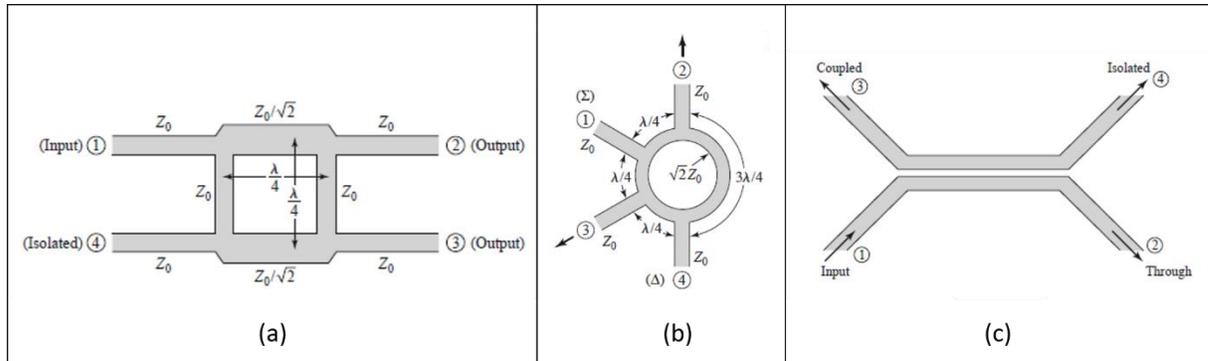


Figura 25. Acopladores en microcinta: (a) Híbrido 90° , (b) Híbrido 180° , (c) Direccional (Pozar, 2011).

Por otra parte, los divisores de potencia son capaces de proporcionar divisiones de potencia entre los puertos de salida con una distribución aleatoria, al mismo tiempo que mantienen una diferencia de fase de 0° entre las salidas. También se pueden diseñar con N-salidas, lo que lo hace atractivo para múltiples aplicaciones. Para entender el comportamiento de los divisores de potencia se analizará la estructura más básica para proveer la división o combinación de señales, que es el divisor de unión en T.

3.2 Matriz de parámetros de dispersión

Antes de analizar los diferentes divisores de potencia, es importante conocer primero la matriz de dispersión y cómo se puede usar para determinar las características del divisor de potencia. La matriz de dispersión, o matriz S , se utiliza para relacionar las ondas de voltaje incidentes en los puertos del dispositivo con las ondas de voltaje reflejadas desde los puertos del dispositivo, teniendo en cuenta tanto la magnitud como la fase. La matriz S en términos de ondas de voltaje reflejadas (V^-) y ondas de voltaje incidentes (V^+) se puede escribir como (Pozar, 2011):

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (28)$$

y simplificado a:

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (29)$$

Cada elemento de la matriz S puede derivarse en términos del voltaje incidente y el voltaje reflejado apropiado. La ecuación general para un elemento de la matriz S se puede definir como (Poza, 2011):

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0, k \neq j} \quad (30)$$

donde S_{ij} indica la relación de la onda de voltaje reflejada en el puerto i cuando se aplica una onda de voltaje incidente en el puerto j . Las ondas incidentes en todos los puertos, excepto el puerto j , se establecen en cero, lo que significa que todos los puertos deben terminarse con cargas adaptadas para evitar reflexiones. Un analizador de red vectorial se usa típicamente para medir estos parámetros.

Cuando el dispositivo está adaptado en todos los puertos implica que la impedancia de entrada vista en cada puerto es igual a la impedancia característica del sistema. Esto significa que cualquier onda incidente en el puerto adaptado no se reflejará, por lo que el voltaje reflejado en ese puerto será igual a cero, de esta forma los elementos de la matriz S donde $i=j$ son igual a cero.

Una característica de los dispositivos pasivos, es la de reciprocidad. Un dispositivo recíproco es aquel en el que la potencia transmitida entre dos puertos de una red o dispositivo es la misma independientemente de la dirección de propagación a través de la red o dispositivo, por lo que la matriz es igual a su traspuesta:

$$[S] = [S]^t \quad (31)$$

lo que implica que $S_{ij} = S_{ji}$.

Si la matriz S de un dispositivo es unitaria, el dispositivo no tendrá pérdidas. Por lo tanto, para un dispositivo sin pérdidas:

$$[S]^t [S]^* = [I] \quad (32)$$

donde I es la matriz identidad, el superíndice t representa la transposición de la matriz y el superíndice asterisco representa el conjugado de la matriz. Además, en una matriz unitaria, la suma de los cuadrados de los elementos en una columna de la matriz es igual a uno (Pozar, 2011):

$$\sum_{i=1}^N |S_{ij}|^2 = 1 \quad \forall j, \quad \sum_{i=1}^N S_{ik} S_{kj}^* = 0 \quad k \neq j \quad (33)$$

3.3 Características de los divisores de potencia de 3 puertos

El tipo más simple de divisor de potencia es una unión en T de tres líneas de transmisión, y es una red de tres puertos con dos entradas y una salida. La matriz de dispersión de una red arbitraria de tres puertos tiene nueve elementos independientes:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (34)$$

Si el divisor de potencia es pasivo y no contiene materiales anisotrópicos, entonces es recíproco y su matriz de dispersión será simétrica ($S_{ij}=S_{ji}$). Además, si consideramos que todos sus puertos están adaptados a la misma impedancia, entonces $S_{ii}=0$, por lo que la matriz de dispersión (34) se reduce a (Pozar, 2011):

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{bmatrix} \quad (35)$$

Para que la condición 'sin pérdidas' sea verdadera, la matriz (35) debe ser unitaria y satisfacer:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (36)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad (37)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad (38)$$

$$S_{13}^* S_{23} = 0 \quad (39)$$

$$S_{23}^* S_{12} = 0 \quad (40)$$

$$S_{12}^* S_{13} = 0 \quad (41)$$

Sin embargo, cuando dos de los tres elementos S_{12} , S_{13} y S_{23} son iguales a cero, una de las ecuaciones (36)-(38) no se cumplirá, lo que hace imposible una red de tres puertos recíproca, sin pérdidas y con todos sus puertos adaptados a una misma impedancia.

El aislamiento entre los puertos de salida de un divisor de potencia también es crítico para el rendimiento del dispositivo. En un divisor de potencia de tres puertos, el aislamiento es importante para reducir la interferencia que puede ser causada por el acoplamiento entre ambos puertos de salida. En la matriz S , los elementos S_{23} y S_{32} están asociados con el aislamiento entre los puertos de salida. Estos corresponden a señales que entran en el puerto dos y salen del puerto tres y viceversa. Cuando las magnitudes de estos elementos son pequeñas, se logra un alto aislamiento entre los puertos.

3.4 Divisor de unión en T

Aunque un divisor de potencia ideal (puertos adaptados, recíproco y sin pérdidas) no es físicamente realizable, existen divisores de potencia que demuestran dos de las tres propiedades. El divisor de potencia de unión en T sin pérdidas es una red simple de tres puertos que se puede utilizar para la división de o combinación de potencia, y presenta las propiedades de reciprocidad y sin pérdidas. En la figura 26 se muestra una red simple de unión en T sin pérdidas en términos de impedancias.

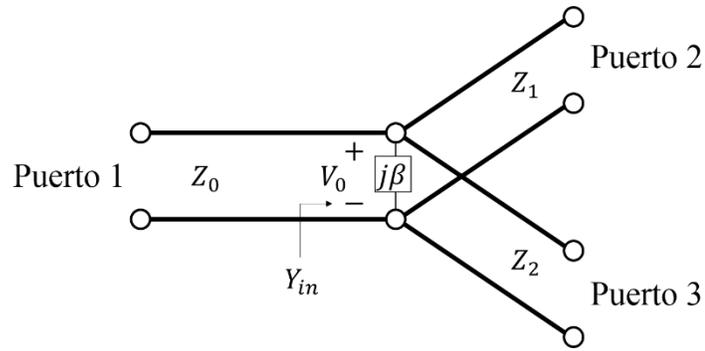


Figura 26. Divisor de potencia de union en T sin pérdidas.

En el divisor en T sin pérdidas se deben tener dos consideraciones importantes, la primera es que la impedancia vista en la unión del divisor ($1/Y_{in}$) debe estar adaptada a la línea de transmisión con impedancia característica Z_0 , es decir (Whites, 2013):

$$Y_{in} = j\beta + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (42)$$

Si se asume que las líneas de transmisión son sin pérdida (o de baja pérdida), entonces sus impedancias características serán reales. Si también se desprecia la susceptancia que modela el efecto de discontinuidad en la unión ($\beta = 0$), entonces la ec.(42) se reduce a:

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (43)$$

La segunda consideración importante es que la potencia de entrada P_{in} , que debe dividirse entre los puertos 2 y 3 en una proporción deseada. La relación de división la definiremos como X:Y, donde:

- $X/(X+Y)*100\%$ de la potencia incidente es entregada a un puerto de salida.
- $Y/(X+Y)*100\%$ de la potencia incidente es entregada al otro puerto de salida.

Si el voltaje en la unión es V_0 como se muestra en la figura 26, entonces la potencia promedio en ese punto es:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{|V_1^+|^2}{Z_0} = \frac{1}{2} \frac{|V_0|^2}{Z_0} \quad (44)$$

Al conocer la potencia promedio que se obtiene en la unión se puede calcular la potencia en los puertos de salida, para ello se asume que los puertos 2 y 3 están adaptados a las impedancias Z_1 y Z_2 respectivamente, por lo que:

$$P_1 = \frac{1}{2} \frac{|V_0|^2}{Z_1} = \left(\frac{X}{X+Y} \right) P_{in} \quad (45)$$

$$P_2 = \frac{1}{2} \frac{|V_0|^2}{Z_2} = \left(\frac{Y}{X+Y} \right) P_{in} \quad (46)$$

Dividiendo la (45) y (46) por (44) encontramos que:

$$\frac{P_1}{P_{in}} = \frac{1/Z_1}{1/Z_0} = \frac{Z_0}{Z_1} \quad (47)$$

$$\frac{P_2}{P_{in}} = \frac{1/Z_2}{1/Z_0} = \frac{Z_0}{Z_2} \quad (48)$$

Debido a que la red es sin pérdidas se debe cumplir que la suma de la relación de división de las potencias de salida debe ser igual a la unidad, es decir:

$$\frac{P_1}{P_{in}} + \frac{P_2}{P_{in}} = 1 \quad (49)$$

Sustituyendo (47) y (48) en (49), se tiene que:

$$\frac{Z_0}{Z_1} + \frac{Z_0}{Z_2} = 1 \quad (50)$$

Ahora si dividimos entre Z_0 Es decir:

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (51)$$

De la ec. (51) podemos observar que al establecer la relación de división de potencia podemos encontrar las impedancias características de los puertos de salida que cumplen la condición de adaptación establecida en la ec. (43), dando como resultado:

$$Z_1 = \frac{Z_0}{P_1/P_{in}} = \left(\frac{X+Y}{X}\right) Z_0 \quad (52)$$

$$Z_2 = \frac{Z_0}{P_2/P_{in}} = \left(\frac{X+Y}{Y}\right) Z_0 \quad (53)$$

La matriz S que representa a un divisor de potencia de unión en T sin pérdidas es:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (54)$$

En la práctica, si se requiere adaptar las impedancias de salida Z_1 y Z_2 a la impedancia Z_0 se deben emplear transformadores de impedancias lo que limitará en ancho de banda al divisor en T sin pérdidas. También es importante mencionar que la relación de división se puede asignar de forma arbitraria a los puertos de salida, solo basta con identificar a que puerto le corresponde cierta porción de la potencia de entrada.

3.5 Divisor en T resistivo

El divisor de potencia resistivo es un dispositivo que está conformado por elementos con pérdidas. En la figura 27 se muestra el circuito equivalente de un divisor resistivo. Para analizar este dispositivo se considera que los tres puertos están adaptados a la impedancia característica Z_0 (Whites, 2013), además se considerará el puerto 1 como entrada y los restantes como salida, sin embargo, dada la simetría de su estructura se puede considerar cualquier puerto como entrada.

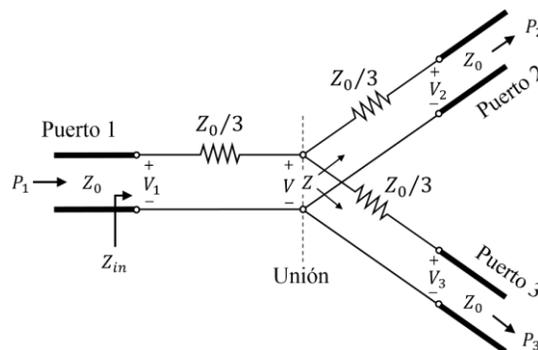


Figura 27. Divisor de potencia resistivo.

La impedancia (Z) vista en la unión hacia alguno de los puertos de salida del divisor es:

$$Z = \frac{Z_0}{3} + Z_0 \quad (55)$$

Por otro lado, la impedancia (Z_{in}) vista en la entrada del divisor es la suma de la resistencia de entrada ($Z_0/3$) más el paralelo de las dos ramas de salida $(Z_0/3 + Z_0) // (Z_0/3 + Z_0) = 2Z_0/3$, es decir:

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{3} + \frac{2Z_0}{3} = Z_0 \quad (56)$$

En la ec. (56) se verifica que cuando sus puertos de salida están adaptados a la impedancia Z_0 la impedancia de entrada (Z_{in}) también está adaptada a la misma impedancia.

Por otra parte, si consideramos que el voltaje en el puerto 1 es V_1 , por división de voltaje, el voltaje (V) en la unión del divisor es:

$$V = V_1 \frac{2Z_0/3}{Z_0/3 + 2Z_0/3} = \frac{2}{3} V_1 \quad (57)$$

Una vez conocido el voltaje en la unión podemos conocer los voltajes en los puertos de salida, para ello aplicamos división de voltaje en la impedancia equivalente descrita en la ec. (55), por lo tanto:

$$V_2 = V_3 = V \frac{Z_0}{Z_0 + Z_0/3} = \frac{3}{4} V = \frac{1}{2} V_1 \quad (58)$$

La potencia promedio entregada a la entrada del divisor es:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{V_1^2}{Z_0} \quad (59)$$

mientras que las potencias de salida son:

$$P_2 = P_3 = \frac{1}{2} \frac{(V_2)^2}{Z_0} = \frac{1}{2} \frac{(V_3)^2}{Z_0} \quad (60)$$

Sustituyendo (58) en (60) obtenemos:

$$P_2 = P_3 = \frac{1}{8} \frac{V_1^2}{Z_0} = \frac{1}{4} P_{in} \quad (61)$$

De la ec. (61) podemos observar que solo la mitad de la potencia de entrada se divide entre los dos puertos de salida, siendo la potencia restante disipada por los elementos resistivos. La matriz S que representa a un divisor de potencia resistivo con pérdidas es:

$$[S] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{bmatrix} \quad (62)$$

3.6 Divisor de potencia Wilkinson

En 1960 Ernest Wilkinson publica un modelo teórico-práctico de un divisor de potencia para las frecuencias alrededor a los 500 MHz, que soluciona el problema de bajo aislamiento y la dificultad de adaptar todos sus puertos a un solo valor de impedancia característica, como es el caso del divisor de unión en T. En la figura 28, se presenta el modelo del divisor Wilkinson de división de potencia simétrica aplicado a la tecnología de microcinta, que consiste de dos líneas de transmisión de un cuarto de longitud de onda e impedancia característica $\sqrt{2}Z_0$, entre los dos puertos de salida se conecta un resistor con valor de $2Z_0$ que cumple la función de disipar las potencias reflejadas a causa de posibles desadaptaciones de impedancias en los puertos de salida.

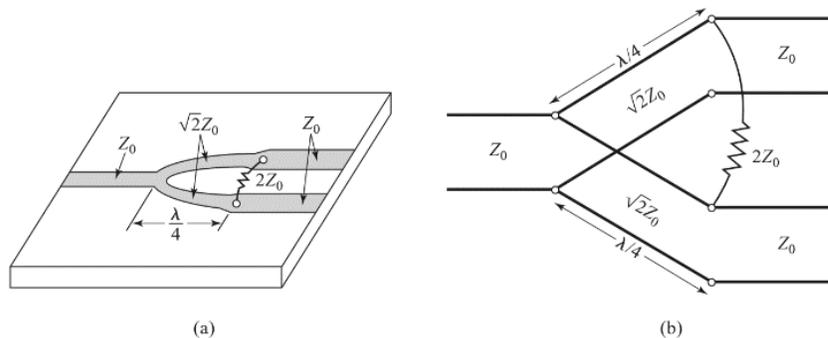


Figura 28. Divisor Wilkinson: (a) Modelo implementado en tecnología de microcinta. (b) Circuito equivalente (Pozar,2011).

El análisis de este divisor de potencia se lleva a cabo mediante una técnica de análisis de modo par e impar, el cual se describe e detalle en (Pozar,2011). La matriz de parámetros S ideal del divisor de potencia Wilkinson con todos sus puertos adaptados se establece de la siguiente forma:

$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (63)$$

Entre las características principales del Divisor de potencia Wilkinson se tiene:

- Adaptación de todos los puertos,
- Excelente aislamiento entre puertos de salida,
- Recíproco
- Sin pérdidas cuando los puertos de salida están adaptados.

Los divisores de potencia tipo Wilkinson también se pueden diseñar con diferente relación de división de potencia en las salidas; en la figura 29 se muestra su diagrama en líneas de transmisión.

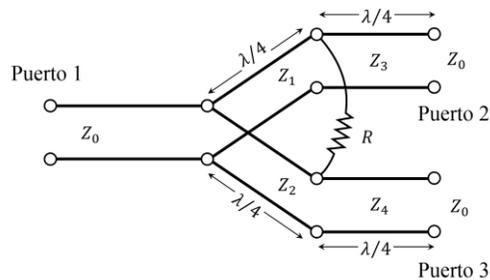


Figura 29. Divisor de potencia Wilkinson con división de potencia arbitraria.

El conjunto de ecuaciones de diseño para determinar las impedancias de las líneas de un cuarto de onda y la resistencia de conexión se relacionan con el valor de K, dado por:

$$K = \sqrt{\frac{P_2}{P_1}} \quad (64)$$

Donde P_1 y P_2 son las potencias deseadas en los puertos dos y tres respectivamente, descritas en las ecs. (45) y (46).

$$Z_2 = Z_0 \sqrt{\frac{1 + K^2}{K^3}} \quad (65)$$

$$Z_1 = K^2 Z_2 = Z_0 \sqrt{K(1 + K^2)} \quad (66)$$

$$Z_3 = Z_0 \sqrt{K} \quad (67)$$

$$Z_4 = Z_0 \sqrt{1/K} \quad (68)$$

$$R = Z_0 \left(K + \frac{1}{K} \right) \quad (69)$$

El divisor Wilkinson puede cumplir con las condiciones ideales de la red de tres puertos (adaptación en todos los puertos, sin pérdidas y recíproco, pero el principal inconveniente que presenta este divisor es el limitado ancho de banda debido a que utiliza transformadores de impedancia.

El Divisor de potencia Wilkinson de tres puertos se puede caracterizar por las siguientes figuras de mérito y que se muestran en la figura 30:

- Pérdidas por retorno: Indica el nivel de la potencia que se pierde por posibles desadaptaciones en los puertos del dispositivo.

$$RL_{11} = -20 \log|S_{11}| \quad (70)$$

$$RL_{22} = -20 \log|S_{22}| \quad (71)$$

$$RL_{33} = -20 \log|S_{33}| \quad (72)$$

- Acoplamiento: Indica la fracción de la potencia de entrada que se está acoplando en los puertos de salida.

$$CP_{21} = -20 \log|S_{21}| \quad (73)$$

$$CP_{31} = -20 \log|S_{31}| \quad (74)$$

- Aislamiento: Indica el nivel de la potencia que se transmite entre puertos de salida. Este parámetro es más importante cuando se utiliza el divisor de potencia como combinador.

$$I_{32} = I_{23} = -20 \log|S_{32}| \quad (75)$$

- Pérdidas por inserción: En los divisores y acopladores de potencia, las pérdidas por inserción se refieren a la porción extra por encima del acoplamiento ideal, es decir, si diseñamos un divisor de potencia con un factor de acoplamiento de 3 dB y en la práctica obtenemos un acoplamiento de 3.5 dB. Las pérdidas por inserción serán 0.5 dB por arriba del acoplamiento ideal. Estas pérdidas adicionales son causadas principalmente por las características del material utilizado.

$$IL_{21} = CP_{21(Teorico)} - CP_{21(Resultante)} \quad (76)$$

$$IL_{31} = CP_{31(Teorico)} - CP_{31(Resultante)} \quad (77)$$

Los términos S_{ij} corresponden a los parámetros de dispersión o S (*Scattering*) en términos de ondas incidentes y reflejadas aplicados a dispositivos de radiofrecuencias de N puertos donde los sufijos i y j hacen referencia al puerto o puertos que se están analizando (Pozar, 2011).

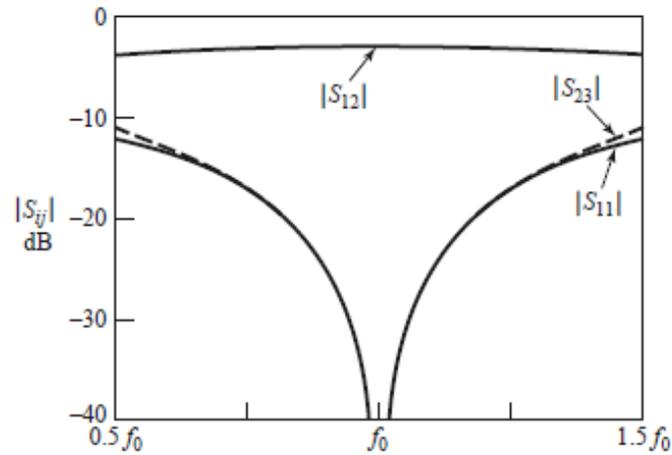


Figura 30. Respuesta en frecuencia de un divisor Wilkinson de división simétrica.

En un divisor de potencia Wilkinson se espera que los parámetros de adaptación de los puertos S_{11} , S_{22} y S_{33} sean menores a -10 dB, esto quiere decir que solo el 10% o menos de la potencia incidente se pierde por reflexión. Los parámetros de transmisión S_{21} y S_{31} nos indican la fracción de la potencia incidente en el puerto de entrada que se está transmitiendo a los puertos de salida y sus valores estarán relacionados con la relación de división de potencia, para una división simétrica $S_{21}=S_{31}= -3$ dB. El aislamiento indicado por los parámetros $S_{32}=S_{23}$ debe estar por debajo de los -20 dB, lo cual quiere decir que el 1% o menos de la potencia aplicada al puerto 2 se transmite al puerto 3 y viceversa.

Capítulo 4. Diseño y simulación de divisores de potencia Wilkinson

4.1 Introducción

En este capítulo se presenta el diseño de distintos divisores de potencia Wilkinson. En una primera instancia, el análisis de las estructuras se realiza con el software de simulación ADS (Advanced Design System). Entre las ventajas que presenta el software ADS para la simulación de divisores de potencia Wilkinson destacan la sencillez para implementar componentes como líneas de transmisión mediante un área de trabajo denominado *schematic*, también nos permite analizar su comportamiento en frecuencia mediante la simulación de sus parámetros de dispersión. Posteriormente se analizaron las estructuras haciendo simulaciones electromagnéticas con el software Momentum de ADS y con el software de simulación HFSS (High Frequency Structure Simulator). El material utilizado para el diseño y la construcción de los divisores de potencia se muestra en la tabla 1.

Tabla 1. Especificaciones del sustrato FR4

Sustrato	FR4
Constante dieléctrica relativa	Er=4.08
Pérdidas dieléctricas tangenciales	Tand=0.02
Grosor del sustrato	h=1.58 mm
Grosor del cobre (conductor)	t=0.035 mm
Conductividad eléctrica	Cond=5.8e7 S/m

Como parte de la información adicional, en la tabla 2 se presentan las bandas de frecuencia de interés para el diseño de divisores de potencia multibanda que se desarrolla en este capítulo.

Tabla 2. Bandas de frecuencia de telefonía móvil y WLAN

2G/GSM	850 MHz	1900 MHz		
3G/UMTS	850 MHz	1900 MHz	AWS 1700 MHz uplink	AWS 2100 MHz Downlink
4G/LTE	AWS 1700 MHz Uplink	AWS 2100 MHz Downlink.	2600 MHz	
5G	3500 MHz Aprox.	Por definir otras bandas-		
WiFi	2400 GHz	5000 MHz		

4.2 Divisor Wilkinson simétrico a 5 GHz

El divisor de potencia Wilkinson simétrico³ o con relación de división de potencia (1:1), es un divisor que presenta un factor de acoplamiento de 3 dB en los puertos de salida. La topología que se implementa para analizar su comportamiento en el software ADS se extrae de la figura 28(b). En la tabla 3 se muestran los parámetros iniciales de diseño en términos de impedancia y longitud eléctrica que se obtienen al aplicar las ecs. (64)-(69).

Tabla 3. Parámetros de diseño del divisor de potencia Wilkinson simétrico a 5GHz.

Parámetro	Impedancia (Ω)	Longitud eléctrica ($^\circ$)
Z0	50	90
Z1	70.71	90
Z2	70.71	90
R	100	-

Un aspecto importante en la caracterización de los dispositivos de radiofrecuencias y microondas tanto en la simulación como en la práctica es la enumeración de sus puertos de entrada y salida, procurando mantener la misma asignación en cada etapa de diseño del dispositivo con la finalidad de dar una correcta interpretación a sus resultados e identificar a que puertos corresponde cada una de sus respuestas. En la figura 31 se presenta el esquemático en ADS del divisor Wilkinson a 5 GHz con la correspondiente asignación de número a cada uno de sus puertos.

En la ventana *DataDisplay* de ADS podemos analizar los resultados de simulación con una gran variedad de herramientas, en nuestro caso utilizaremos los parámetros S. En la figura 32 se observa que las pérdidas⁴ por retorno S11, S22 y S33 son superiores a 71.5 dB, mientras que el acoplamiento S21 y S31 en los puertos de salida es de 3 dB y el aislamiento S32 es de 71.5 dB. Con estos resultados de simulación considerando líneas ideales podemos verificar la división de potencia descrita en la teoría y las condiciones de adaptación y aislamiento, o bien sintonizar los valores de impedancia y longitud eléctrica para encontrar los valores de impedancias que proporcionen la división de potencia deseada.

³Nota: los divisores de potencia en los que no se especifique la relación de división serán simétricos a menos que se indique lo contrario

⁴Nota: cuando se habla de pérdidas, acoplamiento y aislamiento se interpreta que las cantidades en dB son negativas.

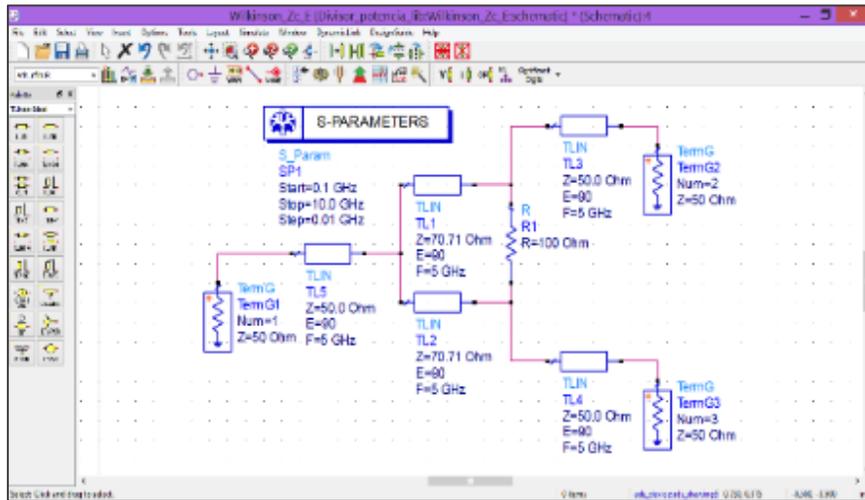


Figura 31. Circuito esquemático de un divisor Wilkinson con líneas de transmisión ideales ADS.

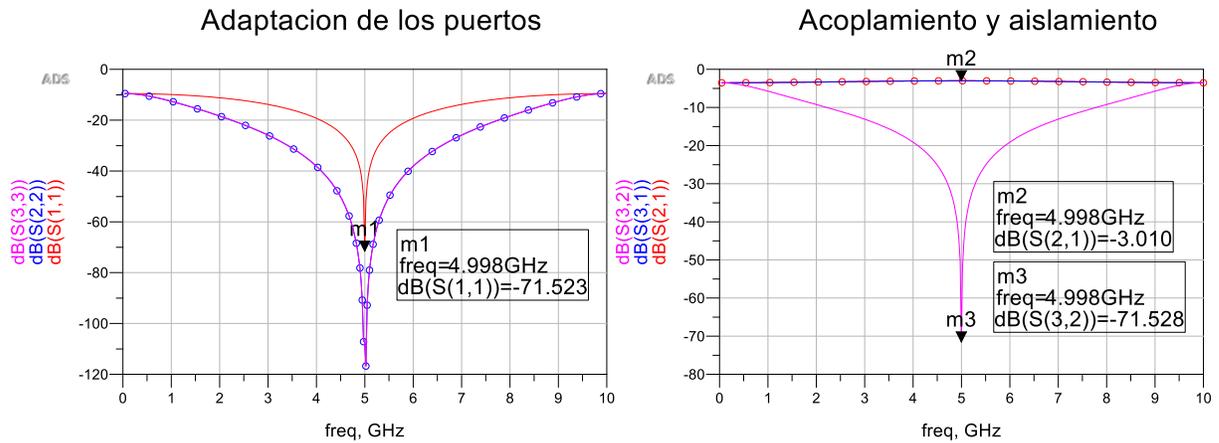


Figura 32. Parámetros S de un divisor Wilkinson a 5GHz con líneas de transmisión ideales.

Una vez obtenidos estos parámetros, se calculan las dimensiones físicas de las líneas de microcinta utilizando las ecuaciones (18)-(23) y la información del sustrato FR4 de la tabla 1.

Tabla 4. Dimensiones físicas de las líneas de microcinta del divisor Wilkinson 1:1 a 5GHz en sustrato FR4

Parámetro	Impedancia (Ω)	Longitud eléctrica ($^\circ$)	W (mm)	L (mm)
Z0	50	90°	3.19	8.48
Z1	70.71	90°	1.71	8.68
Z2	70.71	90°	1.71	8.68
R	100	-	-	-

El programa ADS también nos permite realizar simulaciones de líneas de microcinta en forma de esquemático, indicando el ancho (W) y largo (L) de cada línea de transmisión. Con el bloque *MSub* que se muestra en la figura 33, se agregan las características del sustrato utilizado en el diseño. El bloque de simulación contempla principalmente el espesor del sustrato (H) y del metal (T), constante dieléctrica (Er), conductividad del metal (Cond) y pérdidas tangenciales (TanD).

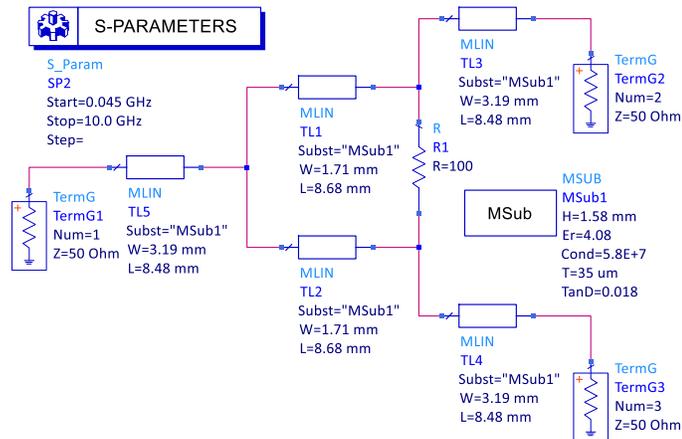


Figura 33. Circuito esquemático de un divisor Wilkinson con líneas de microcinta en ADS.

En la figura 34 se reporta la respuesta del divisor Wilkinson a 5 GHz con las dimensiones físicas de las líneas de microcinta mostradas en la tabla 4. Las pérdidas por retorno corresponden a 32.7 dB para el puerto 1 y de 36.1 dB para los puertos 2 y 3, donde el acoplamiento obtenido es de 3.37 dB para ambos puertos de salida y con un aislamiento de 61.35 dB. Comparando con los resultados de las líneas de transmisión ideales, se tiene una diferencia en el acoplamiento de 0.37 dB comparado con la teoría, esto se debe principalmente a que el material con el que se trabaja no es ideal, asumiendo esta diferencia como pérdidas por inserción en los divisores de potencia.

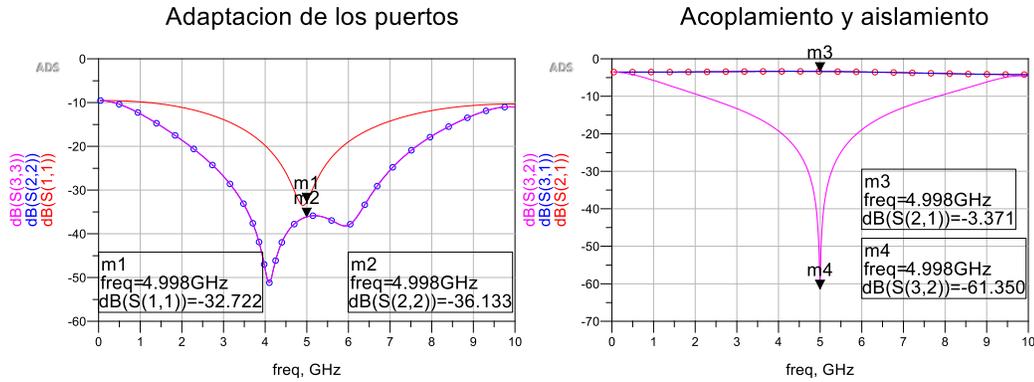


Figura 34. Simulación de parámetros S de un divisor Wilkinson a 5 GHz con líneas de microcinta.

En la tabla 5, se presenta la comparación de resultados de simulación de parámetros S del divisor Wilkinson para una frecuencia de 5 GHz, considerando líneas de transmisión ideales (sin pérdidas) y líneas de microcinta (con pérdidas) utilizando el sustrato FR4.

Tabla 5. Comparación en simulación de parámetros S de divisor Wilkinson 1:1 para una frecuencia de 5 GHz

Parámetro	S11 (dB)	S22 (dB)	S33 (dB)	S32 (dB)	S21 (dB)	S31 (dB)
Sin pérdidas	-100.36	-106.38	-106.38	-106.38	-3.01	-3.01
Con pérdidas	-32.72	-36.13	-36.13	-61.35	-3.37	-3.37

4.3 Divisor Wilkinson con relación de división 1:2 a 5 GHz

El divisor de potencia Wilkinson 1:2 requiere que la proporción de división sea de $0.66P_{in}$ y $0.33P_{in}$ entre los puertos de salida 2 y 3, respectivamente, según lo descrito en las ecs. (45)-(46). Dichos valores corresponden a un factor de acoplamiento de 1.8 dB y 4.77 dB respectivamente. La topología utilizada se muestra en la figura 35.

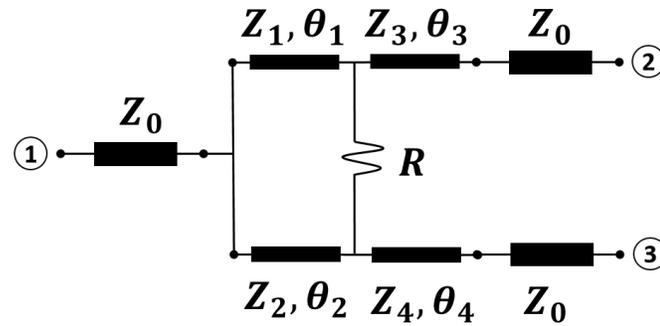


Figura 35. Topología del divisor Wilkinson con relación de división asimétrica.

En la tabla 6 se presentan los parámetros de diseño del divisor asimétrico 1:2 a 5 GHz junto con sus dimensiones físicas considerando el sustrato FR4.

Tabla 6. Dimensiones físicas de las líneas de microcinta del divisor Wilkinson 1:2 a 5GHz en sustrato FR4

Parámetro	Impedancia (Ω)	Longitud eléctrica ($^\circ$)	W (mm)	L (mm)
Z1	51.49	90 $^\circ$	3.14	8.68
Z2	102.98	90 $^\circ$	0.74	8.90
Z3	42.04	90	4.2	8.39
Z4	59.46	90	2.37	8.58
R	106	-	-	-

En la figura 36 se muestra la comparación de resultados de simulación en esquemático entre líneas de transmisión ideales y de microcinta. Para el caso del divisor de potencia asimétrico, si restamos los factores de acoplamiento obtenidos en la simulación con líneas de microcinta a los descritos en la teoría, entonces tenemos pérdidas por inserción de 0.49 dB para el puerto 2 y de 0.46 dB para el puerto 3 (tabla 7).

Tabla 7. Comparación en simulación de parámetros S de divisor Wilkinson 1:2 para una frecuencia de 5 GHz

Línea de transmisión	S11 (dB)	S22 (dB)	S33 (dB)	S32 (dB)	S21 (dB)	S31 (dB)
Ideal	-69.33	-70.88	-72.48	-70.56	-1.78	-4.77
Microcinta	-29.58	-39.79	-36.97	-38.3	-2.27	-5.23

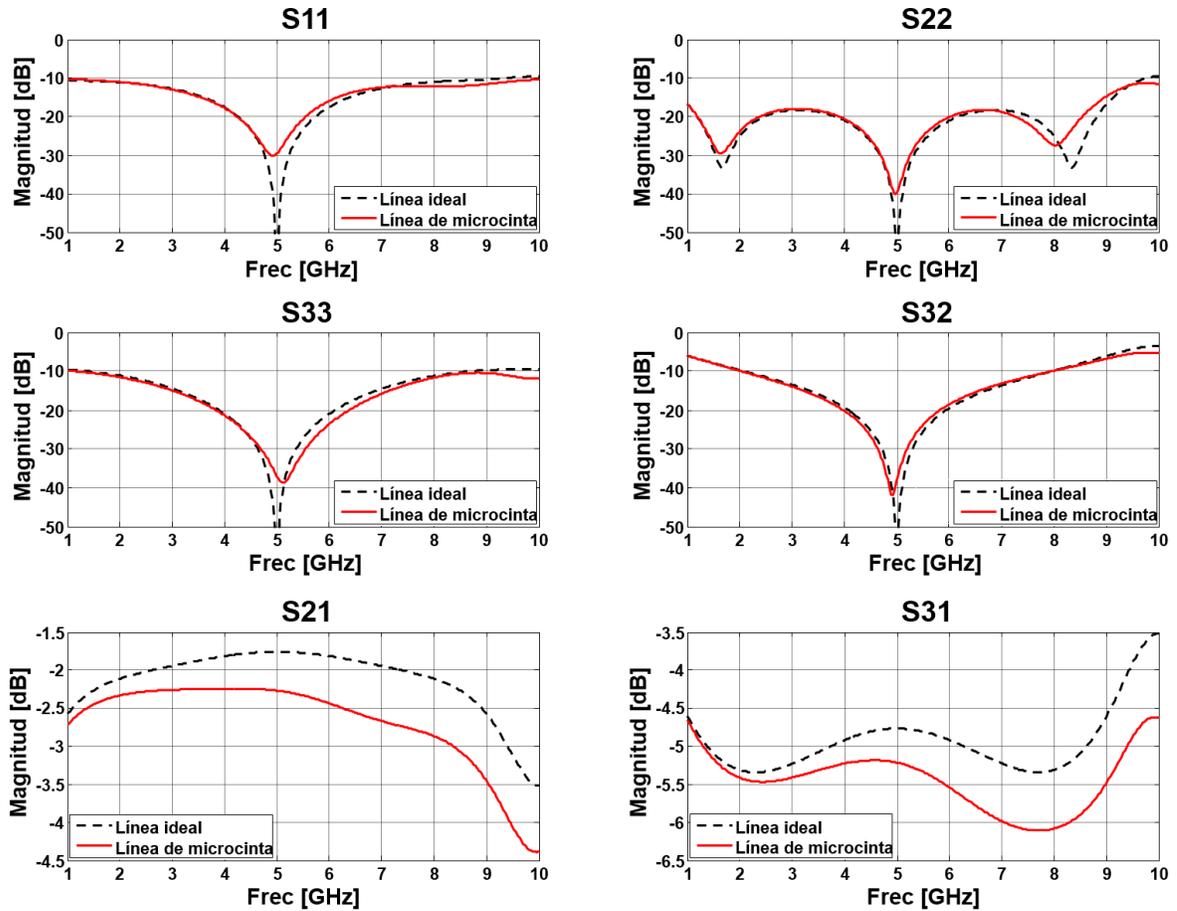


Figura 36. Simulación de parámetro S en ADS del divisor Wilkinson 1:2 a 5 GHz.

4.4 Divisor de potencia Wilkinson multibanda utilizando filtros pasa-banda

Un filtro es una red de dos puertos que se usa para manipular en general, el espectro en frecuencia de una señal aplicada al dispositivo, al permitir el paso de ciertas componentes frecuenciales y a la vez atenuando las componentes restantes. Con esta característica se puede diseñar un filtro que nos permita el paso de las bandas de frecuencia de interés. En 2017, (Abdelrahman et al., 2017) presenta el diseño de un filtro multibanda que consta de una línea de transmisión y de tres resonadores de un cuarto de longitud de onda terminados en circuito abierto (Quarter Wave Open Stub, QWOS), cada uno diseñado para coincidir con la banda de frecuencia correspondiente, figura 37.

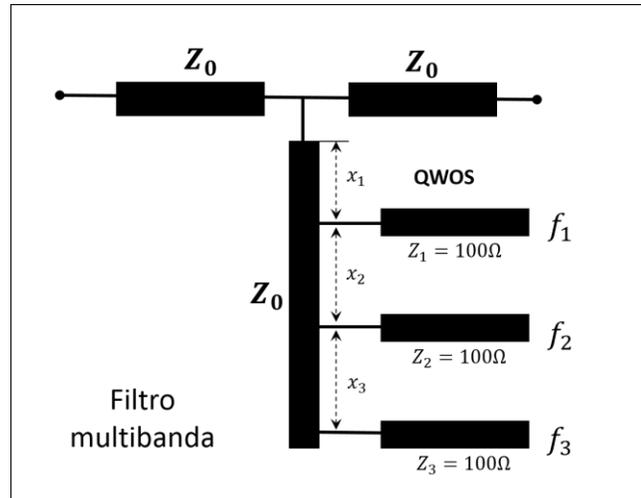


Figura 37. Topología del filtro multibanda (Abdelrahman et al., 2017).

El filtro multibanda está compuesto por una línea de alimentación de 50 Ohms con un stub de misma impedancia donde se colocan los resonadores QWOS. Las dimensiones del QWOS se calculan para una longitud eléctrica de 90° e impedancia característica de 100Ω . Las posiciones de los QWOS a lo largo del stub se calculan en función de las frecuencias de diseño mediante las siguientes ecuaciones (Abdelrahman et al., 2017):

$$x_i = \frac{\lambda_i}{4} (1 - r_i), \quad i \in \mathbb{N} \quad (78)$$

$$r_i = f_i / f_{i-1}, \quad i > 1 \quad (79)$$

donde: x_i es la separación entre stubs, λ_i es la longitud de onda en la microcinta a la frecuencia de interés y r_i es la relación entre frecuencias, las frecuencias f_1, f_2, \dots, f_n se consideran de mayor a menor orden. Para comprobar la funcionalidad de las ecs. (78)-(79) se diseñó un filtro pasa-banda para las frecuencias de 2.4 GHz y 5 GHz. En la tabla 8 y tabla 11 se muestra la separación y dimensiones físicas de los stubs del filtro multibanda. En la parte de simulación del filtro con líneas de microcinta se realizó una sintonización en la separación de los stubs debido a que cuando se introducen los anchos de los QWOS los parámetros x_i se ven afectados.

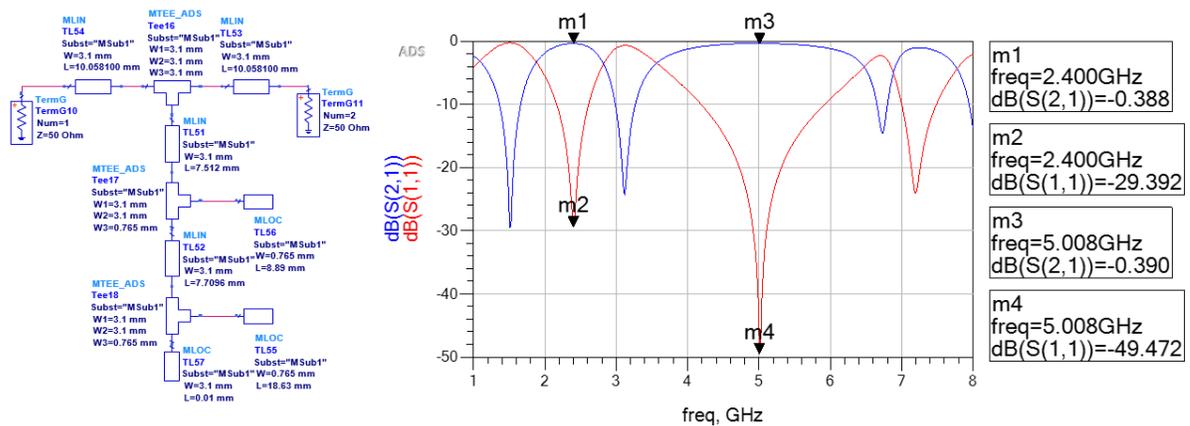
Tabla 8. Separación de los QWOS en el filtro multibanda propuesto.

Frecuencias (GHz)	n	Teóricos			Optimizados		
		x1(mm)	x2(mm)	x3(mm)	x1(mm)	x2(mm)	x3(mm)
f_1, f_2							
5.0, 2.4	2	8.89	9.637	-	7.512	7.70	-

Tabla 9. Dimensiones físicas de los stubs que componen el filtro multibanda

Parámetro	Frecuencia (GHz)	Impedancia (Ω)	Longitud eléctrica ($^\circ$)	W (mm)	L (mm)
Z0	-	50	-	3.1	10.00
Z1	5.0	100	90	0.765	18.63
Z2	2.4	100	90	0.765	8.89

En la figura 38 se observa el comportamiento del filtro de doble banda. La banda de 5 GHz presenta un mayor ancho de banda debido a que combina su respuesta con el armónico que genera la banda de 2.4 GHz.

**Figura 38.** Simulación de parámetros S del filtro doble banda a 2.4 GHz y 5 GHz.

El filtro se coloca en la entrada del divisor de potencia para permitir solo el paso de las bandas de frecuencia de diseño, figura 39. El divisor Wilkinson se diseñó a una frecuencia de 3.7 GHz, con el objetivo de que el ancho de banda del divisor cubriera las dos bandas del filtro, sus parámetros de diseño y dimensiones físicas de las líneas de microcinta se presentan en la tabla 10.

Tabla 10. Dimensiones físicas de las líneas de microcinta del divisor Wilkinson a 3.7 GHz en sustrato FR4

Parámetro	Impedancia (Ω)	Longitud eléctrica ($^\circ$)	W (mm)	L (mm)
Z0	50	45	3.19	5
Z1	70.71	90	1.71	9.64
Z2	70.71	90	1.71	9.64
R	100	-	-	-

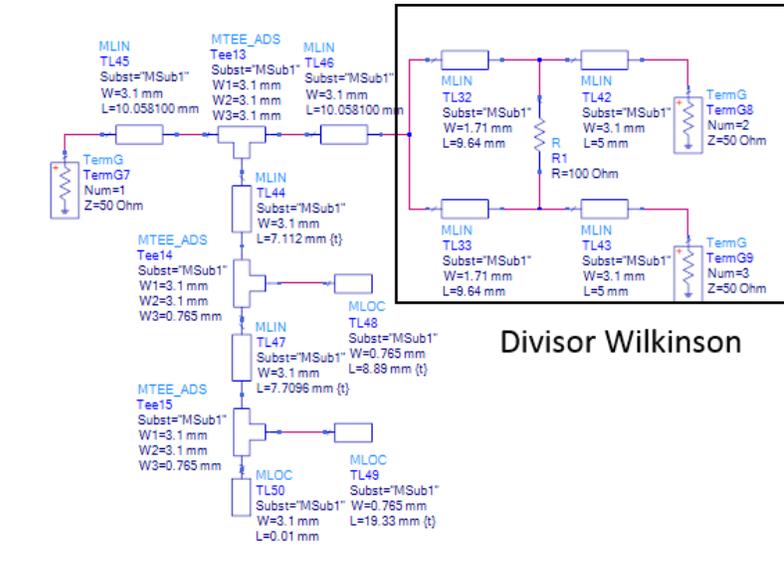


Figura 39. Esquemático en ADS del divisor Wilkinson y un filtro de doble banda a 2.4 GHz y 5 GHz.

En la figura 40 se presentan los resultados de simulación del divisor Wilkinson con el filtro multibanda conectado al puerto de entrada. En aspectos generales se observa en la primera banda que las pérdidas por retorno S11, S22 y S33 son superiores a 10.0 dB, el acoplamiento⁵ S21=S31 es de 3.78 dB para ambos puertos de salida y el aislamiento es de 11.72 dB. En la segunda banda se tiene un acoplamiento de 3.65 dB y aislamiento de 22.58 dB.

⁵ Nota: en la simulación de divisores de potencia simétricos, el parámetro S21 es igual al S31 por las propiedades de simetría, por lo que en ocasiones solo se hará referencia al acoplamiento, a menos que se indique lo contrario.

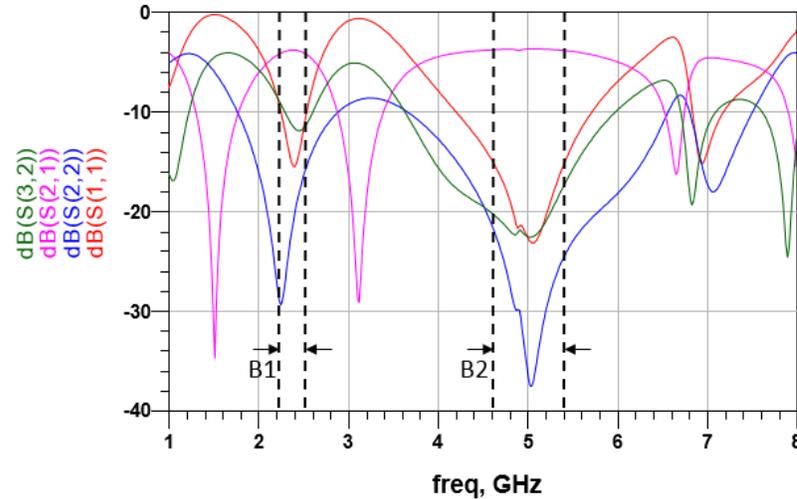


Figura 40. Simulación de parámetros S del divisor Wilkinson con filtro de doble banda a 2.4 GHz y 5 GHz.

Para mejorar el aislamiento en la primera banda de diseño se debe utilizar un divisor Wilkinson de banda ancha por lo que utilizar estructuras adicionales como filtros multibanda implica trabajar sobre el ancho de banda que presente el divisor de potencia.

Tabla 11. Simulación de parámetros S del divisor Wilkinson utilizando un filtro multibanda a 2.4 GHz y 5 GHz.

Frecuencia	S11 (dB)	S22 (dB)	S33 (dB)	S32 (dB)	S21 (dB)	S31 (dB)
2.4 GHz	-15.53	-20.15	-20.15	-11.72	-3.78	-3.78
5 GHz	-22.79	-36.84	-36.84	-22.58	-3.65	-3.65

4.5 Divisor de potencia Wilkinson multibanda utilizando líneas CRLH

En el diseño de dispositivos de doble banda utilizando líneas de transmisión compuestas (CRLH TL) es necesario inducir artificialmente los valores capacitivos C_L e inductivos L_L . Una forma es diseñar estructuras en microcinta como capacitores interdigitados y stub, lo que implicaría un análisis de diseño complejo. También existe la posibilidad de utilizar elementos concentrados, que en nuestro caso corresponden a capacitores e inductores de montaje superficial que se pueden adquirir con alguna empresa distribuidora de dispositivos electrónicos y de radiofrecuencias. Para iniciar con el diseño de los divisores de potencia, primero se analizan las ecs. (24)-(27) de la sección 2.5, en las que se observa que cada una de las ecuaciones depende principalmente de la relación de frecuencia $r = \omega_1/\omega_2$. En la figura 41, se observa que los valores de L_L y C_L son posibles para una relación de frecuencia $1.1 \leq r \leq 2.9$ debido a que fuera de ese rango los valores son negativos y físicamente no se pueden implementar.

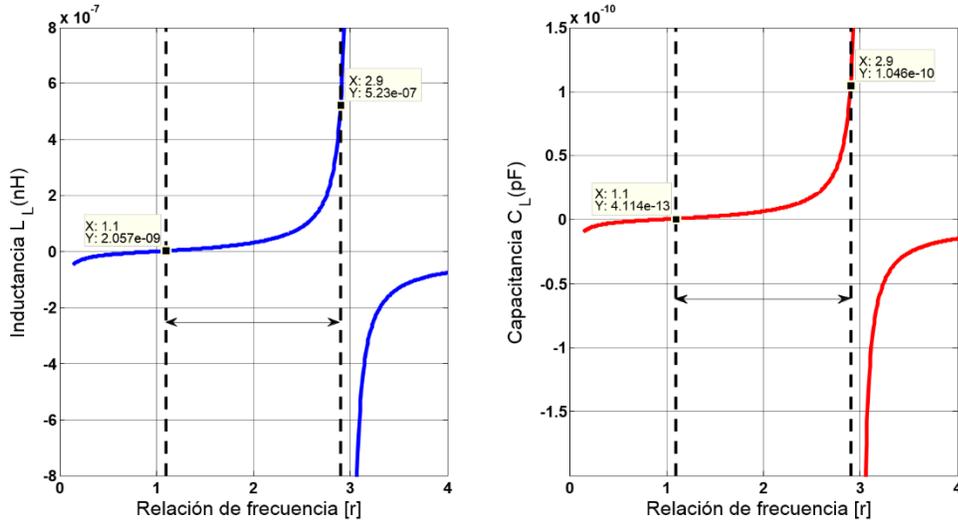


Figura 41. Inductancia LL y capacitancia CL en función de la relación de frecuencias f1 y f2.

El circuito prototipo de un transformador de impedancia CRLH se compone de una línea de microcinta convencional para la contribución RH y una línea artificial LH conformado por capacitores e inductores, figura 42. Para calcular las dimensiones de la línea de microcinta RH se utilizan las ecs. (5) y (10) de una línea de transmisión sin pérdidas, donde la longitud de la línea estará dada por:

$$\theta_{RH} = N\omega_1\sqrt{L_R C_R} \tag{80}$$

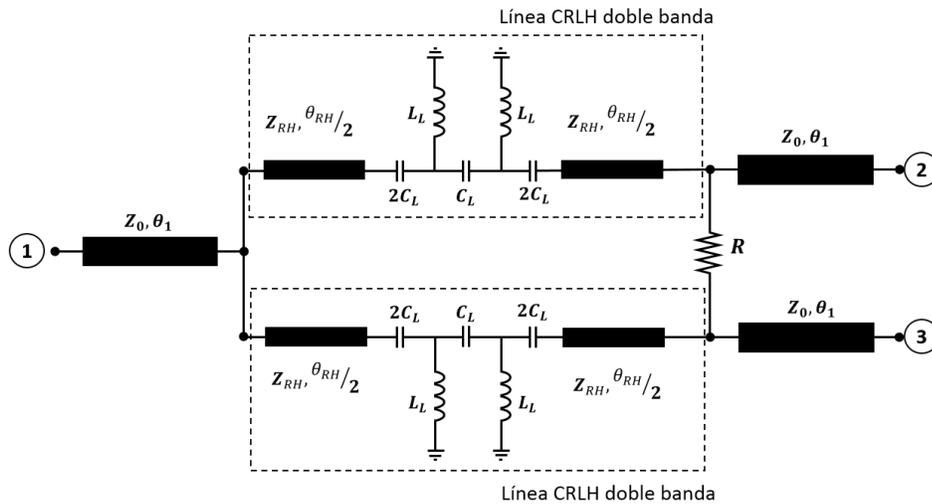


Figura 42. Topología del divisor Wilkinson utilizando líneas CRLH.

En este caso se propusieron dos diseños, uno en las bandas $f_1=0.85$ GHz y $f_2=1.9$ GHz y otro en $f_1=2.4$ GHz y $f_2=5$ GHz. En la tabla 12 se presentan los parámetros de diseño de los transformadores de impedancia con líneas CRLH a las bandas propuestas. Para simular los divisores Wilkinson con líneas CRLH se utilizaron valores comerciales de capacitores e inductores que se pueden encontrar en páginas como: *Coilcraft*, *Mouser Electronics*, *Digi-Key*, etc, esto con el objetivo de aproximar su respuesta a una implementación física.

Tabla 12. Parámetros de diseño de los transformadores de impedancia con líneas CRLH

f_1, f_2 (GHz)	r	C_R (pF)	L_R (nH)	C_L (pF)	L_L (nH)	C_L (pF)	L_L (nH)	θ_{RH} (°)	Z_{RH} (Ω)
				Teóricos		Comerciales			
0.85, 1.9	2.23	2.96	14.84	7.88	39.41	7.5	2(14)+11	128.49	70.71
2.4-5	2.0	1.15	5.78	2.0	10.0	2.0	9.6	141.46	70.71

En la figura 43 se observa la respuesta del divisor de potencia de doble banda a 0.85 GHz y 1.9 GHz. Al considerar pérdidas por retorno S_{11} , S_{22} y S_{33} superiores a 10 dB y un aislamiento mayor a 15 dB se distinguen dos bandas. Para la banda 1 se tienen un acoplamiento entre 3.37 dB y 3.51 dB en el intervalo de frecuencias de 690 MHz a 990 MHz. Para la Banda 2 el acoplamiento varía entre 3.64 dB y 3.78 dB en el rango de frecuencias de 1.7 GHz a 2.03 GHz.

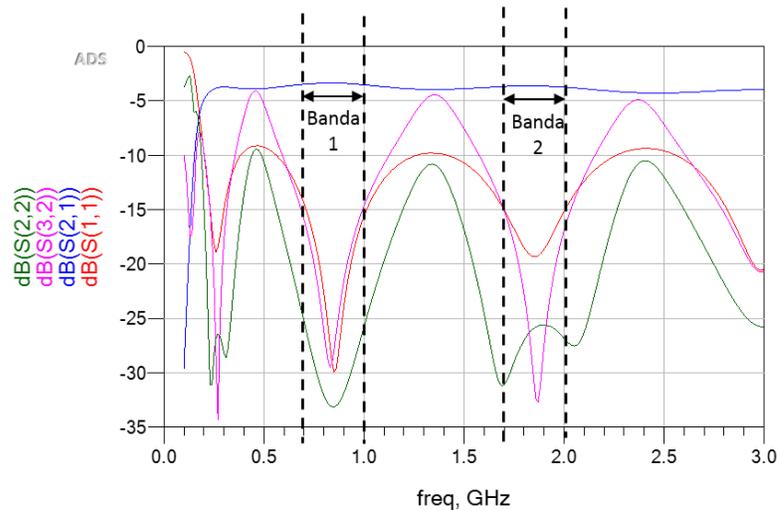


Figura 43. Simulación de parámetros S de divisor Wilkinson con líneas CRLH a 0.85 GHz y 1.9 GHz.

En la figura 44 se presenta la respuesta del segundo divisor de potencia de doble banda a 2.4 GHz y 5 GHz donde el acoplamiento para la primera banda es de 3.62 dB a 3.44 dB entre las frecuencias de 2.04 GHz a 2.8 GHz. El intervalo de frecuencias de la segunda banda es de 4.64 GHz a 5.34 GHz con un acoplamiento entre 4.15 dB y 3.99 dB.

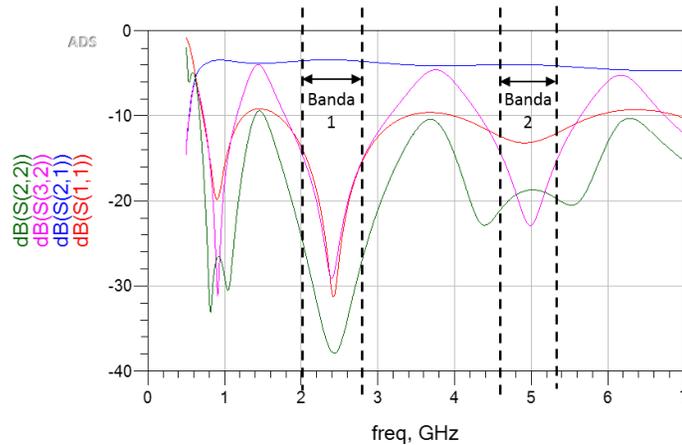


Figura 44. Simulación de parámetros S de divisor Wilkinson con líneas CRLH a 2.4 GHz y 5 GHz.

En la tabla 13 se presenta un resumen de los resultados de simulación de parámetros S de los divisores de potencia con líneas CRLH para las distintas bandas de diseño.

Tabla 13. Comparación de parámetros S en simulación del divisor Wilkinson utilizando líneas CRLH.

Frecuencia (GHz)	S11 (dB)	S22=233 (dB)	S32 (dB)	S21=S31 (dB)
0.85	-29.9	-33.0	-27.97	-3.37
1.9	-18.65	-25.6	-27.55	-3.64
2.4	-30.82	-37.8	-29.15	-3.44
5.0	-13.14	-18.73	-22.89	-4.0

4.6 Divisor de potencia multibanda utilizando estructuras tipo T y tipo Pi

En 2008, (A. S. S. Mohra, 2008) presenta el análisis y diseño de un divisor de potencia Wilkinson de doble banda convirtiendo cada transformador de un cuarto de onda en su equivalente sección en forma de T de línea de transmisión, figura 45.

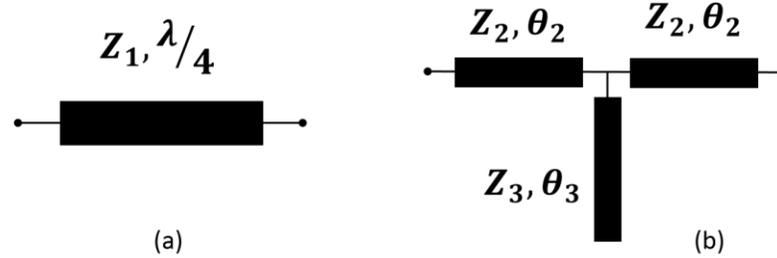


Figura 45. Representación de: (a) línea de transmisión de un cuarto de onda, (b) estructura en T equivalente (A. Mohra y Alkanhal, 2008).

Una aportación en este trabajo de tesis es el desarrollo de las ecuaciones para la misma estructura en T con la diferencia que se generaliza para una longitud eléctrica arbitraria, tal y como se muestra en el Anexo-A. También se desarrollan las ecuaciones para la transformación de una línea de transmisión de un cuarto de onda en su estructura equivalente en forma de Pi, Anexo-B.

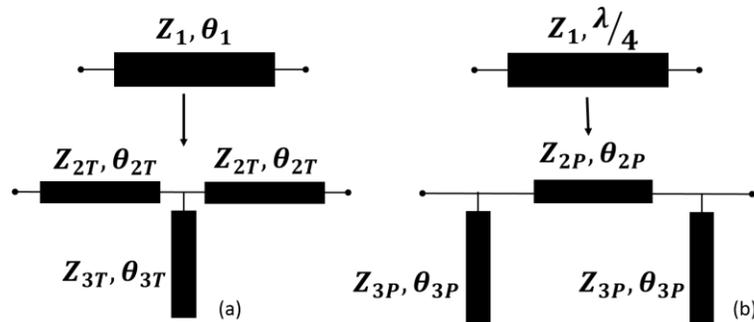


Figura 46. Transformación: (a) Estructura tipo T, (b) Estructura tipo Pi.

Las ecuaciones de los parámetros de impedancia de la figura 46 para un estructura tipo T y tipo Pi son:

$$Z_{2T} = Z_1 \left(\frac{\sin \theta_1}{\cos \theta_1 + 1} \right) \cot \theta_{2(f_1)} \quad (81)$$

$$Z_{3T} = 0.5Z_{2T} \frac{\sin^2 \theta_{3(f_1)}}{\cos \theta_{3(f_1)} (\cos \theta_{3(f_1)} - \cos \theta_1)} \quad (82)$$

$$Z_{2Pi} = Z_1 / \sin \theta_{2(f_1)} \quad (83)$$

$$Z_{3Pi} = Z_{2P} \tan^2 \theta_{3(f_1)} \quad (84)$$

donde Z_{2T} y Z_{3T} son las impedancias que conforman la línea en forma de T, mientras que Z_{2Pi} y Z_{3Pi} son las impedancias de la estructura Pi.

La respuesta de doble banda en ambas transformaciones se obtiene mediante la relación de frecuencias $r = \omega_1/\omega_2$, donde la longitud eléctrica correspondiente a las líneas de transmisión en serie, es:

$$\theta_{2(f_1)} = \frac{\pi}{r \pm 1}, \quad r > 1 \quad (85)$$

$$\theta_{2(f_2)} = r\theta_{2(f_1)} \quad (86)$$

La longitud eléctrica correspondiente al stub en abierto es:

$$\theta_{3(f_1)} = \frac{2\pi}{r \pm 1} = 2\theta_{2(f_1)}, \quad r > 1 \quad (87)$$

$$\theta_{3(f_2)} = r\theta_{3(f_1)} = 2\theta_{2(f_2)} \quad (88)$$

En la figura 47 se analizan las ecuaciones (81)-(84) en términos de la relación de frecuencias r para determinar los rangos de frecuencia en las que son viables las transformaciones de las líneas, principalmente para la impedancia $Z_1 = 70.71 \Omega$ y longitud eléctrica $\theta_1 = 90^\circ$. Se observa que la relación de frecuencias viable para una estructura T es de: $1.78 < r_T < 2.26$, $3.78 < r_T < 4.26$ y $5 < r_T < 9.4$ y para una estructura Pi el intervalo es de: $2.23 < r_{Pi} < 8.78$.

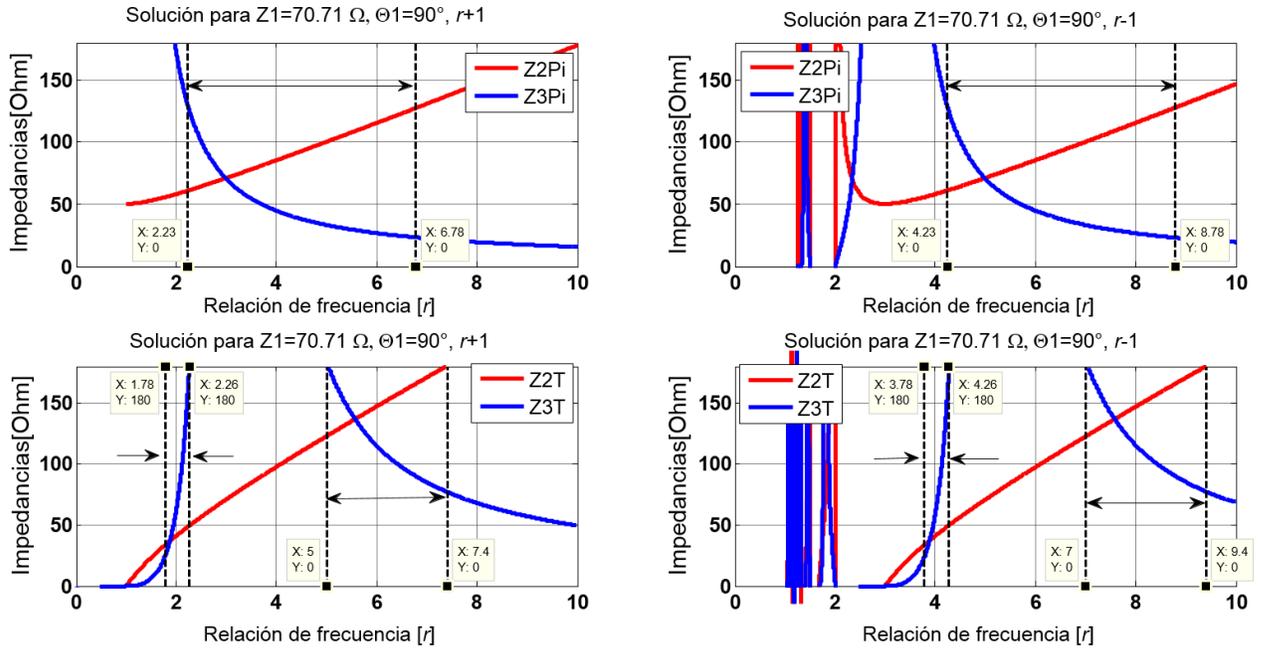


Figura 47. Variación de la impedancia característica de las transformaciones T y Pi.

En base a la información desarrollada, se realizaron dos diseños de la transformación de un transformador de impedancias con impedancia característica de $Z_1=70.71 \Omega$ en su equivalente estructura tipo T de doble banda. El primer diseño es a las frecuencias $f_1=0.85 \text{ GHz}$ y $f_2=1.9 \text{ GHz}$ y el segundo diseño a $f_1=2.4 \text{ GHz}$ y $f_2=5 \text{ GHz}$. En la tabla 14 se reportan los parámetros de diseño en términos de impedancia y longitud eléctrica de las estructuras tipo T. En la figura 48 se muestran los resultados de simulación de dos transformadores de impedancia de doble banda utilizando estructuras tipo T.

Tabla 14. Parámetros de diseño de la estructura tipo T de doble banda.

f_1, f_2 (GHz)	r_T	Z_1 (Ω)	θ_1 ($^\circ$)	Z_{2T} (Ω)	Z_{3T} (Ω)	θ_{2T} ($^\circ$)	θ_{3T} ($^\circ$)
0.85, 1.9	2.23	70.71	90	48.35	159.49	55.63	111.27
2.4, 5.0	2.083	70.71	90	43.53	85.63	58.37	116.76

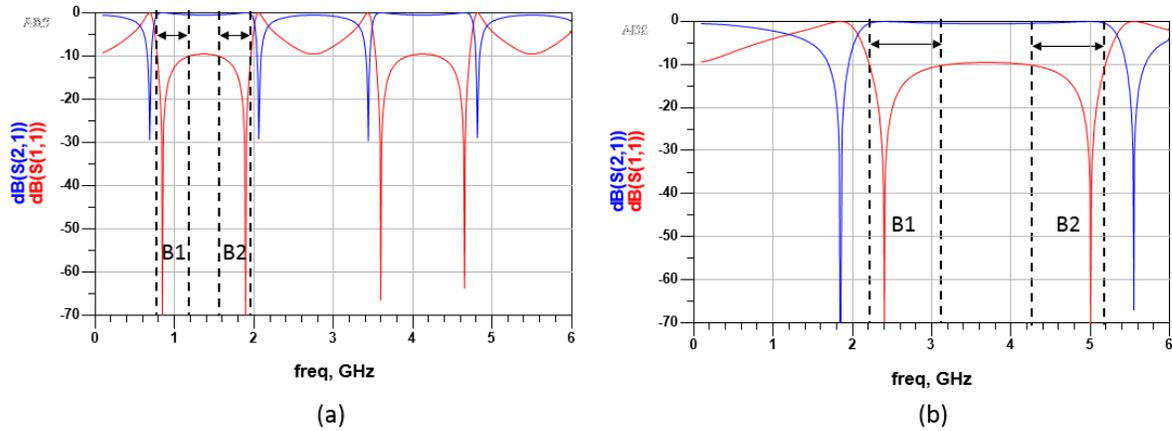


Figura 48. Transformador de impedancias de doble banda mediante estructura tipo T para las bandas: (a) 850 MHz y 1900MHz (b) 2.4 GHz y 5 GHz.

Para el caso de la estructura tipo Pi sus parámetros de diseño se muestran en la tabla 15 y su respuesta en parámetros S se ilustran en la figura 49. Una de sus características importantes es que posee una banda de rechazo entre las bandas de diseño además de tener anchos de banda más amplios que la estructura tipo T.

Tabla 15. Parámetros de diseño de la estructura tipo Pi de doble banda.

F1, f2 (GHz)	r_{Pi}	Z_1 (Ω)	θ_1 (Grad)	Z_{2Pi} (Ω)	Z_{3Pi} (Ω)	θ_{2Pi} (Grad)	θ_{3Pi} (Grad)
0.85, 1.9	2.23	70.71	90°	85.66	183.21	55.63	55.63
2.4, 5.0	2.08	70.71	90°	83.03	219.03	58.37	58.37

De acuerdo a los resultados mostrados en la figura 48 y figura 49, tanto la estructura en T como la estructura en Pi presentan una excelente respuesta en frecuencia para reemplazar los transformadores de impedancia de un cuarto de onda que se utilizan convencionalmente. Al comparar las impedancias resultantes de ambas transformaciones (tabla 14 y tabla 15), la estructura tipo Pi presenta impedancias muy grandes, y es un aspecto que se debe de tomar en cuenta al implementar alguna de estas estructuras, por ejemplo, al calcular los anchos de las líneas de microcinta con impedancias de 183.21 Ω y 219.03 Ω se tienen anchos de las líneas de 0.07769 mm y 0.0282 mm respectivamente, dichas dimensiones son muy complicadas de realizar físicamente. Por esta razón se optó por diseñar un divisor Wilkinson de doble

banda reemplazando los transformadores de impedancias de un cuarto de longitud de onda convencionales por estructuras tipo T.

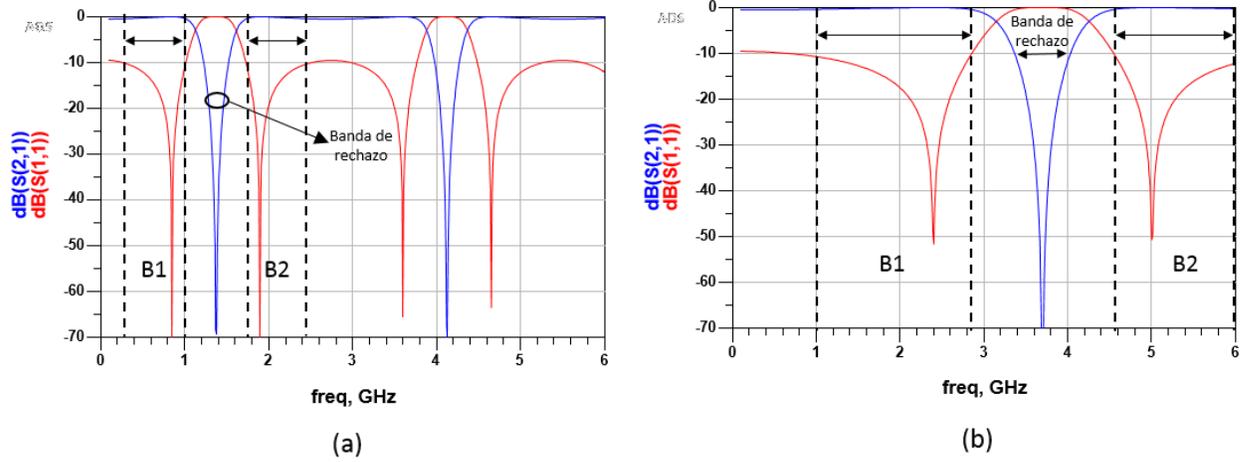


Figura 49. Transformador de impedancias de doble banda mediante estructura tipo Pi con frecuencias de diseño en: (a) 850 MHz y 1900MHz (b) 2.4 GHz y 5 GHz.

4.6.1 Diseño de divisor de potencia multibanda con estructura tipo T

Se diseñó un divisor Wilkinson con estructuras tipo T para las bandas de 2.4 GHz y 5 GHz utilizando la topología de la figura 50. Los parámetros de diseño se obtuvieron con las ecuaciones (81)-(82) y (85)-(88).

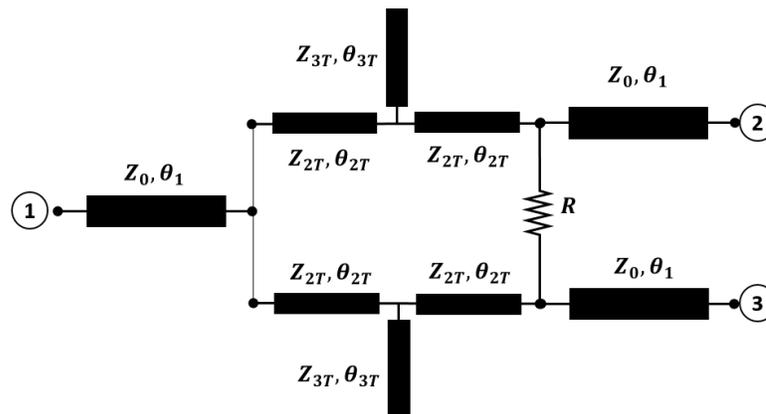


Figura 50. Topología del divisor Wilkinson utilizando transformadores de impedancia tipo T.

En la tabla 16 se presentan los valores de impedancia y longitud eléctrica y las correspondientes dimensiones físicas de cada línea de transmisión.

Tabla 16. Parámetros de diseño del divisor Wilkinson multibanda a 2.4 GHz y 5 GHz con estructura tipo T

Parámetro	Impedancia (Ω)	θ ($^\circ$)	W (mm)	L (mm)
Z0	50	90	3.19	17.67
Z2T	43.538	58.4	3.98	11.36
Z3T	85.635	116.76	1.13	23.78
R	100			

En la figura 51 se presentan los resultados de simulación de la topología de la figura 50. Considerando pérdidas por retorno S11, S22, S33 superiores a 10 dB en los tres puertos y un aislamiento S32 mayor a 15 dB, obtenemos para la primera banda un acoplamiento entre 3.6 dB y 4.25 dB en el intervalo de frecuencias de 2.2 GHz a 2.65 GHz. Para la segunda banda el acoplamiento varía entre 4.12 dB a 5.36 dB en el intervalo de 4.68 GHz a 5.18 GHz. En la tabla 17 se muestran los resultados de simulación a las frecuencias de 2.4 GHz y 5 GHz.

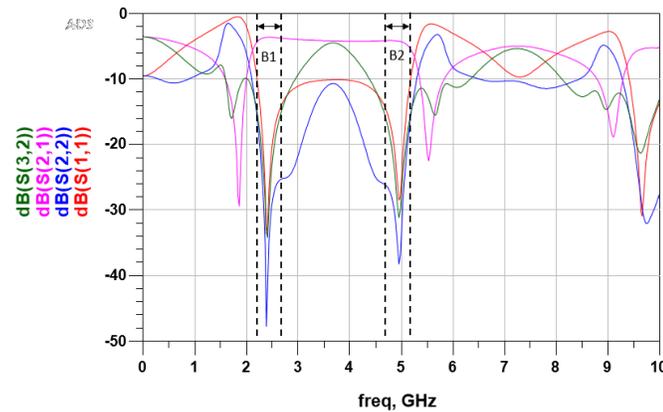


Figura 51. Simulación de parámetros S de divisor Wilkinson con estructura T a 2.4 GHz y 5 GHz.

Tabla 17. Simulación de parámetros S de divisor Wilkinson utilizando estructura T a 2.4 GHz y 5 GHz.

Frecuencia	S11 (dB)	S22 (dB)	S33 (dB)	S32 (dB)	S21 (dB)	S31 (dB)
2.4 GHz	-32.31	-41.47	-41.47	-34.26	-3.6	-3.6
5 GHz	-24.91	-32.8	-32.8	-27.27	-4.29	-4.29

4.6.2 Diseño de divisor de potencia multibanda con estructuras tipo T y tipo Pi

Uno de los inconvenientes que tiene el divisor Wilkinson utilizando secciones en T es que no presenta filtrado de frecuencias entre las bandas de diseño. La propuesta que se utilizó para solucionar este inconveniente fue aprovechar la característica de rechazo de banda que tiene la estructura tipo Pi. Para ello, se reemplazó la línea de transmisión de 50Ω en el puerto de entrada del divisor de potencia de la figura 50. En la Tabla 18 se reportan los valores de impedancia, longitud eléctrica y dimensiones físicas de la transformación de la estructura tipo Pi y tipo T de la figura 52.

Tabla 18. Parámetros de diseño del divisor Wilkinson multibanda a 2.4 GHz y 5 GHz utilizando estructuras tipo T y Pi.

Parámetro	Impedancia (Ω)	θ ($^\circ$)	W (mm)	L (mm)
Z0	50	-	3.19	5.0
Z2T	43.538	58.4	3.98	11.36
Z3T	85.635	116.76	1.13	
Z2Pi	58.71	58.37	2.43	11.59
Z3Pi	154.88	58.37	0.18	12.36
R	100	-	-	-

En los extremos de la estructura tipo Pi se agregaron líneas de microcinta de 50Ω con una longitud eléctrica suficiente para evitar un efecto de acoplamiento de los stubs con el plano de referencia donde se realiza la división de potencia y con el conector SMA en el puerto de entrada.

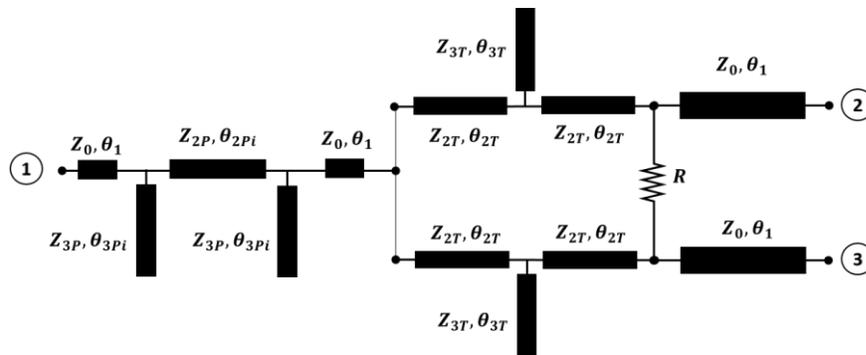


Figura 52. Topología del divisor Wilkinson utilizando transformadores de impedancia tipo T y estructura Pi.

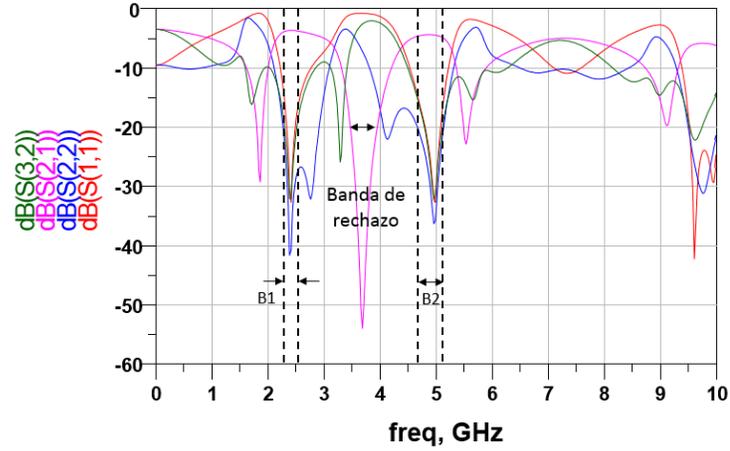


Figura 53. Simulación de parámetros S de divisor Wilkinson con estructuras T y Pi a 2.4 GHz y 5 GHz.

Tabla 19. Simulación de parámetros S de divisor Wilkinson utilizando filtros pasa-banda a 2.4 GHz y 5 GHz.

Frecuencia (GHz)	S11 (dB)	S22 (dB)	S33 (dB)	S32 (dB)	S21 (dB)	S31 (dB)
2.4 GHz	-32.76	-40.78	-40.78	-32.14	-3.73	-3.73
5 GHz	-29.11	-32.73	-32.73	-28.71	-4.56	-4.56

4.7 Simulación de divisores de potencia en Momentum ADS

El programa ADS proporciona la herramienta “Momentum” para el análisis electromagnético de circuitos multicapa mediante el Método de Momentos (MoM) en el dominio de la frecuencia; para la simulación de dispositivos en microcinta se requiere definir el sustrato como se muestra en la figura 54.

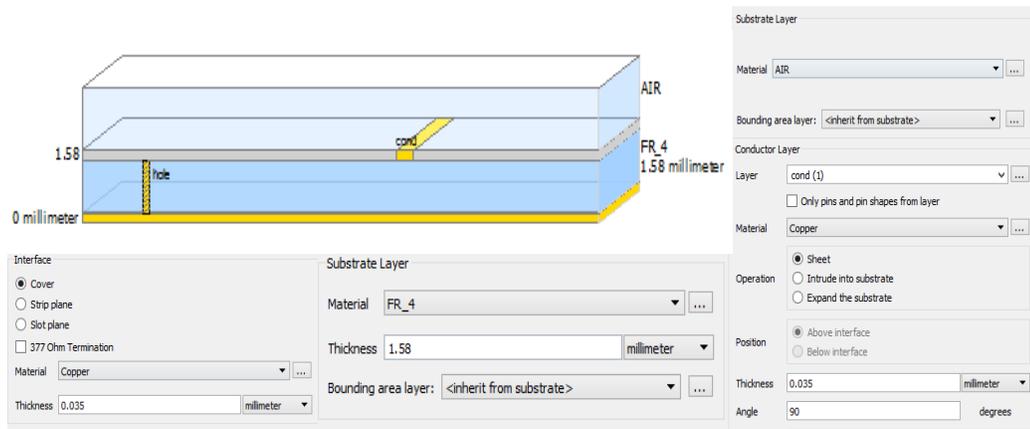


Figura 54. Definición del sustrato en Momentum ADS.

En la ventana del *layout* se cuenta con una gran variedad de herramientas para realizar el diseño de los divisores de potencia, por ejemplo, en la figura 55 se presenta la geometría propuesta para el divisor Wilkinson a 5 GHz del capítulo 4.2, donde las dimensiones iniciales de cada línea de microcinta se extrajeron de la tabla 4.

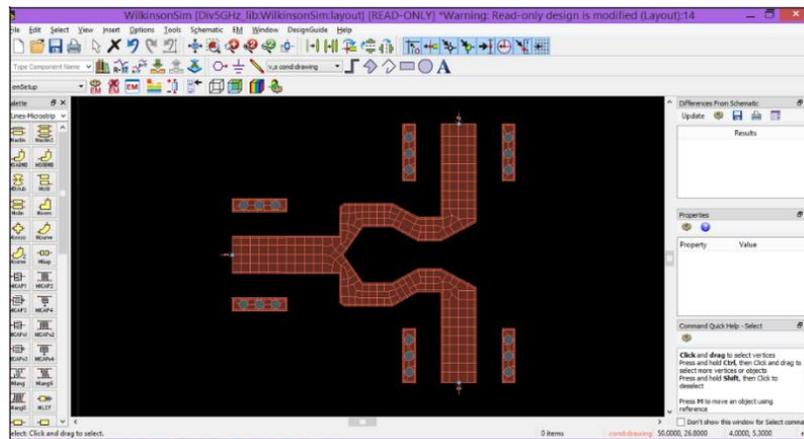


Figura 55. Layout propuesto para el divisor Wilkinson a 5 GHz.

Una vez definido el *layout* se agregan los puertos de entrada y salida cuidando de asignar el mismo número que en la simulación en esquemático. Es importante mencionar que Momentum ADS realiza un análisis electromagnético de la estructura multicapa sin tomar en cuenta elementos concentrados como es el caso de la resistencia, por lo que se deben definir dos puertos adicionales para agregar posteriormente el efecto resistivo en la sección de *schematic*. En la figura 56 se observa la asignación de los puertos en el *layout*, en los puertos 4 y 5 se coloca la resistencia de montaje superficial de 100Ω con dimensiones físicas aproximadas de 2.4 mm de largo y 1.8 mm de ancho, Anexo-C.

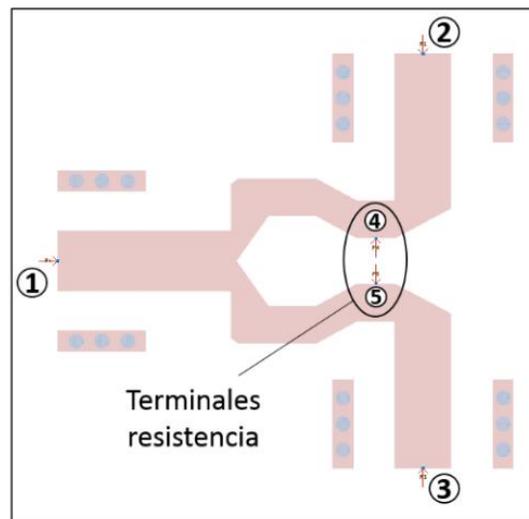


Figura 56. Distribucion de los puertos en la simulacion en *layout*.

Para iniciar con el proceso de simulación se define el rango de frecuencias de simulación y las opciones de mallado, figura 57. Una malla es un patrón en forma de cuadrícula de triángulos y rectángulos que seccionan la geometría del circuito en celdas y pueden ser autogeneradas por el simulador o definidos por el usuario, por lo que cada *layout* tendrá una distribución de mallado único. La malla se aplica luego al circuito para calcular la distribución de corriente dentro de cada celda e identificar cualquier efecto de acoplamiento en el circuito durante la simulación y a partir de estos cálculos se obtienen los parámetros *S* del dispositivo simulado.

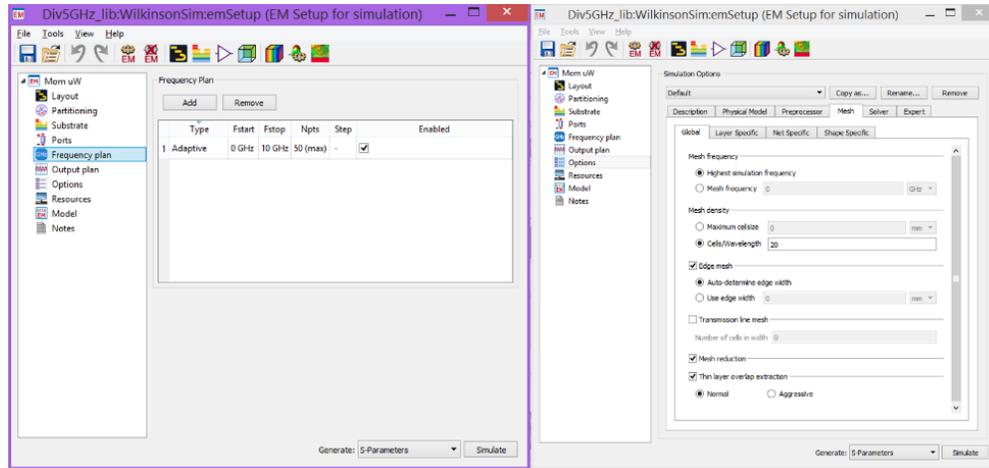


Figura 57. Opciones de configuración de frecuencia y mallado en momentum ADS.

Al obtener los parámetros S de simulación del *layout*, estos se cargan en un bloque SNP en la sección de esquemático y se coloca la resistencia en los puertos previamente asignados, figura 58. Por último, se inicia un proceso de parametrización dentro del *layout* con el objetivo de obtener la respuesta con las especificaciones de diseño.

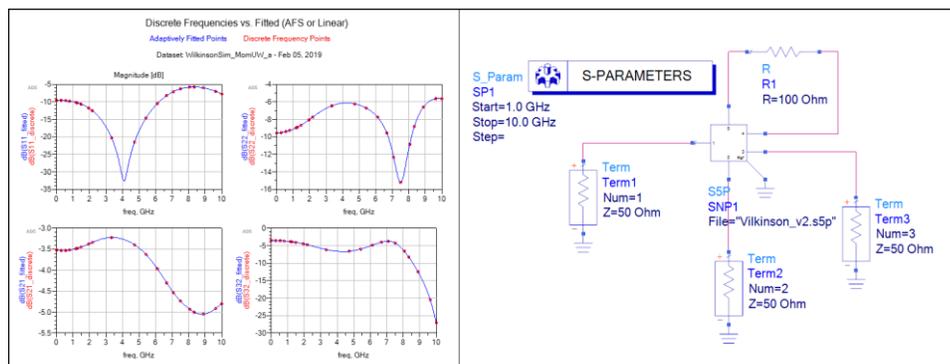


Figura 58. Bloque SNP para la simulación de parámetros S en la sección de schematic en ADS.

En la figura 59 se muestran las dimensiones finales del diseño del divisor de potencia Wilkinson para una frecuencia de operación de 5 GHz y su respuesta de simulación de parámetros S generada mediante el análisis electromagnético en ADS.

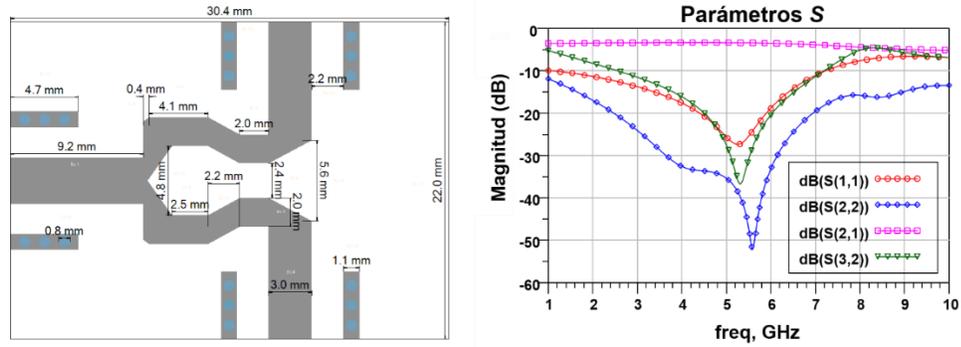


Figura 59. Dimensiones finales del divisor de potencia Wilkinson a 5GHz.

Con la finalidad de desarrollar una metodología de diseño que aproxime los resultados de simulación a la respuesta práctica se optó por evaluar el desempeño de Momentum ADS y del software de simulación Ansys HFSS analizando las mismas estructuras en ambos simuladores electromagnéticos.

4.8 Simulación de divisores de potencia en HFSS

Ansys HFSS es un software de simulación electromagnética que utiliza principalmente el método de elementos finitos (FEM) de alta precisión, dentro de la interfaz el usuario debe definir la forma geométrica del dispositivo en un entorno 3D y asignar el tipo de material de cada estructura dibujada como se muestra en la figura 60.

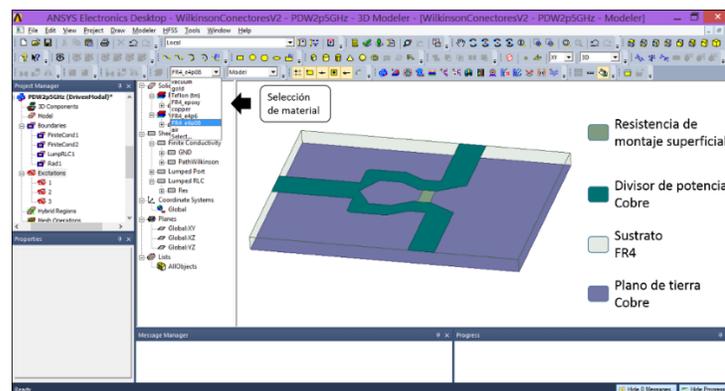


Figura 60. Interfaz 3D del software de análisis electromagnético HFSS.

Para agregar los puertos en HFSS se traza un rectángulo en la posición correspondiente a cada puerto y se agrega el tipo de excitación en la pestaña *HFSS->Assign->Lumped Port*. En la ventana que se despliega se debe asignar el número de puerto, la impedancia característica $Z_0=50 \Omega$ y una línea de integración que se define desde el plano de tierra hasta la entrada de la línea de microcinta, figura 61.

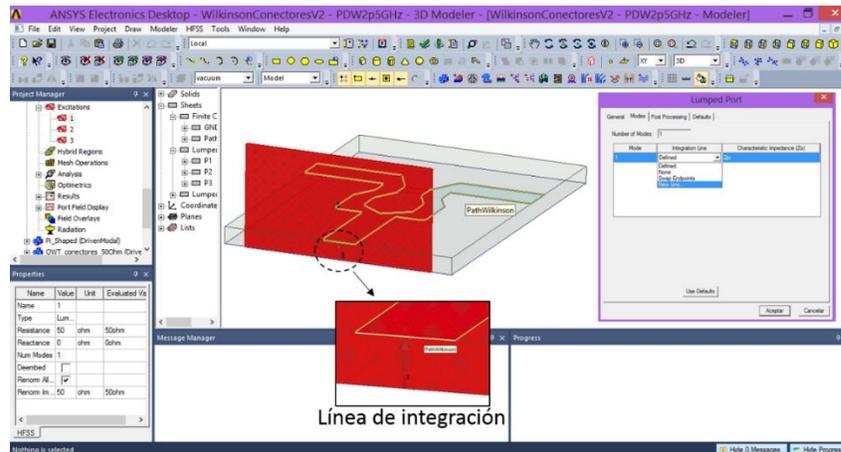


Figura 61. Definición de puertos de simulación en HFSS.

Para definir la resistencia en el divisor de potencia se traza un rectángulo con las dimensiones físicas de la resistencia de montaje superficial y se coloca en su posición correspondiente en la geometría del diseño, luego en el menú *HFSS->Boundaries->Assign->Lumped RLC* se agrega el tipo de elemento y el valor de la resistencia y por último se define la línea de flujo de corriente tal como se muestra en la figura 62.

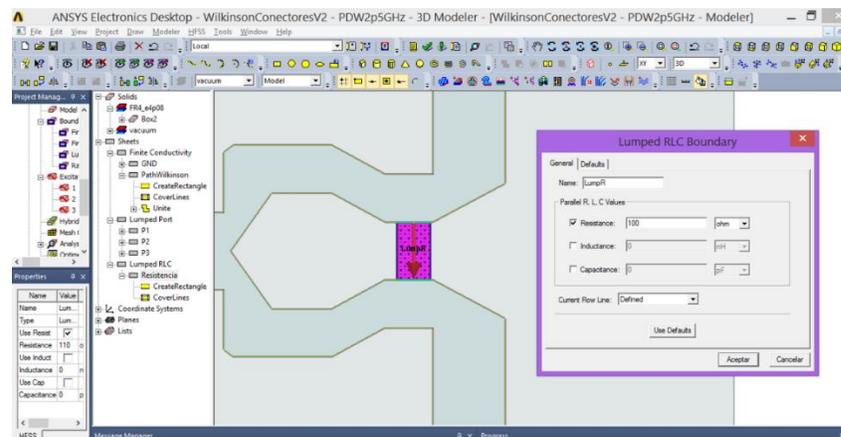


Figura 62. Definición de la resistencia de montaje superficial en HFSS.

Para definir el plano de tierra y la geometría del divisor de potencia como conductores se selecciona cada una de las figuras y en la pestaña *HFSS->Boundaries->Assign->Finite Conductivity* asignamos el tipo de metal, figura 63.

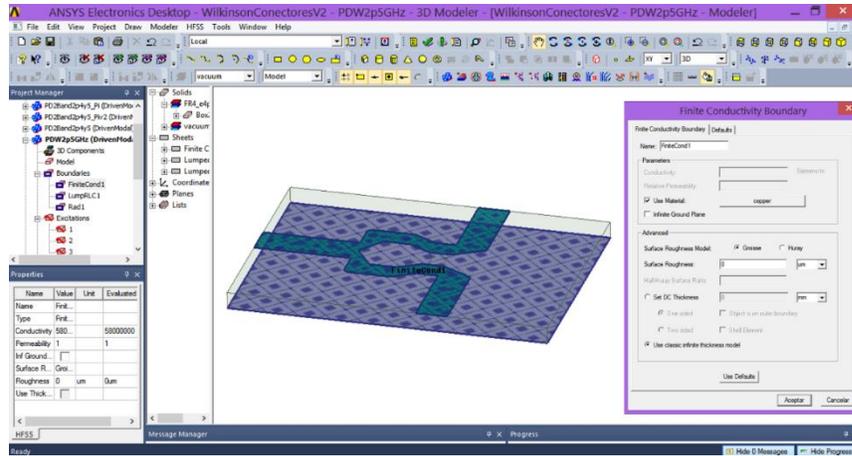


Figura 63. Definición de capas metálicas en el software HFSS.

Después de asignar los tipos de materiales utilizados en el diseño y los puertos de excitación se define el barrido de frecuencias de simulación, en la figura 64 se muestran los resultados de simulación generados por HFSS. En el capítulo 5 se realiza la comparación de resultados de simulación.

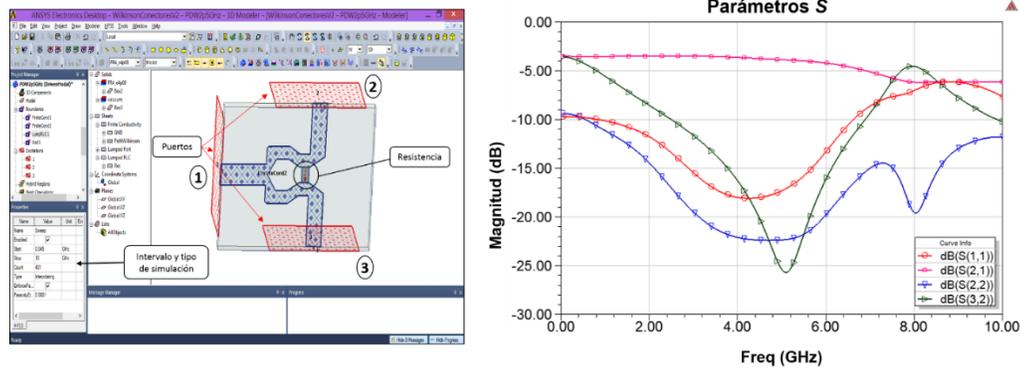


Figura 64. Resultados de simulación de parámetros S en HFSS del divisor de potencia simétrico a 5 GHz.

En la figura 65 se presentan los *layouts* y sus dimensiones físicas de los divisores de potencia analizados con los programas de simulación electromagnética. La comparación de resultados de simulación con los obtenidos experimentalmente se reportará en el capítulo 5.

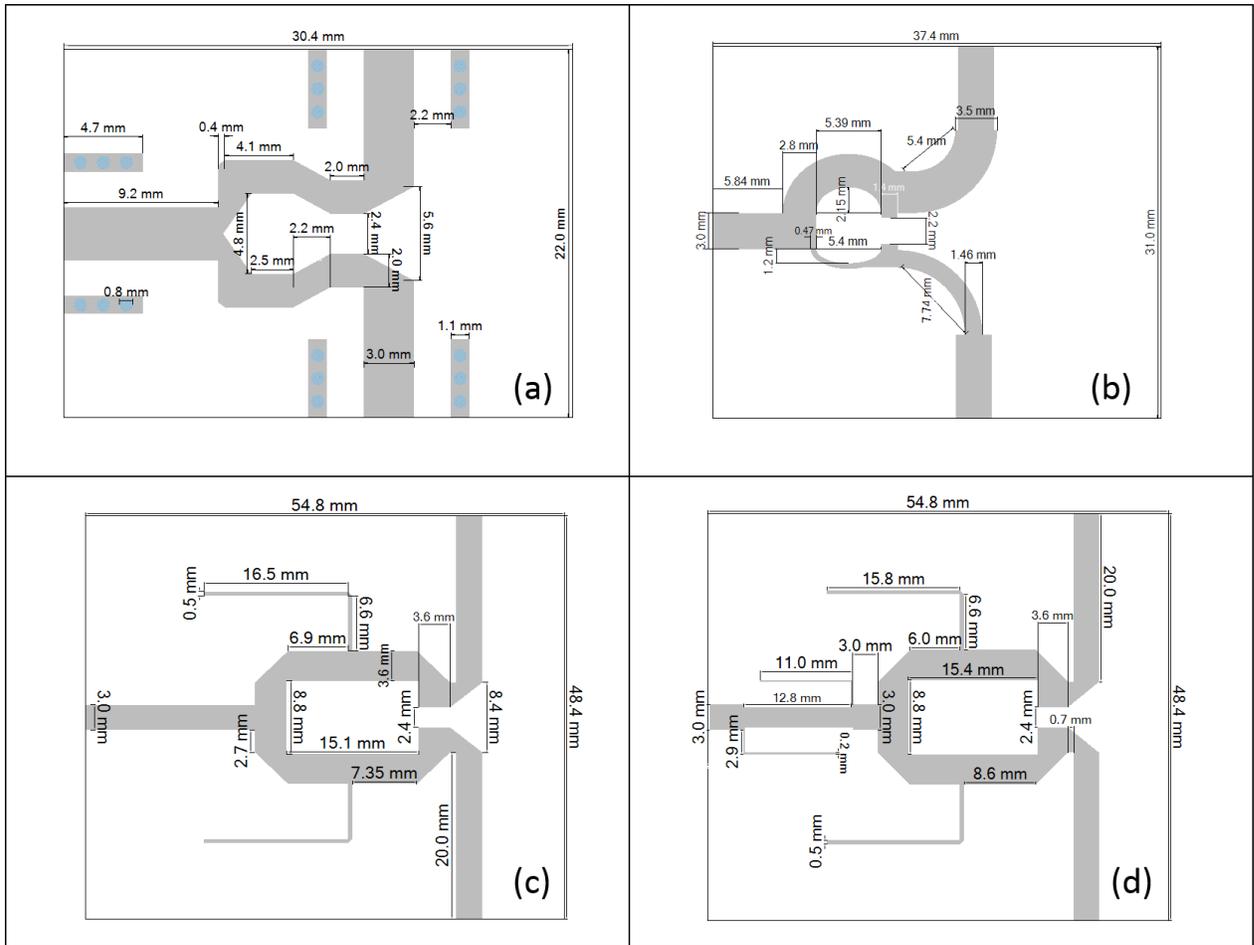


Figura 65. Layout: (a) divisor Wilkinson simétrico a 5GHz, (b) divisor Wilkinson 1:2 a 5GHz, (c) divisor Wilkinson doble banda con estructuras tipo T, (d) divisor Wilkinson doble banda con estructuras tipo T y tipo Pi.

Capítulo 5. Construcción y caracterización de divisores de potencia multibanda

5.1 Introducción

En el presente capítulo se presenta el proceso de construcción y caracterización de los divisores de potencia multibanda implementados durante el desarrollo del presente trabajo. Se realiza la comparación de los parámetros S simulados en Momentum ADS y HFSS con los obtenidos en el laboratorio de altas frecuencias en CICESE. También se realiza la caracterización de los dispositivos como divisor y combinador de potencias utilizando señales en modo continuo.

5.2 Construcción y caracterización de divisores de potencia

Los divisores de potencia se construyeron con la maquina LPKF S103 que utiliza un sistema mecánico de brocas de alta precisión para aplicaciones de circuitos impresos multicapa. En el software LPKF Circuit Pro se importa la geometría de diseño en formato “gerber” o “DXF” y mediante la configuración adecuada la máquina se encarga de devastar la capa de cobre hasta dejar solo la estructura de diseño, posteriormente se suelda la resistencia de montaje superficial. Para la caracterización de los divisores de potencia con el equipo disponible en el laboratorio de altas frecuencias en CICESE se utilizaron conectores SMA hembra (Anexo-C) con impedancia característica de 50Ω y rango de frecuencia de operación de 0-18 GHz, en la figura 66 se presenta el equipo utilizado para la construcción.



Figura 66. Proceso de fabricación en maquina LPKF S103.

En la figura 67 se muestran los divisores de potencia Wilkinson fabricados con la maquina LPKF para su caracterización, cuyos resultados se comparan con los de simulación. Lo anterior con la finalidad de verificar si el proceso de diseño desarrollado con los simuladores electromagnéticos aproxima su respuesta a la implementación física. Además, se caracterizó su comportamiento como dispositivos divisores y combinadores de potencia.

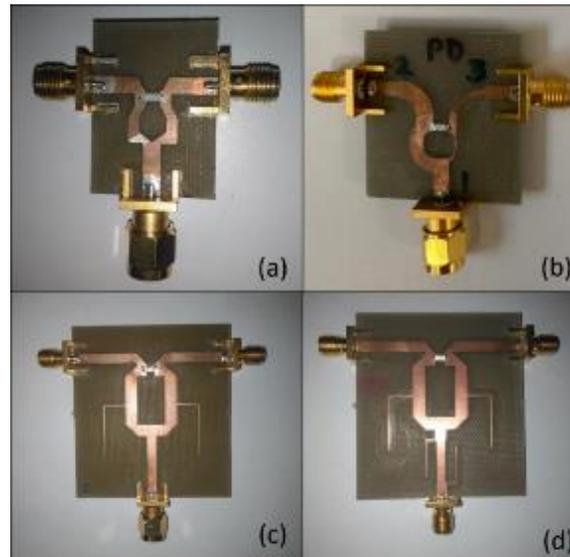


Figura 67. Fotografía de: (a) divisor Wilkinson simétrico a 5GHz, (b) divisor Wilkinson 1:2 a 5GHz, (c) divisor Wilkinson doble banda con estructuras tipo T, (d) divisor Wilkinson doble banda con estructuras tipo T y tipo Pi.

La medición de parámetros S se realizó con el analizador de redes HP8510, que es un equipo de medición de dos puertos que opera desde 45 MHz a 20 GHz, figura 68. Se realizó una calibración tipo SOLT (Short, Open, Load, Thru) de dos puertos o *FullTwoPort* en un rango de frecuencias de 45 MHz a 10 GHz con una potencia en los puertos de 0 dBm, atenuación de 0 dB, con de 401 puntos de frecuencia y un promediado de 128. Para realizar la medición de parámetros S en un dispositivo de tres puertos o más con el equipo HP8510 se requiere utilizar cargas de 50Ω (Anexo-C).



Figura 68. Medición de parámetros S en el analizador de redes HP8510.

Antes de iniciar con la caracterización de los divisores de potencia se recomienda numerar los puertos conforme a lo definido en el proceso de simulación, de esta forma se evitan posibles confusiones en la interpretación de los resultados experimentales. En la medición de los parámetros S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22} se conectó el puerto 1 y puerto 2 del analizador de redes con el puerto 1 y puerto 2 del divisor de potencia respectivamente y se colocó la carga de 50Ω al puerto 3 del divisor, figura 69(b). En la medición de los parámetros S_{13} , S_{31} y S_{33} se conectó el puerto 1 y 2 del analizador de redes a los puertos 1 y 3 del divisor de potencia respectivamente y en el puerto 2 del divisor se colocó la carga de 50Ω , figura 69(c). Por último, para medir los parámetros S_{23} y S_{32} se conectó el puerto 1 y puerto 2 del analizador de redes a los puertos 3 y 2 del divisor de potencia, y se colocó la carga en el puerto 1 del divisor como se muestra en la figura 69(d).

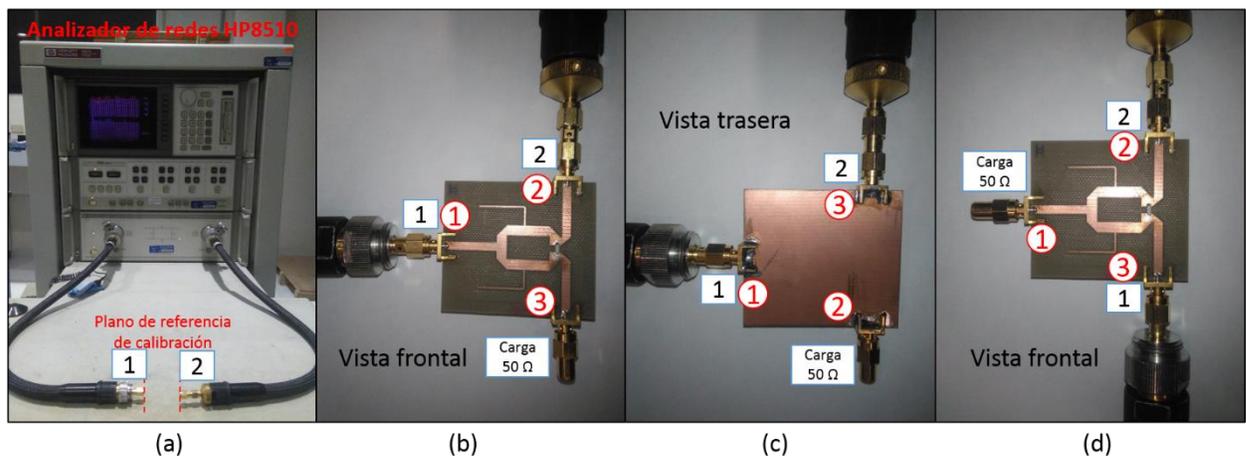


Figura 69. Medición de parámetros S de los divisores de potencia Wilkinson: (a) analizador de redes HP8510, (b) medición de S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} , (c) medición de S_{13} , S_{31} , S_{33} y (d) medición de S_{23} y S_{32} .

5.2.1 Resultados de parámetros S

De la figura 71 a la figura 74 se muestra la comparación de los resultados de simulación electromagnética de parámetros S en momentum ADS y HFSS con los resultados medidos con el analizador de redes HP8510. El primer divisor de potencia que se construyó y caracterizó fue el divisor Wilkinson simétrico a 5 GHz, figura 67(a), en su proceso de diseño sólo se consideró en un principio la respuesta de simulación en momentum ADS. En este divisor de potencia se observaron resonancias no deseadas en la respuesta del dispositivo a las frecuencias de 4.0 GHz, 5.1 GHz y 5.5 GHz (véase figura 71). Este tipo de perturbaciones se distinguen por cambios abruptos en la respuesta del dispositivo que puede afectar el desempeño del mismo.

Durante el proceso para identificar la causa de la resonancia se verificó que los conectores y la resistencia de montaje superficial estuvieran conectados de forma correcta pero no se obtuvo una mejoría en la respuesta. Al analizar la estructura física del divisor de potencia con un microscopio se encontraron restos de cobre entre el plano de tierra del conector y la línea de transmisión del puerto como se observa en la figura 70(a), generando posiblemente una perturbación en la distribución de los campos electromagnéticos en el puerto del dispositivo. Otra posible causa de la resonancia es el uso excesivo de resina (flux) para facilitar la adherencia de soldadura en los conectores SMA, figura 70(b), creando con ello una capa de resina que de alguna forma afecta la señal en la transición del pin central del conector con la línea de microcinta, aunque en esta última suposición hace falta verificar si realmente provoca un efecto de resonancia principalmente a las frecuencias que se presentan en la respuesta del divisor. A pesar de que el divisor Wilkinson a 5 GHz contiene estas resonancias el dispositivo se puede utilizar a la frecuencia de diseño, los factores de acoplamiento en sus puertos de salida son de $CP21@5GHz= 4.06$ dB y $CP31@5GHz= 4.38$ dB, la diferencia de 0.32 dB se puede compensar colocando en el puerto 2 algún conector adicional.

El siguiente divisor de potencia diseñado fue el divisor Wilkinson asimétrico 1:2 a 5 GHz, figura 67(b). En la parte de construcción se cuidaron las observaciones hechas en el anterior diseño. En su respuesta de parámetros S de la figura 72 el divisor no presentó resonancias espurias, pero en este caso se observó un ligero desplazamiento en los parámetros de adaptación (S_{11} , S_{22} , S_{33}) y aislamiento S_{32} . Al considerar que los resultados de simulación en momentum ADS no tenían una buena aproximación con los resultados experimentales de los dos primeros diseños se optó por realizar la simulación de estos dispositivos en HFSS, observando una ligera mejoría en la aproximación con los resultados experimentales.

El diseño de los divisores Wilkinson multibanda, figura 67(c)-(d), se realizó considerando la respuesta de simulación en HFSS, y en la figura 73 y figura 74 se reporta la comparación con los parámetros S medidos. En el divisor de potencia multibanda con transformador de impedancia en T y línea de alimentación en Pi, figura 67(d), presenta factores de acoplamiento de 5.82 dB y 4.98 dB en los puertos 2 y 3 respectivamente en la banda de 5 GHz. Esta diferencia de 0.84 dB se debe a que en el proceso de fabricación, el stub del transformador de impedancias en forma de T del puerto 2 tiene restos de la capa de cobre que no alcanzó a remover la maquina LPKF, figura 70(c), provocando que la impedancia del stub sea diferente a la de diseño y también que la división de potencia no sea simétrica.

En las tablas 20 a 25 se describen las especificaciones técnicas como el rango de frecuencia de operación considerando un aislamiento, I_{32} , mayor a los 20 dB en los casos en los que se alcanza esos niveles, en otro caso se indica el valor máximo alcanzado. También se presenta información de las pérdidas por retorno RL_{11} , RL_{22} y RL_{33} de cada uno de sus puertos, los factores de acoplamiento CP_{21} y CP_{31} , y pérdidas por inserción IL_{21} e IL_{31} en los puertos de salida. La etiqueta *Min* hace referencia a los parámetros mínimos presentes en la banda de operación del dispositivo y la etiqueta *Typ* se refiere a los parámetros medidos a la frecuencia de diseño.

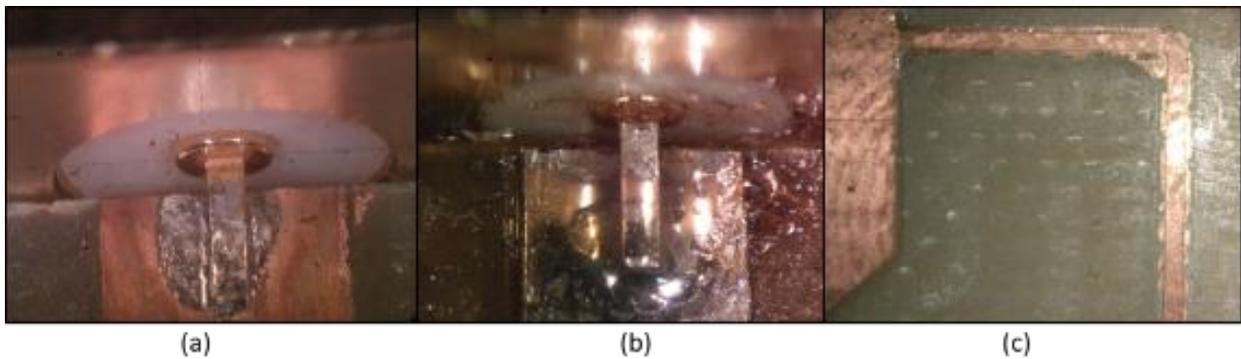


Figura 70. Imprecisiones en la fabricación de los divisores de potencia Wilkinson realizados en el presente trabajo.

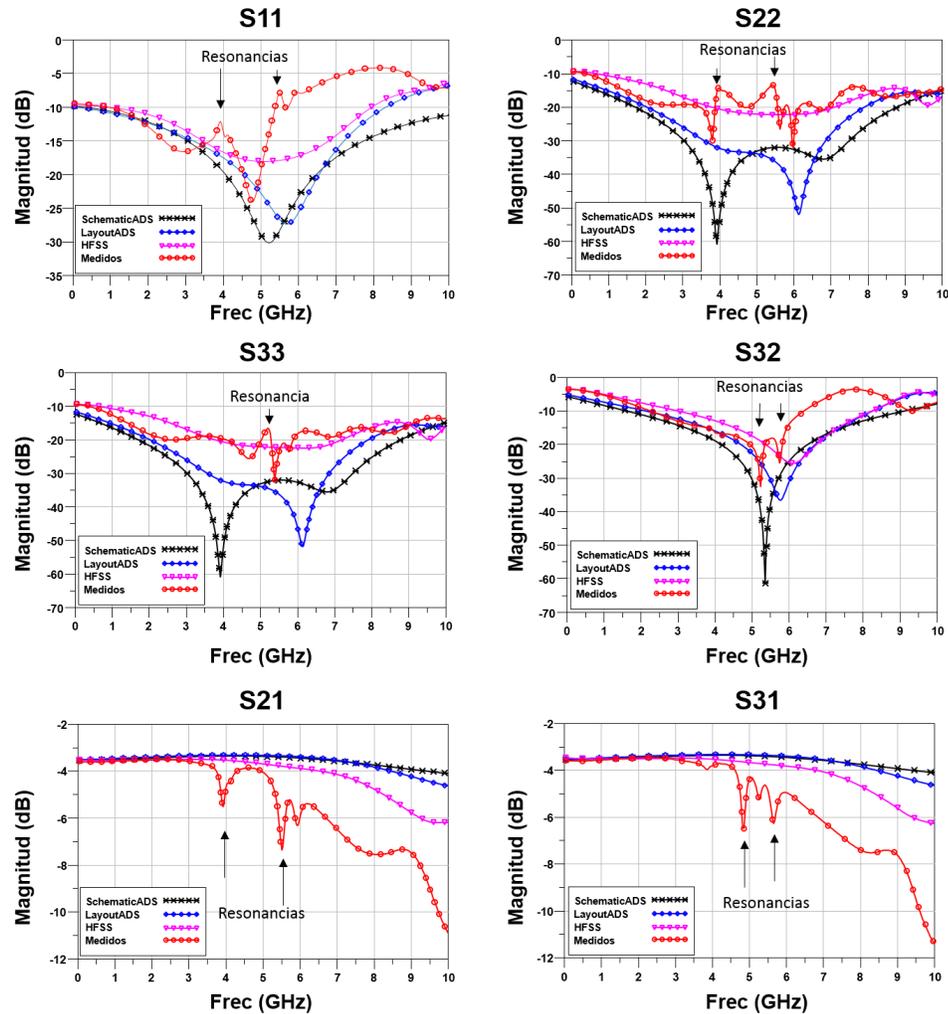


Figura 71. Parámetros S del divisor Wilkinson simétrico a 5 GHz.

Tabla 20. Comparación de parámetros S simulados y medidos del divisor Wilkinson simétrico a 5 GHz, figura 67(a).

Especificación	Esquemático ADS		Momentum ADS		Ansys HFSS		Experimental	
	Min	Typ.	Min	Typ.	Min	Typ.	Min	Typ.
Rango de frecuencia	4.16 a 6.5 GHz para $ S_{22} > 20.0$ dB		4.7 a 6.71 GHz para $ S_{22} > 20.0$ dB		4.55 a 6.74 GHz para $ S_{22} > 15.0$ dB		4.82 a 5.36 GHz para $ S_{22} > 19.0$ dB	
RL11 (dB)	19.89	28.93	18.64	22.77	15.27	18.02	10.6	19.39
RL22 (dB)	33.39	33.29	32.74	33.97	21.82	22.21	13.98	18.38
RL33 (dB)	33.39	33.29	32.74	33.97	21.82	22.21	20.79	20.79
CP21 (dB)	3.52	3.39	3.48	3.34	3.99	3.68	5.21	4.06
CP31 (dB)	3.52	3.39	3.48	3.34	3.99	3.68	6.47	4.38
IL21 (dB)	0.52	0.39	0.48	0.34	0.99	0.68	0.21	1.06
IL31 (dB)	0.52	0.39	0.48	0.34	0.99	0.68	3.47	1.38
I32 (dB)	20.0	30.4	20.0	22.7	15.0	17.46	19.0	20.62

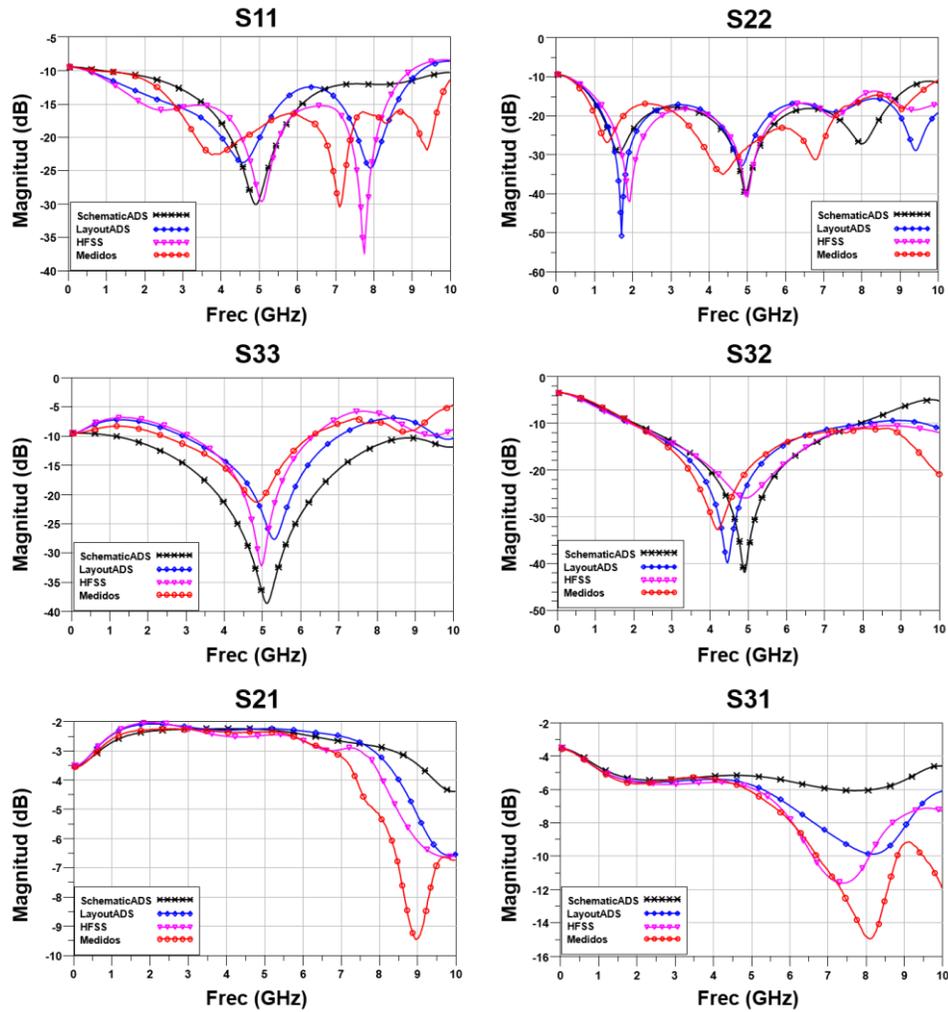


Figura 72. Parámetros S del divisor Wilkinson 1:2 a 5 GHz.

Tabla 21. Comparación de parámetros S simulados y medidos del divisor Wilkinson 1:2 a 5 GHz, figura 67(b).

Especificación	Esquemático ADS		Momentum ADS		Ansys HFSS		Experimental	
	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ
Rango de frecuencia	4.0 a 5.82 GHz para $ S_{22} > 20.0$ dB		3.7 a 5.2 GHz para $ S_{22} > 20.0$ dB		4.1 a 5.74 GHz para $ S_{22} > 20.0$ dB		3.48 a 5.1 GHz para $ S_{22} > 19.0$ dB	
RL11 (dB)	17.79	29.58	18.08	20.39	16.54	28.85	18.35	18.73
RL22 (dB)	20.63	39.79	18.05	30.63	20.51	40.59	22.69	28.32
RL33 (dB)	21.47	36.97	12.82	23.21	14.82	31.93	13.08	20.75
CP21 (dB)	2.40	2.27	2.28	2.24	2.52	2.24	2.37	2.37
CP31 (dB)	5.45	5.21	5.91	5.74	7.06	5.92	6.29	6.15
IL21 (dB)	0.6	0.47	0.48	0.44	0.72	0.44	0.57	0.57
IL31 (dB)	0.68	0.44	1.14	0.97	2.29	1.15	1.52	1.38
$ S_{22} $ (dB)	20.11	36.87	20.11	22.48	20.04	21.40	19.12	19.75

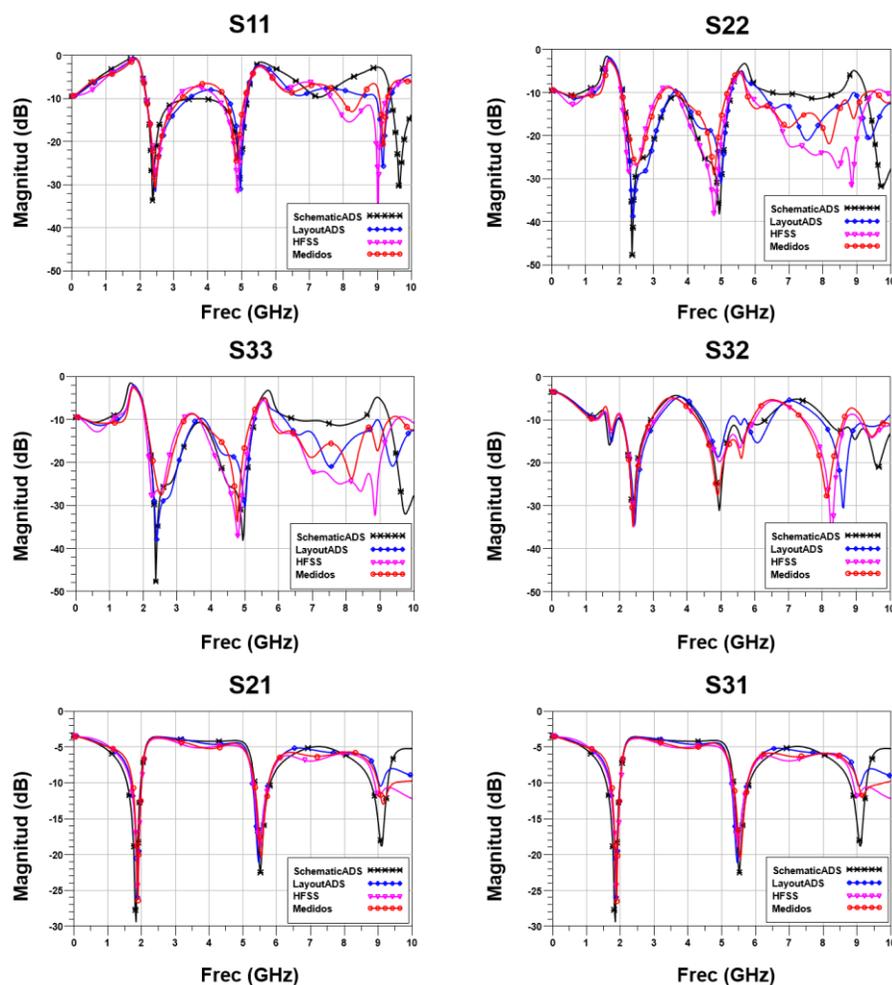


Figura 73. Parámetros S del divisor Wilkinson multibanda con secciones en T.

Tabla 22. Comparación de parámetros S del divisor multibanda con secciones en T en la banda de 2.4 GHz, figura 67(c).

Especificación	Esquemático ADS		Momentum ADS		Ansys HFSS		Experimental	
	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ
Rango de frecuencia	2.285 a 2.534 GHz para $ S_{22} > 20.0$ dB		2.328 a 2.632 GHz para $ S_{22} > 20.0$ dB		2.303 a 2.575 GHz para $ S_{22} > 20.0$ dB		2.303 a 2.575 GHz para $ S_{22} > 20.0$ dB	
RL1	16.41	32.62	17.53	24.64	15.85	22.41	15.48	24.15
RL2	23.23	42.95	28.81	38.84	26.45	26.72	20.57	24.56
RL3	23.23	42.95	28.81	38.84	26.45	26.72	20.62	25.04
CP21	3.8	3.6	3.75	3.64	4.06	3.88	3.94	3.76
CP31	3.8	3.6	3.75	3.64	4.06	3.88	3.94	3.74
IL21	0.8	0.6	0.75	0.64	1.06	0.88	0.94	0.76
IL31	0.8	0.6	0.75	0.64	1.06	0.88	0.94	0.74
I32	20.21	34.04	20.03	33.52	20.01	32.99	20.0	33.52

Tabla 23. Comparación de parámetros S del divisor multibanda con secciones en T en la banda de 5 GHz, figura 67(c).

Especificación	Esquemático ADS		Momentum ADS		Ansys HFSS		Experimental	
	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ
Rango de frecuencia	4.80 a 5.08 GHz para $ S_{22} > 20.0$ dB		4.83 a 5.02 GHz para $ S_{22} > 17.0$ dB		4.84 a 5.1 GHz para $ S_{22} > 18.0$ dB		4.755 a 5.08 GHz para $ S_{22} > 20.0$ dB	
RL1	16.71	25.48	15.48	27.95	12.57	19.22	11.12	15.0
RL2	23.74	33.55	21.04	31.21	16.84	22.2	13.166	16.26
RL3	23.74	33.55	21.04	31.21	16.84	22.2	13.54	16.62
CP21	4.56	4.28	4.8	4.7	5.82	5.24	5.58	5.11
CP31	4.56	4.28	4.8	4.7	5.82	5.24	5.41	4.95
IL21	1.56	1.28	1.8	1.7	2.82	2.24	2.58	2.11
IL31	1.56	1.28	1.8	1.7	2.82	2.24	2.41	1.95
$ S_{22} $	20.0	27.76	17.03	17.71	18.03	19.74	20.07	23.93

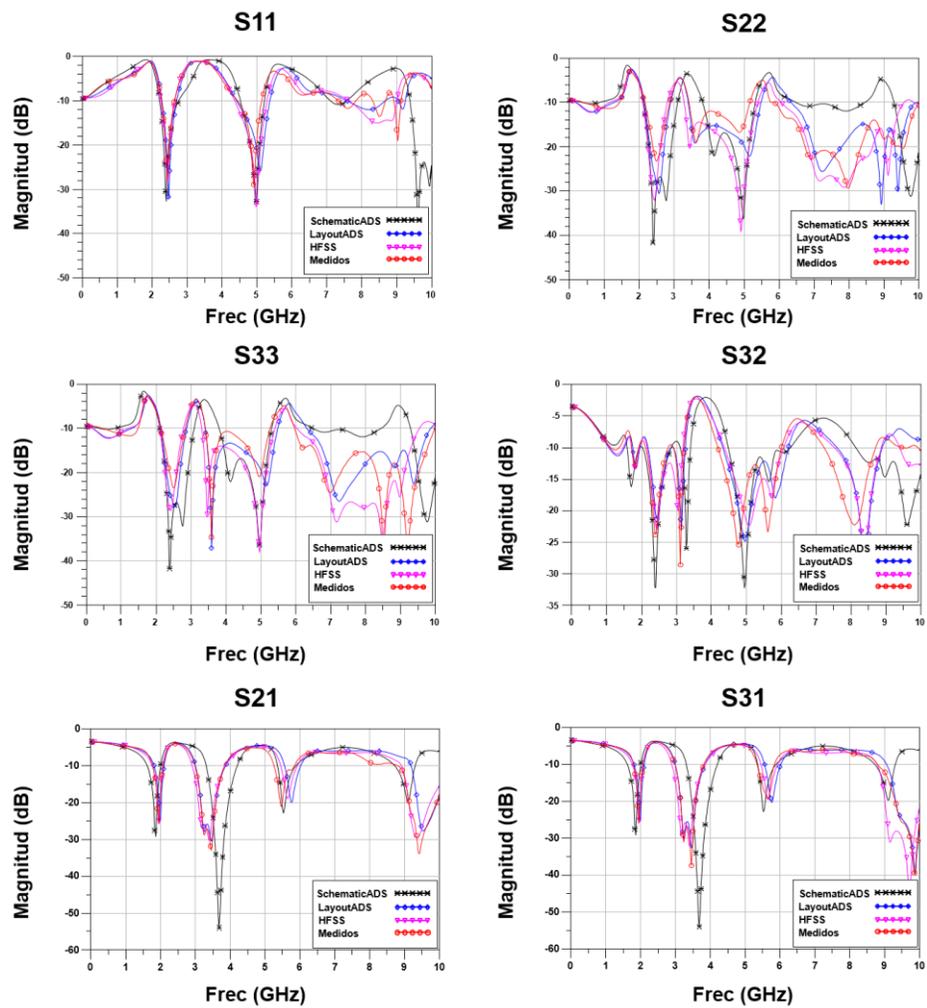


Figura 74. Parámetros S del divisor Wilkinson multibanda con secciones en T y Pi.

Tabla 24. Comparación de parámetros S del divisor multibanda con secciones en T y Pi en la banda de 2.4 GHz, figura 67(d).

Especificación	Esquemático ADS		Momentum ADS		Ansys HFSS		Experimental	
	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ
Rango de frecuencia	2.295 a 2.5 GHz para $I_{32} > 20.0$ dB		2.355 a 2.526 GHz para $I_{32} > 18.0$ dB		2.355 a 2.526 GHz para $I_{32} > 19.0$ dB		2.355 a 2.465 GHz para $I_{32} > 20.0$ dB	
RL1	15.91	32.22	15.05	19.72	17.87	23.96	15.98	22.15
RL2	23.27	41.0	23.68	25.53	25.84	31.58	18.91	21.11
RL3	23.27	41.0	23.12	24.81	23.4	28.55	18.84	20.9
CP21	3.9	3.73	4.12	3.99	4.27	4.12	4.26	4.13
CP31	3.9	3.73	4.19	4.07	4.43	4.26	4.07	3.97
IL21	0.9	0.73	1.12	0.99	1.27	1.12	1.26	1.13
IL31	0.9	0.73	1.19	1.07	1.43	1.26	1.07	0.97
I32	20.35	32.13	18.24	20.48	19.49	22.3	20.25	23.72

Tabla 25. Comparación de parámetros S del divisor multibanda con secciones en T y Pi en la banda de 5 GHz, figura 67(d).

Especificación	Esquemático ADS		Momentum ADS		Ansys HFSS		Experimental	
	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ
Rango de frecuencia	4.78 a 5.1 GHz para $I_{32} > 20.0$ dB		4.78 a 5.125 GHz para $I_{32} > 20.0$ dB		4.92 a 5.215 GHz para $I_{32} > 20.0$ dB		4.615 a 5.065 GHz para $I_{32} > 15.0$ dB	
RL1	17.83	29.76	15.1	21.38	13.17	33.66	12.31	18.38
RL2	22.52	33.29	17.78	20.02	16.20	29.14	12.72	14.67
RL3	22.52	33.29	16.87	19.65	16.85	33.27	14.34	20.09
CP21	4.87	4.55	4.72	4.59	5.77	5.02	6.33	5.82
CP31	4.87	4.55	4.66	4.51	5.71	4.92	5.32	4.98
IL21	1.87	1.55	1.72	1.59	2.77	2.02	3.33	2.82
IL31	1.87	1.55	1.66	1.51	2.71	1.92	2.32	1.98
I32	20.01	29.18	20.11	24.53	20.01	21.6	15.05	16.81

5.2.2 Caracterización de divisores de potencia multibanda con medidas Pin-Pout

Para caracterizar la división de potencia con los divisores Wilkinson multibanda se aplicó una señal de 0 dBm (1mW) con un generador de señales al puerto 1 del divisor Wilkinson y se midió la potencia de salida en el puerto 2 y puerto 3 con dos analizadores de espectros, tal y como se muestra en la figura 75.

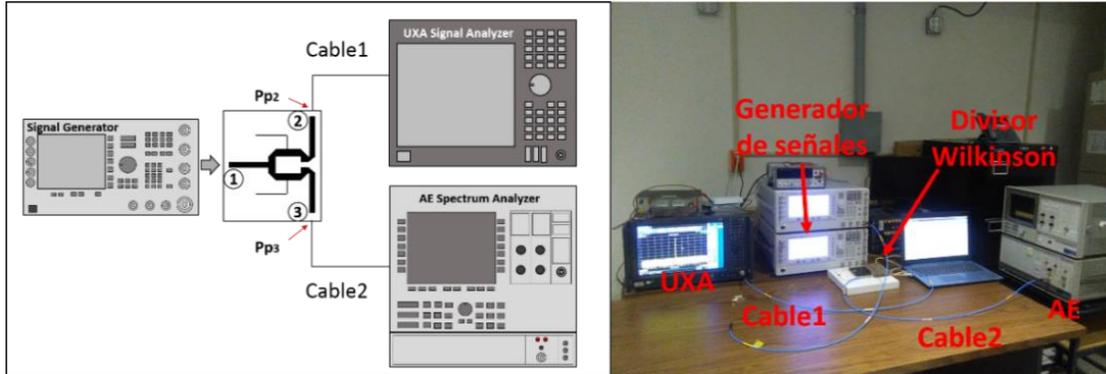


Figura 75. Banco de medición para obtener la división de potencia.

La potencia en los puertos de salida P_{P2} y P_{P3} del divisor Wilkinson se obtiene mediante la potencia medida en el analizador de señales menos las pérdidas por el cable, es decir:

$$P_{P2}(dBm) = P_{UXA}(dBm) - P_{Cable1}(dBm) \quad (89)$$

$$P_{P3}(dBm) = P_{AE}(dBm) - P_{Cable2}(dBm) \quad (90)$$

donde P_{UXA} es la potencia medida en el analizador de señales UXA, P_{AE} es la potencia medida en el analizador de espectros AE, P_{Cable1} las pérdidas producidas por el cable 1 y P_{Cable2} son las pérdidas por el cable 2. En el caso del aislamiento entre los puertos de salida se aplica una señal de potencia de 0 dBm con el generador de señales en el puerto 2 del divisor y se coloca una carga de 50Ω en el puerto 1 para que no haya reflexiones y de esta forma medir solo la potencia que se transmite del puerto 2 al puerto 3 del divisor de potencia, figura 76.

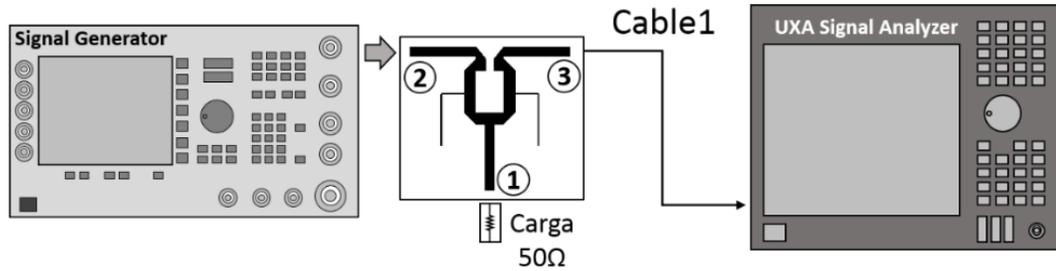


Figura 76. Banco para medir aislamiento en el divisor de potencia.

La potencia transmitida del puerto 2 al puerto 3 ($P_{P_{3,2}}$) se obtiene mediante la siguiente ecuación:

$$P_{P_{3,2}}(dBm) = P_{UXA}(dBm) - P_{Cable1}(dBm) \quad (91)$$

En la caracterización de parámetros S de los divisores de potencia con el analizador de redes, los efectos producidos por conectores o cables adicionales son corregidos al realizar la calibración del equipo. Con las medidas de Pin-Pout se caracterizan los dispositivos en un entorno sin calibración sólo con la terminación de los puertos de los divisores de potencia a dispositivos o equipos de medición con impedancia característica de 50Ω . También con este tipo de caracterización se pretende analizar los efectos de los parámetros de adaptación S_{11} , S_{22} y S_{33} en la potencia de salida de los divisores.

El divisor de potencia Wilkinson multibanda con transformador de impedancia en T presenta factores de acoplamiento de $CP_{21}@2.4GHz = 3.76$ dB y $CP_{31}@2.4GHz = 3.74$ dB en la banda de 2.4 GHz con pérdidas por retorno mayores 20.0 dB en los tres puertos, al aplicar una potencia de 0 dBm las potencias de salida son de $P_{2}@2.4GHz = -3.765$ dBm y $P_{3}@2.4GHz = -3.745$ dBm. Mientras que para la banda de 5 GHz el acoplamiento es de $CP_{21}@5GHz = 5.11$ dB y $CP_{31}@5GHz = 4.95$ dB y las potencias resultantes son de $P_{2}@5GHz = -5.368$ dBm y $P_{3}@5GHz = -5.257$ dBm en la segunda banda se tienen pérdidas de potencia aproximadamente de 0.2 dBm. Ahora si analizamos el divisor de potencia en una frecuencia en la que la adaptación de los puertos sea menor a 10 dB, por ejemplo, a 3.5 GHz se tiene $CP_{21}@3.5GHz = 4.737$ dB y $CP_{31}@3.5GHz = 4.723$ dB con pérdidas por retorno de 8.5 dB aproximadamente, las potencias de salida resultantes son $P_{2}@3.5GHz = -4.78$ dBm y $P_{3}@3.5GHz = -4.787$ dBm, en este caso se observa que los factores de acoplamiento no decaen por la desadaptación de los puertos, figura 77.

El aislamiento en los divisores de potencia tiene mayor importancia cuando el dispositivo se utiliza como combinador de potencia debido a que cuando hacemos incidir dos señales por los puertos 2 y 3 se requiere que las señales viajen directamente al puerto 1 al combinarse, en caso contrario parte de la potencia de las señales se transmite a la salida del combinador y el resto de la señal viajará al puerto opuesto de entrada generando de esta forma una interferencia entre señales, tabla 26. Mientras que, en la división de potencia, si se incide una señal por el puerto 1 esta se divide entre los puertos de salida y si se considera que todos sus puertos están adaptados en impedancia, entonces no habrá reflexiones de la señal dividida.

También se realizó la misma comparación entre resultados de acoplamiento y aislamiento con las medias de Pin-Pout del divisor Wilkinson multibanda con transformador de impedancias en T y línea de alimentación en Pi, figura 78, donde se observó el mismo comportamiento que en el caso anterior. La tabla 26 presenta un resumen de la comparación de resultados de Pin-Pout obtenidos a distintos valores de frecuencia.

Tabla 26. Comparación de factor de acoplamiento y aislamiento con medidas Pin-Pout de los divisores de potencia Wilkinson multibanda.

Frec.(GHz)	CP21(dB)	CP31(dB)	P2(dBm)	P3(dBm)	RL1(dB)	$I_{3,2}$ (dB)	$P_{P3,2}$ (dBm)
Divisor Wilkinson con transformador de impedancias en T							
2.4	3.76	3.76	-3.765	-3.745	24.5	33.52	-32.56
3.5	4.737	4.723	-4.78	-4.787	8.5	4.958	-4.727
5	5.11	4.95	-5.368	-5.257	15.5	23.93	-25.35
Divisor Wilkinson con transformador de impedancias en T y línea de alimentación en Pi							
2.4	4.13	3.97	-4.123	-3.99	22.15	24.15	-24.02
3.5	27.77	28.22	-27.48	-27.99	1.15	2.03	-2.069
5	5.82	4.98	-5.868	-5.0	18.38	15.0	-17

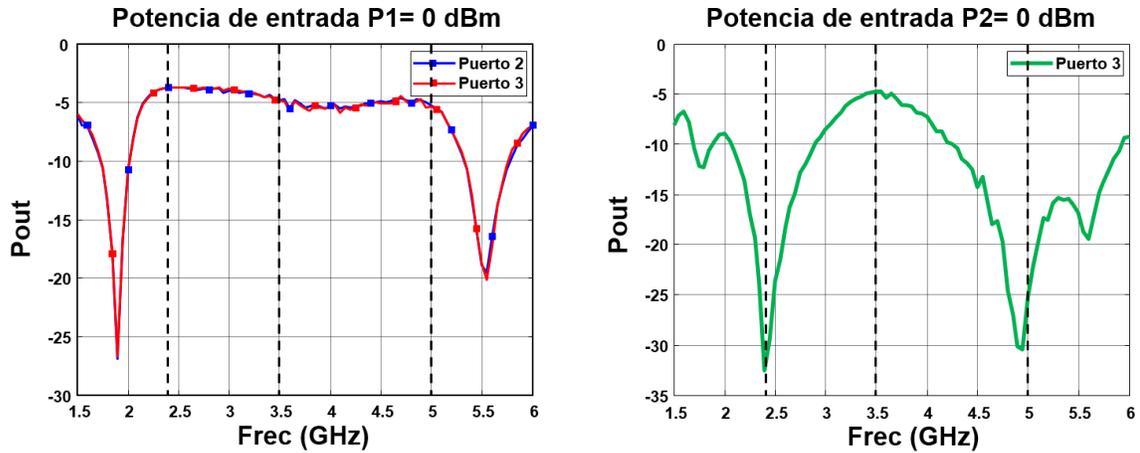


Figura 77. Resultados de medición Pin-Pout del divisor Wilkinson multibanda utilizando estructuras tipo T.

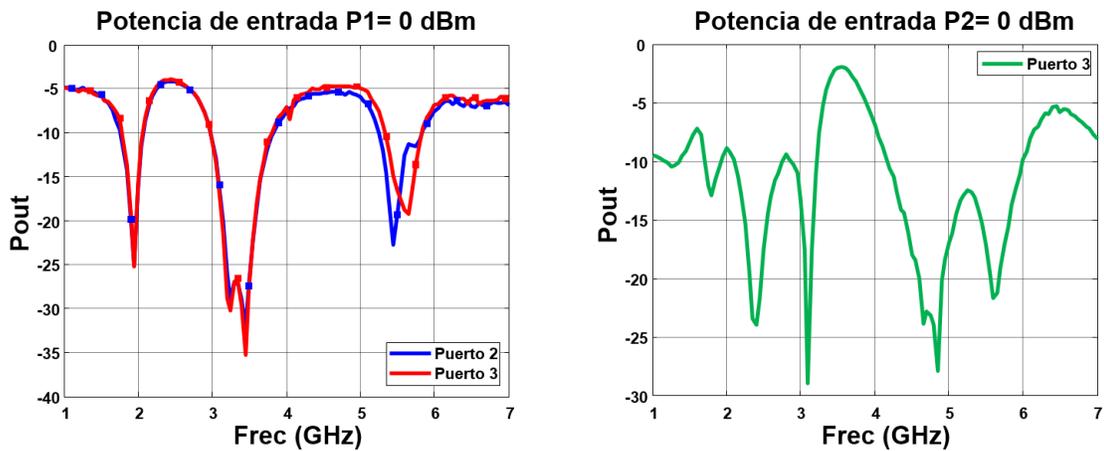


Figura 78. Resultados de medición Pin-Pout del divisor Wilkinson multibanda utilizando estructuras tipo T y Pi.

5.2.3 Combinación de dos señales con frecuencias diferentes

En la combinación de dos señales con diferente frecuencia se utilizaron dos generadores de señales conectados a los puertos 2 y 3 del divisor de potencia Wilkinson multibanda. En uno de los puertos se aplicó un tono fijo (Tono 1) con frecuencia de 2.4 GHz y potencia de 0 dBm, en el otro puerto se realizó un barrido en frecuencia de 1.5 GHz a 6 GHz con un tono (Tono 2) de 0 dBm y por el puerto 1 del divisor se

midió la potencia de salida con el analizador de señales. En la figura 79 se muestra el banco de medición para la caracterización de la combinación de dos señales con diferente frecuencia.

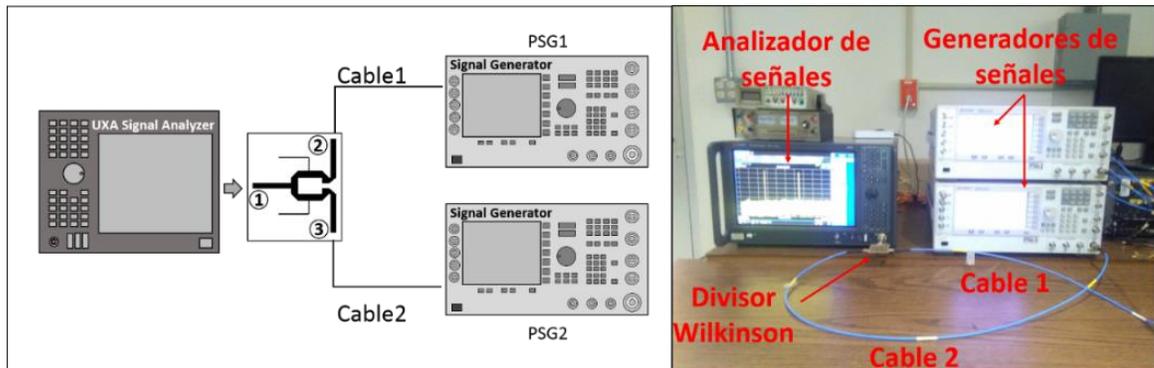


Figura 79. Banco de medición para la combinación de dos señales de diferente frecuencia.

En la figura 80 se presentan los resultados medidos de la combinación de dos tonos con la misma amplitud pero con diferente frecuencia. En el puerto 2 de los divisores de potencia se aplicó un tono (tono 1) a una frecuencia de 2.4 GHz con potencia de 0 dBm y en el puerto 3 se realizó un barrido en frecuencia de 1.5 GHz a 6 GHz con un tono de 0 dBm (tono 2). Se observa que cuando los dos tonos tienen diferente frecuencia no hay interferencia entre sus respuestas, sin embargo, el nivel de potencia de los tonos resultantes se atenúa en un valor igual al nivel de acoplamiento medido en la división de potencia de la figura 77 y figura 78, esto se debe a la característica de reciprocidad que presentan los divisores de potencia donde $S_{12}=S_{21}$ y $S_{13}=S_{31}$.

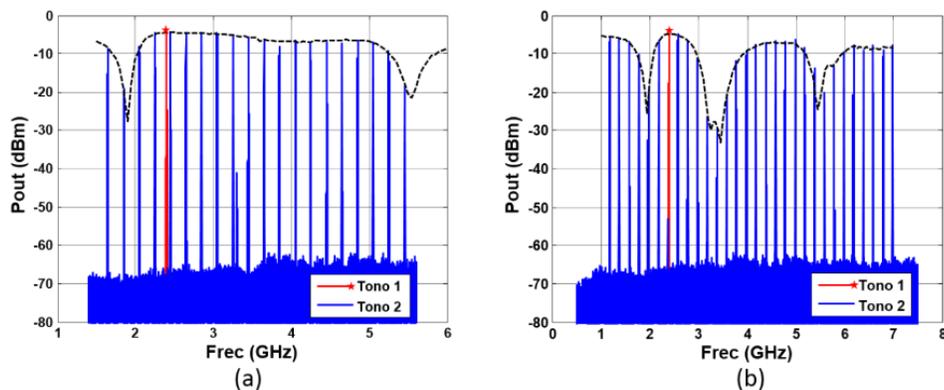


Figura 80. Combinación de dos tonos con diferente frecuencia: (a) Divisor Wilkinson multibanda con secciones en T, (b) Divisor Wilkinson multibanda con secciones en T y sección en Pi.

5.2.4 Combinación de dos señales con la misma frecuencia

Consideremos el caso de dos señales cosenoidales generadas en el mismo instante de tiempo (señales coherentes) con la misma frecuencia, pero con diferente amplitud y fase. Las dos señales las podemos representar como:

$$y_1 = A_1 \cos(\omega t - \theta) \quad (92)$$

$$y_2 = A_2 \cos(\omega t - \theta + \phi) \quad (93)$$

donde A_1 y A_2 son las amplitudes de las señales, θ es la fase instantánea en ωt y ϕ es un desfase aplicado a una de las señales. Las ecuaciones (92) y (93) también se puede representar mediante:

$$y_1 = A_1 \cos(\omega t - \theta) = \text{Re}(A_1 e^{j(\omega t - \theta)}) = \text{Re}(\tilde{y}_1 e^{j(\omega t - \theta)}) \quad (94)$$

$$y_2 = A_2 \cos(\omega t - \theta + \phi) = \text{Re}(A_2 e^{j(\omega t - \theta + \phi)}) = \text{Re}(\tilde{y}_2 e^{j(\omega t - \theta)}) \quad (95)$$

siendo los fasores de cada una de las señales:

$$\tilde{y}_1 = A_1 \quad (96)$$

$$\tilde{y}_2 = A_2 e^{j\phi} \quad (97)$$

Al sumar las dos señales, el resultado será una nueva señal con fasor:

$$\tilde{y} = \tilde{y}_1 + \tilde{y}_2 = A_1 + A_2 e^{j\phi} = A_{total} e^{j\phi} \quad (98)$$

La amplitud total de la suma de las señales (A_{total}) es:

$$A_{total} = \sqrt{\tilde{y}\tilde{y}^*} = \sqrt{(A_1 + A_2 e^{j\phi})(A_1 + A_2 e^{-j\phi})} = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 A_2 \cos(\phi)} \quad (99)$$

Además de la amplitud, obtenemos el desfase de la onda resultante como el argumento del fasor:

$$\varphi = \arctg\left(\frac{Im(\tilde{y})}{Re(\tilde{y})}\right) = \arctg\left(\frac{A_2 \sin \phi}{A_1 + A_2 \cos \phi}\right) \quad (100)$$

Por otra parte, la potencia promedio en un periodo (T) de una señal de la forma $x(t) = A \cos(\omega t - \theta + \varphi)$ se obtiene mediante:

$$P_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |x(t)|^2 dt \quad (101)$$

De la ecuación (101) se obtiene la siguiente expresión reducida que nos permite determinar el promedio de todas las potencias instantáneas en un periodo:

$$P_x = \frac{A^2}{2} \quad (102)$$

Por tanto, al calcular la potencia promedio de la suma de las señales de la ecuación (98) obtenemos que:

$$P_{total} = \frac{(A_{total})^2}{2} = \frac{\left(\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 A_2 \cos(\phi)}\right)^2}{2} \quad (103)$$

La potencia promedio de las señales individuales son:

$$P_1 = \frac{A_1^2}{2} \quad (104)$$

$$P_2 = \frac{A_2^2}{2} \quad (105)$$

Sustituyendo las ecuaciones (104) y (105) en (103) tenemos la ecuación general de la potencia promedio total de la suma de dos señales con la misma frecuencia y diferencia de fase arbitraria:

$$P_{total} = P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \cos \phi \quad (106)$$

Atendiendo el valor del desfase de la ecuación (106) tenemos dos casos importantes:

- Si $\phi = 0, 2\pi, 4\pi, \dots$, entonces $\cos(\phi) = 1$:

$$P_{total} = P_1 + P_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} \quad (107)$$

que es el caso donde se tiene la potencia promedio máxima de la suma de las dos señales.

- Si $\phi = \pi, 3\pi, 5\pi, \dots$, entonces $\cos(\phi) = -1$:

$$P_{total} = P_1 + P_2 - 2\sqrt{P_1 P_2} \quad (108)$$

en este caso si las dos potencias son iguales se tendrá una cancelación de las dos señales, por tanto, dependiendo del valor de la diferencia de fase se tendrá un término que aporte o reste a la potencia total resultante de la combinación de las dos señales.

Con los resultados obtenidos en la caracterización de los divisores de potencia multibanda y con la teoría desarrollada para la combinación de dos señales con la misma frecuencia y diferente fase, se calculó la

potencia total teórica de la suma de dos señales cuando están en fase ($\cos \phi = 1$) y contrafase ($\cos \phi = -1$). En la figura 81 se presenta el banco de medición que se utilizó para realizar la combinación de las señales. Se utilizó el divisor de potencia Wilkinson con secciones en T (Divisor 1) para obtener dos señales con la misma frecuencia y fase, y en uno de los puertos de salida del divisor se colocó un desfaseador para controlar la diferencia de fase de las señales resultantes de la división, y con el divisor Wilkinson con secciones en T y Pi (Divisor 2) se realizó la combinación de las señales.

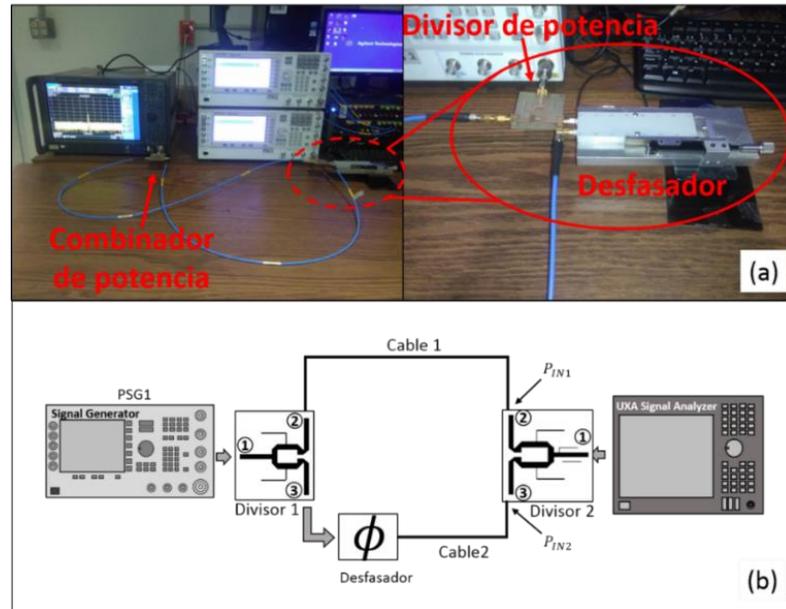


Figura 81. Banco de medición para la combinación de dos señales con la misma frecuencia y diferente fase.

Las potencias de entrada P_{IN1} y P_{IN2} en el Divisor 2 se obtienen mediante las siguientes expresiones:

$$P_{IN1} = P_{IN}(PSG1) - CP_{21}(Divisor 1) - IL_{21}(Cable 1) \quad (109)$$

$$P_{IN2} = P_{IN}(PSG1) - CP_{31}(Divisor 1) - IL_{21}(Cable 2) - IL_{21}(Desfasador) \quad (110)$$

donde P_{IN} es la potencia en el generador de señales, CP_{21} y CP_{31} son los factores de acoplamiento en los divisores de potencia e IL_{21} son las pérdidas por inserción en los cables y en el desfaseador.

Las ecuaciones (109) y (110) consideran las potencias vistas en los puertos de entrada del combinador de potencias Wilkinson, pero al ser los divisores de potencia redes reciprocas las potencias P_1 y P_2 que se combinarán en el divisor de potencia estan dadas por:

$$P_1 = P_{IN1} - CP_{21}(\text{Divisor 2}) \quad (111)$$

$$P_2 = P_{IN2} - CP_{31}(\text{Divisor 2}) \quad (112)$$

En la tabla 27 se reportan los valores de acoplamiento de los divisores de potencia y las pérdidas por inserción de los cables y el desfasador a las frecuencias de 2.4 y 5 GHz. Por tanto, con las ecuaciones (109)-(112) y considerando una potencia de entrada $P_{IN} = 0$ dBm obtenemos que la potencia máxima y mínima de la suma de las dos señales es de -2.5987 dBm y -45.74 dBm, respectivamente, a la frecuencia de 2.4 GHz. Mientras que para una frecuencia de 5 GHz la potencia máxima y mínima que se puede obtener es de -6.01 dBm y -37.06 dBm.

Tabla 27. Parámetros de transmisión de los elementos utilizados en el banco de medición para la combinación de dos señales con la misma frecuencia y diferente fase.

Frecuencia	Divisor 1		Divisor 2		Cable 1	cable 2	Desfasador
	CP_{21}	CP_{31}	CP_{21}	CP_{31}	IL_{21}	IL_{21}	IL_{21}
2.4 GHz	3.75 dB	3.73 dB	4.12 dB	3.95 dB	0.689 dB	0.683 dB	0.317 dB
5 GHz	5.10 dB	4.94 dB	5.82 dB	4.97 dB	1.379 dB	1.324 dB	0.558 dB

En la figura 82 se muestran las potencias resultantes de la combinación de las señales al sintonizar con el desfasador el nivel de potencia máximo y mínimo medidos en el analizador de señales. La fase de cada una de las trayectorias que conectan el divisor 1 con el divisor 2 se midieron con el analizador de redes HP8510. En la figura 83 se observa que para el primer tono a 2.4 GHz la diferencia de fase en potencia máxima es de 4.81° y en potencia mínima es de 184.68° . Mientras que para la frecuencia de 5 GHz las diferencias de fases en potencia máxima y mínima son de 10.85° y 171.89° respectivamente, Tabla 28.

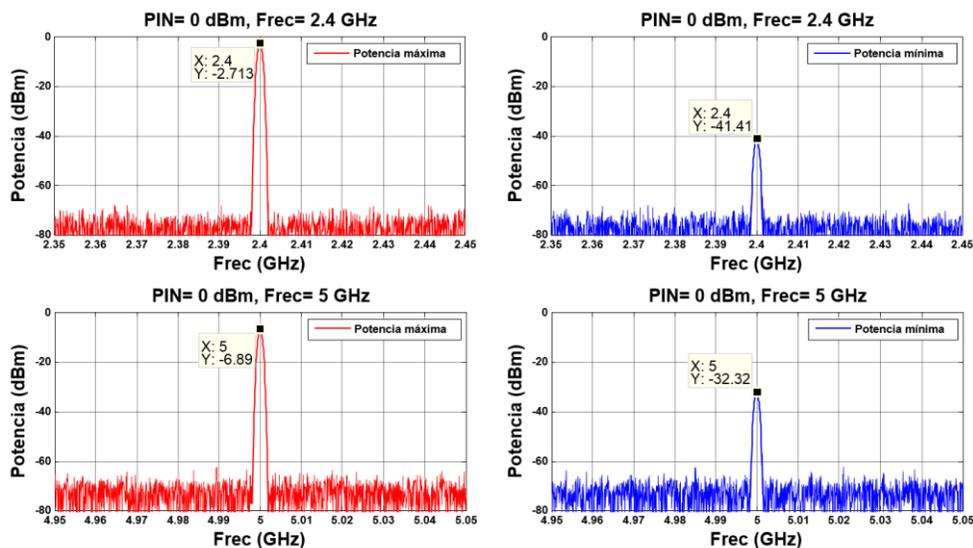


Figura 82. Potencia total de la combinación de dos señales con la misma frecuencia y diferente fase.

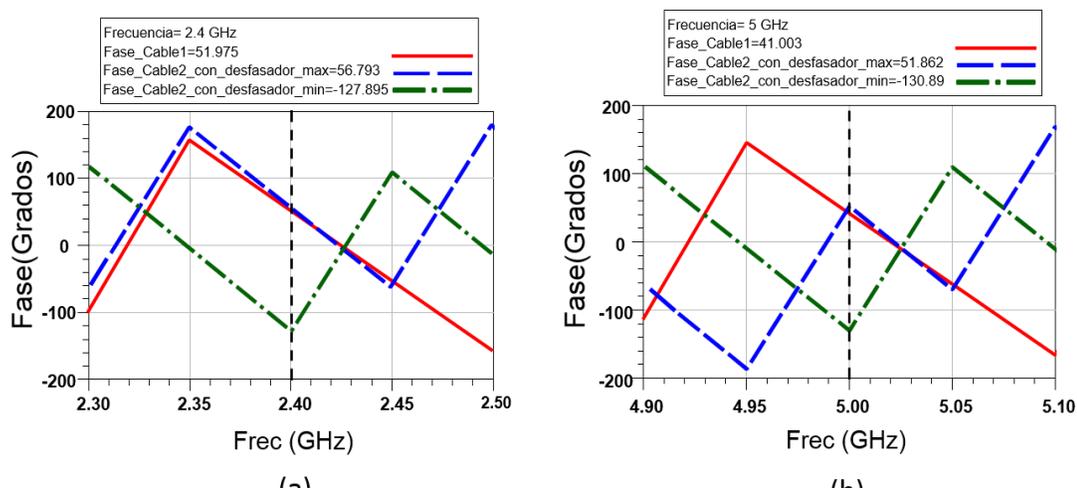


Figura 83. Fase de las señales con la misma frecuencia aplicadas al combinador de potencias.

Tabla 28. Comparación de resultados teóricos y experimentales de la potencia total de la combinación de dos señales con la misma frecuencia y diferente fase.

Frecuencia	Teórico		Experimental			
	$P_{total \ max}$	$P_{total \ min}$	$P_{total \ max}$	$P_{total \ min}$	$\varphi(P \ max)$	$\varphi(P \ min)$
2.4 GHz	-2.59 dBm	-45.74 dBm	-2.71 dBm	-41.41 dBm	4.81°	184.68°
5.0 GHz	-6.01 dBm	-37.06 dBm	-6.89 dBm	-32.32 dBm	10.85°	171.89°

Un ejemplo que aprovecha la teoría de interferencia o cancelación de señales en los combinadores de potencia es en la linealización de los amplificadores de potencia (AP), donde se busca eliminar o compensar la distorsión introducida por el amplificador. Una forma para realizar esta compensación es tomando una muestra de los productos de intermodulación generados por el AP e inyectándolos apropiadamente desfasados en la salida. La arquitectura básica de la misma se observa en la figura 84 (Honarvar et al., 2009).

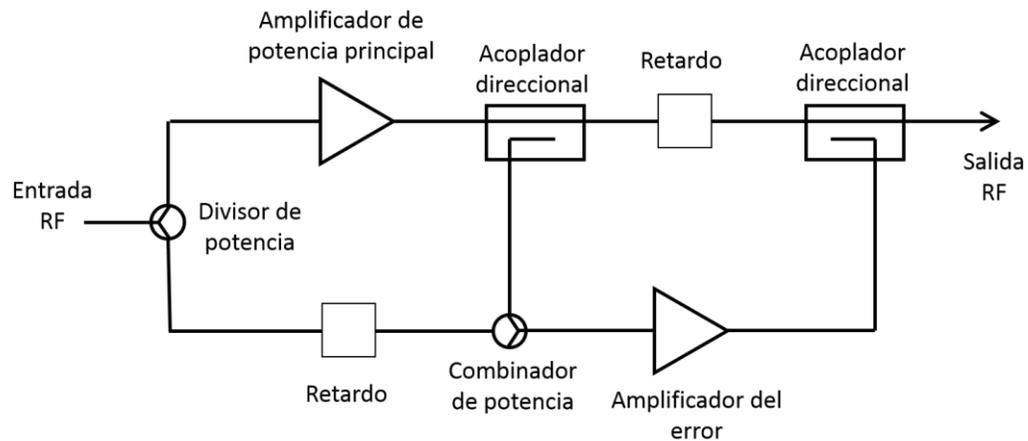


Figura 84. Esquema del linealizador feedforward.

El método se puede resumir en los siguientes pasos:

1. La señal de entrada se divide en dos ramas.
2. En la rama superior se coloca el AP que se quiere linealizar.
3. A la salida del AP se coloca un acoplador direccional que extrae una muestra de la señal de la rama superior en la que se tiene la señal de entrada amplificada y a la que se añade la distorsión del AP.
4. En la rama inferior, a la señal de entrada se le aplica un retardo igual al que produce el amplificador.

5. Si a la señal que se extrae del acoplador direccional se le resta la señal a la entrada de la rama inferior, nos queda aislada la distorsión que produce el AP.
6. Esta distorsión se amplifica y se añade a la rama inferior utilizando otro acoplador direccional que invierte la fase de la distorsión.

Como a la señal de la rama superior (señal de entrada más distorsión) se le añadió la distorsión en contrafase, por tanto, solo queda la señal de entrada amplificada sin distorsión.

Capítulo 6. Conclusiones

En este capítulo se presentan las conclusiones generales de este trabajo de tesis. Además, se resaltan las principales aportaciones derivadas del desarrollo de este trabajo de investigación en el diseño y construcción de divisores de potencia Wilkinson. Finalmente, se proporcionan algunas recomendaciones para trabajos futuros en esta línea de investigación.

6.1 Conclusiones generales

Se han desarrollado varias alternativas para obtener divisores de potencia con comportamiento multibanda, principalmente para tecnologías planares basadas en diferentes estrategias de diseño. Entre ellos, el uso de líneas de transmisión terminadas en circuito abierto, elementos resonantes colocados entre las ramas del divisor, el empleo de transformadores de impedancia con comportamientos metamateriales o la utilización de líneas acopladas. Desafortunadamente, éstas exhiben una o varias de las limitaciones que se exponen a continuación:

- Difícilmente se pueden extrapolar a diseños con más de dos frecuencias operativas.
- Solo son válidos para diseños de banda estrecha.
- No hay capacidad de filtrado entre sus frecuencias de operación para rechazar señales no deseadas.

En los métodos multibanda donde sus ecuaciones dependen de la relación de frecuencias de diseño, tienen el principal inconveniente de que solo se pueden implementar para un limitado intervalo de relaciones de frecuencias. En el presente trabajo, se ha mostrado que las estructuras tipo T y tipo Pi permiten operar en un amplio intervalo de frecuencias, además de que son fáciles de implementar en divisores de potencia con relación de potencia asimétrica, sin necesidad de desarrollar nuevas ecuaciones de diseño. También este tipo de estructuras se pueden implementar en dispositivos que utilicen transformadores de impedancia como es el caso de los acopladores híbridos, con la finalidad de proporcionar un efecto de doble banda.

Los divisores de potencia que utilizan elementos concentrados como capacitores e inductores están limitados en su respuesta en frecuencia. Las empresas distribuidoras de dispositivos de RF suelen proporcionar información del ancho de banda el que operan estos elementos, por lo que antes de realizar algún diseño es importante consultar si es posible implementar estos elementos a la frecuencia de diseño.

Una forma de proporcionar un rechazo de banda en los divisores de potencia es combinando su respuesta con estructuras como filtros o resonadores de frecuencia, aunque también es posible utilizar transformadores de impedancia que presenten capacidad de filtrado, como es el caso de las líneas en forma de Pi.

6.2 Aportaciones

- En este trabajo se analizaron diferentes topologías para el diseño de divisores de potencia tipo Wilkinson con comportamiento multibanda.
- Se presentó una metodología para el diseño de divisores de potencia Wilkinson utilizando las herramientas del software ADS.
- Se presentó el proceso de simulación electromagnética realizado con el software Momentum de ADS y con el HFSS, efectuando además una comparación de sus resultados con los obtenidos de forma experimental.
- Se desarrolló la teoría de la transformación de una línea de transmisión con impedancia y longitud eléctrica arbitraria en su equivalente estructura de tipo T de doble banda.
- Se propuso el diseño de un divisor de potencia Wilkinson multibanda combinando estructuras tipo T y tipo Pi.
- Se analizó el comportamiento de los divisores de potencia Wilkinson multibanda conectados como combinadores de potencia.

6.3 Trabajo a futuro

- Caracterizar el proceso de decapado con la maquina LPKF S103 para mejorar la fabricación de dispositivos en tecnología planar de radiofrecuencias.
- Reemplazar los elementos concentrados de las líneas CRLH por capacitores interdigitados y stubs en microcinta.
- Combinar estructuras que presenten un filtrado de banda con los divisores de potencia multibanda con el propósito de permitir solo el paso de las frecuencias de diseño.
- Realizar el diseño de divisores de potencia multibanda para operar en las bandas de ondas milimétricas.
- Aplicar técnicas de miniaturización para reducir las dimensiones físicas de los divisores de potencia.
- Realizar el diseño de amplificadores de potencia tipo Doherty utilizando divisores de potencia Wilkinson multibanda.

Literatura citada

- Abdelrahman, B. M., Ahmed, H. N., Nashed, A. I. 2017. A novel tri-band wilkinson power divider for multiband wireless applications. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 27(10), 891–893. doi:10.1109/LMWC.2017.2746685
- Abdulkhaleq, A. M., Yahya, M. A., McEwan, N., Rayit, A., Abd-Alhameed, R. A., Ojaroudi Parchin, N., Al-Yasir, Y. I. A., Noras, J. 2019. Recent developments of dual-band doherty power amplifiers for upcoming mobile communications systems. *Electronics*, 8(6), 638. doi:10.3390/electronics8060638
- Anguera, J., Pérez, A. 2008. *Teoría De Antenas*. Recuperado en 2019 de:
http://www.salleurl.edu/semipresencial/ebooks/ebooks/ebook_teoria_antenas.pdf
- Blake, R. 2004. *Sistemas electrónicos de comunicaciones*. Segunda Edición. Thomson.
- Caloz, C., Itoh, T. 2002. Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip “LH line”. En *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, 2002, 2, pp. 412–415. pp. 412–415.
- Caloz, Christophe, Itoh, T. 2006. *Electromagnetic metamaterials: Transmission line theory and microwave applications*. doi:10.1002/0471754323
- Chang, Y. T., Ou, Z. W., Alsuraisry, H., Sayed, A., Lu, H. C. 2018. A 28-GHz low-power vector-sum phase shifter using biphas modulator and current reused technique. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 28(11), 1014–1016. doi:10.1109/LMWC.2018.2873086
- Frenzel, L. E. 2003. *Sistemas electrónicos de comunicaciones*. Primera Edición. doi: 10.1017/CBO9781107415324.004
- Gomez-Garcia, R., Loeches-Sanchez, R., Psychogiou, D., Peroulis, D. 2015. Single/multi-band Wilkinson-type power dividers with embedded transversal filtering sections and application to channelized filters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 62(6), 1518–1527. doi:10.1109/tcsi.2015.2418838

- Hammerstad, E. O. 1975. Equations for microstrip circuit design. En 1975 5th European Microwave Conference, 1975, pp. 268–272. doi:10.1109/euma.1975.332206
- Honarvar, M. A., Moghaddasi, M. N., Eskandari, A. R. 2009. Power amplifier linearization using feedforward technique for wide band communication system. 2009 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology, RFIT 2009, 72–75. doi:10.1109/RFIT.2009.5383686
- Iyer, A. K., Eleftheriades, G. V. 2002. Negative refractive index metamaterials supporting 2-D waves. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2, 1067–1070.
- Khan, O. M., Islam, Z. U., Islam, Q. U., Bhatti, F. A. 2014. Multiband high-gain printed yagi array using square spiral ring metamaterial structures for s-band applications. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 13, 1100–1103. doi:10.1109/LAWP.2014.2329309
- Kraus, J. D., Fleisch, D. A. 2000. Electromagnetismo con aplicaciones. 5ta Edición. Editorial McGraw-Hill, Mexico.
- Lai, A., Caloz, C., Itoh, T. 2004. Composite right/left-handed transmission line metamaterials. IEEE Microwave Magazine, 5(3), 34–50. doi:10.1109/MMW.2004.1337766
- Lin, Z., Chu, Q. 2009. A novel dual-band power divider based on coupled-lines. School of Electronic and Information Engineering, 1016–1019.
- Mohra, A., Alkanhal, M. 2008. Dual band wilkinson power dividers using T-sections. Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, 7(2), 83–90.
- Mohra, A. S. S. 2008. Compact dual band wilkinson power divider. 25 th NATIONAL RADIO SCIENCE CONFERENCE (NRSC 2008). 3(Nrsc), 1–7.
- Obiala Ezenwa, E. 2015. Estudio de metamateriales para su aplicación en líneas de microcinta y acopladores direccionales. Tesis de Doctorado. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California. 101 pp.
- Pozar, D. M. 2011. Microwave Engineering (Cuarta Edi). John Wiley & Sons Inc.

Qualcomm. 2019. Breaking the wireless barriers to mobilize 5G NR mmWave. (May). Recuperado en 2019 de: <https://www.qualcomm.com/media/documents/files/5g-nr-mmwave-deployment-strategy-presentation.pdf>

UIT-R, M. 208.-0. 2015. Marco y objetivos generales del futuro desarrollo de las IMT para 2020 y en adelante. Recuperado en 2019 de: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.2083-0-201509-1!!PDF-S.pdf

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

Whites, K. W. 2013. Microwave Engineering. Recuperado en 2019 de: <https://www.yumpu.com/user/whites.sdsmt.edu>

Wu, Y., Liu, Y., Li, S. 2009. Dual-band modified Wilkinson power divider without transmission line stubs and reactive components. Progress In Electromagnetics Research, 96, 9–20. doi:10.2528/PIER09072109

Anexo-A. Transformación en T

Una línea de transmisión con impedancia característica Z_1 y longitud eléctrica θ_1 , como la mostrada en la figura 85(a), se puede convertir en una sección de línea de transmisión de doble banda en forma de T. La equivalencia entre las dos estructuras se desarrolló utilizando sus matrices ABCD equivalentes.

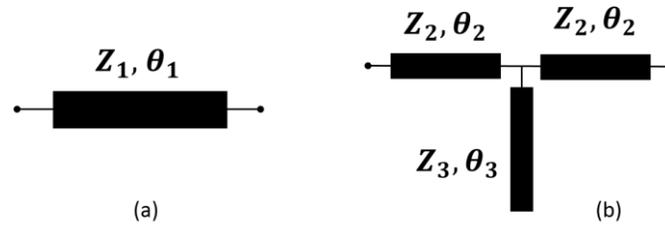


Figura 85. Representación de: (a) línea de transmisión con impedancia característica Z_1 y longitud eléctrica θ_1 , (b) estructura en T equivalente.

Si consideramos que las líneas de transmisión son sin pérdidas, entonces la matriz (M_1) de parámetros ABCD de la línea de la figura 85(a) se representa mediante:

$$M_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ jY_1 \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \quad (113)$$

La matriz ABCD (M_T) para la sección de línea de transmisión en forma de T que se muestra en la figura 85(b) es:

$$M_T = M_2 M_3 M_2 \quad (114)$$

donde, M_2 es la matriz ABCD para las líneas en serie con impedancia Z_2 y longitud eléctrica θ_2 y M_3 es la matriz del stub en circuito abierto con impedancia Z_3 y longitud eléctrica θ_3 , las matrices se definen de la siguiente manera:

$$M_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_2 \sin \theta_2 \\ jY_2 \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \quad (115)$$

$$M_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_3 \tan \theta_3 & 1 \end{bmatrix} \quad (116)$$

Al desarrollar el producto de matrices de M_T e igualar sus términos con los de la matriz M_1 obtenemos:

$$\cos \theta_1 = \cos^2 \theta_2 - \sin^2 \theta_2 - Z_2 Y_3 \sin \theta_2 \cos \theta_2 \tan \theta_3 \quad (117)$$

$$Z_1 \sin \theta_1 = 2Z_2 \sin \theta_2 \cos \theta_2 - Z_2^2 Y_3 \sin^2 \theta_2 \tan \theta_3 \quad (118)$$

$$Y_1 \sin \theta_1 = 2Y_2 \sin \theta_2 \cos \theta_2 + Y_3 \cos^2 \theta_2 \tan \theta_3 \quad (119)$$

$$\cos \theta_1 = \cos^2 \theta_2 - \sin^2 \theta_2 - Z_2 Y_3 \sin \theta_2 \cos \theta_2 \tan \theta_3 \quad (120)$$

Al despejar $\tan \theta_3$ de la ecuación (117) y sustituyendo en la ecuación (118) resulta:

$$\tan \theta_3 = 2 \frac{Z_3 \cos 2\theta_2 - \cos \theta_1}{Z_2 \sin 2\theta_2} \quad (121)$$

$$Z_1 = Z_2 \left(\frac{\cos \theta_1 + 1}{\sin \theta_1} \right) \tan \theta_2 \quad (122)$$

Para propósitos de operación multibanda se requiere que se cumpla:

$$Z_1 = Z_2 \left(\frac{\cos \theta_1 + 1}{\sin \theta_1} \right) \tan \theta_{2(f_1)} \quad (123)$$

$$Z_1 = Z_2 \left(\frac{\cos \theta_1 + 1}{\sin \theta_1} \right) \tan \theta_{2(f_2)} \quad (124)$$

Donde, $\theta_{2(f_1)}$ y $\theta_{2(f_2)}$ son las longitudes eléctricas del elemento en serie del stub en las dos frecuencias operativas f_1 y f_2 respectivamente y ($f_2 > f_1$). La solución para las ecs. (123) y (124) viene dado por:

$$\theta_{2(f_2)} = n\pi \pm \theta_{2(f_1)}, \quad n = 1, 2 \dots \quad (125)$$

$$\theta_{2(f_2)}/\theta_{2(f_1)} = f_2/f_1 = r \quad (126)$$

De forma similar se aplica para $\theta_{3(f_1)}$ y $\theta_{3(f_2)}$ en la ec. (118):

$$\theta_{3(f_2)} = m\pi \pm \theta_{3(f_1)}, \quad m = 1, 2 \dots \quad (127)$$

$$\theta_{3(f_2)}/\theta_{3(f_1)} = f_2/f_1 = r \quad (128)$$

$$\theta_{2(f_1)} = \frac{n\pi}{r \pm 1} \quad (129)$$

$$\theta_{2(f_2)} = r\theta_{2(f_1)} \quad (130)$$

La longitud eléctrica correspondiente al stub en abierto es:

$$\theta_{3(f_1)} = \frac{m\pi}{r \pm 1} \quad (131)$$

$$\theta_{3(f_2)} = r\theta_{3(f_1)} \quad (132)$$

Las ecuaciones (121) y (122) para calcular las impedancias Z_2 y Z_3 de una estructura T se pueden reescribir como:

$$Z_{2T} = Z_1 \left(\frac{\sin \theta_1}{\cos \theta_1 + 1} \right) \cot \theta_{2(f_1)} \quad (133)$$

$$Z_{3T} = 0.5Z_{2T} \frac{\sin^2 \theta_{3(f_1)}}{\cos \theta_{3(f_1)} (\cos \theta_{3(f_1)} - \cos \theta_1)} \quad (134)$$

Anexo-B. Transformación en Pi

En el presente apartado se presenta la transformación de una línea de transmisión con impedancia característica Z_1 y longitud eléctrica θ_1 a una sección de línea de transmisión de doble banda en forma de Pi, como se muestra en la figura 86. La equivalencia entre las dos estructuras se desarrolló utilizando sus matrices ABCD equivalentes.

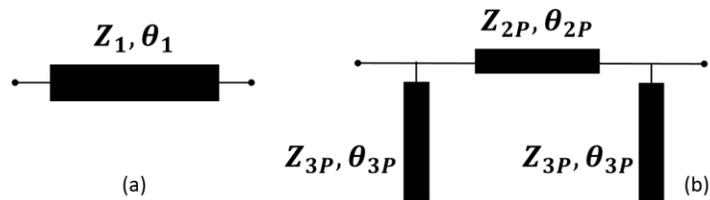


Figura 86. Representación de: (a) línea de transmisión con impedancia característica Z_1 y longitud eléctrica θ_1 , (b) estructura en Pi equivalente.

Si consideramos que las líneas de transmisión son sin pérdidas y $\theta_1 = \lambda/4$ entonces la matriz (M_1) de parámetros ABCD de la línea de la figura 86(a) se representa mediante:

$$M_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ jY_1 \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_1 \\ jY_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (135)$$

La matriz ABCD (M_{Pi}) para la sección de línea de transmisión en forma de Pi que se muestra en la figura 86(b) es:

$$M_{Pi} = M_3 M_2 M_3 \quad (136)$$

donde M_2 es la matriz ABCD para la línea en serie con impedancia Z_2 y longitud eléctrica θ_2 y M_3 es la matriz de los stubs en circuito abierto con impedancia Z_3 y longitud eléctrica θ_3 , las matrices se definen de la siguiente manera:

$$M_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_2 \sin \theta_2 \\ jY_2 \sin \theta_2 & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \quad (137)$$

$$M_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_3 \tan \theta_3 & 1 \end{bmatrix} \quad (138)$$

Al desarrollar el producto de matrices de M_{Pi} e igualar sus términos con los de la matriz M_1 obtenemos:

$$0 = \cos \theta_2 - Z_2 Y_3 \sin \theta_2 \tan \theta_3 \quad (139)$$

$$Z_1 = Z_2 \sin \theta_2 \quad (140)$$

$$Y_1 = 2Y_3 \cos \theta_2 \tan \theta_3 + Y_2 \sin \theta_2 - Z_2 Y_3^2 \sin \theta_2 \tan^2 \theta_3 \quad (141)$$

$$0 = \cos \theta_2 - Z_2 Y_3 \sin \theta_2 \tan \theta_3 \quad (142)$$

Al despejar $\tan \theta_3$ de la ecuación (139) y sustituyendo en la ecuación (140) resulta:

$$\tan \theta_3 = \frac{Z_3}{Z_2} \cot \theta_2 \quad (143)$$

$$Z_1 = Z_2 \sin \theta_2 \quad (144)$$

Al aplicar la solución descrita en las ecuaciones (125) a (132), las ecuaciones (143) y (144) para obtener las impedancias Z_2 y Z_3 de una estructura Pi se pueden reescribir como:

$$Z_{2Pi} = \frac{Z_1}{\sin \theta_{2(f_1)}} \quad (145)$$

$$Z_{3Pi} = Z_{2P} \tan^2 \theta_{3(f_1)} \quad (146)$$

Anexo-C. Materiales y componentes de medición

Resistores SMD

La tecnología de montaje superficial o en superficie, más conocida por sus siglas SMT del inglés *surface-mount technology*, es el método de construcción de dispositivos electrónicos más utilizado actualmente. Se usa tanto para componentes activos como pasivos, y se basa en el montaje de los mismos (*Surface-Mount Component, SMC*) sobre la superficie del circuito impreso. Tanto los equipos así contruidos como los componentes de montaje superficial pueden ser llamados dispositivos de montaje en superficie/superficial o SMD (*Surface-Mount Device*). El desarrollo de la tecnología de montaje superficial es el resultado de la necesidad de componentes más pequeños, más rápidos, más baratos y más eficientes por parte de los fabricantes de circuitos impresos. El resistor SMD consisten en un sustrato aislante que generalmente es de cerámica y una capa de película de óxido de metal que se deposita sobre este sustrato, el valor de resistencia está determinado por el grosor de la película. Debido a su pequeño tamaño, son adecuados para tarjetas de circuitos. El desempeño de las resistencias está limitado a un adecuado funcionamiento en un rango de frecuencias.

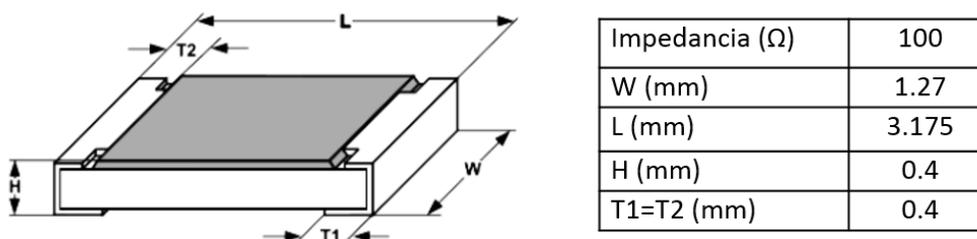


Figura 87. Especificaciones técnicas de la resistencia SMD IMS 10-2.

Conector SMA hembra

El conector SMA (Versión Sub-Miniatura A) es un conector coaxial RF de semi-precisión con función de acoplamiento de atornillado, que es muy confiable y resistente a las vibraciones. Los conectores tienen un ciclo de conexión limitado (alrededor de unas 500 veces), y dependerá del esfuerzo aplicando en la torsión durante el acoplamiento, por lo que se hace indispensable utilizar llaves de torque para no excederse en la fuerza aplicada. Los conectores están fabricados de acero inoxidable o latón y a su vez cubiertos con

níquel u oro. Para separar el conductor externo del conductor interno se utiliza un dieléctrico de politetrafluoroetileno (PTFE). Existen diferentes tipos de conectores SMA, en el presente trabajo se utilizó el conector SMA estándar tipo hembra (figura 88), el cual tiene un cilindro roscado y en el centro un enchufe.

		<p>SMA End Launch Specifications</p> <p>Electrical Ratings Impedance: 50 Ohms Frequency Range: 0-18 GHz VSWR: Dependent upon application Working Voltage (VRMS max): 335@ Sea Level, 85@ 70K Feet Dielectric Withstanding Voltage (VRMS min. At sea level): 1000 Corona Level (Volts min. At 70,000 feet): 250 Insulation Resistance (milliohms max.): 3.0 Initial, 4.0 after environmental RF High Potential Withstanding Voltage (VRMS min. Tested at 4 and 7 MHz): 670</p> <p>Mechanical Ratings Engagement/Disengagement Force: 2 inch-pounds max. Mating Torque: 7 to 10 inch-pounds Coupling Proof Torque: 15 inch-pounds min. Coupling Nut Retention: 60 pounds min. Contact Retention Force: 6 lbs min. axial force, 4 inch-ounce min. torque Durability: 500 cycles min.</p>
---	---	--

Figura 88. Especificaciones del conector SMA End Launch.

Cargas de 50 Ω

Las cargas proporcionan una terminación diseñada para absorber toda la potencia incidente con muy poca reflexión, terminando efectivamente la línea o puerto en su impedancia característica. Las cargas se utilizan en una amplia variedad de sistemas de medición; cualquier puerto de un dispositivo de microondas de múltiples puertos que no esté involucrado en la medición debe terminarse en su impedancia característica para garantizar una medición precisa.

		<p>Performance: Impedance: 50 Ohms Freq. Range: DC to 18 GHz VSWR: 1.05+ .010°F (F in GHz), DC to 18 GHz Operating Temp.: -55°C to +125°C Avg. Power: 1 Watt (Power input derated linearly from 25°C to .5 Watts at 125°C) Peak Power: 50 Watts (Peak power for a duty cycle of 5 X10⁻⁴ maximum pulse duration of 5 microseconds)</p> <p>Connector Durability: 500 Cycles Engagement/ Disengagement: 2.0 IN-Lbs.</p>
---	---	---

Figura 89. Especificaciones del conector SMA coaxial macho terminación carga 50 Ohm.