



INAOE

Diseño de amplificadores balanceados de microondas

por

Israel Hernández Díaz

Tesis sometida como requisito parcial para obtener el grado de
Maestro en Ciencias en el Área de Electrónica en el Instituto
Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica

Supervisada por:

**Dr. Alonso Corona Chávez,
Dr. José Luis Olvera Cervantes, INAOE**

© INAOE 2012

El autor otorga al INAOE el permiso de reproducir y distribuir copias
en su totalidad o en partes de esta tesis



Tesis de Maestría

POR:

Israel Hernández Díaz

ASESORES:

Dr. Alonso Corona Chávez

Dr. José Luis Olvera Cervantes

Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica
Coordinación de Electrónica

TONANTZINTLA, PUEBLA.

ENERO 2012

Dedicado a mis familiares y amigos.

Agradecimientos

A mi familia: Mi madre y mis hermanos que me han apoyado.

A mis amigos: me han ayudado y acompañado en las buenas y en las malas. Muchas gracias Victor Hugo Carbajal, Erick Guerrero, Rosalinda Ortiz, Antonio Baylon.

A mis asesores: Dr. Alonso Corona Chávez y Dr. José Luis Olvera Cervantes por su paciencia y el tiempo brindado durante la realización de este proyecto.

A mi jurado de examen: Dr. Javier de la Hidalga Wade, Dr. Ignacio Enrique Zaldívar Huerta y Dr. Reydezel Torres Torres, por su tiempo y sus constructivos comentarios, para el mejoramiento de este trabajo.

Al Instituto Nacional de Astrofísica Óptica y Electrónica (INAOE) por la oportunidad, los servicios y las facilidades que me ofrecieron para realizar estos estudios.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por la beca asignada con numero de registro 235173, durante los estudios de maestría.

Resumen

Este trabajo está enfocado al diseño de amplificadores de microondas de banda ancha utilizando la configuración de amplificadores balanceados. Un amplificador balanceado consta de un divisor de potencia en cuadratura a la entrada, dos amplificadores, y un combinador de potencia en cuadratura a la salida. Un amplificador balanceado se considera balanceado cuando los sus dos amplificadores son idénticos. En este tipo de amplificadores, el ancho de banda queda determinado por el ancho de banda del divisor/combinador.

En esta tesis se propone un nuevo esquema 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, una línea de 270° eléctricos e impedancia de 50 Ohms, y un filtro pasabanda el cual está formado por un stub de 90° en corto circuito a la entrada seguido por una línea de 180° eléctricos y otro stub de 90° en corto circuito a la salida.

El circuito propuesto utiliza transistores pseudomórficos de alta movilidad de electrones (PHEMT) de Arsenuro de Galio (GaAs), como circuitos amplificadores. Sin embargo, el circuito propuesto también podría ser logrado con otro tipo de transistores de alta frecuencia tales como MOSFET (Transistor de Efecto de Campo Metal-Óxido), MESFET (Transistores de Efecto de Campo Metal-Semiconductor), HBT (Transistor Bipolar de Heterounión) y HEMT (Transistores de Alta Movilidad de Electrones). El circuito propuesto mejora el ancho de banda del amplificador basado en las pérdidas por regreso a la entrada y salida.

En este trabajo se presenta un diagrama generalizado del circuito propuesto y como casos particulares se presenta el diseño de un amplificador a la frecuencia

central de 1 GHz, otro a la frecuencia central de 2 GHz y un tercero a la frecuencia central 6.85 GHz. Basados en simulaciones, los amplificadores diseñados alcanzan un ancho de banda fraccional de 93.4 %, 85.8 % y 83.2 % respectivamente. Es importante mencionar que dichos amplificadores pueden encontrar aplicaciones por ejemplo receptores de radioastronomía, imagenología, estaciones base inalámbricas, entre otros.

Palabras clave - Amplificador de microondas, amplificador de banda ancha, amplificador balanceado.

Abstract

This work is focused on the design of broadband microwave amplifiers using balanced amplifiers configuration. A balanced amplifier consists of a quadrature power divider at the input, two amplifiers, and a quadrature power combiner at the output. An amplifier is considered balanced when the two amplifiers are identical; in this type of amplifiers, the bandwidth is determined by the bandwidth of the divider/combiner.

In this thesis, a new diagram for balanced amplifiers based on a new configuration of dividers/combiners in quadrature is proposed. The proposed divider consists of a Wilkinson divider of two-stage, a line of 270 electrical degrees and impedance of 50 Ohms, and a bandpass filter which consists of a 90° short circuit stub at the entrance followed by a line of 180 electrical degrees and other 90° short-circuited stub at the output.

The proposed circuit uses Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor (pHEMT) of gallium arsenide (GaAs) as amplifier circuits. However, the proposed circuit could also be achieved with other high-frequency transistors such as MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor), HBT (Heterojunction Bipolar Transistor) and HEMT (High Electron Mobility Transistors). The proposed circuit improves the bandwidth of the amplifier based on the input and output return losses.

A generalized diagram is presented. In addition, particular cases such as an amplifier at a center frequency of 1 GHz, another one at a center frequency of 2 GHz, and a third one with a center frequency of 6.85 GHz are presented. Based on simulations, the designed amplifiers reached a fractional bandwidth of 93.4%, 85.8% and 83.2% respectively. It is worthy to mention that these amplifiers can find

applications in radio astronomy receivers, imaging systems, wireless base stations, among others.

Index Terms - Microwave amplifiers, broadband amplifier, balanced amplifier.

Tabla de Contenido

Agradecimientos	III
Resumen	v
Abstract	VII
Lista de Figuras	XI
Lista de Tablas	XV
1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.1.1. Aplicaciones Potenciales	2
1.2. Objetivos	3
1.2.1. Objetivo General	3
1.2.2. Objetivos Específicos	3
1.3. Organización de la tesis	4
2. Amplificadores balanceados	5
2.1. Amplificador balanceado [5]	5
2.2. Amplificador balanceado con divisor Wilkinson	7
2.3. Amplificador balanceado con acoplador híbrido	9
2.4. Antecedentes	10
3. Amplificador balanceado propuesto en esta tesis	17
3.1. Transistor ATF36077	17
3.2. Cambiador de fase diferencial en cuadratura	23

3.3. Divisor de potencia de banda ancha	28
3.4. Esquemático generalizado del amplificador propuesto y un diseño a la frecuencia central de 2 GHz	30
3.5. Comparaciones entre los divisores de potencia y resultados	31
4. Diseño y Simulación de amplificadores Balanceados a la frecuencia central de 1 GHz, 2 GHz y 6.85 GHz	37
4.1. Introducción	37
4.2. Líneas de transmisión del tipo microcinta	37
4.3. Diseño de Amplificador Balanceado a 1 GHz	39
4.3.1. Divisor Wilkinson de doble etapa a 1 GHz	39
4.3.2. Cambiador de fase diferencial en cuadratura	41
4.3.3. Divisor de potencia propuesto	43
4.3.4. Red de polarización	45
4.3.5. Amplificador balanceado	47
4.4. Diseño de Amplificador Balanceado a 2 GHz y 6.85 GHz	48
5. Conclusiones y trabajo a futuro	53
5.0.1. Conclusiones	53
5.0.2. Trabajo a futuro	54
Bibliografía	55

Lista de Figuras

1.1. Repetidor multicanal de banda ancha.	2
2.1. Esquemático de un Amplificador Balanceado.	5
2.2. Esquema de un divisor de potencia Wilkinson.	7
2.3. Esquemático de un Amplificador Balanceado usando el divisor Wilkinson.	8
2.4. Parámetros S simulados con líneas ideales del amplificador balanceado. Los marcadores indican al parámetro de menor ancho donde esta por debajo de los -10 dB	9
2.5. Esquema de una Branchline	10
2.6. Esquemático del Amplificador Balanceado usando el acoplador Branchline.	10
2.7. Parámetros S simulados con líneas ideales del amplificador balanceado usando Branchline como divisor y combinador.	11
2.8. Fotografía del amplificador balanceado de 1 a 2 GHz (Escala mostrada en pulgadas) [10].	12
2.9. Estructura del amplificador balanceado en la banda-x [11].	13
2.10. Amplificador balanceado fabricado de la estructura propuesta [12].	13
2.11. Características de ganancia medidas del amplificador de banda ancha con varias condiciones de polarización [13].	14
2.12. Fotografía del Chip HEMT LNA de ancho de banda [13].	14
2.13. Configuración de un amplificador balanceado usando QPS basados en metamateriales [9].	15
2.14. Mediciones de las pérdidas por retorno (a) a la entrada y (b) a la salida usando un FET simple y amplificadores balanceados usando divisores de potencia en cuadratura (QPS) y acopladores branch-line (BLC) [9].	15

3.1. Parámetros S en Carta Smith del transistor ATF36077.	19
3.2. Parámetros S en Carta Smith del transistor ATF36077.	20
3.3. Parámetros S_{11} y S_{22} del transistor ATF36077.	21
3.4. Ganancia del transistor ATF36077.	21
3.5. Factor de estabilidad K del transistor ATF36077.	21
3.6. Diagrama del cambiador de fase diferencial en cuadratura.	23
3.7. Circuito SUB1 con una generador a la entrada y carga a la salida. . .	25
3.8. Esquemático del cambiador de fase diferencial en cuadratura.	27
3.9. Diagrama del divisor de potencia Wilkinson de doble etapa.	28
3.10. Interpolación entre los puntos.	28
3.11. Esquemático del amplificador balanceado con el divisor propuesto. . .	31
3.12. Parámetros S del Amplificador Balanceado usando el divisor propuesto.	31
3.13. Parámetro S_{11} de cada uno de los divisores simulados.	32
3.14. Parámetros S de los 3 divisores a) S_{21} , b) S_{22} , c) S_{31} y d) S_{32}	33
3.15. Fase de los 3 divisores a) Branchline, b) Propuesto, c) Wilkinson . . .	35
3.16. Parámetros S del Amplificador Balanceado a) S_{11} , b) S_{21} y c) S_{22} . . .	36
4.1. Estructura general de una línea de microcinta.	38
4.2. Diagrama del Divisor Wilkinson.	40
4.3. Esquemático del divisor de potencia usando un conjunto de datos. . .	40
4.4. Parámetros S del divisor de potencia de doble etapa.	41
4.5. Layout del del cambiador de fase en cuadratura.	41
4.6. Parámetros S del diferenciador de fase a 1 GHz, a) S_{11} , S_{21} y S_{22} , b) S_{33} , S_{43} y S_{44} , c) diferencia de fase entre los puertos de salida	42
4.7. Definición de las dimensiones en los ángulos de 90°	43
4.8. Layout del divisor propuesto.	44
4.9. Parámetros S del divisor propuesto a 1 GHz, a) S_{11} , S_{22} , y S_{33} . b) S_{21} , S_{31} , c) S_{32} y d) diferencia de fase entre los puertos de salida	45
4.10. Red de polarización T.	46
4.11. Parámetros S de la red de polarización T usando líneas microstrip ideales.	46
4.12. Parámetros S del amplificador balanceado a 1 GHz simulando el mo- mentum.	47
4.13. Esquemático del amplificador balanceado final.	48
4.14. Factor de estabilidad K del amplificador balanceado a 1 GHz.	48

4.15. Layout del amplificador balanceado a 1 GHz.	49
4.16. Parámetros S del amplificador balanceado a 2 GHz simulando el momentum.	49
4.17. Factor de estabilidad K del amplificador balanceado a 2 GHz.	50
4.18. Diagrama del amplificador balanceado a 2 GHz.	50
4.19. Parámetros S del amplificador balanceado a 6.85 GHz simulando el momentum.	51
4.20. Factor de estabilidad K del amplificador balanceado a 6.85 GHz.	51
4.21. Diagrama del amplificador balanceado a 6.85 GHz.	52

Lista de Tablas

2.1. PERFORMANCE SUMMARY OF THE PUBLISHED BAS AND THIS WORK	15
3.1. Tabla del VSWR contra las pérdidas por retorno vs la potencia transmitida.	22
3.2. Comparación de los FBW de los parámetros S_{11} de los divisores de potencia	32
3.3. Comparación de los FBW de la fase ϕ_{21} de los divisores de potencia .	34
3.4. Comparación de los FBW en las configuraciones de Amplificador Balanceado	34

1.1. Motivación

La necesidad de amplificadores de señal en sistemas de comunicación es muy clara, tanto para aumentar los niveles de la señal desde los valores próximos al ruido en sistemas receptores, como para conseguir altos niveles de señal en los transmisores. En general, se necesita un amplificador siempre que se busque un aumento en el nivel de la señal. Las características de los amplificadores dependerán de cada aplicación concreta. Además de la frecuencia de trabajo, las características que definen las aplicaciones de un amplificador de RF son la banda relativa, los niveles máximos de potencia y la figura de ruido.

La diferencia entre amplificadores de baja frecuencia (operacionales, amplificadores de control, etc.) y los de radiofrecuencia o microondas no radica sólo en la frecuencia de trabajo; existe una clara diferencia tecnológica, proceso de diseño y en algunos casos en la estructura circuital utilizada [1].

Así también, el uso de gran ancho de banda en estos va siendo cada vez más necesario, por las velocidades de transmisión y la cantidad de información a enviar. Aunque actualmente no existe una definición unificada para el ancho de banda, ya que esta dependerá del nivel de desarrollo de cada país y su innovación tecnológica. La banda ancha puede representar capacidades de transmisión superiores a los 128 Kbps o superiores a los 512 Kbps [2].

Un ejemplo de un sistema de banda ancha se muestra en la Figura 1.1 de un

repetidor de banda ancha. La antena receptora está conectada a un amplificador de bajo ruido (LNA) como en todos los transportadores. Se emplean circuitos sintonizados de ancho de banda muy amplio para que reciban y amplifiquen el ancho de banda completo. Un amplificador de bajo ruido, proporciona la ganancia. Un mezclador traslada todas las señales de llegada a sus frecuencias equivalentes menores del enlace de bajada. El oscilador local se usa para trasladar las entradas de frecuencias menores. El amplificador de banda ancha en seguida del mezclador amplifica este espectro completo [3].

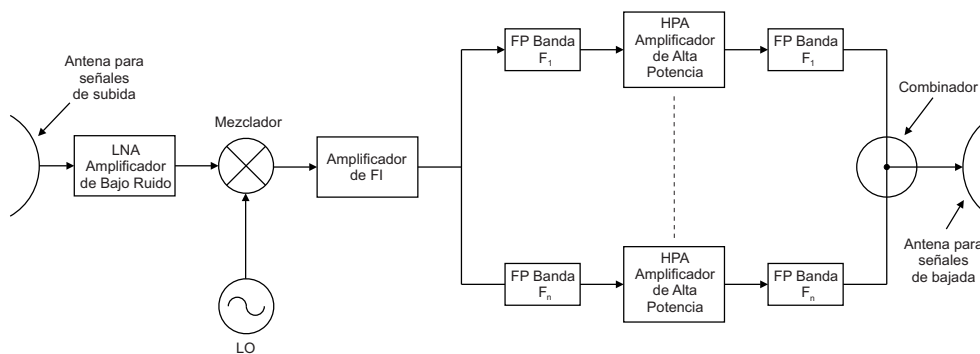


Figura 1.1: Repetidor multicanal de banda ancha.

1.1.1. Aplicaciones Potenciales

Las señales utilizadas en sistemas de telecomunicaciones ocupan un determinado espacio, llamado ancho de banda. Cada señal puede ocupar más o menos espacio, es decir, tener mayor o menor ancho de banda. En función de esto, las señales se pueden clasificar en:

- Señales de Banda Estrecha.
- Señales de Banda Ancha

Algunos sistemas de banda ancha son los siguientes:

a) La especificación IEEE 802.11 (ISO/IEC 8802-11) es un estándar internacional que define las características de una red de área local inalámbrica (WLAN). Wi-Fi (que significa “Fidelidad inalámbrica”, a veces incorrectamente abreviado WiFi), funciona en la banda de 2.4 GHz a 2.497 GHz [2].

b) Bluetooth es una especificación industrial para Redes Inalámbricas de Área Personal (WPANs) que posibilita la transmisión de voz y datos entre diferentes dispositivos mediante un enlace por radiofrecuencia en la banda ISM de los 2.4 GHz. La frecuencia de radio con la que trabaja está en el rango de 2.4 GHz a 2.48 GHz [2].

c) WIMAX se usa para la transmisión de datos y trabaja de 2.3 GHz a 3.5 GHz [4].

d) Televisión digital DTV que se encuentra en los 650 MHz y DAB (“Digital Audio Broadcasting”) Radiodifusión Sonora Digital que trabaja en 188.5 MHz y 1464.5 MHz.

e) Sistemas de radar para imagenología como son los denominados GPR, SAR, ISAR. Los GPR operan dentro de un rango de frecuencias entre 10 MHz y 10 GHz. Los SAR para aplicaciones medicas, utilizan UWB de 3.1 GHz a 10.7 GHz.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo General

Estudio de amplificadores de microondas basados en la configuración de amplificadores balanceados y proponer una nueva configuración de amplificadores balanceados poniendo énfasis en el mejoramiento del ancho de banda, basado en las pérdidas por retorno y ganancia.

1.2.2. Objetivos Específicos

- Estudiar los amplificadores balanceados en configuraciones conocidas como son aquellos basados en divisor/combinador Wilkinson y acopladores híbridos.
- Proponer un nuevo esquema de amplificador balanceado poniendo énfasis en el diseño de un nuevo cambiador de fase en cuadratura y un divisor Wilkinson de banda ancha.
- Describir la teoría de operación del circuito propuesto.

- Comprobar el circuito propuesto mediante simulaciones utilizando elementos ideales y simulaciones electromagnéticas.

1.3. Organización de la tesis

En el capítulo 1, se hace una mención de algunos sistemas de banda ancha, así como los objetivos generales y particulares de este trabajo.

En el segundo capítulo se presenta el principio de operación de los amplificadores balanceados, basados en sus parámetros de dispersión [S]. También se mencionan las ventajas y desventajas de los amplificadores balanceados. Posteriormente se hace una descripción de amplificadores balanceados, basados en divisores de potencia Wilkinson y acopladores híbridos. En este capítulo se presentan simulaciones de los amplificadores usando elementos ideales.

En el capítulo 3, se describe el transistor utilizado en esta tesis así como sus parámetros S en carta Smith, su ganancia y sus pérdidas por retorno. Posteriormente se presenta el estudio y análisis del cambiador de fase diferencial en cuadratura, para lo cual se presentan las ecuaciones de su análisis y un esquemático del circuito. También se presenta el diseño de un divisor de potencia Wilkinson de banda ancha. Por último se presenta un diagrama generalizado del amplificador propuesto y se presentan simulaciones para un amplificador balanceado a la frecuencia central de 2 GHz.

En el cuarto capítulo se presenta el diseño de amplificadores balanceados a tres distintas frecuencias de operación, las cuales son: 1 GHz, 2 GHz y 6.85 GHz. En primer lugar se presentan las principales ecuaciones para calcular las dimensiones de las líneas de transmisión en la tecnología de microcinta. Se diseña el divisor de banda ancha y el cambiador de fase diferencial a una frecuencia de operación de 1 GHz. Este capítulo incluye el diseño de redes de polarización para los transistores. Para los amplificadores de 2 GHz y 6.85 GHz se sigue el mismo proceso de diseño, pero solo se muestran los resultados de estos así como su respectivo layout.

Por último en el capítulo cinco se hacen las conclusiones y el trabajo a futuro

Amplificadores balanceados

En este capítulo se presenta la teoría de operación de los amplificadores balanceados. También se dan a conocer las ventajas y desventajas de dichos amplificadores. Posteriormente se muestran las topologías más importantes de amplificadores balanceados los cuales están basados en divisores/combinadores del tipo Wilkinson y acopladores híbridos.

2.1. Amplificador balanceado [5]

Un amplificador balanceado consta de dos dispositivos de amplificación que son ejecutados en cuadratura. Es decir, están operando con 90° de diferencia en la fase. El esquemático de este amplificador se muestra en la Figura 2.1.

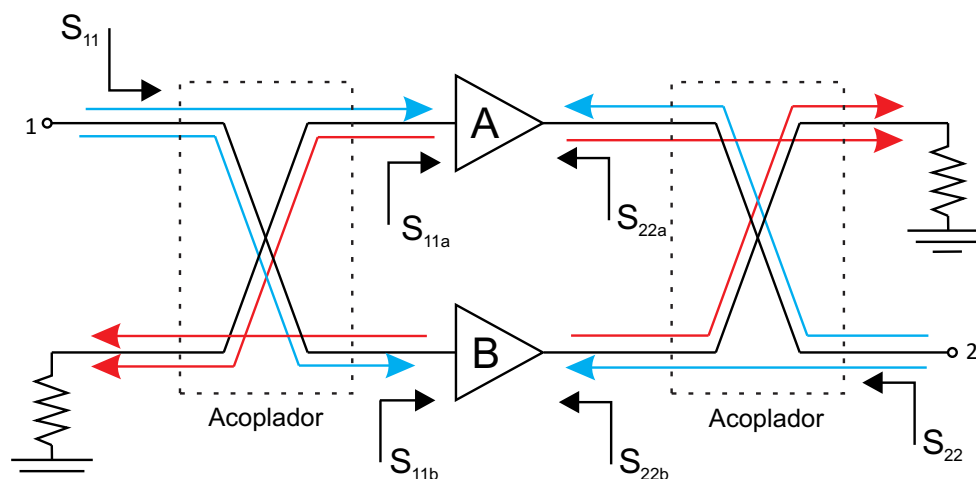


Figura 2.1: Esquemático de un Amplificador Balanceado.

Para una red de tres puertos tal como un divisor/combinador, se tiene que si sus

puertos están acoplados y si existe una diferencia de fase en el puerto 2 y 3 de $\pi/2$ entonces su matriz de parámetros S está dada por la ecuación (2.1.1).

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{e^{-j\pi/2}}{\sqrt{2}} & \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}} \\ \frac{e^{-j\pi/2}}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1.1)$$

En el amplificador balanceado que se muestra en la Figura 2.1, la entrada del acoplador de 3 dB divide la potencia de entrada igualmente a los amplificadores A y B, y la salida del acoplador de 3 dB combina las señales de salida de los amplificadores. Los parámetros S, que describen el comportamiento, del amplificador balanceado, en función de los parámetros $S_{ija,b}$ de los amplificadores independientes son:

$$S_{11} = \frac{e^{-j\pi}}{2}(S_{11a} - S_{11b}) \quad (2.1.2a)$$

$$S_{21} = \frac{e^{-j\pi/2}}{2}(S_{21a} + S_{21b}) \quad (2.1.2b)$$

$$S_{12} = \frac{e^{-j\pi/2}}{2}(S_{12a} + S_{12b}) \quad (2.1.2c)$$

$$S_{22} = \frac{e^{-j\pi}}{2}(S_{22a} - S_{22b}) \quad (2.1.2d)$$

Por lo tanto,

$$|S_{11}| = 0.5|S_{11a} - S_{11b}| \quad (2.1.3a)$$

$$|S_{21}| = 0.5|S_{21a} + S_{21b}| \quad (2.1.3b)$$

$$|S_{12}| = 0.5|S_{12a} + S_{12b}| \quad (2.1.3c)$$

$$|S_{22}| = 0.5|S_{22a} - S_{22b}| \quad (2.1.3d)$$

La manera de obtener las ecuaciones (2.1.2) se basa en la matriz de parámetros S dada en (2.1.1) y en el análisis de ondas incidentes y reflejadas. Por ejemplo en el $S_{11}(= \frac{b_1}{a_1})$ se obtiene de la señal total reflejada en el puerto 1, la cual está dada por $b_1 = \frac{a_1}{2}e^{-j\pi}(S_{11a} - S_{22b})$, donde S_{11a} y S_{11b} son los coeficientes de reflexión de entrada del amplificador A y del amplificador B. El resto de los parámetros se obtiene de manera análoga.

Sí los amplificadores son idénticos, entonces $S_{11} = 0$ y $S_{22} = 0$ por lo tanto el ancho de banda del amplificador balanceado es limitado por el ancho de banda del acoplador.

Algunas de las ventajas de la configuración del amplificador balanceado son:

- 1.- Existe un alto grado de estabilidad.
- 2.- La potencia de salida es de dos veces la obtenida de un amplificador sencillo.
- 3.- Si uno de los amplificadores falla, el amplificador balanceado seguirá funcionando.

Las principales desventajas de la configuración de amplificador balanceado son que utiliza dos amplificadores, consume mayor potencia de dc y es más grande.

2.2. Amplificador balanceado con divisor Wilkinson

El divisor Wilkinson, es un circuito pasivo de 3 dB, el cual consta de un puerto de entrada y dos de salida. Cada puerto esta acoplado a una línea de transmisión de impedancia Z_0 . De la línea del puerto uno salen dos líneas de impedancia $Z_0\sqrt{2}$ con longitud eléctrica de $\lambda/4$. El divisor Wilkinson utiliza una resistencia para aislar el puerto 2 y 3, de valor $2Z_0$ como se muestra en la Figura 2.2. La matriz de parámetros S que describe el comportamiento de un divisor Wilkinson está dada en la ecuación (2.3.1) [6].

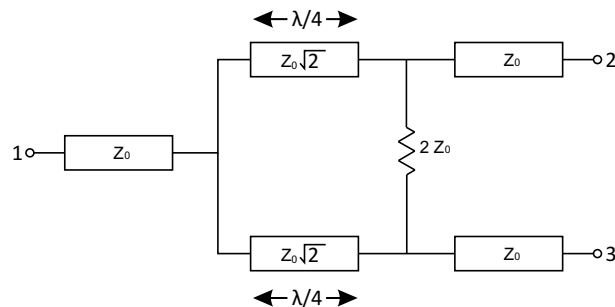


Figura 2.2: Esquema de un divisor de potencia Wilkinson.

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -j & -j \\ -j & 0 & 0 \\ -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.2.1)$$

De la matriz de parámetros S se puede ver que la diferencia de fase entre los puertos 2 y 3 es cero, por lo tanto, para utilizar el divisor Wilkinson en un amplificador balanceado es necesario agregar una línea de $\lambda/4$ a uno de los puertos de salida como se muestra en la Figura 2.3.

En la Figura 2.4 se muestra la respuesta de un prototipo a 2 GHz utilizando transistores ATF36077 y divisores Wilkinson con elementos ideales. Cabe mencionar que el transistor será descrito en el siguiente capítulo.

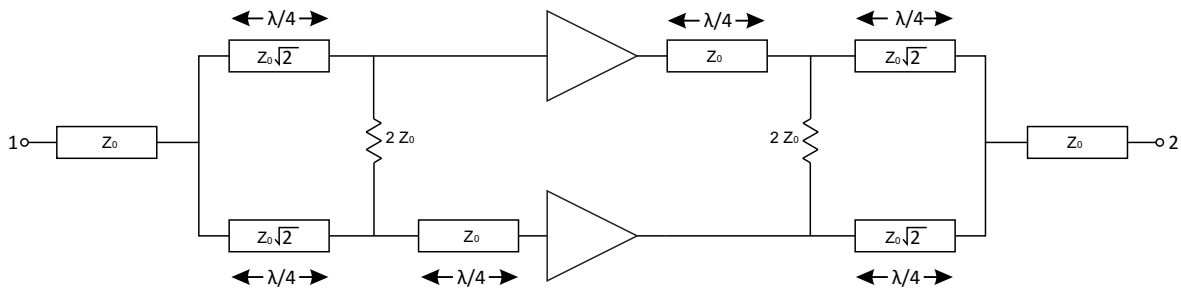


Figura 2.3: Esquemático de un Amplificador Balanceado usando el divisor Wilkinson.

Tomando el ancho de banda del amplificador como el rango de frecuencias donde las pérdidas por retorno a la entrada y salida son mejores que 10 dB, entonces, sí se define el ancho de banda fraccional (FBW) como:

$$FBW = \frac{\Delta f}{f_0} 100 = \frac{f_2 - f_1}{f_0} 100 \quad (2.2.2)$$

donde la frecuencia central f_0 es igual a:

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (2.2.3)$$

y f_1 y f_2 son la menor y máxima frecuencias por debajo de -10 dB.

Por lo tanto, el FBW del amplificador balanceado con divisores Wilkinson del prototipo presentado en esta sección es de 41.5 %.

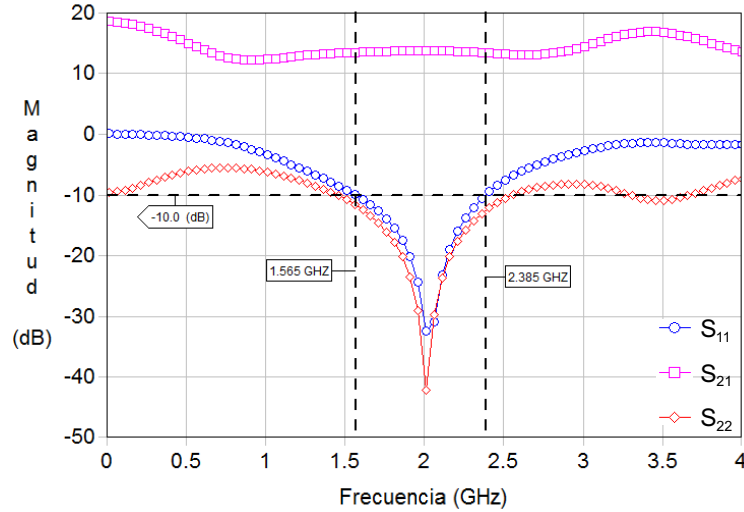


Figura 2.4: Parámetros S simulados con líneas ideales del amplificador balanceado. Los marcadores indican al parámetro de menor ancho donde esta por debajo de los -10 dB

2.3. Amplificador balanceado con acoplador híbrido

El acoplador híbrido, consta de de dos líneas de transmisión de impedancia Z_0 y un par de líneas más de impedancia $Z_0/\sqrt{2}$ tal como se muestra en la Figura 2.5. Cada una de las líneas tiene longitud eléctrica de $\lambda/4$. El circuito por ser simétrico 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 dos también es conocido 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° [7].

La matriz de parámetros S que describe el comportamiento de un acoplador híbrido es la siguiente [8]:

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (2.3.1)$$

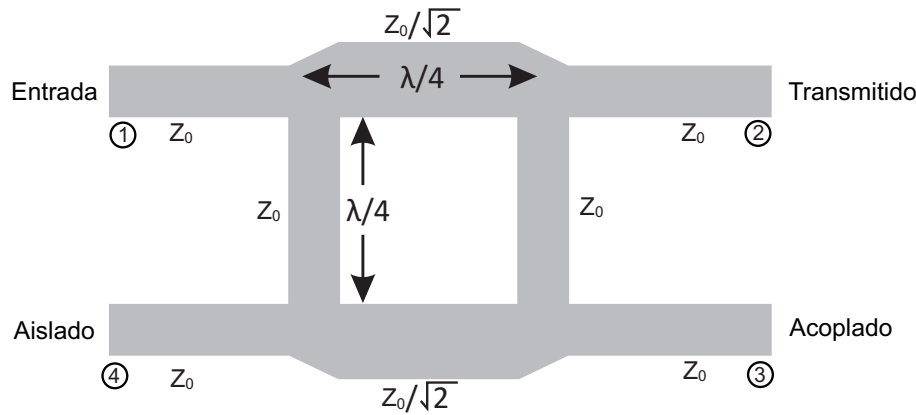


Figura 2.5: Esquema de una Branchline

De la matriz de parámetros S se puede ver que la diferencia de fase entre el puerto transmitido y el puerto acoplado es de 90° , 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 2.10 se muestra el esquemático de un amplificador utilizando dichos acopladores. En la Figura 2.7 se muestra la respuesta de un amplificador diseñado a 2 GHz considerando un acoplador híbrido ideal y transistores ATF36077. De dicha figura se puede concluir que el FBW de este amplificador es de 31 %, el cual es menor que el amplificador basado en divisores Wilkinson.

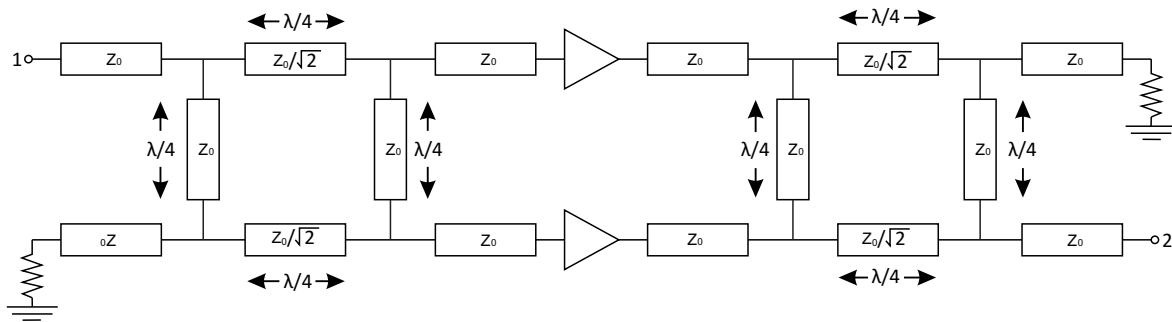


Figura 2.6: Esquemático del Amplificador Balanceado usando el acoplador Branchline.

2.4. Antecedentes

Convencionalmente, un amplificador balanceado es realizado por dos amplificadores idénticos con un acoplador híbrido de 90° a la entrada y salida (Figura

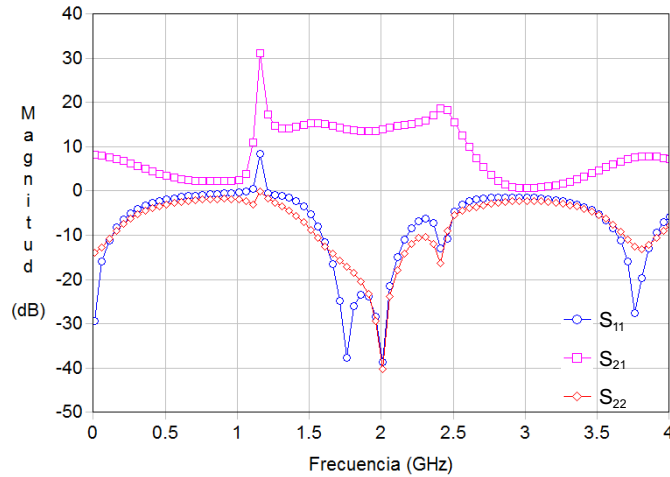


Figura 2.7: Parámetros S simulados con líneas ideales del amplificador balanceado usando Branchline como divisor y combinador.

2.10) [9]. Pero se han propuesto diferentes configuraciones para los amplificadores balanceados, usando distintos tipos de divisores/combinadores para estos, cambiando su tecnología y configuración para obtener un mayor ancho de banda posible.

Un ejemplo de amplificador balanceado usando transistores HEMT es el diseñado por Ortiz y Padin. Los detalles de diseño y resultados de mediciones para este amplificador transistor de alta movilidad de electrón (HEMT) se presentan en este artículo. El amplificador utiliza dispositivos HEMT empaquetados comercialmente disponibles (Fujitsu FHR02FH). A una temperatura física de 12 K el amplificador logra ruido de temperaturas entre 3 y 6 K sobre la banda de 1 a 2 GHz. La ganancia asociada es aproximadamente 20 dB. Este artículo fue una descripción de un amplificador HEMT balanceado enfriado de 1 a 2 GHz. A una temperatura física de 12 K el amplificador tiene un ruido de temperatura en el rango de 3 a 6 K y una ganancia aproximadamente de 20 dB. El amplificador fue diseñado principalmente como un amplificador IF de banda ancha para radioastronomía de onda milimétrica, pero también tiene aplicaciones en sistemas receptores de banda-L de banda ancha [10].

Otro diseño de amplificador balanceado es el realizado por Mohammad Nikfal Azar, Manochehr Kamyab y Mehrdad Djavid [11], donde usan un acoplador Lange. Dicho amplificador fue diseñado a una frecuencia central de 10 GHz usando tecnología microelectrónica. Diseñaron esta estructura en el rango de frecuencia de 8 a 12 GHz

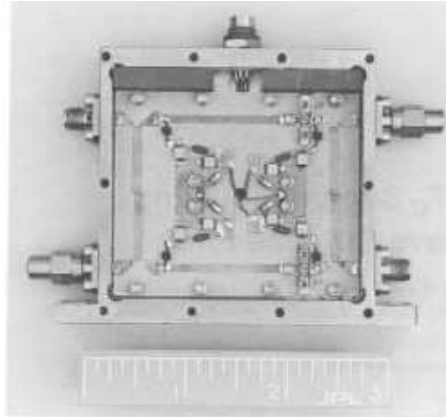


Figura 2.8: Fotografía del amplificador balanceado de 1 a 2 GHz (Escala mostrada en pulgadas) [10].

y se utiliza un acoplador Lange como un puerto de entrada y salida el cual tiene 17 dBm de potencia reflejada. El acoplador fue sido diseñado en el software HFSS al igual que en IE3D y el sustrato para este acoplador es TMM6. Los resultados de la fabricación del amplificador balanceado en la banda-X usando la tecnología microelectrónica están cercanos a los resultados simulados en el software AWR excepto S_{11} el cual está cercano a los resultados de HFSS. S_{21} tiene un cambio de frecuencia de 200 MHz debido al efecto de caja.

Usando la tecnología microelectrónica las limitaciones S para el acoplador Lange en esta frecuencia es menor a 30% de las cantidades de ganancia en AWR e incrementando la altura del sustrato pueden ser arreglados los ángulos de doblamiento en la salida en HFSS y el efecto de la altura del cobre de acuerdo al plateado debería ser uno de los pasos que deben estar alrededor de 50-80 microm [11].

Un novedoso amplificador de potencia balanceado utilizando la entrada reflejada es descrito en [12]. El amplificador balanceado propuesto muestra una mejora en términos de potencia de salida (P_{out}), ganancia en potencia, y eficiencia de potencia sumada (PAE) de 2.9 dB, 2.3 dB, y 7%, respectivamente. Este novedoso amplificador balanceado ha sido propuesto en este trabajo, y verificado mediante las mediciones. El amplificador balanceado propuesto adopta un amplificador auxiliar, conectado al puerto de aislamiento de BLHC, con el fin de reducir la señal reflejada. En los amplificadores balanceados convencionales que adoptan BLHC, la señal reflejada en el puerto de aislamiento es destruido porque es

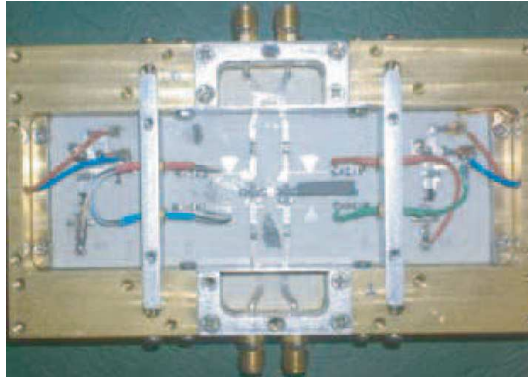


Figura 2.9: Estructura del amplificador balanceado en la banda-x [11].

solo es terminado a través del resistor de terminación. La señal amplificada a través del amplificador auxiliar es sumada en la salida BLHC, y contribuye a las mejoras de desempeño del amplificador balanceado. Las mediciones muestran que el amplificador balanceado propuesto ha mejorado P1dB, ganancia de potencia, y PAE en 2.9 dB, 2.3 dB y 7 % respectivamente, para la clase de modo de polarización AB, aun así dependen ligeramente de la clase de polarización del amplificador auxiliar [12].

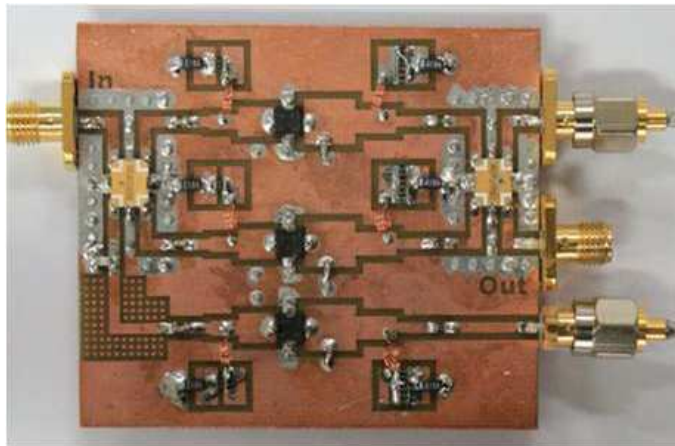


Figura 2.10: Amplificador balanceado fabricado de la estructura propuesta [12].

Otro ejemplo es como el diseño de un amplificador balanceado de bajo ruido AlGa_N/Ga_N HEMT MMIC de banda ancha [13], el cual es un amplificador con un ancho de banda de 3 a 16 GHz y ganancia de 20dB, que al calcular su FBW, es de 136.84 %, en la Figura 2.11 se muestran las características de ganancia del amplificador de banda ancha con diferentes condiciones de polarización.

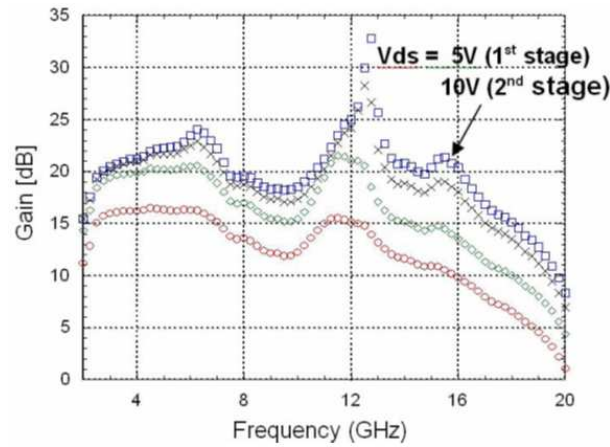


Figura 2.11: Características de ganancia medidas del amplificador de banda ancha con varias condiciones de polarización [13].

Este LNA balanceado AlGaIn/GaN HEMT MMIC (Figura 2.12) demostró un ancho de banda amplio de 3-16 GHz y alta ganancia de ~ 20 dB por primera vez, utilizando una guía de ondas coplanar (CPW) acoplador Lange [13].

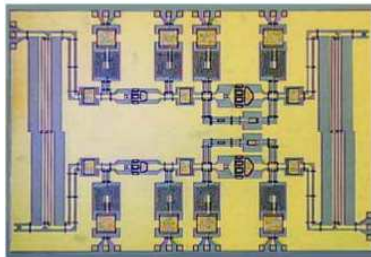


Figura 2.12: Fotografía del Chip HEMT LNA de ancho de banda [13].

Otro amplificador es el realizado por Chao-Hsiung Tseng y Chih-Lin Chang, que es un amplificador balanceado usando divisores de potencia basados en metamateriales [9]. Desarrollaron un nuevo divisor de potencia en cuadratura (QPS "quadrature power splitter") de banda ancha, utilizando la diferencia de fase de una línea de transmisión (TL) de metamateriales (MM). Esto es realizado con un divisor de potencia Wilkinson con una línea MM TL bien sintetizada de $+45^\circ$ y una línea de microcinta convencional (MS) de -45° , como se muestra en la Figura 2.13.

La Figura 2.14 muestra las características medidas de las pérdidas por retorno a la entrada y salida del amplificador, donde estas pérdidas son mejores que 10 dB de

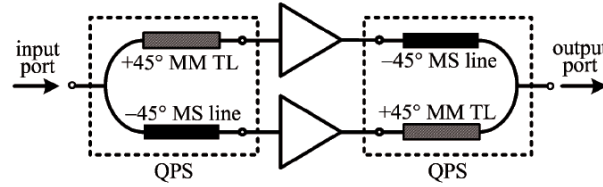


Figura 2.13: Configuración de un amplificador balanceado usando QPS basados en metamateriales [9].

1.2 GHz a 3.5 GHz, teniendo un ancho de banda relativo del 97.9%.

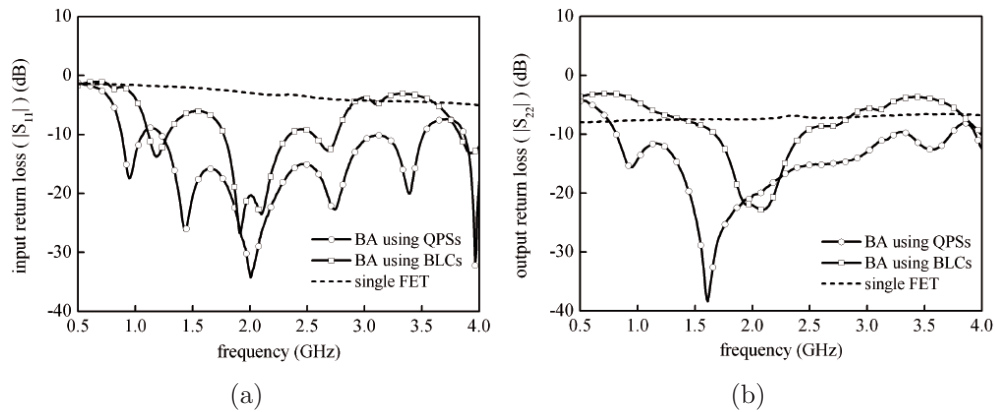


Figura 2.14: Mediciones de las pérdidas por retorno (a) a la entrada y (b) a la salida usando un FET simple y amplificadores balanceados usando divisores de potencia en cuadratura (QPS) y acopladores branch-line (BLC) [9].

También en [9], se hace una comparación entre ese trabajo con otros realizados anteriormente de amplificadores balanceados, mostrando sus anchos de banda relativos o FBW, estas comparaciones se muestran en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1: PERFORMANCE SUMMARY OF THE PUBLISHED BAS AND THIS WORK

	coupler type	frequency range	input/output return loss	relative bandwidth
[14]	CPW lumped-distributed couplers	13.3~15.5 GHz	-10 dB	15.3 %
[15]	branch-line coupler	15~24.5 GHz	-6.25 dB	49.4 %
[16]	CPW branch-line coupler	1.5-2.1 GHz	-10 dB	33.3 %
[17]	Lange coupler	5-11 GHz	-12.7 dB	75 %
[18]	Lange coupler	25~50 GHz	-15 dB	66.7 %
[13]	CPW Lange coupler	5~12 GHz	-10 dB	82.4 % *
[19]	broadside coupler	0.8~1.53 GHz	-20 dB	63 %
[20]	multilayer MMIC coupler	33~53 GHz	-14 dB	46.5 %
[9]	metamaterial-based QPS	1.2~3.5 GHz	-10 dB	97.9 %

* simulated results

Amplificador balanceado propuesto en esta tesis

3.1. Transistor ATF36077

El transistor que se utiliza en este trabajo de tesis es el ATF36077 (encapsulado cerámico), el cual es de tipo pHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) de Arsenuro de Galio (GaAs) con longitud de compuerta nominal de 0.2 μ m. Cabe mencionar que los amplificadores balanceados propuestos en esta tesis también pueden ser obtenidos con otro tipo de transistores de alta frecuencia como son los MOSFET (metal oxide semiconductor Field Effect Transistor), MESFET (metal semiconductor Field Effect Transistor), HBT (heterojunction bipolar transistor) y HEMT (high electron mobility transistors).

El transistor ATF36077 se eligió en este trabajo de tesis debido a que es un transistor empaquetado de ultra bajo ruido y bajo costo el cual tiene efectos parásitos reducidos debido a las terminales de compuerta, drenaje y fuente. Otra característica importante es que se trata de un transistor con figura de ruido menor a 0.8 dB a temperatura ambiente y ganancia asociada mayor a 10 dB hasta 16 GHz cuando se polariza con 1.5 V de V_{ds} y 10 mA de I_{ds} para V_{gs} de -0.2V. [21]

Otra característica importante del transistor ATF36077 es su baja resistencia de ruido lo cual reduce la sensibilidad del comportamiento de ruido debido a variaciones en el coeficiente de reflexión a la entrada. Esto lo hace apropiado para aplicaciones en comunicaciones satelitales, imagenología y sistemas para UWB. Es importante

mencionar que el transistor ATF36077 ha sido utilizado, por otros autores, para el desarrollo exitoso de amplificadores de banda angosta a 1.3 GHz [22], 2.3 GHz [23]-[24], 2.4 GHz [25], 5.7 GHz [26], y 2304, 3456 MHz, 5760MHz, y 10368 MHz [27] y 11.094 GHz [28].

En las Figuras 3.1 y 3.2 se muestran los parámetros S del transistor sobre la carta de Smith para el rango de frecuencias de 0.1 Ghz a 12 GHz. Por otro lado en la Figura 3.3 se muestran las pérdidas por retorno a la entrada y a la salida mientras que en la Figura 3.4 se exhibe la ganancia del transistor calculada con 50Ω en el puerto de entrada y en el puerto de salida. De esta gráfica se puede ver que el transistor presenta buena ganancia por lo cual, en primera instancia, se pensaría que podría funcionar como un amplificador. Sin embargo cuando se observa la gráfica de las pérdidas por regreso se puede concluir que están por arriba de los 10 dB lo cual significa que el porcentaje de potencia entregada a la carga esta por debajo del 90 % lo cual no es un valor aceptable para un sistema de altas frecuencias. Lo anterior se puede ver en la Tabla 3.1 en la cual se relaciona las pérdidas por regreso, potencia transmitida, potencia reflejada y el VSWR. Lo anterior significa que el transistor no puede ser utilizado como un amplificador debido a que está completamente desacoplado en sus puertos por lo tanto existen fuertes reflexiones en sus puertos.

Por otro lado, basado en los parámetros S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22} del transistor y en la ecuación (3.1.1), se ha calculado el factor de estabilidad K y su respuesta en función de la frecuencia se presenta en la Figura 3.5. De dicha figura se puede concluir que, bajo los criterios mencionados en [5], el transistor es potencialmente inestable, debido a que K es menor que 1, lo cual se traduce en problemas de oscilaciones espurias e indeseadas para fines de amplificación.

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3.1.1a)$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{21}S_{12}|} \quad (3.1.1b)$$

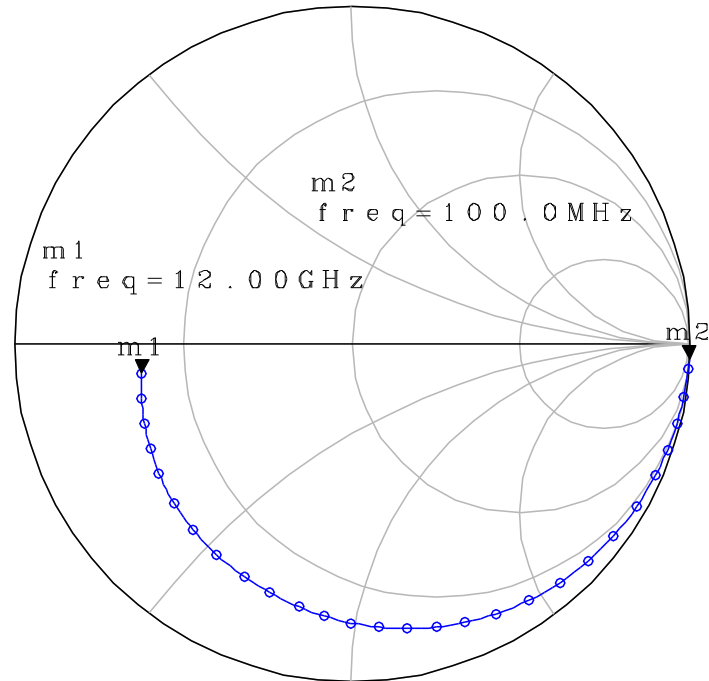
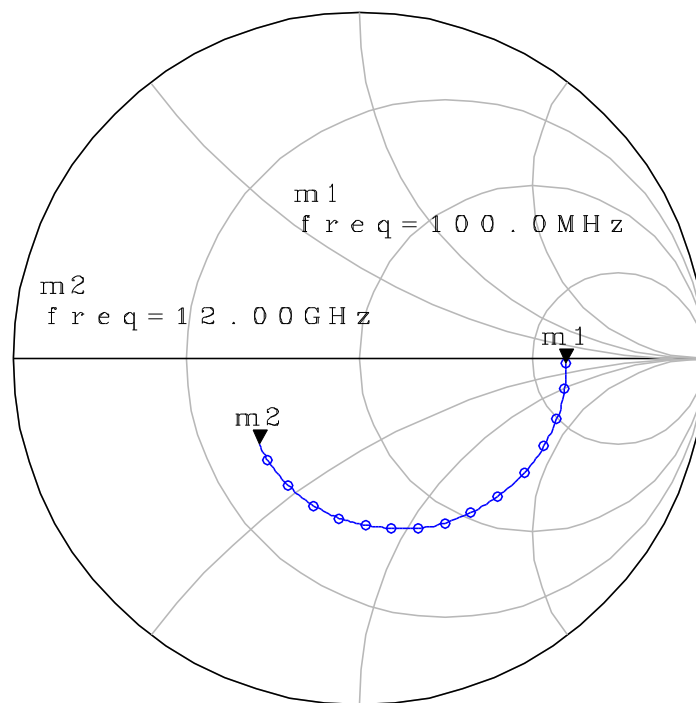
(a) S_{11} (b) S_{22}

Figura 3.1: Parámetros S en Carta Smith del transistor ATF36077.

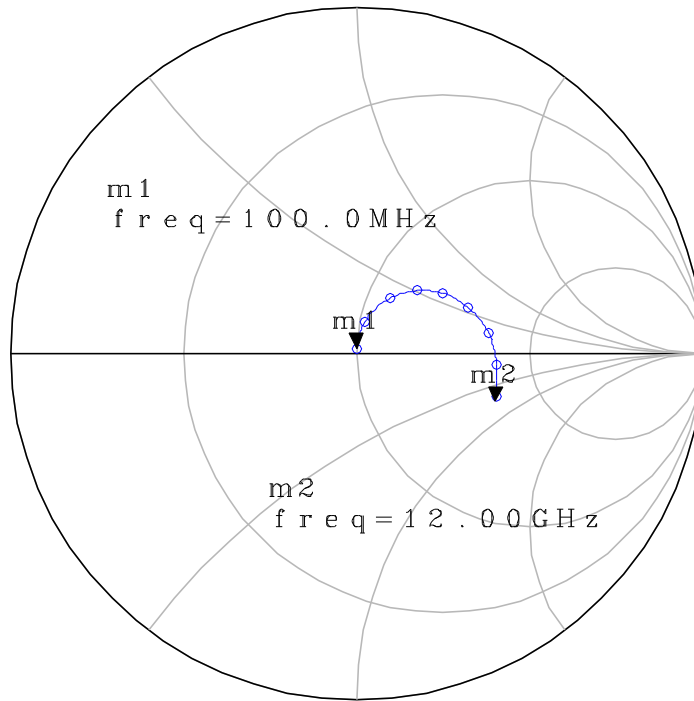
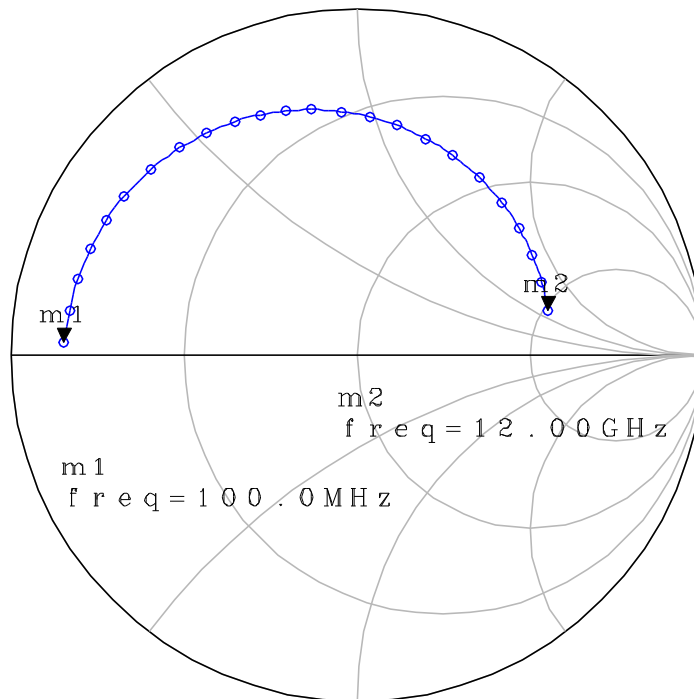
(a) $S_{12} * 5$ (b) $S_{21} / 6$

Figura 3.2: Parámetros S en Carta Smith del transistor ATF36077.

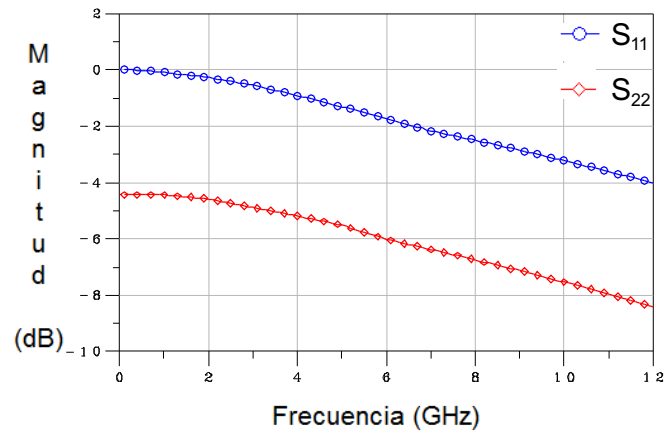


Figura 3.3: Parámetros S_{11} y S_{22} del transistor ATF36077.

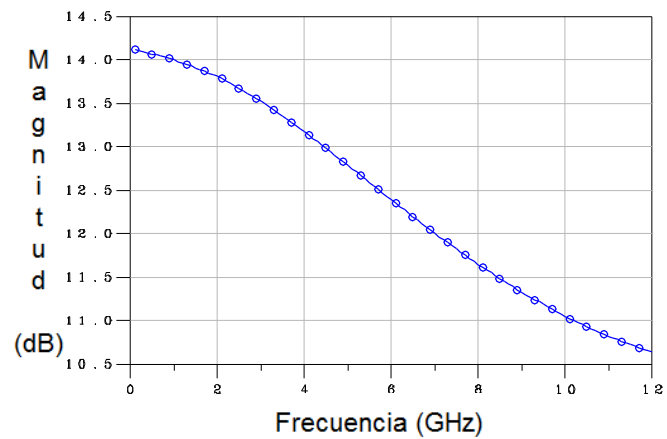


Figura 3.4: Ganancia del transistor ATF36077.

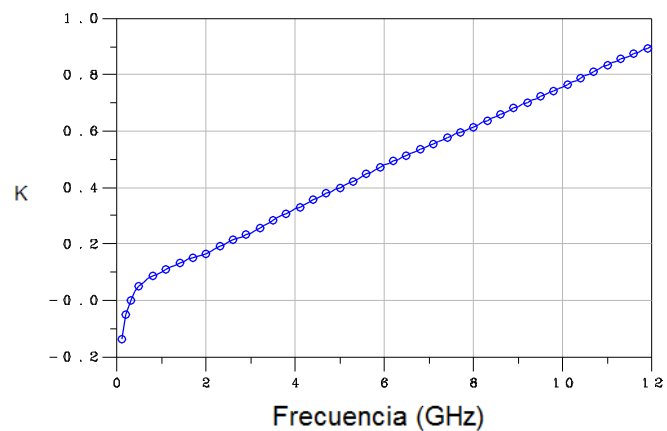


Figura 3.5: Factor de estabilidad K del transistor ATF36077.

Tabla 3.1: Tabla del VSWR contra las pérdidas por retorno vs la potencia transmitida.

VSWR	Return Loss (dB)	Trans Loss (dB)	Volt. Refl Coeff	Power Trans (%)	Power Refl (%)	VSWR	Return Loss (dB)	Trans Loss (dB)	Volt. Refl Coeff	Power Trans (%)	Power Refl (%)
1.00	-	0.000	0.00	100.0	0.0	1.64	12.3	0.263	0.24	94.1	5.9
1.01	46.1	0.000	0.00	100.0	0.0	1.66	12.1	0.276	0.25	93.8	6.2
1.02	40.1	0.000	0.01	100.0	0.0	1.68	11.9	0.289	0.25	93.6	6.4
1.03	36.6	0.001	0.01	100.0	0.0	1.70	11.7	0.302	0.26	93.3	6.7
1.04	34.2	0.002	0.02	100.0	0.0	1.72	11.5	0.315	0.26	93.0	7.0
1.05	32.3	0.003	0.02	99.9	0.1	1.74	11.4	0.329	0.27	92.7	7.3
1.06	30.7	0.004	0.03	99.9	0.1	1.76	11.2	0.342	0.28	92.4	7.6
1.07	29.4	0.005	0.03	99.9	0.1	1.78	11.0	0.356	0.28	92.1	7.9
1.08	28.3	0.006	0.04	99.9	0.1	1.80	10.9	0.370	0.28	91.8	8.2
1.09	27.3	0.008	0.04	99.8	0.2	1.82	10.7	0.384	0.29	91.5	8.5
1.10	26.4	0.010	0.05	99.8	0.2	1.84	10.6	0.398	0.29	91.3	8.7
1.11	25.7	0.012	0.05	99.7	0.3	1.86	10.4	0.412	0.30	91.0	9.0
1.12	24.9	0.014	0.06	99.7	0.3	1.88	10.3	0.426	0.30	90.7	9.3
1.13	24.3	0.016	0.06	99.6	0.4	1.90	10.2	0.440	0.31	90.4	9.6
1.14	23.7	0.019	0.07	99.6	0.4	1.92	10.0	0.454	0.31	90.1	9.9
1.15	23.1	0.021	0.07	99.5	0.5	1.94	9.9	0.468	0.32	89.8	10.2
1.16	22.6	0.024	0.07	99.5	0.5	1.96	9.8	0.483	0.32	89.5	10.5
1.17	22.1	0.027	0.08	99.4	0.6	1.98	9.7	0.497	0.32	89.2	10.8
1.18	21.7	0.030	0.08	99.3	0.7	2.00	9.5	0.512	0.32	88.9	11.1
1.19	21.2	0.033	0.09	99.2	0.8	2.50	7.4	0.881	0.33	81.6	18.4
1.20	20.8	0.036	0.09	99.2	0.8	3.00	6.0	1.249	0.33	75.0	25.0
1.21	20.4	0.039	0.10	99.1	0.9	3.50	5.1	0.160	0.43	69.1	30.9
1.22	20.1	0.043	0.10	99.0	1.0	4.00	4.4	1.938	0.60	64.0	36.0
1.23	19.7	0.046	0.10	98.9	1.1	4.50	3.9	2.255	0.64	59.5	40.5
1.24	19.4	0.050	0.11	98.9	1.1	5.00	3.5	2.553	0.67	55.6	44.4
1.25	19.1	0.054	0.11	98.8	1.2	5.50	3.2	2.834	0.69	52.1	47.9
1.26	18.8	0.058	0.12	98.7	1.3	6.00	2.9	3.100	0.71	49.0	51.0
1.27	18.5	0.620	0.12	98.6	1.4	6.50	2.7	3.351	0.73	46.2	53.8
1.28	18.2	0.066	0.12	98.5	1.5	7.00	2.5	3.590	0.75	43.7	56.3
1.29	17.9	0.070	0.13	98.4	1.6	7.50	2.3	3.817	0.76	41.5	58.5
1.30	17.7	0.075	0.13	98.3	1.7	8.00	2.2	4.033	0.78	39.5	60.5
1.32	17.2	0.083	0.14	98.1	1.9	8.50	2.1	4.240	0.79	37.7	62.3
1.34	16.8	0.093	0.15	97.9	2.1	9.00	1.9	4.437	0.80	36.0	64.0
1.36	16.3	0.102	0.15	97.7	2.3	9.50	1.8	4.626	0.81	34.5	65.5
1.38	15.9	0.112	0.16	97.5	2.5	10.00	1.7	4.807	0.82	33.1	66.9
1.40	15.8	0.122	0.17	97.2	2.8	11.00	1.6	5.149	0.83	30.6	69.4
1.42	15.2	0.133	0.17	97.0	3.0	12.00	1.5	5.466	0.85	28.4	71.6
1.44	14.9	0.144	0.18	96.7	3.3	13.00	1.3	5.762	0.86	26.5	73.5
1.46	14.6	0.155	0.19	96.5	3.5	14.00	1.2	6.040	0.87	24.9	75.1
1.48	14.3	0.168	0.19	96.3	3.7	15.00	1.2	6.301	0.88	23.4	76.6
1.50	14.0	0.177	0.20	96.0	4.0	16.00	1.1	6.547	0.88	22.1	77.9
1.52	13.7	0.189	0.21	95.7	4.3	17.00	1.0	6.780	0.89	21.0	79.0
1.54	13.4	0.201	0.21	95.5	4.5	18.00	1.0	7.002	0.89	19.9	80.1
1.56	13.2	0.213	0.22	95.2	4.8	19.00	0.9	7.212	0.90	19.0	81.0
1.58	13.0	0.225	0.22	94.9	5.1	20.00	0.9	7.413	0.90	18.1	81.9
1.60	12.7	0.238	0.23	94.7	5.3	25.00	0.7	8.299	0.92	14.8	85.2
1.62	12.5	0.250	0.24	94.4	5.6	30.00	0.6	9.035	0.94	12.5	87.5

3.2. Cambiador de fase diferencial en cuadratura

El circuito propuesto se presenta en la Figura 3.6. El circuito consiste de un subconjunto SUB1 conectado entre el puerto 1 y el puerto 2 y otro subcircuito SUB2 conectado entre los puertos 3 y 4. El subcircuito SUB1 consta de un stub en corto, de impedancia Z_1 y longitud eléctrica de θ_1 , una línea de impedancia Z_2 y longitud eléctrica de θ_2 y otro stub en corto de impedancia Z_3 y longitud eléctrica de θ_3 .

Por otro lado, el subcircuito SUB2 consiste simplemente de una línea de impedancia Z_4 y longitud eléctrica de θ_4 .

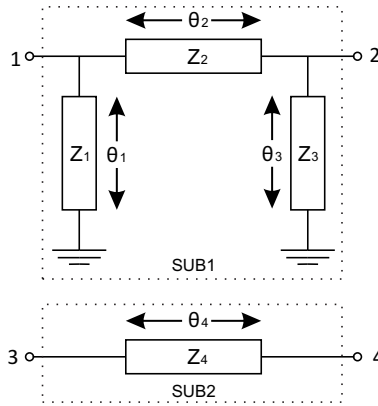


Figura 3.6: Diagrama del cambiador de fase diferencial en cuadratura.

Para el análisis en frecuencia del circuito SUB1 propuesto, es conveniente obtener la matriz de parámetros ABCD total y posteriormente convertir a parámetros de dispersión mediante la siguiente transformación [5]:

$$S_{11} = \frac{A + B - C - D}{A + B + C + D} \quad (3.2.1a)$$

$$S_{12} = \frac{2(AD - CB)}{A + B + C + D} \quad (3.2.1b)$$

$$S_{21} = \frac{2}{A + B + C + D} \quad (3.2.1c)$$

$$S_{22} = \frac{-A + B - C + D}{A + B + C + D} \quad (3.2.1d)$$

Por lo tanto, la matriz de parámetros ABCD total de los circuitos SUB1 y SUB2

se obtiene de la siguiente manera [8]:

$$[ABCD]_{SUB1} = [ABCD]_{stub1}[ABCD]_{\theta_2}[ABCD]_{stub2} \quad (3.2.2)$$

$$[ABCD]_{SUB2} = [ABCD]_{\theta_4} \quad (3.2.3)$$

donde;

$$[ABCD]_{stub1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \cot \theta_1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.2.4)$$

$$[ABCD]_{\theta_2} = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & jZ_0 \sin \theta_2 \\ \frac{j \sin \theta_2}{Z_0} & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \quad (3.2.5)$$

$$[ABCD]_{stub2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \cot \theta_3 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.2.6)$$

$$[ABCD]_{\theta_4} = \begin{bmatrix} \cos \theta_4 & jZ_0 \sin \theta_4 \\ \frac{j \sin \theta_4}{Z_0} & \cos \theta_4 \end{bmatrix} \quad (3.2.7)$$

donde θ_i está relacionada con la constante de propagación β (en líneas de bajas pérdidas, $\alpha \approx 0$) y la longitud física L_i de la línea mediante la ecuación

$$\theta_i = \beta L_i \quad (3.2.8)$$

Debido a que el circuito estará operando bajo un sistema de impedancia $Z_0 = 50\Omega$, sin pérdida de generalidad, se tomará $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = Z_0 = 50\Omega$, para garantizar un sistema acoplado a la impedancia característica.

Por otro lado, el coeficiente de reflexión Γ_1 visto hacia el stub de entrada, tal como se indica en la Figura 3.7, está dado de la siguiente manera [5]:

$$\Gamma_1 = \frac{1 - Y_1}{1 + Y_1} \quad (3.2.9)$$

Donde Y_1 es la admitancia del paralelo definido por un generador de admitancia normalizada $Y_g = 1$ y la admitancia normalizada del stub la cual esta dada por la ecuación (3.2.10) [8].

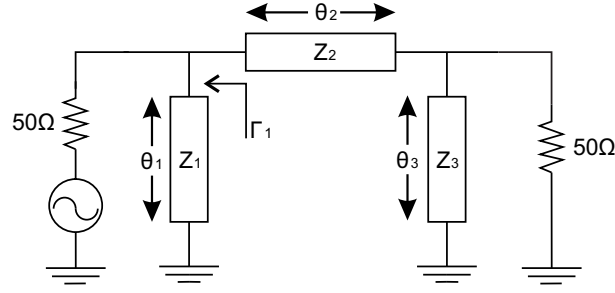


Figura 3.7: Circuito SUB1 con una generador a la entrada y carga a la salida.

$$Y_{stub1} = \frac{1}{Z_1} = -j \cot \theta_1 \quad (3.2.10)$$

Por lo tanto el coeficiente de reflexión en el punto indicado es:

$$\Gamma_1 = \frac{1 - (1 - j \cot \theta_1)}{1 + (1 - j \cot \theta_1)} = \frac{j \cot \theta_1}{2 - j \cot \theta_1} \quad (3.2.11)$$

Para que exista acoplamiento es necesario que $|\Gamma_1| = 0$, debido a que la impedancia característica es 50Ω , lo cual implica que θ_1 sea $\theta_1 = 90^\circ$. Esto equivale a que el stub tenga una longitud de un cuarto de la longitud de onda. Un análisis análogo puede seguirse para establecer que $\theta_3 = 90^\circ$.

Dado que con los stubs de $\theta_{1,3} = 90^\circ$ e impedancia $Z_{1,3} = 50\Omega$ se tiene acoplamiento entonces para cualquier longitud eléctrica θ_2 también se tendrá acoplamiento sin embargo el valor no se toma arbitrariamente ya que el ancho de banda, donde las pérdidas por inserción y las pérdidas por regreso de SUB1 son adecuadas, depende del valor de θ_2 . Mediante simulaciones del parámetro S_{21} y S_{11} se estableció que el mejor valor de θ_2 es 180° .

Debido a que el circuito debe estar en cuadratura, es importante analizar la fase inducida por SUB1 y así determinar el valor de longitud eléctrica θ_4 para garantizar los 90° de cambio de fase.

El cambio de fase ϕ_{SUB1} inducido por SUB1 es la suma algebraica del cambio inducido por el stub de entrada, la línea de 180° y el stub de salida, por lo tanto:

$$\phi_{SUB1} = \phi_{stub1} + \phi_{180} + \phi_{stub2} \quad (3.2.12)$$

dado que el cambio de fase inducido por los dos stubs es el mismo entonces:

$$\phi_{SUB1} = 2\phi_{stub1} + \phi_{180} \quad (3.2.13)$$

Utilizando la matriz (3.2.4) y la conversión de [ABCD] a [S] se pueden obtener los 4 parámetros de dispersión del stub. En la ecuación (3.2.14) se presenta el parámetro S_{21} el cual revela el cambio de fase del stub.

$$S_{21} = \frac{2}{2 - j \cot \theta_1} \quad (3.2.14)$$

por lo tanto el cambio de fase ϕ_{stub1} inducido por el stub es:

$$\phi_{stub1} = \tan^{-1} \left(\frac{\cot \theta_1}{4} \right) \quad (3.2.15)$$

Dado que $\theta_1 = 90^\circ$ lo cual es equivalente a un cuarto de longitud de onda, entonces la longitud eléctrica se puede escribir de la siguiente manera:

$$\theta_1 = \beta L_1 = \frac{\omega}{v_p} \frac{\lambda_0}{4} \quad (3.2.16)$$

donde v_p es la velocidad de fase.

Si se considera la frecuencia como $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ y $\lambda_0 = v_p/f_0$ entonces:

$$\beta L_1 = \frac{\omega_0 + \Delta\omega}{v_p} \frac{v_p}{4f_0} = \frac{\pi(\omega_0 + \Delta\omega)}{2\omega_0} = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi\Delta\omega}{2\omega_0} \quad (3.2.17)$$

así

$$\cot \theta_1 = \cot \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi\Delta\omega}{2\omega_0} \right) = -\tan \left(\frac{\pi\Delta\omega}{2\omega_0} \right) \quad (3.2.18)$$

Por lo tanto para valores pequeños de $\Delta\omega$ se tiene que:

$$\phi_{stub1} \approx \frac{1}{4} \frac{\pi\Delta\omega}{2\omega_0} = \frac{\pi\omega}{8\omega_0} - \frac{\pi}{8} \quad (3.2.19)$$

Por otro lado, el cambio de fase debido a una línea de longitud eléctrica θ_x a la frecuencia central ω_0 está dada por:

$$\phi_x = -\theta_x \frac{\omega}{\omega_0} \quad (3.2.20)$$

Por lo tanto, para la línea de θ_2 y para la de θ_4 se tiene:

$$\phi_{\theta_2} = \phi_{180} = \frac{-\pi\omega}{\omega_0} \quad (3.2.21)$$

$$\phi_{\theta_4} = -\theta_4 \frac{\omega}{\omega_0} \quad (3.2.22)$$

Por lo tanto la diferencia de fase entre SUB1 y SUB2 obtenida como $\Delta\phi = \phi_{SUB1} - \phi_{SUB2}$ está dada por la siguiente ecuación (3.2.23).

$$\Delta\phi = 2\phi_{stub1} + \phi_{180} - \phi_{\theta_4} \quad (3.2.23)$$

Reemplazando (3.2.19), (3.2.21) y (3.2.22) en (3.2.23) e igualando a $\pi/2$ radianes se tiene lo siguiente:

$$\Delta\phi = 2 \left(\frac{\pi\omega}{8\omega_0} - \frac{\pi}{8} \right) - \frac{\pi\omega}{\omega_0} + \theta_4 \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{\pi}{2} \quad (3.2.24)$$

Claramente para la frecuencia central $\omega = \omega_0$ se tiene:

$$0 - \pi + \theta_4 = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \quad (3.2.25a)$$

$$\theta_4 = \frac{\pi}{2} + \pi = \frac{3}{2}\pi \quad (3.2.25b)$$

Por lo tanto, θ_4 debe de ser de 270° para alcanzar la cuadratura deseada. Así el circuito propuesto se puede resumir en la siguiente Figura 3.8

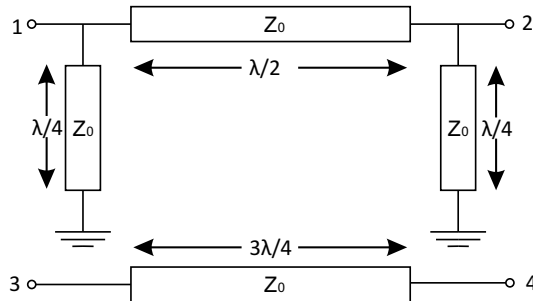


Figura 3.8: Esquemático del cambiador de fase diferencial en cuadratura.

3.3. Divisor de potencia de banda ancha

El circuito del divisor Wilkinson propuesto en este trabajo (Figura 3.9), es un divisor de dos etapas diseñado bajo el método de Seymour [29]. Primero se fija un FBW, para esta tesis se planteó de un 90%, donde se necesita obtener el valor de una $W_p = 0.9$ (ancho de banda fraccional que se pretende obtener) y una relación de impedancia $R = 2$, porque $z_2 z_1 = 2$, se pueden calcular los valores para Z_1 , Z_2 , R_1 y R_2 [29]. En la Tabla 6.04-1 de la referencia [30], están los valores para $W_p = 0.8$ y $W_p = 1.0$, por lo tanto, por medio de una interpolación entre estos 2 puntos, obtendremos el valor para $W_p = 0.9$ de la siguiente forma:

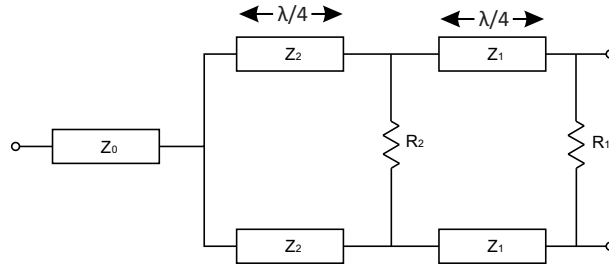


Figura 3.9: Diagrama del divisor de potencia Wilkinson de doble etapa.

para $W_p = 0.8$, $y = 1.23388$ y $W_p = 1.0$, $y = 1.26122$

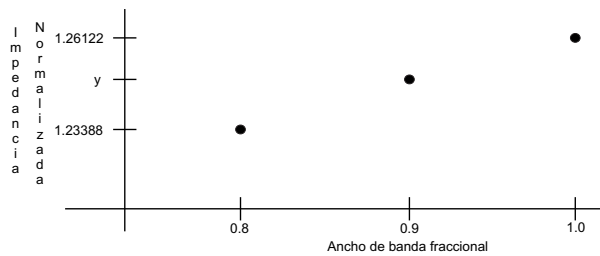


Figura 3.10: Interpolación entre los puntos.

$$y - y_1 = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} (x - x_1) \quad (3.3.1a)$$

$$y = y_1 + \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} (x - x_1) \quad (3.3.1b)$$

donde $x = 0.9$ que es para el valor de W_p , tenemos que $y = 1.24755$, y de [29], podemos obtener los valores normalizados de z_1 y z_2 , por lo tanto:

$$z_1 = y = 1.24755 \quad (3.3.2a)$$

$$z_2 = \frac{2}{z_1} = 1.60314 \quad (3.3.2b)$$

desnormalizando las impedancias obtenemos que:

$$Z_1 = z_1(50) = 62.3775\Omega \quad (3.3.3a)$$

$$Z_2 = z_2(50) = 80.1571\Omega \quad (3.3.3b)$$

De igual forma, para calcular R_1 y R_2 , se resuelven las ecuaciones (11)-(13) de [29].

$$r_2 = \frac{2z_1z_2}{\sqrt{(z_1 + z_2)(z_2 - z_1 \cot^2 \phi_3)}} \quad (3.3.4a)$$

$$r_1 = \frac{2r_2(z_1 + z_2)}{r_2(z_1 + z_2) - 2z_2} \quad (3.3.4b)$$

donde ϕ_3 se calcula de la siguiente forma:

$$\phi_3 = 90^\circ - \frac{1}{\sqrt{2}}(90^\circ - \phi_1) \quad (3.3.5a)$$

$$= 90^\circ \left[1 - \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{f_2/f_1 - 1}{f_2/f_1 + 1} \right) \right] \quad (3.3.5b)$$

ahora para sustituir f_2/f_1 , lo despejamos de la siguiente ecuación de FBW:

$$FBW = 2 \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \quad (3.3.6a)$$

$$\frac{FBW}{2} = \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \quad (3.3.6b)$$

$$\frac{FBW}{2} f_2 + \frac{FBW}{2} f_1 = f_2 - f_1 \quad (3.3.6c)$$

$$f_2 \left(\frac{FBW}{2} - 1 \right) = f_1 \left(\frac{-FBW}{2} - 1 \right) \quad (3.3.6d)$$

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{-\left(\frac{FBW}{2} + 1\right)}{\frac{FBW}{2} - 1} \quad (3.3.6e)$$

recordado que $FBW = 0.9$, y sustituyendo en (3.3.6e), (3.3.5b), (3.3.4) y desnormalizando obtenemos que:

$$R_1 = r_1(50) = 211.3121\Omega \quad (3.3.7a)$$

$$R_2 = r_2(50) = 106.7587\Omega \quad (3.3.7b)$$

3.4. Esquemático generalizado del amplificador propuesto y un diseño a la frecuencia central de 2 GHz

Ya con los valores de Z_1 , Z_2 , R_1 y R_2 , solo queda agregarle 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 de amplificador balanceado, Figura 3.11. Realizando una simulación del divisor con líneas de transmisión ideales a una frecuencia central de 2 GHz y con resistencia redondeadas a valores comerciales ($R_1 = 200\Omega$ y $R_2 = 100\Omega$), alcanza un FBW del 89 %, Figura 3.12, estando muy cerca de los resultados esperados. Mostrando mas adelante los parámetros S de este divisor de potencia, pero ya comparándolo con los demás diseños.

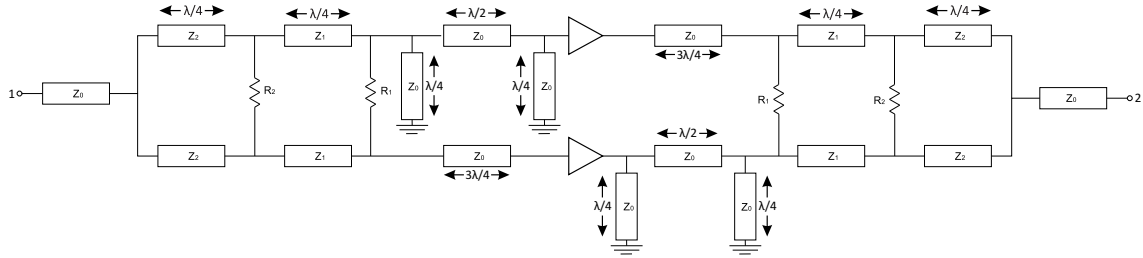


Figura 3.11: Esquemático del amplificador balanceado con el divisor propuesto.

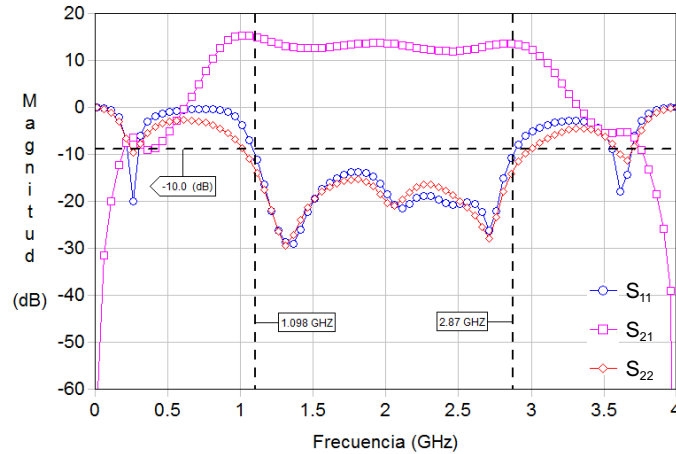


Figura 3.12: Parámetros S del Amplificador Balanceado usando el divisor propuesto.

3.5. Comparaciones entre los divisores de potencia y resultados

En la Figura 3.13 y la Tabla 3.2 se muestran los parámetros S_{11} de las tres simulaciones mencionadas anteriormente (divisor Wilkinson convencional, acoplador híbrido y divisor propuesto), para hacer una mejor comparación gráfica entre sus respuestas. Como se aprecia en dicha gráfica, el S_{11} del divisor Wilkinson aparentemente tiene mayor ancho de banda fraccional, pero para evaluar efectivamente su FBW, se considera el menor FBW de todos los parámetros S, así como la fase también debe cumplir que exista una diferencia de fase entre 80° y 100° .

En la Figura 3.5 se muestran los demás parámetros S de los 3 divisores de potencia. El menor valor que se usó para la Tabla 3.2 fue el del parámetro S_{22} , por ser el más angosto de todos.

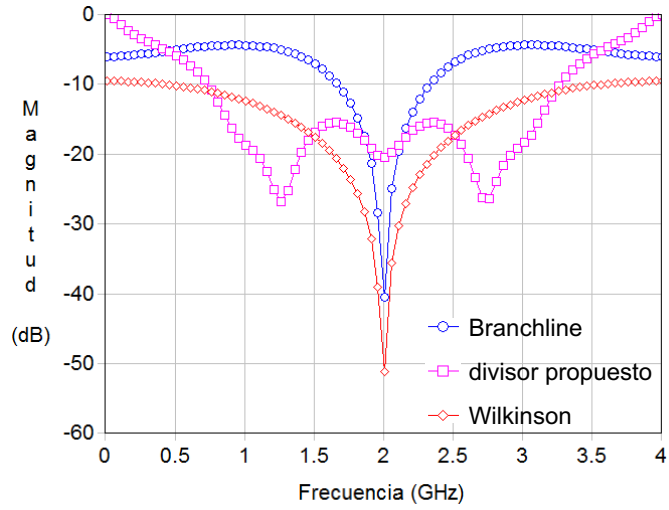
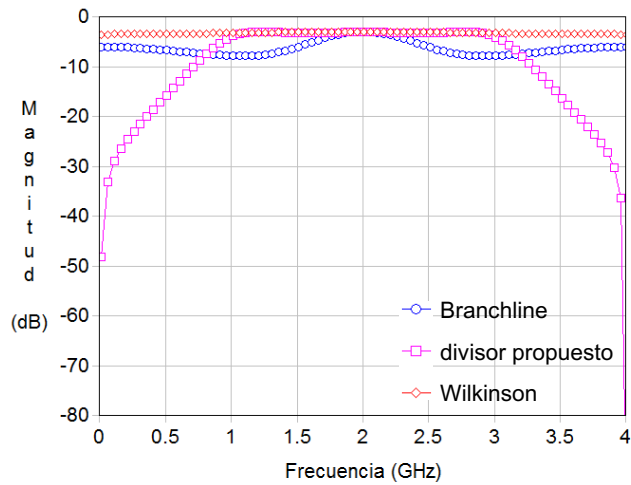


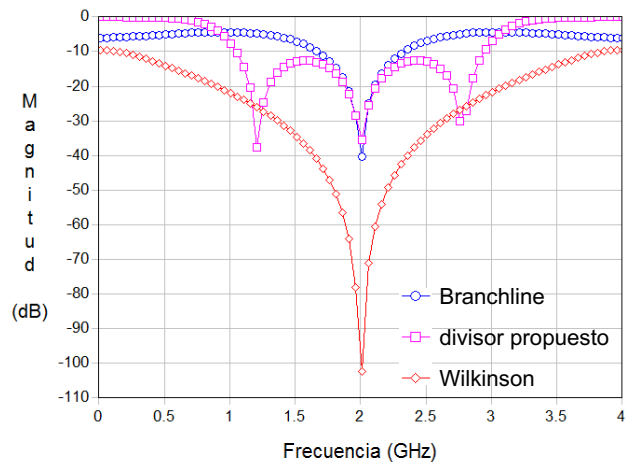
Figura 3.13: Parámetro S_{11} de cada uno de los divisores simulados.

Tabla 3.2: Comparación de los FBW de los parámetros S_{11} de los divisores de potencia

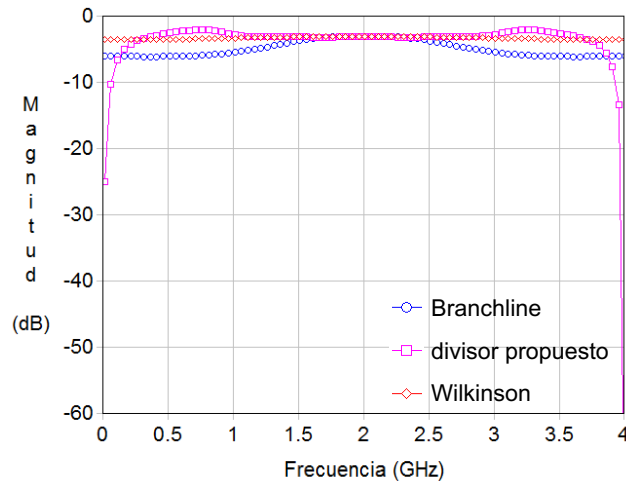
	f_1	f_2	f_0	FBW
Wilkinson	0.433 GHz	3.567 GHz	2.000 GHz	156.700 %
Branchline	1.669 GHz	2.331 GHz	2.000 GHz	33.100 %
Divisor propuesto	1.052 GHz	2.948 GHz	2.000 GHz	94.800 %



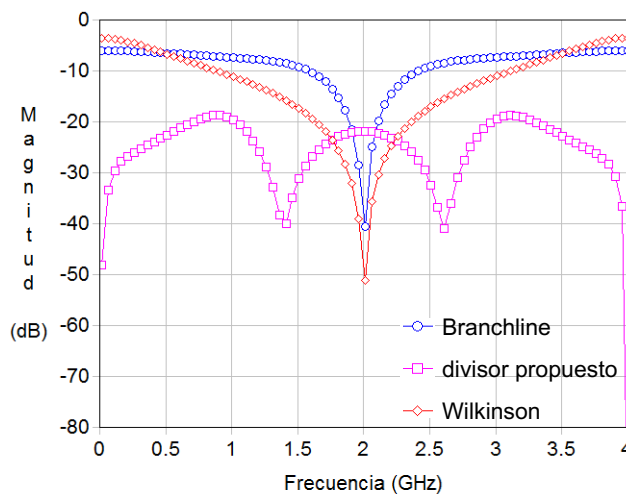
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 3.14: Parámetros S de los 3 divisores a) S_{21} , b) S_{22} , c) S_{31} y d) S_{32}

En la siguiente Tabla 3.3, se muestran los valores del FBW para la fase de los tres divisores y posteriormente en la Figura 3.15, como se puede apreciar, el divisor propuesto mantiene en un mayor ancho de banda la diferencia de fase aceptable para ser considerado divisor en cuadratura.

Tabla 3.3: Comparación de los FBW de la fase ϕ_{21} de los divisores de potencia

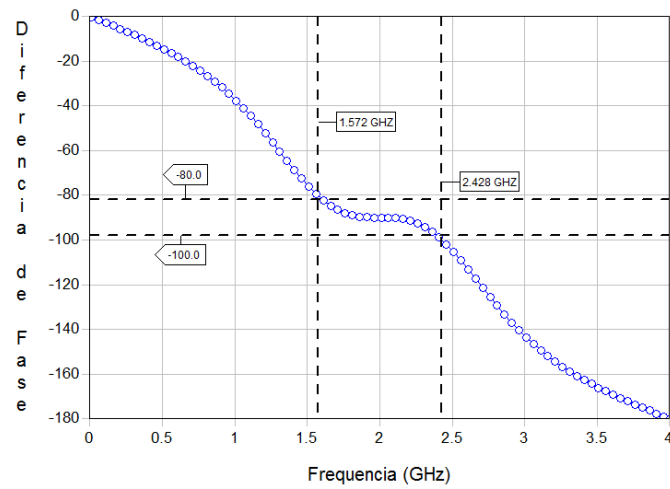
	f_1	f_2	f_0	FBW
Wilkinson	1.778 GHz	2.222 GHz	2.000 GHz	22.200 %
Branchline	1.572 GHz	2.428 GHz	2.000 GHz	42.800 %
Divisor propuesto	1.118 GHz	2.882 GHz	2.000 GHz	88.200 %

Finalmente se muestran los parámetros S del amplificador balanceado usando los tres divisores en la Figura 3.16, así como en la Tabla 3.4 se presentan los FBW de cada amplificador balanceado.

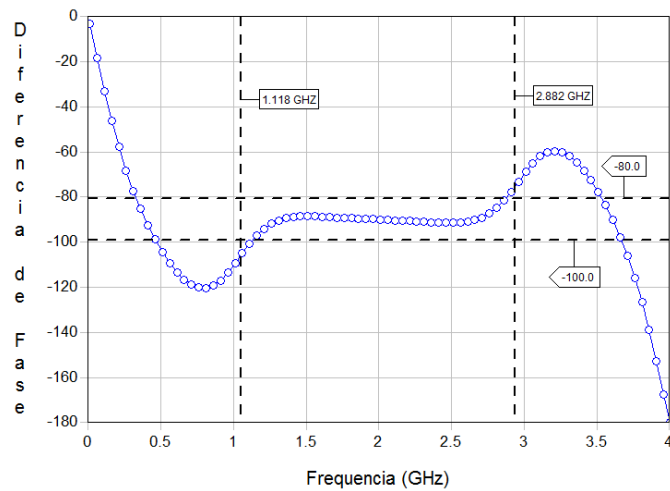
Tabla 3.4: Comparación de los FBW en las configuraciones de Amplificador Balanceado

	f_1	f_2	f_0	FBW
Wilkinson	1.565 MHz	3.850 GHz	1.970 GHz	41.519 %
Branchline	1.591 GHz	2.176 GHz	1.884 GHz	31.059 %
Divisor propuesto	1.098 GHz	2.870 GHz	1.980 GHz	89.315 %

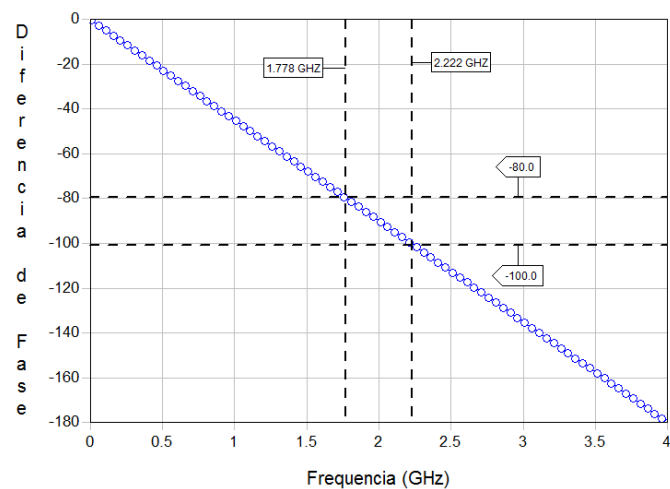
Como se puede apreciar en las Figuras 3.16 (a)-(c), la ganancia es más lineal en el Amplificador Balanceado usando el divisor propuesto dentro del ancho de banda fraccional así como también un mayor FBW que con el uso de divisores convencionales.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.15: Fase de los 3 divisores a) Branchline, b) Propuesto, c) Wilkinson

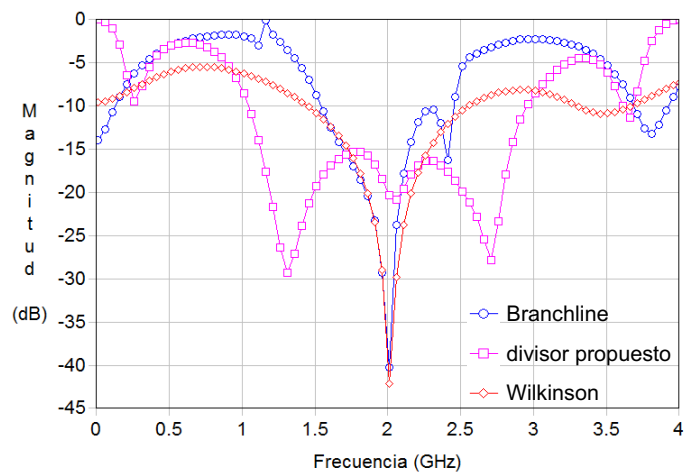
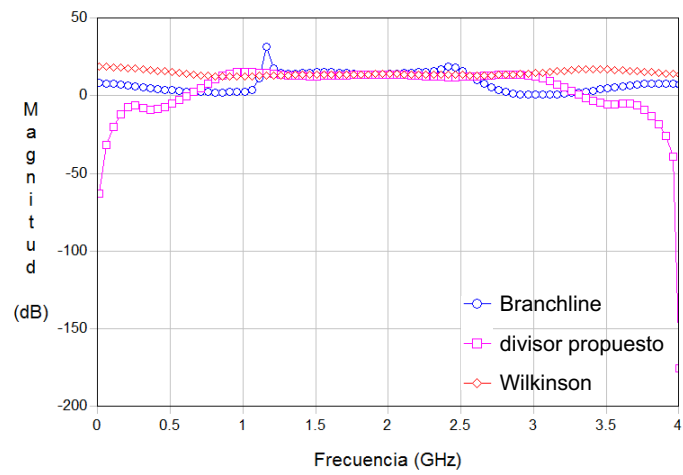
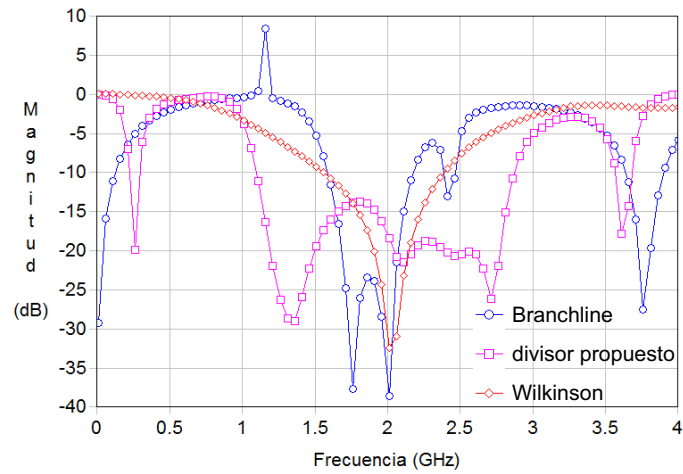


Figura 3.16: Parámetros S del Amplificador Balanceado a) S_{11} , b) S_{21} y c) S_{22} .

Diseño y Simulación de amplificadores Balanceados a la frecuencia central de 1 GHz, 2 GHz y 6.85 GHz

4.1. Introducción

El diseño, en tecnología de microcinta, del circuito propuesto se presenta en este capítulo para amplificadores balanceados a diferentes frecuencias usando un substrato de una constante dieléctrica relativa de 10.2 y un espesor de 1.3 mm. También se presentan los conceptos básicos y las ecuaciones de diseño para líneas de microcinta las cuales son utilizadas para el diseño de amplificadores balanceados a la frecuencia central de 1 GHz, 2GHz y la frecuencia central de “UWB” (6.85 GHz).

4.2. Líneas de transmisión del tipo microcinta

Una línea de transmisión de microcinta consiste en una fina tira conductora, de ancho W y espesor t , colocada sobre un substrato dieléctrico que tiene una constante dieléctrica relativa ϵ_r y espesor h y un plano de tierra sólido en el otro lado, como se muestra en la Figura 4.1.

Las ondas electromagnéticas en una línea de microcinta se propaga en un modo cuasi-TEM y dicha onda se propaga tanto en el dieléctrico como en el aire. Por esta

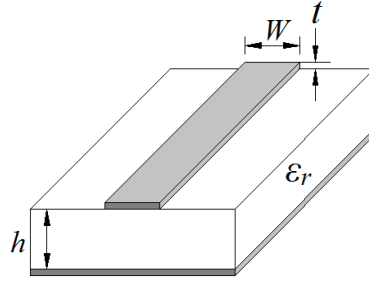


Figura 4.1: Estructura general de una línea de microcinta.

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 de altas frecuencias existe una impedancia característica. Hammerstad reportó las ecuaciones de análisis y de síntesis que daban una exactitud del orden del 1% [31], considerado un resultado excelente, dichas ecuaciones se presentan a continuación, las cuales sirven para calcular la impedancia característica Z_c así como la permitividad efectiva ε_{ef} .

Para $W/h \leq 1$:

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right) \quad (4.2.1)$$

donde

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right\} \quad (4.2.2)$$

Para $W/h \geq 1$:

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \left\{ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.677 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (4.2.3)$$

donde

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \right) \quad (4.2.4)$$

La longitud de onda en la microcinta en función de la longitud de onda en el espacio libre se puede obtener mediante la siguiente ecuación:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \quad (4.2.5)$$

Sustituyendo la longitud de onda en el espacio libre λ_0 , donde la frecuencia esta dada en gigahertz (GHz), la longitud de onda puede ser calculada directamente en milímetros de la siguiente forma [32]:

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \text{mm} \quad (4.2.6)$$

4.3. Diseño de Amplificador Balanceado a 1 GHz

4.3.1. Divisor Wilkinson de doble etapa a 1 GHz

Primero se diseña el divisor de Potencia Wilkinson de doble etapa. Como se comento en el capitulo anterior, una vez calculadas las resistencias, así como las impedancias y longitudes usando la herramienta de “Linecalc” (esta herramienta realiza el cálculo de las líneas, basado en las ecuaciones de la sección anterior) [33] para las líneas que conformaran dicho divisor, se procede a ingresar estas medidas dentro del simulador, en este caso se usó ADS (“Advanced Design System”) [34]. Ya con las líneas, sus respectivas longitudes y anchos, se realiza un proceso de optimización dentro del simulador, el cual consiste en variar dichos anchos y largos de las líneas y simular los parámetros S para tener un mejor acoplamiento de las líneas y una impedancia lo más cercano posible a 50Ω para acoplar con los puertos de entrada y salida, esto con el fin de lograr un mejor desempeño del circuito, tales como disminuir las perdidas por retorno (Parámetros S_{11} y S_{22}) y mejorar la ganancia (Parámetro S_{21}). También se busca que las líneas no sean del todo rectas (por ejemplo que vayan serpenteando), esto con el fin de ahorrar espacio del sustrato para ahorrar material.

Después de varias simulaciones, el divisor Wilkinson para la frecuencia de 1 GHz, quedo como se muestra en la Figura 4.2. Se simulo como una red de 7 puertos, el puerto 1 como entrada, el 2 y 3 como los puertos de salida, y del 4 al 7, para colocar las resistencias, después de simular el momentum del divisor, se exportan los datos a un “conjunto de datos” igual en ADS, donde se colocan las resistencias y así obtener las simulaciones finales del divisor, como se observa en la Figura 4.3, colocando la resistencia de 100Ω (siguiendo el esquemático de la Figura 3.9) entre los puertos 4 y 5, así como la resistencia de 200Ω entre los puertos 6 y 7. Cabe mencionar que se deja una separación de 4 mm para colocar las resistencias y no estén tan juntas las líneas para evitar algún tipo de acoplamiento entre ellas, así en vez de colocar una resistencia, se colocan dos en serie (dos resistencias de 50 ohms para la de 100Ω , así como dos de 100Ω para la de 200Ω). Los parámetros S de este divisor se grafican en la Figura 4.4, por la simetría ($S_{22} = S_{33}$, $S_{21} = S_{31}$ y $S_{23} = S_{32}$) no se graficaron todos los parámetros.

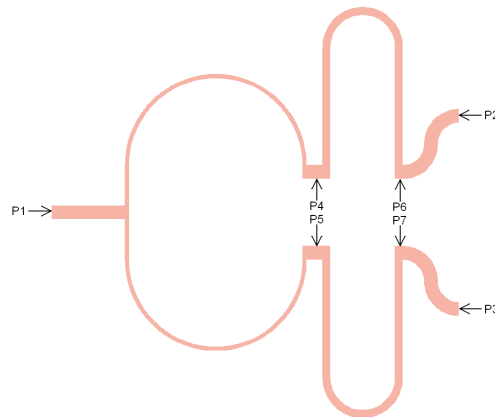


Figura 4.2: Diagrama del Divisor Wilkinson.

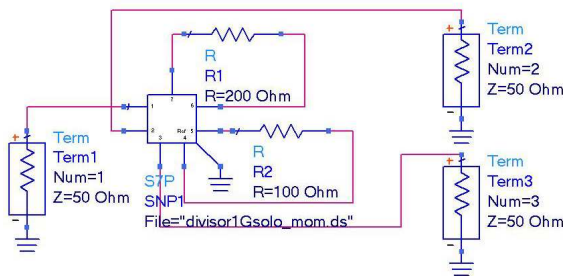


Figura 4.3: Esquemático del divisor de potencia usando un conjunto de datos.

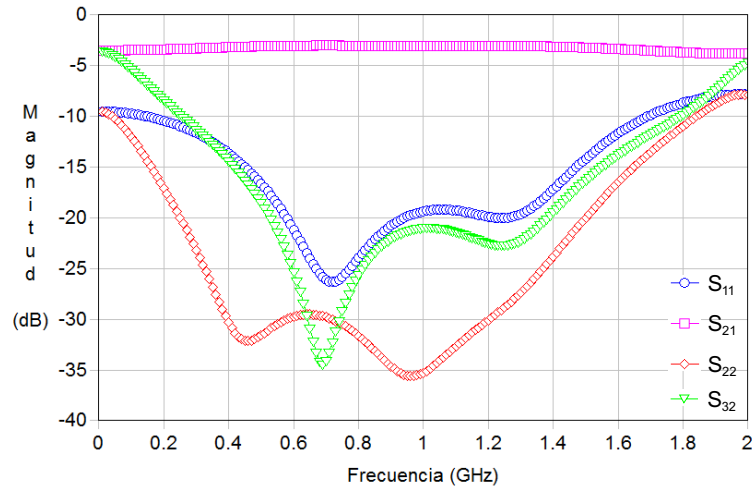


Figura 4.4: Parámetros S del divisor de potencia de doble etapa.

4.3.2. Cambiador de fase diferencial en cuadratura

Ahora se diseñará la etapa del cambiador de fase direccional en cuadratura, que como se mencionó, para el puerto 2 del divisor se coloca un filtro y al puerto 3 una línea de 270° de longitud eléctrica. Estas líneas quedaron como se muestra en la Figura 4.5.

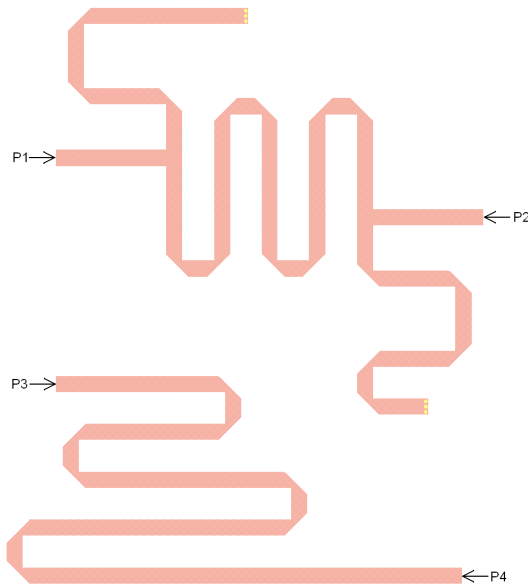
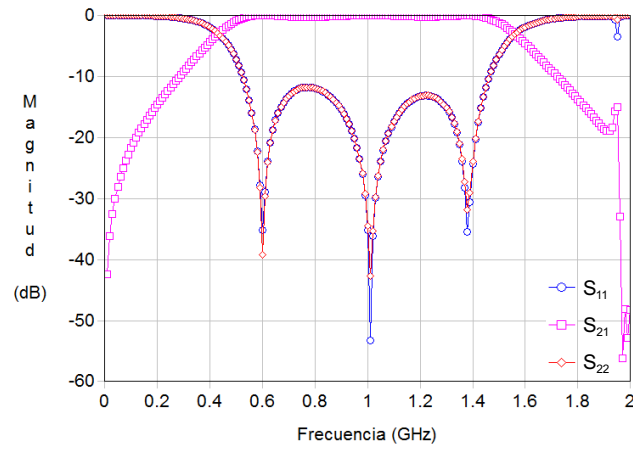
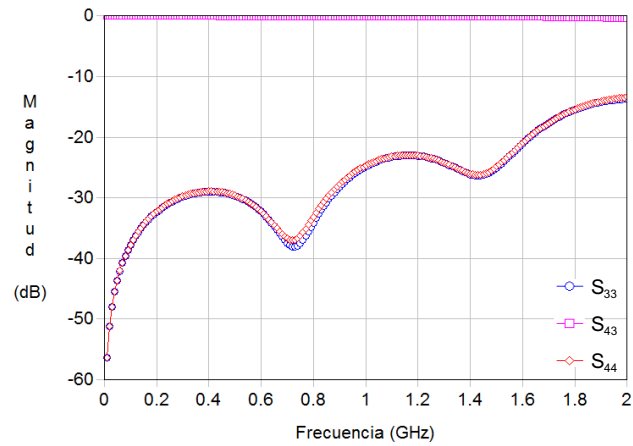


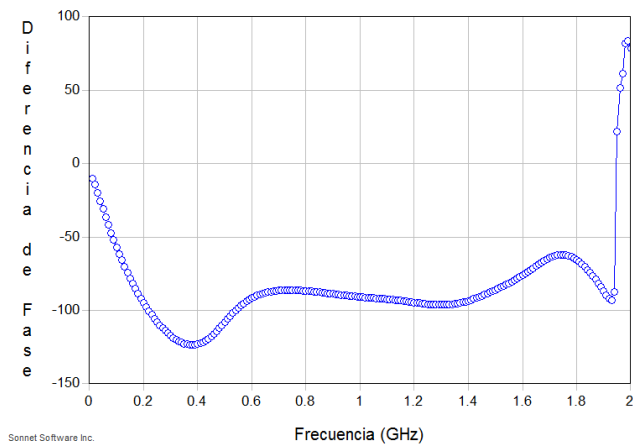
Figura 4.5: Layout del del cambiador de fase en cuadratura.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.6: Parámetros S del diferenciador de fase a 1 GHz, a) S_{11} , S_{21} y S_{22} , b) S_{33} , S_{43} y S_{44} , c) diferencia de fase entre los puertos de salida

Como se puede observar en la Figura 4.5, en los ángulos de 90° se hace un corte, esto se hace con el fin de mejorar el acoplamiento entre las líneas y reducir pérdidas en las esquinas. Dadas las ecuaciones de Douville y D.S. James y la Figura 4.7 para una línea de ancho W y espesor h se tiene [35]:

$$D = W\sqrt{2} \quad (4.3.1a)$$

$$X = D \left(0.52 + 0.65e^{-1.35\left(\frac{W}{h}\right)} \right) \quad (4.3.1b)$$

$$A = \left(X - \frac{D}{2} \right) \sqrt{2} \quad (4.3.1c)$$

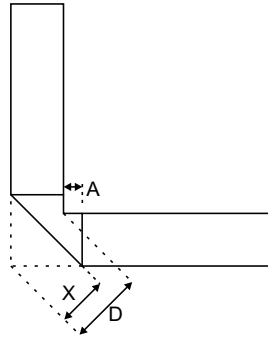


Figura 4.7: Definición de las dimensiones en los ángulos de 90° .

4.3.3. Divisor de potencia propuesto

Ya con el divisor trabajando dentro de la frecuencia de 1 GHz y la etapa del cambiador de fase, ahora se unen estas dos partes para tener el diseño completo del divisor de potencia propuesto, quedando este como se muestra en la Figura 4.8.

Sus parámetros S son mostrados en la Figura 4.9, en este caso el parámetros S_{22} por ser el mas angosto se toma para calcular el FBW del divisor, siendo de 91.6%.

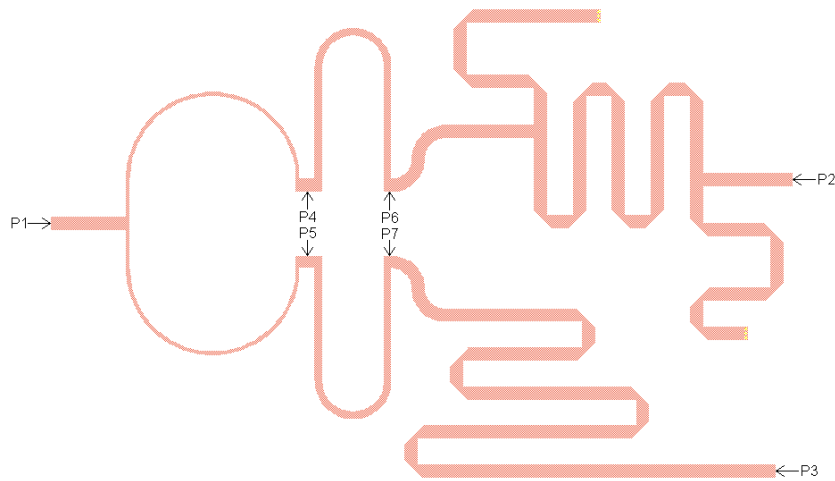
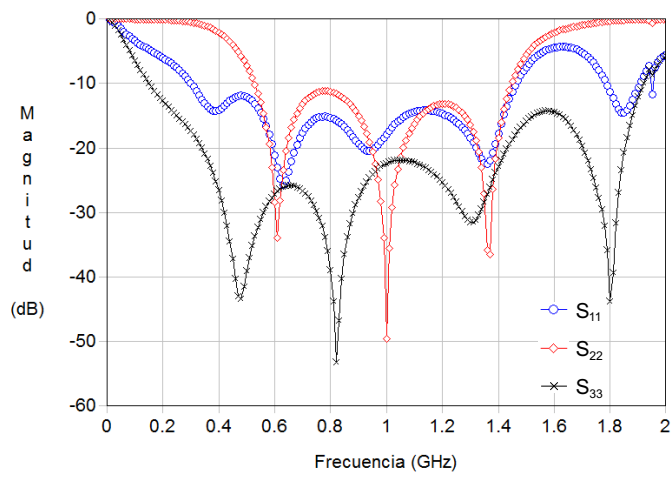
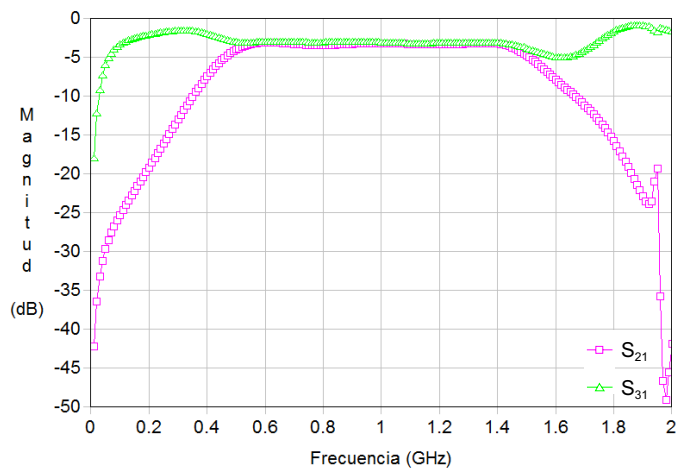


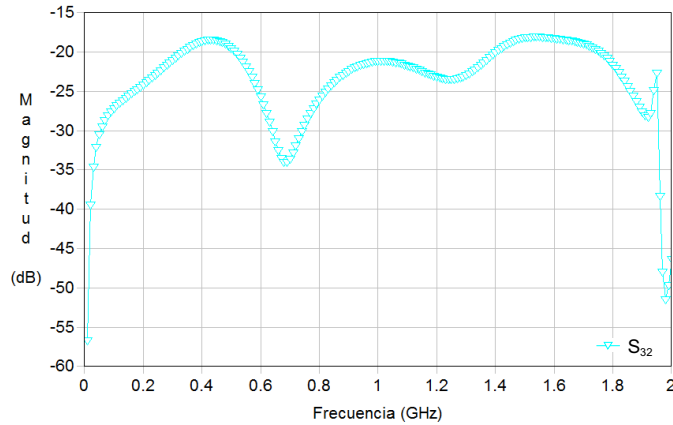
Figura 4.8: Layout del divisor propuesto.



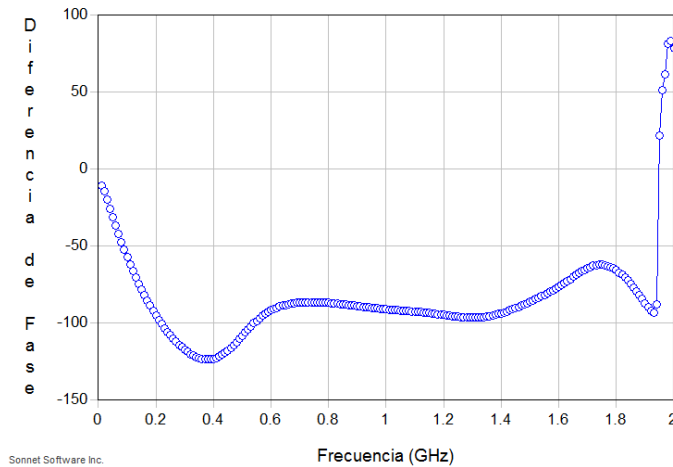
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.9: Parámetros S del divisor propuesto a 1 GHz, a) S_{11} , S_{22} , y S_{33} . b) S_{21} , S_{31} , c) S_{32} y d) diferencia de fase entre los puertos de salida

4.3.4. Red de polarización

La red de polarización o “Tee bias” se usará para polarizar los transistores, está diseñada bajo el esquemático de la Figura 4.10. El cuadrado de 3 mm es a criterio de cada quien, pues este es solo para la alimentación de DC de los transistores, Z_1 debe ser de alta impedancia, para conseguirla las líneas de transmisión deben ser lo más delgadas posibles, se consideraron de un ancho de 200 μm y una longitud de 90°, para el stub radial se varían su largo, ancho y ángulo del abanico hasta obtener unos parámetros S que satisfagan nuestras necesidades, estas son; que los parámetros S_{11} y S_{22} estén por debajo de -10 dB, dentro del ancho de banda del divisor de potencia,

y que el S_{21} sea lo mas cercano a 0 dB (Figura 4.11), esto con el fin de garantizar una máxima transmisión del puerto 1 al puerto 2 y evitar transmisión alguna con la fuente de DC, así aseguramos que la corriente de DC vaya hacia los puertos y nada hacia la fuente.

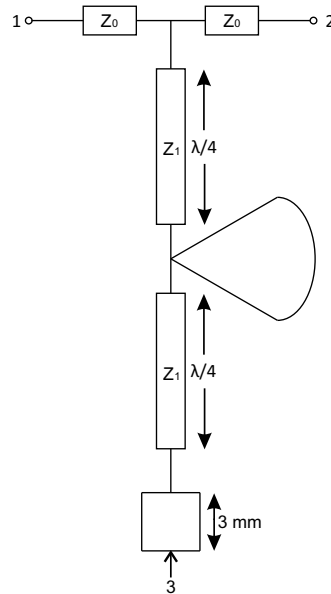


Figura 4.10: Red de polarización T.

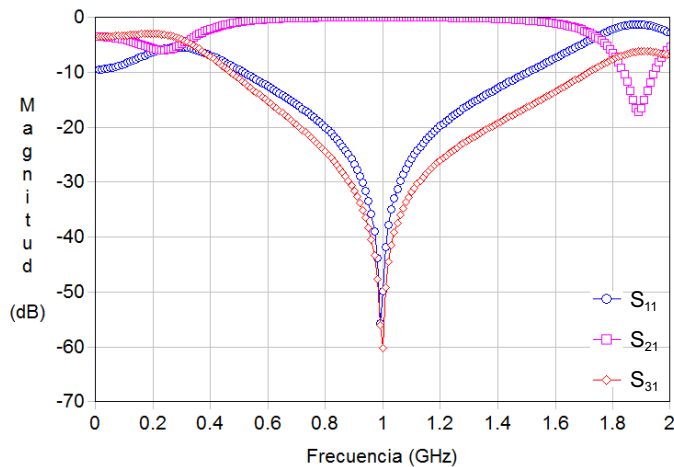


Figura 4.11: Parámetros S de la red de polarización T usando líneas microstrip ideales.

En los parámetros S mostrados de la red de polarización, se considero el cuadro o

pad de alimentación de DC, como un tercer puerto, esto para mostrar que no exista transmisión alguna o minima hacia la fuente.

4.3.5. Amplificador balanceado

Ya con el divisor de potencia terminado y cumpliendo con el FBW estimado, se realiza la configuración de amplificador balanceado. Usando dos transistores ATF36077, el divisor propuesto y la red de polarización, finalmente se realiza la configuración del amplificador balanceado, en ADS el transistor usado no es ideal, tiene ya las características reales o mejor dicho los parámetros S reales de un transistor de ese tipo, por lo tanto, en un esquemático usamos los parámetros S del momentum de nuestro divisor y se procede a simular todo en conjunto para finalmente hacer el diseño final en Layout de dicho amplificador.

El resultado de la simulación del amplificador se presenta en la Figura 4.12. En la Figura 4.13 se muestra el esquemático del amplificador balanceado final, como se puede observar hay capacitores que servirán como supresores de DC y el Layout final en la Figura 4.15, el FBW de este amplificador, según las simulaciones es del 93.4% y su tamaño físico es de aproximadamente 15.2 cm por 7.4 cm. En la Figura 4.14 se muestra el factor de estabilidad de este amplificador, como se puede apreciar, dentro del rango de operación del amplificador, $K > 1$, por lo tanto, es estable incondicionalmente, aunque hay un punto donde se puede volver inestable que es en 1.96 GHz donde es mucho menor a 1.

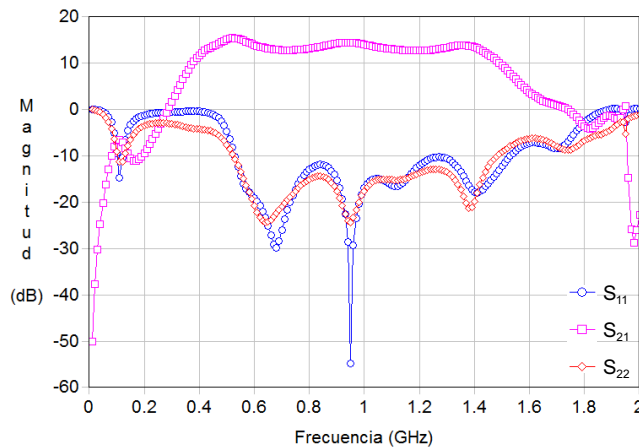


Figura 4.12: Parámetros S del amplificador balanceado a 1 GHz simulando el momentum.

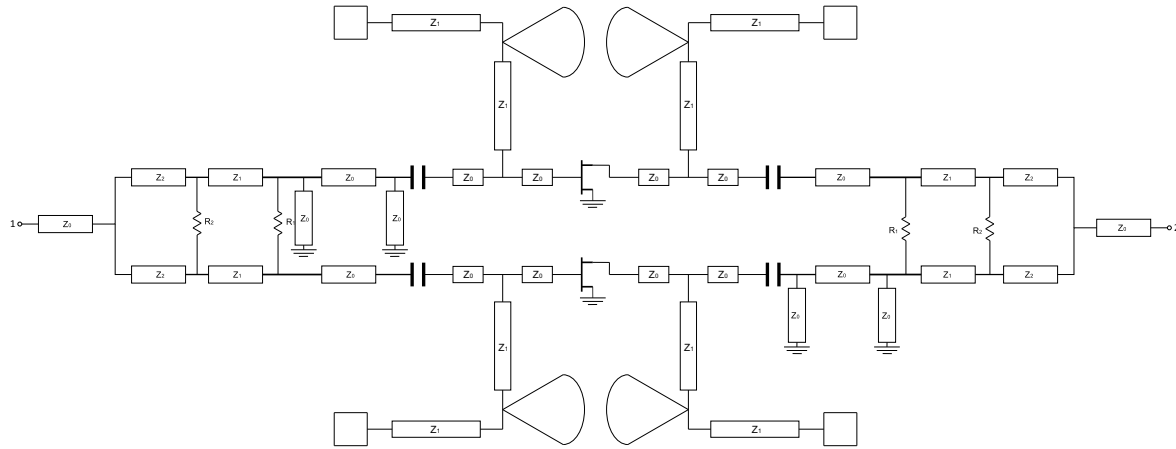


Figura 4.13: Esquemático del amplificador balanceado final.

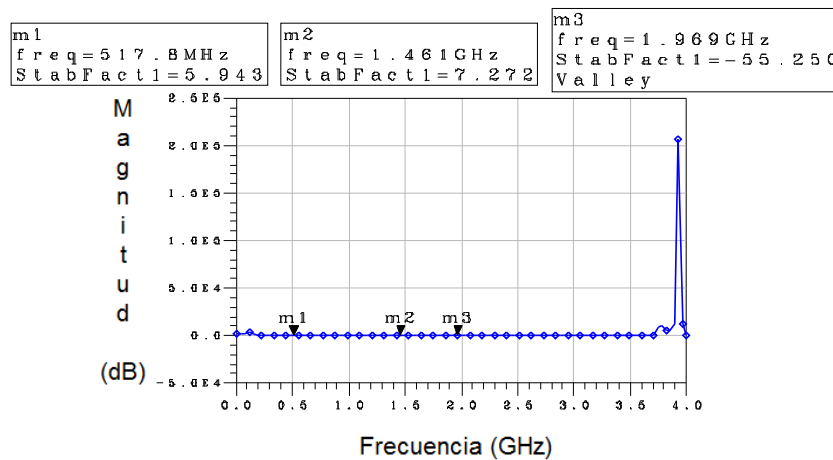


Figura 4.14: Factor de estabilidad K del amplificador balanceado a 1 GHz.

4.4. Diseño de Amplificador Balanceado a 2 GHz y 6.85 GHz

Siguiendo los mismos pasos de diseño anteriores, se realiza el divisor de potencia para la frecuencia central de 2 GHz, así como el amplificador balanceado, por lo mismo en esta parte solo se presentaran los resultados. En la Figura 4.16, se muestran los parámetros S ya del amplificador, esté alcanza un FBW de 85.8% y su layout en la Figura 4.18, con unas dimensiones físicas de aproximadamente 7.2 cm por 9.6 cm.

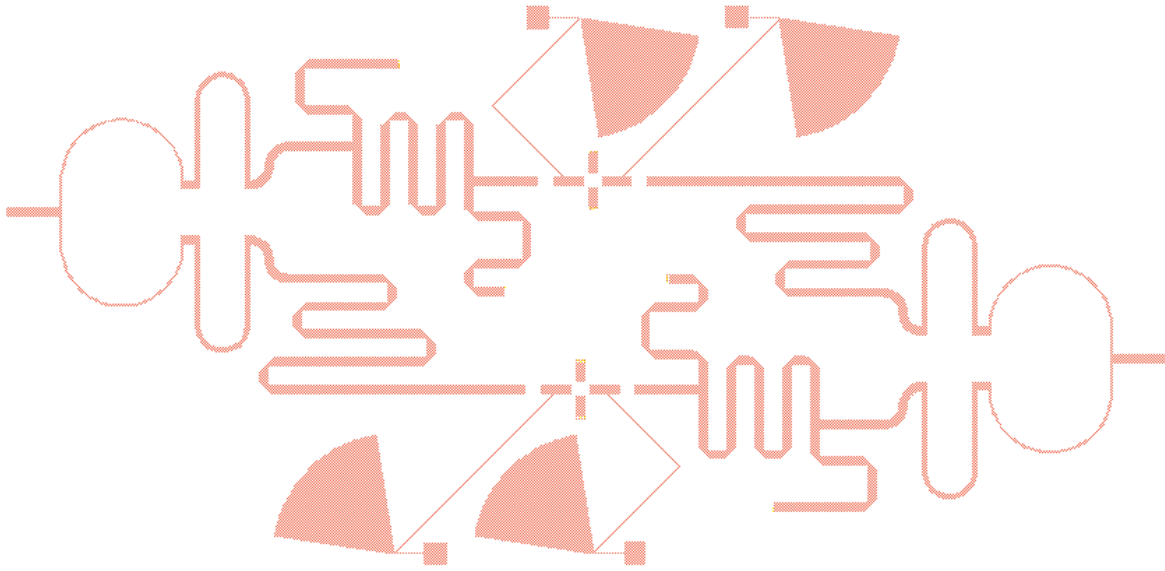


Figura 4.15: Layout del amplificador balanceado a 1 GHz.

De la misma forma $K > 1$ dentro de el rango de operación del amplificador como se observa en la Figura 4.17, pero también tiene un punto de inestabilidad fuera del rango del ancho de banda del amplificador en 0.79 GHz donde $K = 0.394$.

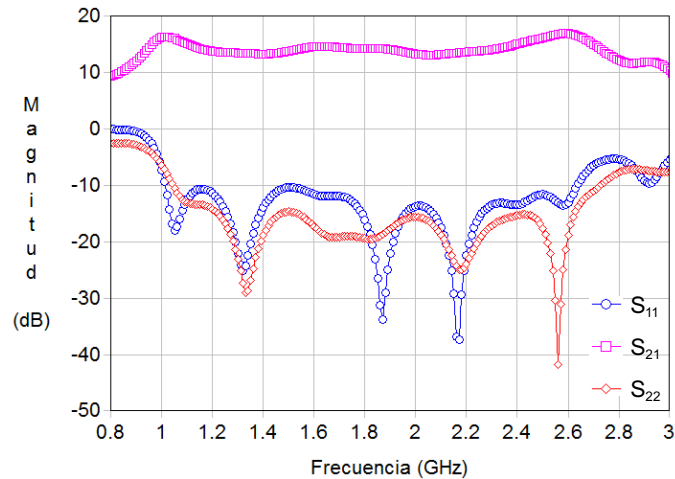


Figura 4.16: Parámetros S del amplificador balanceado a 2 GHz simulando el momentum.

El amplificador balanceado a 6.85 GHz alcanza un FBW de aproximadamente 83.2%, con un tamaño físico de alrededor de 6.8 cm por 5.2 cm. De igual forma el amplificador balanceado es estable dentro de su rango de frecuencias, ya que $K > 1$

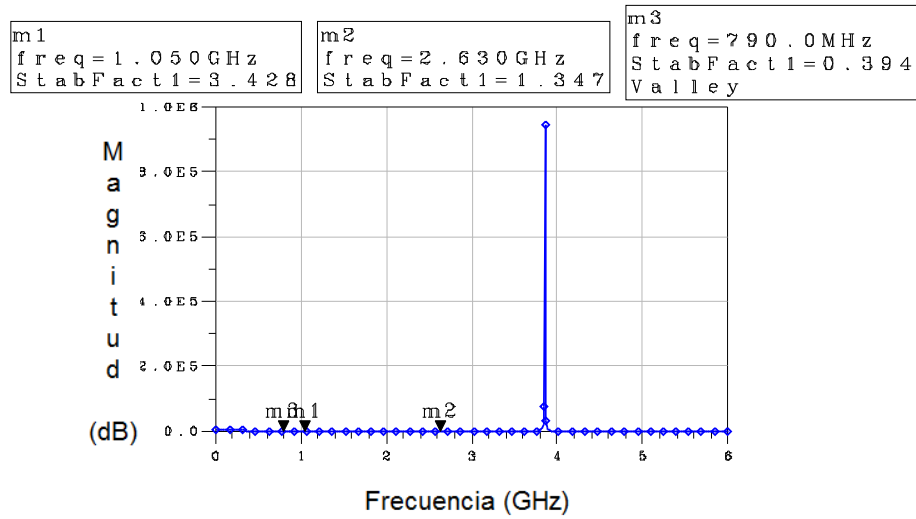


Figura 4.17: Factor de estabilidad K del amplificador balanceado a 2 GHz.

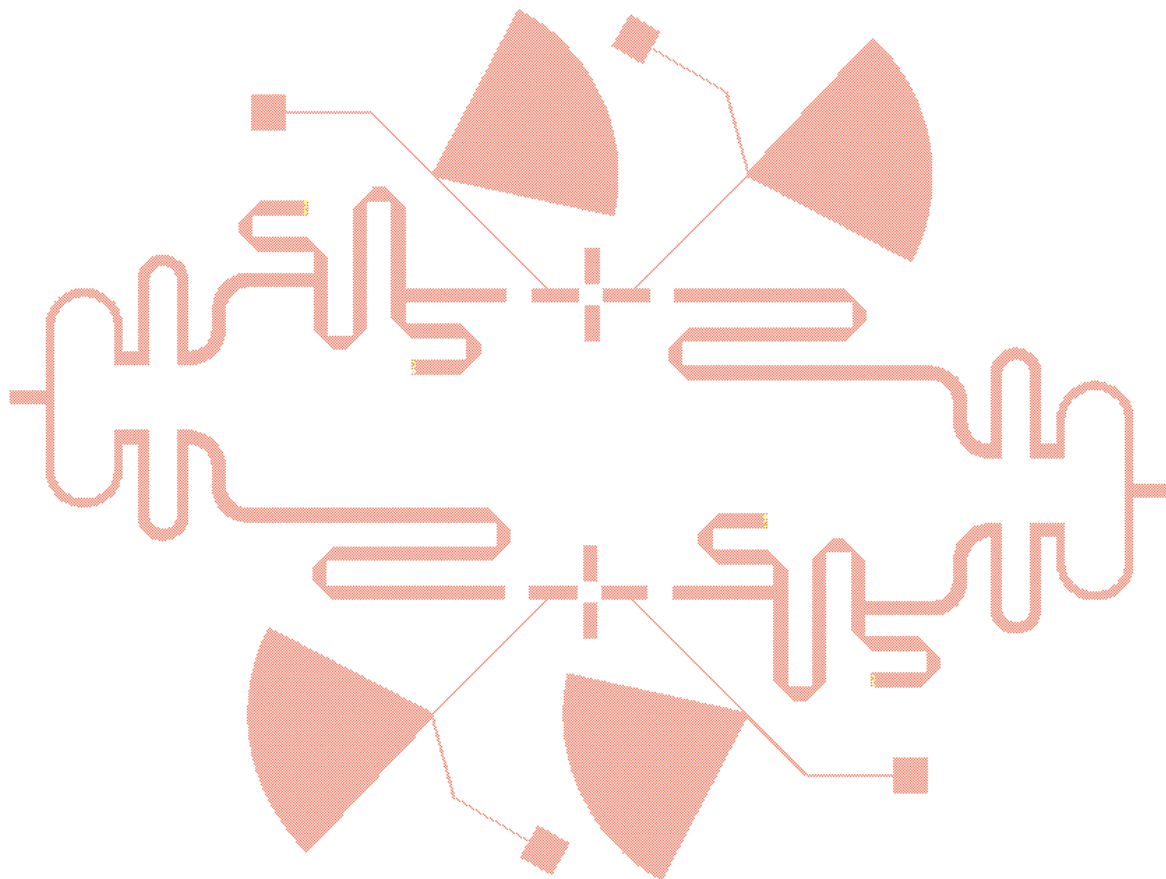


Figura 4.18: Diagrama del amplificador balanceado a 2 GHz.

como se muestra en la Figura 4.20, al igual tiene un punto de inestabilidad fuera del ancho de banda del amplificador en 2.23 GHz donde $K = 0.37$.

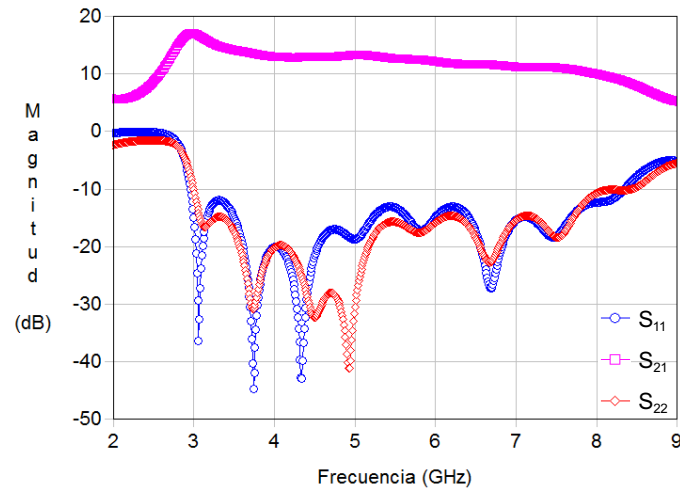


Figura 4.19: Parámetros S del amplificador balanceado a 6.85 GHz simulando el momentum.

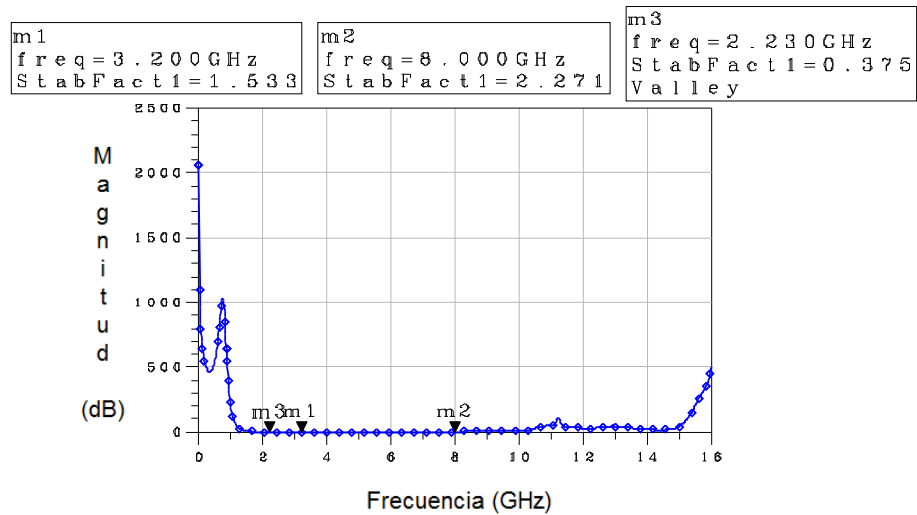


Figura 4.20: Factor de estabilidad K del amplificador balanceado a 6.85 GHz.

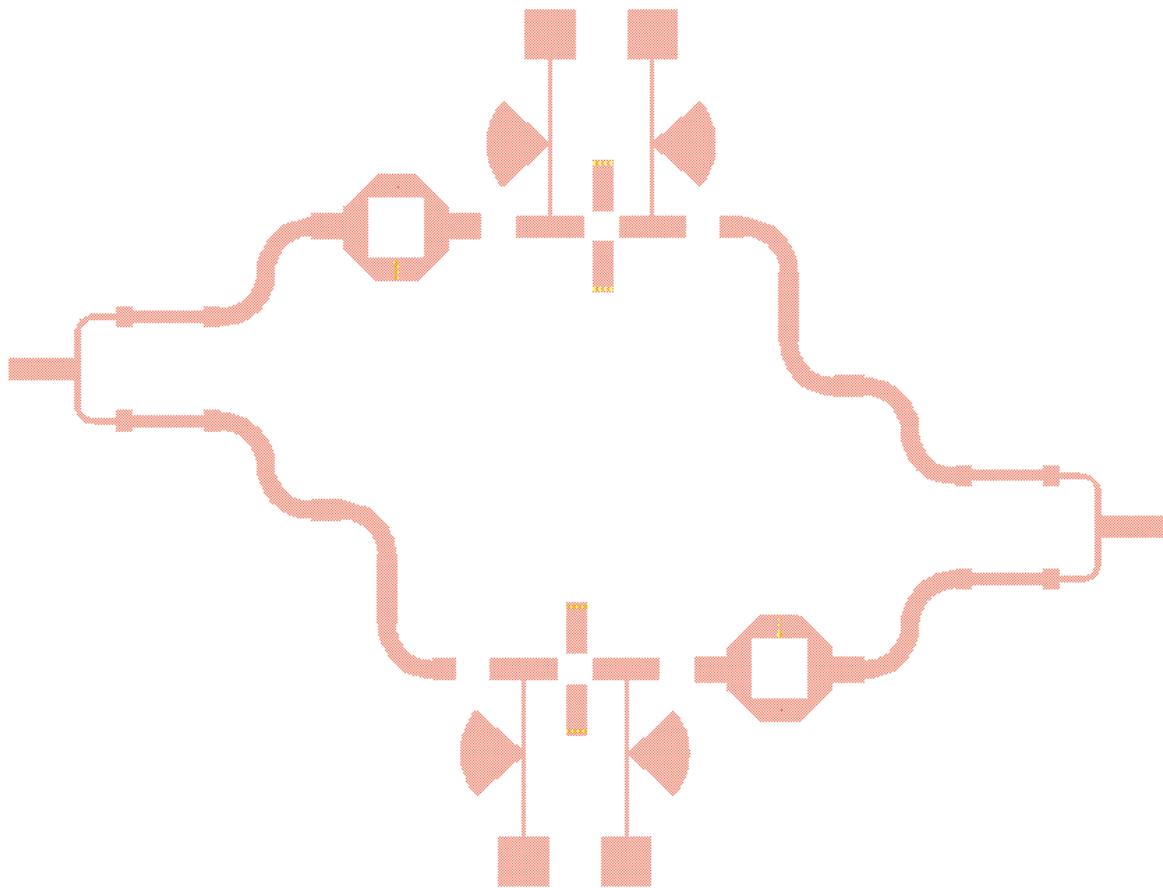


Figura 4.21: Diagrama del amplificador balanceado a 6.85 GHz.

Conclusiones y trabajo a futuro

5.0.1. Conclusiones

Como se ve en las pérdidas por retorno de la Figura 3.3 (S_{11} y S_{22}) a la entrada y salida son mayores a -10 dB, un solo transistor no puede ser utilizado como amplificador porque existe mucha reflexión, sin embargo dentro de la configuración de amplificador balanceado, como se ve en las Figuras 4.12, 4.16 y 4.19, las perdidas por retorno son menores a -10 dB, el cual es un criterio ampliamente aceptado para las pérdidas por regreso y el ancho de banda se debe al circuito propuesto.

Las simulaciones muestran que el divisor de potencia propuesto posee un mayor FBW que los divisores de potencia convencionales, haciéndolo muy útil para la configuración de un amplificador balanceado.

En la Tabla 2.1, se hacen comparaciones entre amplificadores balanceados usando distintos divisores, donde los amplificadores de mayor FBW son usando un acoplador Lange que alcanza un 82.4 % (resultados simulados) y con un Wilkinson convencional que llega a 97.9 %, pero este es usando metamateriales. El diseño propuesto en este trabajo se encuentra por arriba del Lange [13] y por debajo del Wilkinson en el FBW de [9], pero la ventaja es que es más fácil de construir con respecto a los metamateriales y al acoplador Lange debido a las separaciones que deben existir entre las líneas y a los capacitores e inductores requeridos en los metamateriales.

Haciendo una comparación de la Figura 2.11 [13] con cualquier simulación de los tres diseños de amplificadores (Figuras 4.12, 4.16 y 4.19), se puede observar que el comportamiento de la ganancia es mas plano usando el circuito propuesto.

El divisor propuesto también se puede ocupar un otros sistemas de gran ancho de banda, no necesariamente a amplificadores balanceados, se podrían usar por ejemplo en antenas, moduladores QAM y QPSK [3], entre otros.

Aunque se aumento el ancho de banda fraccional, lamentablemente también aumenta el area del circuito por lo mismo se ocupa mayor substrato.

En el diseño de “Tee bias” se pueden usar capacitores superficiales en lugar de los Stub radiales, esto también reduciría el area en el substrato.

5.0.2. Trabajo a futuro

En esta tesis se pone especial énfasis a la teoría de operación de una nueva propuesta de amplificador balanceado, sin embargo a que los resultados de las simulaciones electromagnéticas son buenos, sera necesario comprobarlos posteriormente, construyendo y caracterizando los amplificadores.

Es necesario trabajar en la caracterización de transistores y amplificadores de alta frecuencia para medir sus parámetros S, figura de ruido, punto de compresión y productos de intermodulación.

Desarrollar amplificadores de bajo ruido usando el modelo propuesto.

Con el modelo de amplificador propuesto y utilizando el concepto de metamateriales, se podría trabajar a futuro o en un siguiente proyecto en el desarrollo de amplificadores multibanda.

Bibliografía

- [1] M. S. Pérez, B. G. Iragüen, J. L. F. Jambrina, and M. S. Castañer, *Electrónica de Comunicaciones*, pp. 152. Prentice Hall, 2003.
- [2] V. M. M. Garcéz and W. P. N. Cajamarca, “Análisis de WIMAX como alternativa de comunicación para zona rural,” Noviembre 2006. Universidad Politécnica Salesiana.
- [3] L. E. Frenzel, *Sistemas Electrónicos de Comunicaciones*, pp. 505–509, 778. Alfaomega, 2003.
- [4] A. J. Trejo, “Efecto del sistema uwb sobre sistemas de telecomunicaciones con bandas de operación por debajo de los 3 GHz,” Octubre 2008. Universidad Autónoma de Madrid, Escuela Politécnica Superior.
- [5] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers. Analysis and Design*, pp. 14, 327–333. Ed Prentice Hall, Second Ed., 1996.
- [6] P. J. González, F. Noriega, E. Chaves, and F. Gutiérrez, “Diseño de divisores/combinadores de potencia Wilkinson usando elementos discretos,” URSI, 2001.
- [7] “http://personal.us.es/rboloix/pub_mic/mic1.pdf,” 2011. Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad de Sevilla.
- [8] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, pp. 185, 327–336. John Wiley & Sons, Inc., Third Ed., 2005.
- [9] C.-H. Tseng and C.-L. Chang, “Improvement of return loss bandwidth of balanced amplifier using metamaterial-based quadrature power splitters,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, pp. 269–271, April 2008.

- [10] G. G. Ortiz and S. Padin, "A Cooled 1- to 2-GHz Balanced HEMT Amplifier," TDA Progress Report 42-106, pp. 52–59, August 15 1991.
- [11] M. N. Azar, M. Kamyab, and M. Djavid, "Design and manufacturing the balance amplifier using the lange coupler in X-band," Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, pp. 691–696, August 18-21 2009. Moscow, Russia.
- [12] J. Lim, C. Park, J. Koo, H. Cha, Y. Jeong, S.-M. Han, and D. Ahn, "A balanced power amplifier utilizing the reflected input power," IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology, pp. 88–91, 2009.
- [13] S. Seo, D. Pavlidis, and J.-S. Moon, "A wideband balanced AlGaIn/GaN HEMT MMIC low noise amplifier for transceiver front-ends," in Eur. Gallium Arsenide Compound Semicond. Appl. (EGAAS) Symp. Dig., pp. 225–228, 2005.
- [14] M. Gillick, I. D. Robertson, and J. S. Joshi, "Coplanar waveguide two-stage balanced MMIC amplifier using impedance-transforming lumped-distributed branchline couplers," Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 141, pp. 241–245, August 1994.
- [15] S. Banba and H. Ogawa, "Small-sized MMIC amplifiers using thin dielectric layers," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 43, p. 485–492, March 1995.
- [16] P. Akkaraekthalin, S. Jongjitaree, and V. Vivek, "Coplanar waveguide balanced amplifier using bipolar junction transistors and backed ground-plane hybrids," in Proc. IEEE Region 10 Int. Conf. (TENCON), pp. 732–735, 2001.
- [17] B. L. Nelson, D. K. Umemoto, C. B. Perry, R. Dixit, B. R. Allen, M. E. Kim, and A. K. Oki, "High-linearity, low dc power monolithic GaAs HBT broadband amplifiers to 11 GHz," in IEEE Microw. Millimeter-Wave Monolit. Circuits Symp. Dig., pp. 15–18, 1990.
- [18] K. W. Kobayashi, M. Nishimoto, L. T. Tran, H. Wang, J. Cowles, T.R. Block, J. Elliott, B. Allen, A. K. Oki, and D. C. Streit, "A 44 GHz InP-based HBT doublebalanced amplifier with novel current re-use biasing," in IEEE RFIC Symp. Dig., pp. 267–270, 1998.
- [19] R. S. Engelbrecht and K. Kurokawa, "A wide-band low noise L-band balanced transistor amplifier," Proc. IEEE, vol. 53, pp. 237–248, March 1965.

- [20] T. Imaoka, S. Banba, A. Minakawa, and N. Imai, "Millimeter-wave wide-band amplifiers using multilayer MMIC technology,," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 45, pp. 95–101, January 1997.
- [21] Hewlett-Packard Co., "2–18 GHz Ultra Low Noise Pseudomorphic HEMT," pp. (5-75) - (5-78), Technical Data [Online]. Available: http://www.hp.woodshot.com/hprfhhelp/4_downld/products/xrs/atf36077.pdf.
- [22] Hewlett-Packard Co., "L Band Amplifier using the ATF-36077 Low Noise PHEMT," 1997. Application Note 1128 [Online]. Available: http://www.hp.woodshot.com/hprfhhelp/4_downld/lit/xrlit/an1128.pdf.
- [23] Sam Jewell, "Low Noise Amplifier for the 2.3 GHz band," [Online]. Available: <http://www.mikrofaale.net/pdf/13cm%20LNA.pdf>.
- [24] Agilent Technologies Inc., "Low Noise Amplifier for 2.3 GHz using the ATF-36077 Low Noise PHEMT," August 11 1999. Application Note 1129. [Online]. Available: <http://www.avagotech.com/docs/5966-0782E>.
- [25] Petr Kutín and Miroslav Kasal, "Low Noise Amplifier for 2.4 GHz," Institute of Radio Electronics, FEEC, BUT. pp. 281-284 [Online]. Available: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/ra2007/archive/ra2004/abstracts/072.pdf>.
- [26] Hewlett-Packard Co., "Low Noise Amplifier for 5.7 GHz using the ATF-36077 Low Noise PHEMT," 1997. Application Note 1133 [Online]. Available: http://www.hp.woodshot.com/hprfhhelp/4_downld/lit/xrlit/an1133.pdf.
- [27] Al Ward, "Low Noise Amplifiers for 2304, 3456, 5760, and 10368 MHz using the ATF-36077 PHEMT," [Online]. Available: http://www.velalq.com/pdf_files/Mw97lna1.pdf.
- [28] Michael Ladas MSc and Prof. N.Uzunoglu, "Design and development of a broadband ku-band CDMA VSAT." University of Bradford, UK [Online]. Available: http://telecom.esa.int/telecom/media/document/DESIGN_AND_DEVELOPMENT_OF_A_BROADBAND_Ku_BAND_CDMA_VSAT.pdf.
- [29] S. B. Cohn, "A class of broadband three-port tem-mode hybrids," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-16, pp. 110–116, February 1968.

-
- [30] L. Y. George L. Matthaei and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, p. 275. Artech House, Inc., 1980.
- [31] J. A. Bava and A. J. Sanz, Técnicas de Diseño de amplificadores de microondas, pp. 44–53. CEILP, 1999.
- [32] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, pp. 327–333. John Wiley & Sons, Inc., 77-84 ed., 2001.
- [33] Whites, “Lecture 12.” pp. 1-15 [Online]. Available: <http://whites.sdsmt.edu/classes/ee481/notes/481Lecture12.pdf>
- [34] Dr. B.S. Virdee, “Tutorial for Novices to Agilent’s Advanced Design System (ADS).” pp. 1-22 [Online]. Available: <http://borji.iut.ac.ir/ece1712520/files/ADSTutorial.pdf>
- [35] “http://www.microwaves101.com/encyclopedia/mitered_bends.cfm,” 2011.