

Tesis defendida por

## Jorge Rodrigo Ortega Solís

y aprobada por el siguiente comité

---

Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez

*Codirector del Comité*

---

Dr. José Luis Olvera Cervantes

*Codirector del Comité*

---

Dr. José Luis Medina Monroy

*Miembro del Comité*

---

Dra. Ma. Del Carmen Maya Sánchez

*Miembro del Comité*

---

M. en C. Benjamín Hilarión Ramírez Duran

*Miembro del Comité*

---

Dr. Víctor Ruiz Cortés

*Miembro del Comité*

---

Dr. César Cruz Hernández

*Coordinador del Programa de  
Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones*

---

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

*Director de Estudios de Posgrado*

3 de Diciembre del 2012

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE  
EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA**



---

**Programa de Posgrado en Ciencias  
en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias**

---

**Amplificador de microondas de banda ancha para aplicaciones en  
transceptores aplicados a sistemas de imagenología.**

Tesis

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de

Maestro en Ciencias

Presenta:

**Jorge Rodrigo Ortega Solís**

Ensenada, Baja California, 2012, México

Resumen de la tesis de **Jorge Rodrigo Ortega Solís**, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Altas Frecuencias. Ensenada, Baja California, Diciembre del 2012.

**Amplificador de microondas de banda ancha para aplicaciones en  
transceptores aplicados a sistemas de imagenología.**

Resumen aprobado por:

---

Dr. Ricardo Arturo Chávez Pérez

Codirector de Tesis

---

Dr. José Luis Olvera Cervantes

Codirector de Tesis

**RESUMEN**

Son asombrosos los grandes avances que ha tenido la medicina en los últimos años. Estos avances han mejorado la salud en el mundo. Aquellas enfermedades que se padecían y cuyo medicamento no existía, ahora se han controlado e inclusive erradicado. Es cierto que surgen nuevas enfermedades, pero continúa el esfuerzo de médicos e investigadores para enfrentarlos y vencerlos, gracias a los avances científicos y tecnológicos.

La imagenología como disciplina en la ciencia médica emplea diferentes modalidades para obtener imágenes del cuerpo humano utilizando diferentes técnicas tales como: rayos X, ultrasonido, tomografía axial computarizada, resonancia magnética nuclear, radiología convencional y digital, para llegar en forma rápida y segura a la detección de muchas enfermedades para la atención adecuada y calificada de los pacientes.

Una de las mayores ventajas que tiene la imagenología, es la posibilidad de avanzar en el tratamiento de alguna enfermedad humana sin intervenir quirúrgicamente al paciente; esto se conoce como método no invasivo.

En este proyecto se presenta una metodología sistemática para el diseño y construcción de amplificadores de microondas de Banda Ultra Ancha (BUA) empleando el concepto de metamateriales para aplicaciones en imagenología. Un amplificador balanceado se compone de un divisor/combinador de potencia en cuadratura a la entrada y salida respectivamente y dos etapas intermedias de amplificación. El sistema se considera balanceado cuando los dos amplificadores son idénticos.

En este proyecto de tesis, se propone un esquema innovador de amplificadores balanceados basados en una nueva configuración de divisores/combinadores en cuadratura. El divisor propuesto consta de un divisor tipo Wilkinson de dos etapas, y un defasador metamaterial de  $90^\circ \pm 10^\circ$ .

La arquitectura del circuito propuesto contribuye a mejorar el ancho de banda del amplificador, también mejora las pérdidas por retorno a la entrada y a la salida del amplificador balanceado.

Se presenta un diagrama general del circuito propuesto, mostrando el diseño, la construcción y la caracterización del amplificador.

Las aplicaciones más importantes de estos amplificadores además del área de imagenología, también las encontramos en receptores de radioastronomía y estaciones base inalámbricas, entre otros.

Palabras Clave: **Amplificador Balanceado, Metamateriales, Ancho de Banda, Ancho de Banda Fraccional.**

Abstract of the thesis presented by **Jorge Rodrigo Ortega Solís**, in partial fulfillment of the requirements of the degree of Master in Sciences in Electronic and Telecommunications with orientation in High Frequencies. Ensenada, Baja California, December 2012.

**Broadband microwave amplifier for transceivers applications to imagenology systems.**

**ABSTRACT**

It's amazing the great advances made by medicine in recent years. These advances have improved health in the world. Those diseases whose medication was not available, in this days are controlled or even eradicated. It is true that there are new diseases, but continues the effort of physicians and researchers to meet the cure and overcome it, thanks to the scientific and technological advances.

Imagenology in medical science uses different modalities to image the human body such as: x-rays, ultrasound, computer tomography, magnetic resonance imaging, conventional and digital radiology to arrive quickly and safely to the detection of many diseases for attention adequate care for qualified patients.

One of the major advantages of imagenology is the ability to advance in treatment of human diseases without surgical intervention to the patient, this is know as non - invasive method.

In this thesis project, we present a systematic methodology for the design and construction of microwave amplifiers of Ultra Wide Band (UWB) using the concept of metamateriales for imagenology applications. A balanced amplifier is formed by a device splitter/combiner in quadrature with the input and output respectively and two intermediate stages of amplification. The system is considered balanced when both amplifiers are identical.

This thesis proposes a new innovative scheme of balanced amplifiers based on a new configuration of power divider/ combiners in quadrature. The power divider proponed, is a Wilkinson power divider of two stages and a phase shifter metamaterial of  $90^\circ \pm 10^\circ$ .

The architecture of the circuit proposed, contributes to improve the bandwidth of the amplifier due to characteristics of the return losses at the input and the output.

We present a general diagram of the proposed circuit, showing the design, the construction and the characterization of the amplifier obtained.

The most important applications of these amplifiers in addition to the imagenology area, are also found in radio astronomy receivers, wireless base stations, among others.

**Keywords: Balanced Amplifier, Metamaterials, Bandwidth, Fractional Bandwidth.**

*A mis padres, Rita y Rolando.*

*A mis hermanos, Xóchitl y Gus.*

## Agradecimientos

Agradezco a mi madre Rita, mi padre Rolando y a mis hermanos Sol y Gus por su apoyo incondicional y comprensión.

Un agradecimiento especial a mis codirectores de tesis al Dr. Ricardo A. Chávez Pérez y al Dr. José Luis Olvera Cervantes por toda su ayuda y disponibilidad durante el desarrollo de este proyecto.

A mi comité de tesis Dr. Jose Luis Medina Monroy, Dra. Ma. del Carmen Maya, M. en C. Benjamin Hilarión Ramírez y Dr. Víctor Ruiz por su valioso tiempo y sus constructivos comentarios, para el mejoramiento de este trabajo.

Al ingeniero Rene Torres, encargado de laboratorio del CICESE, por su apoyo. A los Talleres de mecánica fina del CICECE y UNAM, por su cooperación en la construcción de los recintos de alojamiento para el amplificador balanceado.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California (CICESE) y al Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE) por brindarme la oportunidad de seguir estudiando y cumplir con la meta del proyecto de tesis.

A mis amigos estudiantes de maestría y doctorado por su valiosa amistad.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por el apoyo económico brindado.

# Contenido

	Página
<b>Resumen</b>	<b>I</b>
<b>Abstract</b>	<b>III</b>
<b>Dedicatoria</b>	<b>v</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>VI</b>
<b>Contenido</b>	<b>VII</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>x</b>
<b>Lista de Tablas</b>	<b>XIV</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación . . . . .	1
1.2. Objetivos . . . . .	4
1.2.1. Objetivo general . . . . .	4
1.2.2. Objetivos específicos . . . . .	4
1.3. Organización de la tesis . . . . .	4
<b>2. Amplificadores balanceados</b>	<b>6</b>
2.1. Introducción. . . . .	6
2.2. Teoría de líneas de microcinta. . . . .	6
2.3. Amplificador balanceado . . . . .	8
2.3.1. Méritos de un amplificador balanceado. . . . .	11
2.4. Amplificador balanceado con divisor Wilkinson . . . . .	12
2.5. Amplificador balanceado con acoplador híbrido . . . . .	15
2.6. Amplificador balanceado con acoplador Lange. . . . .	16
2.6.1. Comparación del ancho de banda fraccional de los amplifi- cadores balanceados . . . . .	21
<b>3. Teoría de los Metamateriales (MTM's)</b>	<b>22</b>
3.1. Introducción. . . . .	22
3.2. Introducción a los Metamateriales (MTM's) . . . . .	22
3.2.1. Ley de Snell . . . . .	23
3.2.2. Definición del índice de refracción . . . . .	25
3.2.3. El cuadrante de permeabilidad vs permitividad . . . . .	26
3.3. Metamateriales . . . . .	28
3.4. Líneas de transmisión RH, LH y CRLH . . . . .	31
3.4.1. Estructuras de líneas de transmisión RH-TL y LH-TL . . . .	32

## Contenido (continuación)

	Página
3.4.2. Líneas de transmisión CRLH . . . . .	34
3.4.3. Permitividad y permeabilidad equivalente . . . . .	38
3.5. Análisis de la matriz de transmisión . . . . .	41
<b>4. Amplificador balanceado propuesto</b>	<b>47</b>
4.1. Introducción. . . . .	47
4.2. Transistor ATF36077 . . . . .	48
4.2.1. Análisis del transistor . . . . .	49
4.2.2. Parámetros de dispersión S . . . . .	51
4.3. Divisor de potencia de banda ancha. . . . .	55
4.4. Defasador Metamaterial diferencial en cuadratura propuesto . . . . .	57
4.5. Diagrama generalizado del amplificador propuesto y diseño a la frecuencia central de 2 GHz. . . . .	66
4.6. Determinación del ABF de los divisores/combinadores de potencia.	67
4.6.1. Determinación del ABF de los parámetros S de los divisores / combinadores de potencia . . . . .	67
4.6.2. Determinación del ABF para la diferencia de fase de los divi- sores / combinadores de potencia . . . . .	72
4.7. Determinación del ABF de los Amplificadores Balanceados . . . . .	76
<b>5. Análisis electromagnético y construcción del amplificador balanceado a la <math>f_c</math> de 2 GHz</b>	<b>79</b>
5.1. Introducción . . . . .	79
5.2. Análisis electromagnético del amplificador balanceado a 2 GHz . . .	80
5.2.1. Análisis electromagnético del divisor Wilkinson de doble etapa.	80
5.2.2. Defasador Metamaterial diferencial en cuadratura . . . . .	83
5.2.3. Conexión del divisor de potencia con el defasador diferencial en cuadratura . . . . .	85
5.2.4. Diseño y análisis electromagnético de la red de alimentación	86
5.2.5. Análisis electromagnético del amplificador balanceado completo	89
5.3. Construcción y caracterización eléctrica del amplificador balanceado.	91
5.3.1. Construcción y caracterización eléctrica del amplificador de una etapa . . . . .	91
5.3.2. Construcción y caracterización eléctrica del amplificador ba- lanceado . . . . .	95
<b>Conclusiones y recomendaciones.</b>	<b>103</b>

## Contenido (continuación)

	Página
<b>Referencias bibliográficas.</b>	<b>105</b>
<b>Apéndice</b>	<b>107</b>
<b>A. Proceso Fotolitográfico</b>	<b>107</b>
A.1. Introducción . . . . .	107
A.2. Elaboración de mascarilla . . . . .	107
A.3. Proceso de Fotoenmascaramiento . . . . .	108
A.4. Decapado . . . . .	110
<b>B. Resumen de líneas de transmisión</b>	<b>111</b>
B.1. Línea de transmisión convencional o de mano derecha (Caloz, 2006)	111
B.2. Línea de transmisión de mano izquierda (tipo metamaterial)(Caloz, 2006) . . . . .	112
B.3. Línea de transmisión compuesta (del tipo CRLH, metamaterial)(Caloz, 2006) . . . . .	113

## Lista de Figuras

Figura		Página
1.	Estructura general de una línea de microcinta. . . . .	7
2.	Diagrama de un amplificador balanceado . . . . .	9
3.	Diagrama de un divisor Wilkinson . . . . .	13
4.	Diagrama de un amplificador balanceado usando el divisor Wilkinson .	13
5.	Parámetros S del amplificador balanceado utilizando divisores tipo Wilkin- son y su ancho de banda a partir de $-10dB$ . . . . .	14
6.	Topología de un acoplador híbrido de cuadratura de líneas ramales (Branch- line) ( $P1$ : Puerto de entrada, $P2$ : Puerto transmitido, $P3$ : Puerto acoplado y $P4$ : Puerto aislado). . . . .	16
7.	Diagrama de un amplificador balanceado usando acopladores híbridos .	16
8.	Parámetros S del amplificador balanceado y su ancho de banda a partir de $-10dB$ en $S_{11}$ . . . . .	17
9.	Topología del acoplador Lange . . . . .	18
10.	Diagrama de un amplificador balanceado usando acopladores Lange . .	20
11.	Parámetros S del amplificador balanceado y su ancho de banda a partir de $-10dB$ . . . . .	20
12.	Ilustración de la Ley de Snell. . . . .	25
13.	Ilustración de la refracción.(a)refracción típica con un lápiz en agua $n=1.3$ , (b)si el índice de refracción fuera negativo con $n=-1.3$ el lápiz se vería como se muestra (de Gennady Shvets, Universidad de Texas Austin). . . . .	25
14.	Cuadrante de permitividad vs permeabilidad. . . . .	29
15.	Primeros metamateriales (MTM) implementados con dieléctricos y me- tales convencionales: (a) estructura de alambre delgado thin-wire; (b) resonadores de anillo partido split ring resonators. . . . .	30
16.	Modelo de circuito eléctrico equivalente de un metamaterial hipotético uniforme . . . . .	30
17.	Circuitos equivalentes con elementos concentrados, para una celda (a)RH- TL y (b)LH-TL . . . . .	32

## Lista de Figuras (continuación)

Figura		Página
18.	Gráfica de la constante de fase vs la frecuencia angular para (a)RH-TL y (b)LH-TL . . . . .	34
19.	Circuito equivalente con elementos distribuidos para una celda CRLH-TL	35
20.	Representación gráfica de las ecuaciones de dispersión para CRLH-TL, (a) no balanceado y (b) balanceado. . . . .	37
21.	Representación de una red de dos puertos por una matriz [ABCD]. . . . .	41
22.	Celda unitaria LC de una CRLH TL. a) General (no balanceada). b) Balanceada ( $L_R C_L = L_L C_R$ ) . . . . .	43
23.	Celda unitaria simétrica LC CRLH TL con impedancia infinitesimales iguales a la celda unitaria asimétrica de la figura 22 . . . . .	44
24.	Ejemplo de una red de tres celdas TL. a) Con celda unitaria asimétrica. b) Con celda unitaria simétrica. . . . .	45
25.	Arquitectura del amplificador balanceado propuesto. . . . .	47
26.	Configuración de lectura de parámetros S . . . . .	50
27.	Parámetros A) $S_{11}$ , B) $S_{12}$ , C) $S_{21}$ y D) $S_{22}$ . . . . .	51
28.	Pérdidas por retorno (Parámetros $S_{11}$ y $S_{22}$ ) . . . . .	53
29.	Ganancia del transistor (Parámetros $S_{21}$ ). . . . .	53
30.	Factor de estabilidad K . . . . .	54
31.	Factor de estabilidad mu de la fuente y de la carga . . . . .	55
32.	Divisor de potencia Wilkinson de doble etapa . . . . .	56
33.	(a)Circuito equivalente del defasador diferencial propuesto y (b)circuito simplificado . . . . .	58
34.	Arquitectura del amplificador balanceado propuesto. . . . .	66
35.	Parámetros S del amplificador balanceado usando el divisor propuesto .	67
36.	Parámetro $S_{11}$ de cada uno de los divisores analizados . . . . .	69
37.	Parámetro $S_{22}$ de cada uno de los divisores analizados . . . . .	69
38.	Parámetro $S_{32}$ de cada uno de los divisores analizados. . . . .	70

## Lista de Figuras (continuación)

Figura		Página
39.	Parámetro $S_{21}$ de cada uno de los divisores analizados. . . . .	71
40.	Parámetro $S_{31}$ de cada uno de los divisores analizados. . . . .	71
41.	Diferencia de fase entre los puertos de salida del divisor Wilkinson. . .	73
42.	Diferencia de fase entre los puertos de salida del divisor Híbrido. . . . .	74
43.	Diferencia de fase entre los puertos de salida del divisor Lange. . . . .	74
44.	Diferencia de fase entre los puertos de salida del divisor Propuesto. . .	75
45.	Parámetros S del amplificador balanceado utilizando divisores/combinadores Wilkinson. Marcando el ancho de banda a partir de $-10\text{dB}$ . . . . .	77
46.	Parámetros S del amplificador balanceado utilizando divisores/combinadores Lange. Marcando el ancho de banda a partir de $-10\text{dB}$ . . . . .	77
47.	Parámetros S del amplificador balanceado utilizando divisores/combinadores híbridos. Marcando el ancho de banda a partir de $-10\text{dB}$ . . . . .	78
48.	Parámetros S del amplificador balanceado utilizando divisores/combinadores propuesto (con Metamateriales). Marcando el ancho de banda a partir de $-10\text{dB}$ . . . . .	78
49.	Proceso de análisis electromagnético y construcción del amplificador balanceado. . . . .	80
50.	Topología física "Layout" del divisor Wilkinson. . . . .	81
51.	Diagrama esquemático del divisor de potencia usando el set de datos. .	82
52.	Parámetros S del divisor de potencia de doble etapa . . . . .	82
53.	Diagrama del defasador Metamaterial diferencial en cuadratura . . . . .	84
54.	Diferencia de fase del defasador Metamaterial diferencial. . . . .	85
55.	Layout del divisor propuesto. . . . .	86
56.	Parámetros S del divisor propuesto a 2 GHz . . . . .	86
57.	Topología de la red de alimentación. . . . .	87
58.	Parámetros S de la red de alimentación. . . . .	88

## Lista de Figuras (continuación)

Figura		Página
59.	Parámetros S del amplificador balanceado a 2 GHz simulando con Momentum. . . . .	90
60.	Layout final del amplificador balanceado. . . . .	90
61.	Factor de estabilidad $\mu$ y K del amplificador balanceado. . . . .	91
62.	Layout del amplificador de una etapa. . . . .	92
63.	Circuito construido del amplificador de una etapa. . . . .	93
64.	Parámetros S del circuito amplificador de una etapa. . . . .	94
65.	Factores de estabilidad del amplificador de una etapa. . . . .	94
66.	Layout final del amplificador balanceado. . . . .	97
67.	Circuito del amplificador balanceado construido y armado. . . . .	98
68.	Medición de los parámetros S de amplificador balanceado. . . . .	99
69.	Comparación del parámetro S11: análisis electromagnético vs medidos. . . . .	100
70.	Comparación del parámetro S22: análisis electromagnético vs medidos. . . . .	100
71.	Comparación del parámetro S21: análisis electromagnético vs medidos. . . . .	101
72.	Factor de estabilidad $\mu$ y K medidos . . . . .	101

## Lista de Tablas

Tabla	Página
1. Resumen del rendimiento de los amplificadores balanceados (Tseng, 2008).	3
2. Méritos del Amplificador Balanceado (Theta-J-Associates, 2001) . . . . .	12
3. Comparación de los ABF de los Amplificadores Balanceados . . . . .	21
4. Parámetros S del Transistor de la hoja de datos del fabricante . . . . .	52
5. Comparación de los ABF de los parámetros S11 de los divisores de potencia	68
6. Comparación de los ABF de la diferencia de fase de los divisores de potencia	73
7. Comparación de los ABF de los parámetros S de los amplificadores balanceados . . . . .	76
8. Características del Divisor Wilkinson de doble etapa . . . . .	83
9. Características del defasador diferencial en cuadratura . . . . .	84
10. Dimensiones de los stub radiales de la red alimentación . . . . .	88
11. Comparación de resultados del amplificador balanceado: análisis electromagnético vs medidos . . . . .	102

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Motivación

Los grandes avances que ha tenido la medicina en los últimos años han permitido mejorar la salud en el mundo. Aquellas enfermedades que se padecían y cuyo medicamento no existía, ahora se han controlado e inclusive erradicado. Es cierto que surgen nuevas enfermedades, pero continúa el esfuerzo de médicos e investigadores para enfrentarlos y vencerlos, gracias a sus avances científicos y tecnológicos. La imagenología como disciplina en la ciencia médica emplea diferentes modalidades para obtener imágenes del cuerpo humano utilizando diferentes técnicas tales como: rayos X, ultrasonido, tomografía axial computarizada, resonancia magnética nuclear, radiología convencional y digital, para llegar en forma rápida y segura a la detección de muchas enfermedades para la atención adecuada y calificada de los pacientes. Una de las mayores ventajas que tiene la imagenología, es la posibilidad de avanzar en el tratamiento de alguna enfermedad humana sin intervenir quirúrgicamente al paciente; conocido como método no invasivo.

Los sistemas de imagenología basados en microondas, pueden ser del tipo:

- Radar de Frecuencia en Pasos (acrónimo SFR, del inglés Step-Frequency Radar),
- Radar de Apertura Sintética (acrónimo SAR, del inglés Synthetic Aperture Radar)
- Radar de Penetración Terrestre (acrónimo GPR, del inglés Ground Penetrating Radar)

Estos sistemas se utilizan con gran éxito, para:

- La formación de imágenes en tejidos humanos,
- Detección de fracturas en estructuras metálicas o paredes,
- Visión a través de las paredes e imágenes de subsuelo.

Para dichos sistemas se obtiene la resolución de profundidad,  $\Delta L$ , dada en la ecuación (1) (Bialkowski, 2006) :

$$\Delta L = \frac{c}{2B/\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

Donde  $c$  representa la velocidad de propagación de la onda electromagnética,  $B$  es el ancho de banda y  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica relativa del medio de propagación. Por lo tanto para obtener una alta resolución, el ancho de banda deberá ser muy grande. A partir de la condición anterior surge la necesidad de desarrollar componentes de microondas con gran ancho de banda. Cabe mencionar que para aplicaciones médicas se tiene un intervalo de frecuencias de (BUA) Banda Ultra Ancha de 3.1GHz a 10.6GHz. Así también para aplicaciones en formación de imágenes del subsuelo, detección de fracturas y visión a través de las paredes, se utilizan ondas de radio de frecuencias que van desde los 10MHz hasta los 10GHz.

Este tipo de sistemas ofrecen ciertas ventajas:

- Bajo consumo (energía),
- Bajo costo,
- Velocidad de procesamiento,
- Reutilización del espectro,

- Inmunidad a multitrayectorias, etc.

Debido a que en esta tesis trata sobre el desarrollo de un amplificador de banda ancha para trancceptores de alta frecuencia con aplicaciones en sistemas de imagenología, en la tabla 1 se muestran los avances en el desarrollo de Amplificadores Balanceados (AB) reportado por (Tseng, 2008).

**Tabla 1.** Resumen del rendimiento de los amplificadores balanceados (Tseng, 2008).

Amplificador Balanceado con acoplador de tipo:	Intervalo en frec.(GHz.)	Pérdidas por retorno(Ent/Sal)	Ancho de Banda relativo
CPW (Distribuidos y concentrados)	13.3 ~ 15.5	$< -10dB$	15.3 %
Branch Line	15 ~ 24.5	$< -6.25dB$	49.4 %
CPW Branch Line	1.5 ~ 2.1	$< -10dB$	33.3 %
Lange	5 ~ 11	$< -12.7dB$	75 %
Lange	25 ~ 50	$< -15dB$	66.7 %
Lange CPW	5 ~ 12	$< -10dB$	82.4 %
Broadside	0.8 ~ 1.53	$< -20dB$	63 %
Multicapa MMIC	33 ~ 53	$< -14dB$	46.5 %
Basado en MTM QPS	1.2 ~ 3.5	$< -10dB$	97.9 %

De la tabla 1, se puede observar que el Amplificador Balanceado con mayor ancho de banda o ancho de banda fraccional (ABF) es el MTM QPS (Metamaterial quadrature phase shifting) correspondiente a una estructura basada en metamateriales. La meta principal de este trabajo de tesis, consiste en obtener un AB con el mayor ancho de

banda fraccional que el del MTM QPS correspondiente a una estructura basada en metamateriales de la referencia Tseng (2008).

## 1.2. Objetivos

### 1.2.1. Objetivo general

Es el estudio de amplificadores de microondas basados en la configuración de amplificadores balanceados. Proponer una nueva configuración de amplificadores balanceados para la mejora del ancho de banda, basado en la tecnología metamaterial.

### 1.2.2. Objetivos específicos

- Diseñar y construir un amplificador balanceado para aplicaciones en imagenología.
- Se explorarán tecnologías convencionales y emergentes (dispositivos basados en líneas de transmisión) para diseñar amplificadores de gran ancho de banda, con anchos de banda fraccional mayor al 90 % ( $ABF > 90\%$ ).
- Estudiar las técnicas para el desarrollo de amplificadores de banda ancha. De manera específica se explorará diversas topologías de amplificadores balanceados (AB).

## 1.3. Organización de la tesis

Este trabajo de tesis está organizado de la siguiente manera: en el segundo capítulo se presenta el principio de operación de los amplificadores balanceados, basados en sus parámetros de dispersión [S]. Se mencionan las principales ventajas y desventajas de dichos amplificadores. Posteriormente, se describen los amplificadores balanceados,

basados en divisores de potencia Wilkinson, acopladores híbridos y acoplador Lange. Se presentan los resultados del análisis de los amplificadores usando elementos ideales.

En el capítulo 3, se describe la teoría de metamateriales, tema importante que influye en el diseño del amplificador balanceado empleando un defasador diferencial en cuadratura.

En el capítulo 4 se describe el transistor utilizado en esta tesis así como el análisis de sus parámetros  $S$ , su ganancia y sus pérdidas por retorno. Se presenta el diseño de un divisor de potencia tipo Wilkinson de doble etapa, así también el estudio y análisis del defasador diferencial en cuadratura, las cuales se muestran en este capítulo las ecuaciones de diseño y un diagrama del circuito. Por último, se presenta un diagrama generalizado del amplificador propuesto y el análisis para el amplificador balanceado a la frecuencia central de 2 GHz.

En el quinto capítulo se presenta el diseño de amplificadores balanceados a la frecuencia central de 2 GHz. Se diseña el divisor de banda ancha y el cambiador de fase diferencial a una frecuencia de operación de 2 GHz. Este capítulo incluye el diseño de redes de polarización para los transistores utilizados. Para el amplificador de 2 GHz se muestra el proceso de diseño (matemático y Layout en ADS).

Al final del capítulo se presentan los resultados obtenidos del análisis electromagnético comparándolos con los obtenidos en la medición.

Finalmente, en el capítulo 6 se proporcionan las conclusiones y las principales aportaciones que se obtuvieron en este trabajo de investigación. Así también, se presentan las recomendaciones para trabajos futuros.

## Capítulo 2

### Amplificadores balanceados

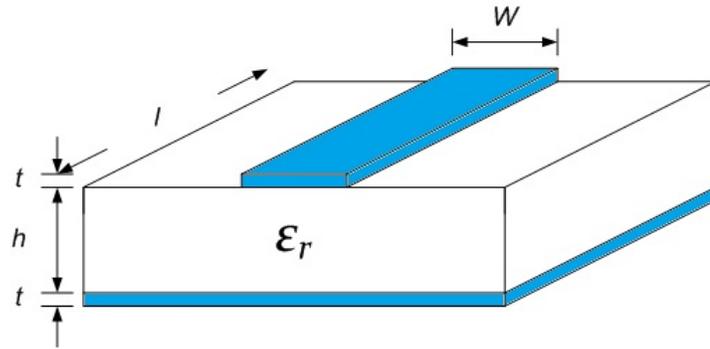
#### 2.1. Introducción.

En éste capítulo se presenta la teoría de los amplificadores balanceados y se resaltan sus ventajas y desventajas. Posteriormente, se muestran las topologías más importantes de los amplificadores balanceados, los cuales están basados en divisores/combinadores del tipo Wilkinson, acopladores híbridos y acopladores Lange.

#### 2.2. Teoría de líneas de microcinta.

Una línea de transmisión de microcinta, consiste de una tira conductora de ancho  $W$  y espesor  $t$ , colocada sobre un substrato dieléctrico que tiene una constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r$  y espesor  $h$  y un plano de tierra en el otro lado como se muestra en la Figura 1. La línea microcinta tiene la ventaja de estar abierta (lo cual es útil para conectar circuitos activos y pasivos), es fácil de fabricar, esta línea de transmisión es la más utilizada para la realización de circuitos de RF y microondas.

Las ondas electromagnéticas en una línea de microcinta, se propagan en el modo quasi-TEM y dicha onda se propaga tanto en el dieléctrico como en el aire. Por esta razón, las líneas de microcinta son medios dispersivos. Debido a la presencia de un dieléctrico y el aire como medios de propagación, aparece una permitividad efectiva que es el resultado de una expresión matemática donde están involucradas ambas permitividades. Para cualquier línea de transmisión en altas frecuencias, existe una impedancia



**Figura 1.** Estructura general de una línea de microcinta.

característica. Hammerstad reportó (Hammerstad, 1975) las ecuaciones de análisis y de síntesis que daban una exactitud del orden del 1 %, lo cual fue considerado un resultado excelente. Dichas ecuaciones se presentan a continuación, las cuales permiten calcular la impedancia característica  $Z_C$  así como también la permitividad efectiva  $\epsilon_{eff}$ .

Para una relación  $W/h \leq 1$ :

$$Z_C = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0,25\frac{W}{h}\right) \quad (2)$$

donde:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} + 0,004\left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right\} \quad (3)$$

Para una relación  $W/h \geq 1$ :

$$Z_C = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left\{ \frac{W}{h} + 1,393 + 0,677 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right\}^{-1} \quad (4)$$

Donde:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \right\} \quad (5)$$

La longitud de onda de la microcinta en función de la longitud de onda en el espacio

libre, se puede obtener mediante la siguiente ecuación:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (6)$$

Sustituyendo la longitud de onda en el espacio libre  $\lambda_0$ , donde la frecuencia está dada en gigahertz (GHz), la longitud de onda puede calcularse directamente en milímetros de la siguiente forma:

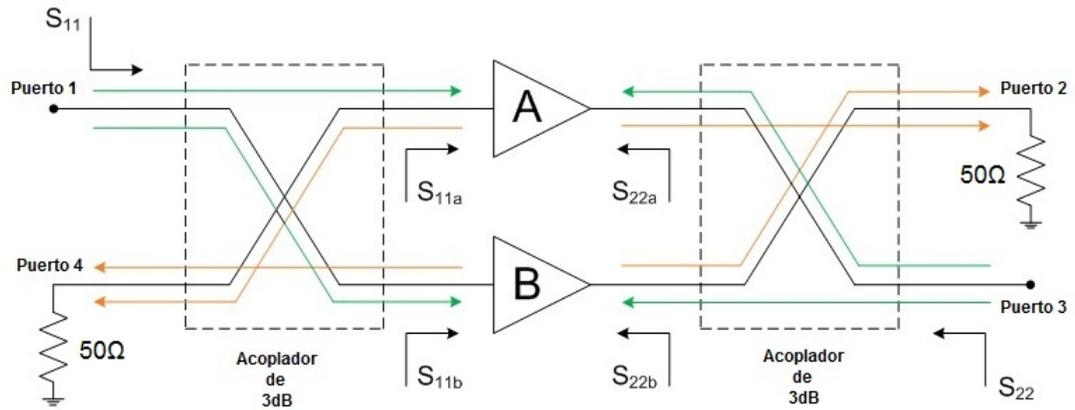
$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{mm}) \quad (7)$$

La tecnología de microcinta es parte fundamental para esta sección, ya que apartir de está tecnología se realizan diversos análisis para el diseño de amplificadores balanceados con diferente tipos de divisores/combinadores de potencia.

### 2.3. Amplificador balanceado

Uno de los amplificadores de microondas que más se utilizan es el tipo de amplificador de dos vías llamado *amplificador balanceado*. La arquitectura del amplificador balanceado emplea un divisor de potencia a la entrada y un combinador a la salida (del tipo wilkinson, acopladores híbridos y acopladores Lange). Las características que presenta el divisor son semejantes a las del combinador, siendo éstas las siguientes: caída de potencia de  $-3 \text{ dB}$  con  $90^\circ$  de diferencia de fase entre los puertos de salida. Con dos ramas de amplificación intermedia idénticas, como se muestra en la figura 2.

Para una red de tres puertos tal como un divisor/combinador, cuyos puertos están acoplados y tiene una diferencia de fase de  $\pi/2$  entre los puertos 2 y 3, entonces su matriz de parámetros S se da por la ecuación (8) (Gonzalez, 1996).



**Figura 2.** Diagrama de un amplificador balanceado

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{e^{-j\pi/2}}{\sqrt{2}} & \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}} \\ \frac{e^{-j\pi/2}}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

En el amplificador balanceado que se muestra en la Figura 2, la entrada del acoplador híbrido de  $3dB$  divide la potencia de entrada igualmente a las ramas de amplificación A y B. A la salida del acoplador de  $3dB$  se combinan las señales de salida de las ramas de amplificación. Los parámetros  $S$  que describen el comportamiento del amplificador balanceado en función de los parámetros  $S_{ij,a,b}$  de los amplificadores independientes son (Gonzalez, 1996):

$$S_{11} = \frac{e^{-j\pi}}{2}(S_{11a} - S_{11b}) \quad (9a)$$

$$S_{21} = \frac{e^{-j\pi/2}}{2}(S_{21a} + S_{21b}) \quad (9b)$$

$$S_{12} = \frac{e^{-j\pi/2}}{2}(S_{12a} + S_{12a}) \quad (9c)$$

$$S_{22} = \frac{e^{-j\pi}}{2}(S_{22a} - S_{22b}) \quad (9d)$$

Para el caso ideal se puede reescribir como:

$$|S_{11}| = 0.5|S_{11a} - S_{11b}| \quad (10a)$$

$$|S_{21}| = 0.5|S_{21a} + S_{21b}| \quad (10b)$$

$$|S_{12}| = 0.5|S_{12a} + S_{12a}| \quad (10c)$$

$$|S_{22}| = 0.5|S_{22a} - S_{22b}| \quad (10d)$$

Las ecuaciones (9) se obtienen a partir de los parámetros  $S$  dados en la ecuación (8) y del análisis de las ondas incidentes y reflejadas. Por ejemplo el parámetro  $S_{11} = \frac{b_1}{a_1}$  se obtiene a partir de la señal total reflejada en el puerto 1, la cual esta dada por la ecuación (11).

$$b_1 = \frac{a_1}{2} e^{-j\pi} (S_{11a} - S_{11b}), \quad (11)$$

Donde  $S_{11a}$  y  $S_{11b}$  son los coeficientes de reflexión de entrada de los amplificadores A y B respectivamente. Los demás parámetros se obtienen de manera similar.

Si las ramas de amplificación A y B son idénticas, entonces  $S_{11} = 0$  y  $S_{22} = 0$  y entonces el ancho de banda de un amplificador balanceado estará limitado por el acoplador utilizado.

Las principales ventajas de la configuración del amplificador balanceado son (Gonzalez, 1996):

1. Tiene un nivel de ruido bajo, con valores de pérdidas de retorno adecuadas.
2. Mayor estabilidad en comparación con un amplificador de una sola etapa.
3. La potencia de salida es el doble comparado con la potencia de un amplificador de una sola etapa.

4. Si uno de los amplificadores falla, un Amplificador Balanceado puede operar aún con una reducción de la ganancia aproximadamente 6dB.

Las desventajas de la configuración del amplificador balanceado son:

1. Consume mayor potencia de CD (corriente directa),
2. Estructura más grande,
3. Utilizan el doble de dispositivos y componentes activos y pasivos que una estructura de una sola rama, lo cual duplica su costo.

### **2.3.1. Méritos de un amplificador balanceado.**

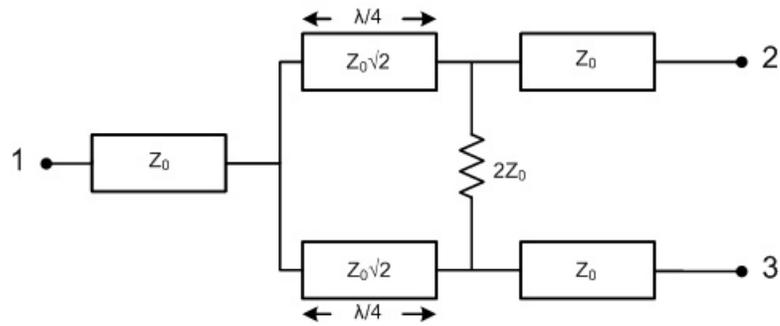
Los amplificadores balanceados han sido ampliamente empleados para aplicaciones de bajo nivel de ruido y características de amplificación de potencia en el espectro de frecuencias de microondas. Este elemento presenta muy buenos valores de pérdidas por retorno a la entrada y a la salida y tiene una mayor estabilidad en comparación con un amplificador de una sola rama. La tabla 2 resume las ventajas y desventajas de los amplificadores balanceados en comparación con los amplificadores de una sola rama. (Theta-J-Associates, 2001)

**Tabla 2.** Méritos del Amplificador Balanceado (Theta-J-Associates, 2001)

Características	Amplificador de una sola etapa	Amplificador Balanceado
Pérdidas por retorno a la entrada y salida	Regular o mala	Excelente
Fuente de ruido óptimo acoplado con la mejor pérdida por retorno a la entrada	Mala	Más fácil y excelente
$I_{p3}$	–	$6dB$ mejor
$P_{1dB}$	–	$3dB$ mejor
Consumo de energía total	$3dB$ mejor	–

## 2.4. Amplificador balanceado con divisor Wilkinson

El divisor Wilkinson, es un circuito pasivo que divide la potencia de entrada. El circuito consta de un puerto de entrada y dos de salida, y en cada salida se tiene una reducción de la señal de 3 dB. Cada puerto está acoplado a una línea con impedancia  $Z_0$ . Del puerto uno salen dos líneas con una impedancia característica  $Z_0\sqrt{2}$  y con una longitud eléctrica de  $\lambda/4$ . El divisor Wilkinson mostrado en la figura 3 utiliza un arreglo resistivo de valor  $2Z_0$  para obtener un alto aislamiento del puerto 2 al 3. La matriz de parámetros S que describe el comportamiento de un divisor Wilkinson está dada en la ecuación (12) (González, 2001).

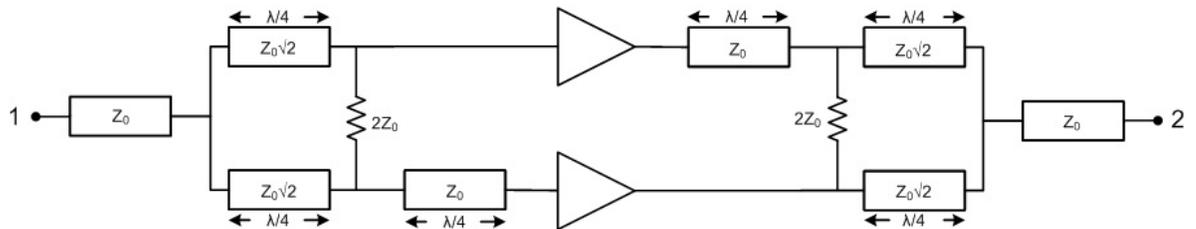


**Figura 3.** Diagrama de un divisor Wilkinson

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -j & -j \\ -j & 0 & 0 \\ -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

De la matriz de los parámetros S, se puede observar que la diferencia de fase entre los puertos 2 y 3 es cero, por lo tanto, para utilizar un divisor wilkinson en un amplificador balanceado es necesario agregar una línea de  $\lambda/4$  a uno de los puertos con el fin de obtener el cambio de fase de  $90^\circ$  como se muestra en la figura 4.

En la figura 5 se muestra la respuesta de la configuración de un prototipo a 2 GHz utilizando transistores ATF36077 y divisores Wilkinson con elementos ideales. Cabe mencionar que el transistor se describe en el capítulo 4.



**Figura 4.** Diagrama de un amplificador balanceado usando el divisor Wilkinson

Tomando el ancho de banda del amplificador como el intervalo de frecuencias donde

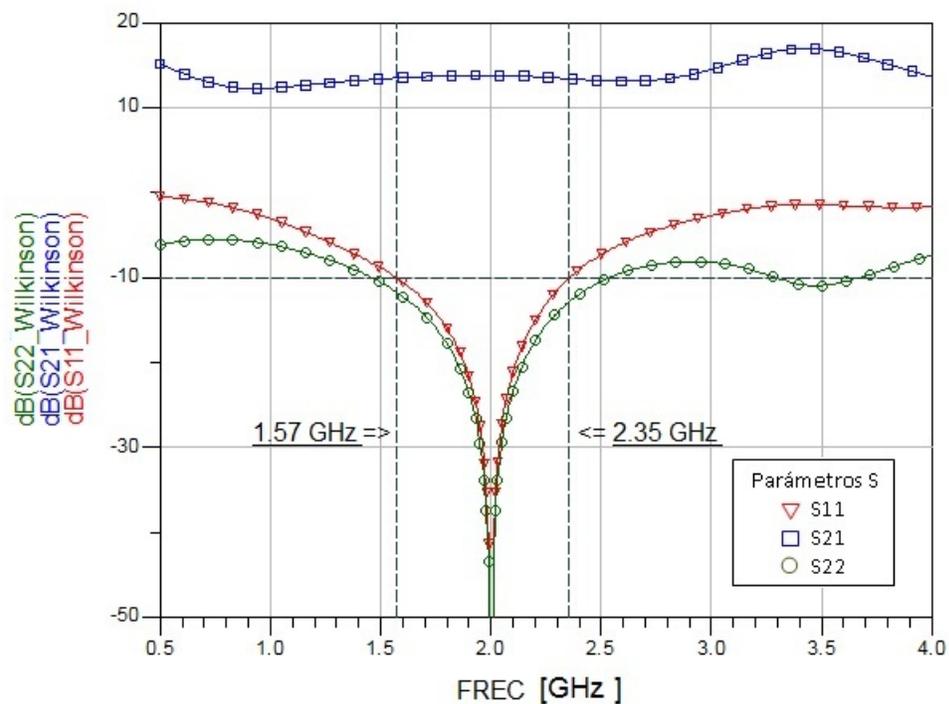
las pérdidas por retorno a la entrada y salida son mejores que -10 dB, se define el Ancho de Banda Fraccional (ABF) como:

$$ABF = \frac{\Delta f}{f_0} 100 = \frac{f_2 - f_1}{f_0} 100 \quad (13)$$

Donde la frecuencia central  $f_0$  es igual a:

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (14)$$

Utilizando divisores tipo Wilkinson, se puede obtener un ABF del orden de 39.796 % a  $f_0 = 1.96\text{GHz}$  con  $f_1 = 1.57\text{GHz}$  y  $f_2 = 2.35\text{GHz}$ . Como se muestra en la figura 5



**Figura 5.** Parámetros S del amplificador balanceado utilizando divisores tipo Wilkinson y su ancho de banda a partir de  $-10\text{dB}$ .

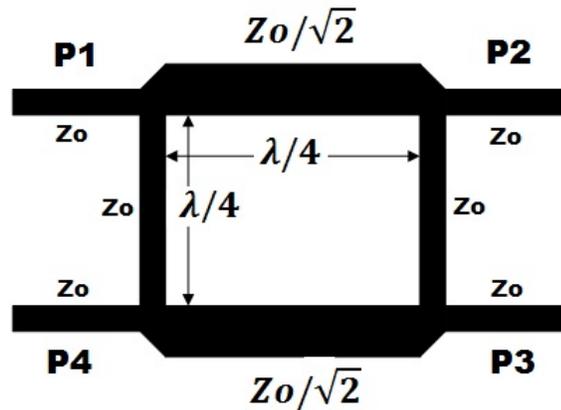
## 2.5. Amplificador balanceado con acoplador híbrido

El acoplador híbrido, consta de dos líneas de transmisión de impedancia  $Z_0$  y un par de líneas de impedancia  $Z_0/\sqrt{2}$  tal como se muestra en la Figura 6. Cada una de las líneas tiene una longitud eléctrica de  $\lambda/4$ . Dada la simetría del circuito, se puede tomar cualquier puerto como la entrada. Sí se considera al puerto 1 como el puerto de entrada, entonces el segundo y tercer puerto son los de salida y el cuarto puerto es el aislado. El puerto 2 también se conoce como puerto transmitido y el puerto 3 como el puerto acoplado. Este dispositivo se caracteriza por ser un acoplador de 3 dB y porque los puertos transmitido y acoplado tienen una diferencia de fase de  $90^\circ$ .

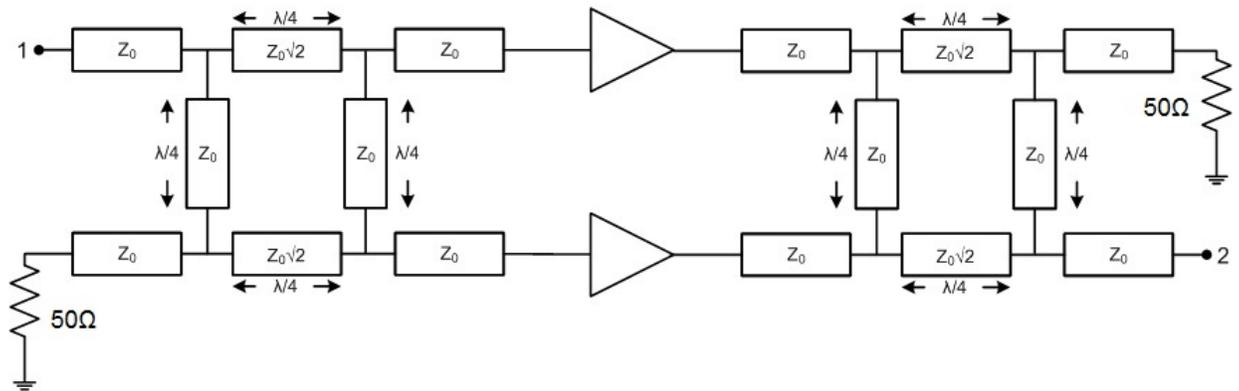
La matriz de parámetros S que describe el comportamiento de un acoplador híbrido es la siguiente (15) (Pozar, 2004):

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

De la matriz de parámetros S, se puede observar que la diferencia de fase entre el puerto transmitido y el puerto acoplado es de  $90^\circ$ , por lo tanto, el acoplador híbrido es un dispositivo que de manera directa se puede aplicar para el diseño de amplificadores balanceados. En la Figura 7 se muestra el diagrama de un amplificador utilizando este tipo de acopladores. En la Figura 8 se muestra la respuesta de un amplificador diseñado a  $2GHz$  considerando un acoplador híbrido ideal y transistores *ATF36077*. De dicha figura se puede concluir que el AFB de este amplificador es de 39.825%, el AFB es ligeramente mayor que el del amplificador basado con divisores Wilkinson.



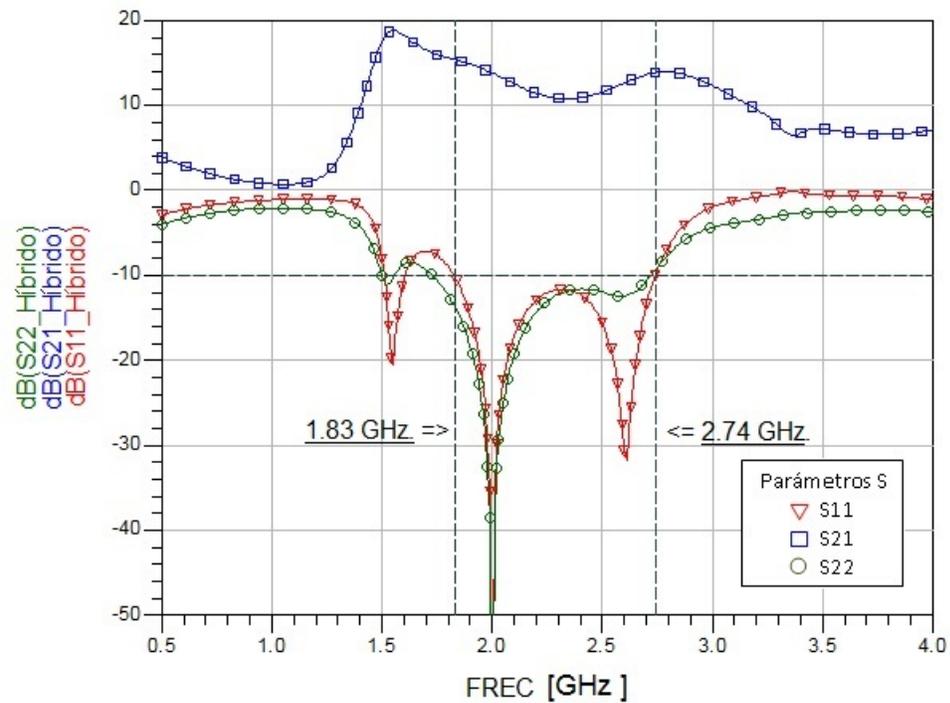
**Figura 6.** Topología de un acoplador híbrido de cuadratura de líneas ramales (Branchline) ( $P1$  : Puerto de entrada,  $P2$  : Puerto transmitido,  $P3$  : Puerto acoplado y  $P4$  : Puerto aislado).



**Figura 7.** Diagrama de un amplificador balanceado usando acopladores híbridos

## 2.6. Amplificador balanceado con acoplador Lange.

El acoplador Lange de cuatro puertos, es una estructura interdigitada desarrollado por el Dr. Julius Lange en el año de 1969. Los acopladores son ampliamente utilizados ya sea como combinador o como divisor de potencia en los amplificadores de RF, así como en los mezcladores y moduladores. El acoplamiento se deriva de las líneas de transmisión muy próximas entre sí, tales como las líneas microcinta. (Agilent-EEsof-EDA, 2001) Generalmente, el número de dedos ( $N$ ) es par. La geometría de un acoplador Lange con



**Figura 8.** Parámetros S del amplificador balanceado y su ancho de banda a partir de  $-10dB$  en  $S_{11}$

$N = 4$  se muestra en la Figura 9.

La longitud de los dedos ( $L$ ) se fija a la frecuencia central  $f_0$  del filtro. El dispositivo presenta un gran ancho de banda, con una respuesta totalmente plana cercana a la frecuencia central  $f_0$ . La longitud de los dedos es igual a un cuarto de longitud de onda  $\lambda_s$  de  $f_0$  en el sustrato. Como por ejemplo:

$$L = \lambda_s/4, \quad (16)$$

donde:

$$\lambda_s = \frac{c}{f_0 \sqrt{\varepsilon_{eff}}}, \quad (17)$$

$\varepsilon_{eff}$  : constante dieléctrica efectiva ,

$c = 3 \times 10^8 m/s$  (velocidad de la luz)

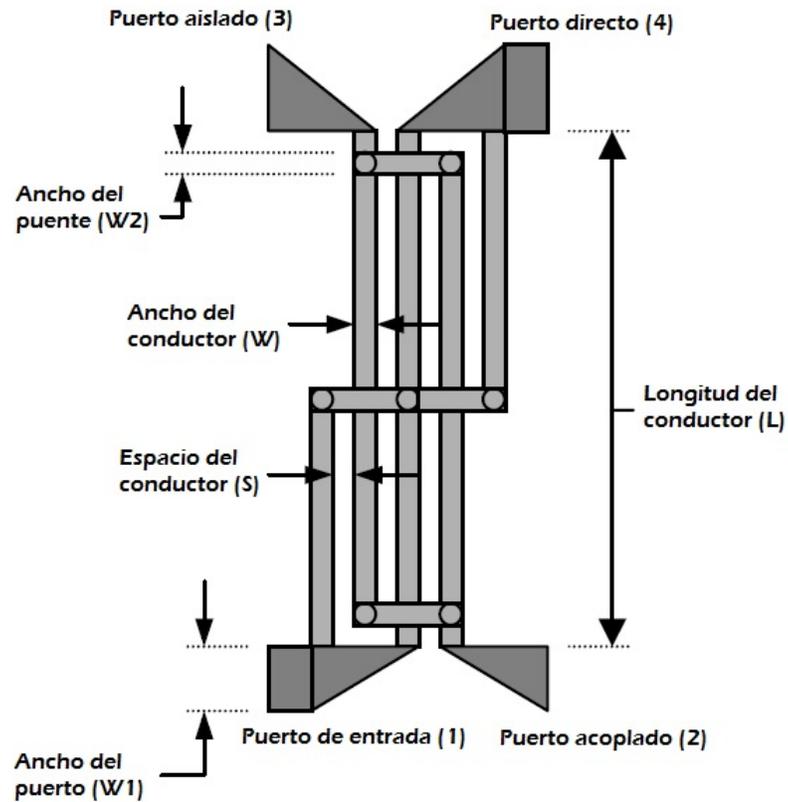


Figura 9. Topología del acoplador Lange

La constante dieléctrica efectiva es función de la constante dieléctrica del substrato  $\epsilon_r$ , así como su espesor ( $h$ ), el ancho ( $w$ ) y espesor ( $t$ ) del conductor. La longitud de onda ( $\lambda_s$ ) también puede calcularse como el promedio de las longitudes de onda de los modos pares e impares. El acoplador Lange se diseña para conseguir  $3dB$  de acoplamiento entre el puerto de entrada (1) con el acoplado (2) y con el puerto directo (4). Los ángulos de fase de las señales acopladas son de  $90^\circ$  fuera de fase a la frecuencia de diseño. Las especificaciones de diseño son las siguientes:

$$S_{21} > -3.5dB \quad \text{para} \quad [(f_0 - \Delta f) < f < (f_0 + \Delta f)] \quad \text{para} \quad \Delta f = 0.25f_0 \quad (18)$$

$$S_{41} > -3.5dB \quad \text{para} \quad [(f_0 - \Delta f) < f < (f_0 + \Delta f)] \quad \text{para} \quad \Delta f = 0.25f_0 \quad (19)$$

Para ser un divisor, el acoplamiento máximo teórico es de  $-3dB$  en cada salida, es decir, la mitad de la potencia. Las características de acoplamiento son más sensibles al espacio ( $s$ ) entre los dedos y el espesor del metal ( $t$ ) para un determinado número de dedos ( $N$ ). Las características del substrato son también un factor importante a ser considerado. Los requisitos para las pérdidas por retorno ( $S_{11}$ ) y transmisión al puerto aislado ( $S_{13}$ ) suelen establecerse a menos de un cierto umbral en un rango de frecuencia ( $\Delta f$ ) cerca de la  $f_0$ , como a continuación se presenta:

$$S_{11} < -15dB \quad \text{para} \quad [(f_0 - \Delta f) < f < (f_0 + \Delta f)] \quad \text{para} \quad \Delta f = 0.25f_0 \quad (20)$$

$$S_{31} < -15dB \quad \text{para} \quad [(f_0 - \Delta f) < f < (f_0 + \Delta f)] \quad \text{para} \quad \Delta f = 0.25f_0 \quad (21)$$

La fase del puerto aislado y las pérdidas por retorno son de aproximadamente  $-180^\circ$  y  $0dB$  respectivamente. Los otros dos parámetros que intervienen, son el ancho del cable de puente ( $W2$ ) y el ancho del conductor en el puerto ( $W1$ ) tal como se define en la Figura 9. La anchura en el puerto se fija usualmente por el circuito asociado. La anchura del conductor se puede calcular para conseguir una impedancia característica de 50 ohms. Los puentes se pueden realizar con filamentos metálicos los cuales pueden ser del tipo alambre o listón.

En la Figura 10 se muestra el diagrama de un amplificador balanceado utilizando dichos acopladores. En la Figura 11 se muestra la respuesta de un amplificador diseñado a la frecuencia de 2 GHz considerando dos acopladores Lange y dos transistores ATF36077.

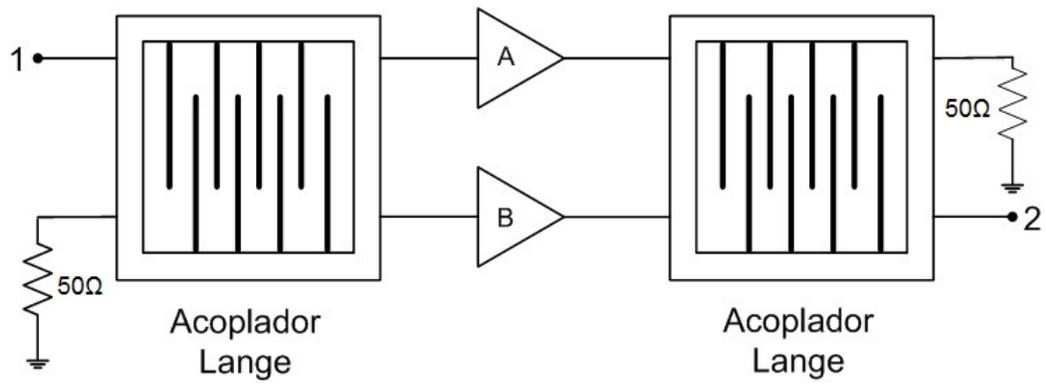


Figura 10. Diagrama de un amplificador balanceado usando acopladores Lange

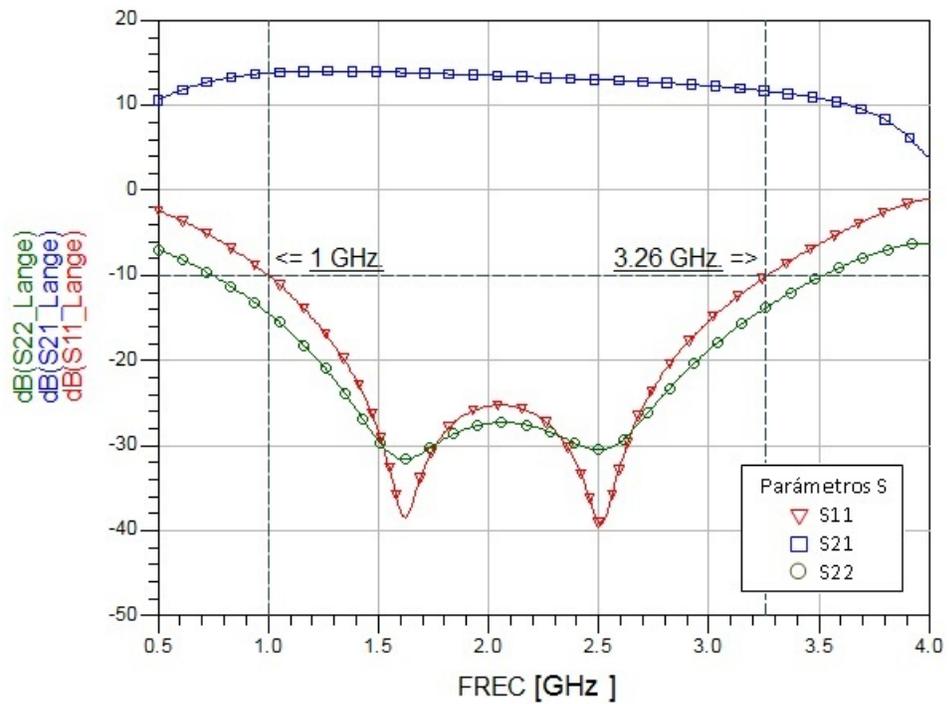


Figura 11. Parámetros S del amplificador balanceado y su ancho de banda a partir de  $-10dB$

### 2.6.1. Comparación del ancho de banda fraccional de los amplificadores balanceados

En la Tabla 3 se realiza la comparación de los Amplificadores Balanceados con los tres diferentes tipos de combinadores y divisores (divisor Wilkinson convencional, acoplador híbrido y acoplador Lange) evaluando su ABF, para compararlos posteriormente con el Amplificador Balanceado propuesto en esta tesis.

En esta tesis se propone un amplificador balanceado con un ABF  $> 90\%$ , siendo mucho mayor el ABF comparado con los amplificadores balanceados presentados en la tabla 3.

**Tabla 3.** Comparación de los ABF de los Amplificadores Balanceados

Amp. Balanceado	$f_1$ (GHz)	$f_2$ (GHz)	$f_0$ (GHz)	ABF
Wilkinson	1.57	2.35	1.96	39.796 %
Híbrido	1.83	2.740	2.285	39.825 %
Lange	1.0	3.26	2.13	106.103 %

## Capítulo 3

### Teoría de los Metamateriales (MTM's)

#### 3.1. Introducción.

En este capítulo se presenta la teoría de los Metamateriales, se describen tres diferentes tipos de líneas de transmisión: línea de transmisión convencional o de mano derecha (por sus siglas en inglés, Right Handed-Transmission Line RH-TL) , líneas de transmisión de mano izquierda (por sus siglas en inglés, Left Handed-Transmission Line LH-TL) y por último las líneas de transmisión compuestas (por sus siglas en inglés, Composite Right Left Handed-Transmission Line CRLH-TL). Se mencionan sus principales características y configuración particular para cada una de las líneas de transmisión. Para finalizar en este capítulo se describe el análisis de la matriz transmisión, ya que apartir de dicho análisis se obtiene los parámetros de dispersion de una línea de transmisión compuesta. La teoría de este capítulo es trascendental para el estudio y desarrollo del amplificador balanceado propuesto para este trabajo de tesis.

Un Metamaterial se define de la siguiente manera: *Es una estructura electromagnética artificial eficazmente homogénea con propiedades particulares que no se encuentran libres en la naturaleza.* (Caloz, 2006)

#### 3.2. Introducción a los Metamateriales (MTM's)

EL concepto de los materiales de mano izquierda (left-handed materials- LHMs) fue introducido por el físico ruso Victor Veselago en 1967 (su publicación fue traducida

al inglés en 1968) (Veselago, 2011). En esta publicación, Veselago especuló una posible existencia de sustancias con valores negativos de permitividad  $\varepsilon$  y de permeabilidad  $\mu$  simultáneos, nombrándose como regla de la mano izquierda (Left-Handed LH), también especuló anticipadamente las propiedades electromagnéticas únicas como: la ley inversa de Snell, el efecto Doppler y el efecto Vavilov Cerenkov, debido a la radiación producida por el movimiento rápido de las partículas que viajan en un medio (Veselago, 2011). Veselago mostró que la propagación de ondas electromagnéticas con valores constantes de campo eléctrico, campo magnético, y de fase, constituyen al conjunto de líneas de transmisión de mano izquierda (Left-Handed), de manera semejante, para el caso para materiales convencionales derechos donde el conjunto se conoce como líneas de transmisión de mano derecha (Right-Handed). Recientemente, los metamateriales con valores negativos de  $\varepsilon$  y de  $\mu$  simultáneos, comúnmente llamados materiales de mano izquierda (Left-Handed LH), han recibido una atención en las comunidades científicas y de ingeniería. Las propiedades anteriores de los materiales de mano izquierda (LHM's) han permitido novedosas aplicaciones.

### 3.2.1. Ley de Snell

Las microondas y la luz son ondas electromagnéticas (EM) con diferente longitud de onda. Estas ondas electromagnéticas presentan características físicas las cuales son descritas en parte por la Ley de Snell (Madou, 2011). En la óptica geométrica, se menciona que un haz de luz se propaga en forma de rayos.

La Ley de Snell establece normas para la propagación de estos rayos a través de un sistema óptico, definiendo las formas de propagación por los frentes de onda. Un rayo óptico es una simplificación de la óptica y no toma en cuenta muchos efectos importantes, como es la difracción y la polarización. Este último fenómeno sólo se

entiende después de introducir las ecuaciones de Maxwell.

La refracción de la luz, es el cambio de dirección cuando ésta pasa de un medio dieléctrico a otro diferente. La desviación del haz es mayor para longitudes de onda pequeñas.

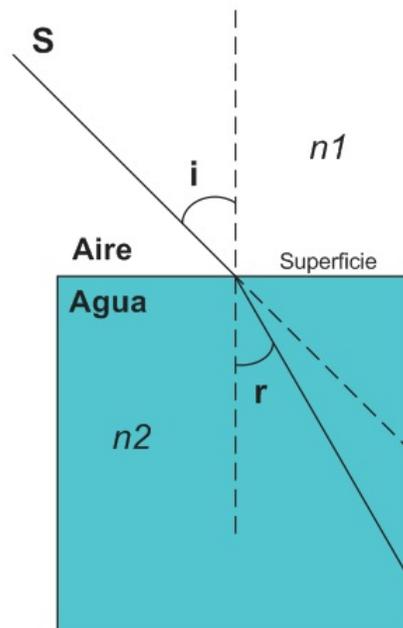
Se consideran dos medios caracterizados por índices de refracción  $n_1$  y  $n_2$  separados por una superficie  $S$ . Los rayos de luz que atraviesen los dos medios se refractarán en la superficie variando su dirección de propagación dependiendo del cociente entre los índices de refracción  $n_1$  y  $n_2$ .

Para un rayo luminoso con un ángulo de incidencia  $i$  sobre el primer medio, ángulo entre la normal a la superficie y la dirección de propagación del rayo, tendremos que el rayo se propaga en el segundo medio con un ángulo de refracción  $r$  cuyo valor se obtiene por medio de la ley de Snell, como se ve en la figura 12. En esta figura, se ilustra la geometría de la ley de Snell cuya ecuación es la siguiente [Snell, 1621, también Willbrond Snell (1580-1626)]:

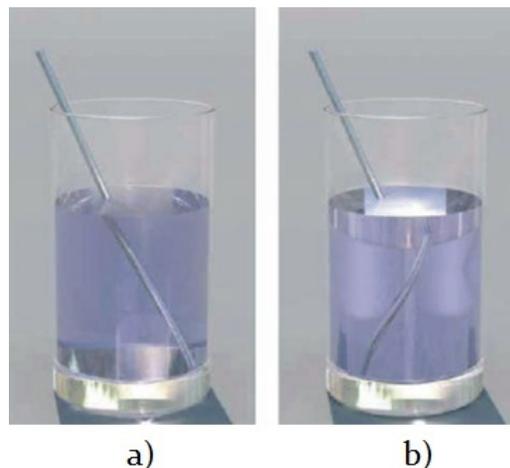
$$\frac{\text{sen}(i)}{\text{sen}(r)} = \frac{n_2}{n_1} \quad (22)$$

Donde  $i$  es el ángulo de incidencia y  $r$  el ángulo de refracción,  $n_1$  es el índice de refracción del medio 1, y  $n_2$  es el índice de refracción del medio 2.

Un ejemplo ilustrativo de la Ley de Snell se encuentra cuando un lápiz se introduce dentro de un vaso con agua (Figura 13-a). Se puede observar una desviación mínima del lápiz, debido a que está pasando de un medio menos denso (aire) a otro más denso (agua). En cambio cuando el segundo medio presenta características de índice de refracción negativo, ocurre lo que se observa en la figura 13-b donde se aprecia un doblamiento más pronunciado.



**Figura 12.** Ilustración de la Ley de Snell.



**Figura 13.** Ilustración de la refracción. (a) refracción típica con un lápiz en agua  $n=1.3$ , (b) si el índice de refracción fuera negativo con  $n=-1.3$  el lápiz se vería como se muestra (de Gennady Shvets, Universidad de Texas Austin).

### 3.2.2. Definición del índice de refracción

Cuando un haz de luz que se propaga por un medio ingresa a otro distinto, una parte del haz se refleja mientras que la otra sufre una refracción, que consiste en el cambio de

dirección del haz. Para esto se utiliza el llamado índice de refracción del material, que nos servirá para calcular la diferencia entre el ángulo de incidencia y el de refracción del haz (antes y después de ingresar al nuevo material).

Maxwell demostró que la velocidad de propagación  $v$  de las ondas electromagnéticas (EM) en un medio homogéneo, dieléctrico isótropico se determina por la permeabilidad magnética  $\mu$ , y la constante dieléctrica (ó permitividad)  $\varepsilon$ . (Madou, 2011)

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}} \quad (23)$$

Para una onda que viaja en el espacio libre (donde se involucran la permeabilidad y la constante dieléctrica del vacío  $\mu_0$  y  $\varepsilon_0$  en vez de  $\mu$  y  $\varepsilon$ )  $v = c = 2.998 \times 10^8 \text{ m/s}$ . El factor de cambio de velocidad, en relación con el espacio libre, es por definición el índice de refracción  $n$ :

de (23)

$$\frac{c}{v} = \sqrt{\varepsilon\mu} = \eta \quad (24)$$

o también:

$$\eta = \sqrt{\varepsilon\mu} \quad \text{o} \quad \eta^2 = \varepsilon\mu \quad (25)$$

### 3.2.3. El cuadrante de permeabilidad vs permitividad

Se pueden clasificar los materiales en función de su conductividad específica  $\sigma$ , su permeabilidad magnética  $\mu$ , y su constante dieléctrica  $\varepsilon$  (o permitividad eléctrica) (Madou, 2011). Los materiales con  $\sigma > 0$  son conductores, y aquellos con  $\sigma \approx 0$  son aislantes o dieléctricos. Todos los materiales tienen dos parámetros fundamentales electromagnéticos: la permeabilidad  $\mu$  y la permitividad  $\varepsilon$ , que respectivamente miden las capacidades del medio para formar los campos magnéticos y eléctricos. Los valores

de dichos parámetros producen la característica de flexión de un haz de luz cuando viaja de un medio a otro. Además, debido a que ambos parámetros son generalmente positivos en la naturaleza, las componentes del vector de campo eléctrico  $\mathbf{E}$  y magnético  $\mathbf{H}$ , se rigen de acuerdo con la regla de la mano derecha, los cuales se representan apuntando el dedo índice de la mano derecha en la dirección de propagación, el pulgar y el dedo medio se orientan en ángulo recto con respecto al dedo índice, y muestran las direcciones de los vectores de campo  $\mathbf{E}$  y  $\mathbf{H}$  respectivamente. Matemáticamente, a partir de las condiciones de frontera de las ecuaciones de Maxwell, se llegó a la conclusión de que para valores de  $\mu$  y  $\varepsilon$  positivos, el vector  $\mathbf{E}$ ,  $\mathbf{H}$  y  $\mathbf{K}$  forman un conjunto adecuado de vectores que definen la condición para los materiales de mano derecha (MD). La mayoría de los materiales tienen un valor de  $\varepsilon > 1$ , por ejemplo:  $\varepsilon = 1$  (aire),  $\varepsilon = 2.25$  (vidrio),  $\varepsilon = 12$  (Si), pero esto es la excepción. Los materiales con  $\varepsilon$  negativa a frecuencias ópticas (visible, infrarrojo) incluyen metales tales como Arsénico (As), Plata (Ag) y Aluminio (Al). A frecuencias ópticas la mayoría de los materiales tienen una permeabilidad  $\mu \approx 1$  y son no magnéticos, pero si  $\mu \neq 1$ , se trata entonces de un material magnético. Con  $\mu > 1$  se tiene un material paramagnético, mientras que con  $\mu < 1$  se trata de un diamagnético. Los materiales diamagnéticos tienen una permeabilidad magnética relativa que es menor a 1, una susceptibilidad magnética que es menor que 0, y por lo tanto presentan un rechazo por los campos magnéticos. Finalmente, los materiales con  $\mu \gg 1$  definen un material ferromagnético, que está asociado con efectos de histéresis, debido a los campos. Los materiales con un  $\mu$  negativo son de nuevo la excepción, ya que incluyen resonancia ferromagnética o sistemas antiferromagnéticos a frecuencias de microondas.

### 3.3. Metamateriales

Los metamateriales (MTM's) se definen como estructuras electromagnéticas artificiales eficazmente homogéneas, con propiedades inusuales que no se encuentran en la naturaleza. Una estructura eficazmente homogénea es aquella cuyo tamaño de celda ( $p$ ) promedio es mucho menor que la longitud de onda  $\lambda_g$ . Por lo tanto, el tamaño medio de la celda puede ser mas pequeña que un cuarto de longitud de onda  $p < \lambda_g/4$  (Caloz, 2006). La condición  $p = \lambda_g/4$  representa el límite de homogeneidad efectiva o condición de homogeneidad efectiva, que asegura que el fenómeno de refracción dominará sobre el fenómeno de difracción/dispersión cuando una onda se propaga dentro del medio metamaterial (MTM). Si la condición de homogeneidad efectiva se satisface, la estructura se comporta como un material real en el sentido de que las ondas electromagnéticas solo perciben los parámetros constitutivos  $\varepsilon$  y  $\mu$  macroscópicos bien definidos en promedio, los cuales dependen de la naturaleza de la celda unitaria y de esta manera la estructura es electromagnéticamente uniforme a lo largo de la dirección de propagación. Los parámetros constitutivos son la permitividad eléctrica  $\varepsilon$  y la permeabilidad magnética  $\mu$ , los cuales están relacionados con el índice de refracción como sigue (Caloz, 2006):

$$n = \pm\sqrt{\varepsilon_r\mu_r} \quad (26)$$

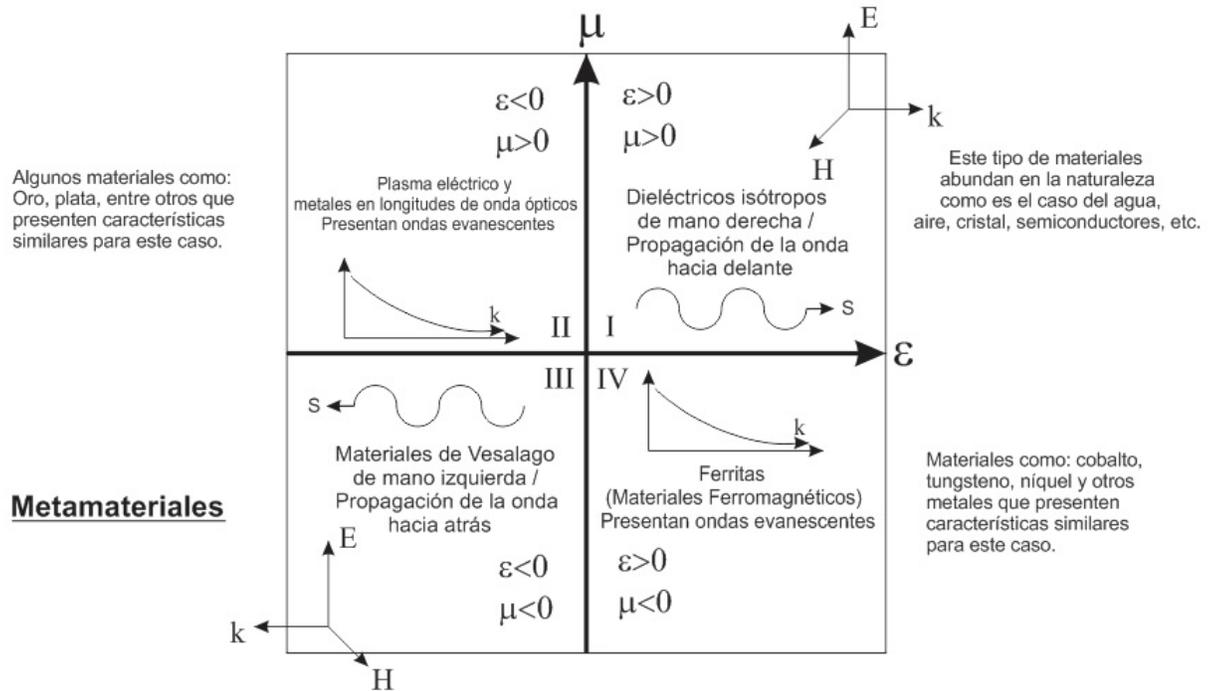
Donde:

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \quad (27a)$$

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (27b)$$

Las cuatro posibles combinaciones de signo en el par  $(\varepsilon, \mu)$  son  $(+, +)$ ,  $(-, +)$ ,  $(+, -)$  y  $(-, -)$ , como se muestra en la figura 14 (Caloz, 2006). Mientras las tres primeras son bien conocidas en materiales convencionales, la última con permitividad y permeabilidad

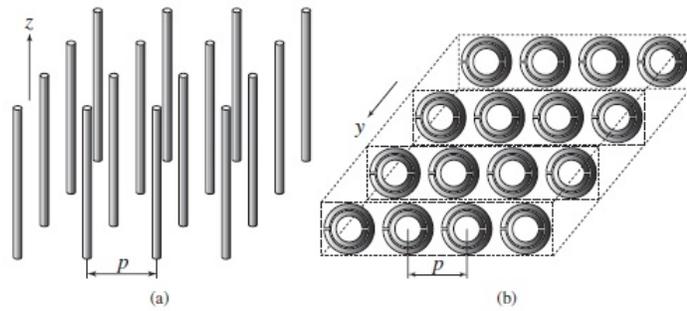
negativas (-,-) que se muestra en el tercer cuadrante, corresponde a la nueva clase de materiales llamados de mano izquierda(LH). Los materiales de mano izquierda (LH), se caracterizan por su velocidad de fase y velocidad de grupo las cuales son anti-paralelas entre si, y por su índice de refracción negativo.



**Figura 14.** Cuadrante de permitividad vs permeabilidad.

La demostración experimental de éstas propiedades se lograron 30 años después de las investigaciones de Veselago. Este material de mano izquierda (LH) no fue una substancia, como lo esperaba Veselago, pero si una estructura artificial eficazmente homogénea la cual fue propuesta por Smith y colegas de la Universidad de San Diego California. Esta estructura fue inspirada por los trabajos de Pendry (Pendry, 1999) en el colegio Imperial de Londres. Pendry introdujo las estructuras plasmónicas tipo  $\epsilon$ -negativo/  $\mu$ -positivo y  $\epsilon$ -positivo/  $\mu$ -negativo como se muestra en la figura 15.

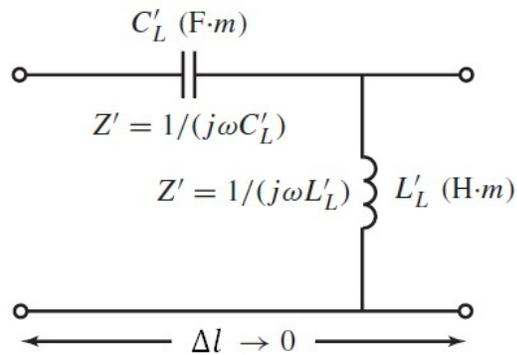
Ambas estructuras mostradas en la figura 15 , tienen un promedio en el tamaño de



**Figura 15.** Primeros metamateriales (MTM) implementados con dieléctricos y metales convencionales: (a) estructura de alambre delgado thin-wire; (b) resonadores de anillo partido split ring resonators.

celda  $p$  mucho más pequeño que la longitud de onda guiada ( $p \ll \lambda_g$ ), y son por lo tanto estructuras efectivamente homogéneas.

El modelo diferencial para una línea de transmisión de mano izquierda (Transmission line Left-Handed TL-LH), se muestra en la figura 16, la cual es esencialmente el dual de una línea de transmisión convencional derecha o de mano derecha (Right-Hand RH). Este modelo tiene la estructura de un filtro pasa altas y esta compuesto por un arreglo de capacitores en serie  $C$  e inductores en paralelo  $L$ . Las características fundamentales de esta estructura metamaterial son como la que se muestran en la figura 16.



**Figura 16.** Modelo de circuito eléctrico equivalente de un metamaterial hipotético uniforme

### 3.4. Líneas de transmisión RH, LH y CRLH

Las líneas de transmisión utilizadas en la práctica (microcinta, CPW, etc) son medios de transmisión no homogéneos. Estas pueden modelarse con circuitos equivalentes que consisten en elementos distribuidos, que se obtienen poniendo en cascada un número suficientemente grande de celdas (de modo que la longitud de una celda se vuelve mucho más corta en comparación con la longitud de onda). Cada celda esta formada por un arreglo de inductores en serie y capacitores en paralelo. Estos arreglos son nombrados como materiales de mano derecha de líneas de Transmisión. Para las líneas de transmisión basadas en celdas RH-TL, la velocidad de fase y la velocidad de grupo tienen valores positivos (Mukherjee, 2010).

Una línea de transmisión con una velocidad de fase negativa (pero con una velocidad de grupo positiva, como las RH-TL), podría ser útil en algunas aplicaciones. El circuito equivalente de estas líneas de transmisión debe consistir en un número suficientemente grande de celdas, donde cada celda tiene una capacitancia en serie distribuida y una inductancia en paralelo distribuida, denominándose como material de mano izquierda. Este tipo de líneas de transmisión no existen en la práctica, pero una línea de transmisión artificial que consiste de elementos concentrados puede modelar el comportamiento de la LH-TL.

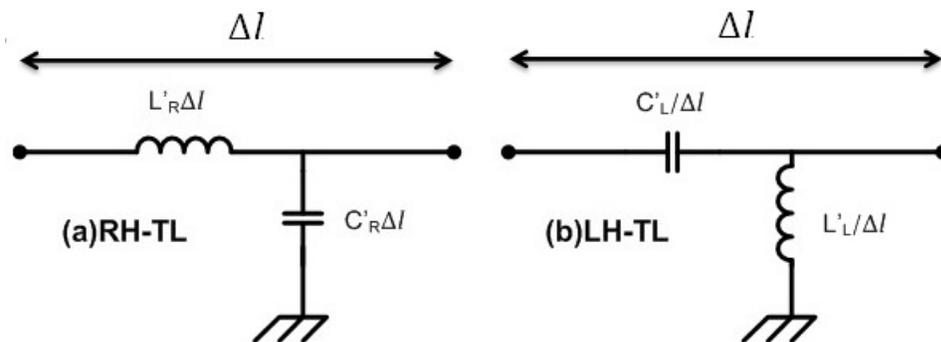
Las LH-TL artificiales se pueden fabricar mediante capacitores e inductores. Tomando en cuenta la inductancia en serie de los condensadores y la capacitancia en paralelo de los inductores, se obtiene un circuito equivalente más completo para una celda LH-TL. La estructura de la celda que contiene el circuito equivalente tanto RH-TL como LH-TL se conoce como CRLH (Compuesto de mano derecha-izquierda). Para las celdas en cascada CRLH, se obtienen CRLH-TL. Dependiendo de la frecuencia, la CRLH-TL

puede tener un comportamiento de RH-TL o LH-TL

La constante de propagación ( $\gamma = \alpha + j\beta$ ) y la impedancia característica de las estructuras RH-TL, LH-TL y CRLH-TL se revisan en las siguientes secciones ((Caloz, 2006)).

### 3.4.1. Estructuras de líneas de transmisión RH-TL y LH-TL

El circuito equivalente de una celda, para la RH-TL y LH-TL se muestran en la figura 17 (Mukherjee, 2010).



**Figura 17.** Circuitos equivalentes con elementos concentrados, para una celda (a)RH-TL y (b)LH-TL

En estos circuitos,  $C'_R, L'_R$  y  $C'_L, L'_L$  son las capacitancias e inductancias concentradas para líneas RH-TL y LH-TL respectivamente. Para los circuitos equivalentes anteriores, la constante de propagación y la impedancia característica, se pueden determinar por las siguientes expresiones:

$$\gamma = \sqrt{Z'(\omega)Y'(\omega)} = \alpha + j\beta \quad (28a)$$

$$Z_C = \sqrt{\frac{Z'(\omega)}{Y'(\omega)}} \quad (28b)$$

Donde  $Z'(\omega)$  y  $Y'(\omega)$  son la impedancia de la rama en serie y la admitancia de la rama en paralelo como se presenta en la figura 17. En la ecuación (28)-a,  $\alpha$  representa

la constante de atenuación y  $\beta$  representa la constante de fase. Para líneas sin pérdidas ( $\alpha = 0$ ), entonces la constante de propagación tiene un valor imaginario puro, mientras que para la impedancia  $Z_C$  es real puro.

- Para una línea RH-TL mostrada en la figura 17-a se puede escribir:

$$Z'(\omega) = j\omega L'_R \quad (29a)$$

$$Y'(\omega) = j\omega C'_R \quad (29b)$$

Sustituyendo (29) en (28), se obtiene:

$$\beta_{RH-TL} = \omega \sqrt{L'_R C'_R} > 0 \quad (30a)$$

$$Z_{C,RH-TL} = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} \quad (30b)$$

- Para la línea LH-TL dada en la figura 17-b puede escribirse:

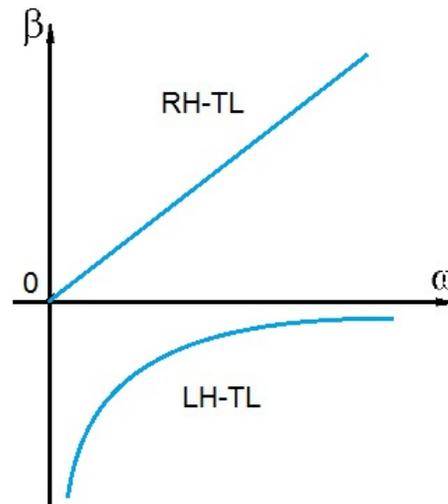
$$Z'(\omega) = \frac{1}{j\omega C'_L} \quad (31a)$$

$$Y'(\omega) = \frac{1}{j\omega L'_L} \quad (31b)$$

Sustituyendo (31) en (28), se obtiene:

$$\beta_{LH-TL} = -\frac{1}{\omega \sqrt{L'_L C'_L}} < 0 \quad (32a)$$

$$Z_{C,LH-TL} = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \quad (32b)$$



**Figura 18.** Gráfica de la constante de fase vs la frecuencia angular para (a)RH-TL y (b)LH-TL

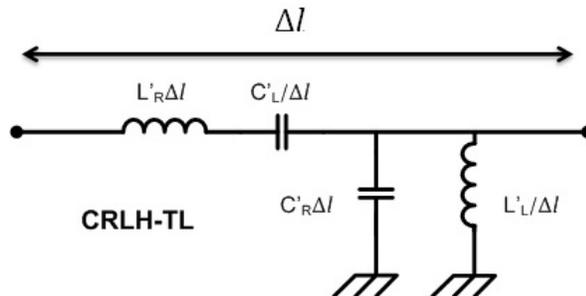
Las ecuaciones (30)-a y (32)-a son las ecuaciones de dispersión para las líneas RH-LT y LH-LT, respectivamente. La representación gráfica cualitativa de estas ecuaciones se da en la figura 18.

La velocidad de fase,  $v_f = \frac{\omega}{\beta}$  obtenida a partir de las ecuaciones de dispersión (30)-a y (32)-a, tiene un comportamiento positivo para RH-TL y negativos para LH-TL. La velocidad de grupo,  $v_g = \frac{1}{\frac{d\beta}{d\omega}}$ , es positiva para ambas líneas RH-LT y LH-LT. Por lo tanto, el transporte de energía es del generador hacia la carga en ambos casos. Sin embargo, para la LH-TL la velocidad de fase es negativa y la onda tiende a propagarse hacia atrás (de la carga hacia el generador).

### 3.4.2. Líneas de transmisión CRLH

Como se mencionó anteriormente, el circuito equivalente de CRLH-TL es una combinación de los circuitos equivalentes para líneas RH-TL y líneas LH-TL. El circuito equivalente compuesto CRLH-TL se muestra en la figura 19, que está compuesto por

los modelos RH-TL y LH-TL y donde  $\Delta l$  debe ser lo suficientemente pequeño en comparación con la longitud de onda (Mukherjee, 2010).



**Figura 19.** Circuito equivalente con elementos distribuidos para una celda CRLH-TL

Para el circuito dado en la fig 19:

$$Z'(\omega) = j\left(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L}\right) \quad (33a)$$

y

$$Y'(\omega) = j\left(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L}\right) \quad (33b)$$

Utilizando (33), en la ecuación (28)-a con  $\alpha = 0$  (sin pérdidas), se obtienen dos constantes de fase:

$$\beta_{CRLH-TL} = -\sqrt{\left(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L}\right)\left(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L}\right)} < 0 \quad \text{Para } \omega < \omega_{\Gamma_1} \quad (34a)$$

y

$$\beta_{CRLH-TL} = +\sqrt{\left(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L}\right)\left(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L}\right)} > 0 \quad \text{Para } \omega > \omega_{\Gamma_2} \quad (34b)$$

Donde:

$$\omega_{\Gamma_1} = \min\left[\frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}}; \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}}\right] \quad (35a)$$

y

$$\omega_{\Gamma_2} = \max\left[\frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}}; \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}}\right] \quad (35b)$$

Para  $\omega \in (\omega_{\Gamma_1}, \omega_{\Gamma_2})$ , la constante de fase  $\beta$ , a partir cálculo de la constante de fase por las ecuaciones 34 se obtiene una raíz negativa para este caso y por lo tanto la constante de propagación,  $\gamma$ , es un número real, lo que significa que la señal de la línea está atenuada. Por lo tanto, para  $\omega \in (\omega_{\Gamma_1}, \omega_{\Gamma_2})$ , el circuito se comporta como un filtro rechaza banda. Si  $\omega_{\Gamma_1} = \omega_{\Gamma_2}$ , entonces el circuito pasa banda.

Para un circuito CRLH-TL con  $\omega_{\Gamma_1} \neq \omega_{\Gamma_2}$  se le nombra circuito no balanceado, mientras que para un circuito con  $\omega_{\Gamma_1} = \omega_{\Gamma_2}$  es nombrado como circuito balanceado.

Observando las ecuaciones (35), se obtiene  $\omega_{\Gamma_1} = \omega_{\Gamma_2}$  si:

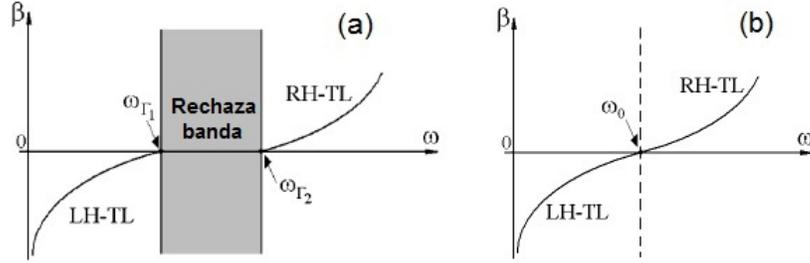
$$L'_R C'_L = L'_L C'_R \quad (36)$$

En este caso, se reemplazan las frecuencias  $\omega_{\Gamma_1}$  y  $\omega_{\Gamma_2}$  por  $\omega_0$  obteniendo la siguiente expresión:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}} = \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}} = \frac{1}{\sqrt[4]{L'_R C'_L L'_L C'_R}} \quad (37)$$

Para el circuito balanceado, se emplean las ecuaciones (34) y (37), con  $\beta = 0$ . Analizando las ecuaciones de dispersión (34), resulta que, cuando  $\omega < \omega_{\Gamma_1}$  (o  $\omega < \omega_0$ , para el circuito balanceado), las líneas tienen un comportamiento de una línea LH-TL, mientras que para  $\omega > \omega_{\Gamma_1}$  (o  $\omega > \omega_0$ ), las líneas tienen un comportamiento de una línea RH-LT. Las ecuaciones (34) son las ecuaciones de dispersión para una CRLH-TL. La

representación gráfica (cualitativa) de estas ecuaciones de dispersión, para un circuito no balanceado y balanceado se muestra en la figura 20 respectivamente.



**Figura 20.** Representación gráfica de las ecuaciones de dispersión para CRLH-TL, (a) no balanceado y (b) balanceado.

La impedancia característica para una línea compuesta CRLH-LT, en un circuito no balanceado se obtiene sustituyendo (33) (a-b) en (28)-b. Haciendo lo anterior se obtiene:

$$Z_{C,CRLH-TL} = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} \sqrt{\frac{\omega^2 L'_R C'_L - 1}{\omega^2 L'_L C'_R - 1}} \quad (38)$$

Si el circuito es balanceado, entonces, con la ecuación (36), a partir (38) se obtiene:

$$Z_{C,CRLH-TL} = \sqrt{\frac{L'_L}{C'_L}} = \sqrt{\frac{L'_R}{C'_R}} \quad (39)$$

o, con los valores (30)-b y (32)-b,

$$Z_{C,CRLH-TL} = Z_{C,RH-TL} = Z_{C,LH-TL} \quad (40)$$

Se puede observar que a partir de (40), para un CRLH-TL balanceado, las condiciones de adaptación de impedancia a través de un ancho de banda considerable, se puede obtener con facilidad. Si el circuito está balanceado, entonces, utilizando la igualdad (36) en (34), se obtiene:

$$\beta_{CRLH-TL} = \frac{\omega^2 L'_R C'_L - 1}{\omega \sqrt{L'_L C'_L}} = \omega \sqrt{L'_R C'_R} - \frac{1}{\omega \sqrt{L'_L C'_L}} \quad (41)$$

De la ecuación anterior, se puede notar que para  $\omega > \omega_0$ ,  $\beta_{CRLH-TL} > 0$ , mientras que para  $\omega < \omega_0$ ,  $\beta_{CRLH-TL} < 0$ , donde  $\omega_0$  esta dado en (37). Usando (30)-a y (32)-a, la ecuación de dispersión (41) puede escribirse de la siguiente manera:

$$\beta_{CRLH-TL} = \beta_{RH-TL} + \beta_{LH-TL} \quad (42)$$

Con la ecuación (40) y la ecuación (42) el circuito equivalente para un CRLH-TL balanceado, se puede extraer mediante la conexión en cascada de los circuitos equivalentes para RH-TL y TL-LH, dado en la figura 17.

### 3.4.3. Permittividad y permeabilidad equivalente

Para un medio homogéneo, caracterizado por  $\varepsilon$  y  $\mu$  (con valores complejos, pero con medios reales y sin pérdidas), la constante de fase,  $\beta$ , y la impedancia característica,  $Z_C$ , tienen las siguientes expresiones (Mukherjee, 2010):

$$\beta = \omega \sqrt{\varepsilon \mu} \quad (43a)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (43b)$$

De (43) y (28), para un medio sin pérdidas ( $\alpha = 0$ ), se obtiene:

$$\varepsilon = -j \frac{Y'(\omega)}{\omega} \quad (44a)$$

y

$$\mu = -j \frac{Z'(\omega)}{\omega} \quad (44b)$$

Para un medio homogéneo que puede ser modelado por un circuito equivalente RH-TL, y mediante la sustitución de las ecuaciones (29) en (44), obtenemos:

$$\varepsilon = C'_R \quad (45a)$$

y

$$\mu = L'_R \quad (45b)$$

Para un medio homogéneo que puede ser modelado por un circuito equivalente LH-TL, y mediante la sustitución de las ecuaciones (31) en (44), se obtiene:

$$\varepsilon = -\frac{1}{\omega^2 L'_L} \quad (46a)$$

y

$$\mu = -\frac{1}{\omega^2 C'_L} \quad (46b)$$

Del mismo modo, para un medio homogéneo, que puede ser modelado por un circuito equivalente CRLH-TL, y con la sustitución de las ecuaciones (33) en (44), se obtiene el siguiente resultado:

$$\varepsilon = C'_R - \frac{1}{\omega^2 L'_L} \quad (47a)$$

y

$$\mu = L'_R - \frac{1}{\omega^2 C'_L} \quad (47b)$$

Mediante el análisis de las ecuaciones (45) y (46) es útil observar que  $\varepsilon$  y  $\mu$  proporcionan valores positivos para RH-TL y negativos para LH-TL respectivamente. Las ecuaciones (45) y (46) son casos particulares de las ecuaciones (47), para alta frecuencia, y para baja frecuencia respectivamente. Los valores de  $\varepsilon$  y  $\mu$  para CRLH-TL pueden

tomar tanto valores positivos o negativos, dependiendo de la frecuencia. Las siguientes conclusiones se pueden extraer mediante el análisis de las relaciones (47) y (35):

$$1.Si \quad \omega < \omega_{\Gamma_1} \quad entonces \quad \varepsilon < 0 \quad y \quad \mu < 0 \quad (48a)$$

$$2.Si \quad \omega > \omega_{\Gamma_2} \quad entonces \quad \varepsilon > 0 \quad y \quad \mu > 0 \quad (48b)$$

$$3.Si \quad \omega \in (\omega_{\Gamma_1}, \omega_{\Gamma_2}) \quad entonces$$

$$\varepsilon < 0 \quad y \quad \mu > 0 \quad si \quad \frac{1}{\omega \sqrt{L'_L C'_R}} > \frac{1}{\omega \sqrt{L'_R C'_L}} \quad (49a)$$

o

$$\varepsilon > 0 \quad y \quad \mu < 0 \quad si \quad \frac{1}{\omega \sqrt{L'_L C'_R}} < \frac{1}{\omega \sqrt{L'_R C'_L}} \quad (49b)$$

Donde  $\omega_{\Gamma_1}$  y  $\omega_{\Gamma_2}$  se dan en (35)

Para el caso particular, cuando el circuito es balanceado, si  $\omega_{\Gamma_1} = \omega_{\Gamma_2} = \omega_0$  (ver ecuación (37)), se pueden obtener las siguientes ecuaciones:

$$1.Si \quad \omega < \omega_0 \quad entonces \quad \varepsilon < 0 \quad y \quad \mu < 0 \quad (50a)$$

$$2.Si \quad \omega > \omega_0 \quad entonces \quad \varepsilon > 0 \quad y \quad \mu > 0 \quad (50b)$$

El medio de propagación es llamado *metamaterial*, si  $\varepsilon < 0$  y  $\mu < 0$ . Las desigualdades que son válidas para frecuencias bajas se dan en la desigualdad (48)-a que es el caso de la línea CRLH-TL no balanceada y la desigualdad (50)-a que es el caso de la línea CRLH-TL balanceada.

El análisis realizado para una línea artificial se hace considerando una cascada de celdas CRLH modeladas por componentes concentrados que lleva a fórmulas similares para la constante de fase y la impedancia característica (para  $\lambda \ll \lambda_0$ ), pero a dos

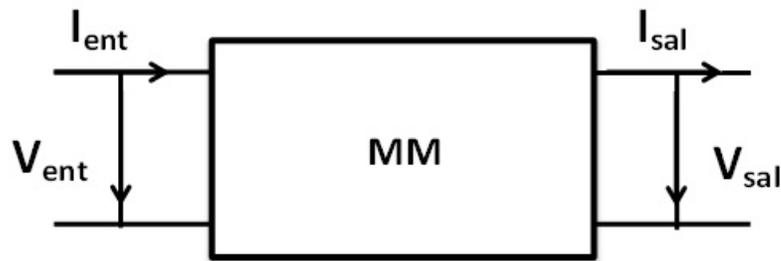
frecuencias de corte debe tenerse en cuenta el número de celdas (Caloz, 2006). Estas frecuencias se deben al comportamiento del filtro pasa altas y pasa bajas de la línea CRLH modelada con elementos concentrados, y no puede ser tomado en evidencia por una línea de transmisión distribuida.

### 3.5. Análisis de la matriz de transmisión

La matriz  $[ABCD]$  para la red de dos puertos representada en la figura 21, relaciona la corriente y el voltaje de entrada con la corriente y voltaje de salida de la siguiente forma (Pozar, 2004):

$$\begin{bmatrix} V_{ent} \\ I_{ent} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sal} \\ I_{sal} \end{bmatrix} \quad (51)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sal} \\ I_{sal} \end{bmatrix} = \frac{1}{AD - BC} \begin{bmatrix} D & -B \\ -C & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ent} \\ I_{ent} \end{bmatrix} \quad (52)$$



**Figura 21.** Representación de una red de dos puertos por una matriz  $[ABCD]$ .

La matriz  $[ABCD]$  de  $N$  redes de dos puertos conectadas en cascada  $[A_N B_N C_N D_N]$ , es igual al producto de las matrices individuales  $[ABCD]$  de dos puertos  $[A_k B_k C_k D_k]$ .

$$\begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix} = \prod_{k=1}^N \begin{bmatrix} A_k & B_k \\ C_k & D_k \end{bmatrix} \quad (53)$$

La cual se puede reducir a:

$$\begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^N \quad (54)$$

Si todas las celdas son iguales a  $[A_k B_k C_k D_k] = [ABCD], \forall k$

La matriz  $[ABCD]$  para una red asimétrica de dos puertos constituida por una impedancia  $Z$  en serie y una admitancia en paralelo  $Y$  está representada por la figura 22 y dada en la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{asim} = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + ZY & Z \\ Y & 1 \end{bmatrix} \quad (55)$$

Una celda unitaria CRLH toma la forma específica:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{asim}^{CRLH} = \begin{bmatrix} 1 - x & j \frac{(\omega/\omega_{se})^2 - 1}{\omega C_L} \\ j \frac{(\omega/\omega_{sh})^2 - 1}{\omega L_L} & 1 \end{bmatrix} \quad (56)$$

Donde:

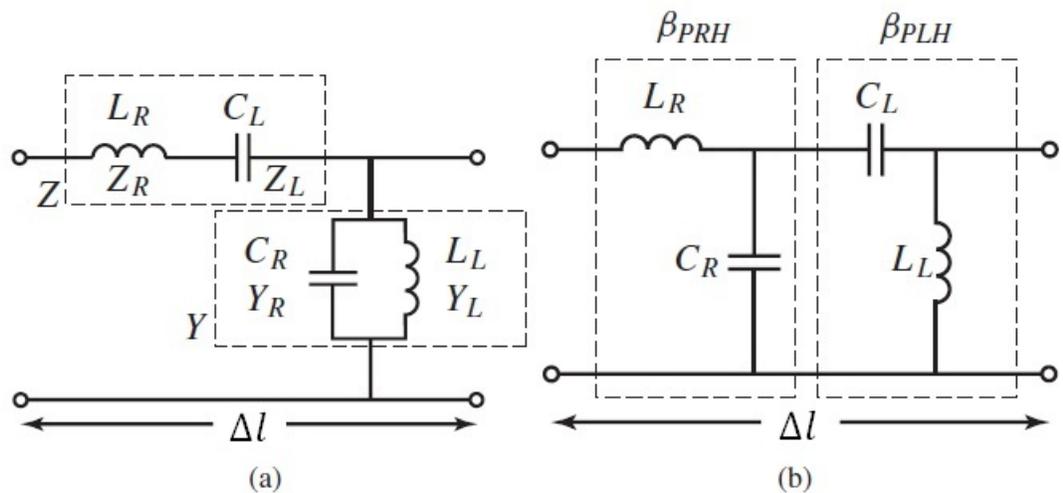
$$x = ZY = \left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2 - k\omega_L^2 \quad (57a)$$

Con

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (rad/s). \quad (57b)$$

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}} \quad (rad/s). \quad (57c)$$

$$k = L_R C_L + L_L C_R \quad (rad/s)^2. \quad (57d)$$



**Figura 22.** Celda unitaria LC de una CRLH TL. a) General (no balanceada). b) Balanceada ( $L_R C_L = L_L C_R$ )

Para una red LC balanceada se tiene:

$$\omega_{se} = \omega_{sh} \quad o \quad L_R C_L = L_L C_R \quad o \quad Z_L = Z_R \quad (58a)$$

Con

$$Z_R = \sqrt{L_R/C_R} \quad Z_L = \sqrt{L_L/C_L} \quad (58b)$$

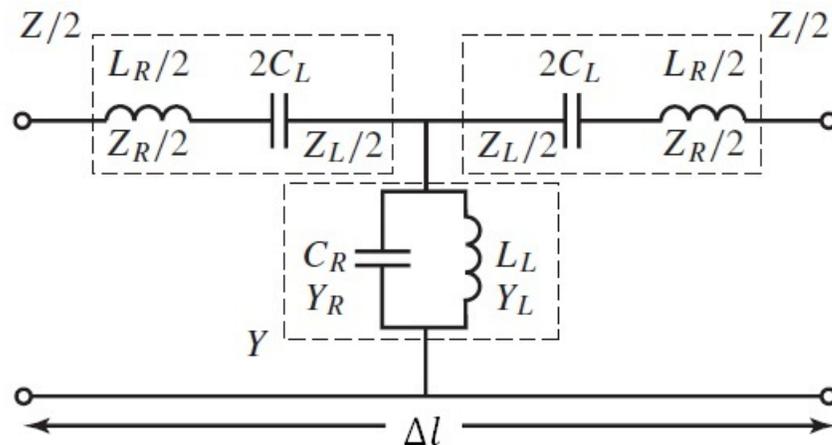
Así se obtiene:

$$k(\omega_{se} = \omega_{sh}) = 2/\omega_R \omega_L \quad (59a)$$

Y

$$x(\omega_{se} = \omega_{sh}) = \left( \frac{\omega}{\omega_R} - \frac{\omega_L}{\omega} \right) \quad (\text{Resonancia balanceada}) \quad (59b)$$

La asimetría de la celda unitaria introduce efectos de desacoplamiento en las conexiones con los puertos externos. Por esta razón, en los metamateriales (MTM's) se prefiere una celda unitaria asimétrica mostrada en la figura 22 la cual incluye las mismas impedancias que la celda unitaria asimétrica de la figura 22-a (Caloz, 2006).



**Figura 23.** Celda unitaria simétrica LC CRLH TL con impedancia infinitesimales iguales a la celda unitaria asimétrica de la figura 22

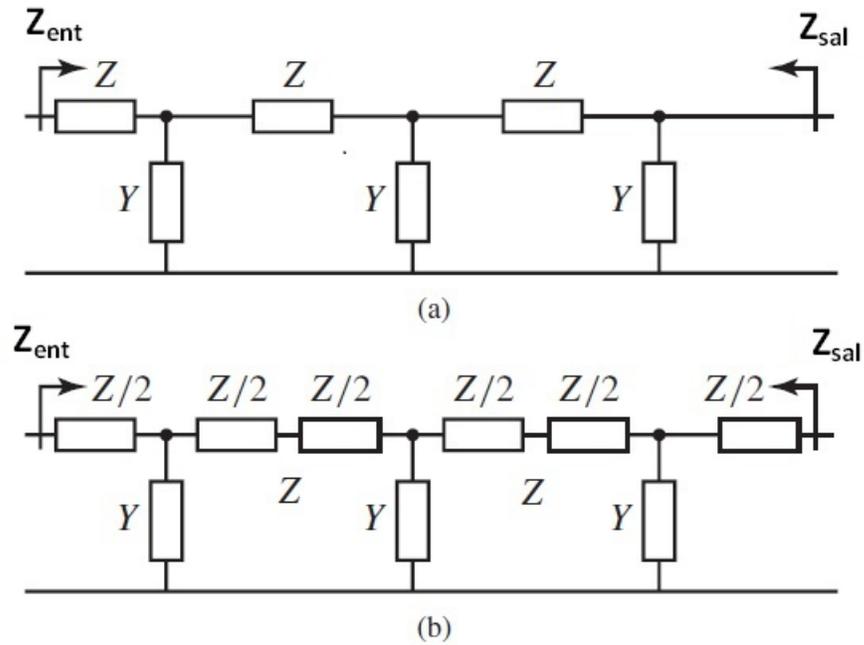
Para el caso de la red simétrica T del tipo mostrado en la figura 23, la matriz  $ABCD$  se lee:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{sim} &= \begin{bmatrix} 1 & Z/2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z/2 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 + \frac{ZY}{2} & Z(1 + \frac{ZY}{4}) \\ Y & 1 + \frac{ZY}{2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (60)$$

Resultando la matriz de la celda unitaria CRLH simétrica

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{sim}^{CRLH} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{x}{2} & j \frac{(\omega/\omega_{se})^2 - 1}{\omega C_L} [1 - \frac{x}{4}] \\ j \frac{(\omega/\omega_{sh})^2 - 1}{\omega L_L} & 1 - \frac{x}{2} \end{bmatrix} \quad (61)$$

En la figura 24 se comparan las redes de la línea de transmisión compuesta (CRLH TL) simétricas y asimétricas. En la configuración asimétrica de la figura 24-a, se tienen impedancias diferentes de entrada y salida ( $Z_{ent} \neq Z_{sal}$ ), mientras que en la configuración simétrica figura 24-b, estas impedancias son iguales ( $Z_{ent} = Z_{sal}$ ). Como consecuencia, la red asimétrica requiere de diferente impedancia para su acoplamiento, lo cual no es práctico por lo que es recomendable la red simétrica.



**Figura 24.** Ejemplo de una red de tres celdas TL. a) Con celda unitaria asimétrica. b) Con celda unitaria simétrica.

Los parámetros de dispersión  $S_{ij,N}$ , para una matriz  $[A_N B_N C_N D_N]$  de una red TL de N-celdas con terminaciones de impedancia  $Z_C$  se pueden determinar usando la fórmula:

$$\begin{bmatrix} S_{11,N} & S_{12,N} \\ S_{21,N} & S_{22,N} \end{bmatrix} = \frac{1}{A_N + B_N/Z_C + C_N Z_C + D_N} \begin{bmatrix} A_N + B_N/Z_C - C_N Z_C - D_N & 2(A_N D_N - B_N C_N) \\ 2 & A_N + B_N/Z_C - C_N Z_C + D_N \end{bmatrix} \quad (62)$$

La constante de fase  $\beta$  y la constante de atenuación  $\alpha$  de la red TL se puede determinar de los parámetros de transmisión:

$$S_{21,N} = |S_{21,N}| e^{j\varphi(S_{21,N})} = e^{-\alpha l} e^{j\beta l} \quad (63)$$

Donde  $l$  representa la longitud física total de la línea de transmisión en una imple-

mentación específica de manera que:

$$\beta = -\varphi^{\text{desplegada}}(S_{21,N}/l + \xi) \quad (64a)$$

$$\alpha = -\ln |S_{21,N}|/l \quad (64b)$$

A pesar de que la determinación de  $\alpha$  es directa, la determinación de  $\beta$  presenta dos dificultades: primero, desplegar la fase para restablecer la naturaleza continua de  $\beta$  y la segunda, el origen de fase no se puede determinar inmediatamente debido a la ambigüedad de la fase.

En el siguiente capítulo se utilizarán los conceptos de metamateriales en conjunto con los divisores/combinadores para diseñar un amplificador balanceado de banda ancha.

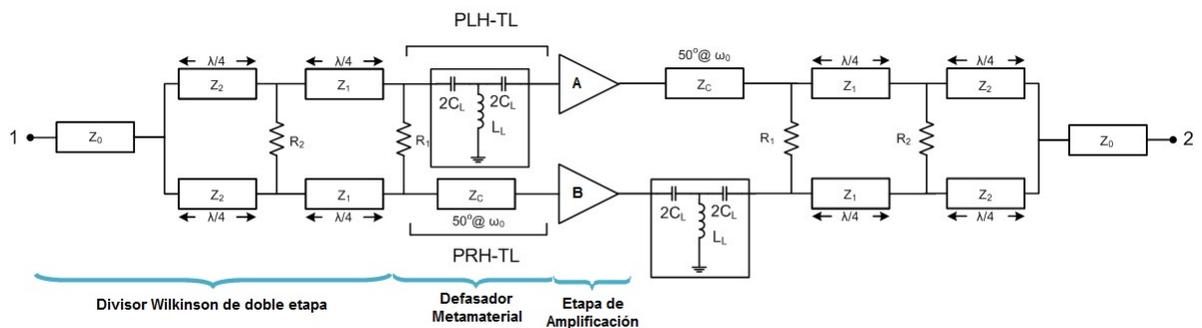
## Capítulo 4

### Amplificador balanceado propuesto

#### 4.1. Introducción.

En este capítulo se presenta la metodología para el diseño de amplificadores balanceados de banda ancha utilizando el concepto de Metamateriales, en conjunto con los divisores/combinadores de potencia mencionados en los capítulos anteriores.

El diseño del amplificador balanceado se basará tomando en cuenta la arquitectura de la figura 25.



**Figura 25.** Arquitectura del amplificador balanceado propuesto.

Debido a que el amplificador balanceado utiliza varios elementos pasivos, es necesario diseñarlos y analizarlos de forma independiente cuyos resultados servirán para ensamblarlos de manera conjunta para formar el prototipo final.

La metodología de diseño consiste en los siguientes puntos:

- Definición de las características de operación del Amplificador Balanceado.

1. Frecuencia de operación (frecuencia central  $f_0$  de  $2GHz$ , con un  $ABF >$

90 %).

2. Ganancia del amplificador ( $S_{21} \geq 10dB$ ).

- Selección y análisis del dispositivo activo (Transistor ATF-36077).
- Diseño y análisis el divisor Wilkinson de doble etapa.
- Diseño y análisis del defasador en cuadratura usando el concepto metamaterial.
- Análisis de la arquitectura completa del amplificador balanceado.
- Análisis y comparaciones de resultados obtenidos por el amplificador balanceado.

## 4.2. Transistor ATF36077

El transistor empleado en esta tesis es el ATF36077 fabricado por la compañía Avago-Technologies (Avago-Technologies, 2008), las características principales de este dispositivo son las siguientes:

- Es un transistor pseudomórfico de alta movilidad electrónica, **pHEMT** (por sus siglas en inglés Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) de Arseniuro de Galio (GaAs) con una longitud de compuerta nominal de  $0.2\mu m$
- El transistor está diseñado para aplicaciones de ultra bajo ruido. Tiene una figura de ruido menor a 0.8dB a temperatura ambiente al barrido de frecuencia de 1GHz hasta 18GHz. El transistor está empaquetado, donde sus efectos parásitos son reducidos debido a los pads de compuerta, drenaje y fuente.
- Presenta una ganancia asociada mayor a 10dB hasta 18GHz.

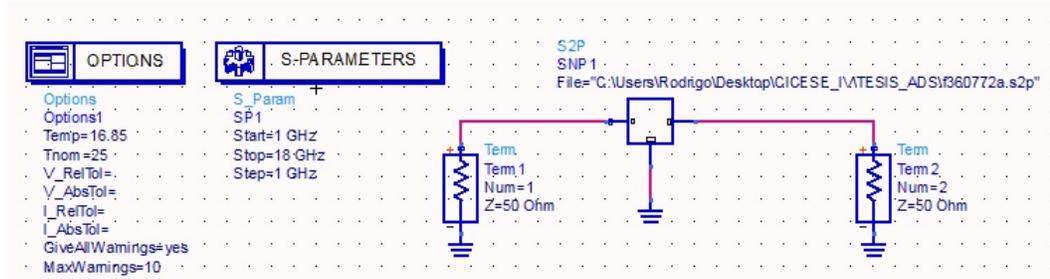
- Otra característica importante, es que tiene baja resistencia equivalente de ruido  $R_n$  la cual reduce la sensibilidad del comportamiento de ruido debido a variaciones del coeficiente de reflexión.
- Para obtener las características anteriores es necesario alimentar al transistor con un  $V_{ds} = 1.5V$  e  $I_{ds} = 10mA$  para un  $V_{gs} \approx -0.2V$ .
- Es de bajo costo.

Las características que presenta este dispositivo lo hacen ideal para utilizarlo en aplicaciones de: imagenología, comunicaciones satelitales y sistemas de Banda Ultra Ancha. Este dispositivo ha sido empleado exitosamente en diversas aplicaciones como: Amplificadores de bajo ruido en la banda L, a 2.3 GHz y a 5.7 GHz. (Avago-Technologies, 2010a,b,c) y (Ward, 1997).

#### 4.2.1. Análisis del transistor

Para el análisis del transistor se utiliza el paquete informático de diseño electrónico de radiofrecuencia y microondas ADS (por sus siglas en inglés, Advanced Design System) de la compañía Agilent Technologies. Este programa ayuda a determinar las propiedades básicas del amplificador de microondas, las cuales son importantes para el diseño y desarrollo del amplificador. Para iniciar con el análisis, es necesario conocer los parámetros de dispersión S del transistor ATF 36077, los cuales son descargados de la página del fabricante y como también la hoja de datos de este dispositivo. Una vez que se cuenta con los parámetros S, se considera el circuito de la figura 26 para llevar a cabo el análisis del transistor, el cual se realiza en la banda de frecuencia de 1 a 18 GHz. Mediante el análisis se obtienen los siguientes parámetros: los factores de estabilidad K y  $\mu$ , la ganancia máxima disponible, la resistencia de ruido  $R_n$ , el coeficiente

de reflexión óptimo  $\Gamma_{opt}$ , etc.

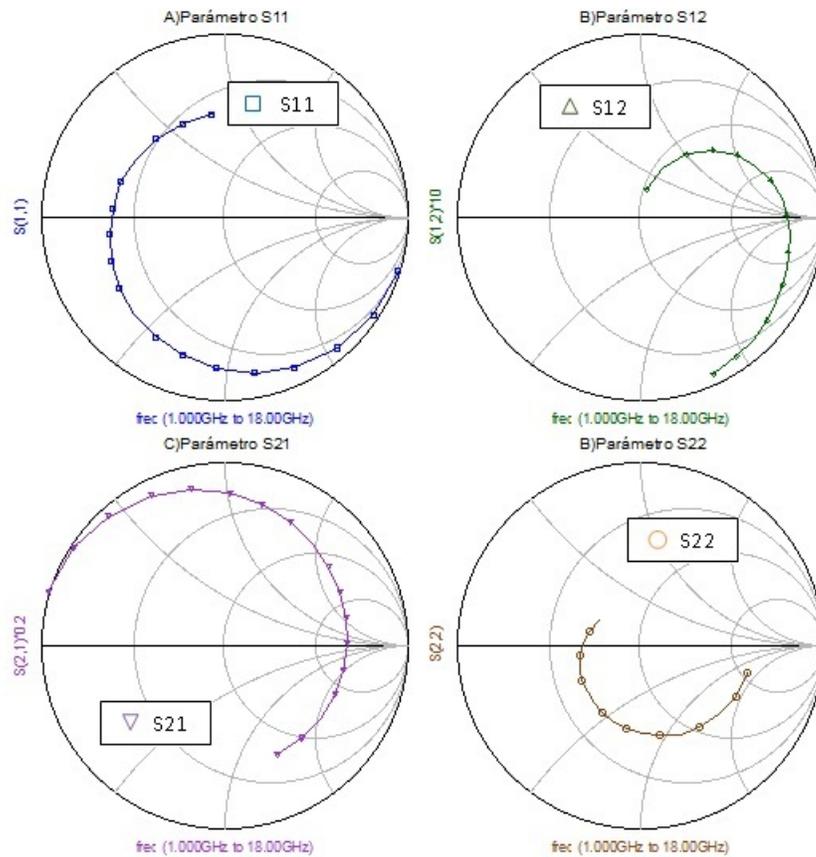


**Figura 26.** Configuración de lectura de parámetros S

### 4.2.2. Parámetros de dispersión S

El conocimiento exacto de estos parámetros S es importante, ya que estos se consideran para realizar el diseño del amplificador. La Tabla 4 muestra el listado de los parámetros S, los cuales son extraídos de la hoja de datos del fabricante.

En las gráficas de la Figura 27, se muestran los parámetros S del transistor trazados sobre la carta de Smith en la banda de frecuencias de 1 – 18 GHz. Por otra parte, en la Figura 28, se muestran las pérdidas por retorno  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , mientras que en la Figura 29, se presenta el comportamiento de la ganancia del transistor con sus puertos de entrada y salida iguales a  $50 \Omega$ .

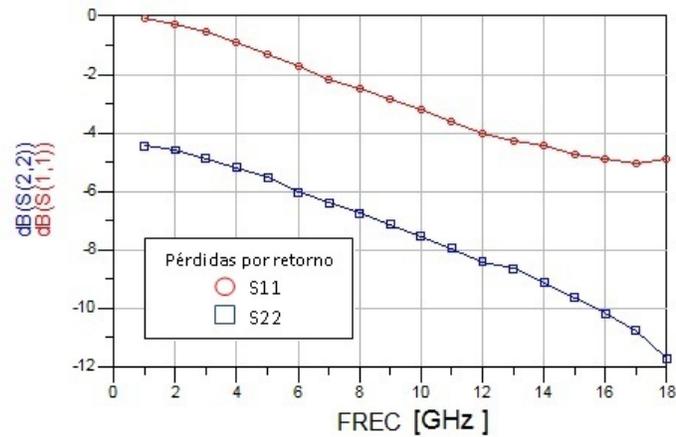


**Figura 27.** Parámetros A)  $S_{11}$ , B)  $S_{12}$ , C)  $S_{21}$  y D)  $S_{22}$

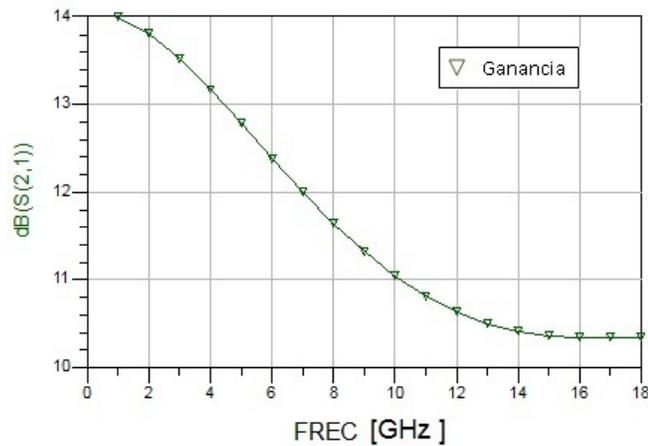
**Tabla 4.** Parámetros S del Transistor de la hoja de datos del fabricante

<i>Frec.</i> (GHz.)	$S(1,1)$	$S(1,2)$	$S(2,1)$	$S(2,2)$
1.0	0.99/-17	-35.918/78	13.997/163	0.60/-14
2.0	0.97/-33	-30.458/66	13.811/147	0.59/-28
3.0	0.94/-49	-27.331/54	13.525/132	0.57/-41
4.0	0.90/-65	-25.352/43	13.172/116	0.55/-54
5.0	0.86/-79	-24.013/33	12.784/102	0.53/-66
6.0	0.82/-93	-23.223/24	12.386/88	0.50/-78
7.0	0.78/-10	-22.615/16	12.000/75	0.48/-89
8.0	0.75/-120	-22.158/8	11.641/62	0.46/-99
9.0	0.72/-133	-21.938/1	11.322/49	0.44/-109
10.0	0.69/-146	-21.724/-6	11.044/37	0.420/-119
11.0	0.66/-159	-21.618/-13	10.814/25	0.40/-129
12.0	0.63/-172	-21.412/-19	10.632/13	0.38/-139
13.0	0.61/175	-21.31/-25	10.498/1	0.37/-149
14.0	0.60/161	-21.21/-32	10.41/-12	0.35/-160
15.0	0.58/147	-21.012/-39	10.36/-24	0.33/-171
16.0	0.57/131	-20.819/-47	10.341/-37	0.31/177
17.0	0.56/114	-20.724/-55	10.341/-50	0.29/164
18.0	0.57/97	-20.537/-65	10.347/-64	0.26/148

De la gráfica 29 se puede observar que el transistor presenta buena ganancia en toda la banda. En primera instancia, este tiene la posibilidad de funcionar como un amplificador ya que proporciona una ganancia mayor a 13 dB en la banda de interés.



**Figura 28.** Pérdidas por retorno (Parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$ )



**Figura 29.** Ganancia del transistor (Parámetros  $S_{21}$ ).

Sin embargo, cuando se observa la gráfica de las pérdidas por regreso  $S_{11}$  y  $S_{22}$  se puede apreciar que están por arriba de los -10 dB lo cual significa que el porcentaje de potencia entregada a la carga está por debajo del 90 %, lo cual no es un valor aceptable para un sistema de altas frecuencias.

Por otro lado, basados en los parámetros S del transistor se calcula el factor de estabilidad K (Gonzalez, 1996) en función de la frecuencia, la respuesta se presenta

en la Figura 30. Es importante mencionar que para que la condición de estabilidad se presente, se debe satisfacer lo siguiente dentro la banda de operación:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (65)$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{21}S_{12}|}, \quad (66)$$

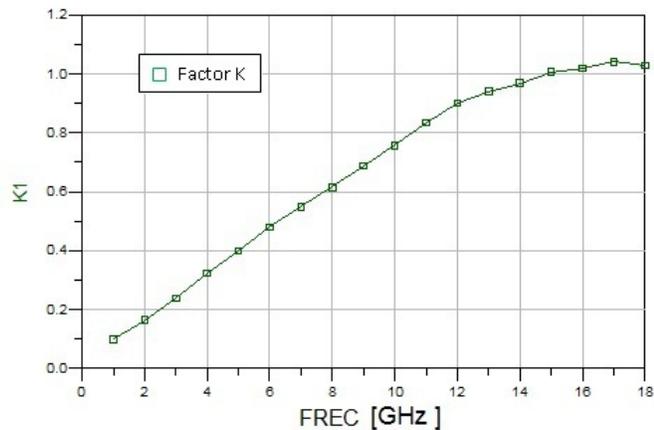
donde:

$$K > 1, \quad (67a)$$

$$|S_{11}| < 1, \quad (67b)$$

$$|S_{22}| < 1 \quad (67c)$$

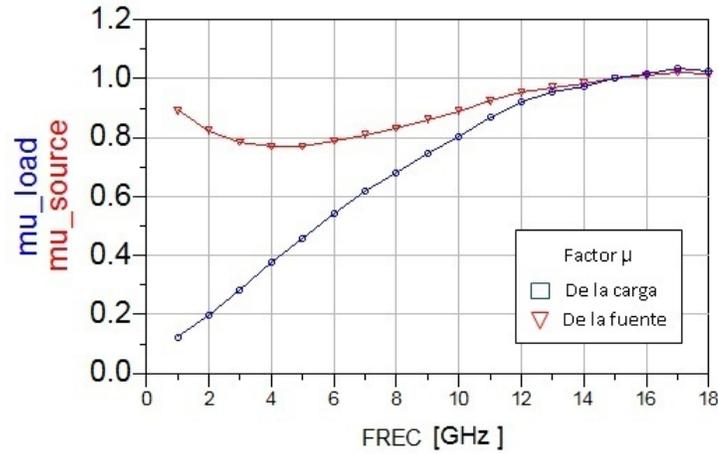
De esta forma se tiene un criterio para determinar la estabilidad en función de los parámetros S. Es importante mencionar que el análisis de estabilidad mostrado se hizo para una sola etapa de amplificación



**Figura 30.** Factor de estabilidad K

Se puede concluir que, bajo los criterios mencionados en la ecuación (67), el transistor es potencialmente inestable, debido a que  $K$  es menor que 1, lo cual se traduce en

problemas de oscilación no deseadas para fines de amplificación. La figura 30 muestra el comportamiento de K en función de la frecuencia.



**Figura 31.** Factor de estabilidad  $\mu$  de la fuente y de la carga

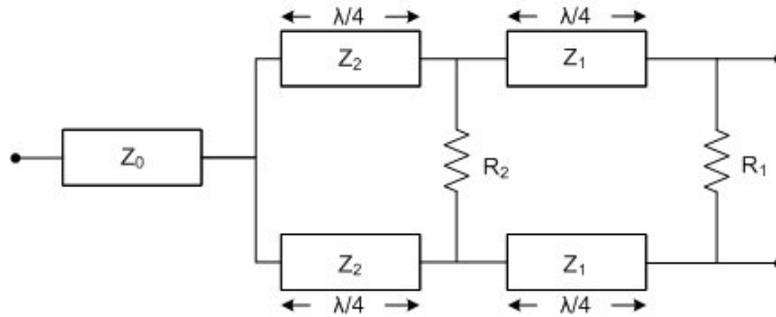
Otra manera de analizar la estabilidad del dispositivo es determinando el factor  $\mu$ , el cual se calcula con la ec. (68) (Gonzalez, 1996). El factor  $\mu$  de la carga y de la fuente deben ser mayores a 1 en la banda de operación. En la figura 31 se muestra el comportamiento del factor  $\mu$  en función de la frecuencia, la cual muestra que solo es estable para frecuencias mayores a 15 GHz.

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}\Delta| + |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (68)$$

### 4.3. Divisor de potencia de banda ancha.

El diseño del divisor de potencia de doble etapa tipo Wilkinson deberá tener un ancho de banda fraccional (ABF) del 120%. Para diseñar el divisor de potencia, se deben realizar ciertos cálculos para obtener los valores de las impedancias de las líneas de transmisión y el valor de la resistencias que componen al divisor. En la figura 32, se

muestra la topología del divisor de potencia tipo wilkinson de doble etapa.



**Figura 32.** Divisor de potencia Wilkinson de doble etapa

El divisor Wilkinson se diseñó utilizando el método de Seymour (Cohn, 1968). El método consiste en fijar un ABF de 120 %, donde se necesita obtener el valor de un  $Wp = 1.2$  (ancho de banda fraccional que se pretende obtener) y una relación de impedancia  $R = 2$ , porque  $z_2 z_1 = 2$ , se calculan los valores para  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $R_1$  y  $R_2$ . De la Tabla 6.04-1 dada en (Matthaei, 1980), se obtiene el valor para  $Wp = 1.2$ . Los valores de  $Z_1$  y  $Z_2$  son los siguientes:

$$z_1 = y = 1.29545 \quad (69a)$$

$$z_2 = \frac{2}{z_1} = 1.5439 \quad (69b)$$

Los valores  $Z_1$  y  $Z_2$  son de las impedancias de las líneas de transmisión del divisor normalizados. Una vez obtenido el valor del líneas, se calcula el valor de las resistencias que lleva cada etapa del divisor, como a continuación se presenta:

$$r_2 = \frac{2z_1 z_2}{\sqrt{(z_1 + z_2)(z_2 - z_1 \cot^2 \phi_3)}} \quad (70a)$$

$$r_1 = \frac{2r_2(z_1 + z_2)}{r_2(z_1 + z_2) - 2z_2} \quad (70b)$$

Donde  $\phi_3$  se calcula de la siguiente forma:

$$\phi_3 = 90^\circ \left[ 1 - \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{f_2/f_1 - 1}{f_2/f_1 + 1} \right] \quad (71a)$$

$$f_2/f_1 = \frac{-(\frac{ABF}{2} + 1)}{\frac{ABF}{2} - 1} \quad (71b)$$

Se tiene el valor de  $ABF = 1.2$  y se sustituye en 71-b.

$$R1 = r1(50) = 165.2277\Omega \quad (72a)$$

$$R2 = r2(50) = 137.2277\Omega \quad (72b)$$

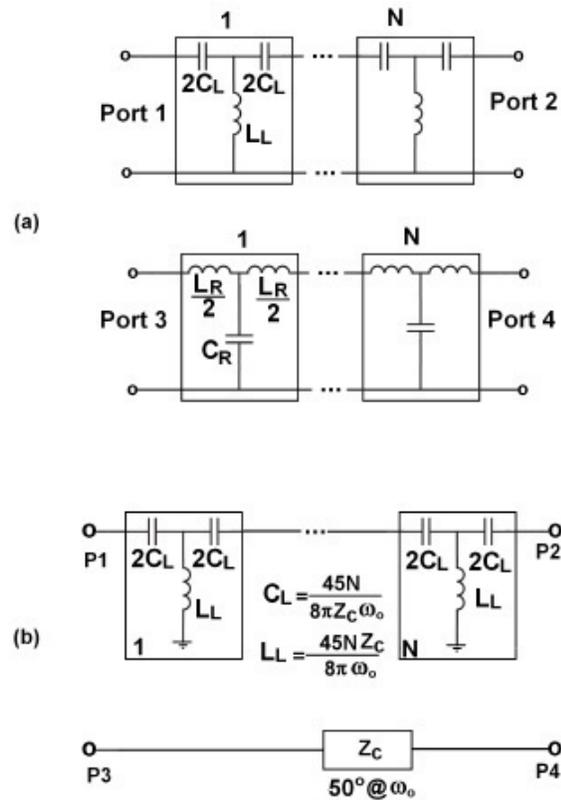
A partir de los cálculos de R1 y R2 anteriores se propone un valor de  $100\Omega$  para dichas resistencias. Este tipo de ajuste permite obtener valores comerciales de resistencias e introducir un solo elemento concentrado al diseño.

Ya con los valores de  $Z1$ ,  $Z2$ ,  $R1$  y  $R2$ , y longitudes de las líneas  $\lambda/4$  o  $90^\circ$  se puede construir el divisor de potencia.

#### 4.4. Defasador Metamaterial diferencial en cuadratura propuesto

En ésta sección se describe el defasador diferencial en cuadratura, con ancho de banda fraccional (ABF) del 120%. El circuito propuesto se basa en la combinación de dos métodos de líneas de transmisión: líneas puras de mano izquierda (PLH-TL) y líneas puras de mano derecha (PRH-TL). La combinación de las dos técnicas anteriores, constituyen al defasador propuesto a la frecuencia central de 2 GHz.

El circuito equivalente del defasador diferencial en cuadratura que se muestra en la figura 33, se compone de un PLH-TL, conectado entre el puerto 1 y puerto 2, y un



**Figura 33.** (a)Circuito equivalente del defasador diferencial propuesto y (b)circuito simplificado

PRH-TL, conectado entre el puerto 3 y puerto 4. El PLH-TL y el PRH-TL consiste de  $N$ -celdas, donde cada celda unitaria está compuesta por capacitores  $C_L$  y  $C_R$  e inductores  $L_L$  y  $L_R$ , respectivamente. Por otro lado, el desplazamiento de fase inducida por PLH-TL en la rama superior y el desplazamiento de fase inducida por PRH-TL en la rama inferior se dan en la expresión (73).

$$\Phi_{PLH} = N \frac{1}{\omega \sqrt{L_L C_L}} \quad (73a)$$

$$\Phi_{PRH} = -N \omega \sqrt{L_R C_R} \quad (73b)$$

La diferencia de fase entre el PLH-TL y PRH-TL se obtienen de (73) de la siguiente manera:

$$\Phi(\omega) = \Phi_{PLH} - \Phi_{PRH} = N \left[ \frac{1}{\omega \sqrt{L_L C_L}} + \omega \sqrt{L_R C_R} \right] \quad (74)$$

Del cálculo infinitesimal, si se calcula la primera y segunda derivada de la ec. (74), se obtiene que la función de la diferencia de fase es una función convexa por lo tanto se tiene un mínimo, porque,  $N > 0$ ,  $\omega > 0$ ,  $L_L > 0$  y  $C_L > 0$ . Entonces  $\Phi''$ , es una función dos veces diferenciable de una variable y su segunda derivada es positiva.

La primera derivada de la diferencia de fase es:

$$\Phi'(\omega) = \frac{d}{d\omega} \Phi(\omega) = N \left[ \frac{-1}{\omega^2 \sqrt{L_L C_L}} + \sqrt{L_R C_R} \right] \quad (75)$$

Y la segunda derivada es:

$$\Phi''(\omega) = \frac{d^2}{d\omega^2} \Phi(\omega) = N \left[ \frac{2}{\omega^3 \sqrt{L_L C_L}} \right] \quad (76)$$

En particular, si  $\Phi'(\omega) = \Phi'(\omega_{min})$ , entonces  $\omega_{min}$  es un mínimo global de  $\Phi$ . A partir de esta condición, se calcula  $\omega_{min}$ , que representa la frecuencia en la que la diferencia de fase es mínima.

$$-\frac{1}{\omega^2 \sqrt{L_L C_L}} + \sqrt{L_R C_R} = 0 \quad (77)$$

Por consiguiente:

$$\omega_{min}^2 = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L L_R C_R}} \quad (78)$$

Por lo que una diferencia de fase adecuada es de  $90^\circ \pm 10^\circ$  dentro de todo el ancho de banda. Haciendo que la diferencia mínima aceptada sea la fase  $80^\circ (= 4\pi/9)$  y la diferencia máxima aceptada de fase sea de  $100^\circ (= 5\pi/9)$ . Si las dos condiciones anteriores son impuestas, entonces se tiene:

$$\Phi(\omega_{min}) = N[\omega_{min}\sqrt{L_R C_R} + \frac{1}{\omega_{min}\sqrt{L_L C_L}}] = \frac{4\pi}{9}, \quad (79a)$$

$$\Phi(\omega_1) = N[\omega_1\sqrt{L_R C_R} + \frac{1}{\omega_1\sqrt{L_L C_L}}] = \frac{5\pi}{9}, \quad (79b)$$

Donde  $\omega_1$  es la frecuencia donde la diferencia de fase es  $5\pi/9$ . A partir de la expresión ((79)-a y (79)-b).

$$N[1 + \omega_{min}^2\sqrt{L_L C_L}\sqrt{L_R C_R}] = \frac{4\pi}{9}\omega_{min}\sqrt{L_L C_L}, \quad (80)$$

$$N[1 + \omega_1^2\sqrt{L_L C_L}\sqrt{L_R C_R}] = \frac{5\pi}{9}\omega_1\sqrt{L_L C_L}, \quad (81)$$

Y de la expresión (78)

$$N(1 + \frac{\omega_{min}^2}{\omega_{min}^2}) = \frac{4\pi}{9}\omega_{min}\sqrt{L_L C_L} \quad (82)$$

$$N(1 + \frac{\omega_1^2}{\omega_{min}^2}) = \frac{5\pi}{9}\omega_1\sqrt{L_L C_L} \quad (83)$$

Dividiendo las expresiones (83) entre (82)

$$\frac{N(1 + \frac{\omega_1^2}{\omega_{min}^2})}{2N} = \frac{\frac{5\pi}{9}\omega_1\sqrt{L_L C_L}}{\frac{4\pi}{9}\omega_{min}\sqrt{L_L C_L}} = \frac{5\omega_1}{4\omega_{min}} \quad (84)$$

Por lo tanto:

$$2\omega_{min}^2 - 5\omega_1\omega_{min} + 2\omega_1^2 = 0 \quad (85)$$

La solución de la expresión (85) implica que:

$$\omega_1 = \frac{\omega_{min}}{2}, \quad (86)$$

por lo tanto se tiene a partir de la expresión (79)-a:

$$N[\frac{1}{2\omega_1\sqrt{L_L C_L}} + 2\omega_1\sqrt{L_R C_R}] = \frac{4\pi}{9} \quad (87)$$

Ahora, se tienen las expresiones en términos de la impedancia  $Z_C$

$$Z_C = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (88)$$

$$Z_C = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad (89)$$

Donde las expresiones (79)- b,(87),(88) y (89) producen un sistema lineal de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas las cuales son:  $C_L$ ,  $L_L$ ,  $C_R$  y  $L_R$ .

A partir de las expresiones (79)- b,(87) y re-escribiendo (88) y (89).

$$Z_C \sqrt{C_R} = \sqrt{L_R} \quad (90)$$

$$Z_C \sqrt{C_L} = \sqrt{L_L} \quad (91)$$

Sustituyendo (90) y (91) en (79)-b se obtiene:

$$\frac{5\pi}{9} = N \left[ \frac{1}{\omega_1 Z_C \sqrt{C_L} \sqrt{C_L}} + \omega_1 Z_C \sqrt{C_R} \sqrt{C_R} \right] = N \left[ \frac{1}{\omega_1 Z_C C_L} + \omega_1 Z_C C_R \right] \quad (92)$$

Sustituyendo (90) y (91) en (87) se tiene:

$$\frac{4\pi}{9} = N \left[ \frac{1}{2\omega_1 Z_C C_L} + 2\omega_1 Z_C C_R \right] \quad (93)$$

Multiplicando (93) por 2 de obtiene:

$$\frac{8\pi}{9} = N \left[ \frac{1}{\omega_1 Z_C C_L} + 4\omega_1 Z_C C_R \right] \quad (94)$$

Restando (94) a (92) se obtiene:

$$\begin{aligned}
\frac{5\pi}{9} - \frac{8\pi}{9} &= N\left[\frac{1}{\omega_1 Z_C C_L} + \omega_1 Z_C C_R\right] - N\left[\frac{1}{\omega_1 Z_C C_L} + 4\omega_1 Z_C C_R\right] \\
&= N Z_C \omega_1 (C_R - 4C_R) \\
&= -3N Z_C \omega_1 C_R = -\frac{3\pi}{9}
\end{aligned} \tag{95}$$

Llegando a la siguiente expresión:

$$C_R = \frac{\pi}{9N Z_C \omega_1} \tag{96}$$

Mediante las expresiones (90) y (96)

$$L_R = Z_C^2 C_R = \frac{Z_C^2 \pi}{9N Z_C \omega_1} = \frac{Z_C \pi}{9N \omega_1} \tag{97}$$

El producto de las expresiones (96) y (97), se llega  $L_R C_R = \frac{Z_C \pi}{9N \omega_1} \frac{\pi}{9N Z_C \omega_1} = \frac{\pi}{9N \omega_1} \frac{\pi}{9N \omega_1}$ , por lo tanto:

$$\sqrt{L_R C_R} = \frac{\pi}{9N \omega_1} \tag{98}$$

Sustituyendo la expresión (98) en (79)- b y (87) se obtiene:

$$\frac{5\pi}{9} = N\left[\frac{1}{\omega_1 \sqrt{L_L C_L}} + \omega_1 \frac{\pi}{9N \omega_1}\right] = N\left[\frac{1}{\omega_1 \sqrt{L_L C_L}} + \frac{\pi}{9N}\right] \tag{99}$$

Porque  $Z_C \sqrt{C_L} = \sqrt{L_L}$ , entonces se tiene que en la expresión (99).

$$\begin{aligned}
\frac{5\pi}{9} &= N\left[\frac{1}{\omega_1 \sqrt{L_L C_L}} + \frac{\pi}{9N}\right] \\
&= N\left[\frac{1}{\omega_1 Z_C \sqrt{C_L} \sqrt{C_L}} + \frac{\pi}{9N}\right] \\
&= \left[\frac{N}{\omega_1 Z_C \sqrt{C_L} \sqrt{C_L}} + \frac{\pi}{9}\right]
\end{aligned} \tag{100}$$

Entonces

$$\frac{N}{\omega_1 Z_C C_L} = \frac{5\pi}{9} - \frac{\pi}{9} = \frac{4\pi}{9} \quad (101)$$

Por lo tanto:

$$C_L = \frac{9N}{4\pi Z_C \omega_1} \quad (102)$$

Además,  $Z_C \sqrt{C_L} = \sqrt{L_L}$  eso implica que  $Z_C^2 C_L = L_L$  entonces de la expresión (102)

se llega:

$$L_L = Z_C^2 C_L = \frac{9N Z_C^2}{4\pi \omega_1 Z_C} = \frac{9N Z_C}{4\pi \omega_1} \quad (103)$$

También del producto de  $C_L L_L = \frac{9N Z_C}{4\pi \omega_1} \frac{9N}{4\pi \omega_1 Z_C} = \frac{9N}{4\pi \omega_1} \frac{9N}{4\pi \omega_1}$  se obtiene que:

$$\sqrt{C_L L_L} = \frac{9N}{4\pi \omega_1} \quad (104)$$

Resolviendo el sistema de cuatro ecuaciones, se obtiene, después de algunos cálculos sencillos:

- $C_R = \frac{\pi}{9N Z_C \omega_1}$
- $L_R = Z_C^2 C_R = \frac{Z_C \pi}{9N \omega_1}$
- $C_L = \frac{9N}{4\pi Z_C \omega_1}$
- $L_L = \frac{9N Z_C}{4\pi \omega_1}$

En consecuencia, las expresiones (96), (97), (102) y (103) forman un conjunto completo de ecuaciones que pueden ser utilizados para diseñar un sintetizador Metamaterial.

Por otro lado, considerando la diferencia de fase cuando  $\omega = 4\omega_1$  de (98), (104) sustituidos en (74) se llega a:

$$\begin{aligned}
\Phi(\omega = 4\omega_1) &= N\left[\frac{1}{4\omega_1\sqrt{L_L C_L}} + 4\omega_1\sqrt{L_R C_R}\right] \\
&= N\left[\frac{1}{4\omega_1\frac{9N}{4\pi\omega_1}} + 4\omega_1\frac{\pi}{9N\omega_1}\right] \\
&= N\left[\frac{\pi}{9N} + 4\frac{\pi}{9N}\right] \\
&= \frac{5\pi}{9}(\text{rad}) = 100^\circ
\end{aligned} \tag{105}$$

La ecuación (105) demuestra que cuando la frecuencia angular  $\omega = \omega_1$ , se obtiene un valor de  $\Phi = 100^\circ$ . Además cuando la frecuencia angular  $\omega = 4\omega_1$ , se obtiene un valor de  $\Phi = 100^\circ$ . Por lo que se puede afirmar que el circuito propuesto tendrá un  $ABF = 120\%$  a la frecuencia central  $\omega_0 = \frac{5\omega_1}{2}$ .

Por lo tanto, sustituyendo  $\omega_1 = \frac{2\omega_0}{5}$  en (96) - (103) se obtiene de (106) - (109).

$$C_R = \frac{\pi}{9NZ_C\frac{2\omega_0}{5}} = \frac{5\pi}{18NZ_C\omega_0} \tag{106}$$

$$L_R = \frac{\pi Z_C}{9N\frac{2\omega_0}{5}} = \frac{5\pi Z_C}{18N\omega_0} \tag{107}$$

$$C_L = \frac{9N}{4\pi Z_C\frac{2\omega_0}{5}} = \frac{45N}{8\pi Z_C\omega_0} \tag{108}$$

$$L_L = \frac{9NZ_C}{4\pi\frac{2\omega_0}{5}} = \frac{45NZ_C}{8\pi\omega_0} \tag{109}$$

Donde  $N = 1, 2, 3, 4, 5, \dots$  representa el número de celdas.

En la práctica, los componentes de montaje superficial o distribuidos pueden utilizarse para aplicarse a la PLH-TL. Por otro lado, como la PRH-TL puede considerarse como una línea transmisión convencional. Entonces se implementa como una línea de transmisión con impedancia  $Z_C$  y longitud eléctrica  $\Phi_{PRH}$  a la frecuencia central  $\omega_0$  dado por:

$$\Phi_{PRH} = N\omega_0\sqrt{L_R C_R} \tag{110}$$

Utilizando las expresiones (106) y (107) se obtiene:

$$\Phi_{PRH} = N\omega_0 \frac{\pi}{9N\omega_1} = \frac{\omega_0\pi}{9\frac{2\omega_0}{5}} = \frac{5\pi}{18}(\text{rad}) = \frac{5\pi}{18}(\text{rad}) \frac{180}{\pi\text{rad}} = 50^\circ \quad (111)$$

Por lo tanto PRH-TL se implementa como una línea de transmisión con una impedancia  $Z_c$  y  $50^\circ$  de longitud eléctrica

A partir de las ecuaciones (108), (109), se calculan los valores del capacitor e inductor de la parte PLH-TL, para lo cual se deben tomar en consideración los siguientes aspectos o parámetros:

$$\omega_0 = 2\pi f, \quad (112)$$

$$Z_c = 50\Omega, \quad (113)$$

y

$$N = 1, \quad (114)$$

Los valores del capacitor e inductor son los siguientes:

- $C_L = 5.699\text{pF}$
- $L_L = 7.124\text{nH}$
- $C_R = 8.727\text{pF}$
- $L_R = 21.817\text{nH}$

Y para la parte PRL-TL se tiene:

- Una línea de  $50\Omega$  y una longitud eléctrica de  $\Theta = 50^\circ$

En secciones posteriores se mostrara el análisis del defasador metamaterial diferencial en cuadratura donde el valor de  $N=1$  puede cumplir con el ABF requerido.

#### 4.5. Diagrama generalizado del amplificador propuesto y diseño a la frecuencia central de 2 GHz.

Una vez que se tienen los valores de  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $R_1$  y  $R_2$ , se agrega la etapa del cambiador de fase diferencial en cuadratura, para así poder tener completo el divisor de potencia y poder incluirlo dentro de la configuración del amplificador balanceado, como se muestra en Figura 34. Realizando una simulación del divisor con líneas de transmisión ideales a una frecuencia central de  $2GHz$  y con resistencia redondeadas a valores comerciales ( $R_1 = R_2 = 100\Omega$ ), se alcanza un valor de ABF de 120%. La Figura 35 muestra que los resultados están cercanos a los valores esperados. En secciones posteriores se mostraran los parámetros S de este divisor de potencia y además se realiza una comparación con diseños anteriores.

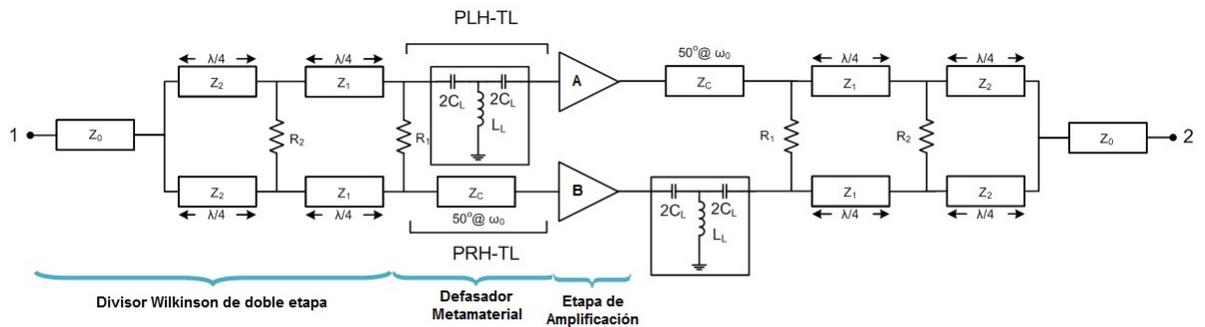


Figura 34. Arquitectura del amplificador balanceado propuesto.

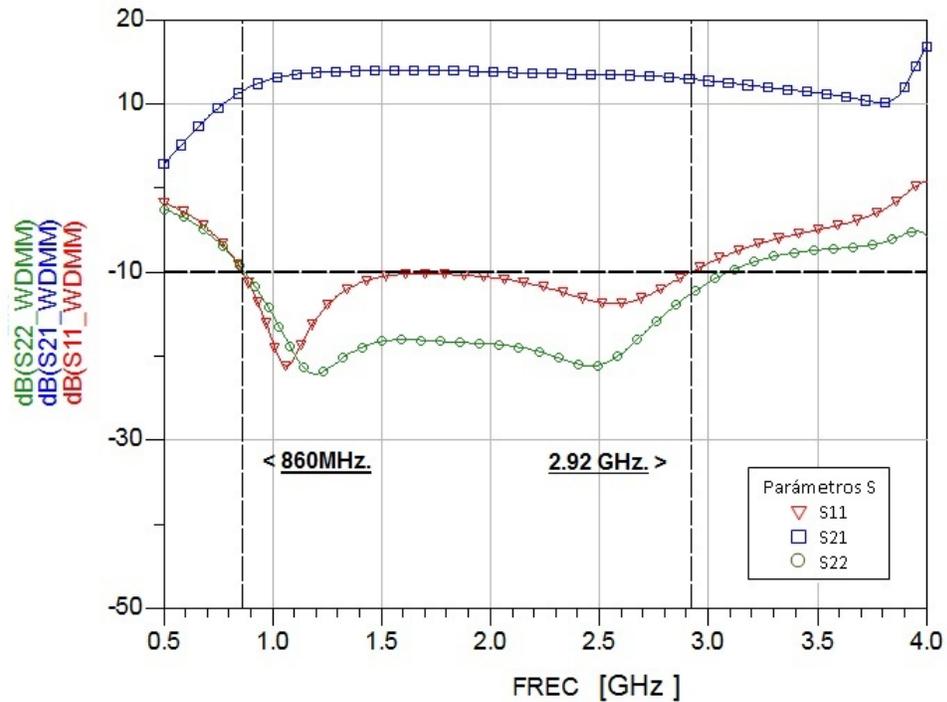


Figura 35. Parámetros S del amplificador balanceado usando el divisor propuesto

## 4.6. Determinación del ABF de los divisores/combinadores de potencia.

En esta sección se presenta la determinación del Ancho de Banda Fraccional (ABF) para los parámetros S y el ABF para la diferencia de fase a partir del análisis de los divisores de potencia.

### 4.6.1. Determinación del ABF de los parámetros S de los divisores / combinadores de potencia

Para determinar el ABF, se deben observar las curvas de los parámetros S, y seleccionar la curva que presente una abertura menos pronunciada dentro del valor de -10 dB. Lo anterior significa que puede ser cualquiera de los parámetros S11, S32 o bien

S22.

En la Figura 36 y en la Tabla 5, se muestran los parámetros  $S_{11}$  de los análisis mencionados en las secciones 2.4, 2.5, 2.6 y 4.5 de los elementos: divisor Wilkinson convencional, acoplador híbrido, acoplador lange y divisor propuesto, lo anterior sirve para llevar a cabo una comparación gráfica de sus respuestas. Como se observa en la gráfica de la Figura 36, el  $S_{11}$  del divisor Lange, presenta un mayor ancho de banda fraccional.

En la tabla 5 se presentan los valores del ABF para cada uno de los elementos estudiados, utilizando la gráfica de la figura 36.

**Tabla 5.** Comparación de los ABF de los parámetros S11 de los divisores de potencia

Tipo de Divisor	$f_1$ (GHz)	$f_2$ (GHz)	$f_0$ (GHz)	ABF
Wilkinson	0.50	3.56	2.03	150.739 %
Híbrido	1.67	2.33	1.96	33 %
Lange	0.50	4.0	2.250	155.556 %
Propuesto	0.820	3.69	2.255	127.273 %

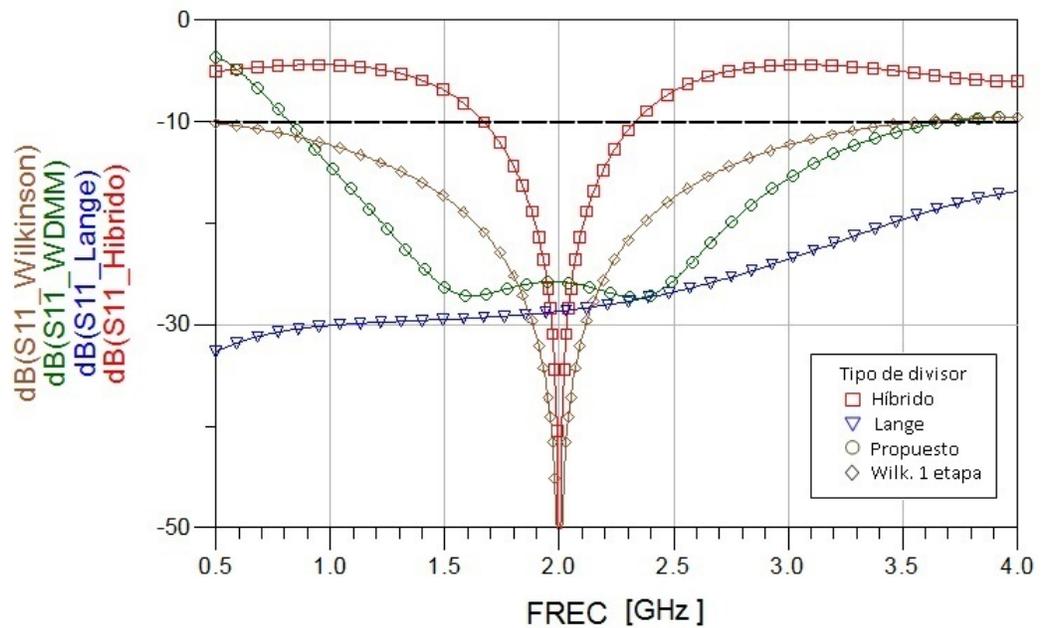


Figura 36. Parámetro  $S_{11}$  de cada uno de los divisores analizados

En la Figuras 37 y 38 se muestran los parámetros  $S_{22}$  y  $S_{32}$  de los 4 divisores de potencia (no se utilizaron en el cálculo del ABF).

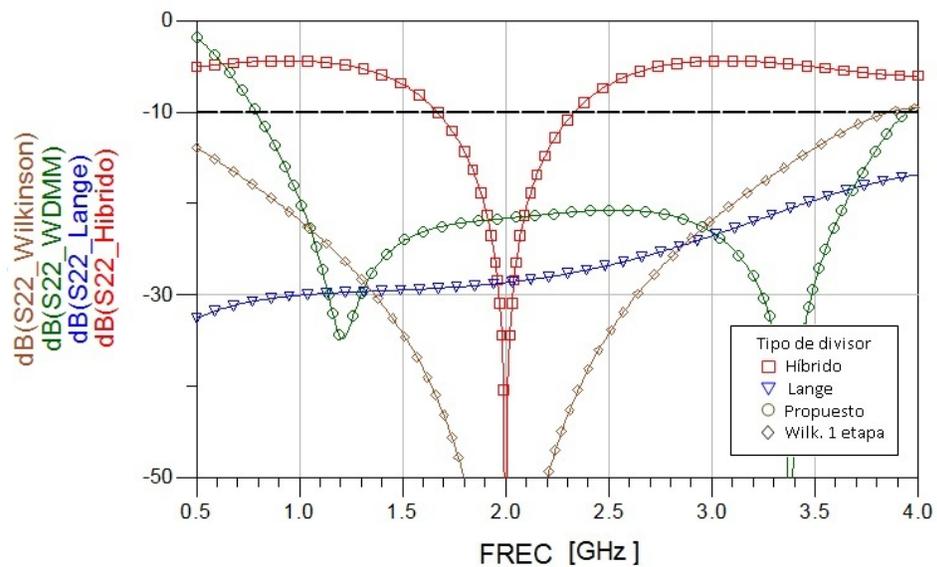
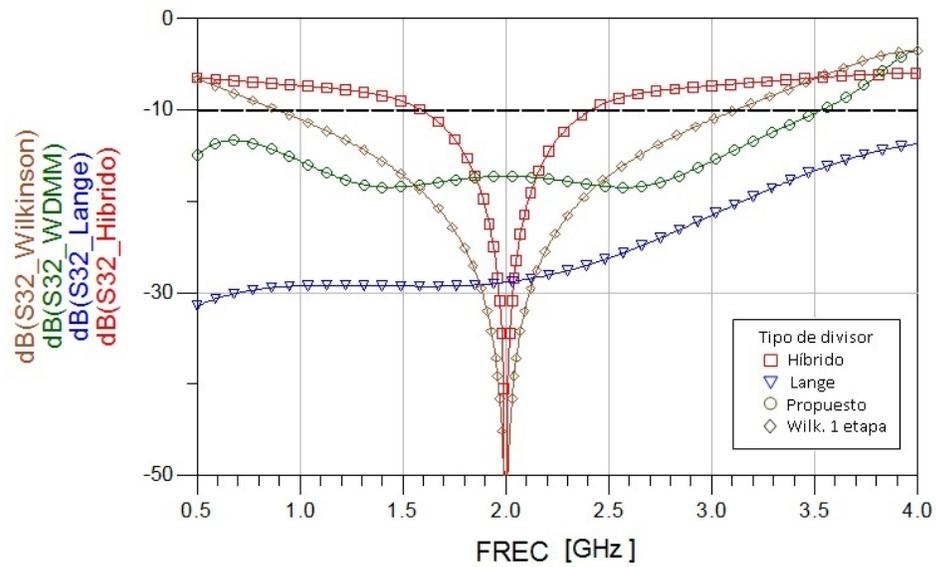


Figura 37. Parámetro  $S_{22}$  de cada uno de los divisores analizados



**Figura 38.** Parámetro  $S_{32}$  de cada uno de los divisores analizados.

En las figuras 39 y 40, se puede observar que para cada puerto de salida de los divisores/combinadores, éstos presentan un acoplamiento de  $3dB$ . Los elementos que entregan a la salida una división de potencia de  $3dB$  en toda la banda de operación son: los divisores wilkinson de una etapa y el divisor metamaterial en cuadratura.

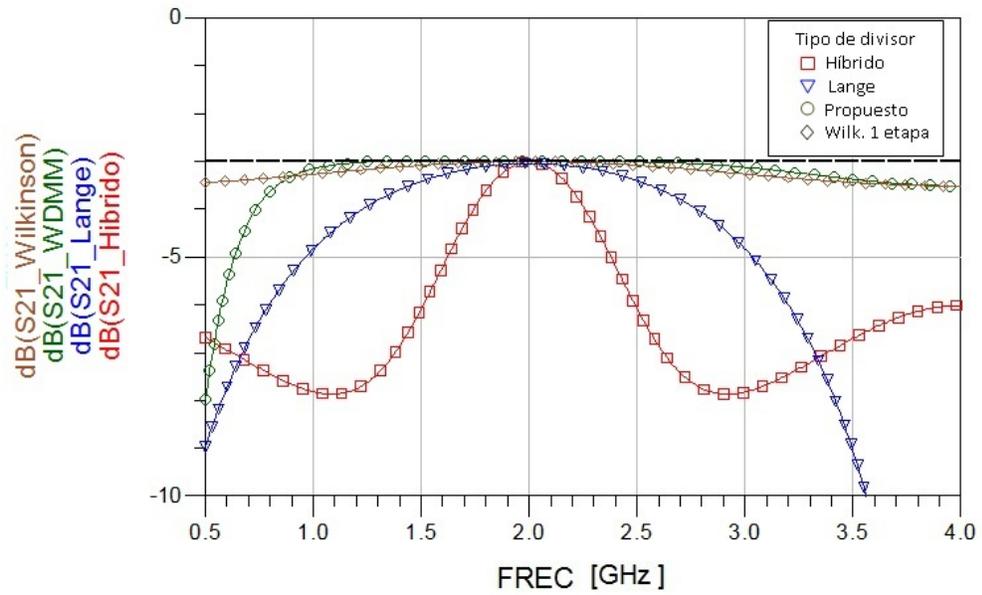


Figura 39. Parámetro  $S_{21}$  de cada uno de los divisores analizados.

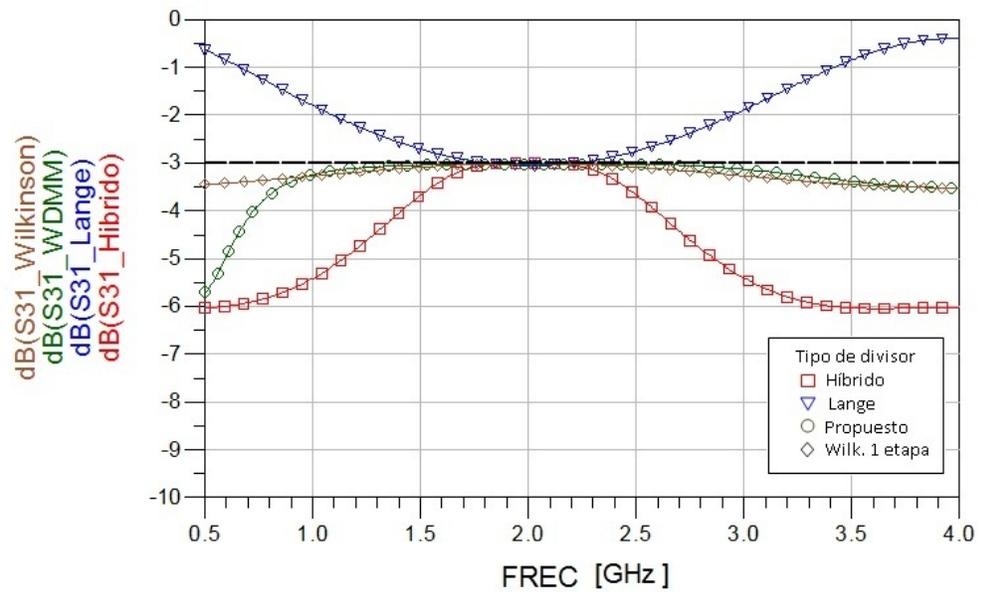


Figura 40. Parámetro  $S_{31}$  de cada uno de los divisores analizados.

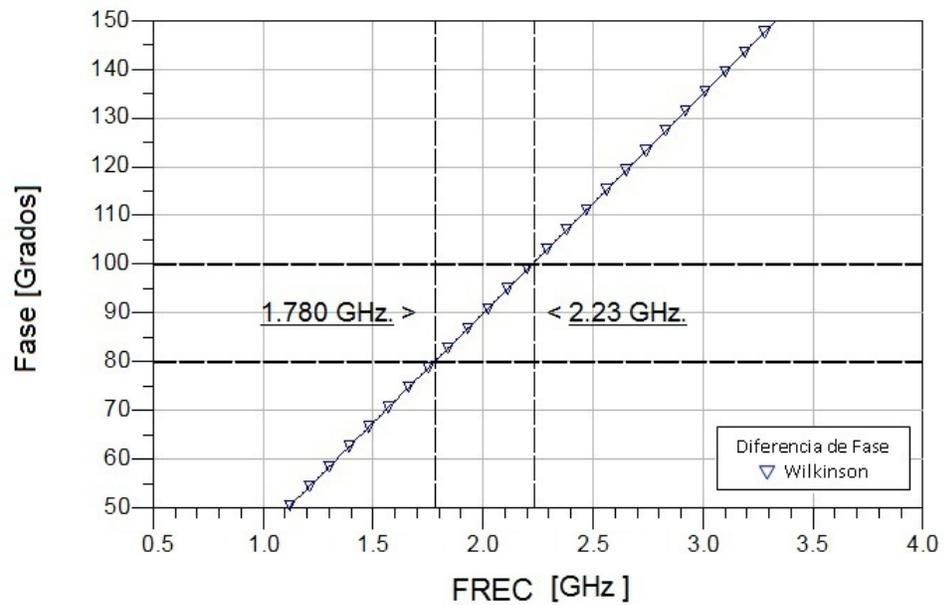
#### 4.6.2. Determinación del ABF para la diferencia de fase de los divisores / combinadores de potencia

Para determinar el ABF de la diferencia fase, se utilizó la función "unwrap" del programa ADS, esta función despliega la fase de cada uno de los puertos de salida de los divisores Wilkinson, híbrido, Lange y divisor metamaterial en cuadratura, una vez desplegada la fase en función de la frecuencia de cada uno de los elementos se lleva a cabo la operación de diferencia aritmética. Por ejemplo, para el cálculo de ABF de la diferencia de fase del divisor Wilkinson se obtienen los valores de  $f_1 = 1.780\text{GHz}$  y  $f_2 = 2.23\text{GHz}$ , correspondiente a un valor de fase de  $80^\circ$  y  $100^\circ$  respectivamente como se observa en la figura. De manera similar se determinan los ABF para el acoplador híbrido, acoplador Lange y divisor metamaterial en cuadratura.

En la Tabla 6, se muestran los valores del ABF para la fase de los cuatro divisores de potencia, posteriormente en las Figuras 41-44, se puede apreciar, que el divisor propuesto mantiene un  $ABF > 90\%$  en la diferencia de fase, por lo que puede ser considerado, un divisor en cuadratura. Por otra parte, se observa que en el acoplador Lange se obtiene la mejor respuesta, sin embargo, este acoplador no se utiliza en este trabajo de tesis dado que el divisor que se utilizará presentará una nueva estructura en la que se emplea el concepto de líneas de transmisión metamaterial.

**Tabla 6.** Comparación de los ABF de la diferencia de fase de los divisores de potencia

Tipo de Divisor	$f_1$ (GHz)	$f_2$ (GHz)	$f_0$ (GHz)	ABF
Wilkinson	1.780	2.230	2.005	22.444 %
Híbrido	1.570	2.430	2.000	43 %
Lange	0.500	3.760	2.130	153.052 %
Propuesto	0.880	3.290	2.085	115.588 %

**Figura 41.** Diferencia de fase entre los puertos de salida del divisor Wilkinson.

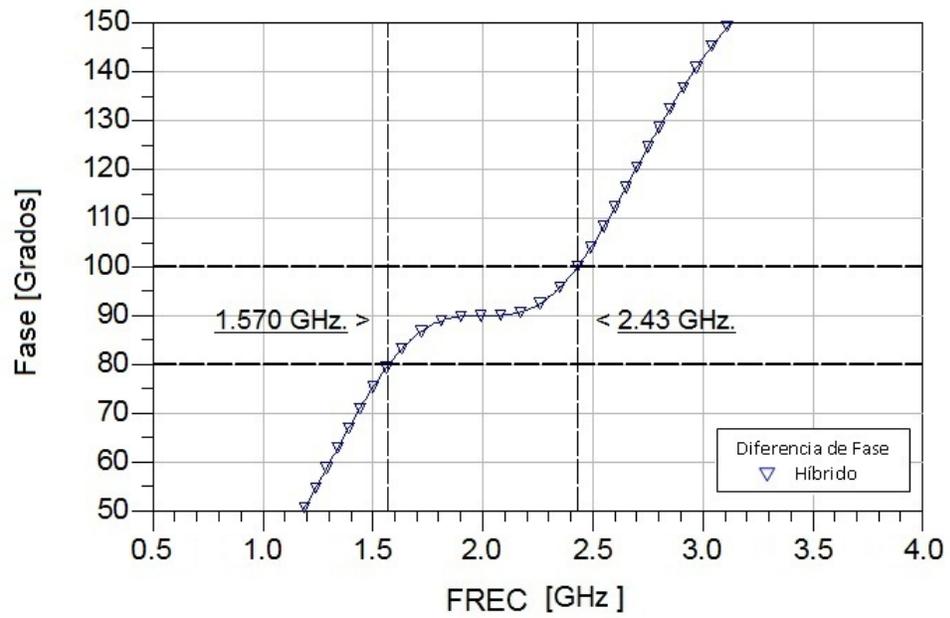


Figura 42. Diferencia de fase entre los puertos de salida del divisor Híbrido.

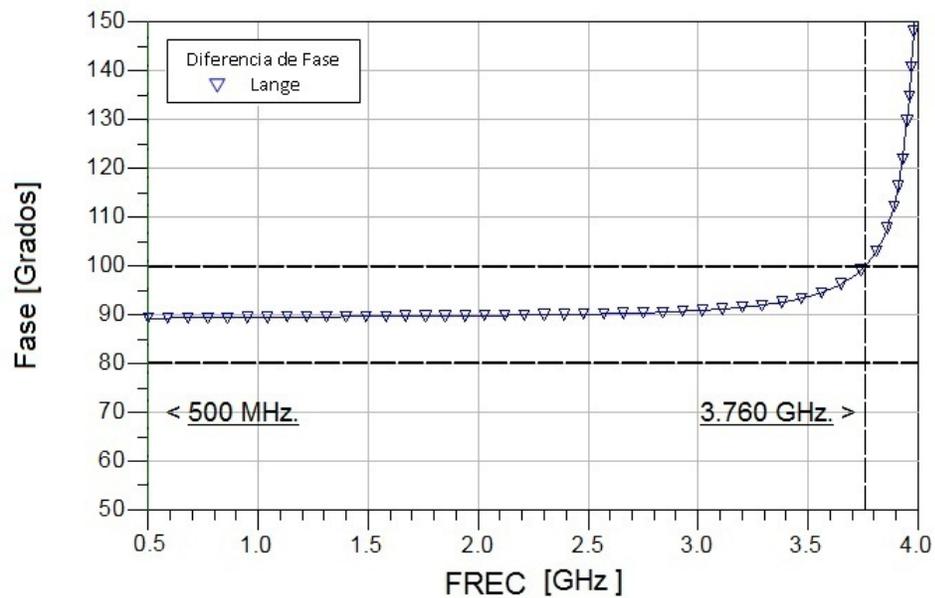


Figura 43. Diferencia de fase entre los puertos de salida del divisor Lange.

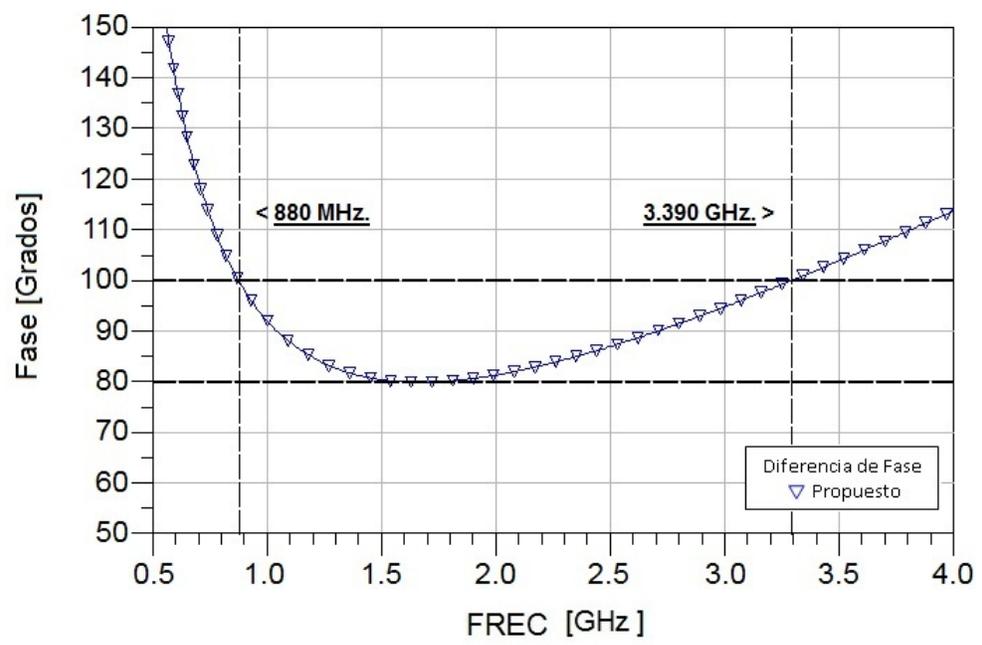


Figura 44. Diferencia de fase entre los puertos de salida del divisor Propuesto.

## 4.7. Determinación del ABF de los Amplificadores

### Balanceados

En ésta sección se presentan las respuestas en frecuencia de los parámetros S del amplificador balanceado, utilizando los cuatro divisores de potencia mencionados anteriormente. La figura 45 corresponde a la respuesta del amplificador balanceado utilizando el divisor Wilkinson de una etapa, la figura 46 corresponde al acoplador Lange, la figura 47 es para el acoplador híbrido y la figura 48 corresponde al divisor metamaterial en cuadratura.

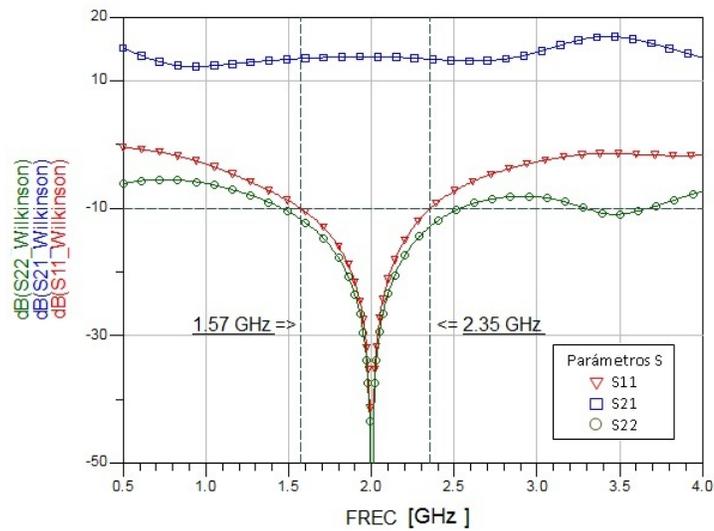
La Tabla 7 muestra el resumen de los ABF de cada uno de los amplificadores balanceados analizados. Para calcular el ancho de banda fraccional de cada uno de los Amplificadores Balanceados, se utiliza el método presentado en la sección 4.6.1.

**Tabla 7.** Comparación de los ABF de los parámetros S de los amplificadores balanceados

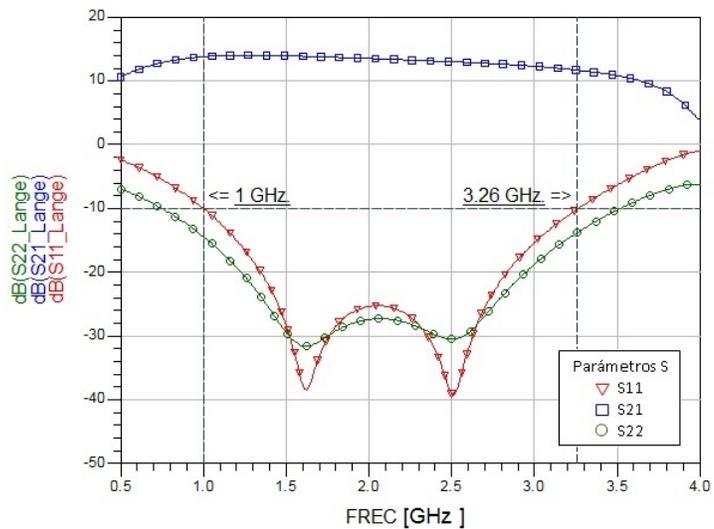
Amp. Balanceado	$f_1$ (GHz)	$f_2$ (GHz)	$f_0$ (GHz)	ABF
Wilkinson	1.57	2.35	1.96	39.796 %
Híbrido	1.83	2.740	2.285	39.825 %
Lange	1.0	3.26	2.13	106.103 %
Propuesto	0.860	2.920	1.89	108.995 %

Se puede observar de la Tabla 7, que tanto el amplificador que utiliza acopladores Lange como el propuesto, exceden ambos el ancho de banda fraccional mayor al 100 %. Un dato importante que se puede observar en las figuras 45-48 es la ganancia que corresponde al parámetro S21. Cada amplificador balanceado presenta una ganancia mayor a 10 dB dentro de la banda de trabajo para cada caso. Para el amplificador balanceado que emplea el concepto metamaterial, además de presentar una ganancia

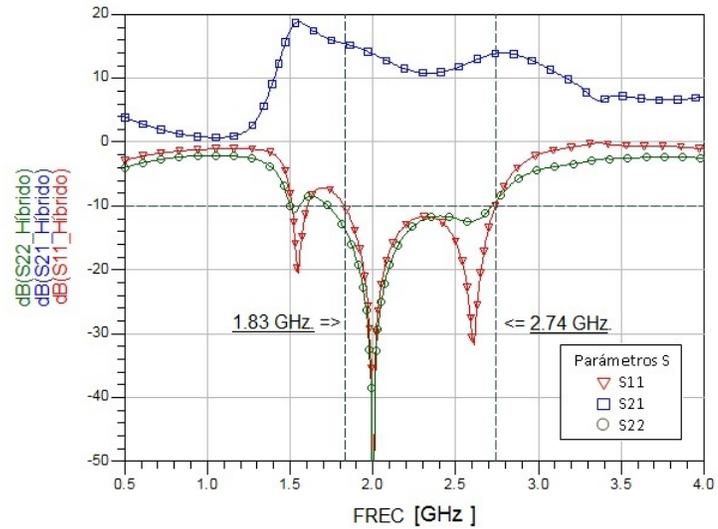
mayor a 10 dB en todo el ancho de banda de operación, tiene una ganancia lineal.



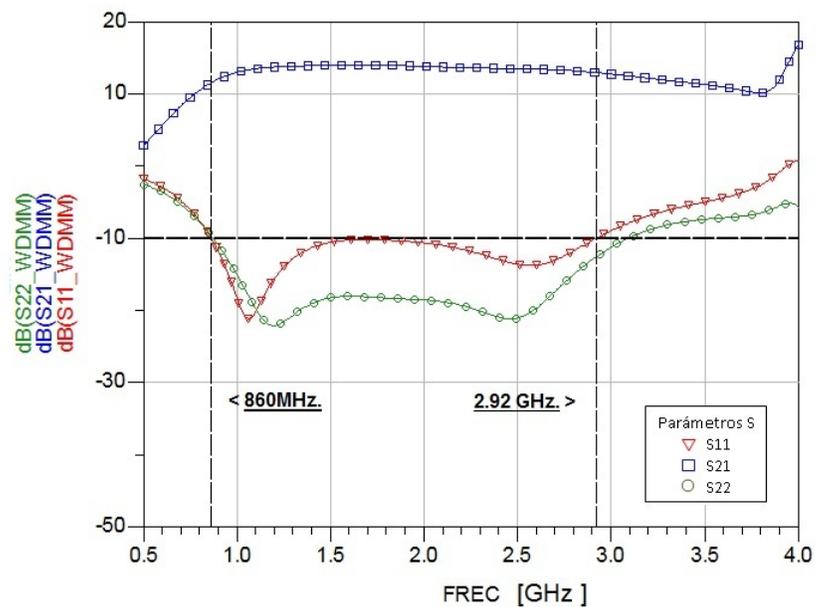
**Figura 45.** Parámetros S del amplificador balanceado utilizando divisores/combinadores Wilkinson. Marcando el ancho de banda a partir de  $-10$  dB.



**Figura 46.** Parámetros S del amplificador balanceado utilizando divisores/combinadores Lange. Marcando el ancho de banda a partir de  $-10$  dB



**Figura 47.** Parámetros S del amplificador balanceado utilizando divisores/combinadores híbridos. Marcando el ancho de banda a partir de  $-10\text{dB}$



**Figura 48.** Parámetros S del amplificador balanceado utilizando divisores/combinadores propuesto (con Metamateriales). Marcando el ancho de banda a partir de  $-10\text{dB}$

## Capítulo 5

# Análisis electromagnético y construcción del amplificador balanceado a la $f_c$ de 2 GHz

### 5.1. Introducción

En este capítulo se presenta el análisis electromagnético del amplificador balanceado, para ello se debe realizar el análisis electromagnético de cada uno de los elementos que constituyen al amplificador balanceado por separado. El análisis se realizó utilizando el programa Momentum de ADS. Este simulador electromagnético está basado en el método numérico Momentum de ahí su nombre comercial. Para el análisis electromagnético se tomó en cuenta los valores correspondientes al substrato comercial de la compañía Rogers RO4003C, cuyas características son: constante dieléctrica relativa  $\epsilon_r = 3.38$ , espesor del dieléctrico  $h = 1.524mm$  y espesor del conductor  $t = 10 \mu m$ . Una vez llevado a cabo el análisis de cada uno de los componentes, se procede a interconectar el conjunto para formar la estructura final del amplificador balanceado para su análisis final.

En cuanto a la construcción del amplificador balanceado, se tomaron en cuenta los resultados finales obtenidos del análisis electromagnético una vez hecha la optimización de los elementos de la topología del amplificador balanceado que presentaron la mejor respuesta en frecuencia.

En la figura 49 se presenta el proceso de análisis electromagnético y construcción de amplificador balanceado:

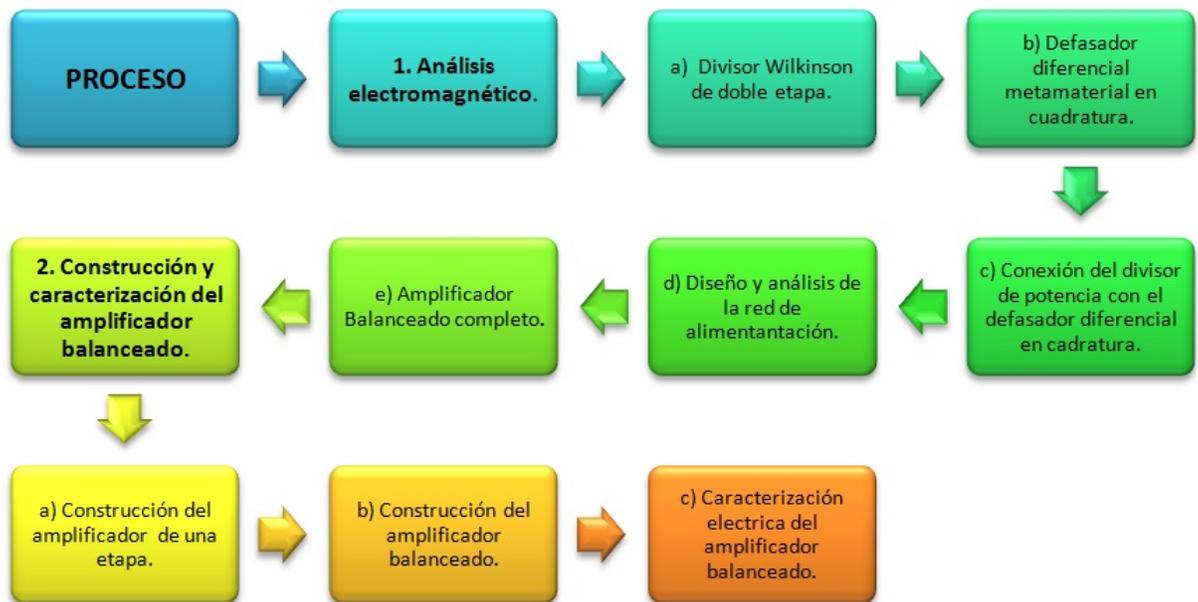


Figura 49. Proceso de análisis electromagnético y construcción del amplificador balanceado.

## 5.2. Análisis electromagnético del amplificador balanceado a 2 GHz

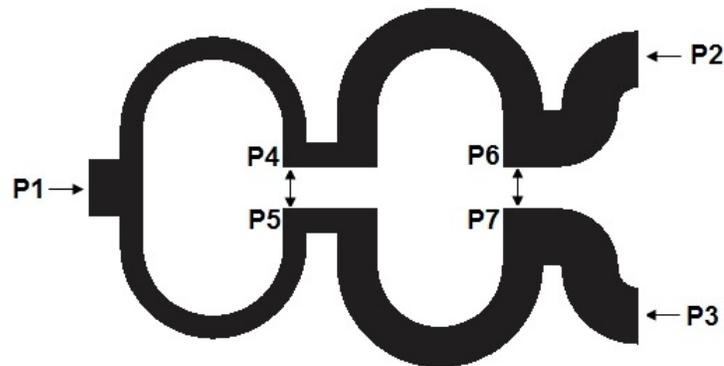
### 5.2.1. Análisis electromagnético del divisor Wilkinson de doble etapa.

La estructura física del divisor Wilkinson de doble etapa a la frecuencia de 2 GHz, después de haber realizado una optimización, quedó como se muestra en la Figura 50. El análisis electromagnético se llevo a cabo tomando la estructura como si fuera una red de 7 puertos. Los puertos de esta red están indicados por las literales P1 la cual corresponde al puerto de entrada, de P2 hasta P7 corresponden a los puertos de salida. Los resultados del análisis electromagnético de la estructura anterior se almacenan en un archivo de datos. Debido a que la estructura representa un divisor Wilkinson de doble etapa es necesario conectar las resistencias intermedias de  $100\Omega$  que forman parte de la estructura y que en el programa Momentum no pueden analizar por tratarse de

elementos concentrados. Este problema se resolvió de la siguiente manera: dentro del programa ADS, se exportan los datos contenidos de la simulación electromagnética previa utilizando el comando “Set de Datos”, enseguida se procede a formar el circuito mostrado en la figura 51.

Para realizar el análisis del circuito en ADS, se debe de llevar a cabo la siguiente estructura: el puerto 1 como entrada, el 2 y 3 como puertos de salida, y en los puertos del 4 al 7 se conectan las resistencias de  $100\Omega$  de la paleta de componentes, las cuales llevan el siguiente orden de conexión: se colocan en los puertos 4-5 y 6-7 . Cabe mencionar que en la topología del divisor lleva una separación de 2.7 mm para conectar las resistencias entre dichos puertos y no queden tan juntas las líneas para evitar algún tipo de acoplamiento entre ellas. Los parámetros S de este divisor, se presentan en la Figura 52, por simetría no se gráficán todos los parámetros ( $S_{22} = S_{33}$ ,  $S_{21} = S_{31}$  y  $S_{23} = S_{32}$ ) .

En tabla 8 se presentan las características obtenidas del divisor Wilkinson de doble etapa.



**Figura 50.** Topología física "Layout" del divisor Wilkinson.

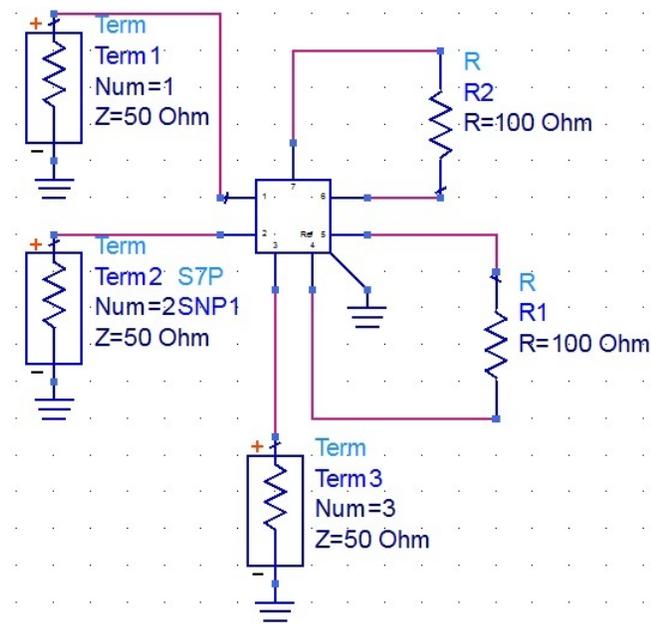


Figura 51. Diagrama esquemático del divisor de potencia usando el set de datos.

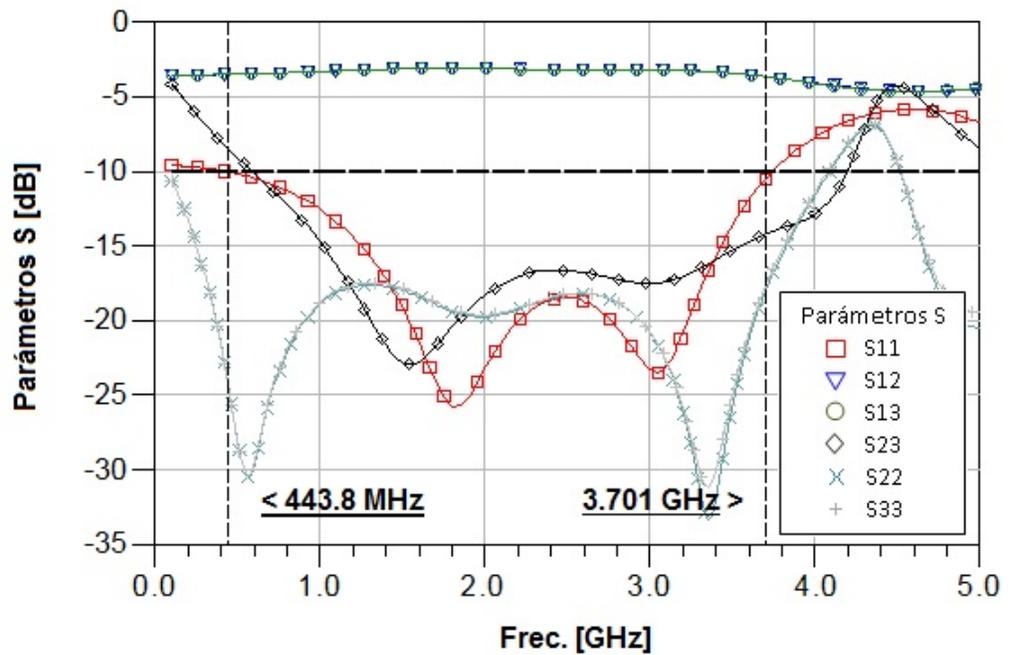


Figura 52. Parámetros S del divisor de potencia de doble etapa

En la tabla 8, se presenta el resumen de resultados del análisis electromagnético, el cual nos indica que el ABF para este divisor es de 157,17 % cumpliendo con lo requerido ( $> 90\%$ ).

**Tabla 8.** Características del Divisor Wilkinson de doble etapa

Divisor	$f_1$ (GHz)	$f_2$ (GHz)	$f_0$ (GHz)	ABF
Wilkinson (doble etapa)	0.4438	3.701	2.0724	157.17 %

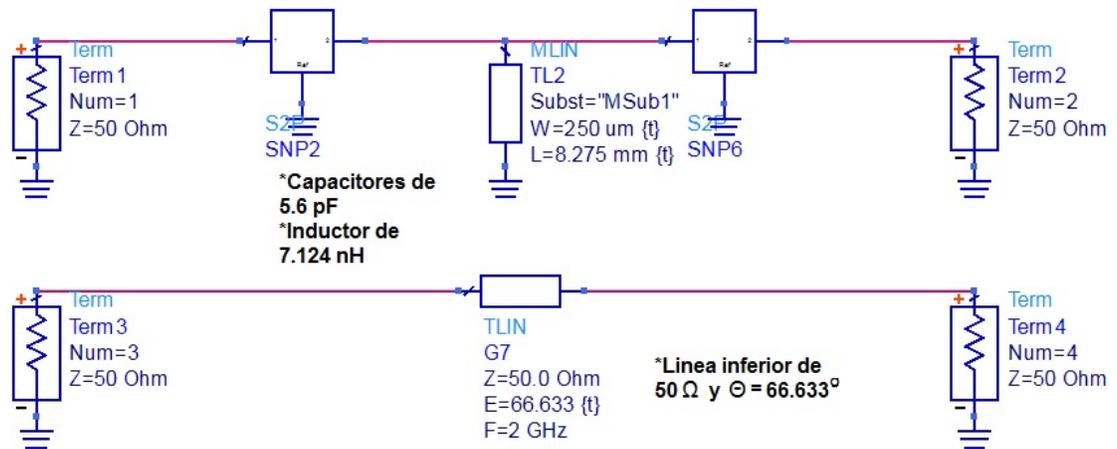
### 5.2.2. Defasador Metamaterial diferencial en cuadratura

Se presenta el análisis electromagnético del defasador Metamaterial diferencial en cuadratura que fue diseñado en la sección 4.4. La estructura del defasador cuenta con una línea transmisión metamaterial (LH-TL)(2 capacitores concentrados y un inductor) y una línea de transmisión convencional (RH-TL). El defasador tiene una característica importante, presentar una diferencia de fase de  $90^\circ \pm 10^\circ$  en los puertos de salida. Para el análisis del defasador metamaterial se deben tomar en cuenta las siguiente condiciones:

- Para la parte de LH-TL se emplean 2 capacitores de montaje superficial de 5.6 pF (o 4 capacitores de 2.8 pF para una configuración en paralelo), de los cuales se tienen los parámetros S de los elementos concentrados que son descargados de la página del fabricante American Technical Ceramics.
- Para el inductor de  $7,124nH$  se debe transformar en una línea de transmisión de alta impedancia y para línea inferior del defasador  $Z_c = 50\Omega$  y una longitud eléctrica  $\Theta = 50^\circ$  se analizan electromagnéticamente a cada uno de los elementos.

Los parámetros S de los elementos concentrados y los elementos distribuidos son exportados a un set de datos, este conjunto se une por medio de diagrama como se

presenta en la figura 53.



**Figura 53.** Diagrama del defasador Metamaterial diferencial en cuadratura

El inductor se implemento mediante una linea de transmisi3n para facilidad de manejo y un mejor ajuste al valor de la inductancia, como se muestra en el diagrama de la figura 53. Haciendo el an3lisis del diagrama anterior se obtiene la respuesta de fase que se presenta en la figura 54. Se puede apreciar que el ancho de banda fraccional es del 114.932 %.

En la tabla 9, se ilustran los par3metros modificados del Defasador diferencial en cuadratura.

**Tabla 9.** Características del defasador diferencial en cuadratura

Defasador	$f_1$ (GHz)	$f_2$ (GHz)	$f_0$ (GHz)	ABF
Defasador diferencial	0.940	3.48	2.21	114.932 %

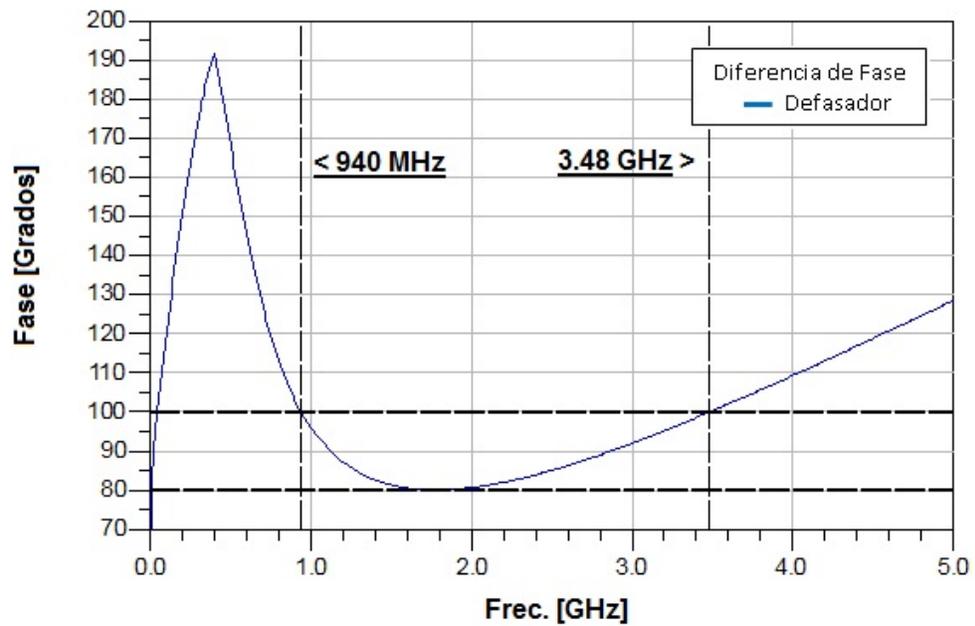


Figura 54. Diferencia de fase del defasador Metamaterial diferencial.

### 5.2.3. Conexión del divisor de potencia con el defasador diferencial en cuadratura

Para obtener un divisor de potencia en cuadratura es necesario conectar al divisor de potencia Wilkinson con la etapa del defasador diferencial como se muestra en la Figura 55. La respuesta en frecuencia de este nuevo circuito se presenta en la figura 56, en donde se observa que el parámetro  $S_{22}$  es el más angosto por lo tanto se toman sus valores para calcular el ABF del divisor, resultando un valor de 115.3%.



Figura 55. Layout del divisor propuesto.

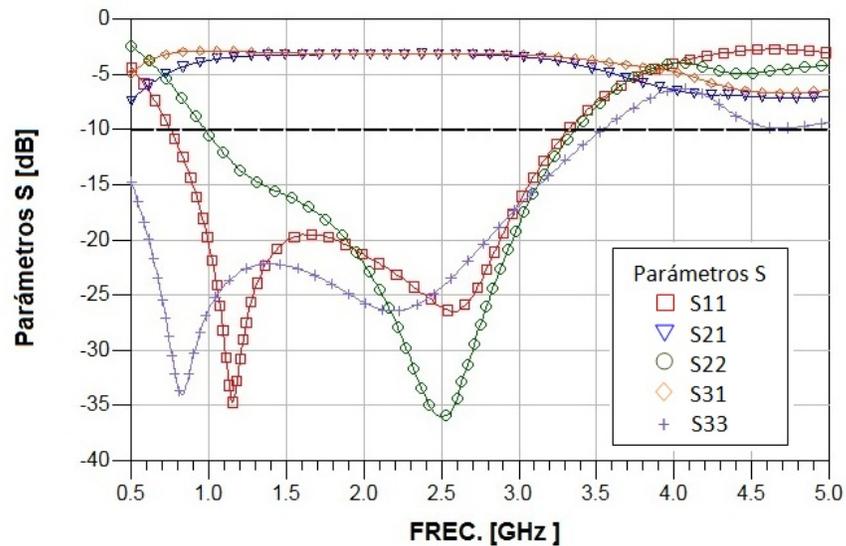


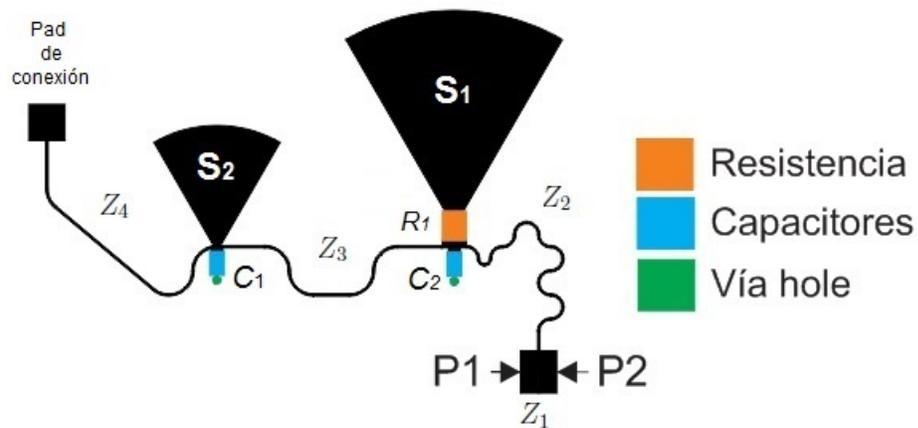
Figura 56. Parámetros S del divisor propuesto a 2 GHz

#### 5.2.4. Diseño y análisis electromagnético de la red de alimentación

Para alimentar los transistores utilizados en el amplificador es necesario diseñar redes de alimentación. Estas redes emplean una topología de filtro pasabajas, y se diseñan utilizando el programa Momentum. Esta red es un elemento de suma importancia en la etapa de amplificación, ya que además de alimentar al transistor sirve también para

mejorar la estabilidad de éste.

La red de alimentación está compuesta por inductancias en serie (líneas de transmisión de alta impedancia) y elementos capacitivos en paralelo (stubs radiales y elementos concentrados). Lo anterior permite que la corriente directa (CD) se propague y la RF se bloquee hacia la dirección del elemento "Pad" que se utiliza para conectar la alimentación de CD, como se muestra en la figura 57. Los elementos  $S_1$  y  $S_2$  son stubs radiales y los elementos  $C_1$  y  $C_2$  son capacitores concentrados de 100pF, mientras que  $R_1$  representa una resistencia de  $50\Omega$  empleada para mejorar la estabilidad del transistor. El elemento  $Z_1$  es una línea de  $50\Omega$  con  $3mm$  de longitud y  $Z_2$ ,  $Z_3$  y  $Z_4$  representan líneas de alta impedancia de  $120\Omega$  correspondiente a un ancho de  $200\mu m$  con una longitud eléctrica de  $90^\circ$ . La red completa debe presentar las pérdidas por transmisión mínimas (de ser posible 0dB) ( $S_{21} \approx 0dB$ ), y de igual manera, sus perdidas por retorno deben ser menores a  $-15dB$  ( $S_{11} \approx -15dB$ ) en la banda de frecuencias de 1 a 3 GHz, que representan un ancho de banda fraccional mayor al 100%.



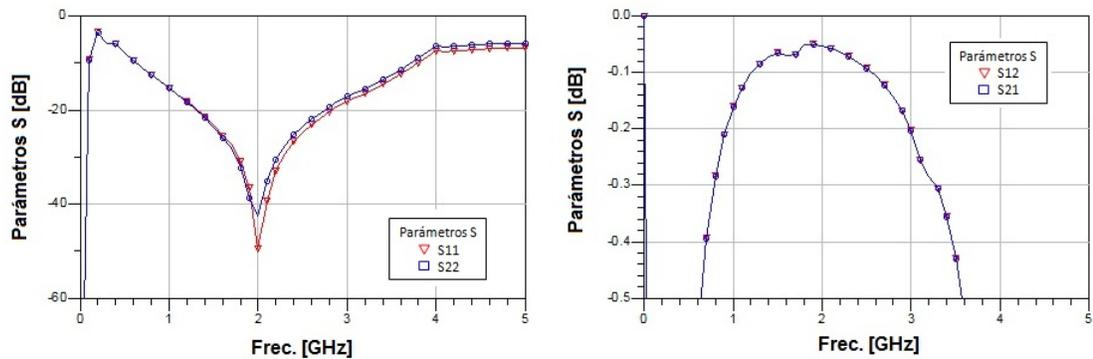
**Figura 57.** Topología de la red de alimentación.

En la tabla 10 se muestran las dimensiones calculadas de los stubs radiales utilizados en la red de alimentación.

**Tabla 10.** Dimensiones de los stub radiales de la red alimentación

Stub Radial	$S1$	$S2$
–	$L_1/\alpha_1/Wi$	$L_2/\alpha_2/Wi$
–	16.5mm/60°/1.5mm	10.5mm/60°/0.5mm

En la figura 58 se presenta el comportamiento de las pérdidas por regreso y pérdidas de transmisión de la red de alimentación en la banda de frecuencias de 1 a 3 GHz. En esta figura, se puede apreciar que las pérdidas por transmisión ( $S_{21}$ ) mínimas son  $-0,054\text{dB}$  y las pérdidas por retorno ( $S_{11}$ ) alcanzan  $-49,454\text{dB}@2\text{ GHz}$ . A 1 GHz se tiene  $-15\text{dB}$  y a 3 GHz se obtiene  $-17\text{dB}$ , lo cual indica que la red de alimentación tiene un buen comportamiento en la banda de frecuencias de trabajo por tanto, el ancho de banda fraccional que resulta es mayor al 100 % .

**Figura 58.** Parámetros S de la red de alimentación.

Una vez que se obtuvo el filtro pasabajos de la red de alimentación el cual permite el paso de CD, también es importante la parte del bloqueador de CD la cual se diseño mediante dos capacitores en paralelo con valor de 4700 pF cada uno. Al colocar estos capacitores a la entrada de la red de alimentación (puerto 1) ayuda a bloquear las señales de baja frecuencia que es el caso de la CD y permitiendo a la vez el paso de las

altas frecuencias. Nota: Al tener la red de polarización valores grandes de capacitores a la entrada mejora la estabilidad del transistor.

### 5.2.5. Análisis electromagnético del amplificador balanceado completo

Habiendo cumplido los requerimientos de diseño establecidos para el divisor de potencia con el ABF estimado, se realiza la configuración del Amplificador Balanceado. Este amplificador utiliza dos transistores ATF36077, dos divisores de potencia de doble etapa propuestos y las redes de alimentación utilizadas para introducir los voltajes de drenaje y compuerta del transistor. En el diseño del Amplificador Balanceado, se utilizaron los parámetros S del transistor proporcionados por el fabricante, así como también, los parámetros S del divisor de potencia calculados con Momentum, los parámetros S del defasador diferencial metamaterial y los parámetros S de las redes de alimentación. El siguiente paso consistió en analizar todo el conjunto para obtener la topología final del amplificador balanceado (Layout) como se muestra en la figura 60.

El resultado del análisis del amplificador balanceado es el que se presenta en la Figura 59. El ABF obtenido del análisis para este amplificador es de 100,18 % y su tamaño físico es de aproximadamente 11 cm por 7.6 cm. La ganancia es mayor de 11 dB dentro del ancho de banda. Los coeficientes de reflexión  $S_{11}$  y  $S_{22}$  están por debajo de -10 dB lo cual indica que tanto la entrada como la salida del amplificador balanceado tienen un buen grado de adaptación. Con el parámetro  $S_{11}$  se determina el ABF el cual tiene un valor de 100,18 %.

En la Figura 61 se muestra el factor de estabilidad de este amplificador. Como se puede apreciar, los valores de los factores de estabilidad  $K$  y  $\mu$  son mayores que 1 en toda la banda por lo tanto, el amplificador balanceado es incondicionalmente estable.

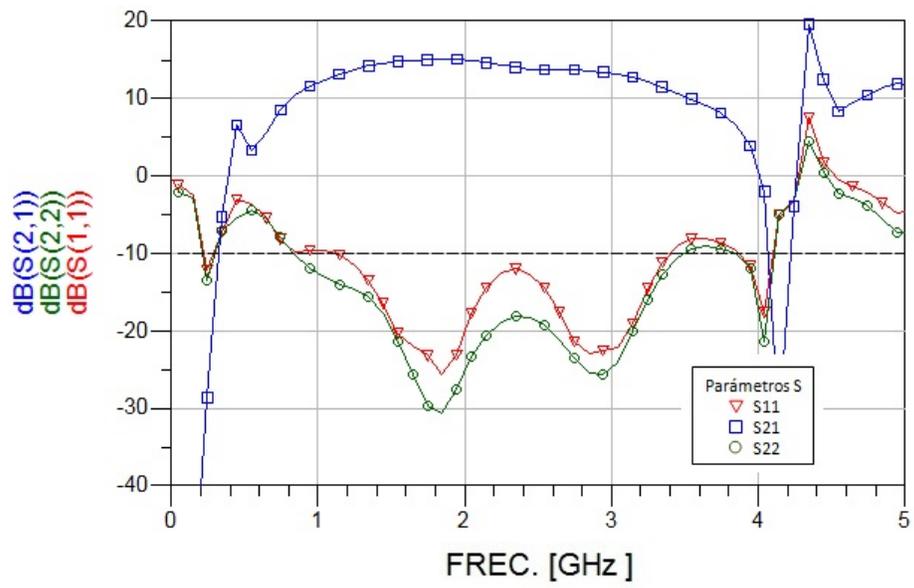


Figura 59. Parámetros S del amplificador balanceado a 2 GHz simulando con Momentum.

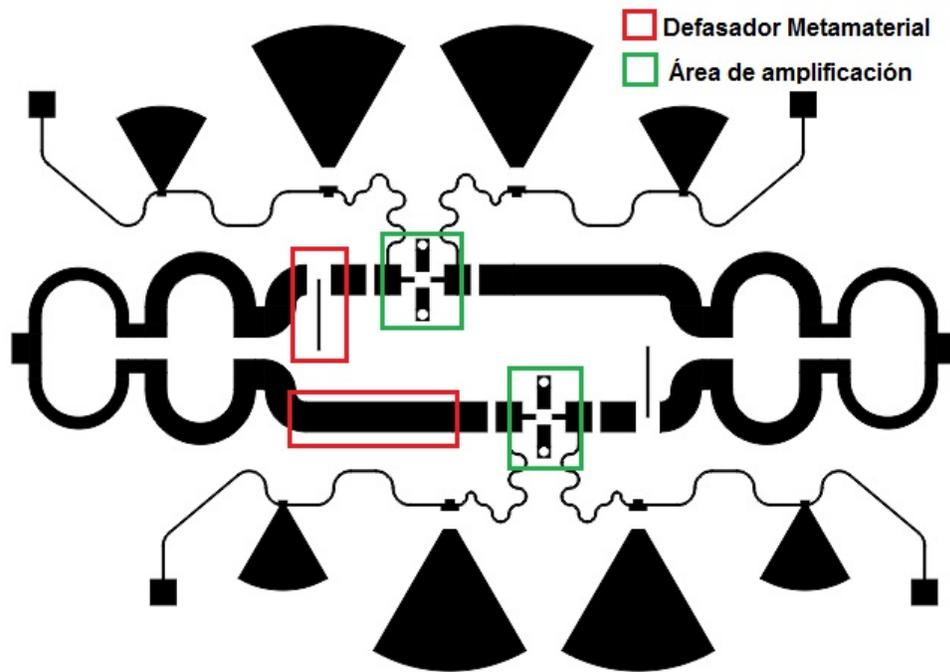


Figura 60. Layout final del amplificador balanceado.

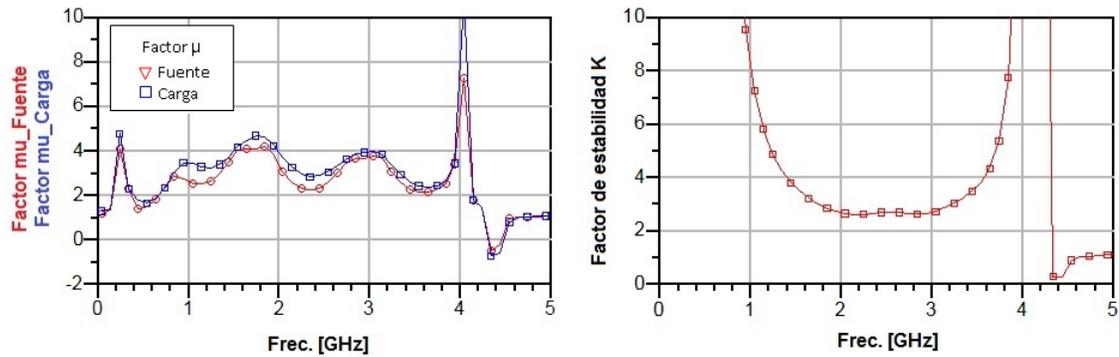


Figura 61. Factor de estabilidad  $\mu$  y K del amplificador balanceado.

### 5.3. Construcción y caracterización eléctrica del amplificador balanceado.

En esta sección se presentan los circuitos construidos del amplificador de una etapa y del amplificador balanceado propuesto. Además los resultados medidos de la caracterización eléctrica de dichos circuitos.

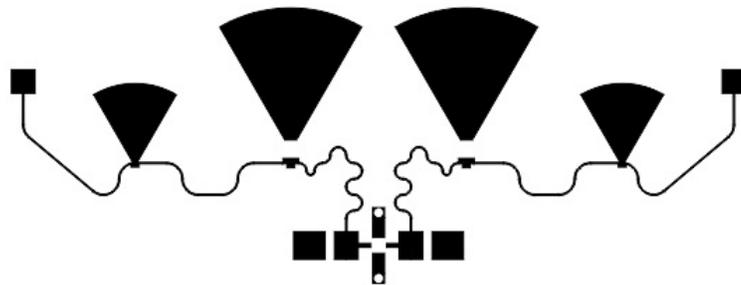
#### 5.3.1. Construcción y caracterización eléctrica del amplificador de una etapa

El amplificador de una etapa, utiliza los siguientes elementos: dos redes de alimentación (colocados a la entrada y salida respectivamente) y un Transistor ATF-36077. La construcción de este amplificador se lleva a cabo realizando el siguiente proceso:

- Generar el Layout del circuito final usando el programa ADS, la topología se muestra en la figura 62.
- Grabado del circuito sobre el sustrato RO4003C usando el proceso fotolitográfico presentado en el apéndice A.

- Construcción de los "via hole", realizando barrenos necesarios para interconectar algunos elementos al plano de tierra.
- Ensamblar elementos concentrados en el circuito (resistencias, capacitores y transistores) y conectores SMA a los puertos de entrada y salida.

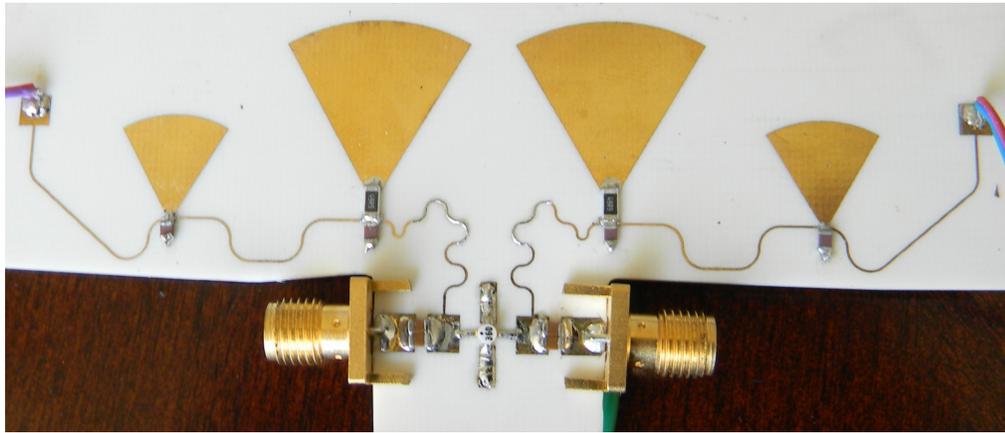
Para ensamblar a los componentes, es necesario mantener una superficie del circuito libre de polvo y grasa, por lo que es necesario extremar la limpieza. Todos los elementos concentrados y el conductor que atraviesa al "via hole" fueron fijados con soldadura de estaño (manteniendo una temperatura constante con el fin de no quemar a los componentes). Las dimensiones del conductor de cobre para los via holes de los planos de tierra son:  $1,1mm$  de diámetro exterior para las fuentes del transistor y  $0,5mm$  de diámetro exterior para los capacitores e inductores de la línea metamaterial.



**Figura 62.** Layout del amplificador de una etapa.

Como resultado de este proceso de construcción se obtuvo el circuito del amplificador de una etapa de forma física como se presenta en la figura 63.

Una vez que se haya construido al circuito, el siguiente paso es caracterizar al amplificador. Para caracterizar al amplificador se utilizó al analizador de redes vectorial HP8510C. La calibración que se utilizó fue del tipo "SOLT y Adapter Removal" para



**Figura 63.** Circuito construido del amplificador de una etapa.

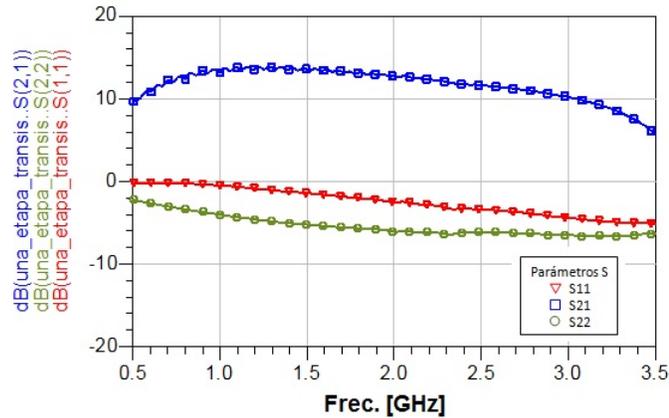
dejar los planos de referencia a la entrada y a la salida de los conectores SMA tipo hembra.

Apartir de la caracterización de obtuvieron los siguiente resultados:

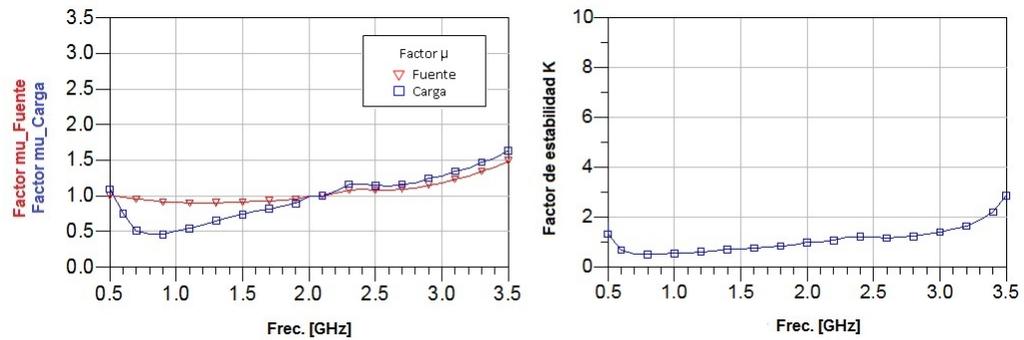
- Se obtiene los parámetros S del circuito caracterizado mostrados en la figura 64, los cuales se presentan las pérdidas por retorno a la entrada y salida (parámetros S11 y S22) y la ganancia (parámetro S21) .
- Apartir de los parámetros S se calculan los factores de estabilidad  $K$  y  $\mu$  presentados en la figura 65, lo cual nos indica que el circuito amplificador es potencialmente inestable desde frecuencias bajas a 2 GHz.

En la figura 64 se observan los parámetros S medidos, de los cuales los parámetros S11 y S22 no presentan un grado de acoplamiento esto es debido a la falta de redes de acoplamiento a la entrada y a la salida respectivamente. Ahora con respecto a la ganancia representada por el parámetro S21 se puede observar que por sí solo el transistor entrega una ganancia mayor a 10 dB dentro de la frecuencia de trabajo de 1 a 3 GHz, la única excepción que tiene es que no presenta un buen acoplamiento.

Aunque estos resultados no son satisfactorios, se verá en la siguiente sección, que con la estructura del amplificador de dos etapas estos resultados se modifican radicalmente, obteniéndose mejores pérdidas por retorno, así como también, mejora de la estabilidad.



**Figura 64.** Parámetros S del circuito amplificador de una etapa.



**Figura 65.** Factores de estabilidad del amplificador de una etapa.

Por último, en la figura 65 muestra los factores de estabilidad  $\mu$  y K, en la literatura (Gonzalez, 1996) nos indica que para que el transistor o en este caso el amplificador sea estable y no presente oscilaciones el valor de los factores debe ser mayor a 1, para ambos casos no es posible hasta la frecuencia de 2 GHz. Si se hace una comparación con los resultados del análisis del transistor de la sección 4.2.2 se observa que con las redes de alimentación contribuyeron para estabilizar al transistor.

### 5.3.2. Construcción y caracterización eléctrica del amplificador balanceado

Para la construcción del Amplificador Balanceado se utilizaron los siguientes elementos:

- Un divisor de potencia en cuadratura a la entrada, el cual está dividido en dos partes: un divisor de potencia Wilkinson y el complemento un defasador metamaterial en cuadratura propuesto,
- Una etapa de amplificación intermedia que consta de dos ramas idénticas
- Un combinador de potencia en cuadratura a la salida (similar al divisor de potencia en cuadratura).

Para la construcción del divisor de potencia en cuadratura es importante mencionar sus valores y dimensiones de cada una de las partes que lo forman:

- Para la primera parte, apartir de los valores calculados se ajustaron los valores de  $Z1$  y  $Z2$  con el fin de emplear resistencias de  $100\Omega$ , según se indica en el apartado 4.3. Los valores finales quedaron de la siguiente manera: el ancho y la longitud de la línea de transmisión de impedancia  $Z2$  igual a  $65\Omega$  y la longitud eléctrica de  $90^\circ$  son:  $W = 2.245$  mm y  $L = 23.252$  mm. Para la línea de transmisión de impedancia  $Z1$  de  $87.78\Omega$  y con longitud eléctrica de  $90^\circ$  son:  $w = 1.215$  mm y  $L = 23.734$  mm.
- Segunda parte, un defasador diferencial diseñado con el concepto metamaterial, el cual consta de 2 secciones:
  - La primera sección PLH (mano izquierda pura) es una línea de transmisión metamaterial de una celda y la segunda sección PRH (mano derecha pura)

es una línea de transmisión convencional. Los valores de la celda unitaria de la sección PLH consta de los siguientes elementos: dos capacitores  $C_L$  en serie y un inductor en paralelo  $L_L$ ,  $C_L$  ( $= 2.85$  pF) y  $L_L$  ( $= 7.124$  nH). Los capacitores de la celda unitaria son elementos concentrados comerciales en chip (ATC-600S2R8) con una capacitancia de  $5.6$  pF ( $\approx 2C_L$ ) y el inductor es transformado en microcinta cuyas dimensiones son: ( $w = 0.25$  mm y longitud  $l = 8.275$  mm) en cortocircuito con el plano de tierra por un vía hole implementado para  $L_L$ .

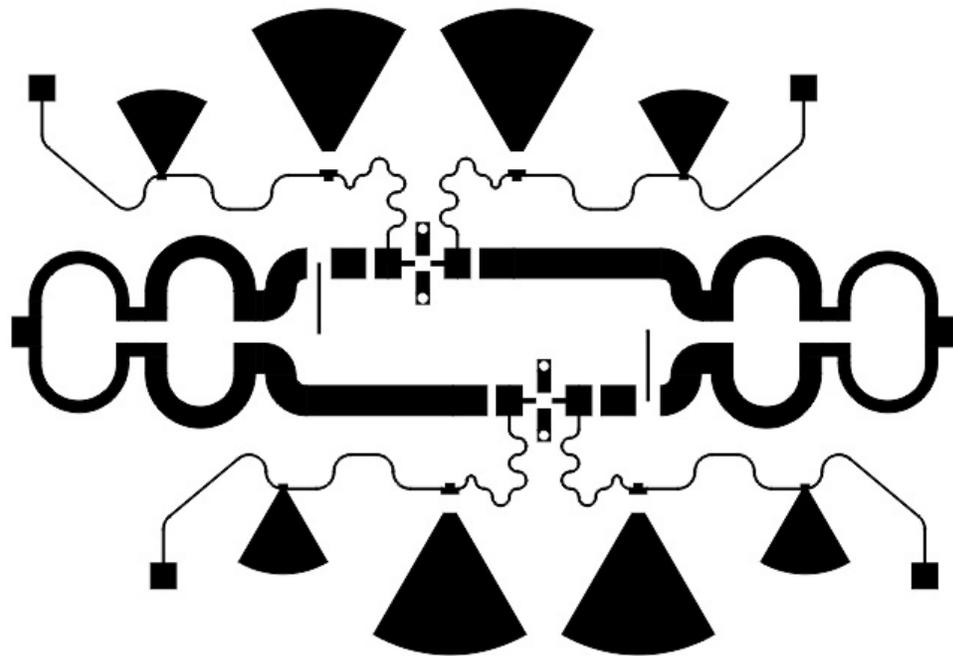
- La segunda sección, la parte PRH, se diseño para que sea una línea de transmisión con impedancia característica de  $50\Omega$  y longitud eléctrica de  $50^\circ$ . Por lo tanto, el PRH-TL tiene una longitud de  $12.688$  mm y un ancho de  $3.514$  mm. Sin embargo, cuando el desplazamiento de fase diferencial se obtiene, se encuentra que el desplazamiento de fase diferencial es menor que el valor deseado ( $80^\circ \pm 10^\circ$ ), lo anterior se debe a los efectos parásitos de  $C_L$  y  $L_L$ . El problema se resuelve mediante la adición de una línea de transmisión de  $50^\circ$  de longitud eléctrica en la rama inferior. La longitud aumenta desde cero grados hasta que el cambio diferencial de fase requerido se haya obtenido. Para el caso particular, se agregó una línea de transmisión con longitud  $l = 3.712$  mm y un ancho  $w = 3.514$  mm, a la sección PRH para contrarrestar los efectos parásitos.

El proceso de construcción del amplificador balanceado consiste de los siguientes pasos:

- Generar el Layout del circuito final usando el programa ADS, la topología se muestra en la figura 66.

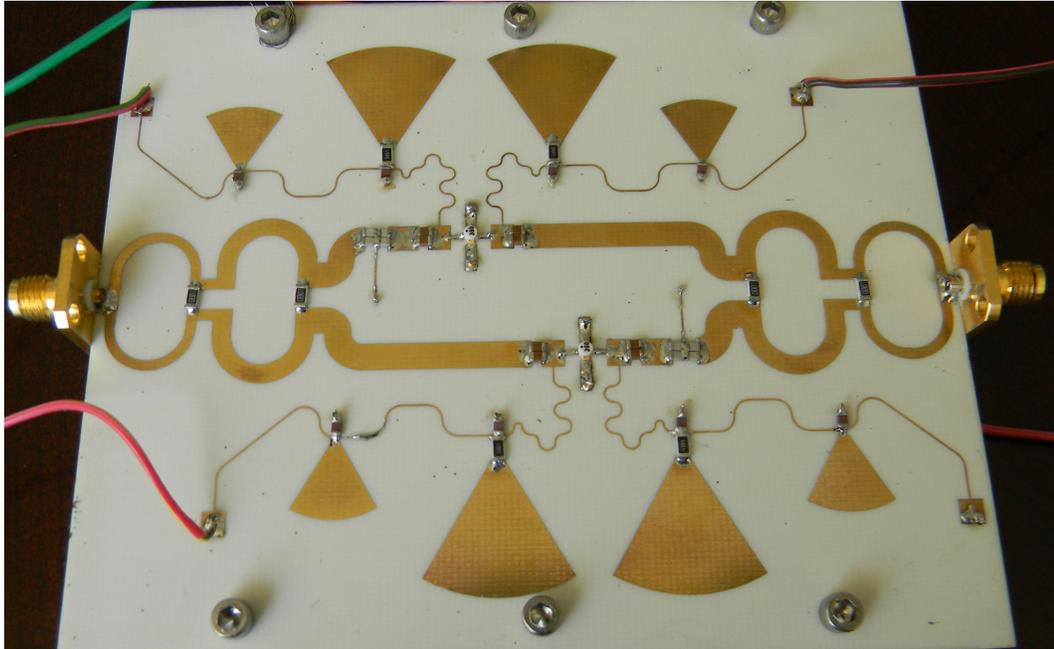
- Grabado del circuito sobre el substrato RO4003C usando el proceso fotolitográfico presentado en el apéndice A.
- Construcción de los "via hole", realizando barrenos necesarios para interconectar algunos elementos al plano de tierra.
- Ensamblar elementos concentrados en el circuito (resistencias, capacitores y transistores) y conectores SMA a los puertos de entrada y salida.

El proceso de ensamblado de los elementos concentrados es similar al del amplificador de una etapa.



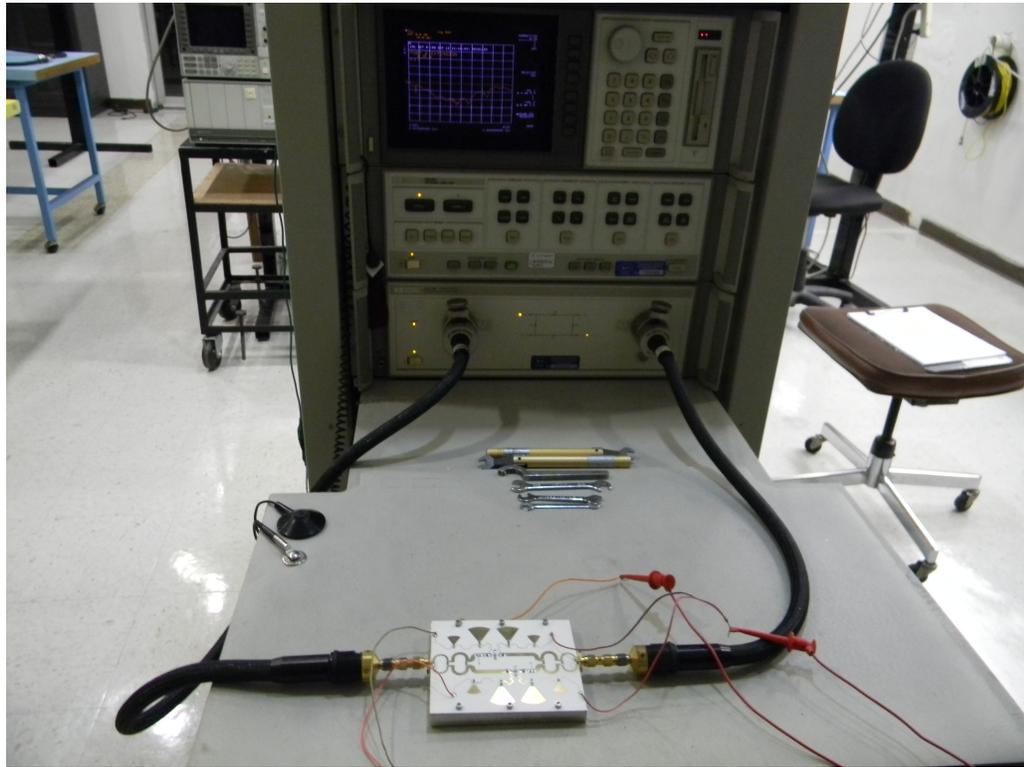
**Figura 66.** Layout final del amplificador balanceado.

En la figura 67 se muestra una fotografía del circuito final del Amplificador Balanceado, la cual incluye todos sus componentes.



**Figura 67.** Circuito del amplificador balanceado construido y armado.

Para la caracterización eléctrica del Amplificador Balanceado se llevo a cabo utilizando un analizador de redes vectorial HP8510C. La calibración que se utilizo fue del tipo "SOLT y Adapter Removal" para dejar los planos de referencia a la entrada y a la salida de los conectores SMA tipo hembra, como se muestra en la figura 68.



**Figura 68.** Medición de los parámetros S de amplificador balanceado.

En la figura 69 y 70 se presenta la comparación de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  medidos con los teóricos en la banda de 0.5GHz a 3.5 GHz.

Se puede observar de las gráficas mencionadas anteriormente, que el amplificador presenta un grado de adaptación bueno en la banda de diseño  $S_{11}$  y  $S_{22} \ll -10\text{dB}$  tanto medido como teórico.

De igual manera, la figura 71 presenta la comparación de los resultados medidos con los teóricos del parámetros  $S_{21}$  correspondiente a la ganancia del Amplificador Balanceado. Los resultados obtenidos son mayores a 10dB a partir de 1.024 GHz hasta 2.9 GHz y después de 2.9 GHz hasta 3.303 GHz en adelante baja la ganancia a 8 dB.

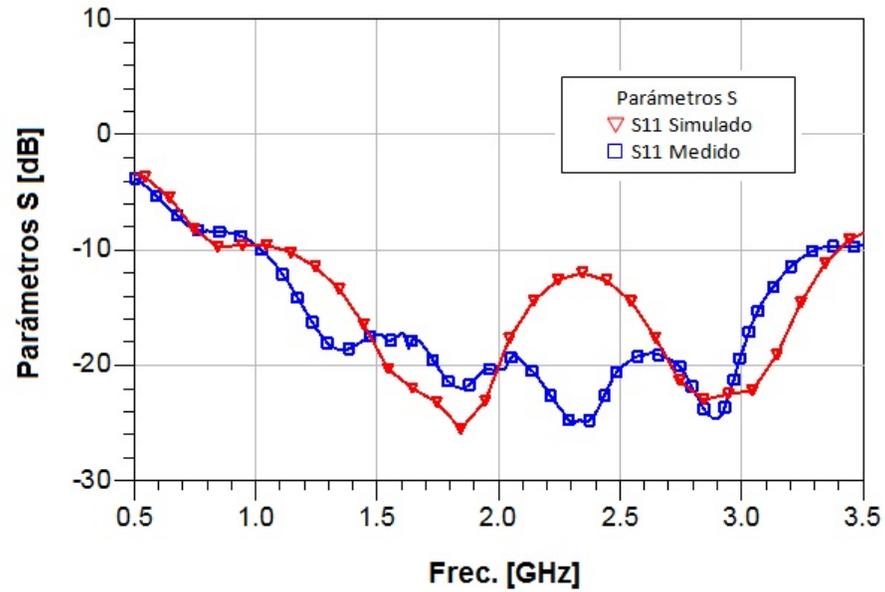


Figura 69. Comparación del parámetro S11: análisis electromagnético vs medidos.

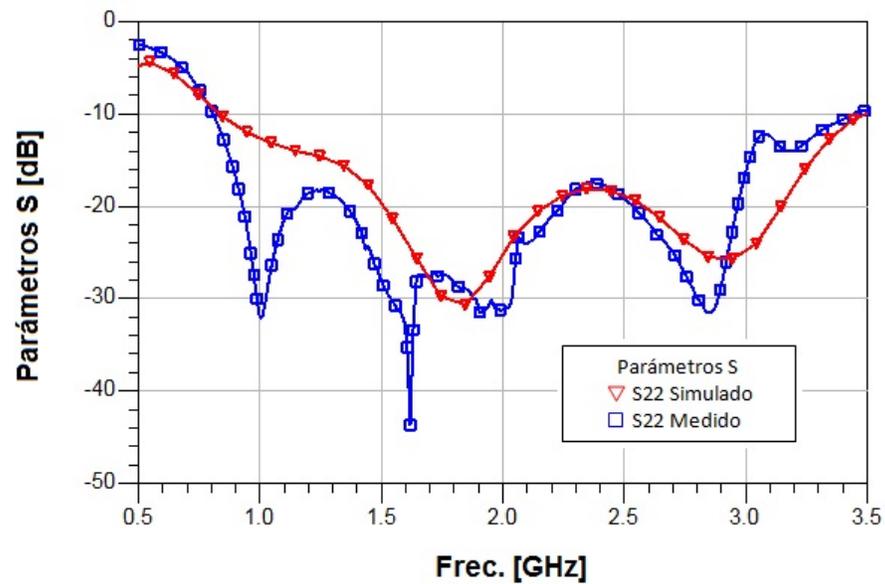


Figura 70. Comparación del parámetro S22: análisis electromagnético vs medidos.

En la figura 72-a, se muestran los factores de estabilidad  $\mu$  de la fuente y  $\mu$  de la carga, y en la figura 72-b, se presenta al factor de estabilidad  $K$  calculados a partir de los parámetros S medidos.

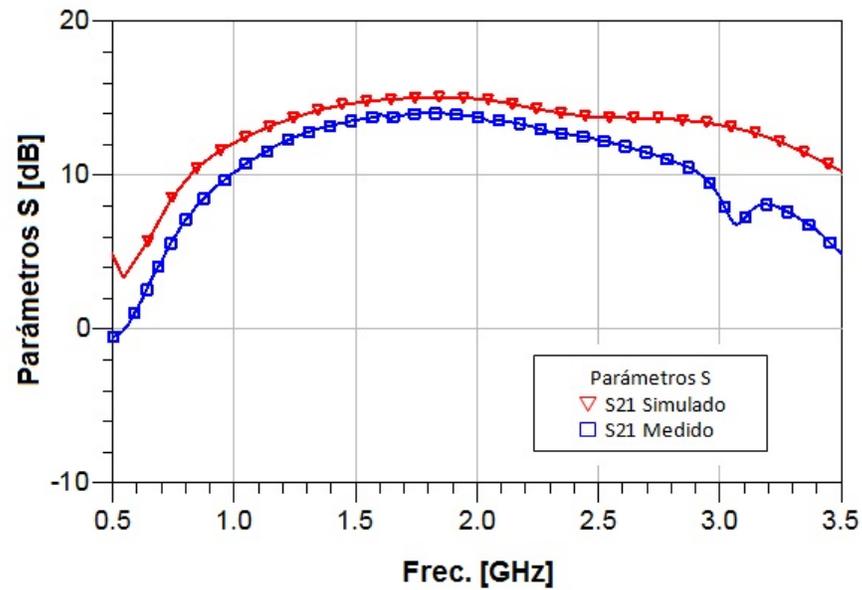


Figura 71. Comparación del parámetro S21: análisis electromagnético vs medidos.

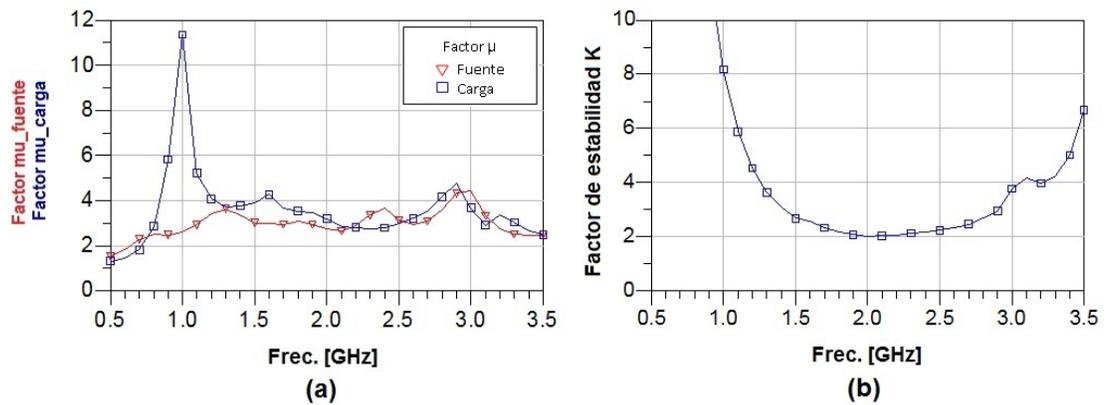


Figura 72. Factor de estabilidad  $\mu$  y K medidos

De las gráficas de la figura 72, se puede observar que los factores de estabilidad son mayores a 1, esto asegura que el amplificador balanceado diseñado no presentará oscilaciones en la banda de operación, evitando que se puedan dañar los dispositivos activos utilizados.

En la tabla 11, se presenta la comparación del Ancho de Banda Fraccional (ABF) entre el Amplificador Balanceado analizado con el medido. Se puede observar de la comparación entre los resultados del análisis vs medidos se obtuvo un ancho de banda fraccional mayor al 90 % requerido para este trabajo de tesis. Presentando un corrimiento en frecuencia de 100 MHz en los parámetros S medidos.

**Tabla 11.** Comparación de resultados del amplificador balanceado: análisis electromagnético vs medidos

Amplificador Balanceado	$F_1$ [GHz]	$F_2$ [GHz]	ABF
Análisis electromagnético	1.145	3.445	100.218 %
Medido	1.024	3.303	105.364 %

## Conclusiones y recomendaciones

### Conclusiones

En éste proyecto de tesis, se diseño y construyó un amplificador balanceado de microondas. Para la realización del amplificador, se estudió y se aplicó la teoría de los metamateriales en conjunto con la teoría clásica de las líneas de transmisión. Se demostró que mediante la metodología propuesta, es posible obtener amplificadores de alta ganancia con un ancho de banda amplio. El amplificador balanceado propuesto, fue construido utilizando técnicas de fotolitografía sobre un sustrato de baja constante dieléctrica ( $\epsilon_r = 3.38$ ), la caracterización eléctrica del prototipo se llevó a cabo mediante un analizador de redes vectorial HP 6510. El prototipo construido tuvo un ancho de banda fraccional del 105 % utilizando una sola celda.

### Aportaciones del proyecto realizado

Las aportaciones de este proyecto son las siguientes:

- La aportación más importante, es que se utiliza la tecnología de metamateriales en el diseño de Amplificadores Balanceados. En particular en el divisor/combinador de potencia en cuadratura, lo cual resulta atractivo para aplicaciones biomédicas (detección temprana de cáncer) en las que se requiere anchos de banda grandes.

## Recomendaciones

Las recomendaciones a realizar en proyectos futuros que se desprenden de este trabajo son las siguientes:

- Se pretende extender el diseño propuesto para el desarrollo de amplificadores de bajo ruido basado en estructuras CRLH. Para lo cual será necesario considerar la caracterización de ruido de transistores y amplificadores. También se considerarán amplificadores compuestos por transistores con sus redes de adaptación para aumentar la ganancia y disminuir el ruido del amplificador.
- Así también, extender el concepto propuesto en esta tesis para el desarrollo de amplificadores de doble banda cuyas bandas de operación operen de manera independiente.
- Para el diseño de amplificadores es necesario estabilizar al transistor antes de continuar con el desarrollo.
- Con respecto a este proyecto de tesis es necesario que se continúe estudiando la línea de investigación de metamateriales, ya que se pueden obtener nuevos conocimientos para enriquecer la tecnología de microondas.
- El realizar este amplificador de microondas puede ser el inicio de una investigación completa para seguir trabajando y construir un sistema completo que pueda ser aplicado a la imagenología. Se recomienda continuar con esta línea de investigación para tratar de desarrollar herramientas de diagnóstico (detección y tratamiento de cáncer) utilizando tecnología de microondas por tratarse de energía no ionizante.

## Referencias bibliográficas

- Agilent-EEsof-EDA (2001). Overview on Lange coupler desing. Reporte técnico, Agilent Technologies. Recuperado de: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-8911EN.pdf>.
- Avago-Technologies (2008). 2-18 Ghz. Ultra low noise pseudomorphic HEMT. Reporte técnico, Avago Technologies. Recuperado de: [http://www.avagotech.com/pages/en/rf\\_microwave/transistors/fet/atf-36077/](http://www.avagotech.com/pages/en/rf_microwave/transistors/fet/atf-36077/).
- Avago-Technologies (2010a). L band amplifier using the ATF-36077 Low noise pHEMT. Reporte técnico, Avago Technologies. Recuperado de: [http://www.avagotech.com/pages/en/rf\\_microwave/transistors/fet/atf-36077/](http://www.avagotech.com/pages/en/rf_microwave/transistors/fet/atf-36077/).
- Avago-Technologies (2010b). Low noise amplifier for 2.3Ghz. Reporte técnico, Avago Technologies. Recuperado de: [http://www.avagotech.com/pages/en/rf\\_microwave/transistors/fet/atf-36077/](http://www.avagotech.com/pages/en/rf_microwave/transistors/fet/atf-36077/).
- Avago-Technologies (2010c). Low noise amplifier for 5.7Ghz using the ATF-36077 Low noise pHEMT. Reporte técnico, Avago Technologies. Recuperado de: [http://www.avagotech.com/pages/en/rf\\_microwave/transistors/fet/atf-36077/](http://www.avagotech.com/pages/en/rf_microwave/transistors/fet/atf-36077/).
- Bialkowski, M. E. (2006). A planar microwave imaging system with step-frequency synthesized pulse using different calibration methods. *Microwave and optical thechnology letters*, **48**(3), 511–516.
- Caloz, C. (2006). *Electromagnetic Metamaterials: transmission line theory and microwave applications*. Wiley Interscience.
- Cohn, S. B. (1968). A class of broadband three-port TEM-mode hybrids. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, **16**(2), 110–116.
- Gonzalez, G. (1996). *Microwave Transistor Amplifiers. Analysis and Desing*. Prentice Hall, 2nd Ed.
- González, P. J. (2001). Diseño de divisores/combinadores de potencia wilkinson usando elementos discretos. *URSI*. Recuperado de: [http://ursi.usc.es/articulos\\_modernos/articulos\\_villaviciosoadon\\_2001/articulos/198.pdf](http://ursi.usc.es/articulos_modernos/articulos_villaviciosoadon_2001/articulos/198.pdf).
- Hammerstad, E. (1975). Equations for microstrip circuit design. Pag. 268–272, Hamburgo, Germany. Proceedings of 5th European Microwave Conference.
- Madou, M. J. (2011). *Fundamentals of Microfabrication and Nanotechnology*. CRC Press, 3rd Ed.

- Matthaei, G. L. (1980). *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*. Artech House, 2nd Ed.
- Mukherjee, M. (2010). *Advanced microwave and millimeter wave technologies semiconductor devices circuits and systems*. InTech.
- Pendry, J. B. (1999). Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE Trans. Micr. Theory. Tech*, **44**(11), 2075–2084.
- Pozar, M. D. (2004). *Microwave Engineering*. Wiley, 3rd Ed.
- Theta-J-Associates (2001). Merits of Balanced Amplifier. Recuperado de: [http://www.theta-j.com/pdf/ce/appnotes/wantcom\\_app\\_note-Balanced\\_Amplifier\\_101.pdf](http://www.theta-j.com/pdf/ce/appnotes/wantcom_app_note-Balanced_Amplifier_101.pdf).
- Tseng, C. H. (2008). Improvement of return Loss Bandwidth of Balanced Amplifier Using Metamaterial-Based Quadrature Power Splitters. *Microwave and optical technology letters*, **18**(4), 269–271.
- Veselago, V. G. (2011). The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ . *Soviet Physics Uspekhi*, **10**(4), 509–514.
- Ward, A. (1997). Low noise amplifiers for 2304, 3456, 5760, and 10368 Mhz using the ATF-36077 pHEMT. Reporte técnico. Recuperado de: <http://www.cqham.ru/forum/attachment.php?attachmentid=5059&d=1159982222>.

## Apéndice A

### Proceso Fotolitográfico

#### A.1. Introducción

El proceso fotolitográfico consiste de los siguientes pasos: elaboración de mascarilla, grabado en sustrato y decapado de sustrato.

#### A.2. Elaboración de mascarilla

La mascarilla es el resultado de una exposición fotográfica para transmitir el diseño deseado a una película fotográfica. La mascarilla es un patrón geométrico que se utiliza en el proceso de construcción de circuitos, el rol de la mascarilla consiste en grabar un patrón en el sustrato, donde se desee realizar el circuito.

Los pasos y tiempos aproximados para realizar la mascarilla (toma de fotografía y revelado) son los siguientes:

- Tiempo de exposición de la película fotográfica durante 10 segundos (fotografía).
- Revelador, se sumerge la película en el reactivo revelador durante 20 segundos aproximadamente, en un cuarto oscuro, este tiempo es aproximado dependiendo de las características de la película. Antes de pasar la película al siguiente reactivo, hay que enjuagar en agua para continuar con el proceso de revelado, dado que el revelador sigue actuando sobre la película.
- Fijador, se deja la película dentro del reactivo fijador durante un 1 min. aprox., hasta que la película se torne transparente.

Preparación de reactivos:

- Revelador más agua destilada, en proporción 1:9 (Rad : Agua destilada)
- Fijador más agua destilada, en proporción 1:9 (Fixer : Agua destilada)

Otro método emergente para la elaboración de una mascarilla, para casos en el que el tiempo es el principal factor o es necesario realizar una prueba es el siguiente:

- Exportar el layout para imprimir (Necesario una impresora Laser de buena calidad de impresión).
- Conseguir acetato especial para impresión a Laser.
- Ajustar parámetros de impresión (Color, resolución, etc).
- Verificar la calidad de impresión.

Este proceso emergente permite obtener líneas de hasta 200  $\mu\text{m}$  de ancho.

### **A.3. Proceso de Fotoenmascaramiento**

En este proceso es muy importante la limpieza del substrato, antes de comenzar es necesario utilizar guantes de grado quirúrgico. El lugar donde se realiza el proceso es un cuarto amarillo, como se indica:

- Se limpia la superficie del substrato en el que se va grabar el patrón (circuito), para eliminar de grasa y polvo utilizando un abrasivo de metales. (brasso; arranca-grasa y abrillantador, acetona, alcohol). Se puede utilizar nitrógeno para eliminar cualquier partícula de polvo.

- En el cuarto amarillo, se coloca el substrato sobre la base de un centrifugador (Spiner), con la máquina de vacío encendida y bien sujeta la placa.
- Se le deposita sobre el substrato de manera uniforme fotorresist con un gotero (Fotorresist: reactivo fotosensible)
- Se centrifuga al substrato durante 30 seg. con una velocidad promedio de 1500 rpm.
- Se seca el fotorresist aplicado al substrato, introduciéndolo al horno a una temperatura de  $100^{\circ}C$  durante 7 min.
- Se coloca la mascarilla sobre la superficie del substrato con fotorresist, esta debe quedar sujeta entre el substrato y un vidrio delgado totalmente limpio.
- Se exponer a la luz UV durante 30 seg al substrato. Dependiendo de la cercanía de la placa y la lámpara será el tiempo de exposición.
- Se sumerge el substrato en el revelador (Shippley 510; se prepara en proporción 1:1 con agua destilada) durante 20 segundos y enseguida enjuagar con agua destilada.
- Este proceso deja al fotorresist sobre la superficie de cobre, formando el patrón grabado del circuito. Se debe revisar que el patrón quede perfectamente grabado y no tenga imperfecciones (hoyos, discontinuidades, etc.).
- Si el patrón está perfecto, se pasa al proceso de decapado, sino se debe de repetir el proceso.

## A.4. Decapado

Es necesario proteger el plano de tierra del circuito con cinta adhesiva, asegurando que no tenga alguna entrada de líquido.

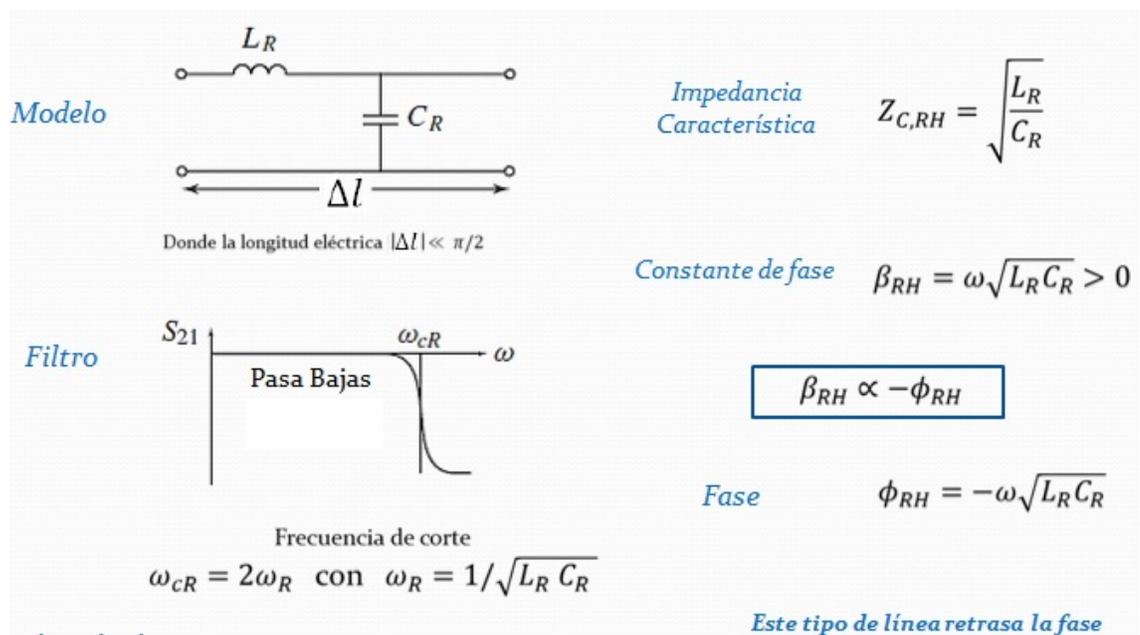
- Para este proceso, se emplea Cloruro Férrico (Agente químico que ayuda a corroer todo el cobre que no quedo protegido por el fotorresist).
- Se sumerge la placa de modo que se encuentre con la cara hacia abajo (cara de fotorresist), esperando aprox. 5 min o verificar que no tenga cobre en las partes que no se desea
- Se lava con agua y se limpia toda la placa con acetona para remover el fotorresist del patrón grabado.

## Apéndice B

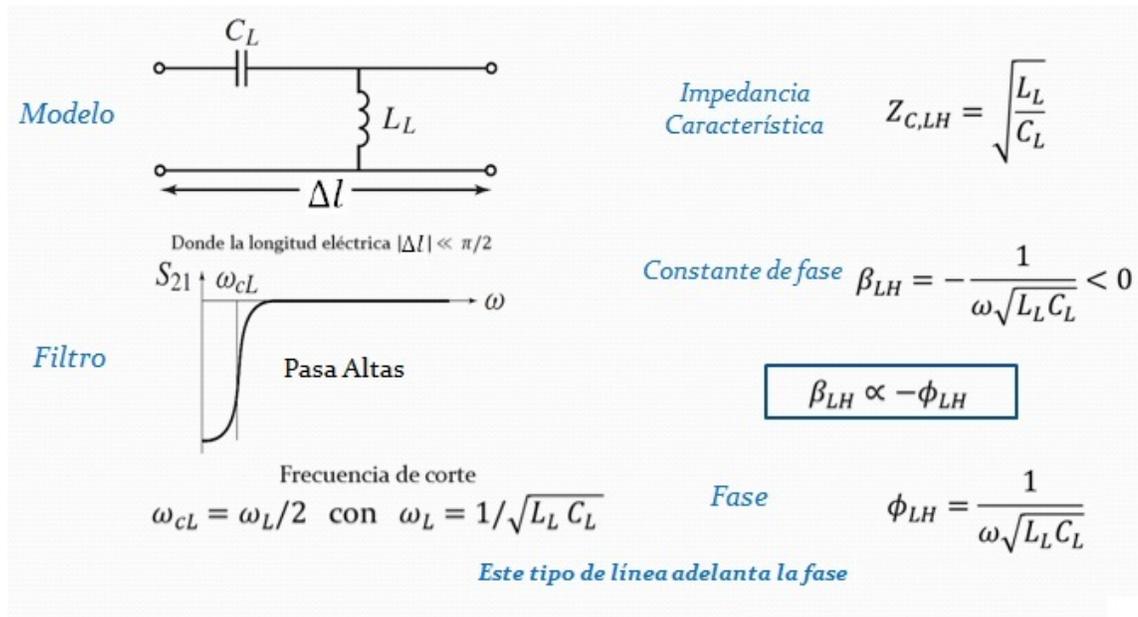
### Resumen de líneas de transmisión

Se presenta las tres tecnologías de líneas de transmisión utilizadas en esta trabajo de tesis (Caloz, 2006).

#### B.1. Línea de transmisión convencional o de mano derecha (Caloz, 2006)



## B.2. Línea de transmisión de mano izquierda (tipo metamaterial)(Caloz, 2006)



B.3. Línea de transmisión compuesta (del tipo CRLH, metamaterial)(Caloz, 2006)

