



CT-716-SS1  
Donr-2013



Centro de Investigación y de Estudios Avanzados  
del Instituto Politécnico Nacional  
Unidad Guadalajara

**Diseño de un Pre-Amplificador de  
Potencia Altamente Lineal para Banda S  
Basado en GaN y Utilizando Estructuras**

**Spur-Lines  
CINVESTAV  
IPN  
ADQUISICION  
LIBROS**

Tesis que presenta:  
**Olaf Ismael Gómez Pichardo**

para obtener el grado de:  
**Maestro en Ciencias**

en la especialidad de:  
**Ingeniería Eléctrica**

Director de Tesis  
**Dr. José Raúl Loo Yau**

CT00620  
ST-716-SS1  
A: 15-03-2013  
Don: 2013  
\$

ID: 202603

# **Diseño de un Pre-Amplificador de Potencia Altamente Lineal para Banda S Basado en GaN y Utilizando Estructuras Spur-Lines**

**Tesis de Maestría en Ciencias  
Ingeniería Eléctrica**

Por:

**Olaf Ismael Gómez Pichardo**

Ingeniero en Mecatrónica

Instituto Politécnico Nacional, UPIITA 2003-2008

Becario de CONACYT, expediente no. 234751

Director de Tesis

**Dr. José Raúl Loo Yau**

CINVESTAV del IPN Unidad Guadalajara, Marzo de 2012.

# Dedicatoria

Con todo mi cariño y agradecimiento,

A mi Compañera y Amiga...

Karina Teresa Castán Aquino

A mis Padres...

Teresa Pichardo Alvarado  
José Miguel Martín Gómez Torres

A mis Hermanos...

Gabriel Bertín Gómez Pichardo  
Ernesto Yair Gómez Pichardo

A la Familia...

Castán Aquino

¡Con su ejemplo me ayudan a mejorar cada día!

## Agradecimientos

Agradezco a mis padres y hermanos por el apoyo incondicional que me dieron para emprender este nuevo reto en mi vida.

Agradezco a mi interminable compañera y amiga Karina, por la fe y compañía que puso en mí para culminar este gran proyecto.

Agradezco a la Familia Castán Aquino por el apoyo que nos han brindado.

Agradezco al M.C. Jesús Andrés Mendoza Bonilla y al Dr. Alberto García Osorio, por sus innumerables conocimientos que ayudaron para que este trabajo llegara a buen termino.

Agradezco a mí asesor de tesis Dr. José Raúl Loo Yau por sus conocimientos dados para la realización de este trabajo. Que el deseo que tiene porque sus estudiantes sean los mejores nunca se pierda.

Agradezco a CONACYT por el apoyo económico otorgado para realizar los estudios de maestría.

## Resumen

Los transistores de Nitruro de galio (GaN) se están utilizando ampliamente en el diseño de amplificadores de potencia debido a su capacidad para manejar altas corrientes y voltajes. La amplificación es una parte relevante en cualquier sistema de comunicación inalámbrica. Así, el uso de la tecnología GaN, en este tipo de sistemas, ayuda a reducir las dimensiones físicas y principalmente el consumo de energía por medio de amplificadores de potencia de alta eficiencia como los clase E y F. Ambos tipos de amplificadores de potencia operan cerca o más allá del punto de compresión  $P_{1dB}$ .

Este hecho implica que los amplificadores de potencia clase E o F requieran un pre-amplificador con el fin de saturar el transistor. El pre-amplificador necesita ser altamente lineal, tal que la salida de este no contribuya a la distorsión de la señal a la salida del amplificador de potencia. Por lo tanto, el amplificador de potencia clase A es la mejor opción, ya que éste opera en la región lineal del transistor. Sin embargo, un transistor es un componente no lineal, por lo que incluso al trabajar en la región lineal, la señal de salida de un amplificador de potencia clase A tendrá una cierta distorsión, esto significa que tendrá componentes armónicos pero con un nivel bajo. El diseño de amplificadores de potencia de banda ancha Clase A presenta ciertas dificultades ya que la ganancia del transistor tiene una fuerte dependencia con la frecuencia y se requiere que los niveles de los armónicos en todo el ancho de banda sean muy bajos. Con el fin de reducir los niveles de los componentes armónicos se tiene que utilizar un filtro rechaza banda. En RF y en microondas, los filtros en microcintas son muy populares. Sin embargo, la dimensión física de un filtro para microondas puede ser muy grande, dependiendo de los requerimientos del filtro. Así, las estructuras como "*Photonic Band Gap*" (PBG), "*Defect Ground Structures*" (DGS) o "*Spurlines*" tratan de miniaturizar los filtros en microcintas.

Este trabajo está relacionado con el diseño de un pre-amplificador altamente lineal (Amplificador de potencia clase A). El pre-amplificador desarrollado en esta tesis es para aplicaciones de banda ancha debido a que este se utilizará para caracterizar los amplificadores de potencia de alta eficiencia, diseñados en el Cinvestav Unidad Guadalajara. El diseño del amplificador de potencia de banda ancha clase A, se basa en el uso de un filtro en microcinta pasa banda en la entrada del transistor con secciones de líneas a corto circuito en lugar de usar secciones de líneas en circuito abierto. Una descripción completa de la metodología de diseño es presentada en esta tesis. Por otra parte, un filtro rechaza banda fue diseñado con una estructura novedosa que consiste en un filtro de líneas acopladas unidas a estructuras "*Spurline*" para reducir los niveles de los armónicos en la salida del pre-amplificador. Bajo esta configuración, una potencia de salida constante de 30 dBm de 1.5 - 2.8 GHz se logró con 15 dBm de potencia de entrada.



## Abstract

Gallium Nitride (GaN) transistors are being used extensively in the design of power amplifiers because of its capability to handle high currents and voltages. Amplification is a relevant part of any wireless communication system. Using GaN technology, in this type of systems, helps to reduce the physical dimensions and principally power consumption by means of high efficiency power amplifiers such as those of class E and F. Both classes of amplifiers operate close or beyond to the  $P_{1dB}$  compression point.

This fact implies that class E or F power amplifiers required a pre-amplifier in order to saturate the transistor. The pre-amplifier needs to be highly linear, such the output of the pre-amplifier will not contribute to the distortion of the signal at the output of the power amplifier. Thus, the class A power amplifier is the best option, since it's operated in the linear region of the transistor. However, a transistor is a nonlinear component, so even when working in the linear region, the output signal of the class A power amplifier will have some distortion, this means that will have harmonic components but with a low level. In the case of broadband class A power amplifiers, its design is a little more difficult due that the gain of the transistor has a strong dependency with the frequency and also the levels of the harmonics in all the frequency range have to be very low too.

In order to reduce the levels of the harmonic components, a band-stop filter has to be used. At RF and microwave frequencies, microstrip filters are very popular. However, the physical dimension of a microwave filter can be very large, depending on the requirements of the filter. Thus novel structures as Photonic Band Gap (PBG), Defected Ground Structure (DGS) or Spurlines come to miniaturize the microstrip filters.

This work is related to the design of a highly linear pre-amplifier (class A power amplifier). The pre-amplifier developed in this thesis is for broadband applications due that the pre-amplifier will be used to characterize high efficiency power amplifiers, that are designed in Cinvestav Unidad Guadalajara. The design of the broadband class A power amplifier is based on the use of a band pass microstrip filter at the input of the transistor with short stub instead of open stub structures. A complete description of the design methodology is presented. Moreover, to reduce the levels of the harmonic at the output of the pre-amplifiers, a band-stop filter was designed using a novel structure that consists of a coupled lines filter embedded into spurline structures. Under this configuration a constant output power of 30 dBm from 1.5 – 2.8 GHz was achieved with 15 dBm of input power.

# Índice general

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Antecedentes	1
1.2. Planteamiento del problema	2
1.3. Objetivos de la Tesis	2
1.4. Metas	3
1.5. Organización de la Tesis	3
<b>2. Estado del Arte</b>	<b>4</b>
2.1. DGS ( <i>Defect Ground Structure</i> ) en APs	4
2.2. PBS ( <i>Photonic Bandgap Structure</i> ) en APs	7
2.3. <i>Spurline Resonator</i> en APs	8
<b>3. Marco Teórico</b>	<b>12</b>
3.1. HEMT ( <i>High Electron Mobility Transistor</i> )	12
3.2. Términos básicos y definiciones	13
3.3. Clases de Operación	14
3.3.1. Amplificadores Clase-A	16
3.3.2. Amplificadores Clase-B	17
3.3.3. Amplificadores Clase-AB	17
3.4. Amplificadores de banda ancha	18
3.5. Filtro <i>Spurline</i>	19
3.6. Filtro de Líneas Acopladas con <i>Spurline</i>	22
<b>4. Metodología de Diseño</b>	<b>25</b>
4.1. Diseño de un Amplificador Clase-A	25
4.2. Metodología de diseño	26
4.2.1. Selección del transistor	26
4.2.2. Características de DC (Punto de polarización)	26
4.2.3. Condiciones de estabilidad	27
4.2.4. Determinación de las áreas óptimas para impedancia de carga (" <i>Source-Pull</i> ") y (" <i>Load-Pull</i> ")	28
4.2.5. Síntesis de la red de acoplamiento de entrada y salida	29
4.2.6. Optimización con el modelo de gran señal en la impedancia de carga (Niveles de potencia y eficiencia)	30
4.2.7. Optimización del punto de polarización	30

4.2.8.	Simulación de los parámetros de pequeña señal	30
4.2.9.	Simulación electromagnética	31
<b>5.</b>	<b>Diseño del Amplificador</b>	<b>32</b>
5.1.	Selección del transistor	32
5.2.	Características de DC (Punto de polarización)	33
5.3.	Condiciones de estabilidad	34
5.4.	<i>Source-Pull</i> y <i>Load-Pull</i>	35
5.5.	Red de acoplamiento de entrada	37
5.6.	Red de acoplamiento de salida	42
5.7.	Optimización con el modelo de gran señal en la impedancia de carga (Niveles de Potencia y eficiencia)	46
5.8.	Optimización del punto de polarización	46
5.9.	Medición y simulación de los parámetros de pequeña señal	47
5.10.	Simulación electromagnética	48
5.11.	Filtro de Líneas Acopladas con <i>Spurline</i>	48
<b>6.</b>	<b>Mediciones</b>	<b>53</b>
6.1.	Sistema de medición	53
6.2.	Amplificador Clase-A Típico	55
6.3.	Filtro rechaza banda de líneas acopladas con <i>spurlines</i>	58
6.4.	Amplificador Clase-A Propuesto	59
<b>7.</b>	<b>Conclusiones y Trabajo Futuro</b>	<b>63</b>
7.1.	Conclusiones .	63
7.2.	Trabajo futuro	64

# Índice de figuras

2.1. Microcinta con DGS.	5
2.2. DGS en la línea de alimentación de la red de entrada.	6
2.3. DGS como filtro rechaza banda.	6
2.4. Respuesta del filtro rechaza banda reportado en (Lim <i>et al.</i> , 2001).	6
2.5. Línea de Microcinta con <i>Spiral-DGS</i> .	7
2.6. PBS ( <i>Photonic Bandgap Structure</i> ).	8
2.7. Uso de una PBS en un AP.	8
2.8. Estructura de un <i>Spurline</i> .	9
2.9. Amplificador Clase-E con <i>Spurline</i> .	9
2.10. Amplificador de potencia combinado con un <i>Spurline</i> asimétrico.	10
3.1. Familias de dispositivos activos.	12
3.2. Circuito general de un Amplificador de Potencia.	13
3.3. Formas de onda de Voltaje y Corriente de las diferentes clases de amplificadores de potencia.	15
3.4. Configuración de un amplificador de potencia Clase-A.	16
3.5. Localización típica de puntos de polarización para amplificadores lineales.	17
3.6. Filtros <i>Spurline</i> .	19
3.7. Configuraciones de los filtros <i>Spurline</i> .	20
3.8. Respuesta en frecuencia de un <i>Spurline</i> a diferentes longitudes de "a".	20
3.9. Respuesta en frecuencia de un <i>Spurline</i> a diferentes longitudes de "s".	21
3.10. Simulación de Perdidas por inserción.	21
3.11. Circuito equivalente propuesto para un <i>Spurline</i> asimétrico.	22
3.12. Filtro de líneas acopladas a)Rechaza Banda b)Pasa Banda.	23
3.13. <i>Meander Spurline</i> .	23
3.14. Sobreposición de respuesta en frecuencia de filtros.	24
3.15. Filtro de líneas acopladas con <i>spurline</i> .	24
4.1. Circuito general de un amplificador.	27
4.2. Sistema de <i>Load-Pull</i> usando <i>tuners</i> pasivos.	29

4.3. Contornos típicos de <i>Load-Pull</i> para potencia de salida y eficiencia (PAE).	29
4.4. Red de acoplamiento sin pérdidas a una carga arbitraria.	30
5.1. Curvas de I-V del transistor.	33
5.2. Circuito empleado para generar las curvas de I-V del transistor.	33
5.3. Circuito empleado para generar el análisis de estabilidad del transistor.	34
5.4. a) Factor $K$ b) Factor $B_1$ .	35
5.5. a) Círculos de estabilidad en la fuente b) Círculos de estabilidad en la carga.	35
5.6. <i>Template</i> para simulación de <i>Source-Pull</i> y <i>Load-Pull</i> .	36
5.7. Localización de impedancias en la fuente y carga.	36
5.8. Red de acoplamiento de entrada propuesta.	37
5.9. Arquitectura del filtro pasa banda para <i>broadband</i> .	38
5.10. Respuesta del filtro pasa banda deseado para <i>broadband</i> .	38
5.11. Bloque de alimentación de la red de entrada.	39
5.12. Red de acoplamiento de entrada con Microcintas.	40
5.13. Parámetro $S_{11}$ de la red de entrada.	41
5.14. Parámetro $S_{31}$ y $S_{32}$ de la red de entrada.	41
5.15. Impedancias a la $f_0$ de la red de entrada ( <i>Source Pull</i> y Red final).	42
5.16. Topología de la red de salida.	42
5.17. Arquitectura del filtro de la red de salida.	43
5.18. Parámetro $S_{22}$ de la red de salida.	43
5.19. Parámetro $S_{31}$ y $S_{32}$ de la red de salida.	44
5.20. Impedancias a la $f_0$ de la red de salida ( <i>Load Pull</i> y Red final).	44
5.21. Red de acoplamiento de salida con Microcintas. .	45
5.22. Herramientas de optimización en ADS. .	46
5.23. Ajuste de voltaje de compuerta ( $V_{GS}$ ).	47
5.24. a) Ganancia del Amplificador, b) Acoplamiento de entrada y salida.	47
5.25. Comparación entre simulación ideal y electromagnética.	48
5.26. Simulación en MOMENTUM del amplificador.	49
5.27. Nivel del segundo armónico ( $2f_0$ ).	50
5.28. Efectos de los filtros independientes.	50
5.29. Respuesta del filtro de líneas acopladas con <i>spurlines</i> .	51
5.30. Eliminación del segundo armónico.	52
6.1. Sistema de medición utilizado.	54
6.2. Pre-Amplificador Clase-A construido.	55
6.3. Parámetro $S_{21}$ medido del pre-amplificador.	56
6.4. Parámetros $S_{11}$ y $S_{22}$ medido del pre-amplificador.	56

6.5. a) Potencia de salida y b) PAE con 15 <i>dBm</i> de entrada.	57
6.6. a) Potencia de salida y b) PAE con 20 <i>dBm</i> y 25 <i>dBm</i> de entrada. .	57
6.7. Filtro de líneas acopladas con <i>spurlines</i> construido.	58
6.8. a) $S_{21}$ del filtro de líneas acopladas y b) $S_{11}$ y $S_{22}$ del filtro de líneas acopladas.	58
6.9. Pre-amplificador Clase-A con el filtro de líneas acopladas.	59
6.10. $S_{21}$ del amplicador con y sin filtro.	59
6.11. a) Comparativa $2f_0$ b) Comparativa $3f_0$ con 15 <i>dBm</i> de Potencia de entrada.	60
6.12. a) Comparativa de potencia de salida b) Comparativa eficiencia con 15 <i>dBm</i> de Potencia de entrada.	60
6.13. Banda de paso del filtro.	61
6.14. a) Comparativa de potencia de salida b) Comparativa eficiencia con 20 <i>dBm</i> de Potencia de entrada.	61
6.15. a) Comparativa $2f_0$ b) Comparativa $3f_0$ con 20 <i>dBm</i> de Potencia de entrada.	62
6.16. a) Comparativa de potencia de salida b) Comparativa eficiencia con 25 <i>dBm</i> de Potencia de entrada.	62
6.17. a) Comparativa $2f_0$ b) Comparativa $3f_0$ con 25 <i>dBm</i> de Potencia de entrada.	62

# Índice de cuadros

2.1. Comparativa del estado del Arte.	11
5.1. Parámetros de entrada y resultados de la técnica de <i>Source-Pull</i> y <i>Load-Pull</i> .	37

# Capítulo 1

## Introducción

En la presente tesis se ha desarrollado una metodología para diseñar amplificadores de potencia clase-A.

Para ilustrar la metodología, se diseñó y construyó un pre-amplificador Clase-A, en la banda  $S$  la cual se encuentra entre los 2 y 4  $GHz$ . Este pre-amplificador está construido con un transistor HEMT de Nitruro de Galio (GaN).

Por definición, un amplificador de potencia (AP) clase A es lineal y su eficiencia teórica es de 50%. Sin embargo, en la práctica no necesariamente se cumplen dichas características. En ese sentido se han propuesto formas de mejorar las características de los APs clase A mediante diversas técnicas. En este trabajo se exploró la opción de utilizar un filtro rechaza banda para mejorar las características antes descritas de un AP clase A de banda ancha.

El filtro rechaza banda utilizado en este trabajo está basado en microcinta usando estructuras llamadas *Spurline*, y que serán abordadas más adelante en este trabajo.

### 1.1. Antecedentes

A lo largo del tiempo en el diseño de amplificadores de potencia, ha surgido la necesidad de hacer que éstos cada vez sean más eficientes, posean mejor linealidad y una potencia de salida mayor. En la literatura se han reportado técnicas para el mejoramiento de las características eléctricas de los APs. Existen 2 técnicas importantes, DGS (*Defect Ground Structure*) y PBG (*Photonic Bandgap Structure*). Estas técnicas no son más que, como su nombre lo indica, la deformación del plano de tierra con estructuras bien definidas y en puntos estratégicos dentro del amplificador, como lo son las redes de salida y de alimentación. Publicaciones recientes presentan la utilización de *Spurlines* en la etapa de salida de un AP (Wang *et al.*, 2009) (Liu *et al.*, 2008), como una alternativa para la eficiencia, potencia de salida y linealidad.



La amplificación es una función básica y relevante dentro de los sistemas modernos de RF y de las microondas. En la actualidad la mayoría de los amplificadores de RF y microondas usan transistores GaN HEMTs.

## 1.2. Planteamiento del problema

Los transistores de Nitrato de Galio (*GaN*) se están utilizando cada vez más en el diseño de la etapa de potencia, ya sea en equipos móviles o en estaciones terrestres para aplicaciones de comunicaciones, como lo es para el protocolo WiMAX, debido a que son capaces de manejar altos niveles de corriente y voltaje (Millon *et al.*, 2008).

Actualmente los amplificadores de potencia que utilizan transistores GaN están siendo utilizados como amplificadores de potencia Clase-E y Clase-F. Estos tipos de amplificadores son altamente eficientes y para esto deben de trabajar en saturación, en caso contrario la eficiencia es muy baja.

Debido a las limitaciones en la potencia de salida del sintetizador, no es posible saturar los amplificadores ya que el máximo nivel de potencia que entrega el sintetizador, que se tiene en el laboratorio de Diseño Electrónico de esta unidad, es de aproximadamente  $18 \text{ dBm}$  ( $63.09 \text{ mW}$ ) cuando se requiere de al menos de  $30 \text{ dBm}$  ( $1 \text{ Watt}$ ).

Un pre-amplificador no es más que un AP altamente lineal, esto representa eficiencias muy bajas (menores a 30 %). En este sentido, los APs Clase-A son los más adecuados. Se dice que el amplificador de potencia clase-A trabaja  $360^\circ$ , debido a que el punto de polarización se encuentra en la zona lineal de las curvas características  $I - V$  del transistor, permitiendo de esta manera que la corriente por el drenador (*drain*) fluya durante el ciclo completo de la señal de entrada.

Como se mencionó anteriormente, en este trabajo se requiere que el AP clase A sea de banda ancha, y su linealidad se debe de garantizar. Para esto se utiliza el filtro rechaza banda. Dicho filtro está diseñado en tecnología planar (microcinta). La estructura del filtro es una línea de transmisión con dos ranuras en forma de L, al cual la literatura lo ha denominado como *Spurline*. Este tipo de filtro tiene como característica ser selectivo, es decir, es de banda angosta. Considerando estos puntos, publicaciones recientes presentan que la utilización de dichas estructuras a la salida del amplificador puede mejorar características como la eficiencia (*PAE*) y potencia de salida ( $P_{out}$ ) (Wang *et al.*, 2009) (Liu *et al.*, 2008).

## 1.3. Objetivos de la Tesis

Este trabajo de tesis tiene 2 objetivos principales:

1. Estudiar los filtros rechaza banda *Spurline*.

2. Comparar las características eléctricas como la eficiencia ( $PAE$ ), potencia de salida ( $P_{out}$ ) y linealidad entre un pre-amplificador Clase-A normal y uno con filtro rechaza banda tipo *Spurline*. Los pre-amplificadores de potencia Clase-A serán construidos con transistores GaN y deben cubrir la banda "S" ( $2 - 4 GHz$ ) con una potencia mayor de  $30 dBm$  ( $1 Watt$ ).

## 1.4. Metas

- Desarrollo de una metodología para el diseño de amplificadores clase-A de banda ancha.
- Diseño y construcción de un pre-amplificador clase-A, con una potencia de salida mínima de  $30 dBm$ .
- Diseño de un filtro *Spurline* con un gran ancho de banda de rechazo.

## 1.5. Organización de la Tesis

- Capítulo 1 Muestra la introducción a la tesis, enumerando los objetivos principales, definición del problema y las metas.
- Capítulo 2 Se presenta el estado del arte, se mencionan algunos trabajos previos a la tesis, se enumeran las ventajas y desventajas de cada uno.
- Capítulo 3 - Se presenta la teoría de los amplificadores de potencia.
- Capítulo 4 - Se desarrolla la metodología de diseño paso a paso, desde la selección del tipo de amplificador, pasando por el diseño de las redes de acoplamiento, el uso del *Spurlines* dentro de los amplificadores de potencia y concluyendo con las simulaciones electromagnéticas.
- Capítulo 5 - Se implementa la metodología paso a paso para el amplificador deseado (pre-amplificador clase-A), mostrando el desarrollo del diseño.
- Capítulo 6 - Se realiza el análisis de los datos obtenidos así como la comparativa entre ellos, llegando a las conclusiones del trabajo.
- Capítulo 7 - Se reportan las conclusiones, así como el trabajo futuro a realizar.

# Capítulo 2

## Estado del Arte

El rendimiento de los APs está caracterizado por un conjunto único de métricas. Para ello, es útil que los diseñadores de APs entiendan la importancia de estas figuras de mérito. Una de las más importantes sin lugar a duda es la eficiencia de potencia añadida (PAE), la cuál es definida como la relación entre la diferencia de las potencias de entrada y salida ( $P_{out} - P_{in}$ ) y la potencia de consumo de DC ( $P_{DC}$ ).

A lo largo del tiempo en el diseño de amplificadores de potencia, ha surgido la necesidad de hacer que estos sean cada vez más eficientes, posean mejor linealidad y una potencia de salida mayor. En la literatura se han reportado técnicas para el mejoramiento de las características eléctricas de los amplificadores de potencia (AP). Existen 2 técnicas importantes, DGS (*Defect Ground Structure*) y PBG (*Photonic Bandgap Structure*). Estas técnicas no son más que, como su nombre lo indica, la deformación del plano de tierra con estructuras bien definidas y en puntos estratégicos dentro del amplificador, como lo son las redes de salida y de alimentación. Publicaciones recientes presentan la utilización de *Spurlines* en la etapa de salida de un AP, como una alternativa para el mejoramiento de la eficiencia, potencia de salida y linealidad.

### 2.1. DGS (*Defect Ground Structure*) en APs

Las principales metas de diseño dentro de los amplificadores de potencia están enfocadas en la potencia de salida, linealidad y eficiencia. Estos parámetros dependen del dispositivo activo (transistor), de la red de alimentación de voltaje de DC y las redes de acoplamiento de entrada y salida. La base para la mayoría de los métodos que intentan aumentar las características mencionadas del amplificador, radica en la eliminación de los armónicos a la salida del AP. Entre los armónicos, el segundo ( $2f_0$ ) donde  $f_0$  es la frecuencia fundamental, es el de mayor importancia debido a que la magnitud de éste, tiene mayor peso que los demás armónicos.

La técnica denominada DGS por sus siglas en inglés (*Defect Ground Structure*), físicamente no es más que una “rejilla” o sucesión periódica de éstas, grabadas sobre el plano de tierra (ver Fig.2.1) y que típicamente tiene una respuesta pasa bajas. La idea principal de esta técnica es de incrementar la inductancia efectiva de una línea de microcinta, con la finalidad de controlar las características de frecuencia de corte de ésta. Cambiando las dimensiones físicas de la “rejilla”, se podrá controlar fácilmente la inductancia efectiva. Esto proveerá un rechazo sobre un ancho de banda, el cual puede ser llamado como *Bandgap* o efecto de banda de rechazo.

La Fig.2.1 muestra el grabado para el circuito con DGS, el cual está localizado sobre el plano metálico de tierra. La impedancia característica de la línea de microcinta es de  $50 \Omega$ .

El DGS es una estructura periódica, fácil de fabricar y que puede ser construida al mismo tiempo que se fabrica el PCB del amplificador.

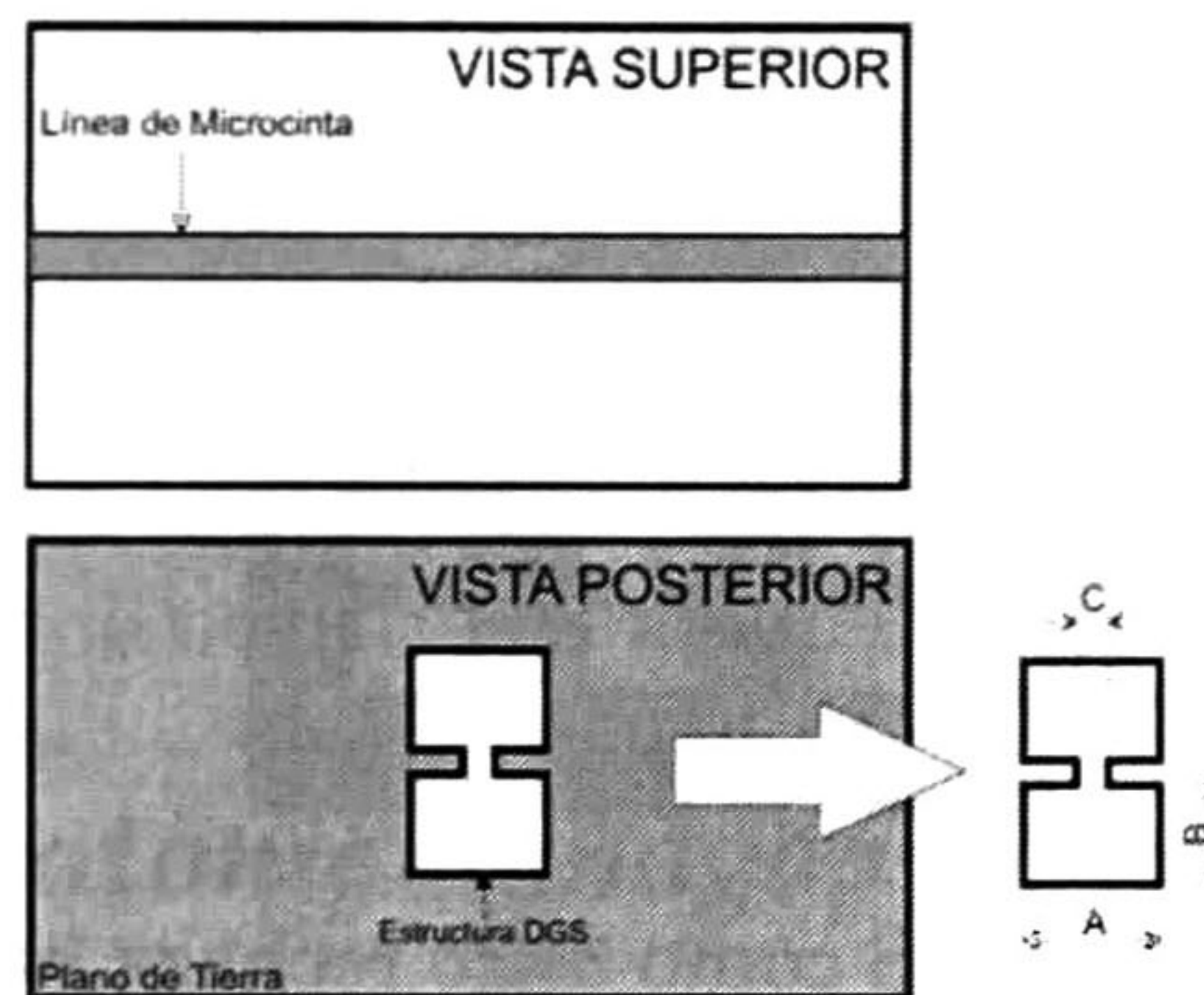


Figura 2.1: Microcinta con DGS.

La teoría sobre el diseño de este tipo de estructuras se puede encontrar en (Rudiakova y Krizhanovski, 2006).

Siguiendo la idea básica de la eliminación del segundo armónico en la etapa de salida del amplificador, un DGS tiene una característica rechaza-banda permitiendo así una sintonización para la eliminación de los armónicos dentro del AP.

Yong-Chae Jeong propone (Jeong *et al.*, 2004) el uso de una nueva red de alimentación de entrada ( $\lambda/4$ ) combinada con la técnica DGS (ver Fig.2.2), con el propósito de suprimir los armónicos en un amplificador de potencia. La línea de alimentación tiene como fin evitar la interferencia entre la señal de DC y la señal de RF a la frecuencia fundamental de operación del amplificador ( $f_o$ ). Sin embargo, esta línea no bloquea las componentes armónicas impares. Con el objetivo de incrementar la eficiencia del amplificador Yong-Chae, sintoniza la estructura para suprimir el tercer armónico  $3f_o$  y de esta manera incrementar las características del AP.

Por otro lado Jong-Sik Lim propone (Lim *et al.*, 2001), el uso *Defect Ground Structure* en la red de salida. En ese trabajo se utiliza una serie de celdas

DGS (ver Fig.2.3), para incrementar el ancho de banda de rechazo y de esta manera poder suprimir  $(2f_o)$  y  $(3f_o)$ .

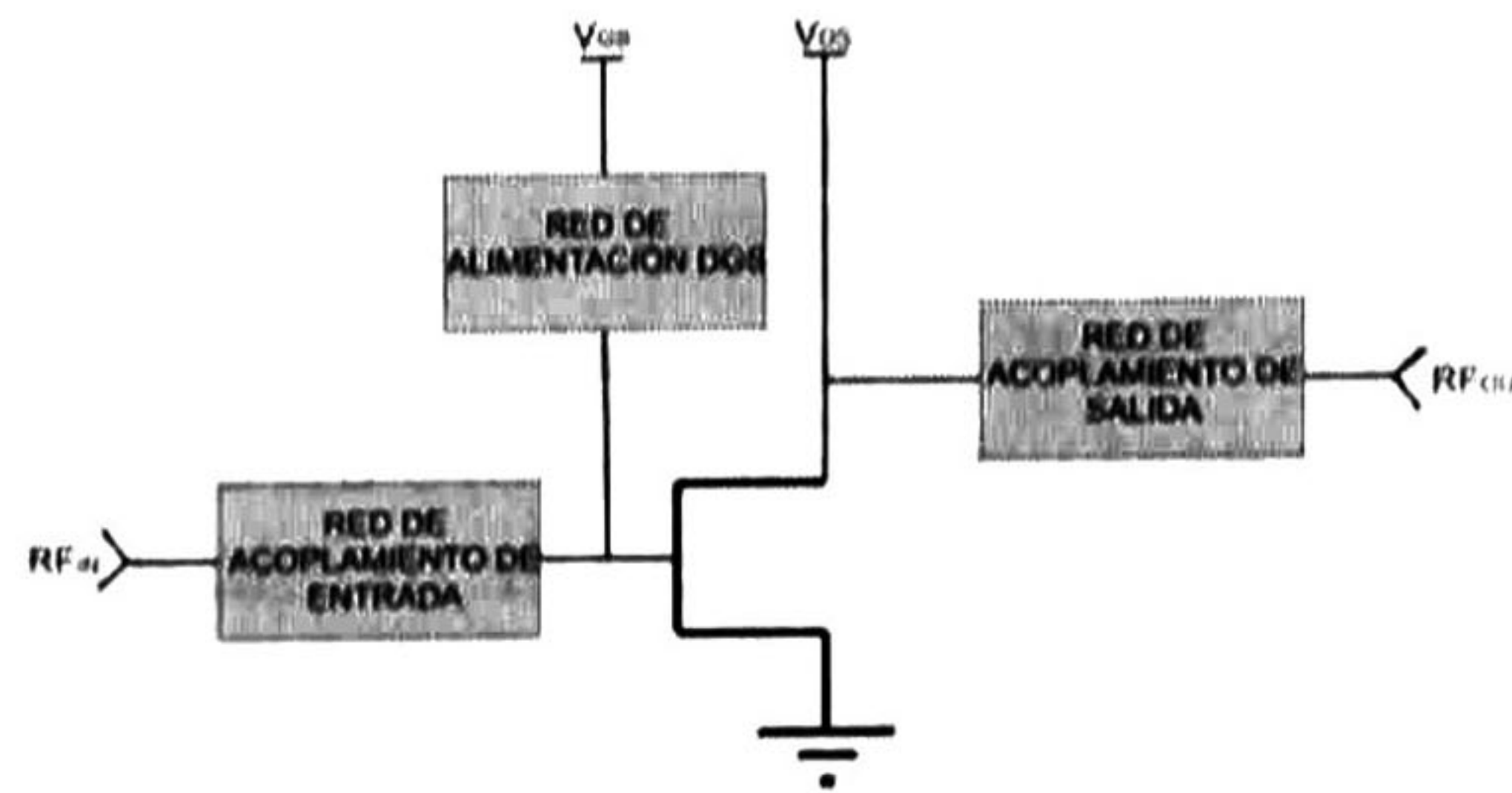


Figura 2.2: DGS en la línea de alimentación de la red de entrada.

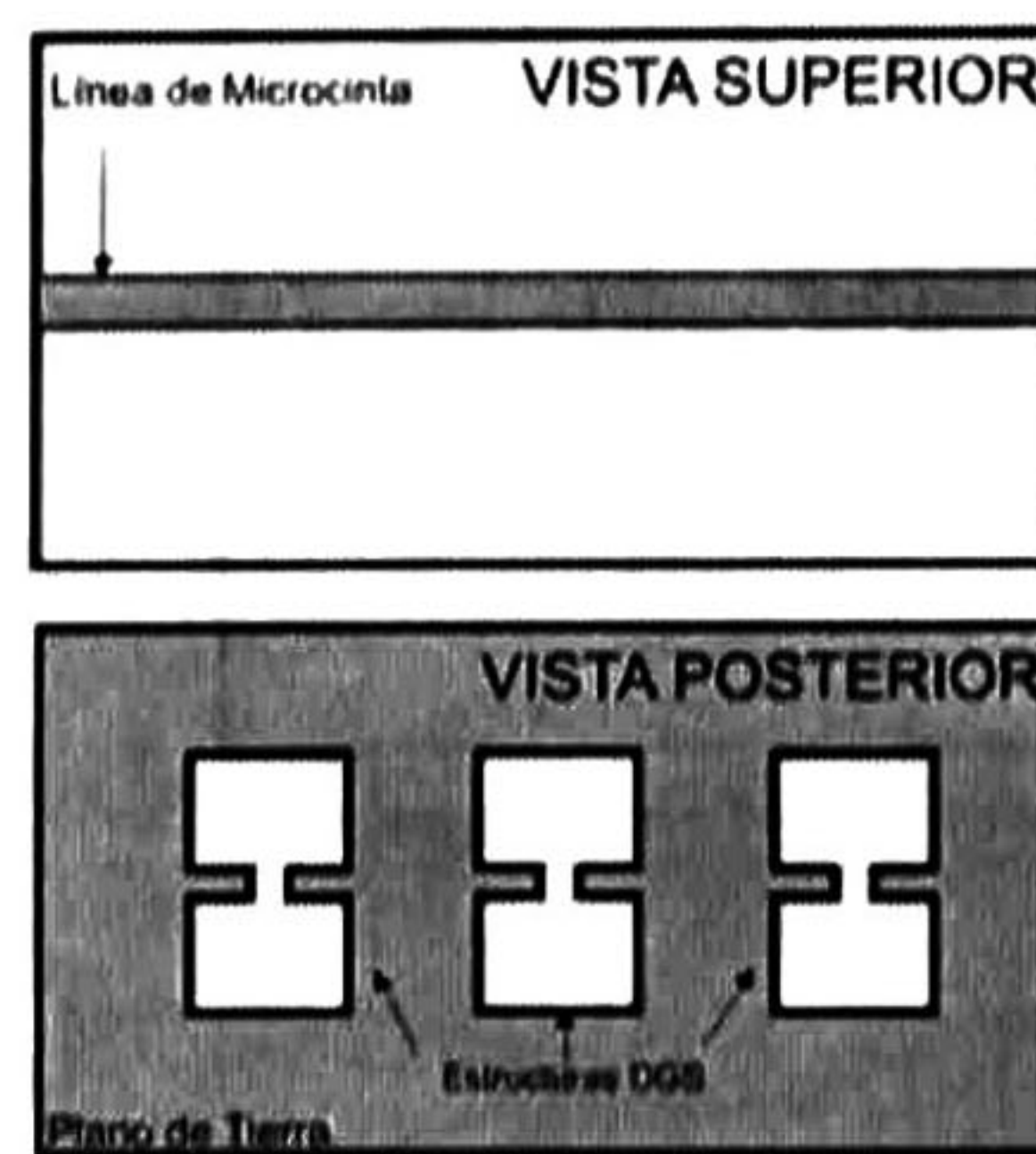


Figura 2.3: DGS como filtro rechaza banda.

La respuesta ( $S_{11}$  y  $S_{21}$ ) del arreglo DGS utilizado como filtro mostrado en la Figura 2.3 se ilustra en la Fig.2.4.

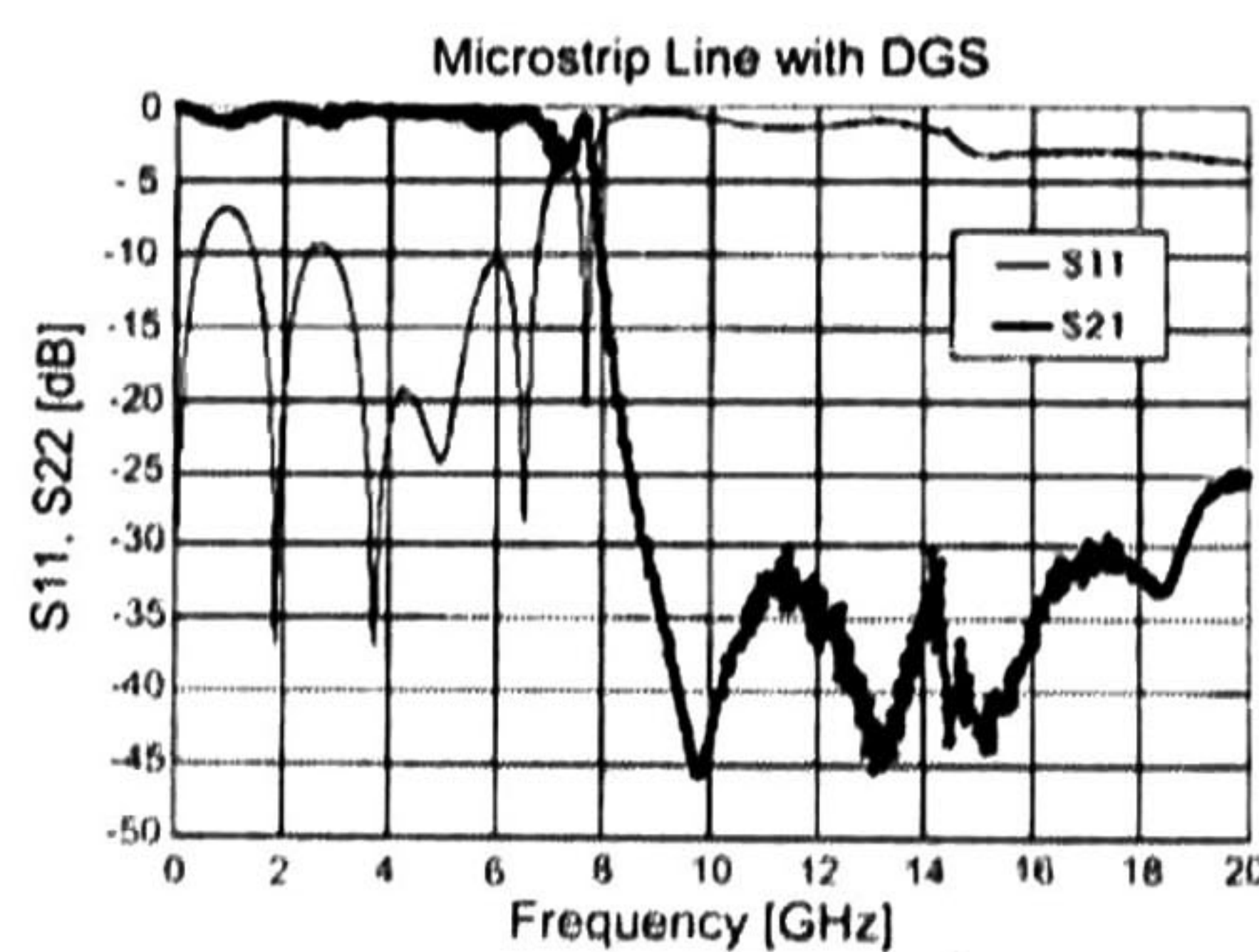


Figura 2.4: Respuesta del filtro rechaza banda reportado en (Lim *et al.*, 2001).

El diseño anterior fue implementado en un amplificador clase A utilizando GaAs FET. Por las características propias de un AP clase A, el nivel de la magnitud del segundo armónico es relativamente pequeño comparado con la magnitud de la frecuencia fundamental, dando como

resultado pequeños incrementos en la potencia de salida, sin embargo, se reporta un aumento en la eficiencia (PAE) de 1 % a 5 %.

Una variante del método DGS es presentado en (Lim *et al.*, 2003), denominado *Spiral-DGS* (ver Fig.2.5). Este método reduce el tamaño del amplificador diseñado (reportando una reducción de entre 39 % y 45 %). Con el mismo principio que los anteriores trabajos, *Spiral-DGS* presenta una banda de rechazo (efecto de filtro rechaza banda), y se coloca en la red de salida del amplificador con la finalidad de la supresión de armónicos.

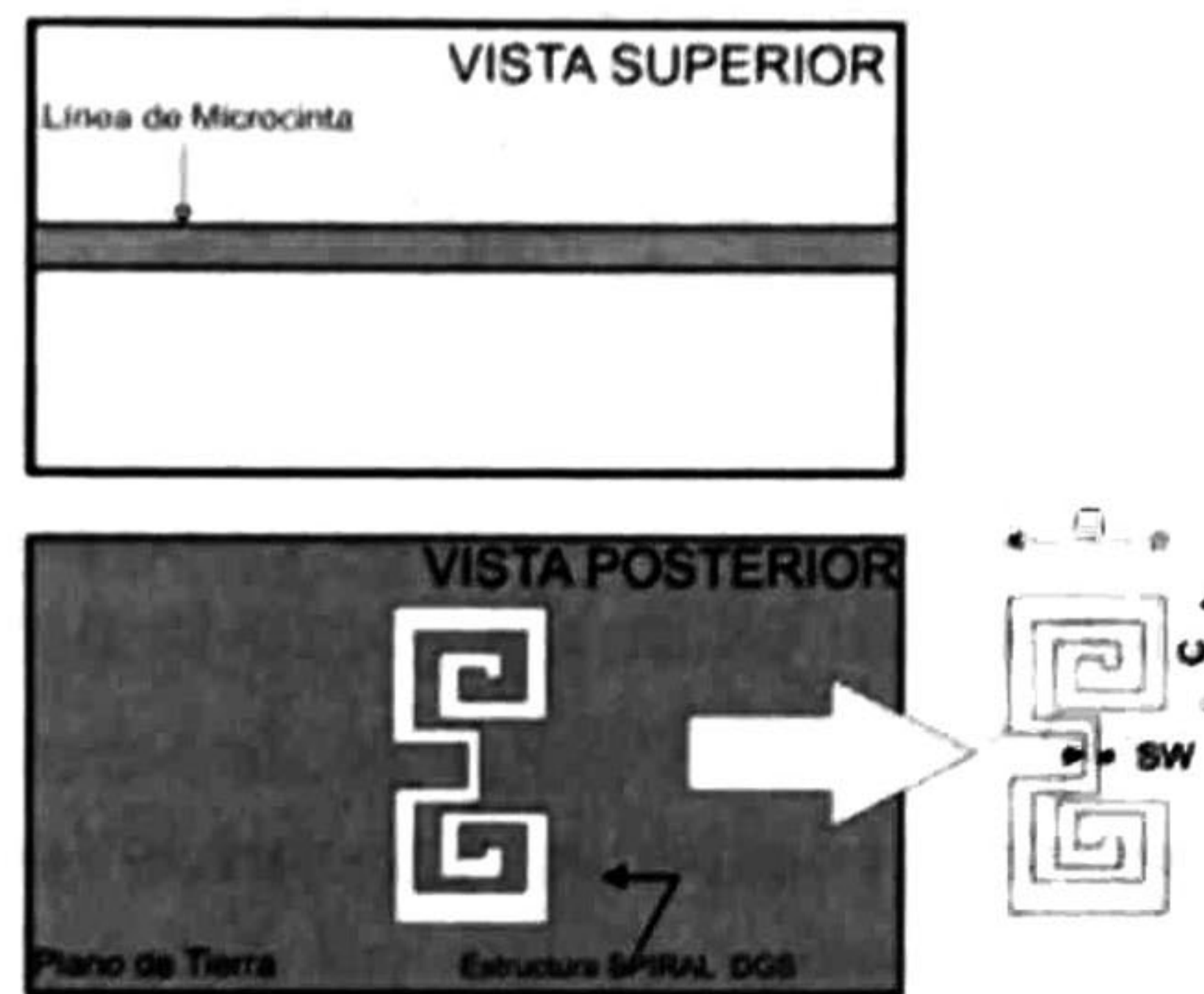


Figura 2.5: Línea de Microcinta con *Spiral-DGS*.

## 2.2. PBS (*Photonic Bandgap Structure*) en APs

El PBS (*Photonic Bandgap Structure*) es una estructura periódica capaz de evitar la propagación de ondas electromagnéticas en una cierta banda de frecuencias (Qian *et al.*, 1997). A pesar que las primeras investigaciones se enfocaron en el campo de la óptica, este tipo de estructuras han podido ser incluidas en el área de microondas y ondas milimétricas. Por las características mostradas, este tipo de estructuras son utilizadas como filtros rechaza banda.

Físicamente este tipo de estructuras son pequeñas perforaciones, generalmente en forma circular, realizadas sobre el PCB (*Printed Circuit Board*) (ver Fig.2.6). Estos orificios se colocan entorno a una línea de microcinta de 50  $\Omega$ .

Tomando éste tipo de estructuras (PBS) en (Radisic *et al.*, 1998), reportan dos amplificadores de potencia Clase-AB con transistores de efecto de campo (FET), diseñados en un rango de operación en frecuencia de 4.4–4.8 GHz. En el primer caso, el PBS se realiza en una línea de microcinta de 50  $\Omega$  a la salida del amplificador (ver Fig.2.7), con la finalidad de suprimir el segundo armónico en todo el rango de operación. En el otro caso, se realizó el amplificador típico con el único objetivo de la comparación de resultados. Se reportó una mejora del 5 % en eficiencia añadida (PAE) a una frecuencia de 4.5 GHz.

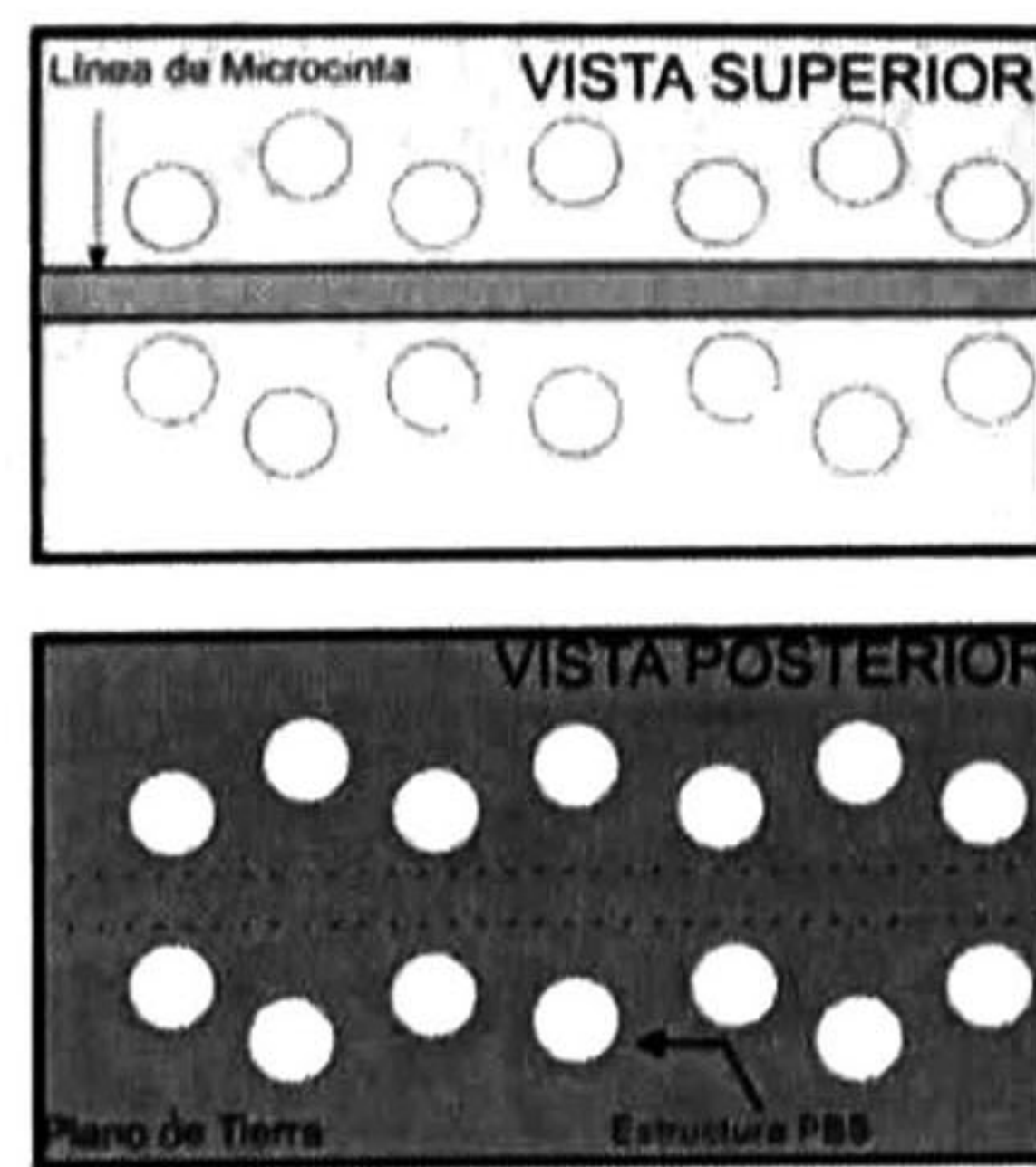


Figura 2.6: PBS (*Photonic Bandgap Structure*).

La gran desventaja de esta técnica, radica en la falta de una teoría bien establecida para la determinación del diámetro de las cavidades, el número de éstas, la separación entre ellas, así como la necesidad de tener un equipo especializado para su fabricación.

Los reportes indican que los resultados obtenidos fueron realizados mediante un proceso iterativo de simulación y fabricación, llegando a obtener algunas conclusiones sobre el impacto de cada parámetro (diámetro y número de las cavidades) en la respuesta del filtro rechaza banda. De estas características proviene la complejidad de implementar estos filtros dentro de los diseños de los amplificadores de potencia.

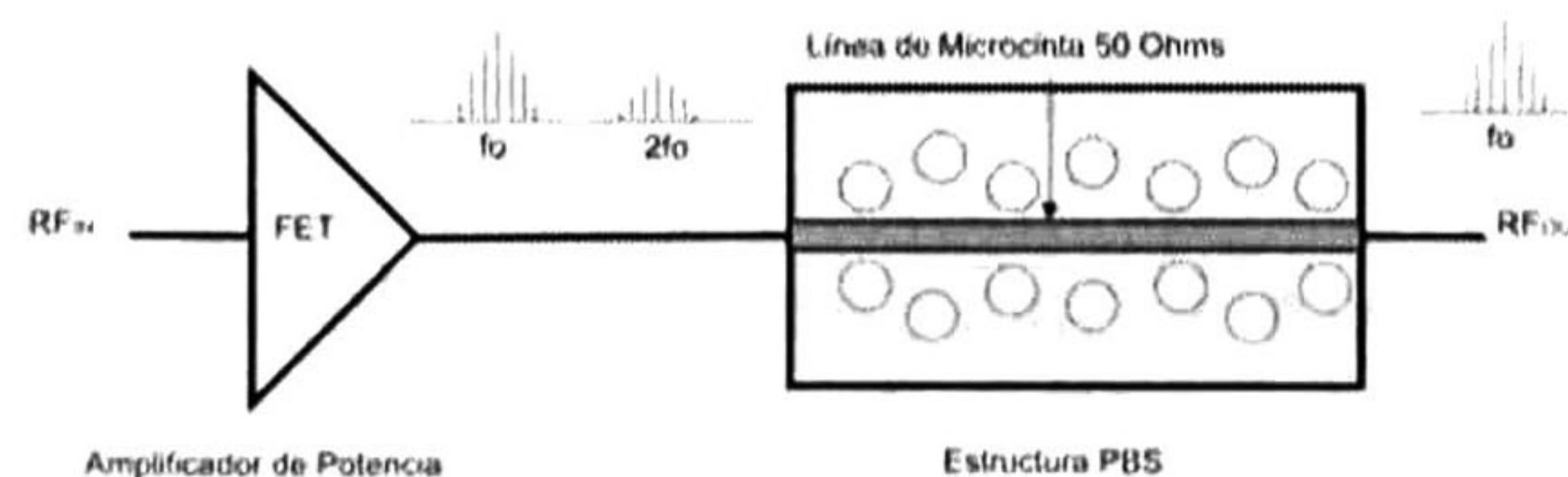


Figura 2.7: Uso de una PBS en un AP.

### 2.3. Spurline Resonator en APs

El *Spurline Resonator* pertenece al grupo de los filtros con microcinta. Generalmente, un *Spurline* es una simple estructura ranurada, la cuál es realizada en forma de "L" (ver Fig.2.8), sobre una línea de microcinta. Esta estructura puede proveer buenas características de rechazo sin la necesidad de *stubs*. Como un componente pasivo y por las bondades que presenta esta estructura de bajo tamaño y costo, se ha convertido en un elemento idóneo para la supresión de armónicos y su inclusión dentro de los AP.

Puesto que los armónicos son los factores importantes en la disminución de la eficiencia en un AP, el ajuste de los armónicos en la red de salida,

es un método eficaz para mejorar las características de los amplificadores. Entre los armónicos, el segundo y tercer armónico deben ser suprimidos, especialmente, porque las magnitudes de éstos son grandes en comparación con otros.

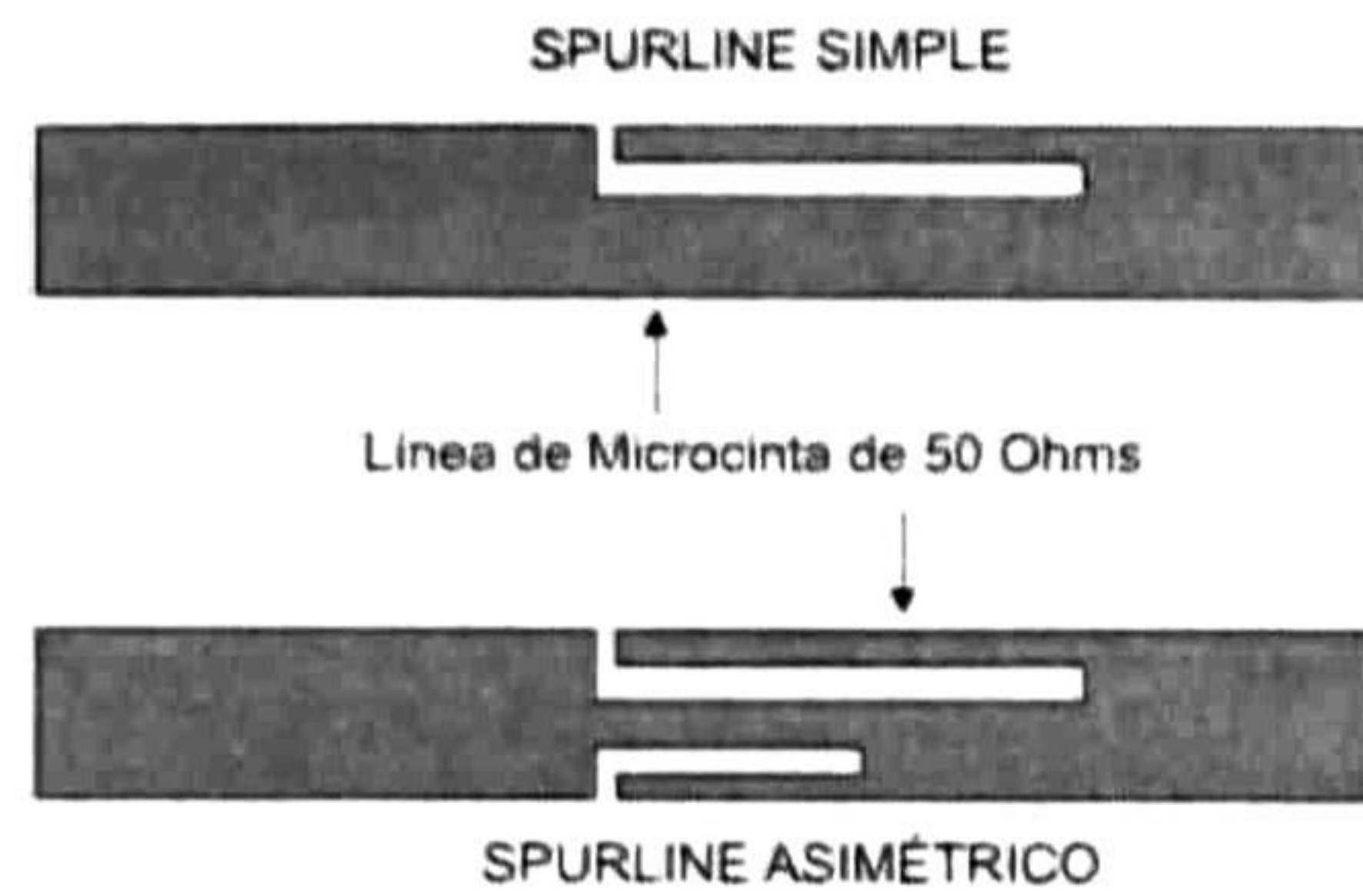


Figura 2.8: Estructura de un *Spurline*.

Al suprimir los armónicos en la salida, la potencia de éstos disminuirán drásticamente, lo que se traduce en la mejora de la linealidad y eficiencia del amplificador. Por lo tanto, es un punto clave el diseño de redes de adaptación de salida con la supresión de armónicos. Además, en el ámbito de las microondas, los filtros diseñados con microcintas son de fácil fabricación lo cual su inclusión dentro de los diseños de APs no presenta problemas.

Una técnica utilizada recientemente para la mejora de la potencia de salida y la eficiencia por supresión de armónicos producidos dentro del amplificador, es la inclusión en la red de salida del AP de un filtro llamado *Spurline* asimétrico. Este filtro presenta la característica de un doble rechazo de banda, que puede ser diseñado para la supresión del segundo armónico ( $2f_o$ ) y el tercer armónico ( $3f_o$ ).

Li Wang en (Wang *et al.*, 2009) y (Wang *et al.*, 2010) demuestra el uso de un *Spurline asimétrico*, para la eliminación del segundo armónico ( $2f_o$ ) y tercer armónico ( $3f_o$ ), dentro de un amplificador clase-E, usando un transistor de efecto de campo (MESFET), con una frecuencia de operación de 1 GHz (ver Fig.2.9).

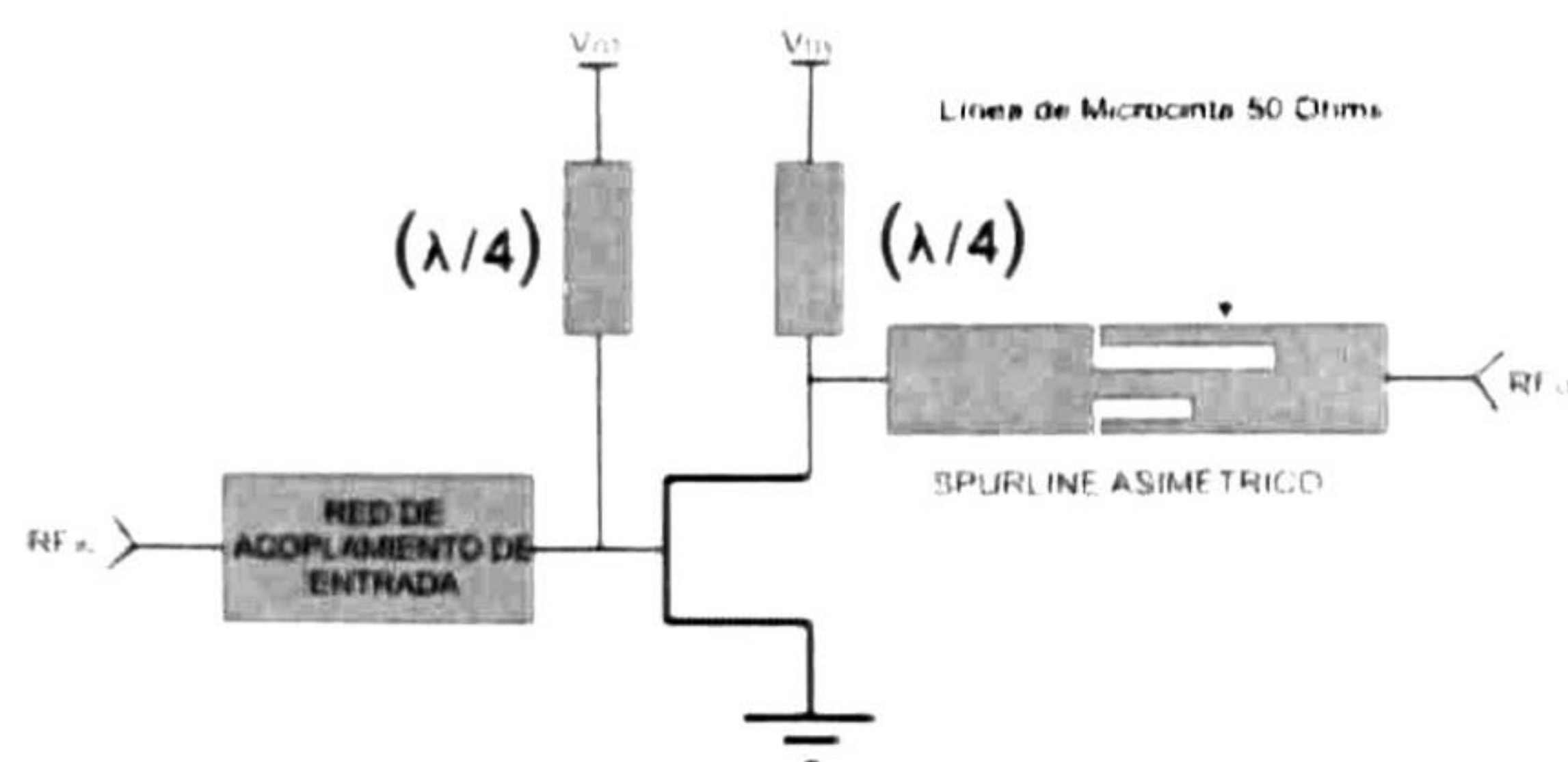


Figura 2.9: Amplificador Clase-E con *Spurline*.



Se reporta una potencia máxima de salida de  $45.8 \text{ dBm}$  con una eficiencia de  $64.6 \%$  a  $1 \text{ GHz}$  de frecuencia de operación.

En (Liu *et al.*, 2008) se reporta el uso de un *Spurline* asimétrico y su aplicación en los amplificadores de potencia. El concepto clave de este trabajo se muestra en la Fig.2.10. El diseño es un amplificador Clase-A, en un rango de frecuencia de  $1.7\text{--}2.2 \text{ GHz}$ . Las señales a la salida de amplificador  $f_o$ ,  $2f_o$  y  $3f_o$  pasan por el *Spurline*. Sólo la componente fundamental  $f_o$  pasa a través del filtro (*Spurline*), las componentes  $2f_o$  y  $3f_o$  son filtradas, provocando una mejora en la linealidad y un incremento en la magnitud de la frecuencia fundamental.

Los resultados demuestran un incremento de eficiencia (PAE) de  $6 \%$  –  $8 \%$  y de potencia de salida de  $1 \%$  –  $4 \%$ .

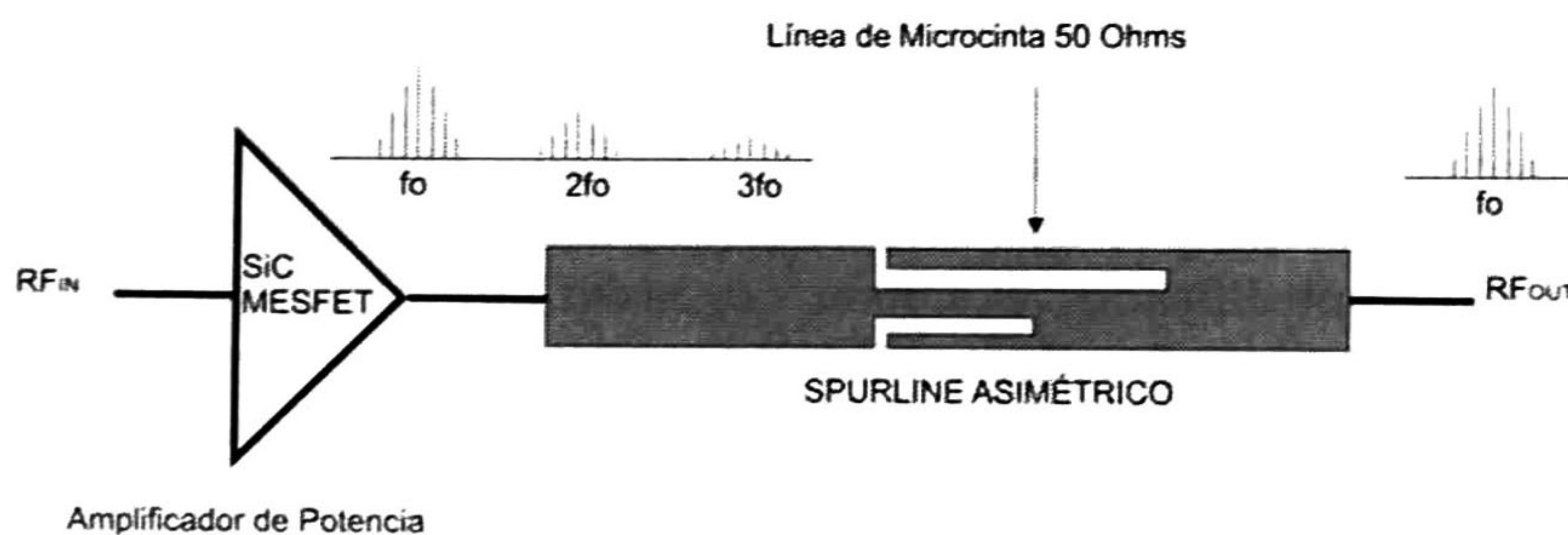


Figura 2.10: Amplificador de potencia combinado con un *Spurline* asimétrico.

En la tabla 2.1 se muestra un resumen del estado del arte.

**Cuadro 2.1: Comparativa del estado del Arte.**

Autor	Característica	Clase de AP	Resultados
(Radisic <i>et al.</i> , 1998)	Uso de PBS en red de salida	Clase-AB	Mejora PAE (5 %)
(Lim <i>et al.</i> , 2001)	Uso de DGS en red de salida	Clase-A	PAE (1 % – 5 %)
(Lim <i>et al.</i> , 2003)	Uso de Spiral-DGS en red de salida	—	Reduccion tamaño de AP
(Jeong <i>et al.</i> , 2004)	Uso DGS en red de alimentación	—	—
(Liu <i>et al.</i> , 2008)	Uso de Spurline Asimétrico en red de salida	Clase-A	Mejora PAE (6 % – 8 %) y Psal (1 % – 4 %)
(Wang <i>et al.</i> , 2009) (Wang <i>et al.</i> , 2010)	Uso de Spurline Asimétrico	Clase E	Psal= 45.8 dBm y PAE 64.6 %

# Capítulo 3

## Marco Teórico

La amplificación es una función básica y relevante dentro de los sistemas modernos de RF y de las microondas. En la actualidad la mayoría de los amplificadores de RF y microondas usan transistores basados en Si, SiGe, GaAs, InP, SiC o GaN.

En el presente capítulo se presenta una reseña acerca de los AP, conceptos que ayudaran al entendimiento de estos. Se muestran las diferentes clases de amplificadores lineales, así como la teoría que ayudara a comprender los filtros *Spurlines*.

### 3.1. HEMT (*High Electron Mobility Transistor*)

**H**EMT significa Transistor con Electrones de Alta Movilidad por sus siglas en ingles (*High Electron Mobility Transistor*), este tipo de transistor pertenece a la familia de los FET (ver Fig.3.1). Los tradicionales MOSFET, usan regiones dopadas en el canal, entre *drain* y *source*, mientras que los HEMT usan dos materiales con diferentes ancho de bandas "*band gap*", en vez de canal. Por lo tanto, un HEMT es también denominado como una heteroestructura (Vendelin *et al.*, 2005).

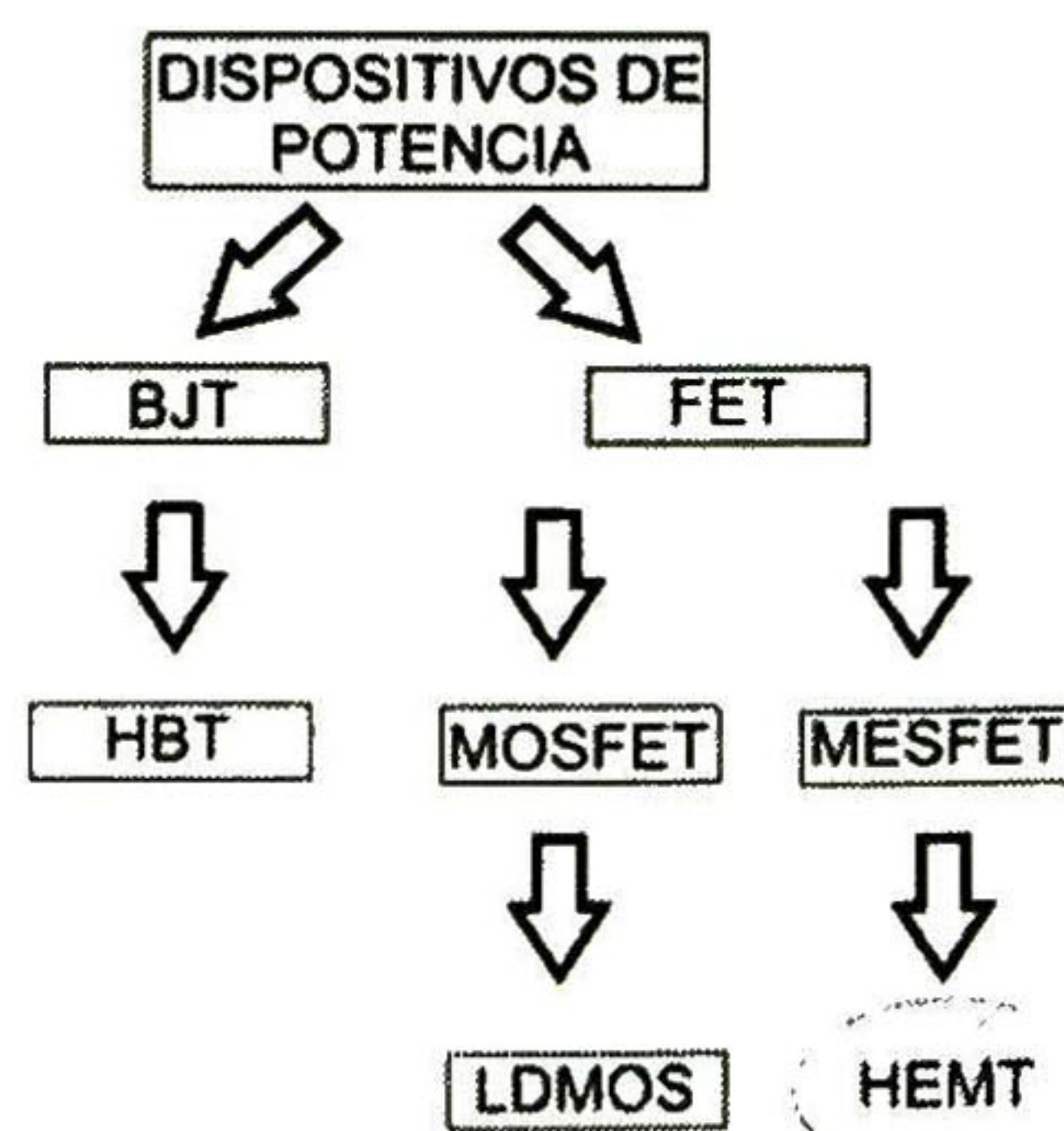


Figura 3.1: Familias de dispositivos activos.

En el pasado, los dispositivos activos estaban manufacturados a base de Silicio (*Si*) o Arseniuro de Galio (*GaAs*). Sin embargo, en recientes años, Carburo de Silicio (*SiC*) y Nitruro de Galio (*GaN*) han tenido más atención de los ingenieros. En particular los transistores *GaN* son más utilizados debido a su "*band gap*", alta densidad de potencia, alto voltaje de ruptura "*breakdown voltage*", altas frecuencias de operación y alta conductividad térmica.

El uso de dispositivos *GaN* en los amplificadores de potencia, se encuentran actualmente en un área de desarrollo. El rendimiento de estos transistores puede ser representado en términos de algunas propiedades importantes como son movilidad de electrones, movilidad de hoyos, "*band gap*" y conductividad térmica.

Un "*band gap*" más amplio permite al dispositivo tener niveles de operación más altos y baja vulnerabilidad a ruidos externos, debido a que se requiere más energía para que los electrones puedan escapar desde la banda de valencia a la banda de conducción. Un "*band gap*" más amplio también provee un nivel alto de voltaje de ruptura y una alta densidad de potencia, de modo que estos transistores pueden tener potencia de salida más alta y menor tamaño físico.

La conductividad térmica es una cualidad importante que describe la habilidad del transistor para evitar incrementos en la temperatura de unión, esto le dará confiabilidad en operaciones de potencia debido a que el dispositivo podrá disipar calor más rápidamente. El transistor *GaN* también tiene una alta movilidad de electrones y hoyos que darán un menor voltaje de rodilla "*knee voltage*" (Tsang, 2010).

### 3.2. Términos básicos y definiciones

El diagrama a bloques, en general, de un amplificador de potencia es mostrado en la Fig.3.2. Este consiste en un dispositivo activo (transistor), redes de entrada y salida y circuitos de alimentación.

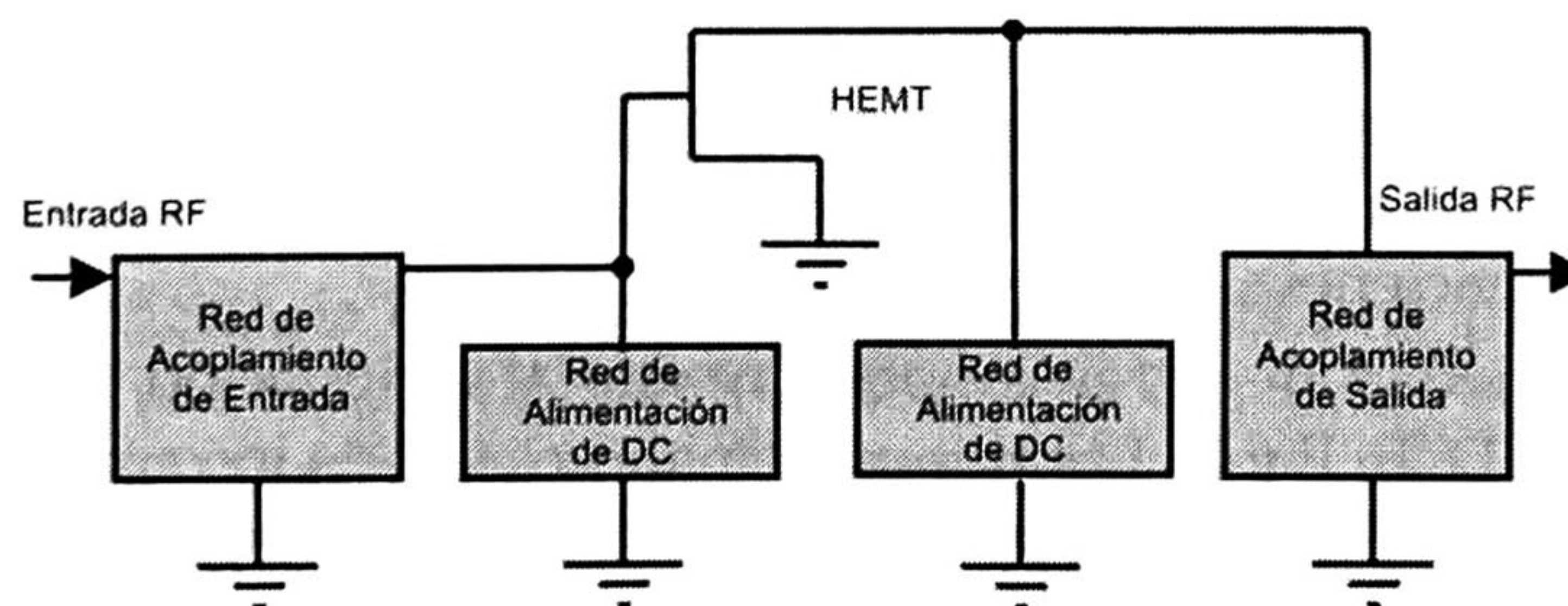


Figura 3.2: Circuito general de un Amplificador de Potencia.

El modo de operación eléctrico de un amplificador puede ser caracterizado por los siguientes parámetros fundamentales: la potencia de salida

a la frecuencia fundamental o central  $P_{out}(f_0)$ , la potencia de corriente directa  $P_{DC}$ , la eficiencia, la ganancia en potencia en  $dB$ , definida como la diferencia entre la potencia de salida a la frecuencia central  $P_{out}(dB)$  y la potencia de entrada del AP  $P_{in}(dB)$ , así como el ancho de banda y los productos de intermodulación.

Los amplificadores de potencia son usualmente los que consumen mayor potencia de DC (Corriente Directa) en la mayoría de los sistemas electrónicos, por lo tanto la eficiencia ( $\eta$ ) del amplificador es una consideración muy importante. La definición más sencilla de eficiencia en un amplificador es la relación de la potencia de salida  $P_{out}$  con la potencia de entrada de DC ( $P_{DC}$ ):

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (3.1)$$

Una desventaja de esta definición es que ésta no toma en cuenta la potencia de RF entregada a la entrada del amplificador ( $P_{in}$ ). Una mejor figura de mérito de eficiencia en el que se incluya los efectos de la potencia de entrada, es la eficiencia de potencia añadida (PAE), definida como:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (3.2)$$

### 3.3. Clases de Operación

Los amplificadores de potencia para radio frecuencia pueden ser definidos en general por dos categorías: aquellos que tratan de preservar la forma de onda original de la señal de entrada y de la señal de salida, y aquellos que no presentan esta característica. Los términos formales para estas categorías son amplificadores lineales y amplificadores no lineales (Raghavan *et al.*, 2007a).

Dentro de estas dos categorías, hay un número de subdivisiones o clases de amplificadores. La distinción entre las diferentes clases ocurre, por ejemplo, debido a la configuración del circuito, topologías de operación, linealidad y eficiencia.

Hay una variedad de letras conocidas para la designación de las clases (A, B, AB, C, D, E, F y J). Las tres principales clases de los amplificadores lineales son A, AB y B. El amplificador de potencia Clase-A generalmente es el más lineal y el menos eficiente de los tres. Si la amplitud de la corriente de AC nunca excede el valor promedio de DC, el amplificador de potencia es llamado como un Clase A. De otra manera, dependiendo del ángulo de conducción ( $\theta$ ) de la señal en el nodo del drenador (*Drain*), el AP es llamado Clase AB si ( $\pi < \theta < 2\pi$ ) o Clase B si ( $\theta = \pi$ ). Las formas de

onda de corriente y voltaje correspondientes a estas clases se muestran en la Fig.3.3. Nótese que las clases de operación están basadas en el ángulo de conducción de la forma de onda de la corriente. Un AP Clase A proporciona una amplificación lineal de la señal de entrada, porque no hay un recorte ("clipping") o distorsión de la señal. Sin embargo, la máxima eficiencia de drenador ( $\eta$ ) es de 50 %. En la práctica, debido a las no idealidades y efectos parásitos, es posible tener una eficiencia tan solo del 30 %, como máximo.

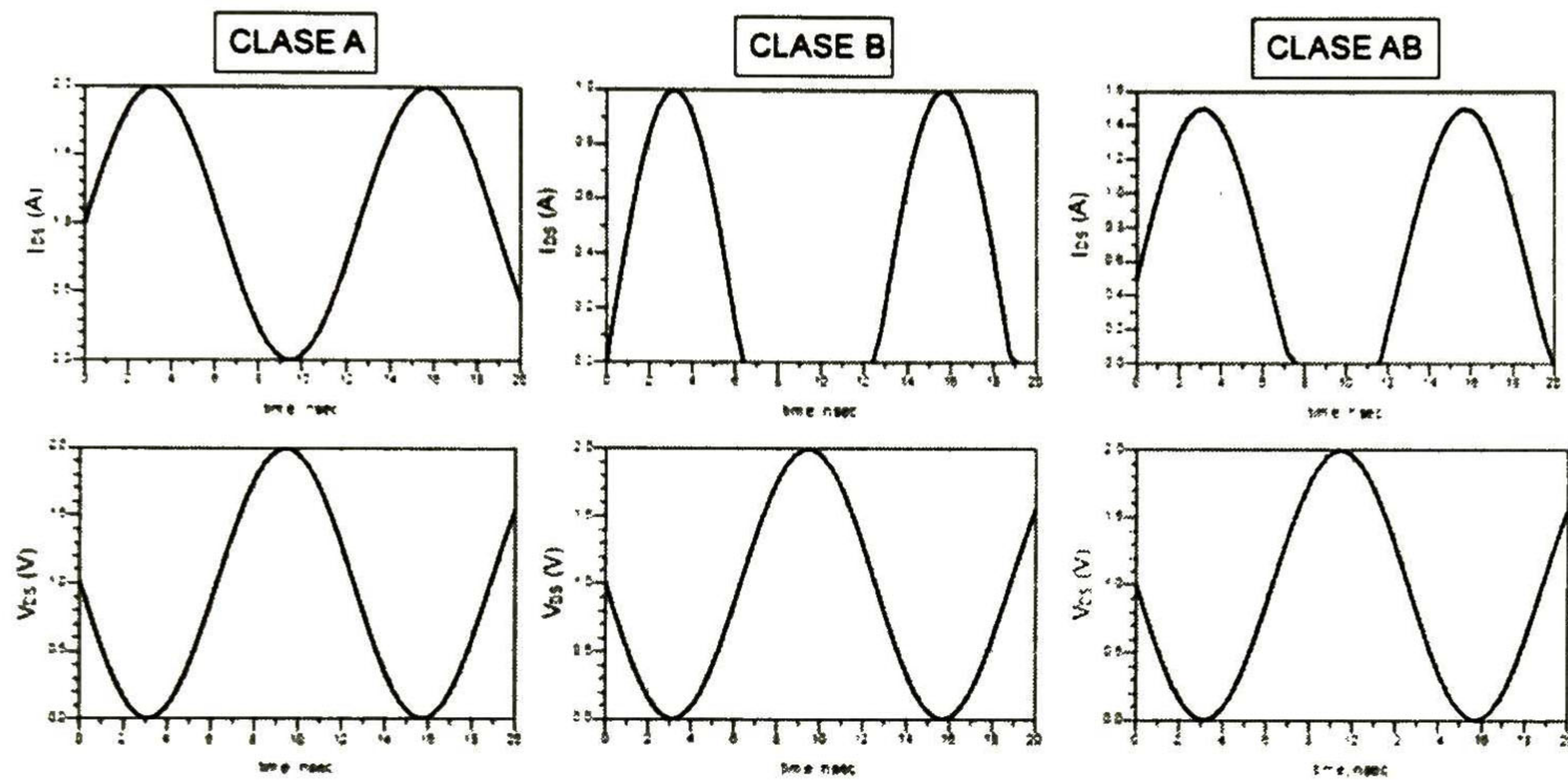


Figura 3.3: Formas de onda de Voltaje y Corriente de las diferentes clases de amplificadores de potencia.

En el modo de operación clase B, el amplificador toma la corriente solo durante la mitad de la señal de entrada, de este modo se dice que el transistor se encuentra en la mitad de ciclo de trabajo. Por lo tanto el transistor consume menos energía que un Clase A y por consiguiente es más eficiente. Debido a las limitaciones en la realización práctica de un AP Clase B, y la escasa eficiencia de los Clase A, la mayoría de los AP de RF lineales, especialmente en los dispositivos móviles, usan un AP Clase AB.

Un amplificador Clase AB ideal, por otro lado, es no lineal, mientras que un amplificador Clase A es lineal. Es importante señalar que estas conclusiones son válidas sólo para amplificadores ideales.

La máxima eficiencia de drenador ( $\eta$ ) de un amplificador puede ser calculada como una función del ángulo de conducción como se muestra en la ecuación (3.3) (Raghavan *et al.*, 2007b):

$$\eta = 1/4 \{ \theta - \sin(\theta) / (\sin(\theta/2) - (\theta/2)\cos((\theta/2))) \} \quad (3.3)$$

La máxima eficiencia de drenador de un amplificador Clase A ( $\theta = 0^\circ$ ) es de 50 %, y la eficiencia se incrementa para ángulos de conducción pequeños, con Clase B ( $\theta = 180^\circ$ ) se obtendrá una ( $\eta$ ) de 78.5 %.

La eficiencia puede ser mejorada por la modificación de las formas de onda de corriente y voltaje. Este enfoque puede ser aplicado al amplificador Clase A por sobresaturación (*overdriving*) de la señal de entrada, por lo tanto la forma de onda de voltaje se aproximará a una forma cuadrada. En este caso el voltaje de drenador tiene bordes en su forma (menor tiempo de subida y bajada), comparado con la forma sinusoidal normal, esto reduce la superposición entre la corriente de salida y la del voltaje, llegando a aumentar la eficiencia.

### 3.3.1. Amplificadores Clase-A

Un AP Clase-A tiene un punto de operación en el nivel de la señal de entrada de tal manera que la corriente de salida (Corriente de *Drain*) fluya todo el tiempo. Por lo tanto opera en la porción lineal de sus características, por consiguiente la señal sufre mínima distorsión.

La configuración básica y simplificada de un AP Clase-A se muestra en la Fig.3.4. El *Choke* de radio frecuencia (RFC) asegura la supresión de las corrientes de RF hacia la fuente de voltaje. Un capacitor de desacoplo  $C_{out}$  evita la conexión de alimentación de DC con la carga. El filtro formado por  $C_o$  y  $L_o$  está sintonizado a la frecuencia fundamental.  $R_L$  es la resistencia de carga para obtener una potencia de salida y eficiencia deseada.

La potencia disipada en el elemento activo (transistor), es la diferencia entre la potencia de la fuente y la potencia de salida, esta será al menos del 50 % de la potencia suministrada al amplificador, por consiguiente se deben tener consideraciones de diseño para el enfriamiento del (AP).

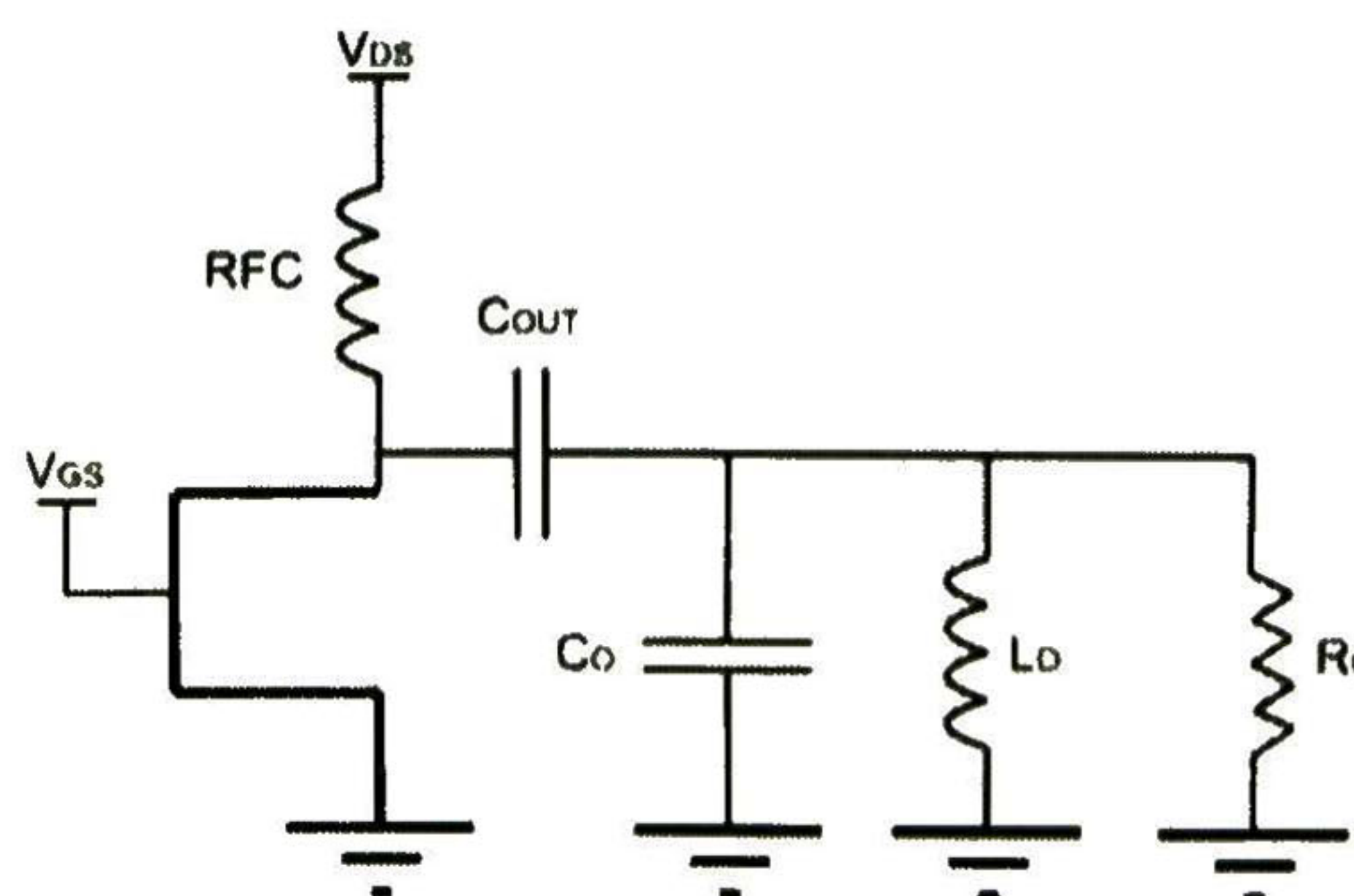


Figura 3.4: Configuración de un amplificador de potencia Clase-A.

En la práctica las componentes armónicas dentro de un AP Clase-A existirán, debido a la inherente no linealidad del dispositivo (transistor), las cuales deben de ser removidas. Esta eliminación de armónicas, puede ser realizada teniendo cuidado en la selección de la topología de la red de acoplamiento de salida, por ejemplo, usar un diseño pasa bajas o usar un filtro separado de la red de salida. El efecto de estas componentes armónicas sobre la eficiencia de un AP Clase-A, puede ser despreciable

debido a la mínima magnitud que presentan en la potencia de salida de un amplificador típico, sin embargo estas, repercutirán en la linealidad del amplificador.

### 3.3.2. Amplificadores Clase-B

Un amplificador Clase-B tiene su punto de polarización en un extremo de sus curvas características (ver Fig.3.5). Por lo cual la excitación sinusoidal a la entrada, provocará en el drenador del amplificador solo medio ciclo de ésta (Vendelin *et al.*, 2005).

Una operación en Clase-B significa más eficiencia que el Clase-A y de acuerdo a la ecuación en (3.3), la eficiencia de drenador teórica es de 78.5 %.

### 3.3.3. Amplificadores Clase-AB

Un amplificador Clase-AB es un compromiso entre dos extremos, una operación Clase-A y otra Clase-B. La señal de salida de este tipo de amplificación es cero en algunas partes, pero menor que la mitad del ciclo de la señal de entrada. La distorsión que agrega un Clase-AB, es consecuentemente mayor que un Clase-A. La eficiencia será menor que un Clase-B y mayor que un Clase-A. El nivel de distorsión agregado dependerá del nivel de alimentación aplicado y el nivel de eficiencia puede ser tolerable para la aplicación deseada. Buenos niveles de rendimiento pueden ser logrados con modestos niveles de alimentación.

El mejoramiento de la linealidad de este tipo de amplificadores (Clase-AB) se puede obtener de una manera adecuada, disminuyendo un poco la eficiencia siempre y cuando la aplicación lo permita.

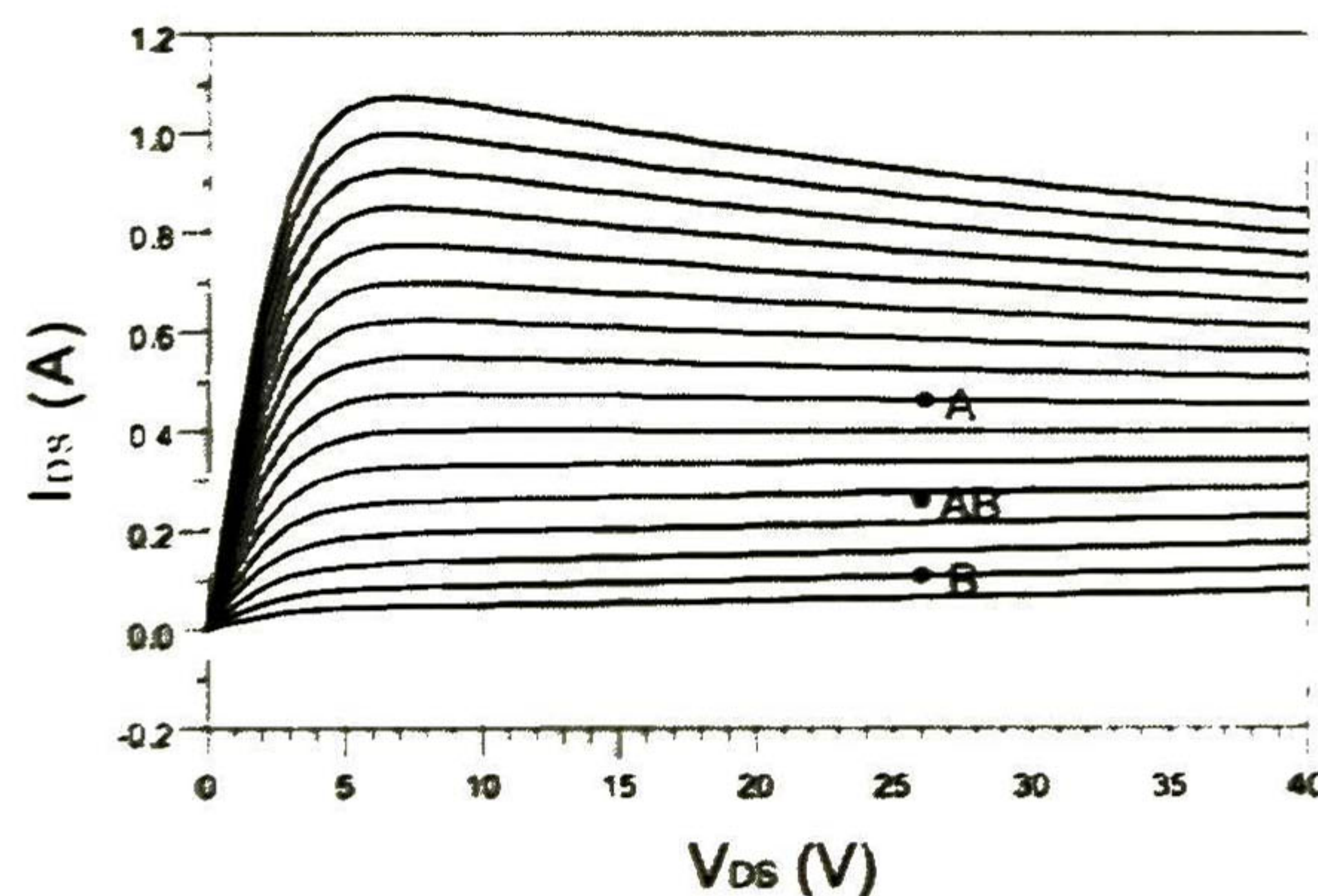


Figura 3.5: Localización típica de puntos de polarización para amplificadores lineales.



### 3.4. Amplificadores de banda ancha

El diseño de amplificadores de banda ancha introduce nuevas dificultades, las cuales requieren tener consideraciones de cuidado. Básicamente, el diseño de un amplificador de ganancia constante sobre un rango de frecuencia, es una cuestión de diseñar las redes de acoplamiento de entrada y salida de una forma adecuada, o el uso de la retroalimentación "*Feedback Network*", en orden de compensar las variaciones de  $|S_{21}|$  con la frecuencia.

Algunas dificultades encontradas en el diseño de amplificadores de banda ancha son:

- Las variaciones de  $|S_{21}|$  y  $|S_{12}|$  con la frecuencia. Típicamente  $|S_{21}|$  decrece con la frecuencia en una relación de  $6 \text{ dB/octava}$  y  $|S_{12}|$  incrementa con la frecuencia en la misma relación. Las variaciones de  $|S_{12}S_{21}|$  con la frecuencia son importantes porque la estabilidad del circuito depende de esta cantidad.
- Los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  son también dependientes de la frecuencia y sus variaciones son significativas sobre un rango ancho de frecuencia.

Hay dos técnicas comúnmente usadas para el diseño de amplificadores de banda ancha. La primera es el uso de redes de acoplamiento compensadas "*Compensated Matching Networks*" y la segunda el uso de la retroalimentación negativa "*Negative Feedback*".

El diseño de redes de acoplamiento compensadas, pueden ser diseñadas de una forma analítica con ayuda de la carta de *Smith*. Sin embargo, el empleo de una computadora es usualmente requerida, debido a la complejidad del procedimiento analítico. El uso de un procedimiento analítico produce un inicio de diseño, el cual puede ser optimizado con la asistencia de algún simulador de circuitos de microondas.

El acoplamiento de las redes puede también ser diseñado usando técnicas de síntesis de redes. Existen las redes pasivas usando elementos concentrados, y técnicas para la implementación de filtros de microondas con elementos distribuidos. Los filtros de microondas típicamente operan entre dos diferentes impedancias y deben proveer unas pérdidas por inserción y ancho de banda deseados.

Existe una variedad de técnicas de síntesis de redes, tal es el caso de acoplamiento mediante elementos discretos (*Redes L*), transformador con multisecciones de cuarto de onda, secciones de líneas de transmisiones "*Tapered Lines*", técnica de frecuencia real "*Real Frequency Technique*", mediante filtros Chebyshev, etc. (Bahl y Bhartia, 2003)

En (Carlin y Komiak, 1979) se presenta el desarrollo de la técnica de frecuencia real, esta evita los complejos cálculos analíticos y se sintetiza di-

rectamente una red LC en serie o en paralelo usando información de impedancias reales obtenidas en un rango de frecuencia.

Métodos como el antes mencionado, producen una red de elementos discretos con las características deseadas en frecuencia. Entonces, con ciertas manipulaciones y transformaciones (como es el caso de las transformaciones de *Richard* o las identidades de *Kuroda*) (Pozar, 2005), éstas son usadas para transformar el diseño con elementos discretos a una implementación en microcinta.

La aplicación de esta técnica es reportada en (Wu *et al.*, 2010) y (Jung y Chiu, 1993) para mayor referencia.

### 3.5. Filtro *Spurline*

Recientes avances en las microondas y las ondas milimétricas han originado una demanda constante por filtros con altas prestaciones, por ejemplo; compactos, fáciles en su fabricación, baratos, realizados con microcintas, etc. Filtros rechazo de banda como lo son los *Spurlines*, han venido a cumplir las características deseadas. Estas son estructuras compactas, con bajas pérdidas por inserción, en comparación con los *Stubs* y los filtros de líneas acopladas (Nguyen y Chang, 1985a).

Un filtro *Spurline* supresor de banda básico, consiste en dos conductores paralelos idénticos (ver Fig.3.6), construidos sobre una *Stripline*. Este filtro fue introducido por Schiffman and Matthaei (Schiffman y Matthaei, 1964). Posteriormente en el trabajo de Bates (Bates, 1977) se adaptó esta técnica en una microcinta asumiendo la misma velocidad de fase para el modo par e impar. Después (Nguyen y Chang, 1985b) consideró en su análisis la diferencia de velocidades de fase para los mismos modos anteriores. (Nguyen y Chang, 1985a) introduce el termino de *Spurline* asimétrico.

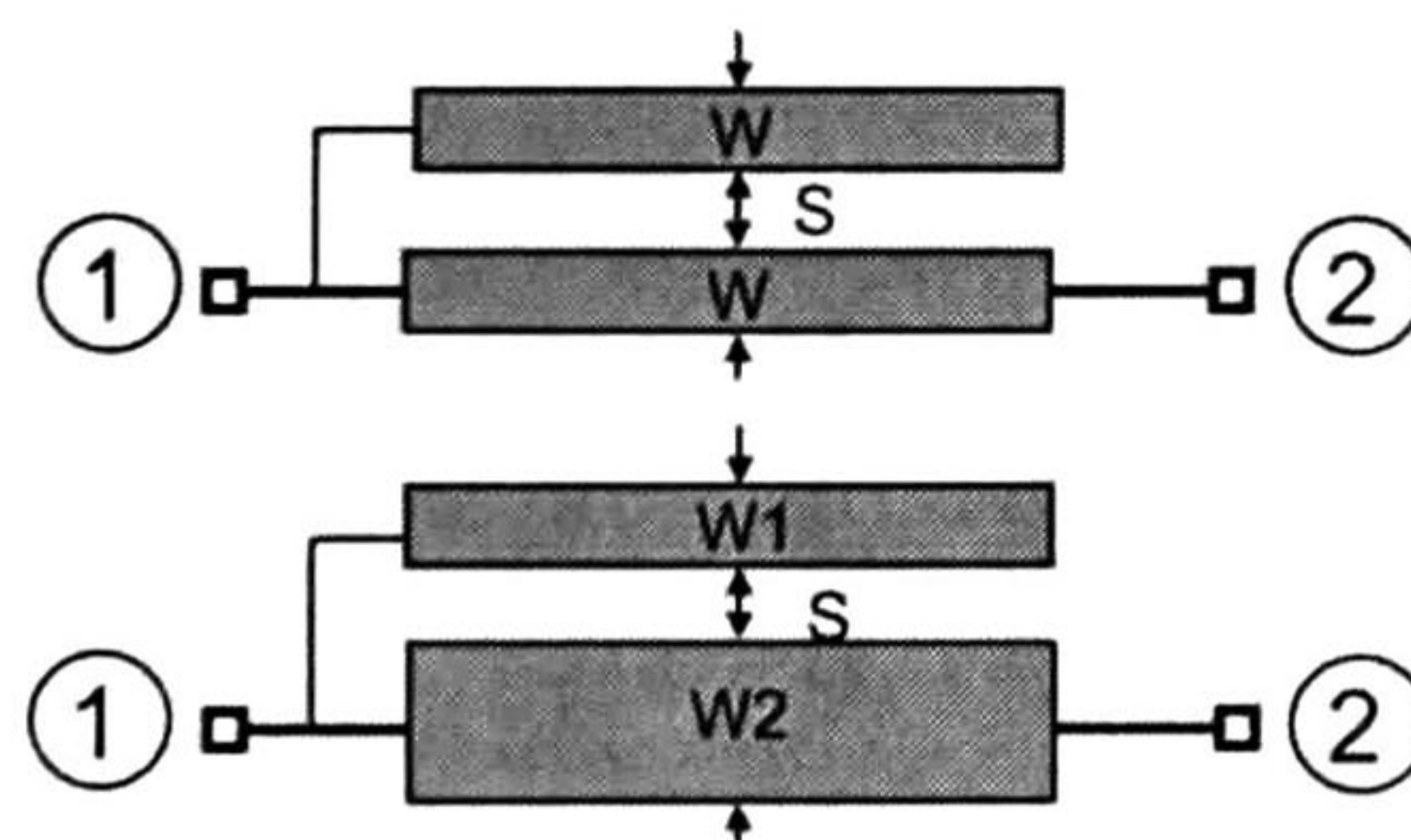


Figura 3.6: Filtros *Spurline*.

Los *Spurline* son comúnmente fabricados sobre una línea de microcinta, el cual provee una característica de rechazo de banda "noch". Generalmente, el *Spurline* es una simple estructura deformada, que se realiza como una ranura en forma de "L" sobre la microcinta (ver Fig.3.7). Sin la presencia de "stubs" o deformaciones sobre el plano de tierra, esta puede

proveer buenas características de rechazo para aplicaciones en antenas o diseño de filtros. Los *Spurlines* usualmente exhiben un ancho de banda reducido para el rechazo de alrededor del 10 % de la frecuencia central.

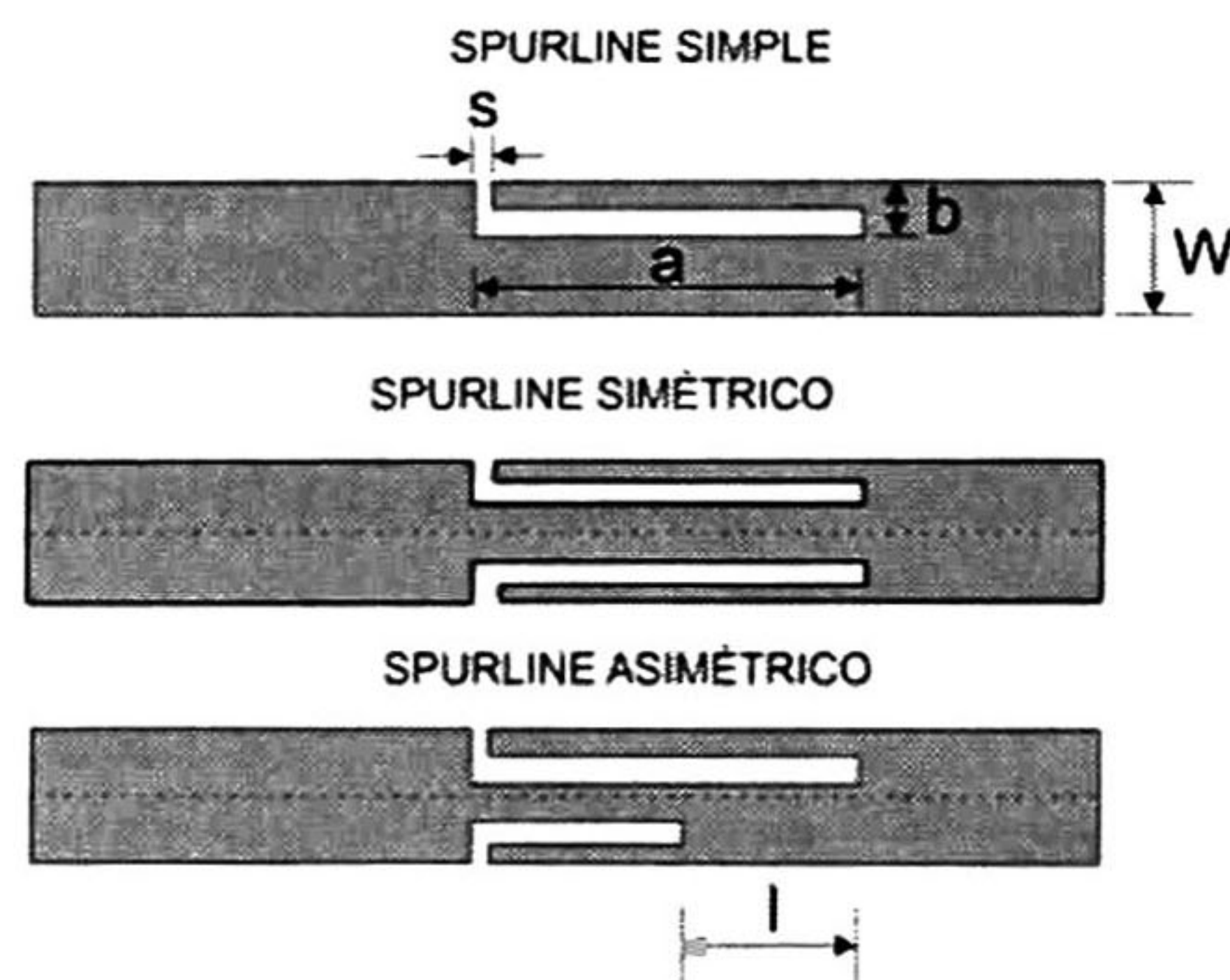


Figura 3.7: Configuraciones de los filtros *Spurline*.

La configuración de los *Spurlines* está descrita por:

- Ancho de la ranura "s"
- Longitud de la ranura "a"
- Alto de la ranura "b"

Estos parámetros ("a", "b" y "s") determinarán la respuesta en frecuencia del filtro. Las longitudes "a" y "b" determinan la frecuencia a la cual la ranura de rechazo estará presente. Sin embargo, la optimización de la ranura a la frecuencia deseada, será más fácil modificando la longitud "a" en lugar de la longitud "b", porque el ancho de la microcinta es fija ( $Z = 50 \Omega$ ). La Fig.3.8 muestra la respuesta en frecuencia de la estructura *Spurline* como una función de la longitud "a". Nótese que la frecuencia de rechazo se incrementa cuando la longitud "a" decrece.

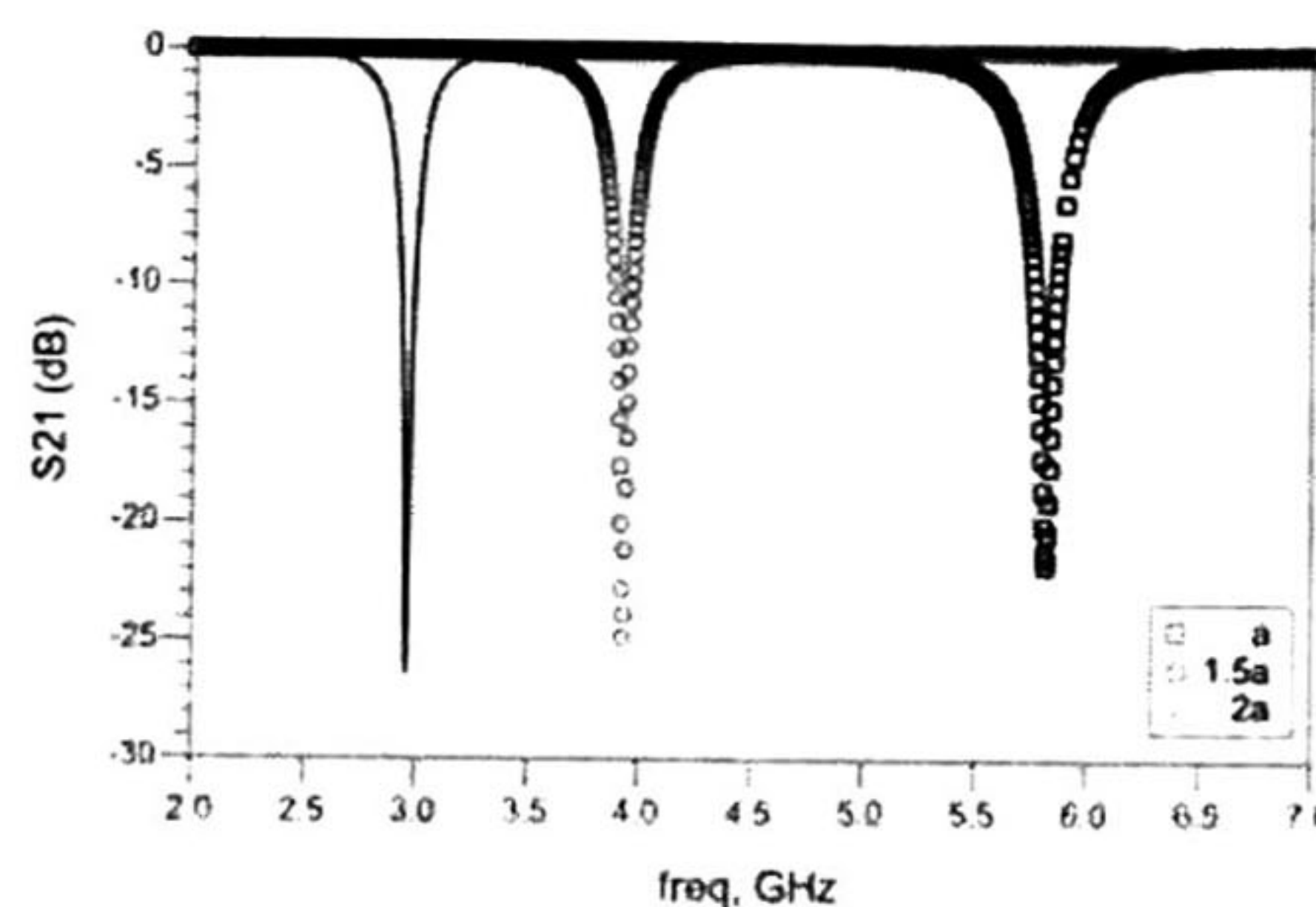


Figura 3.8: Respuesta en frecuencia de un *Spurline* a diferentes longitudes de "a".

El ancho de banda de rechazo del filtro está relacionado directamente con la ranura o "gap" s. La Fig.3.9 muestra el comportamiento del ancho

de banda de rechazo como una función del "gap"  $s$ . Acorde con esta figura un filtro selectivo puede ser diseñado usando un "gap" pequeño. Sin embargo, el incremento de la banda de rechazo por medio de un valor alto de "s" implica una degradación en las pérdidas por inserción de la banda de paso del filtro. Así, un filtro supresor de banda ancha, usando un *Spurline* simple no puede ser realizado.

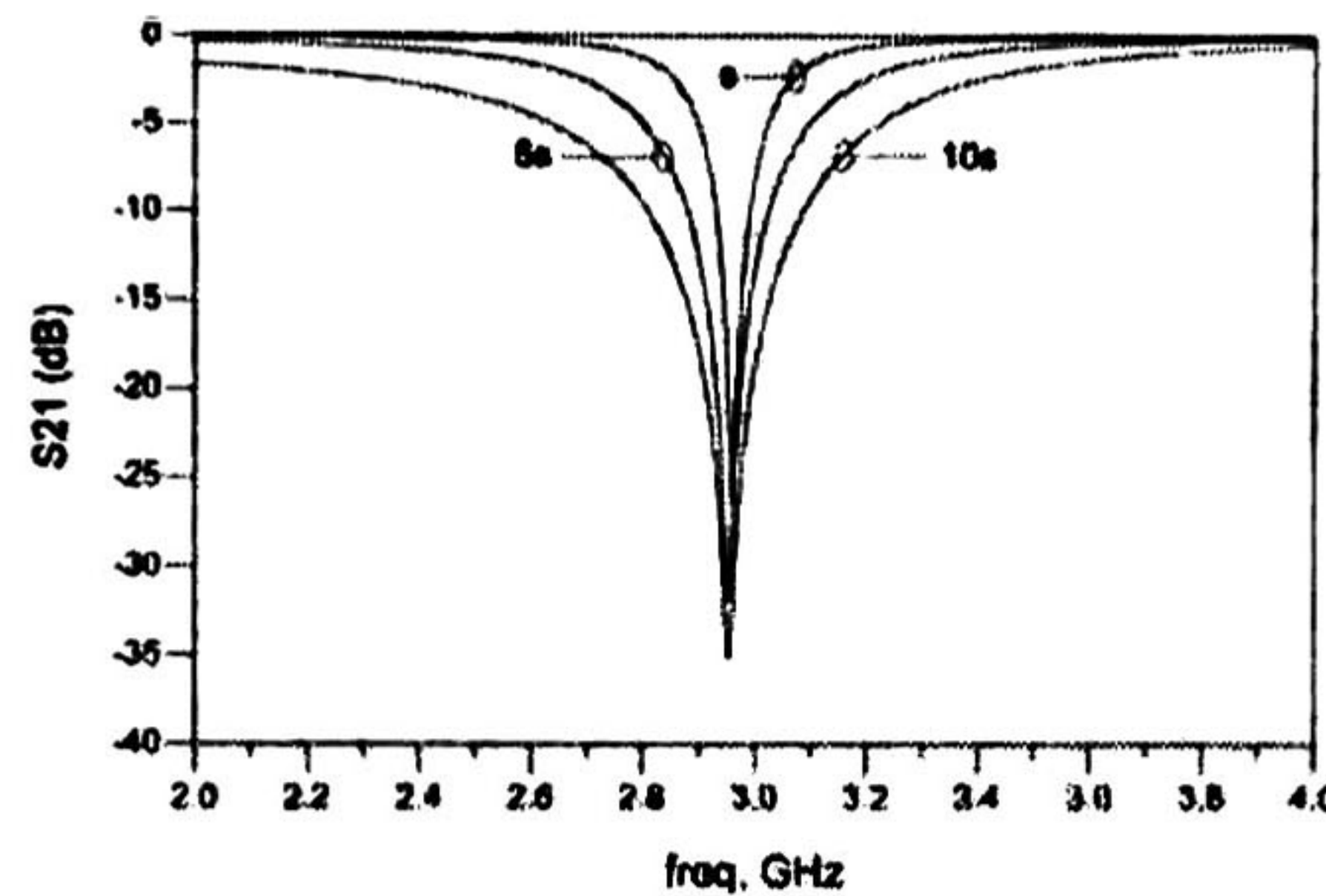


Figura 3.9: Respuesta en frecuencia de un *Spurline* a diferentes longitudes de "s".

En general, la ranura proveerá un efecto capacitivo, mientras que el ancho de la microcinta donde es colocado el *Spurline* produce un efecto inductivo. El *Spurline* asimétrico introducirá un parámetro más de diseño llamado "l", el cual describe la diferencia entre dos ranuras.

La respuesta de los *Spurlines* mostrados en la Fig.3.7, se muestra en (ver Fig.3.10).

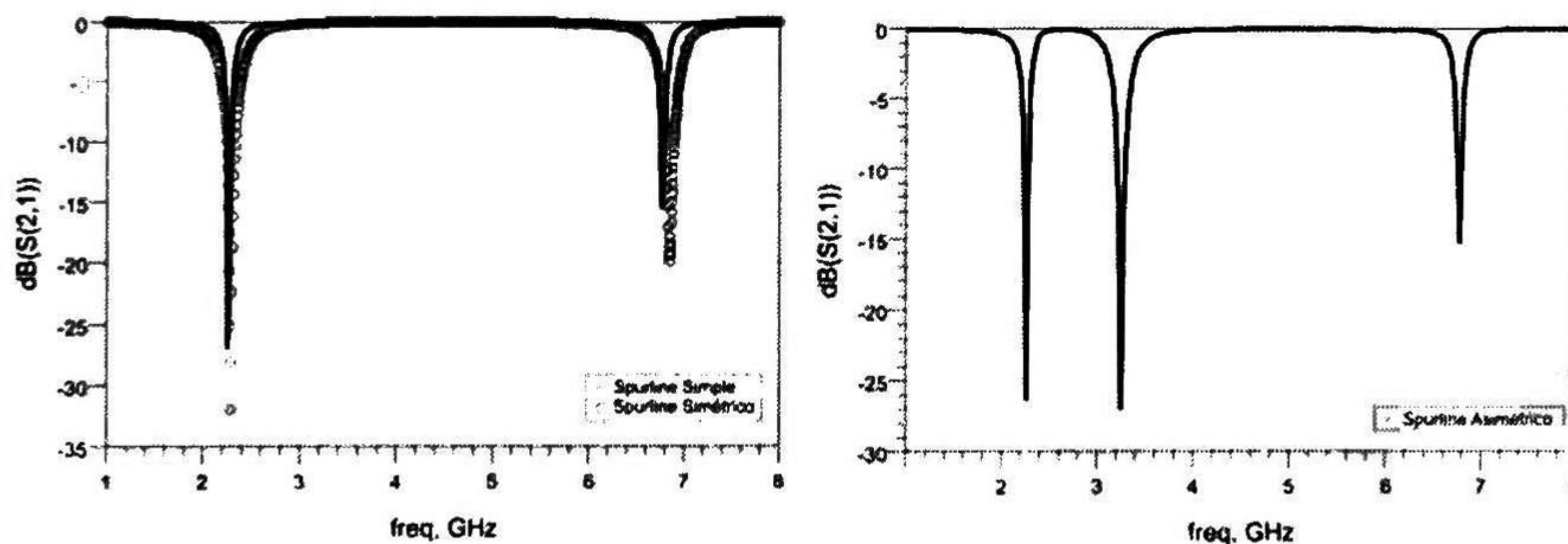


Figura 3.10: Simulación de Pérdidas por inserción.

Un modelo de circuito simple con dos resonadores para el *Spurline* es propuesto en (Liu *et al.*, 2007b), el cual se muestra en la Fig.3.11. El doble efecto de rechazo de banda es modelado por  $L_1C_1$  y  $L_2C_2$ . El efecto de radiación y las pérdidas de transmisión están consideradas por la inclusión de un resistor  $R_1$  y  $R_2$ . Los parámetros del circuito pueden ser extraídos usando las siguientes ecuaciones:

$$R_i = [2Z_0 (1/ |S_{21,i}| - 1)]_{f=f_i} \quad (3.4)$$

$$C_i = \frac{\sqrt{0,5 (R_i + 2Z_0)^2 - 4Z_0^2}}{2,83\pi Z_0 R_i \Delta f_i} \quad (3.5)$$

$$L_i = \frac{1}{4(\pi f_0) C_i} \quad i = 1, 2 \quad (3.6)$$

El propósito del modelo propuesto para el *Spurline* es ayudar al desarrollo de circuitos de microondas con la asistencia de un sistema de cómputo.

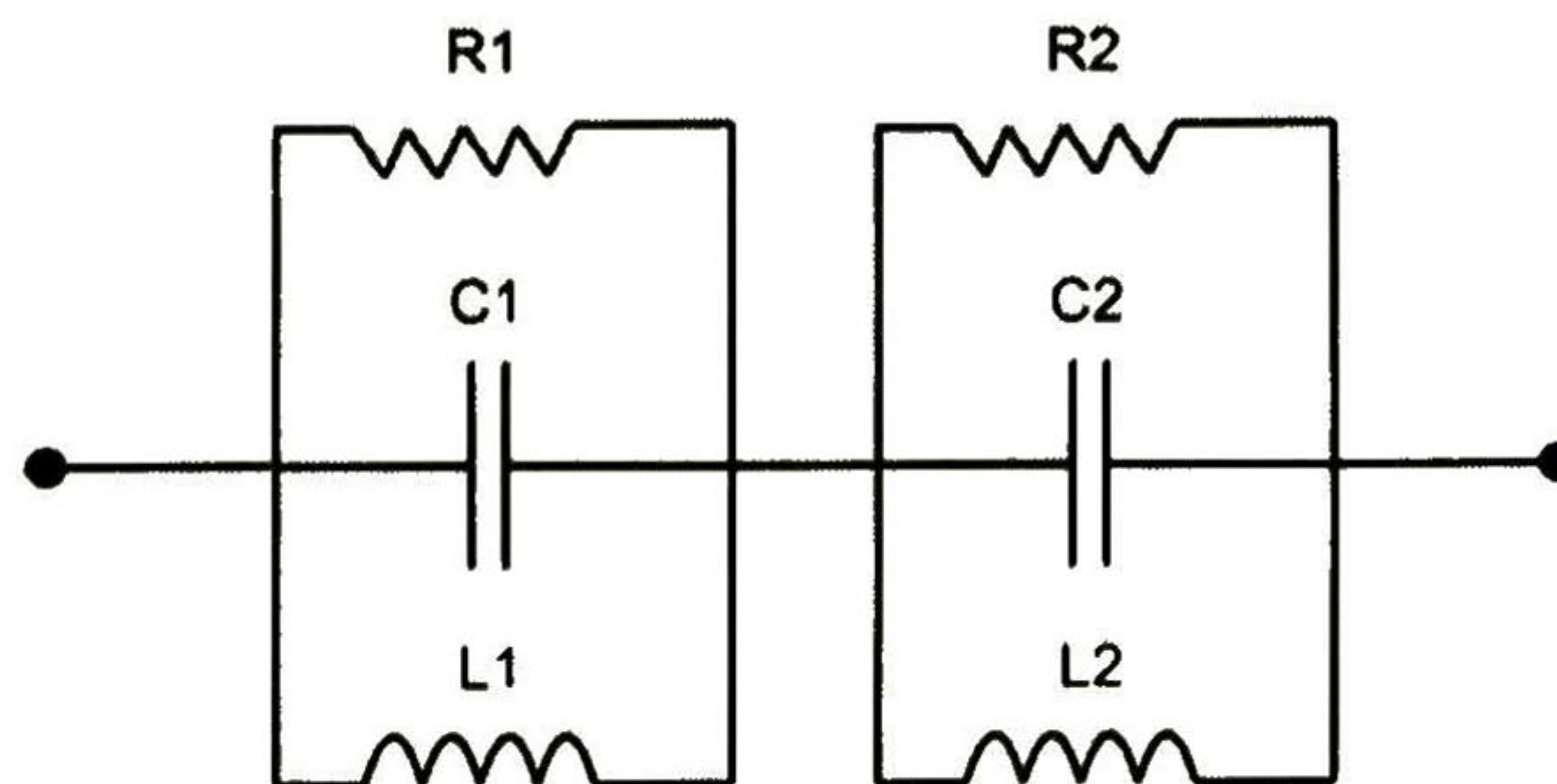


Figura 3.11: Circuito equivalente propuesto para un *Spurline* asimétrico.

Una de las ventajas de un filtro *Spurline* asimétrico, es la presencia de dos bandas de rechazo, cada banda es controlado por una ranura, con la gran ventaja de que pueden ser configurados de manera independiente una de la otra.

### 3.6. Filtro de Líneas Acopladas con *Spurline*

En el diseño de sistemas de comunicación, los filtros son ampliamente usados para la supresión de señales no deseadas. En el rango de las microondas, estos son diseñados usando líneas de transmisión "*Stubs*" en corto o abiertos, líneas acopladas, etc.) Hablando específicamente de filtros pasa banda y rechaza banda, éstos se pueden diseñar usando líneas acopladas, como se muestra en la Fig.3.12, respectivamente. Sin embargo, el ancho de banda de este tipo de filtros es angosto.

Cabe recordar que la respuesta típica de un filtro *Spurline* es rechaza banda. Este filtro es mucho más sencillo que el de las líneas acopladas. Sin embargo, su ancho de banda es igual de angosto que en el caso de las líneas acopladas. Recientemente, (Liu *et al.*, 2007a) propone una técnica para incrementar el ancho de banda del filtro rechaza banda usando un *Meander Spurline* (ver Fig.3.13). Cabe mencionar que esta técnica presenta una serie de dificultades para su realización, debido a la cantidad de variables que se utilizan en su diseño.

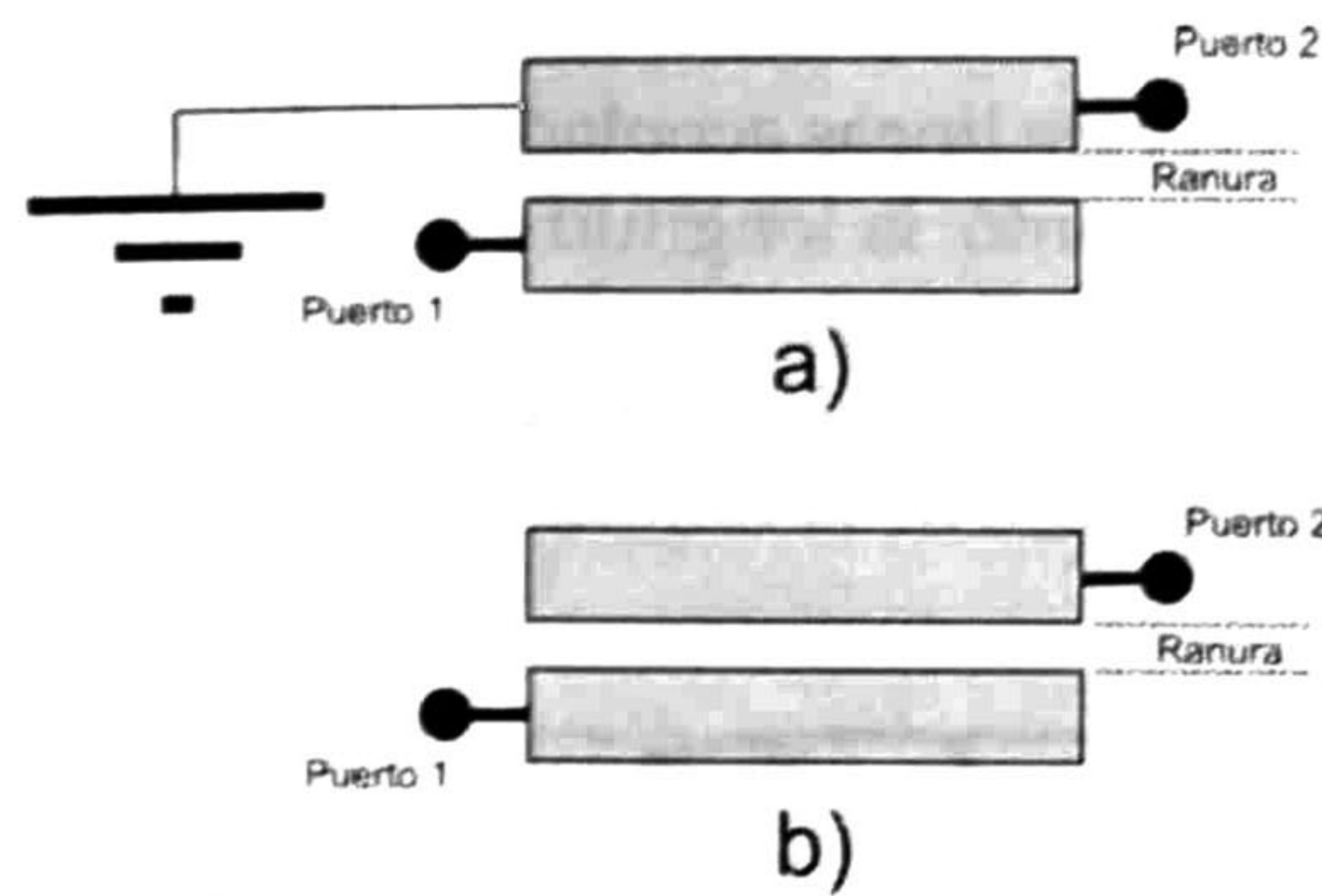


Figura 3.12: Filtro de líneas acopladas a)Rechaza Banda b)Pasa Banda.

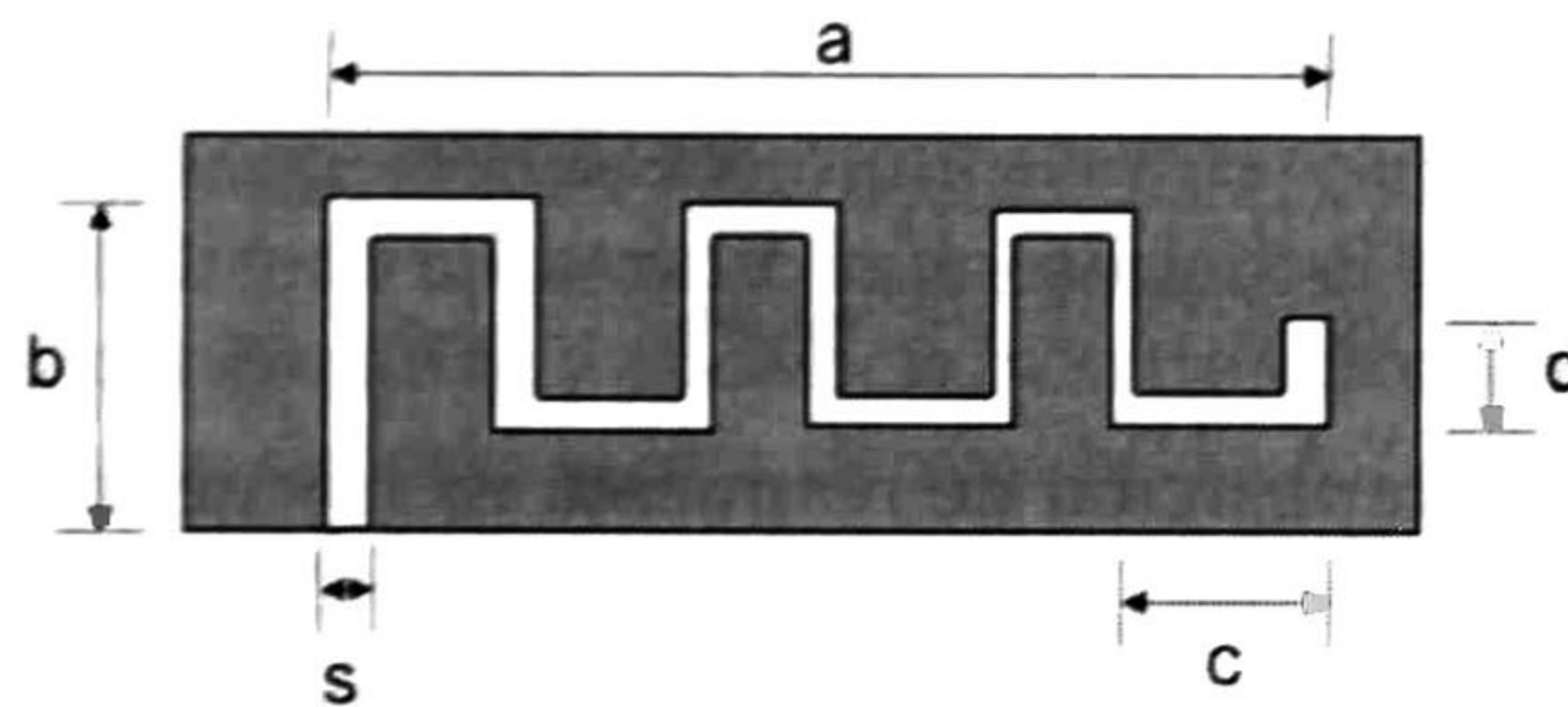


Figura 3.13: *Meander Spurline*.

En (Loo-Yau *et al.*, 2011) se propone un nuevo filtro rechaza banda de líneas acopladas usando estructuras *Spurline*. Se demuestra la capacidad del filtro para mejorar el ancho de banda de rechazo de un filtro de líneas acopladas típico. Presentando una mejora en ancho de banda de rechazo de un 50 %.

En las siguientes líneas se describirá el proceso de mejoramiento del ancho de banda de rechazo de un filtro de líneas acopladas usando estructuras *Spurline*.

La topología típica de un filtro rechaza banda de líneas acopladas se muestra en (ver Fig.3.12a), donde una de las líneas de transmisión termina en corto circuito. Sin embargo, la construcción de este tipo de filtro es complicado debido a las vías.

Tomando como base un filtro pasa banda, como se muestra en (ver Fig.3.12b), el cual puede ser utilizado para lograr una característica de rechazo de banda con solo ajustar la longitud de las líneas acopladas, y la colocación de filtros *Spurlines* en los extremos del mismo se logra el filtro deseado.

El principio de diseño de este tipo de filtro es sobreponer las respuestas en frecuencia de tres filtros de ancho de banda angosto. Cada filtro tiene una frecuencia de rechazo, representado como ( $f_L$ ) para la frecuencia menor, ( $f_0$ ) para la frecuencia central y ( $f_H$ ) para la frecuencia mayor del ancho de banda de rechazo (ver Fig.3.14).

De esta manera, el filtro de líneas acopladas es diseñado para representar la frecuencia  $f_0$ . Por lo tanto, la longitud eléctrica del acoplamiento entre las líneas debe ser de aproximadamente de  $210^\circ$ , con una impedancia característica de  $Z_0 \geq 100 \Omega$ . Las pérdidas por inserción en la banda de paso son minimizadas por medio de la ranura o separación entre las dos líneas de transmisión.

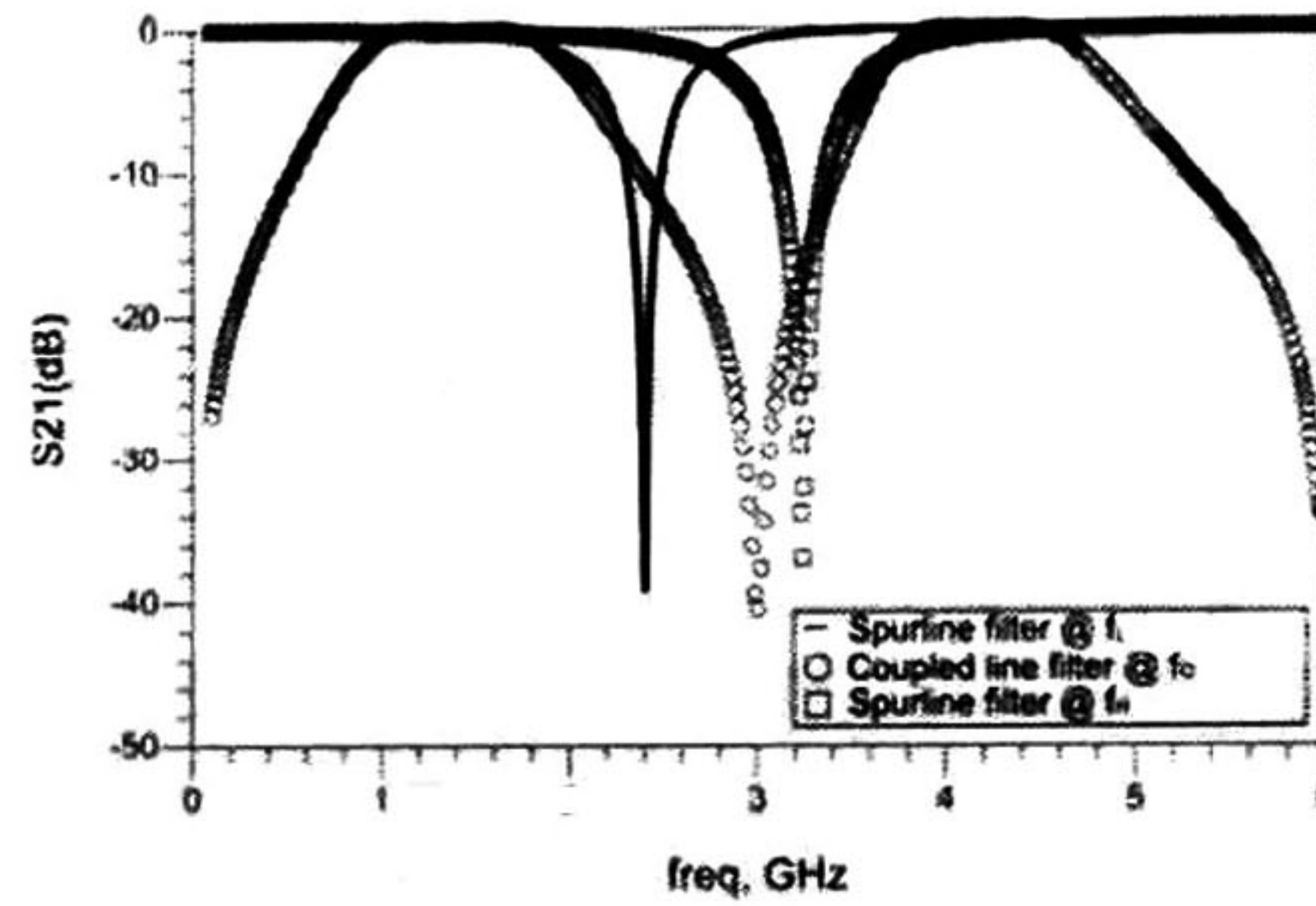


Figura 3.14: Sobreposición de respuesta en frecuencia de filtros.

Los otros dos filtros son diseñados para representar las frecuencias de rechazo a  $f_L$  y  $f_H$  respectivamente, usando las estructuras *Spurline*, las cuales están construidas sobre una línea con impedancia característica igual a  $50 \Omega$ . El diseño de estos filtros se realiza mediante el uso de un simulador electromagnético debido a la ausencia de un método analítico, este simulador puede ser usado para optimizar la respuesta en frecuencia que se desea del filtro.

La Fig.3.15, muestra la topología para este filtro. En resumen el filtro se puede dividir en tres secciones, donde cada una representa una frecuencia de rechazo. Este diseño tiene la ventaja de mejorar el ancho de banda de rechazo en filtros de líneas acopladas para microondas.

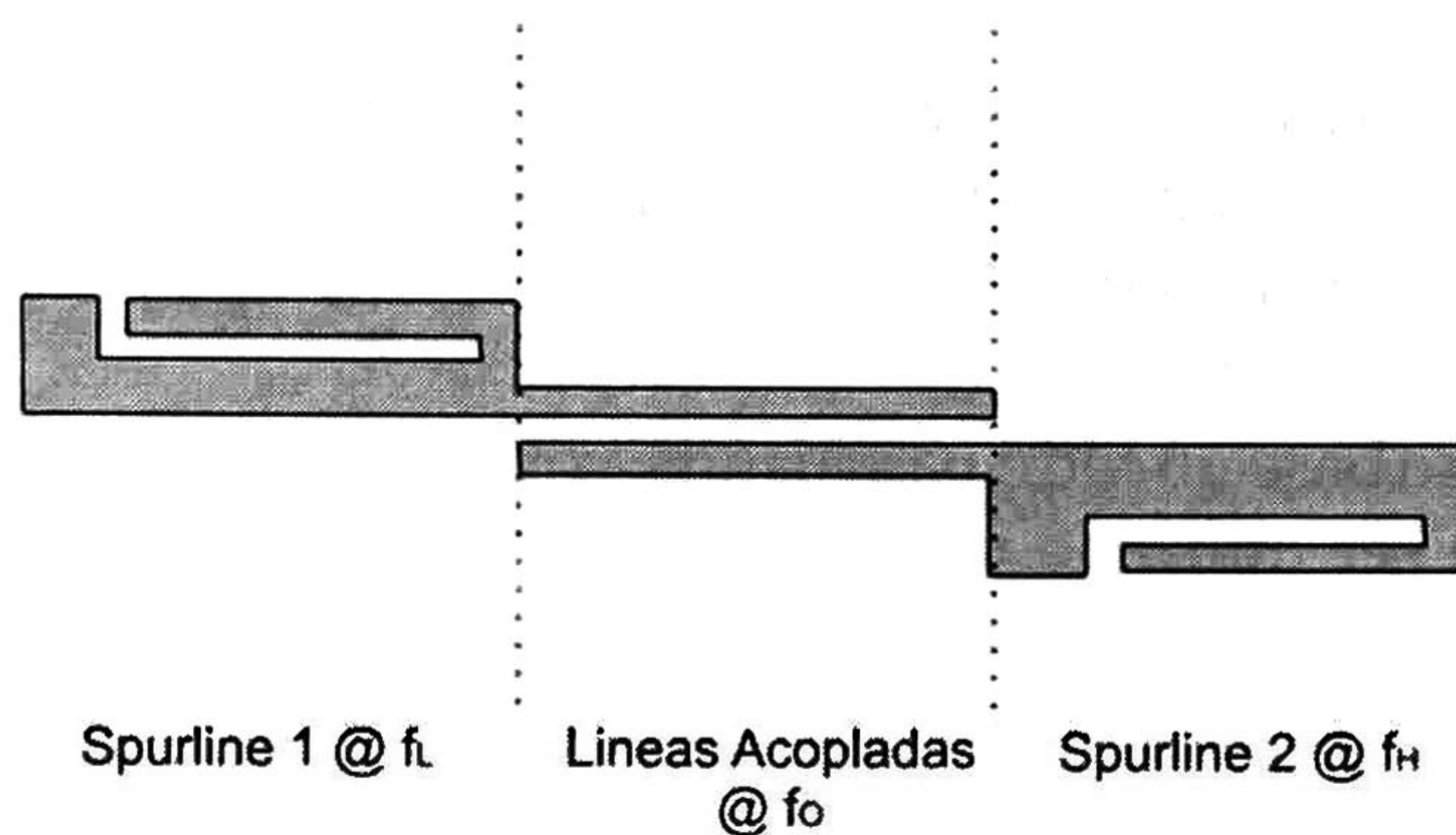


Figura 3.15: Filtro de líneas acopladas con *spurline*.

# Capítulo 4

## Metodología de Diseño

En algunas aplicaciones de comunicaciones como lo es la telefonía móvil, factores de diseño tales como la linealidad, el tamaño físico del amplificador, potencia de salida y eficiencia, son de suma importancia (Wang *et al.*, 2009). En consecuencia la alta demanda de AP clase A de banda ancha está en incremento.

Una metodología de diseño para la creación de un amplificador de potencia para RF se describirá en este capítulo, desde la selección del transistor a utilizar, pasando por el diseño de las redes de acoplamiento y terminado con las simulaciones electromagnéticas, el cual puede ser referencia para el diseño de cualquier clase de amplificador.

### 4.1. Diseño de un Amplificador Clase-A

**E**n esta sección se discute el uso del modelo de gran señal (*Large-Signal*) para el diseño de un AP Clase-A. El amplificador Clase-A es idealmente lineal, por lo tanto, es posible usar el modelo de pequeña señal (*Small-Signal*) como una primera aproximación para su diseño, sin embargo, existirán mejores resultados si se tiene el modelo de gran señal. Al igual que en el diseño de pequeña señal, el primer paso es verificar la estabilidad del dispositivo, debido a que la inestabilidad generalmente ocurre a bajas frecuencias como es el caso del transistor usado en esta tesis (CGH40010F de CREE). La estabilidad es de suma importancia para los amplificadores de potencia, ya que puede producir oscilaciones que pueden fácilmente dañar el dispositivo activo o circuitos relacionados.

Las redes de acoplamiento de entrada y salida se diseñan para que se produzca la máxima transferencia de potencia. El uso de redes de acoplamiento con bajas pérdidas es importante para una buena eficiencia, particularmente a la salida del transistor, donde las corrientes son altas (Pozar, 2005).



## 4.2. Metodología de diseño

El procedimiento de diseño de un amplificador será mostrado a continuación (Wojtasiak *et al.*, 1996). Este procedimiento puede ser representado a través de un algoritmo, como sigue:

1. Selección del transistor.
2. Características de DC (Punto de polarización).
3. Condiciones de estabilidad.
4. Determinación de las áreas óptimas para impedancia de fuente (*Source-Pull*) y de carga (*Load-Pull*).
5. Síntesis de la red de acoplamiento de entrada.
6. Síntesis de la red de acoplamiento de salida.
7. Optimización con el modelo de gran señal en la impedancia de carga (Niveles de potencia y eficiencia).
8. Optimización del punto de polarización.
9. Simulación de los parámetros de pequeña señal.
10. Simulación electromagnética.

### 4.2.1. Selección del transistor

El transistor debe escogerse de acuerdo al rango de frecuencia y la potencia de salida deseados. Básicamente se elige un 20 % de mayor capacidad de potencia que la requerida por el diseño. Un buen contacto térmico del encapsulado del transistor con un disipador de calor, es esencial para algunos amplificadores con más de 10 *Watts* de potencia de salida.

### 4.2.2. Características de DC (Punto de polarización)

Los valores de voltaje de compuerta ( $V_{GS}$ ) y de drenador ( $V_{DS}$ ), deberán ser elegidos de acuerdo a la capacidad del transistor seleccionado. No hay que perder de vista, que es de suma importancia una vez elegido la clase del amplificador, respetar la zona de polarización de dicha clase.

### 4.2.3. Condiciones de estabilidad

La estabilidad de un amplificador, o su resistencia a las oscilaciones, es una consideración muy importante en el diseño y puede ser determinado con los parámetros "S" las redes de acoplamiento, y las cargas colocadas a la entrada y salida. En el circuito mostrado en (ver Fig.4.1), las oscilaciones son posibles cuando cualquiera de los dos puertos (entrada y salida) presentan una parte real negativa en su impedancia.

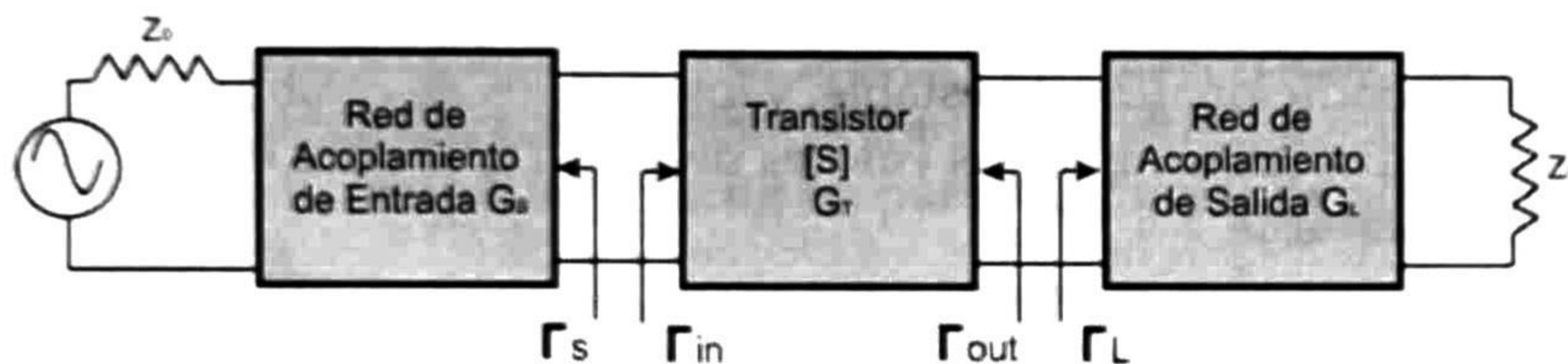


Figura 4.1: Circuito general de un amplificador.

Esto ocurre cuando  $|\Gamma_{IN}| > 1$  o  $|\Gamma_{OUT}| > 1$ . Debido a que  $|\Gamma_{IN}|$  y  $|\Gamma_{OUT}|$  dependen de las redes de acoplamiento de entrada y salida, la estabilidad del amplificador dependerá de  $|\Gamma_S|$  o  $|\Gamma_L|$  como se presenta en las redes de acoplamiento (ver Fig.4.1). De esta manera, se pueden definir dos tipos de estabilidad:

- **Estabilidad Incondicional:** La red es incondicionalmente estable si  $|\Gamma_{IN}| < 1$  y  $|\Gamma_{OUT}| < 1$  para todas las fuentes pasivas e impedancias de carga.
- **Estabilidad Condicional.** La red es condicionalmente estable si  $|\Gamma_{IN}| > 1$  y  $|\Gamma_{OUT}| > 1$  solo para un cierto rango de fuentes pasivas e impedancias de carga. Este caso es referido como potencialmente inestable.

Nótese que la condición de la estabilidad de un amplificador es usualmente dependiente de la frecuencia, ya que las redes de entrada y salida generalmente dependen también de este parámetro. Así, es posible que un amplificador sea estable en su frecuencia de diseño, mientras que para otros rangos no lo sea.

Los círculos de estabilidad pueden ser usados para determinar las regiones para  $|\Gamma_S|$  y  $|\Gamma_L|$  donde el amplificador podrá ser condicionalmente estable, pero una simple prueba puede ser usada para determinar la estabilidad.

Una de estas pruebas es la condición de Rollet ( $K - \Delta$ ), esta prueba podrá mostrar si el dispositivo será incondicionalmente estable. La condición de Rollet, se define en las siguientes ecuaciones (Pojar, 2011):

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (4.1)$$

y

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (4.2)$$

Si (4.1) y (4.2) se cumplen simultáneamente se dice que el dispositivo es incondicionalmente estable. Estas dos condiciones son necesarias y suficientes para la estabilidad incondicional, y son de fácil evaluación. Si los parámetros "S" del dispositivo no satisfacen el criterio de Rollet, el dispositivo es condicionalmente estable, y los círculos de estabilidad pueden ser usados para determinar los valores de  $|\Gamma_S|$  y  $|\Gamma_L|$  para el cual el transistor será inestable.

Otro método que muestra las condiciones necesarias y suficientes para la estabilidad incondicional es el publicado por (González, 1997):

$$K > 1 \quad (4.3)$$

y

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad (4.4)$$

Desde el punto de vista práctico, la mayoría de los transistores manufacturados son incondicionalmente estable o potencialmente inestables con valores de  $K < 1$  y  $|\Delta| < 1$ .

#### 4.2.4. Determinación de las áreas óptimas para impedancia de carga ("*Source-Pull*") y ("*Load-Pull*")

Las mediciones de "*Load-Pull*" son extensamente usadas en el diseño y la caracterización de los amplificadores de potencia en RF. Una medición de "*Load-Pull*", es un conjunto de impedancias de salida del transistor de potencia. Las características del dispositivo, como la potencia de salida, eficiencia (PAE) y distorsión, entre otras, pueden ser medidas para cada impedancia de salida. Los resultados son usualmente graficados en la carta de *Smith*, para generar los llamados contornos de potencia.

Si la impedancia de la fuente se varia también, a la medición se le suele llamar "*Source-Pull*". Las impedancias de entrada y salida son variadas usando un "*tuner*", el cual puede ser activo o pasivo. Un sistema típico de un "*tuner*" pasivo es el mostrado en (ver Fig.4.2). Los dos "*tuners*" deben ser usados simultáneamente para afinar las impedancias a la frecuencia fundamental en la fuente y la carga. Estas mediciones de "*Load-Pull*", son frecuentemente usadas para optimizar las impedancias de acoplamiento, para extraer el mejor rendimiento del amplificador.

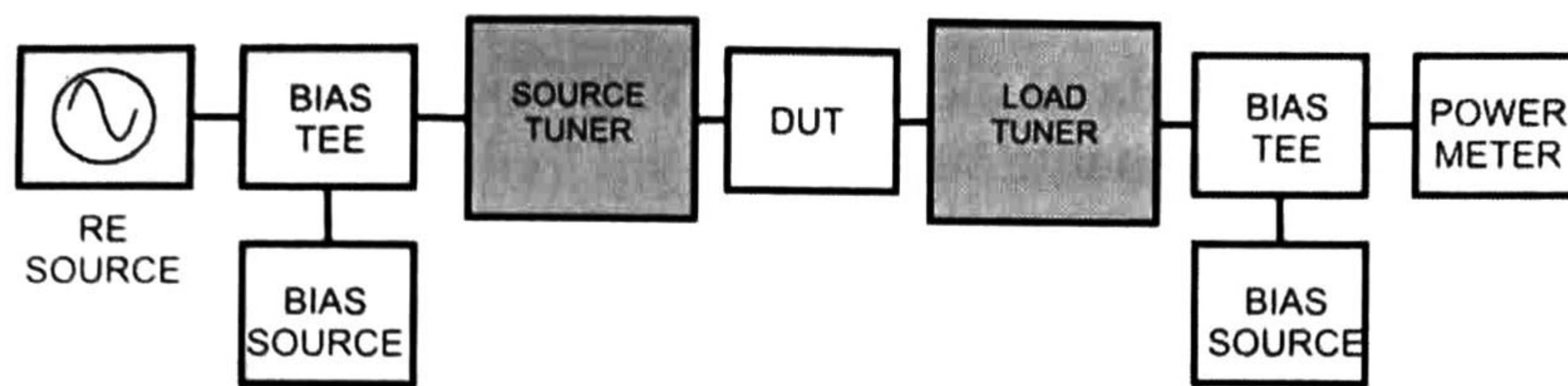


Figura 4.2: Sistema de *Load-Pull* usando *tuners* pasivos.

La Fig.4.3 muestra los contornos típicos de potencia de salida y eficiencia (PAE). Cada contorno representa la configuración de las terminaciones (fuente y carga), correspondientes a un particular nivel de potencia de salida y eficiencia.

La impedancia de la carga del transistor, para la cual la potencia de salida o PAE es máxima, se encuentra en el centro de sus contornos. La impedancia óptima de salida para máxima potencia, para un amplificador, está generalmente cercana a la periferia de la carta de *Smith*. Esto significa que la magnitud de la óptima impedancia es pequeña.

En el sistema mostrado en la Fig.4.2, las impedancias a los armónicos de la frecuencia fundamental no están controladas. Las armónicas pueden ser importantes en la optimización del rendimiento del amplificador (Raghavan *et al.*, 2007b).

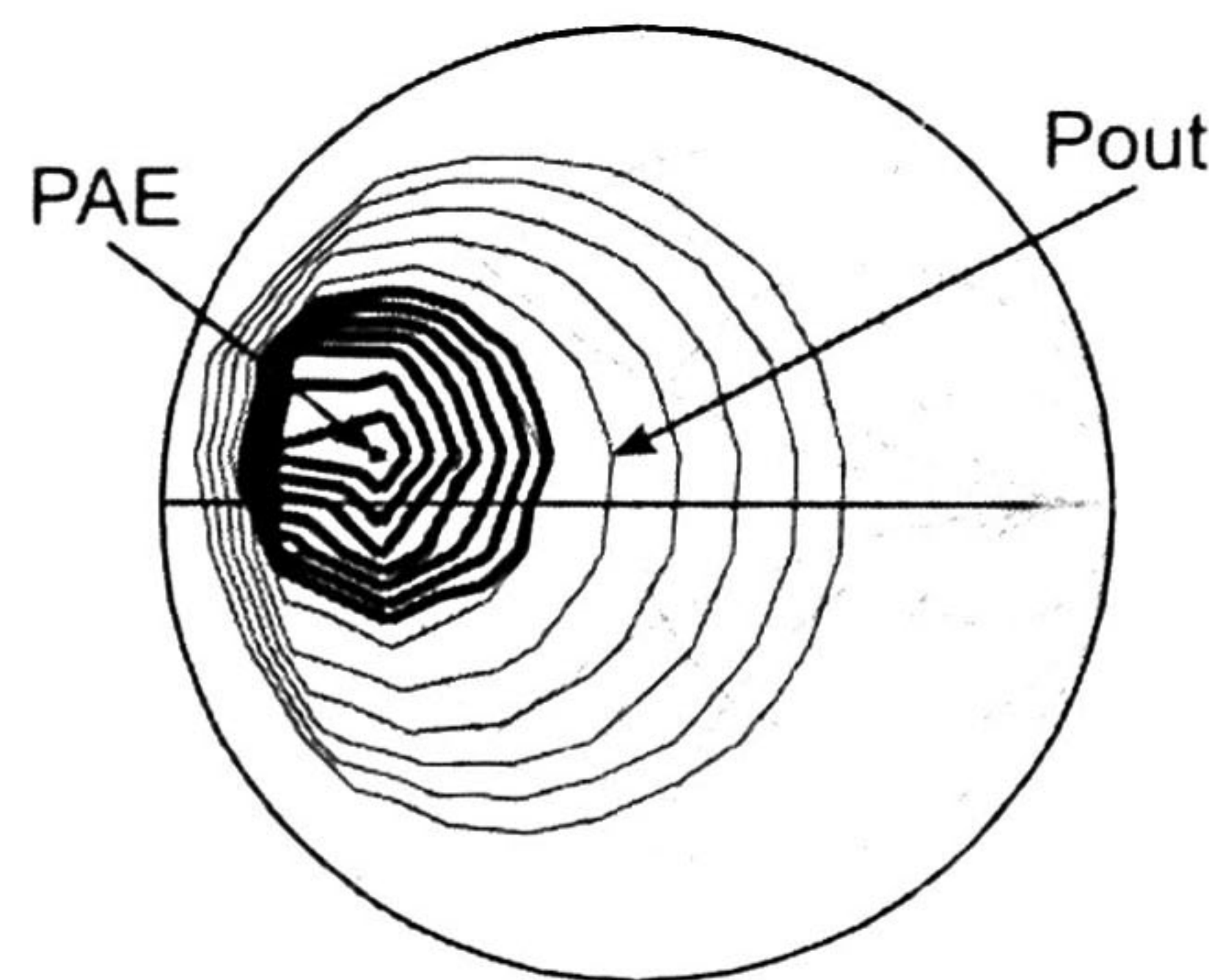


Figura 4.3: Contornos típicos de *Load-Pull* para potencia de salida y eficiencia (PAE).

#### 4.2.5. Síntesis de la red de acoplamiento de entrada y salida

La idea básica del acoplamiento de impedancias como se muestra en la Fig.4.4, presenta una red de acoplamiento de impedancias colocada entre una impedancia de carga  $Z_L$ , que puede ser la compuerta o el drenador del transistor, y una línea de transmisión. La red de acoplamiento es idealmente sin pérdidas, para evitar pérdidas innecesarias de potencia, y

es usualmente diseñada de modo que la impedancia vista hacia dentro de la red sea  $Z_0$  (generalmente  $50 \Omega$ ).



Figura 4.4: Red de acoplamiento sin pérdidas a una carga arbitraria.

#### 4.2.6. Optimización con el modelo de gran señal en la impedancia de carga (Niveles de potencia y eficiencia)

Una vez presentada la topología de las redes de acoplamiento de entrada y salida, y diseñadas de acuerdo a las impedancias resultantes del "Load-Pull" y "Source-Pull", es una acción muy común dentro del área de microondas, el procedimiento de optimización para la obtención de un resultado deseado. Es recomendable el uso del modelo de gran señal del dispositivo activo utilizado, éste nos permitirá optimizar las redes de entrada y salida de nuestro amplificador, para obtener la eficiencia y potencia de salida deseados.

#### 4.2.7. Optimización del punto de polarización

La optimización del punto de polarización se podrá llevar a cabo tanto en simulación, como en el amplificador construido. Este procedimiento no busca más que encontrar las características óptimas deseadas. Las limitantes de esta optimización siempre se encontrarán regidas por la clase del amplificador y así como los niveles de polarización permitidos por el transistor.

#### 4.2.8. Simulación de los parámetros de pequeña señal

Los parámetros de pequeña señal, son de suma importancia para caracterizar al transistor en el dominio de la frecuencia, en ese sentido el  $S_{21}$ , mostrará cuánto es la ganancia del amplificador diseñado. Los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  mostrarán el grado de acoplamiento de entrada y salida del AP.

#### 4.2.9. Simulación electromagnética

Un punto que nunca hay que perder de vista es la simulación considerando los efectos electromagnéticos. Esto nos ayuda a tomar en cuenta todos los efectos, que no se consideran en una simulación estática o ideal (efectos de interferencia, efectos producidos por "gaps" o ranuras muy próximas generalmente producidos por los "pads" de capacitores). Todas estas consideraciones sin lugar a duda darán una buena aproximación a las mediciones que se pueden hacer en un futuro.

Cabe mencionar que los pasos mencionados con anterioridad son hechos con la ayuda de un simulador como es el caso de ADS®.

# Capítulo 5

## Diseño del Amplificador

En este capítulo, con la ayuda de la metodología mostrada en el capítulo 4, se indicara paso a paso el desarrollo del diseño del pre-amplificador. El diseño del pre-amplificador está basado en el elemento activo CGH40010F (10 W, RF power GaN HEMT), de la compañía CREE®.

Se usó el modelo *ADS\_CGH40\_r6b* de gran señal proporcionado por el fabricante, empleando el software ADS®, para simulaciones en el régimen estático (Simulación ideal) y simulaciones electromagnéticas (Simulación más próxima a lo real). Se enunciarán algunas consideraciones técnicas empleadas dentro del diseño del PA.

### 5.1. Selección del transistor

Uno de los objetivos de la tesis fue el trabajar con un elemento activo (transistor), con tecnología de Nitruro de Galio (*GaN*). En una investigación por diferentes fabricantes de transistores con este tipo de material y por las facilidades que ellos daban para proporcionar el modelo de dicho componente, se escogió el transistor (*GaN*) de la compañía CREE® con matricula CGH40010F teniendo las siguientes características: El componente CGH40010F de CREE®, es un transistor con alta movilidad de electrones (HEMT) de Nitruro de Galio (*GaN*). El CGH40010F, puede operar con voltajes de alimentación de drenador desde 28 V, voltaje de compuerta de  $-10\text{ V}$  a  $+2\text{ V}$ , un voltaje de ruptura de 120 V, presenta una ganancia de pequeña señal de 14.5 dB y potencia de salida típica 12.5 W.

Es ideal para uso de propósito general y ofrece una solución a problemas de banda ancha, para una variedad de aplicaciones de RF y microondas. El transistor GaN HEMT ofrece alta eficiencia, alta ganancia y gran ancho de banda, permitiendo el uso de este dispositivo en aplicaciones de amplificadores lineales. (CREE, 2010).

## 5.2. Características de DC (Punto de polarización)

En base a las especificaciones del modelo de gran señal dado por CREE,  $-3.0\text{ V} < V_{GS} < -1.5\text{ V}$  y  $28\text{ V} < V_{DS} < 48\text{ V}$ , solo se simularon las curvas  $I - V$  (ver Fig.5.1). Luego se propone un punto de polarización adecuado para el tipo de clase deseado (Clase-A).

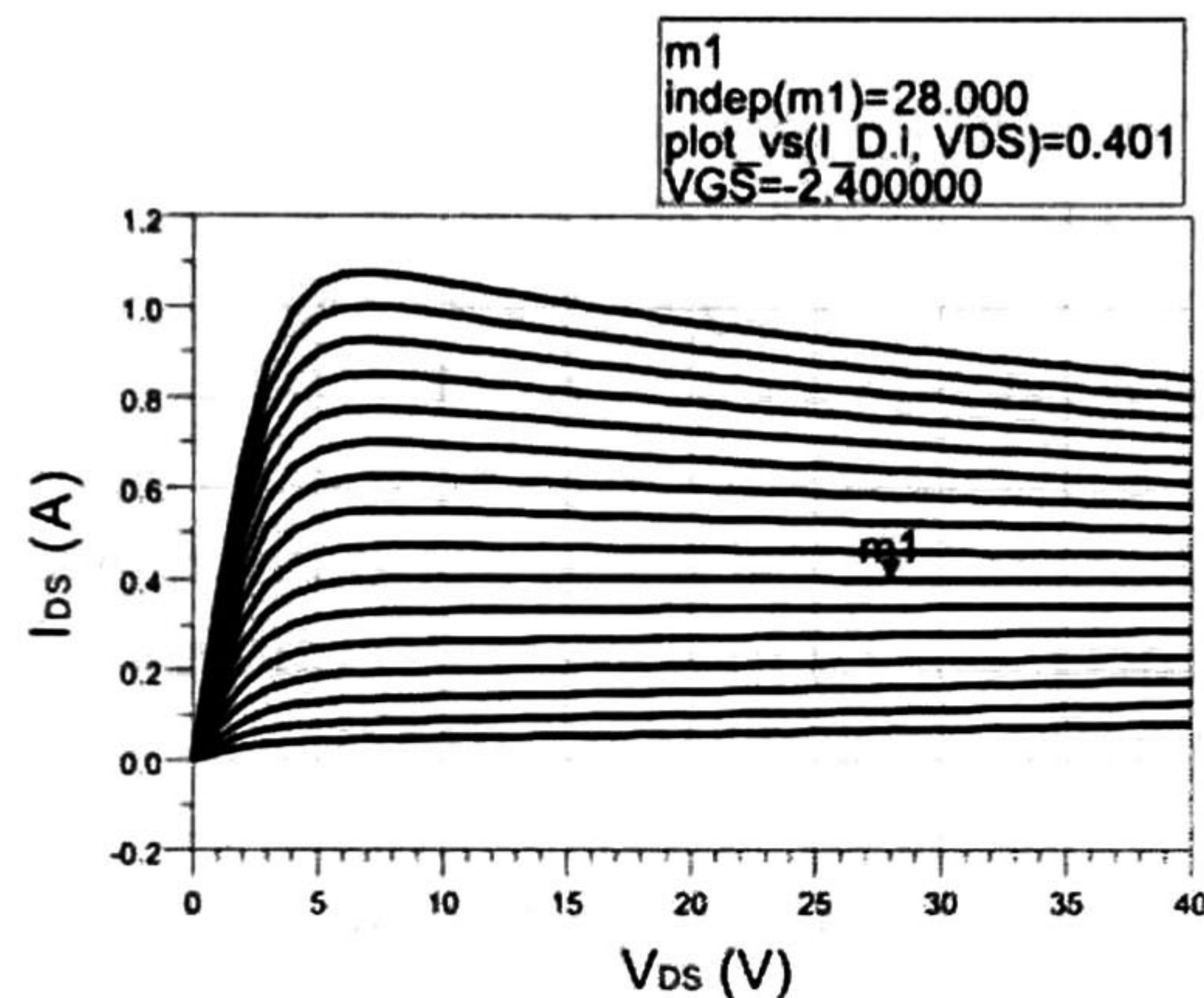


Figura 5.1: Curvas de I-V del transistor.

El punto de operación seleccionado es  $V_{GS} = -2.4\text{ V}$  y  $V_{DS} = 28\text{ V}$  teniendo una corriente de drenador de  $400\text{ mA}$ . Este punto de polarización es elegido de manera que se tenga el mejor rendimiento en eficiencia (PAE) y potencia de salida, sin sacrificar la linealidad que es el objetivo principal del pre-amplificador.

La plantilla de prueba del ADS® para generar las gráficas de  $I - V$  de la Fig.5.1 se muestra en la Fig.5.2.

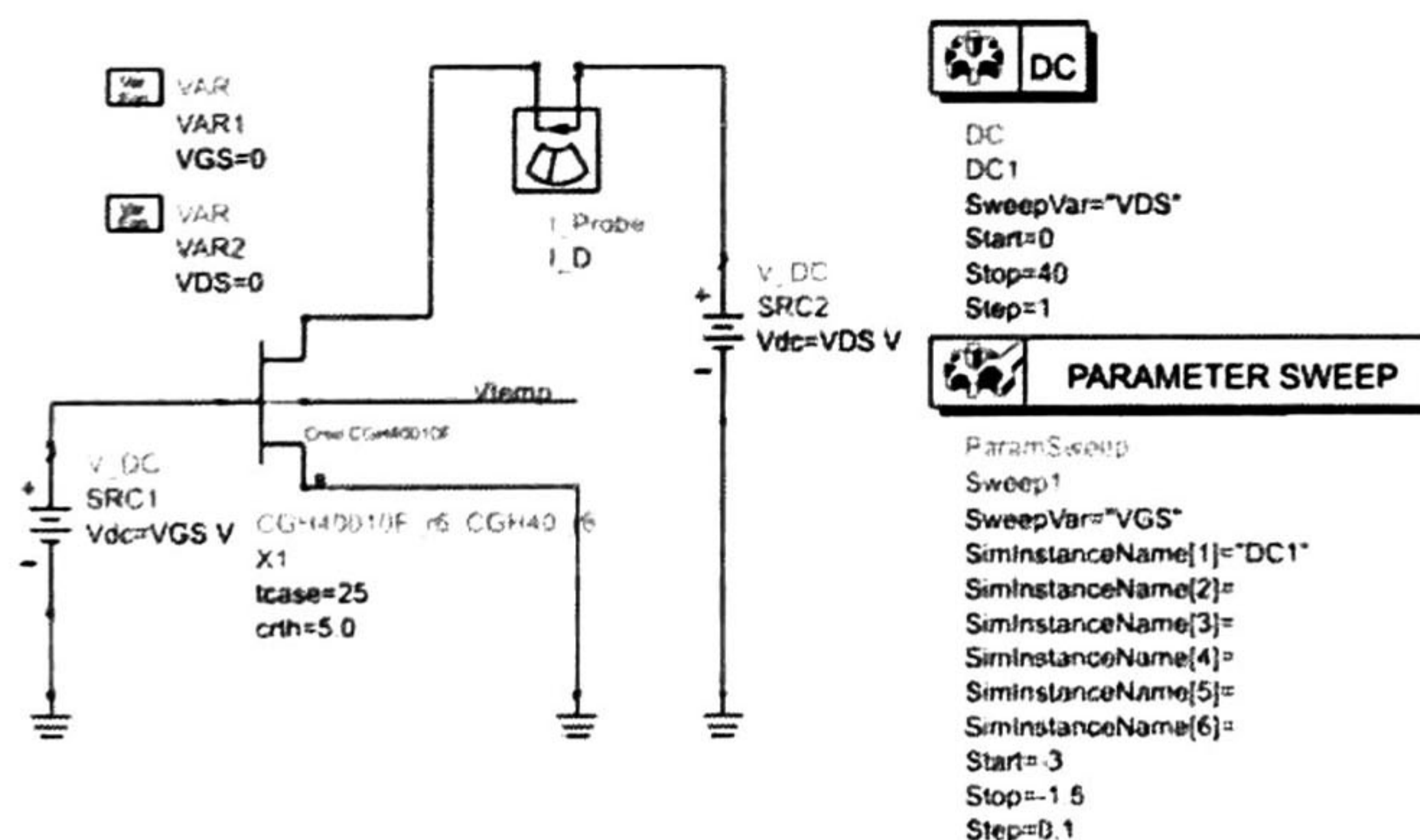


Figura 5.2: Circuito empleado para generar las curvas de I-V del transistor.



### 5.3. Condiciones de estabilidad

De acuerdo con los criterios de estabilidad  $K - B_1$ , citados en el marco teórico, se realizó el análisis de estabilidad del transistor bajo el punto de polarización obtenido, mediante el uso del simulador ADS®.

No hay que perder de vista que este análisis es en pequeña señal, sin embargo, teniendo como amplificador un Clase-A, esta figura de mérito es una buena aproximación para evaluar la estabilidad del dispositivo.

El rango de diseño en frecuencia del AP es en la Banda-S, está comprende desde los  $2.0 \text{ GHz}$  hasta los  $4.0 \text{ GHz}$  (Pozar, 2005). En ese mismo orden de idea, el AP se diseñará desde los  $1.5 \text{ GHz}$  hasta los  $2.8 \text{ GHz}$ , teniendo un ancho de banda de  $1.3 \text{ GHz}$ . Este rango de diseño es propuesto debido a las características de ganancia del transistor, entre menor sea la frecuencia mayor será la ganancia. Por tal motivo se decidió trabajar en un rango de frecuencias que cubriera parte de la banda S y a la vez se cumplieran los requerimientos de potencia de salida. Se eligió una frecuencia menor a los  $2.0 \text{ GHz}$ , con la finalidad de proporcionar el mayor ancho de banda posible.

La estabilidad se analiza en el rango de diseño. La plantilla que se utiliza en ADS® para generar la gráfica de estabilidad en la Fig.5.5 se muestra en (ver Fig.5.3).

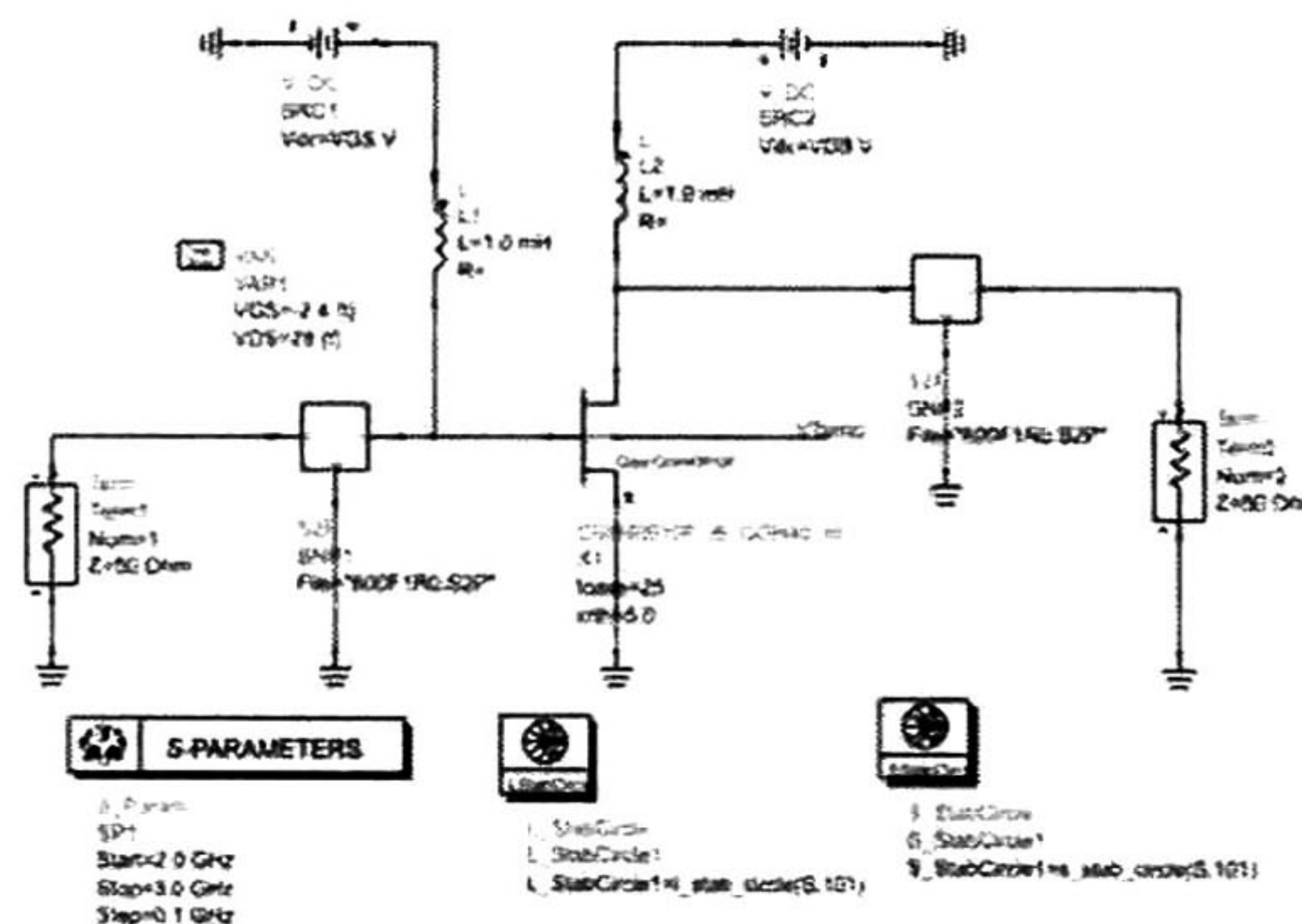


Figura 5.3: Circuito empleado para generar el análisis de estabilidad del transistor.

Las graficas del factor  $K$  y  $B_1$  se muestran en (ver Fig.5.4). Estos datos son reportados en el punto de polarización seleccionado, el cual es  $V_{GS} = -2.4 \text{ V}$  y  $V_{DS} = 28 \text{ V}$ .

En la figura 5.4 se puede observar que el transistor es inestable a frecuencias por debajo de los  $2.1 \text{ GHz}$  debido a que el factor  $K$  es menor a 1. Para frecuencias mayores de operación a  $2.1 \text{ GHz}$  el transistor es incondicionalmente estable ya que cumple con la regla de Rollet.

La Fig.5.5 se muestran los círculos de estabilidad de la fuente (*Source*) y la carga (*Load*).

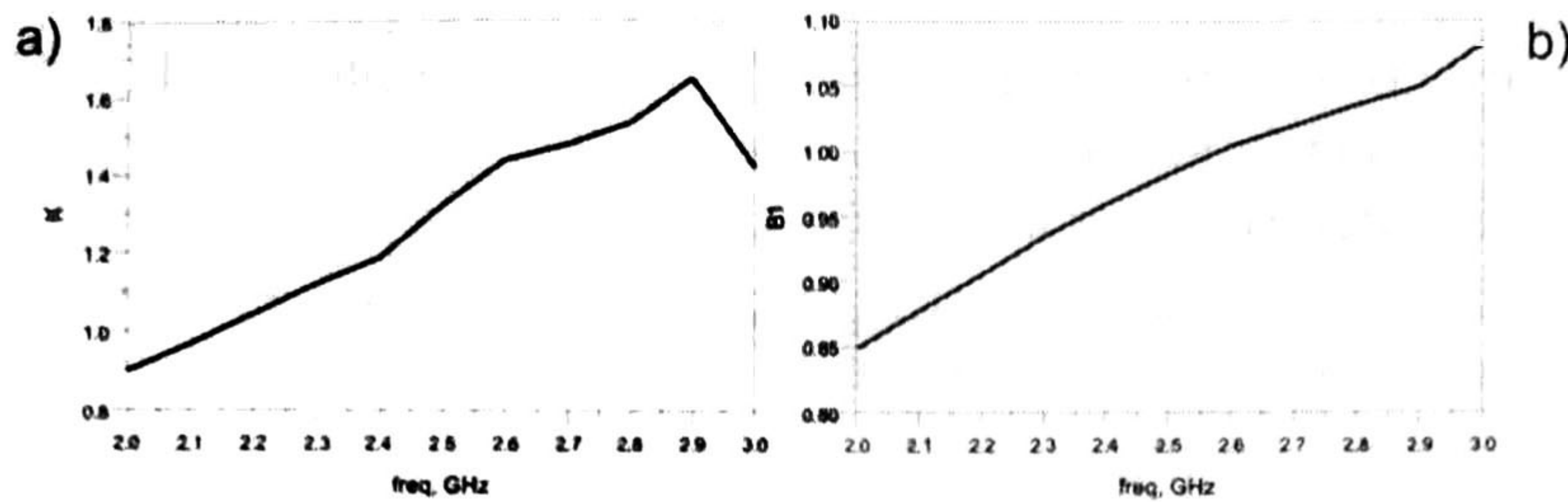


Figura 5.4: a) Factor  $K$  b) Factor  $B_1$ .

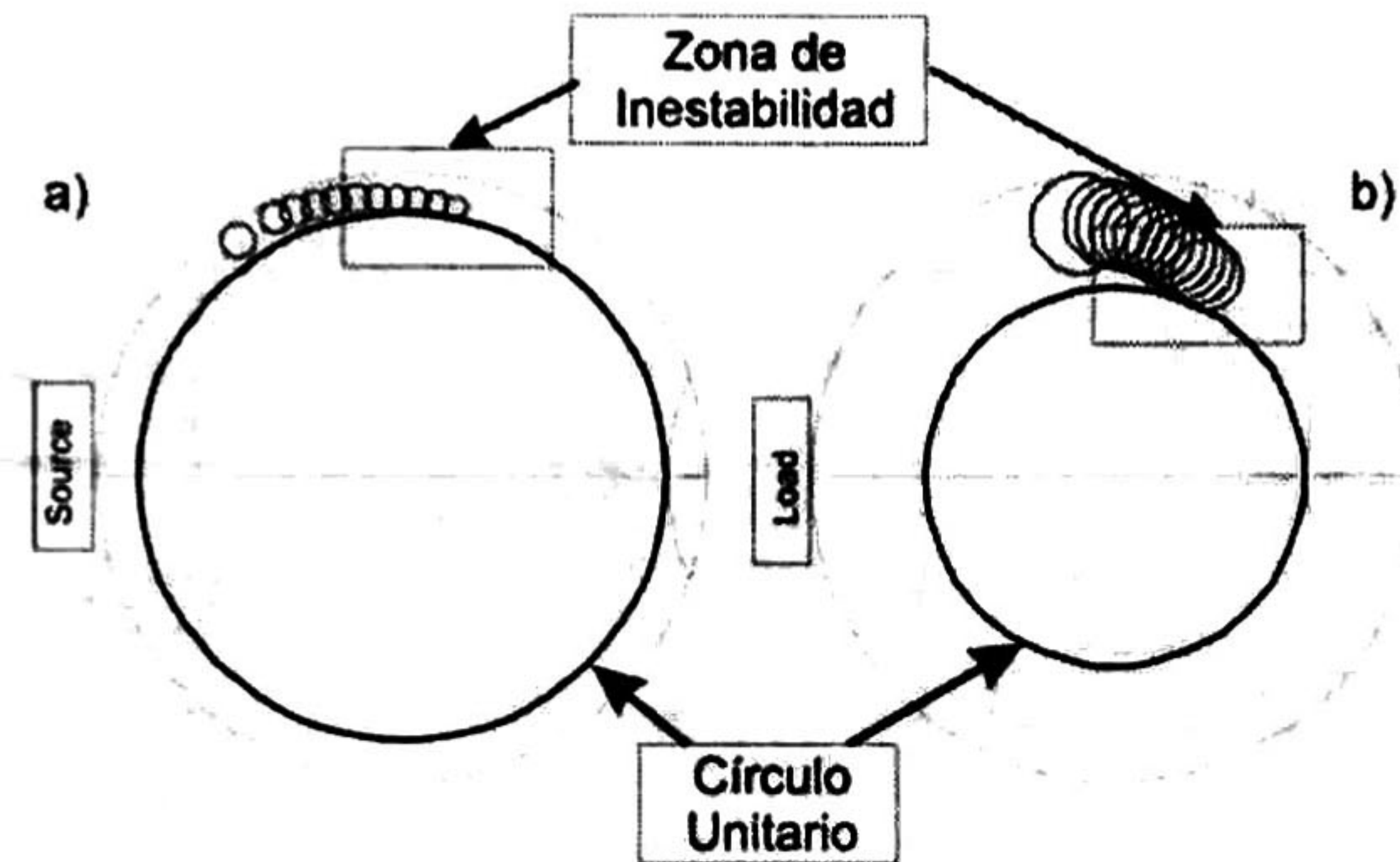


Figura 5.5: a) Círculos de estabilidad en la fuente b) Círculos de estabilidad en la carga.

Se puede observar en la Fig.5.5, que los círculos de inestabilidad que comprende el rango menor de  $2.2 \text{ GHz}$ , abarcan una región muy pequeña de la carta de *Smith*. A pesar de ser condicionalmente estable, la región de impedancias que producirán inestabilidad es casi nula. Entonces se puede sin problema alguno operar el transistor a frecuencias menores de  $2.1 \text{ GHz}$ .

## 5.4. *Source-Pull* y *Load-Pull*

Recientemente el uso de las técnicas de *Source-Pull* y *Load-Pull*, se han venido incrementando.

Con la ayuda de la plantilla en ADS® (ver Fig.5.6) llamado *HarmZopt1tone [Power, Gain, Spectrum]*, el cual es proporcionado por el software de ADS, se calcularon las impedancias en la fuente y la carga a las frecuencias  $f_0$ ,  $2f_0$  y  $3f_0$ . Esta plantilla es de gran ayuda, debido a que funciona como un sistema real de medición de *Source-Pull* y *Load-Pull*, siempre y cuando el modelo del transistor sea el correcto.

La plantilla funciona de la siguiente manera, existe dos "Goals" o metas, uno para eficiencia (PAE) y otra para potencia de salida  $P_{out}$ . La plantilla realiza una optimización para encontrar los valores de las impedancias en la fuente y carga necesarias para garantizar la PAE y  $P_{out}$  requeridas. Se

debe indicar el punto de polarización ( $V_{GS}$  y  $V_{DS}$ ), la potencia de entrada ( $P_{IN}$ ), la frecuencia fundamental ( $f_0$ ) -para el caso de un amplificador de banda ancha se debe colocar la frecuencia media del rango de operación-. Estas impedancias obtenidas nos darán una aproximación a las impedancias reales necesarias para garantizar las especificaciones requeridas.

La Fig.5.7 muestra las impedancias a las frecuencias  $f_0$ ,  $2f_0$  y  $3f_0$ , y su localización en la carta de Smith.

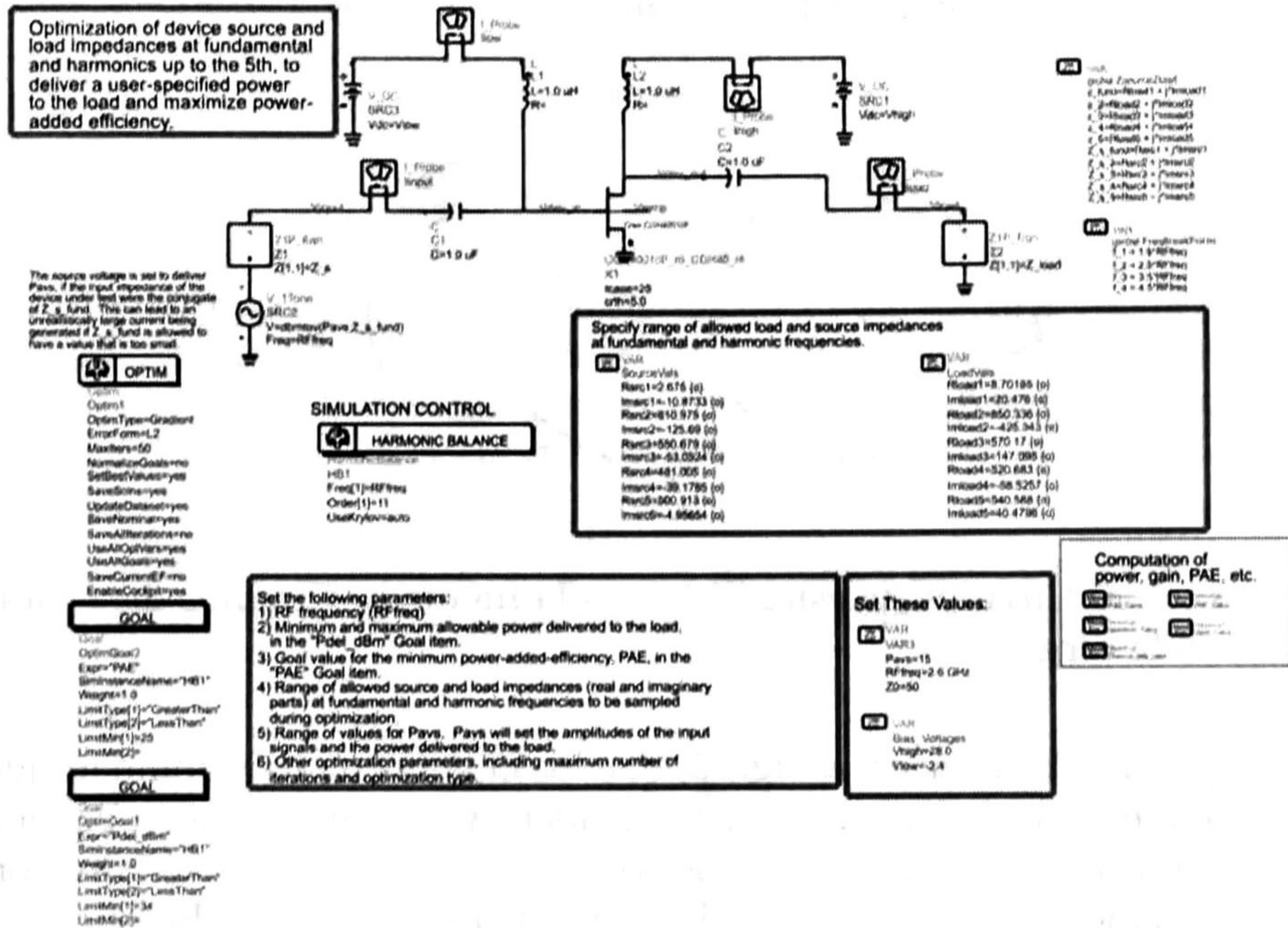


Figura 5.6: *Template* para simulación de *Source-Pull* y *Load-Pull*.

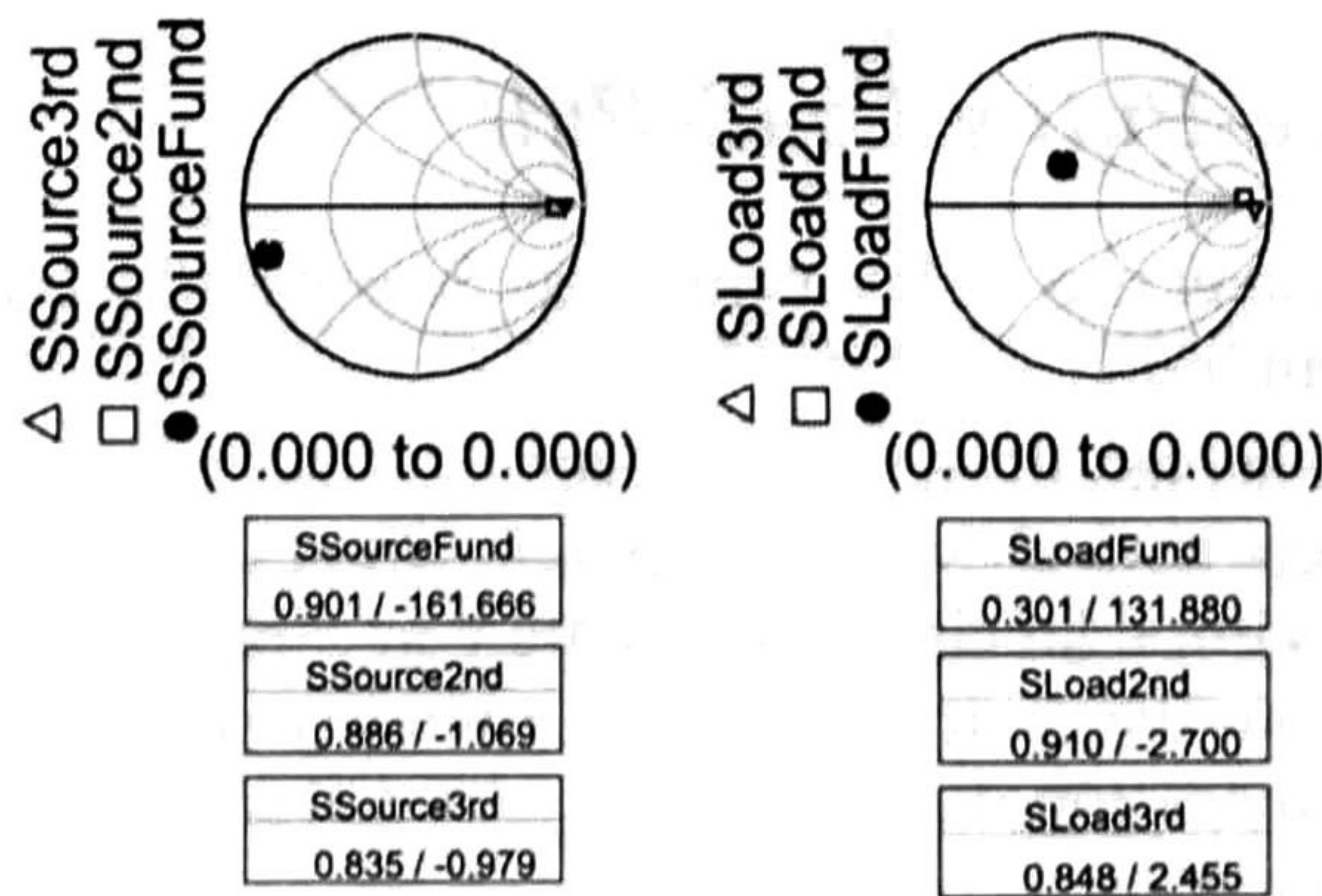


Figura 5.7: Localización de impedancias en la fuente y carga.

En la tabla 5.1 se muestran los parámetros de entrada utilizados en el *template* de la figura 5.6, así como las impedancias obtenidas a la fre-

cuencia fundamental ( $f_0$ ), al segundo y tercer armónico ( $2f_0, 3f_0$  respectivamente) tanto en la fuente como en la carga. Se reportan de igual manera los resultados obtenidos de eficiencia (PAE) y potencia de salida  $P_{out}$  a la frecuencia fundamental, esta es definida, como la frecuencia media del rango de operación del pre-amplificador.

Cuadro 5.1: Parámetros de entrada y resultados de la técnica de *Source-Pull* y *Load-Pull*.

Parámetros de entrada	Resultados
$V_{GS} = -2.4 \text{ V}$	$PAE = 25.48 \%$
$V_{DS} = 2.8 \text{ V}$	$P_{out} = 34.875 = 3.073 \text{ W}$
$P_{in} = 15 \text{ dBm}$	$f_0 = 2.1 \text{ GHz}$
Impedancias en la Fuente ( <i>Source</i> )	Impedancias en la Carga ( <i>Load</i> )
$Z_S(f_0) = 2.667 - j8.046$	$Z_L(f_0) = 30.46 + j15.02$
$Z_S(2f_0) = 811 - j125.2$	$Z_L(2f_0) = 850.3 - j425.1$
$Z_S(3f_0) = 550.7 - j51.86$	$Z_L(3f_0) = 570.1 + j147.7$

### 5.5. Red de acoplamiento de entrada

Bajo la idea mostrada en el marco teórico sobre las características ideales de una red de acoplamiento, en la Fig.5.8 se muestra la topología de la red entrada.

Existen dos bloques principales, el primero es un filtro pasa banda que cubre el ancho de banda en frecuencia deseado y el segundo bloque consta de la red de polarización de DC.

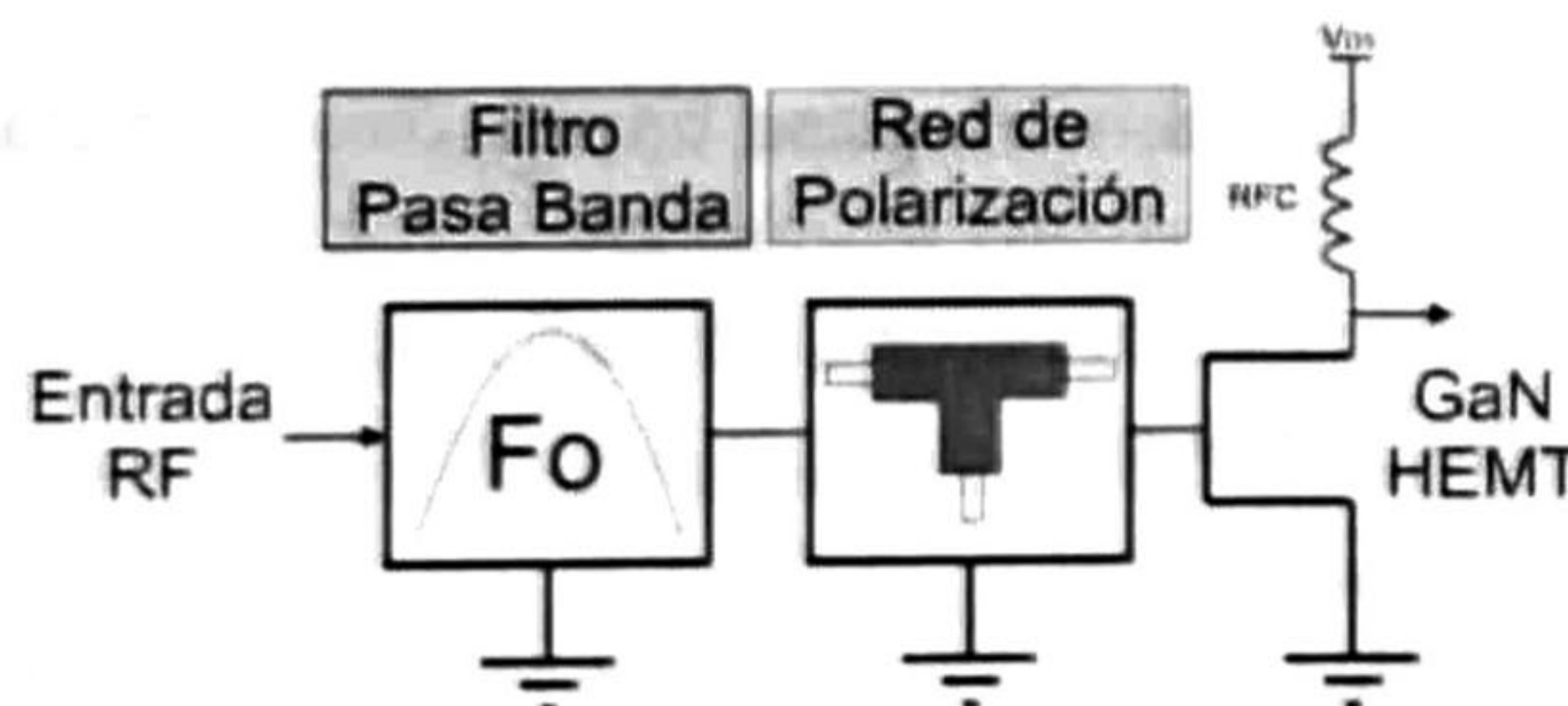


Figura 5.8: Red de acoplamiento de entrada propuesta.

El filtro usado en esta tesis está basado en el filtro propuesto por Ching-Wen (Tang y Chen, 2007). Ching-wen propone un filtro con dos *stubs* en

corto, ambos *stubs* tienen la misma longitud eléctrica. Para este trabajo se usa la arquitectura mostrada en la figura 5.9, teniendo la peculiaridad que ambos *stubs* presentan longitudes eléctricas distintas.

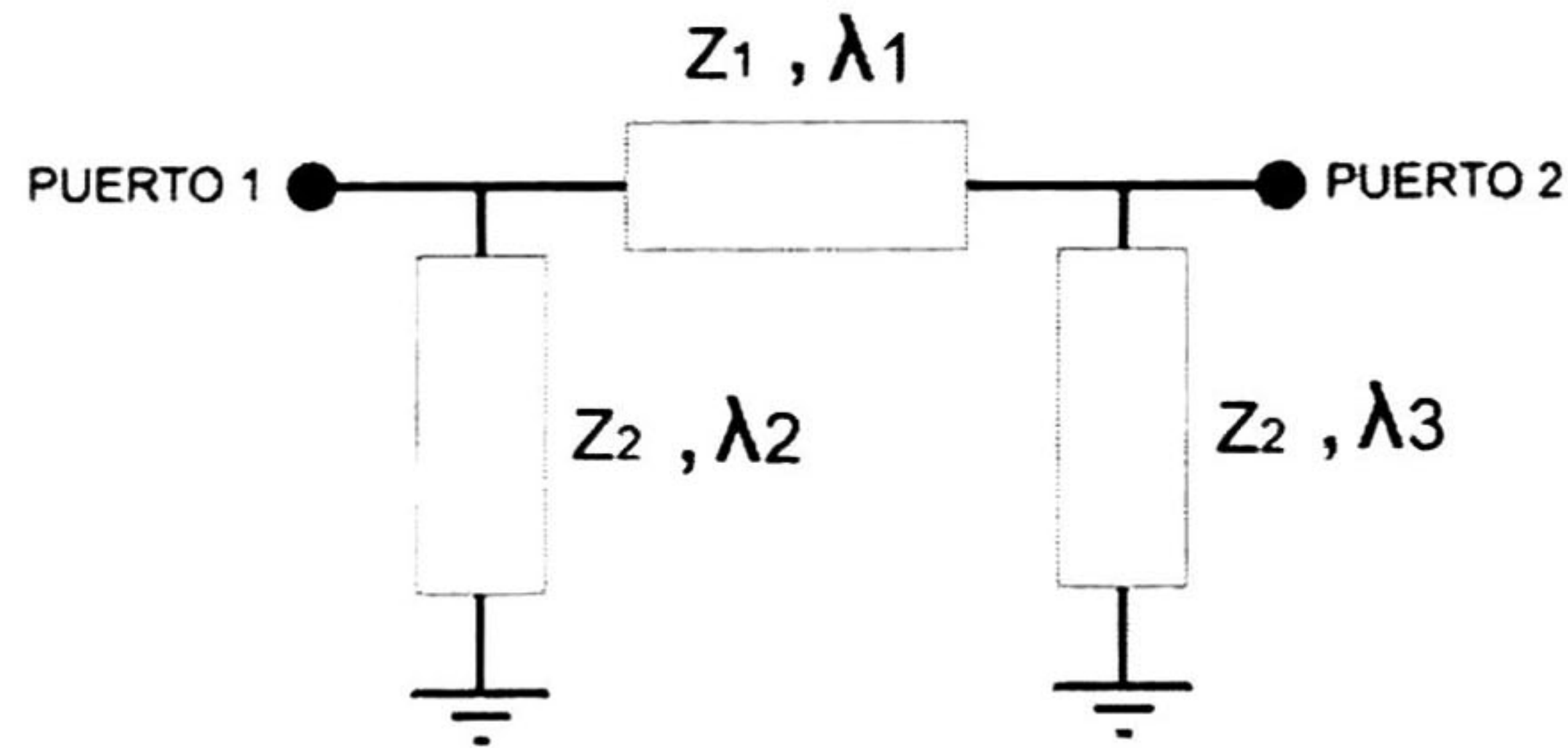


Figura 5.9: Arquitectura del filtro pasa banda para *broadband*.

La Fig.5.9 muestra la estructura propuesta para el filtro pasa banda, el cual está compuesto de una línea de transmisión con longitud eléctrica aproximada  $\lambda_1 = 25^\circ$ , y una impedancia  $Z_1 = 50 \Omega$ , en sus extremos posee dos *stubs* en corto, con longitudes eléctricas de  $\lambda_2 = 150^\circ$ , y  $\lambda_3 = 25^\circ$ , e impedancias características de  $Z_2 = Z_3 = 90 \Omega$ .

La Fig.5.10 muestra el efecto deseado del filtro. La Fig.5.11 muestra la topología utilizada para el bloque de red de alimentación.

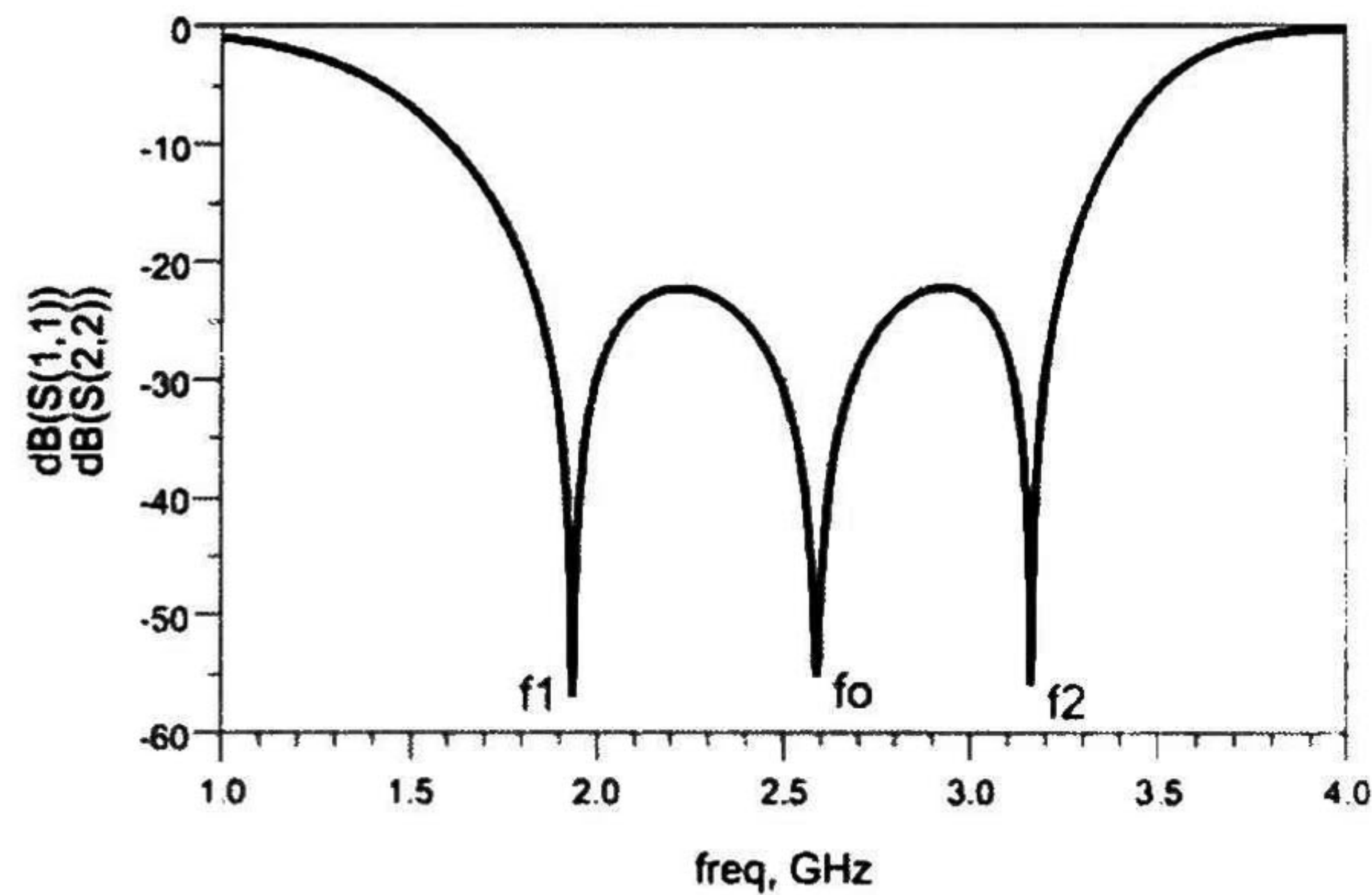


Figura 5.10: Respuesta del filtro pasa banda deseado para *broadband*.

Cuando el transistor opera cerca de la saturación ( $P_{1dB}$ ), se produce un incremento sustancial de la corriente en la compuerta que puede llegar a dañar al transistor.

Por tal motivo se emplea un resistor en serie ( $R_G$ ) a lo largo de la línea de alimentación de la compuerta. Además de estar limitando la corriente, el resistor actúa como un elemento para evitar posibles oscilaciones. El valor debe ser propiamente elegido para mantener el dispositivo estable en todo el rango de  $V_{GS}$  versus el nivel de señal de RF (NITRONEX, 2008),



plificador marcada en el diagrama de la red de acoplamiento de entrada como *PORT1*. Se puede observar un alto nivel de aislamiento en la frecuencia de DC (0 Hz), esta característica indica que existe un aislamiento entra la fuente de DC (*VSRC1*) y el puerto de entrada del amplificador *PORT1*. Esto permitirá aislar el voltaje de DC que polariza la compuerta del transistor y el voltaje de RF proveniente de la señal de entrada del amplificador.

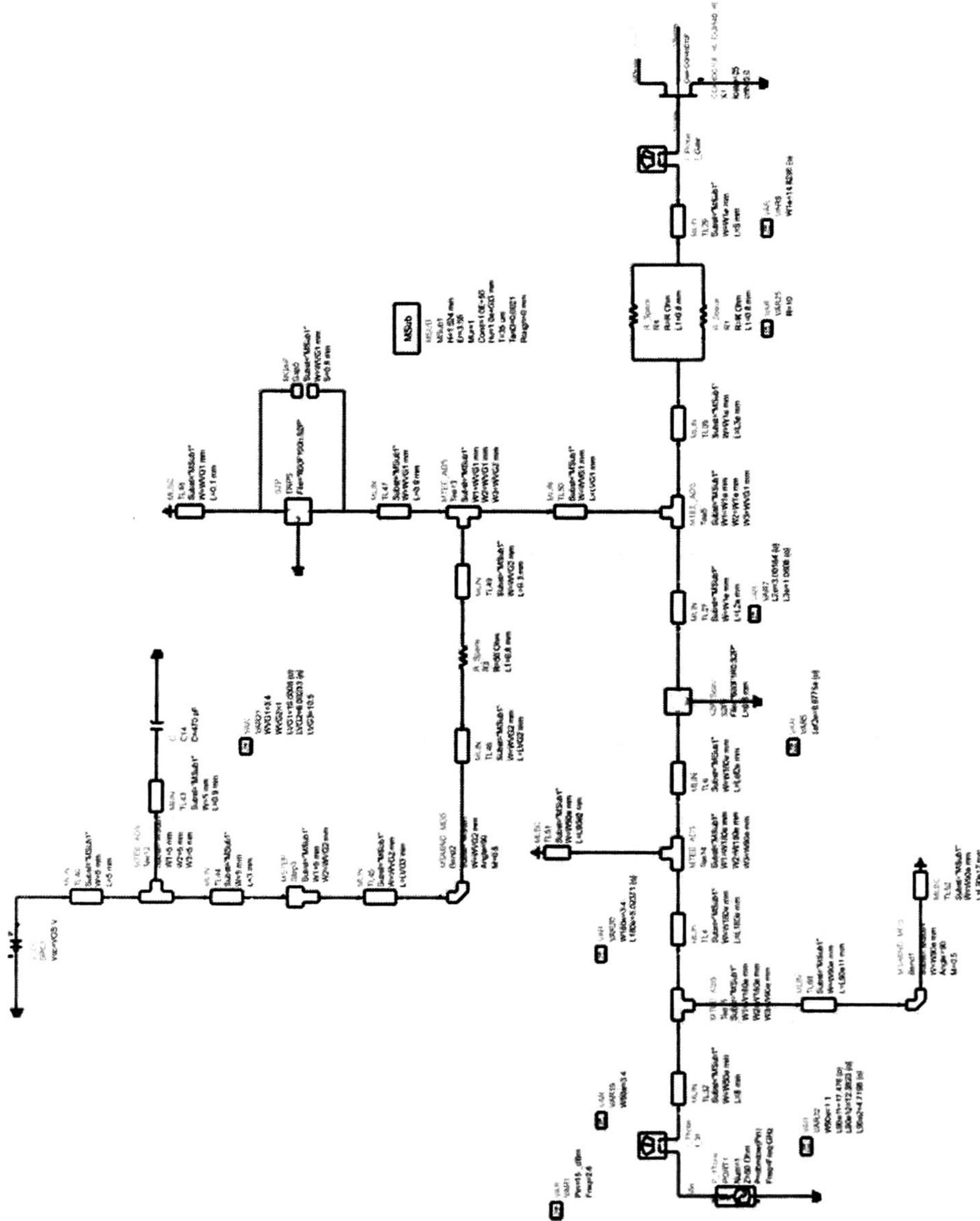


Figura 5.12: Red de acoplamiento de entrada con Microcintas.

El parámetro  $S_{32}$ , por otra parte, muestra las pérdidas por inserción que va de la fuente de alimentación a la compuerta del transistor. Se pue-

de notar que las pérdidas por inserción son muy pequeñas en la frecuencia de DC ( $0\text{ Hz}$ ), lo cual permitirá que la señal de DC vaya directo a polarizar el transistor. Con estas gráficas se asegura el buen funcionamiento de la red de polarización cumpliendo con los requerimientos necesarios para un buen rendimiento del pre-amplificador.

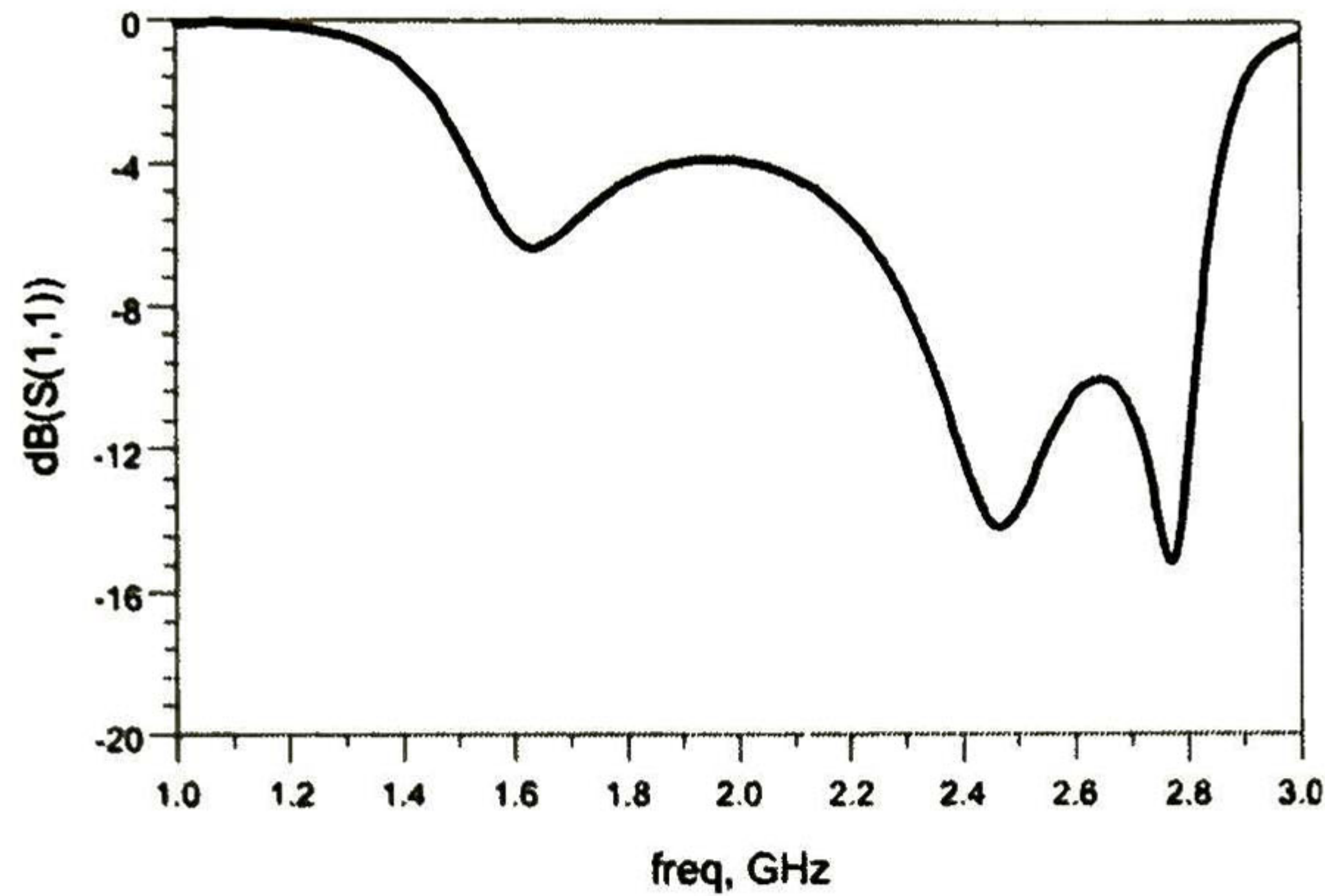


Figura 5.13: Parámetro  $S_{11}$  de la red de entrada.

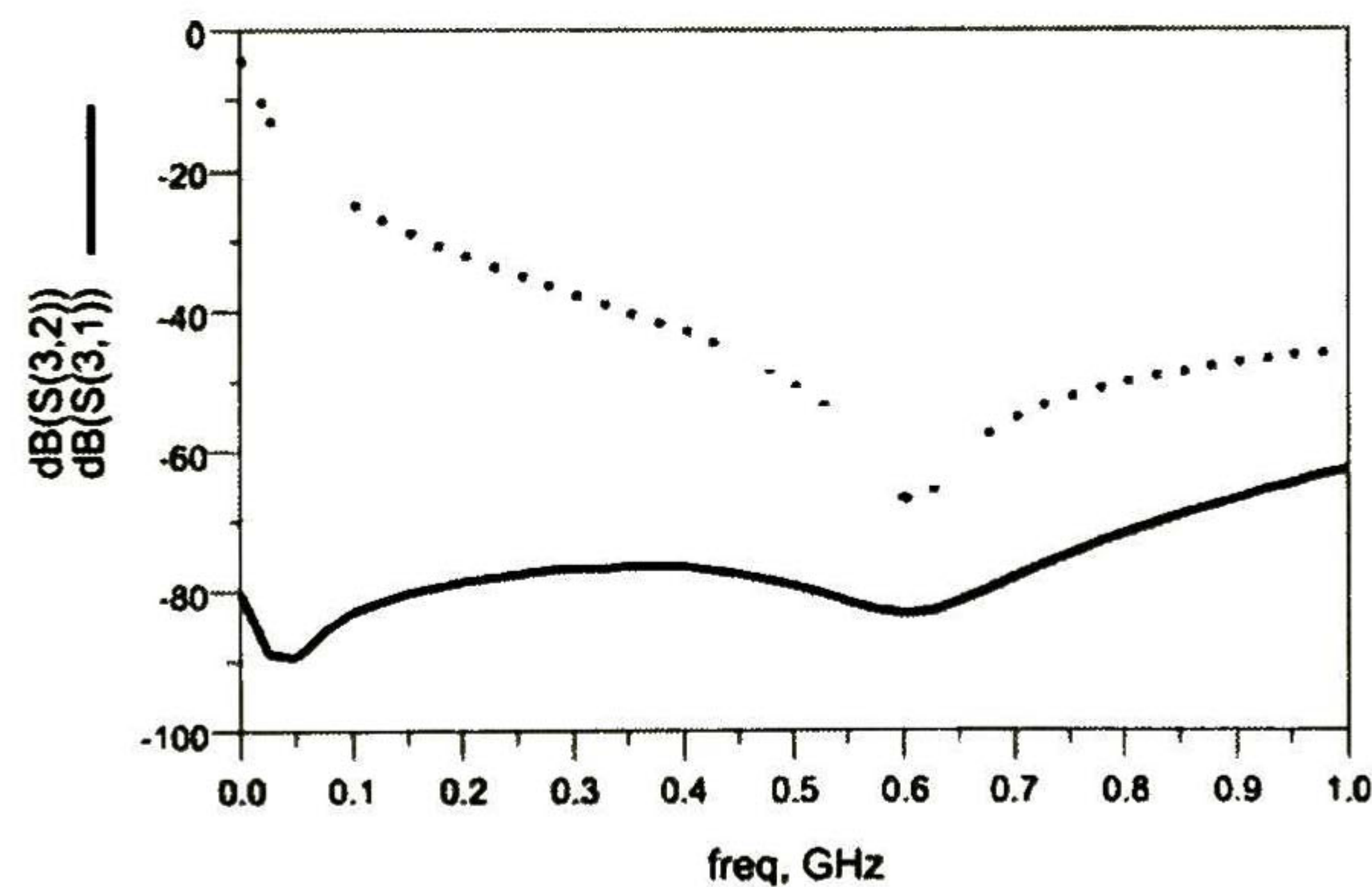


Figura 5.14: Parámetro  $S_{31}$  y  $S_{32}$  de la red de entrada.

En la Fig.5.15 se muestran las impedancias a la frecuencia fundamental ( $f_0$ ) de todo el rango de frecuencia de operación del amplificador ( $1.5\text{ GHz}$  a  $2.8\text{ GHz}$ ) de la red de entrada obtenidas con la técnica de *Source Pull*, comparadas con las impedancias de la red de acoplamiento propuesta en el mismo rango de frecuencia. Cabe señalar que las impedancias de la red final presentan un valor promedio de  $Z_S(f_0) = 7.822 - j11.075$ , las cuales están cercanas a las obtenidas con la plantilla de *Source Pull* de ADS® con una impedancia promedio de  $Z_S(f_0) = 2.667 - j8.046$ .



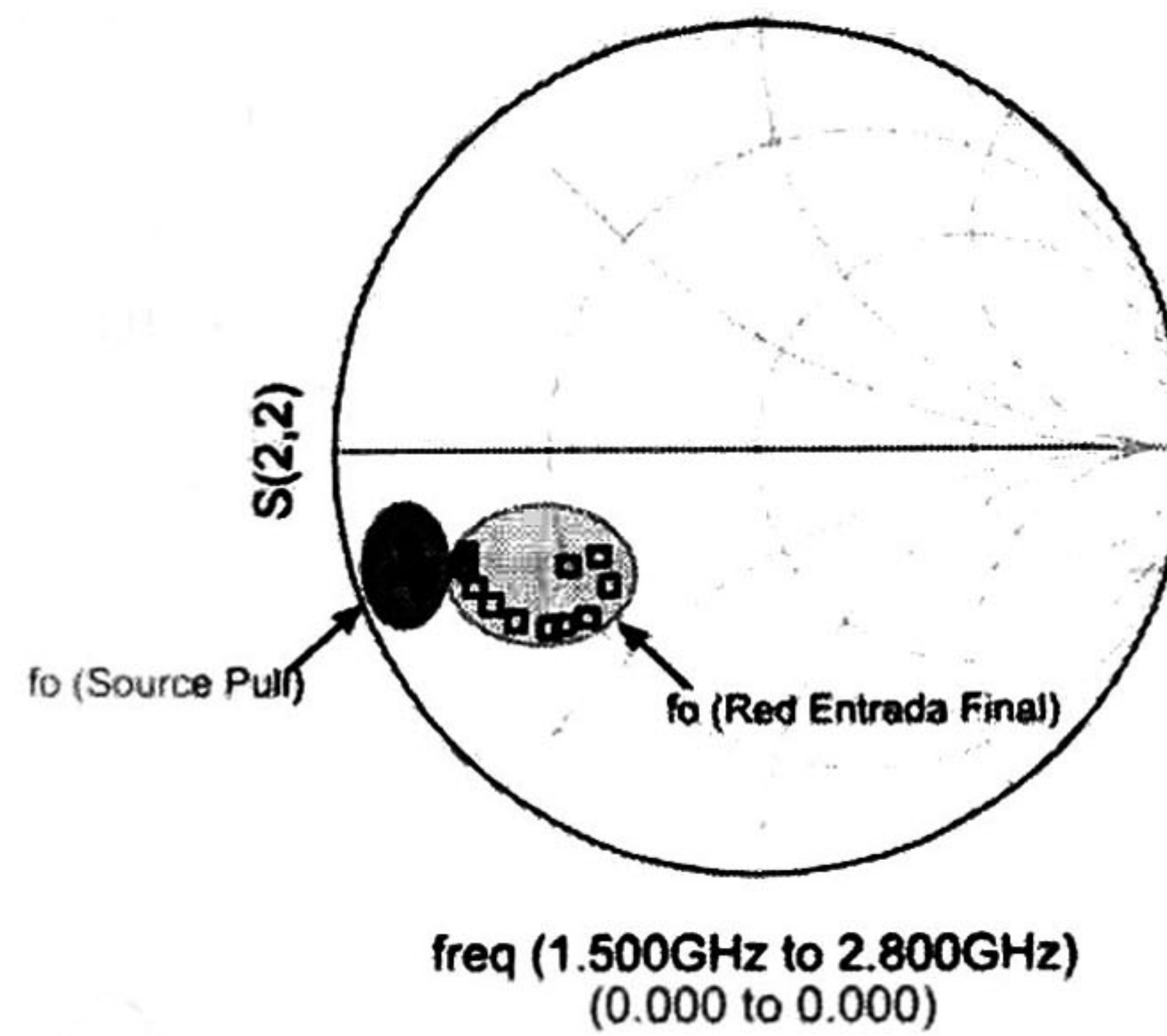


Figura 5.15: Impedancias a la  $f_0$  de la red de entrada (Source Pull y Red final).

## 5.6. Red de acoplamiento de salida

En la Fig.5.16 se muestra la topología de la red salida.

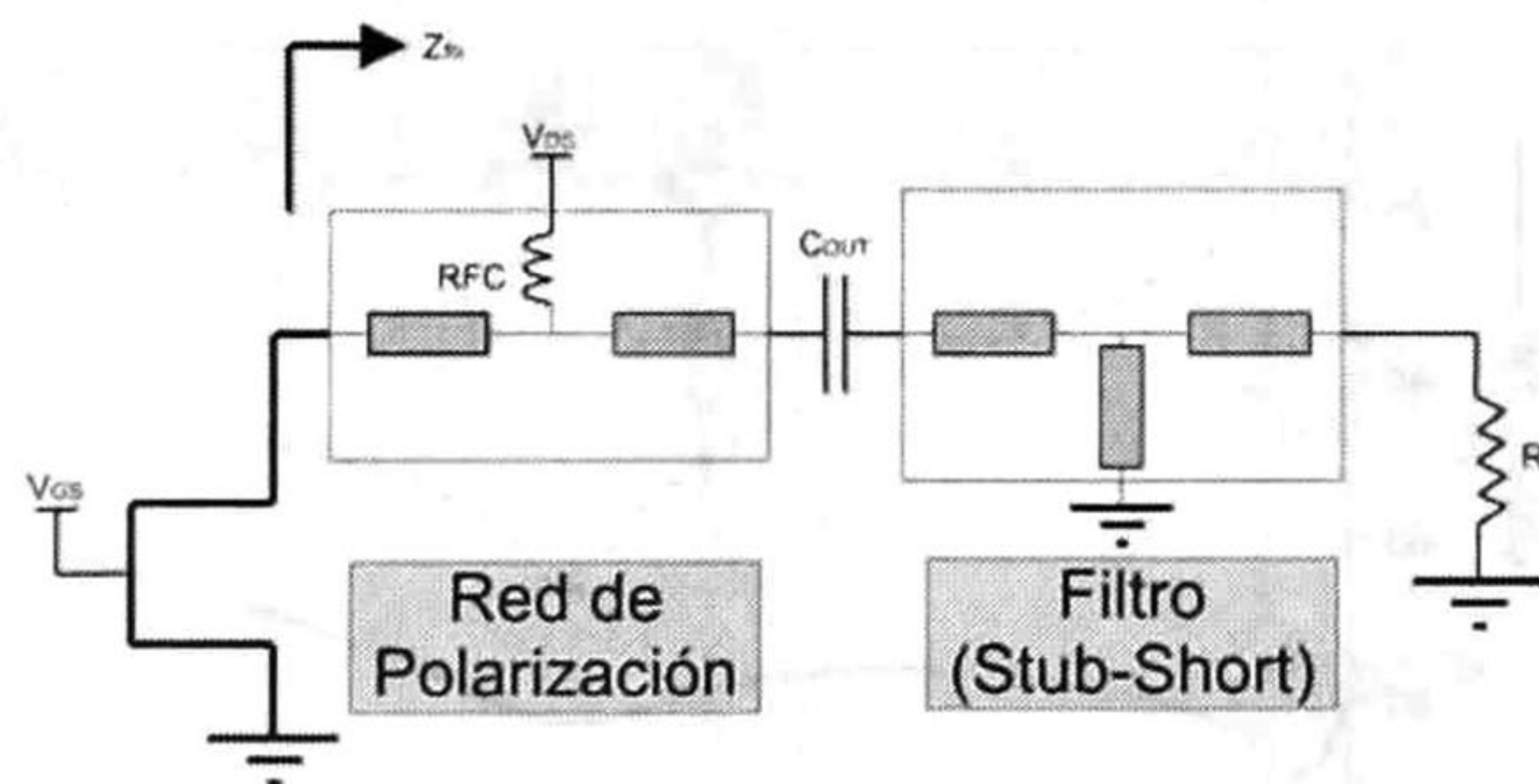


Figura 5.16: Topología de la red de salida.

El bloque denominado red de polarización, como su nombre lo indica, es la parte de la red que garantiza una adecuada alimentación de voltaje en la terminal de *drain*.

El bloque llamado Filtro (*Stub-Short*), proveerá un efecto de acoplamiento en el rango de frecuencia diseñado. El cual está compuesto por un *stub* en corto (ver Fig.5.17).

La longitud eléctrica para la línea de transmisión  $L_1$  es de  $\lambda_1 = 30^\circ$  y una impedancia de  $Z_1 = 50 \Omega$ , el *stub* en corto  $L_2$  presenta una longitud de  $\lambda_2 = 80^\circ$  y una impedancia de  $Z_2 = 90 \Omega$ , la línea de transmisión  $L_3$  que sirve como salida es de longitud  $\lambda_3 = 40^\circ$  e impedancia  $Z_3 = 50 \Omega$ .

Como en el caso de la red de entrada se deben considerar los parámetros "S" para verificar el acoplamiento, para este caso en la carga, así como el buen funcionamiento de la red de polarización.

En la Fig.5.18 se muestra el coeficiente de reflexión  $S_{22}$  visto en la carga del

amplificador (*Red de salida*), en la cual se puede observar un acoplamiento adecuado de 1.5 a 2.8 GHz.

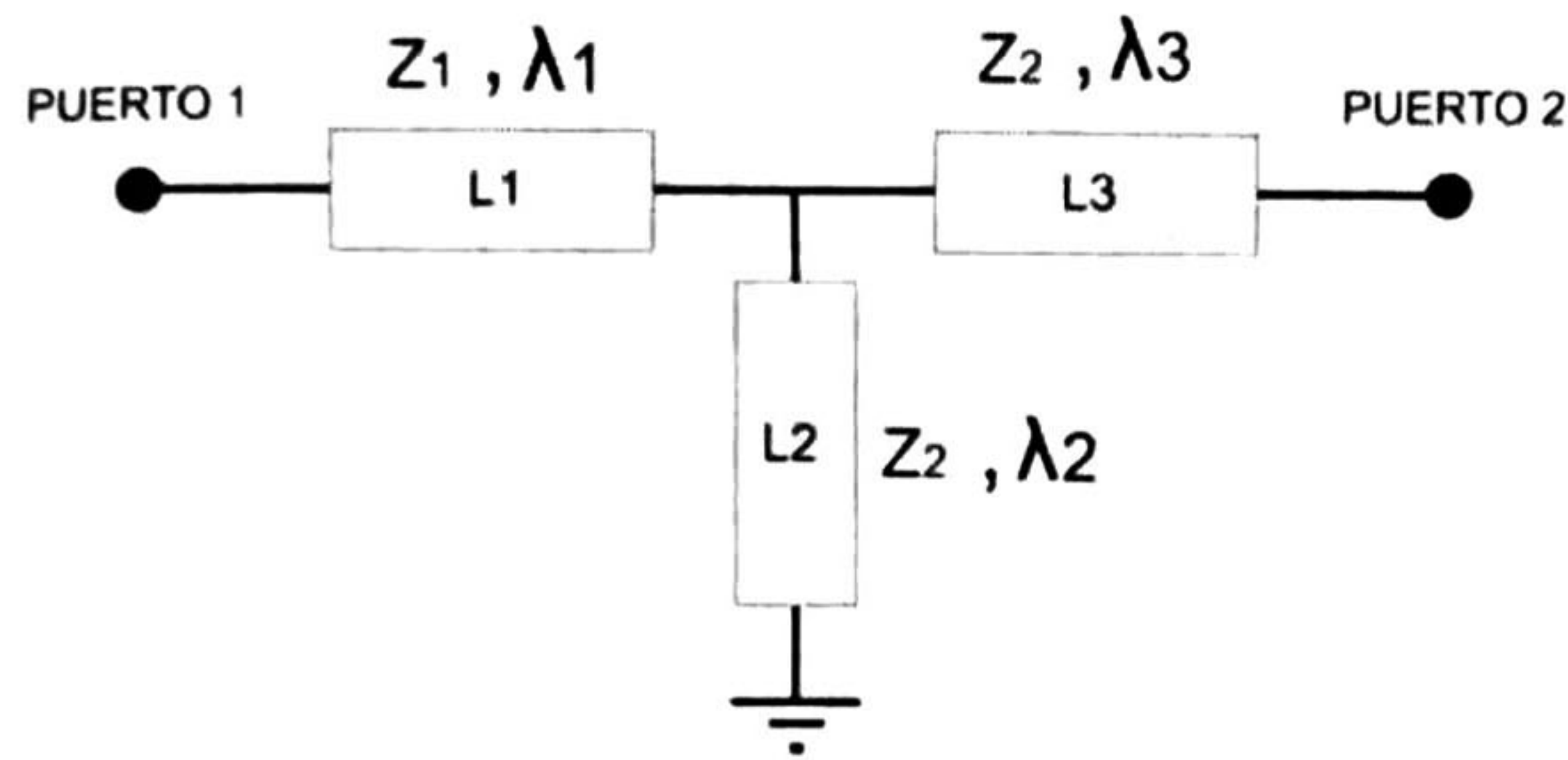


Figura 5.17: Arquitectura del filtro de la red de salida.

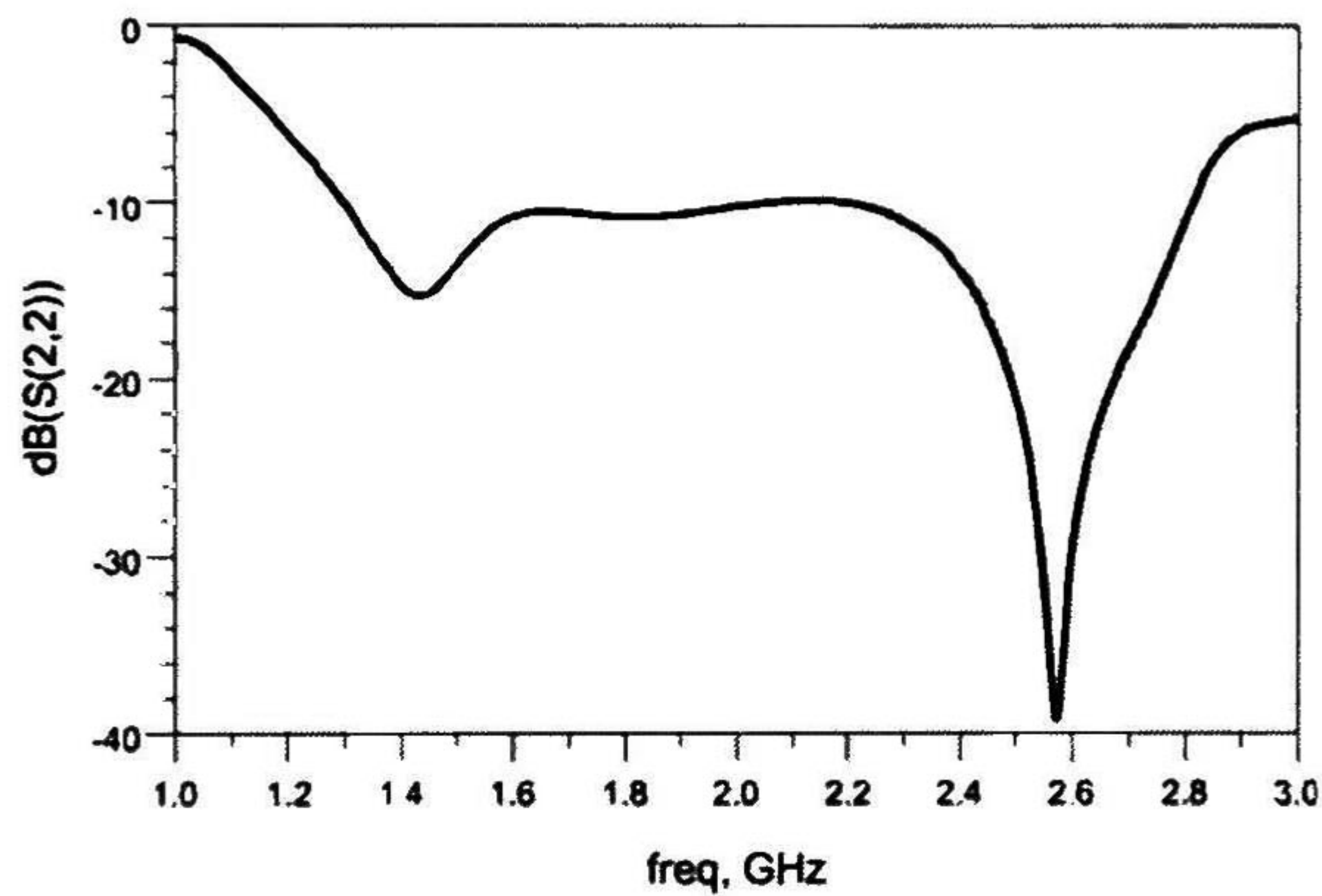


Figura 5.18: Parámetro  $S_{22}$  de la red de salida.

Las características de la red de polarización de la red de salida se muestran en (ver Fig.5.19), el parámetro  $S_{31}$  muestra las pérdidas por inserción de la fuente de alimentación ( $V_{DS}$ ), marcada en la figura 5.21 como una fuente de DC ( $V_{DC}$ ) y etiquetada como  $V_{SRC4}$ , hacia la terminal de *drain* del transistor. Se puede observar un alto nivel de acoplamiento en la frecuencia de DC (0 Hz), esto permitirá una adecuada alimentación de DC hacia el transistor.

El parámetro  $S_{32}$ , por otra parte, muestra el coeficiente de reflexión que va de la fuente de alimentación ( $V_{DS}$ ) etiquetada como  $V_{SRC4}$  en el diagrama de la red de acoplamiento de salida, hacia la terminal de carga del amplificador marcado como *Term2*. Se puede notar el nivel alto de aislamiento en la frecuencia de DC (0 Hz), lo cual evitara que la señal de DC vaya directo a la carga. Con estas gráficas se prueba que la red de polarización tendrá un buen funcionamiento, cumpliendo con los requerimientos necesarios para un buen rendimiento del pre-amplificador.

En la Fig.5.20 se muestra la impedancia a la frecuencia fundamental ( $f_0$ ),

esta impedancia es la misma para todo el rango de frecuencia de operación del amplificador (1.5 GHz a 2.8 GHz) de la red de salida obtenida en la técnica de *Load Pull*, comparada con las impedancias de la red de acoplamiento propuesta en el mismo rango de frecuencia. Cabe señalar que las impedancias de la red final presentan un valor promedio de  $Z_L(f_0) = 17.582 + j3.225$ , las cuales están cercanas a las obtenidas con la plantilla de *Load Pull* de ADS® con una impedancia promedio de  $Z_L(f_0) = 30.46 + j15.02$ .

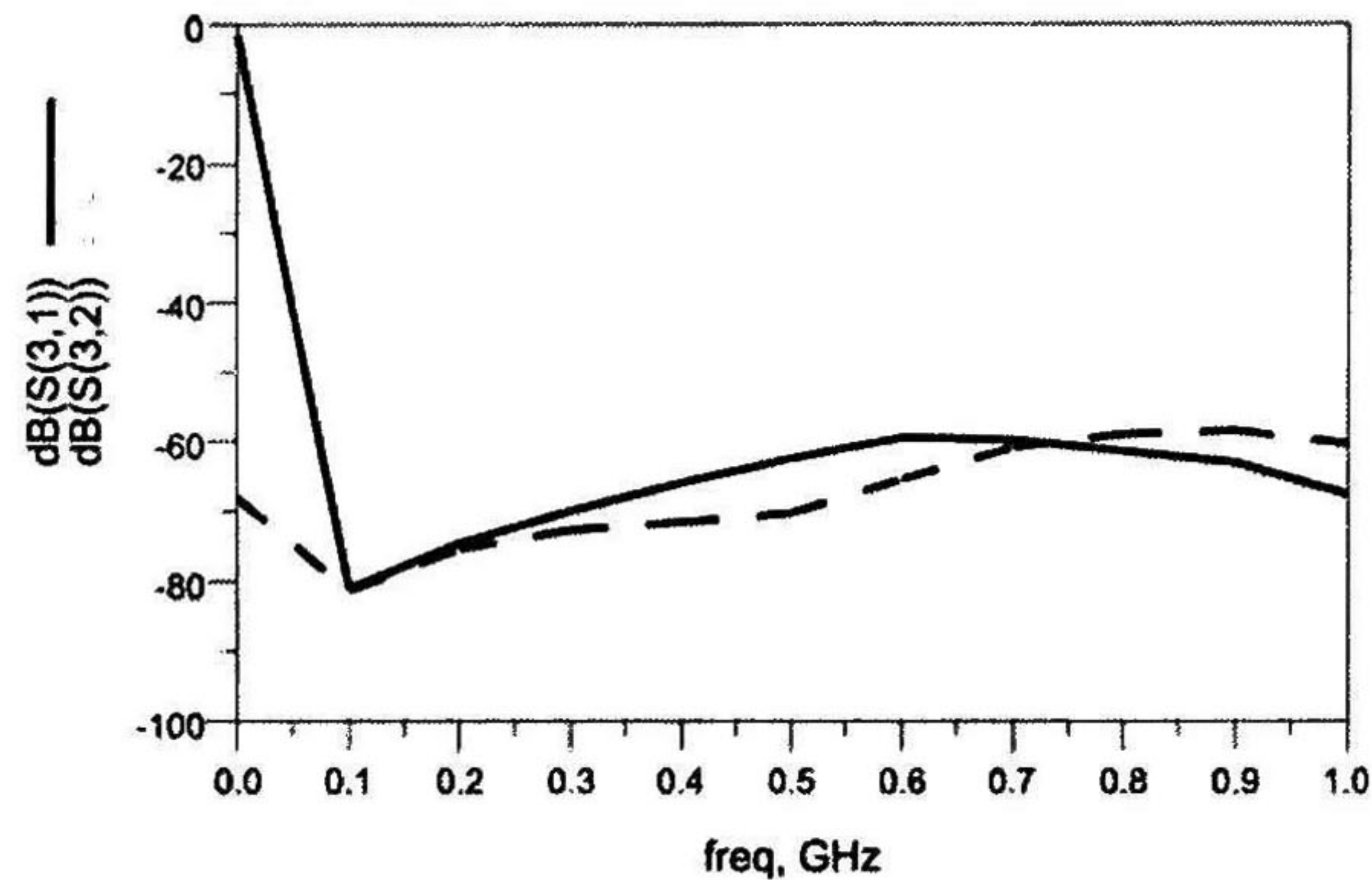


Figura 5.19: Parámetro  $S_{31}$  y  $S_{32}$  de la red de salida.

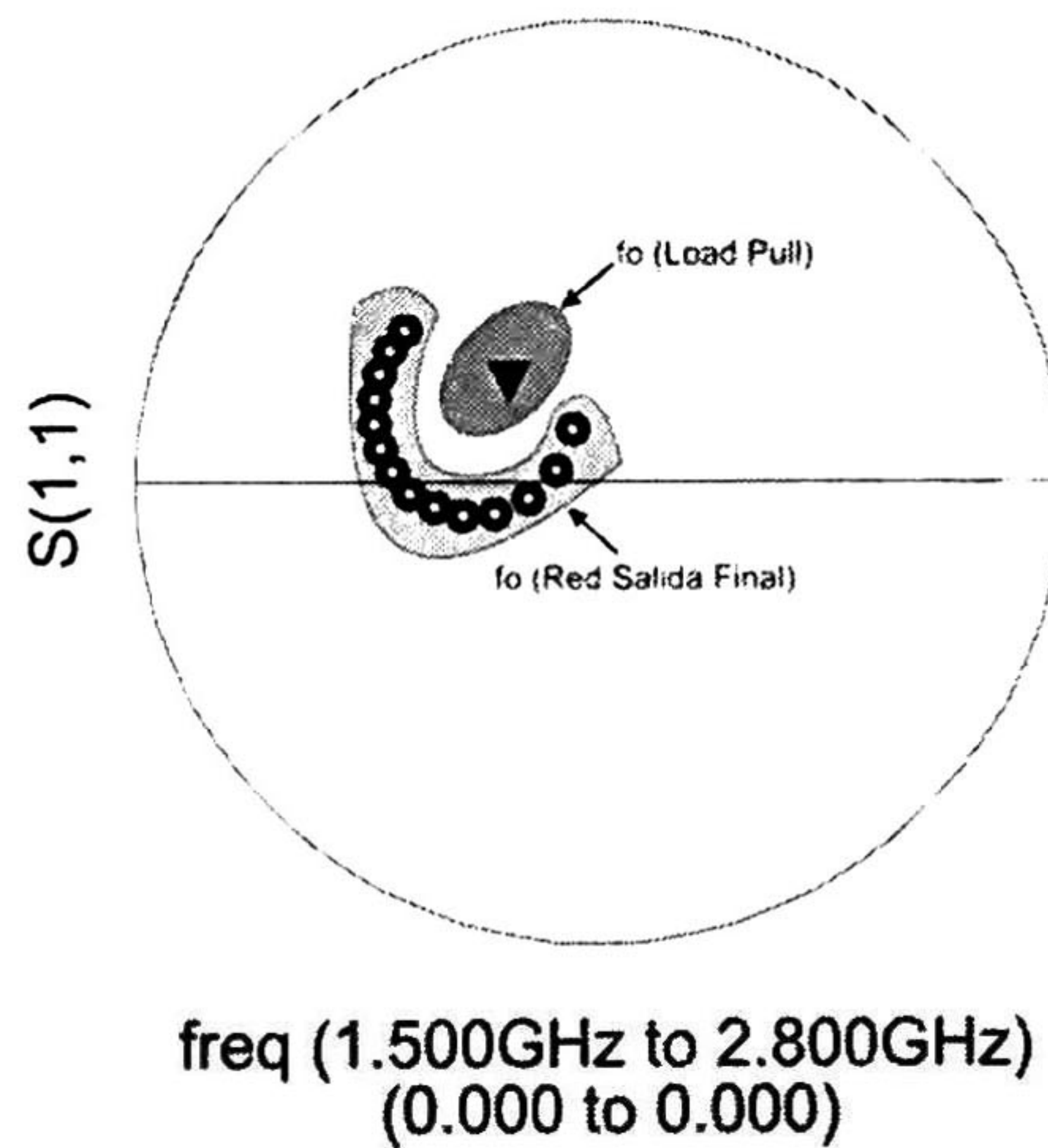


Figura 5.20: Impedancias a la  $f_0$  de la red de salida (Load Pull y Red final).

En (ver Fig.5.21) se muestra la red de acoplamiento de la red de salida.



## 5.7. Optimización con el modelo de gran señal en la impedancia de carga (Niveles de Potencia y eficiencia)

Es común, debido al tipo de amplificador diseñado, utilizar un paso de optimización para obtener un nivel de potencia de salida y eficiencia constante, sobre el rango de frecuencia deseado (para el caso de amplificadores de banda ancha). La mayoría de los CADs que auxilian en el diseño de amplificadores para radio frecuencia poseen esta cualidad de sintonización o "tuning".

Esta característica no es la excepción en el software de ADS®, el cual posee una utilidad (ver Fig.5.22), la cual rige dentro de un análisis, en este caso de balance armónico, las metas ("goals") a cumplir deseados del circuito diseñado.

Es importante mencionar, que este tipo de procedimientos de optimización se recomienda usar cuando se tiene un diseño completo de redes de acoplamiento, es decir que debe tener todas las características de polarización e impedancia.



Figura 5.22: Herramientas de optimización en ADS.

## 5.8. Optimización del punto de polarización

En algunos casos, teniendo el circuito del amplificador final, es recomendable el uso de una simulación con barridos en ( $V_{GS}$ ) y ( $V_{DS}$ ), con la finalidad de corroborar si el punto de polarización, bajo la topología seleccionada presenta las mejores características deseadas (eficiencia, potencia de salida, linealidad, etc.)

Para el amplificador diseñado se hizo un ajuste de punto de polarización, con el objetivo de aumentar la eficiencia, sin perder de vista la región de

operación de un amplificador Clase-A, pasando de un valor de  $V_{GS} = -2.3 V$  a  $V_{GS} = -2.4 V$ , como se ilustra en la Fig. 5.23.

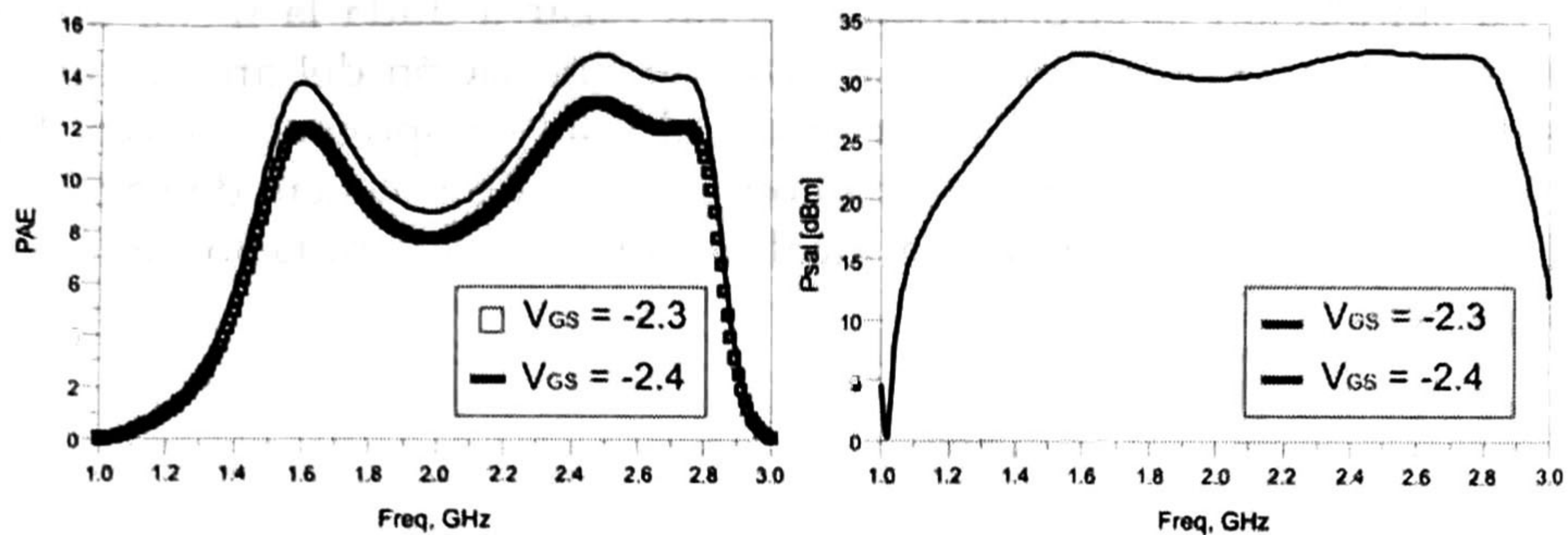


Figura 5.23: Ajuste de voltaje de compuerta ( $V_{GS}$ ).

## 5.9. Medición y simulación de los parámetros de pequeña señal

Los parámetros de pequeña señal del amplificador (Parámetros S), son de suma importancia debido a que proporcionan información importante sobre la ganancia del amplificador y los acoplamientos en la entrada y salida, en la Fig.5.24a se muestra la ganancia del amplificador sobre el rango de frecuencia de diseño mostrando un nivel constante aproximado de 15 dB. En la Fig. 5.24b se muestran los acoplamientos de entrada y salida, los cuales permitirán la mejor transferencia de energía de la fuente hacia el amplificador  $S_{11}$ , así como del amplificador a la carga  $S_{22}$ .

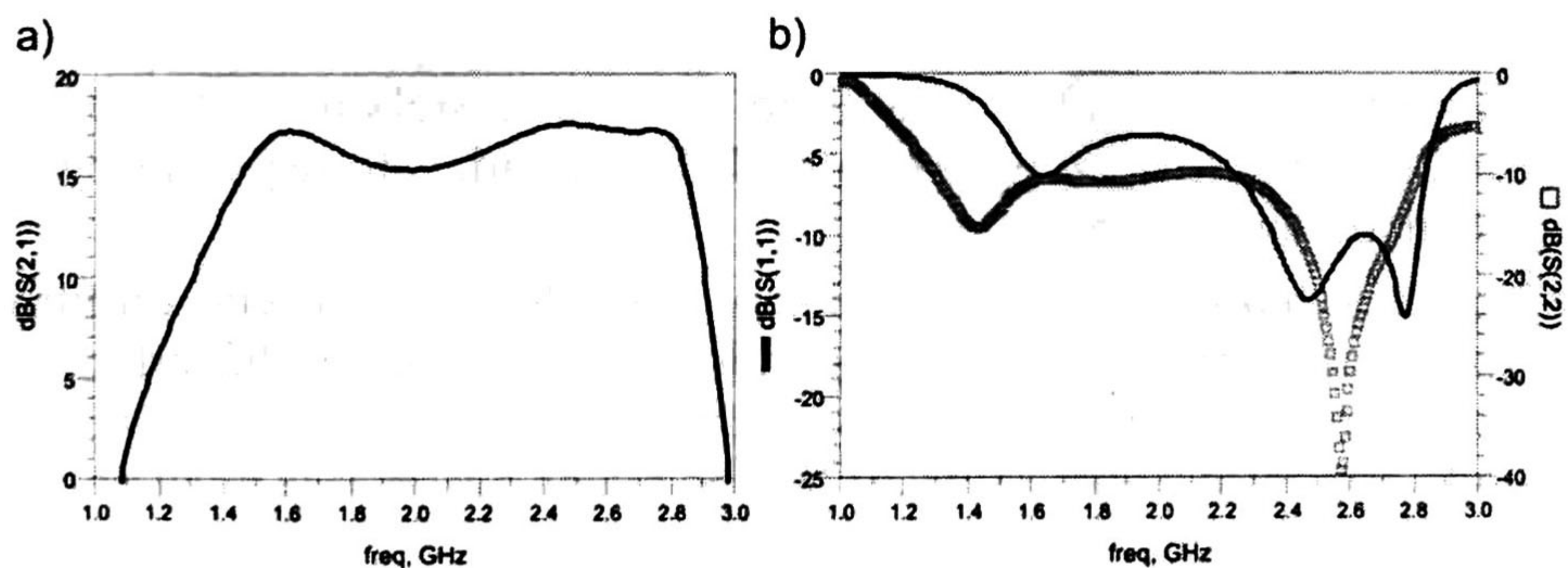


Figura 5.24: a) Ganancia del Amplificador, b) Acoplamiento de entrada y salida.

## 5.10. Simulación electromagnética

La simulación electromagnética es sin lugar a duda la mejor aproximación que se puede obtener a nivel de simulación del amplificador diseñado, considerando el buen modelado del componente activo. En la Fig.5.25 se puede observar una comparativa de potencia de salida y eficiencia entre una simulación ideal (estática) y la simulación electromagnética.

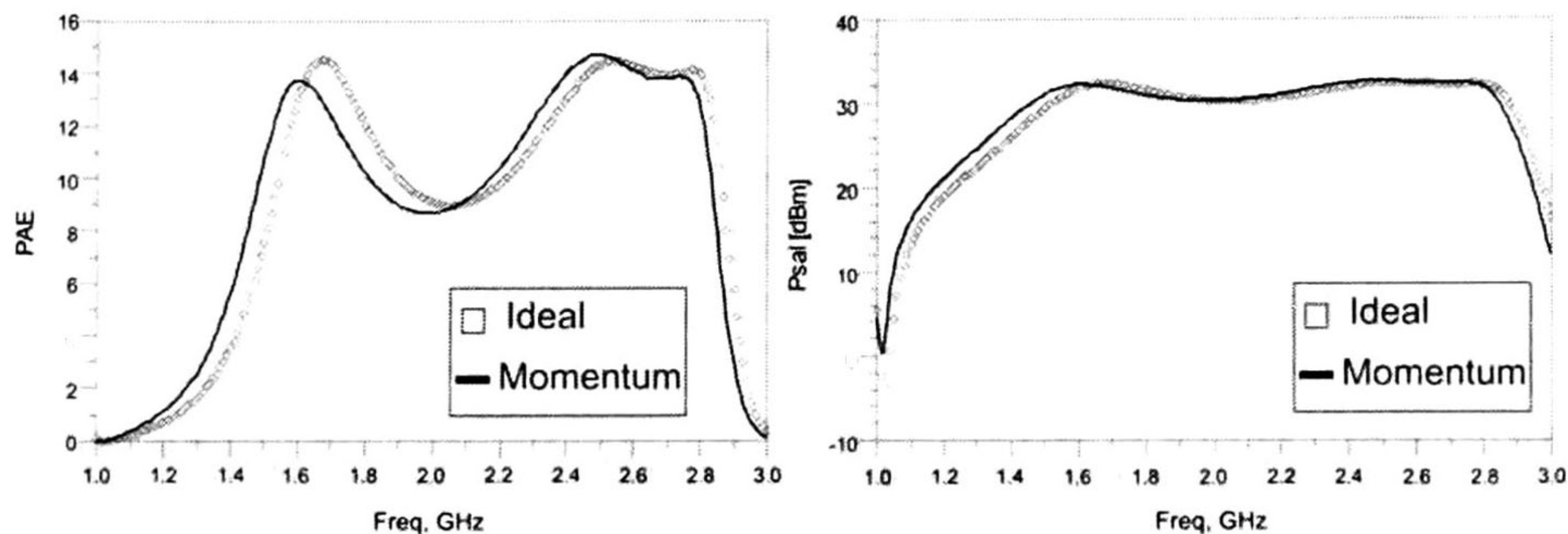


Figura 5.25: Comparación entre simulación ideal y electromagnética.

Se puede observar en la comparación de las simulaciones un corrimiento en frecuencia de la respuesta tanto para potencia de salida como eficiencia.

En la Fig.5.26 se muestra el amplificador con simulación electromagnética.

## 5.11. Filtro de Líneas Acopladas con Spurline

La idea principal del uso del filtro de líneas acopladas con *spurline*, dentro del pre-amplificador es mejorar la linealidad. Esto se puede lograr suprimiendo los armónicos.

En base a la teoría mostrada en el capítulo anterior, se diseñó un filtro rechaza banda para suprimir el segundo armónico del amplificador, definiendo como el ancho de banda del amplificador de 1.5 a 2.8 GHz y el segundo armónico  $2f_0$  de 3.0 a 5.6 GHz. Se puede observar el nivel de este armónico en (ver Fig.5.27).

De acuerdo a la metodología mostrada en el marco teórico para el diseño de un filtro rechaza banda de líneas acopladas con *spurline*, se obtuvieron los siguientes resultados:

- $f_L$ : Spurline sintonizado a la frecuencia 3.3 GHz
- $f_O$ : Líneas acopladas sintonizado a la frecuencia 4.0 GHz

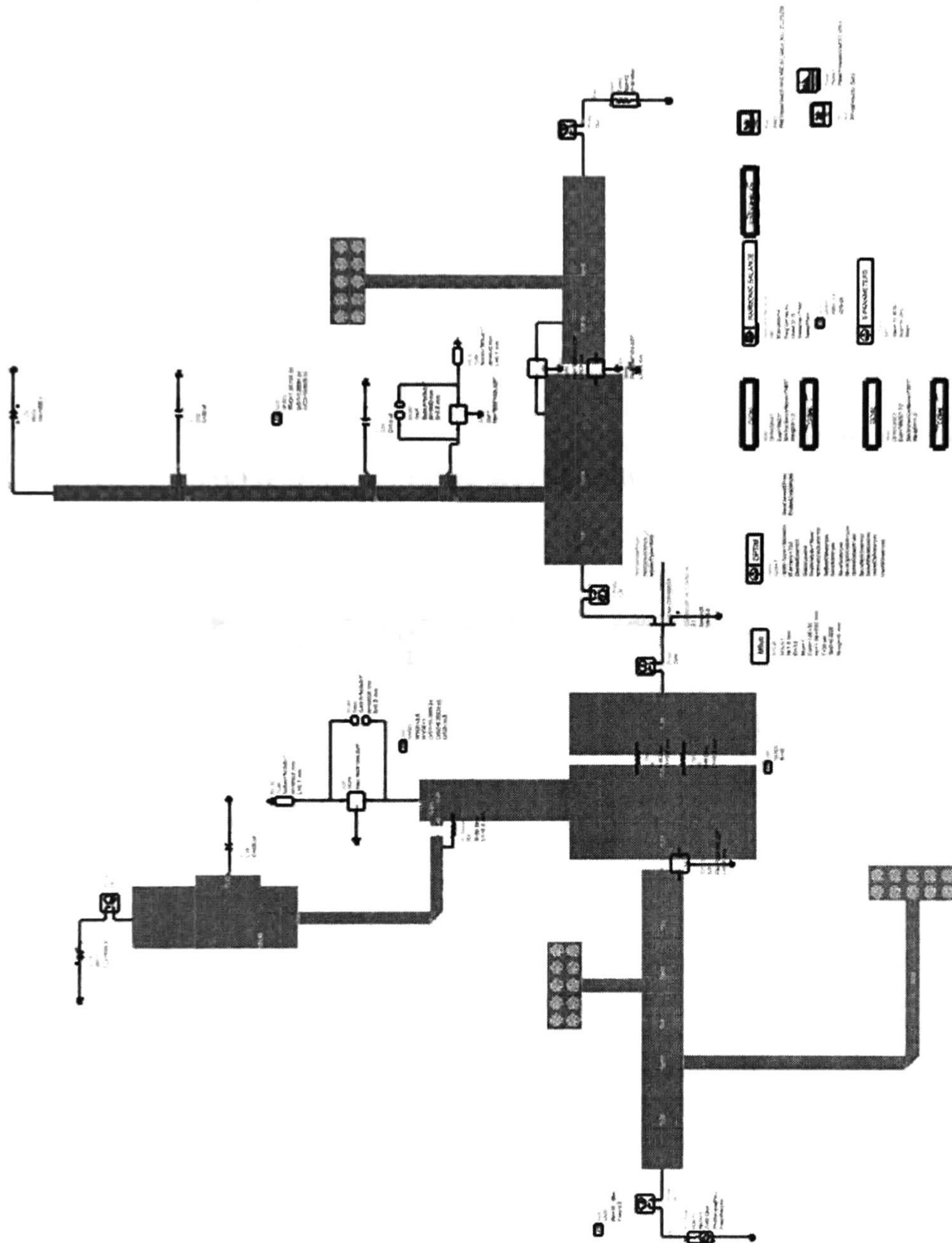


Figura 5.26: Simulación en MOMENTUM del amplificador.



- $f_H$ : *Spurline* sintonizado a la frecuencia 4.6 GHz

La superposición de las respuestas independientes de los filtros se muestra en la Fig.5.28.

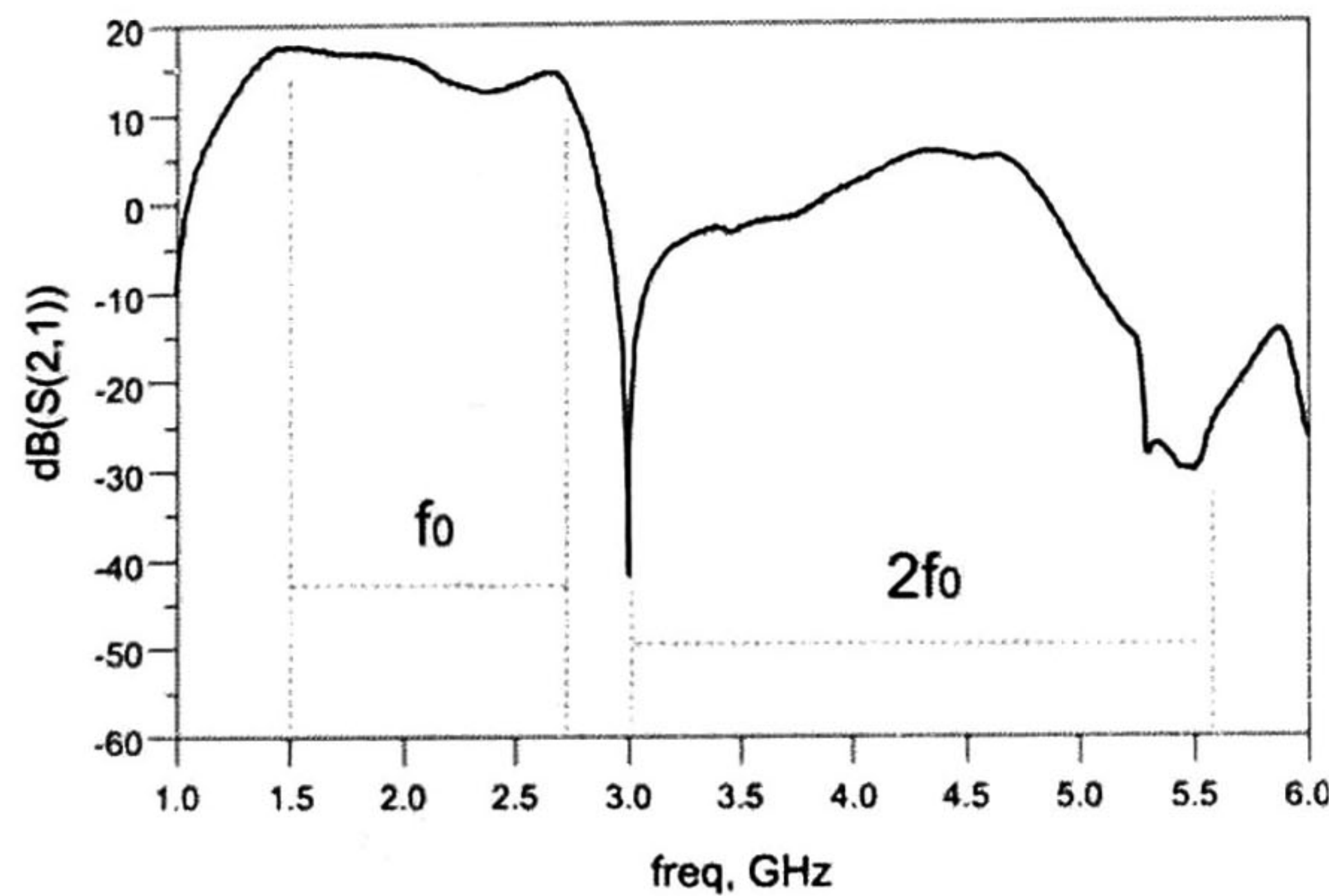


Figura 5.27: Nivel del segundo armónico ( $2f_0$ ).

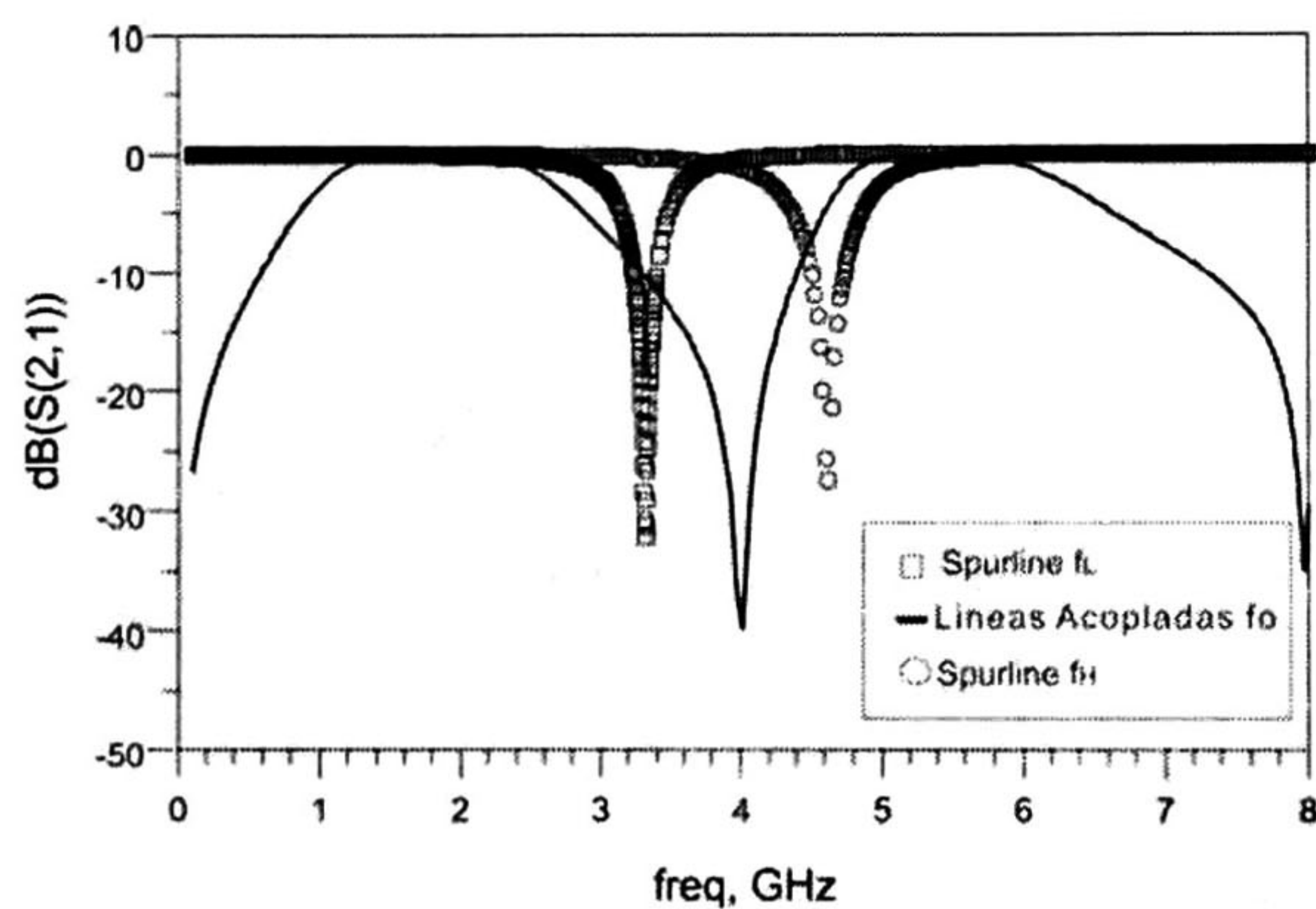


Figura 5.28: Efectos de los filtros independientes.

Las dimensiones físicas resultantes con el substrato de la compañía ROGERS RO4003C, para los *Spurlines* y el filtro de líneas acopladas son los mencionados a continuación, para el *spurline* con frecuencia  $f_L$  son:

- Ancho de la ranura "s": 0.5mm
- Longitud de la ranura "a": 14.3mm
- Alto de la ranura "b": 1.0mm
- Ancho de la microcinta "w": 3.4mm

Para el *spurline* con frecuencia  $f_H$  son:

- Ancho de la ranura "s": 0.5mm
- Longitud de la ranura "a": 9.8mm
- Alto de la ranura "b": 1.0mm
- Ancho de la microcinta "w": 3.4mm

Las dimensiones resultantes del filtro de líneas acopladas son las siguientes:

- Longitud de líneas acopladas: 26.6mm
- Ancho de línea acoplada: 0.6mm
- Separación de líneas acopladas: 0.2mm
- Ancho de la microcinta "w": 3.4mm

El resultado de simulación del filtro propuesto se muestra en la Fig.5.29.

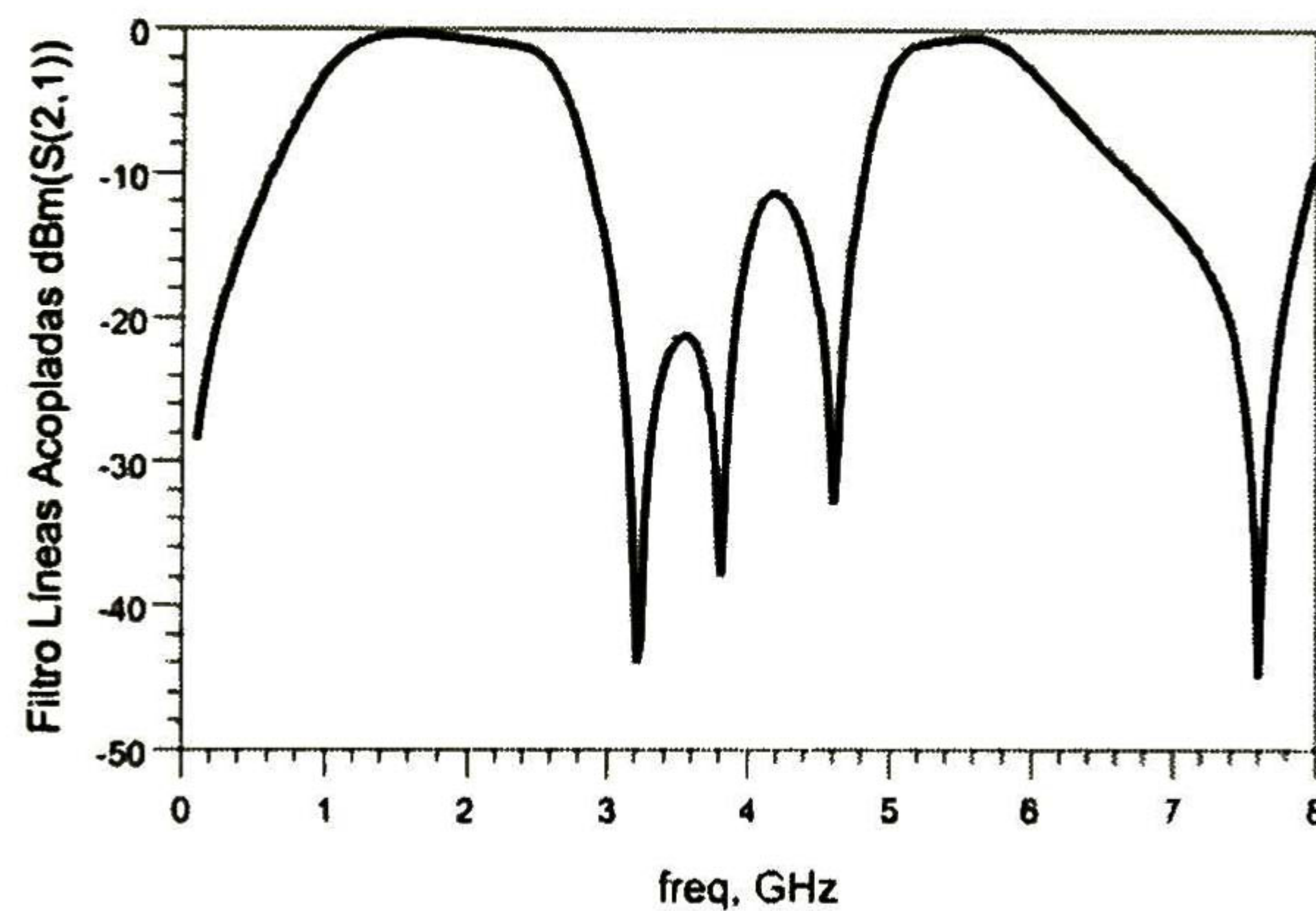


Figura 5.29: Respuesta del filtro de líneas acopladas con *spurlines*.

Se puede observar en la Fig.5.29, el ancho de banda de rechazo que proporciona el filtro el cual es aproximadamente de 2.85 a 4.79 GHz con un total de 1.94 GHz de ancho de banda. Demostrando que el filtro suprimirá el segundo armónico presente en el amplificador construido.

En la Fig.5.30 se muestra los resultados de simulación del amplificador con el filtro de líneas acopladas. Se puede notar la disminución del nivel del segundo armónico.

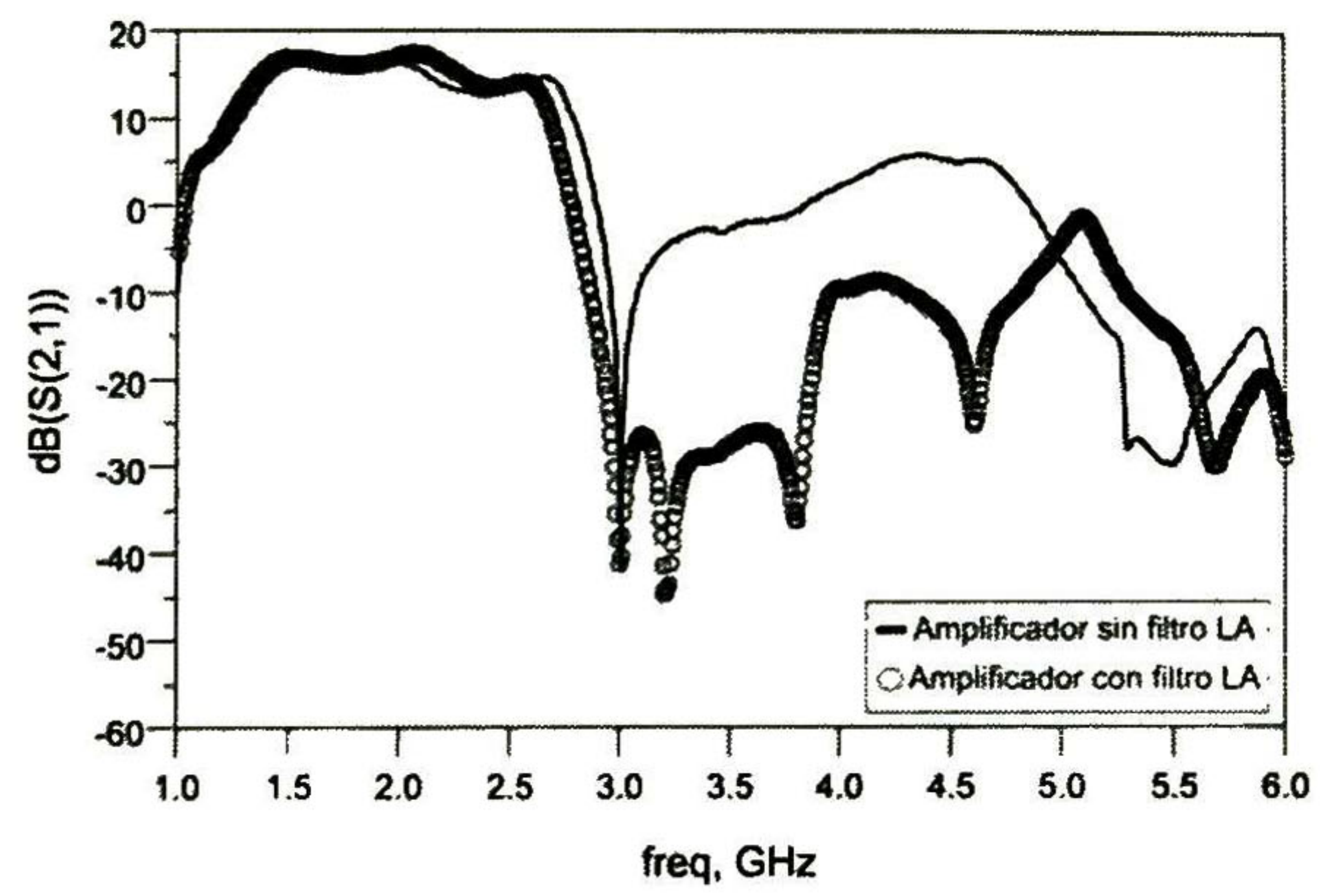


Figura 5.30: Eliminación del segundo armónico.

# Capítulo 6

## Mediciones

Probablemente en la actualidad, hay un gran número de aplicaciones donde la eficiencia de un amplificador es tan importante como en el diseño de un arreglo de antenas. En un sistema para RF o microondas, el cual requiera un ciento de elementos en conjunto, la mejora en la eficiencia del amplificador de potencia de tan solo un 5% puede ser de gran impacto en los requerimientos de alimentación y en el diseño térmico.

La mejora en linealidad sin lugar a duda será un punto a considerar, especialmente para los pre-amplificadores, el cual por su función de etapa previa a un sistema de potencia ayudará al buen funcionamiento de éste.

### 6.1. Sistema de medición

El sistema de medición necesario para la evaluación del desempeño del amplificador, tanto en potencia de salida y eficiencia se muestra en la Fig.6.1. En primera instancia se enumeran los equipos utilizados dentro del sistema:

- N90310A RF Signal Generator 9.0 *KHz* – 3.0 *GHz* de la compañía *AgilentTechnologies*®
- Exa Signal Analyzer 9.0 *KHz*–13.6 *GHz* de la compañía *AgilentTechnologies*®
- Amplificador 1.0 – 3.0 *GHz* de la compañía *MILMEGA*®
- Multímetro digital 34411A de la compañía *AgilentTechnologies*®
- Fuente de Alimentación E3645A de 0–35 *V*, 2.2 *Amp* de la compañía *AgilentTechnologies*®

En el bloque 1 de la Fig.6.1, se muestra un equipo de cómputo, el cual controlará mediante el puerto GPIB (Bus de interfaz de uso general), todos los instrumentos programables de medición que se encuentran en el sistema. El uso de *MATLAB*® es indispensable como interfaz gestor de

la programación de éstos, así como el cálculo de los resultados finales. La consideración de las pérdidas producidas por los cables de interconexión entre los diferentes equipos debe ser tomado en cuenta, para el cálculo exacto de los niveles de potencia y como resultado un buen cálculo de eficiencia. Se caracterizaron cada uno de los cables del sistema, así como el atenuador usado a la salida del pre-amplificador.

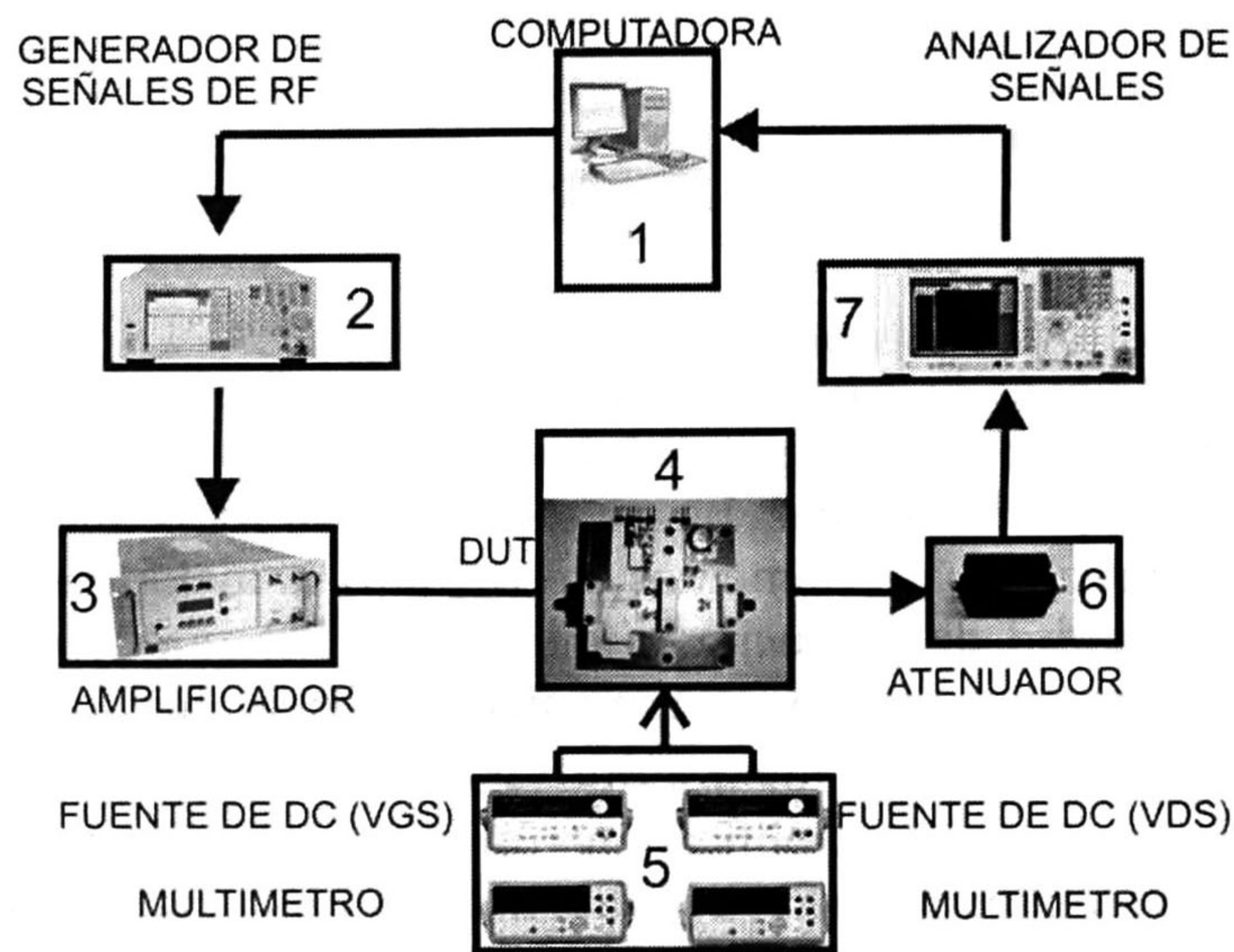


Figura 6.1: Sistema de medición utilizado.

En el bloque 2 de la Fig.6.1, se muestra un generador de señales de RF, N9310A de la compañía *AgilentTechnologies*, éste proveerá como su nombre lo indica la señal o fuente de señal de radio frecuencia a la entrada del amplificador.

En el bloque 3 de la Fig.6.1, se muestra un amplificador, este es usado con la finalidad de proporcionar los niveles de potencia de  $20\text{ dBm}$  y  $25\text{ dBm}$ , requeridos a la entrada del pre-amplificador, para las pruebas realizadas. Debido a que el nivel máximo de potencia entregado por el generador es de  $15\text{ dBm}$ .

En el bloque 4 de la Fig.6.1, se muestra el dispositivo bajo prueba (DUT), este componente dentro del sistema de medición simplemente es el AP clase A diseñado, que funcionará como pre-amplificador de potencia para caracterizar otros amplificadores de potencia.

En el bloque 5 de la Fig.6.1, se muestran las fuentes de poder y multímetros, estos componentes proveerán la alimentación de corriente directa, tanto para voltaje de compuerta  $V_{GS}$  y voltaje de drenador  $V_{DS}$ . Los multímetros por otra parte serán los encargados de la medición de corriente en compuerta  $I_{GS}$  y drenador  $V_{DS}$ .

En el bloque 6 de la Fig.6.1, se muestra un atenuador de  $20\text{ dB}$ , este componente es de protección para el analizador de señales, asegurando que el

nivel de potencia de salida del DUT no exceda los 30  $dBm$ , valor máximo que tolera la entrada del analizador de señales.

Por último el bloque 7 de la Fig.6.1, se muestra el analizador de señales, es el encargado de medir los niveles de potencia de salida del amplificador.

## 6.2. Amplificador Clase-A Típico

Para la validación de la metodología de diseño del AP clase A, se diseñó un pre-amplificador Clase-A, así como un filtro de líneas acopladas con *spurlines* que se incorporará al AP, con la finalidad de comparar el rendimiento entre ellos. Ambos se fabricaron sobre un sustrato de ROGERS® RO4003C. Las características del sustrato se reportan a continuación:

- $\epsilon_r$ : 3.55
- $\delta$ : 0.0021
- Ancho del Sustrato  $H$ : 1.525 mm
- Ancho del cobre  $T$ : 35  $\mu m$

La Fig.6.2 muestra el preamplificador Clase-A típico. El sistema de medición se implementó de acuerdo a lo expuesto en la sección 6.1. Los resultados de las mediciones del pre-amplificador Clase-A típico, vienen a validar el uso del simulador ADS®, presentando una correlación aceptable.

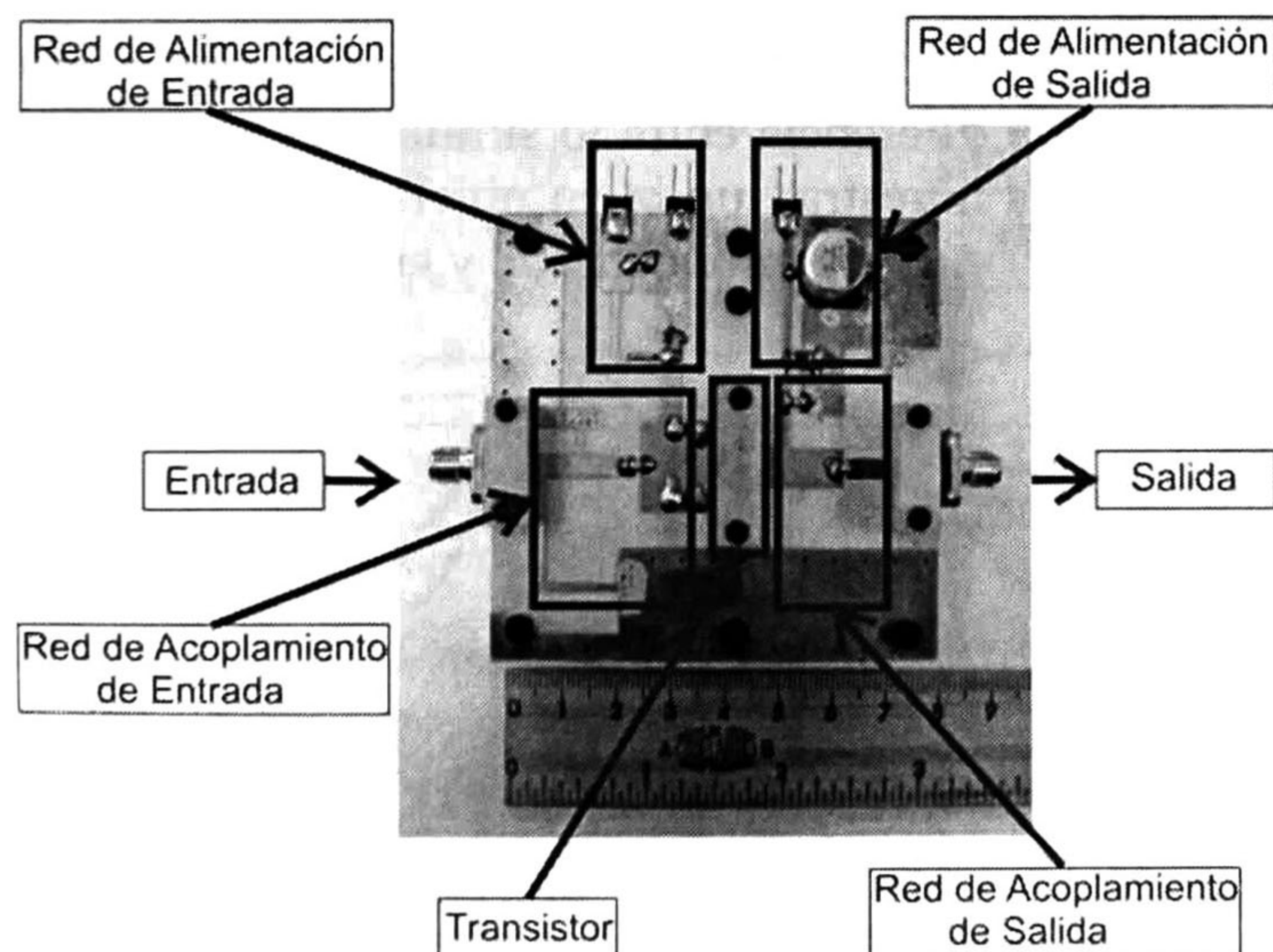


Figura 6.2: Pre-Amplificador Clase-A construido.

Los parámetros de pequeña señal (Parámetros S), se realizaron usando un VNA (*Analizador vectorial de redes*) N5242A el cual fue calibrado usando la técnica SOLT. La Fig.6.3 muestra el parámetro  $S_{21}$  del pre-amplificador. Esta gráfica muestra sobre el rango de frecuencia de 1.5 GHz a 2.8 GHz aproximadamente una ganancia entre 16 y 17 dB, dando una validación a las mediciones de potencia realizadas.

Es de notable consideración que a pesar de ser un pre-amplificador Clase-A, se esperaría una alta linealidad, sin embargo se puede observar en la Fig.6.3, que el nivel del segundo armónico  $2f_0$  es comparable en magnitud con el nivel de la frecuencia fundamental  $f_0$ . La gran correlación entre la simulación y la medición real es notoria, dando un grado de confiabilidad mayor al software de diseño ADS® y al modelo de gran señal del dispositivo activo del fabricante.

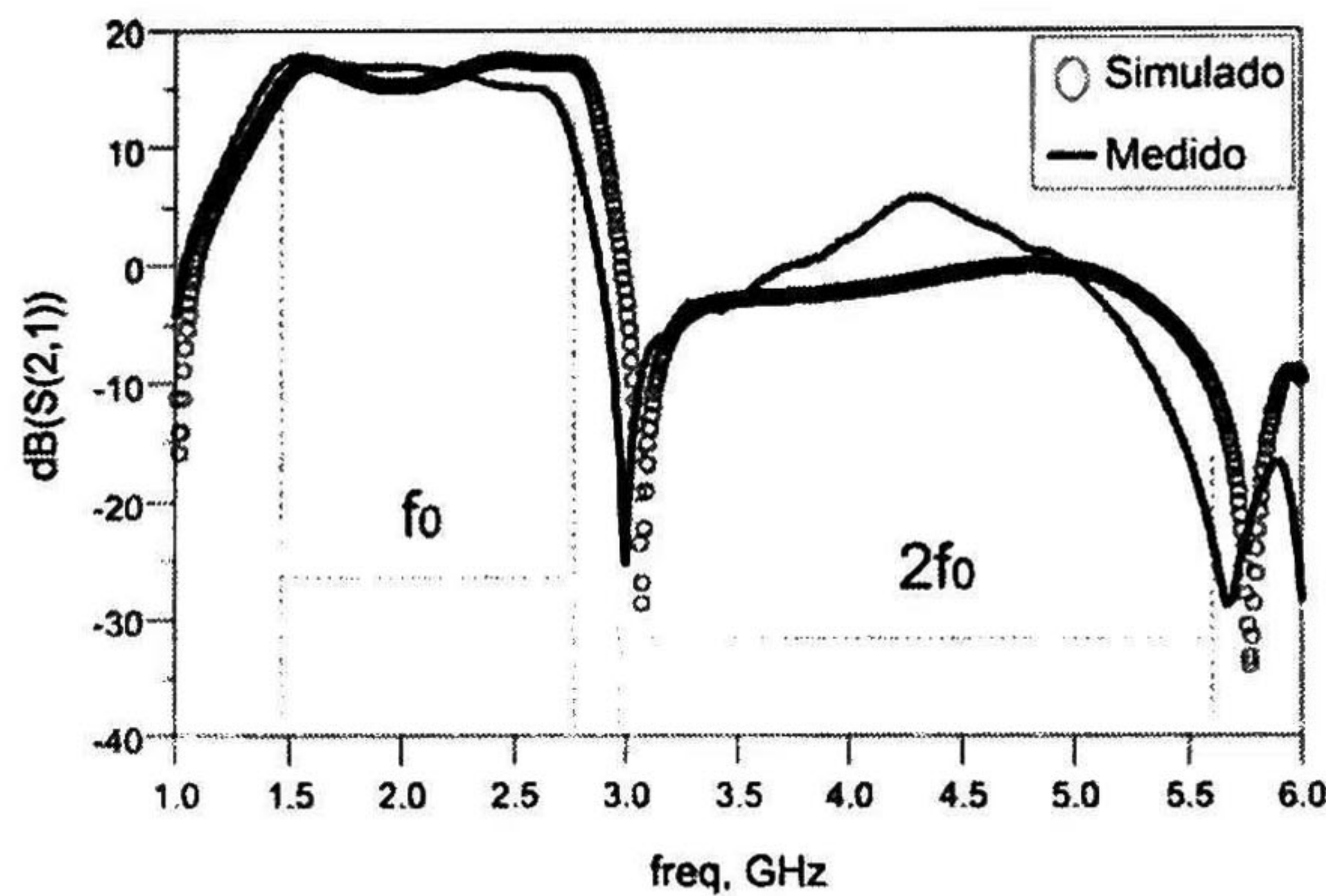


Figura 6.3: Parámetro  $S_{21}$  medido del pre-amplificador.

Por otro lado, los coeficientes de reflexión se reportan en la Fig.6.4, teniendo una notoria diferencia entre lo simulado y lo medido, sin embargo las mediciones muestran un buen nivel de acoplamiento entre la fuente (fuente de RF) y el pre-amplificador, y entre el pre-amplificador y la carga.

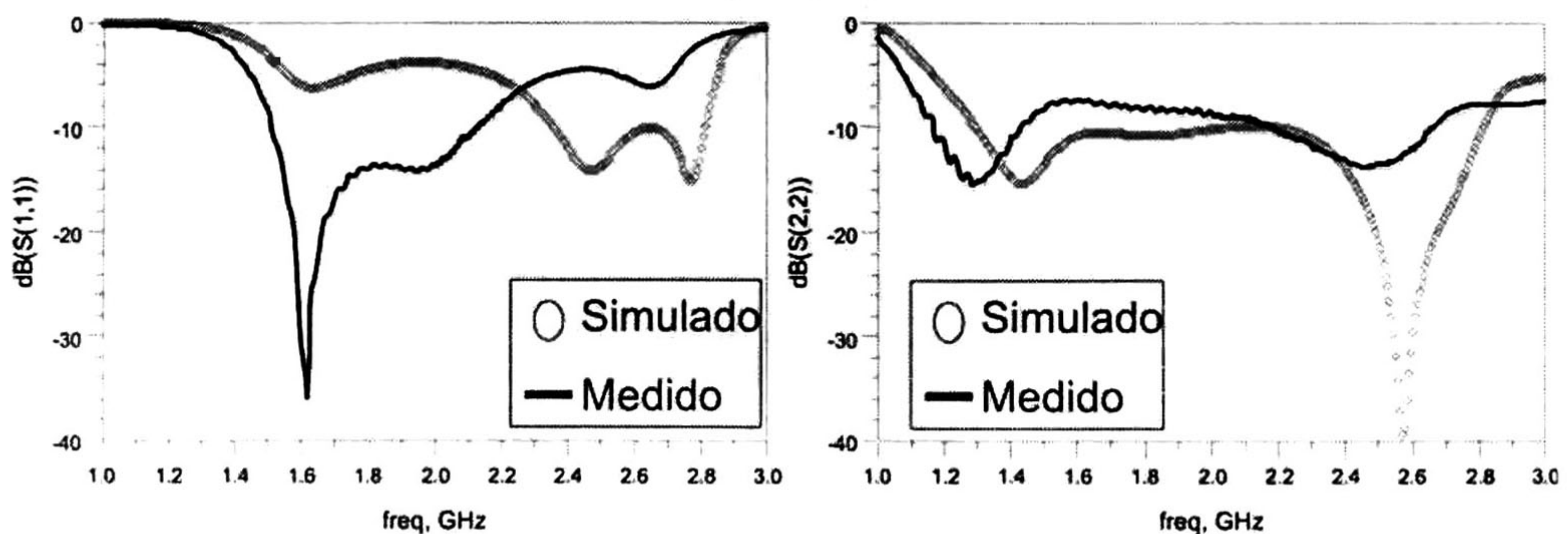


Figura 6.4: Parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  medido del pre-amplificador.

Para los niveles de potencia de salida y eficiencia medidos en función de la frecuencia, se muestran en la Fig.6.5. Se puede observar que la potencia de salida simulada y medida poseen una correlación muy alta, sin embargo existe un corrimiento en frecuencia, posiblemente se deba a problemas con el modelo utilizado. La eficiencia por otra parte (ver Fig.6.5b), se obtuvo un nivel mayor de eficiencia entre lo medido y simulado.

Las condiciones de prueba son con  $V_{GS} = -2.4 V$ ,  $V_{DS} = 28 V$  y con una potencia de entrada de  $15 dBm$ .

Se realizaron mediciones considerando el mismo punto de polarización anterior, pero cambiando la potencia de entrada con  $20 dBm$  y  $25 dBm$ . Esto con la finalidad de comparar los niveles del segundo armónico y reportar el efecto que tiene el filtro de líneas acopladas con *spurlines*, sobre el AP clase A típico.

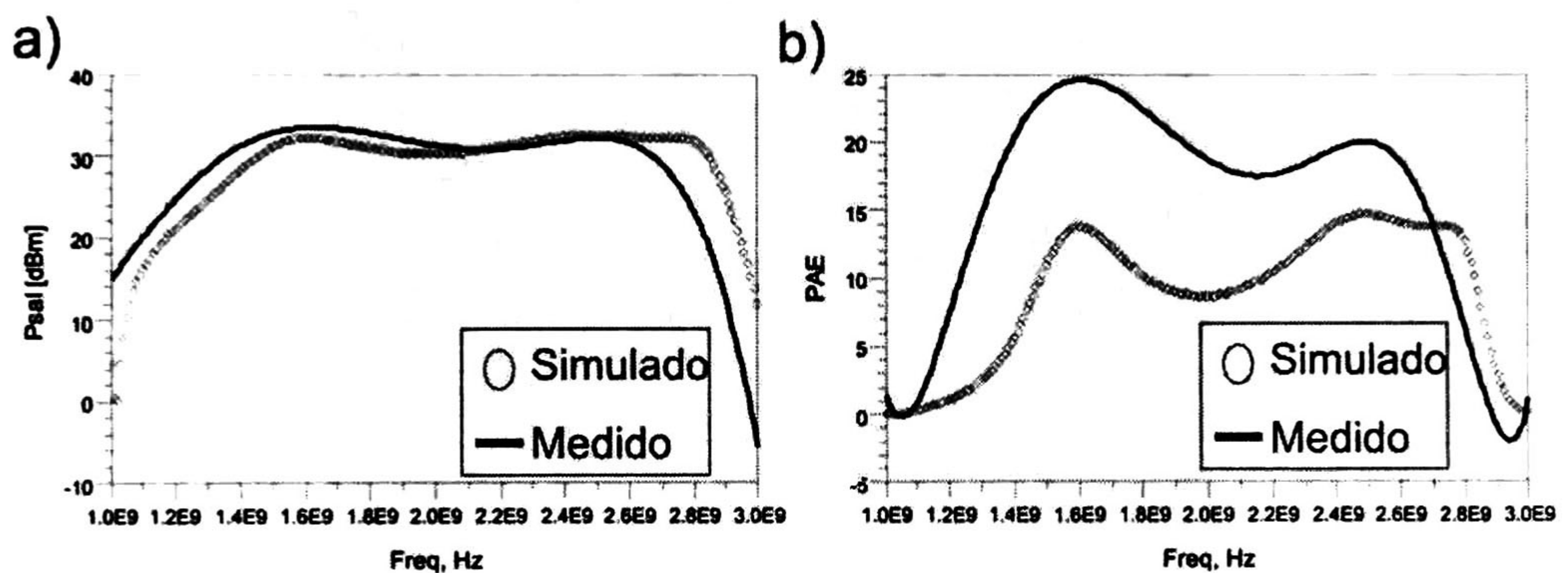


Figura 6.5: a) Potencia de salida y b) PAE con  $15 dBm$  de entrada.

En la Fig. 6.6 se muestra los niveles de potencia de salida y eficiencia con los correspondientes niveles de potencia de entrada.

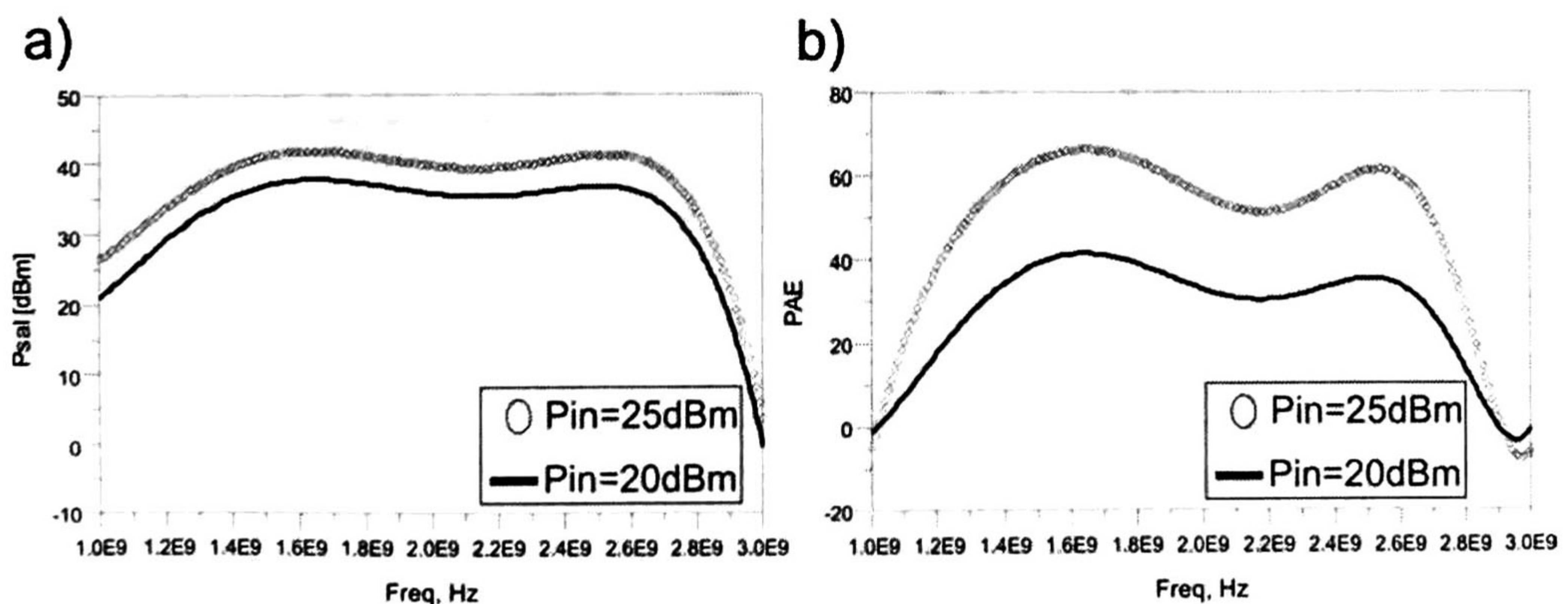


Figura 6.6: a) Potencia de salida y b) PAE con  $20 dBm$  y  $25 dBm$  de entrada.



### 6.3. Filtro rechaza banda de líneas acopladas con *spurlines*

Para la validación de la metodología de diseño del filtro de líneas acopladas con *spurlines*, se diseñó dicho filtro con las características del RO4003C. En la figura 6.7 se muestra el filtro, los parámetros  $S$ , se midieron usando un VNA (*Analizador vectorial de redes*) N5242A el cual fue calibrado usando la técnica SOLT. La Fig.6.8a muestra el parámetro  $S_{21}$  del filtro y la Fig.6.8b muestra el parámetro  $S_{11}$  y  $S_{22}$ .

Se puede observar en la Fig.6.8a, el ancho de banda de rechazo del filtro, aproximadamente de 1.94 GHz, sin embargo se presenta unas pérdidas por inserción en la banda de paso, 1.5 – 2.8 GHz.

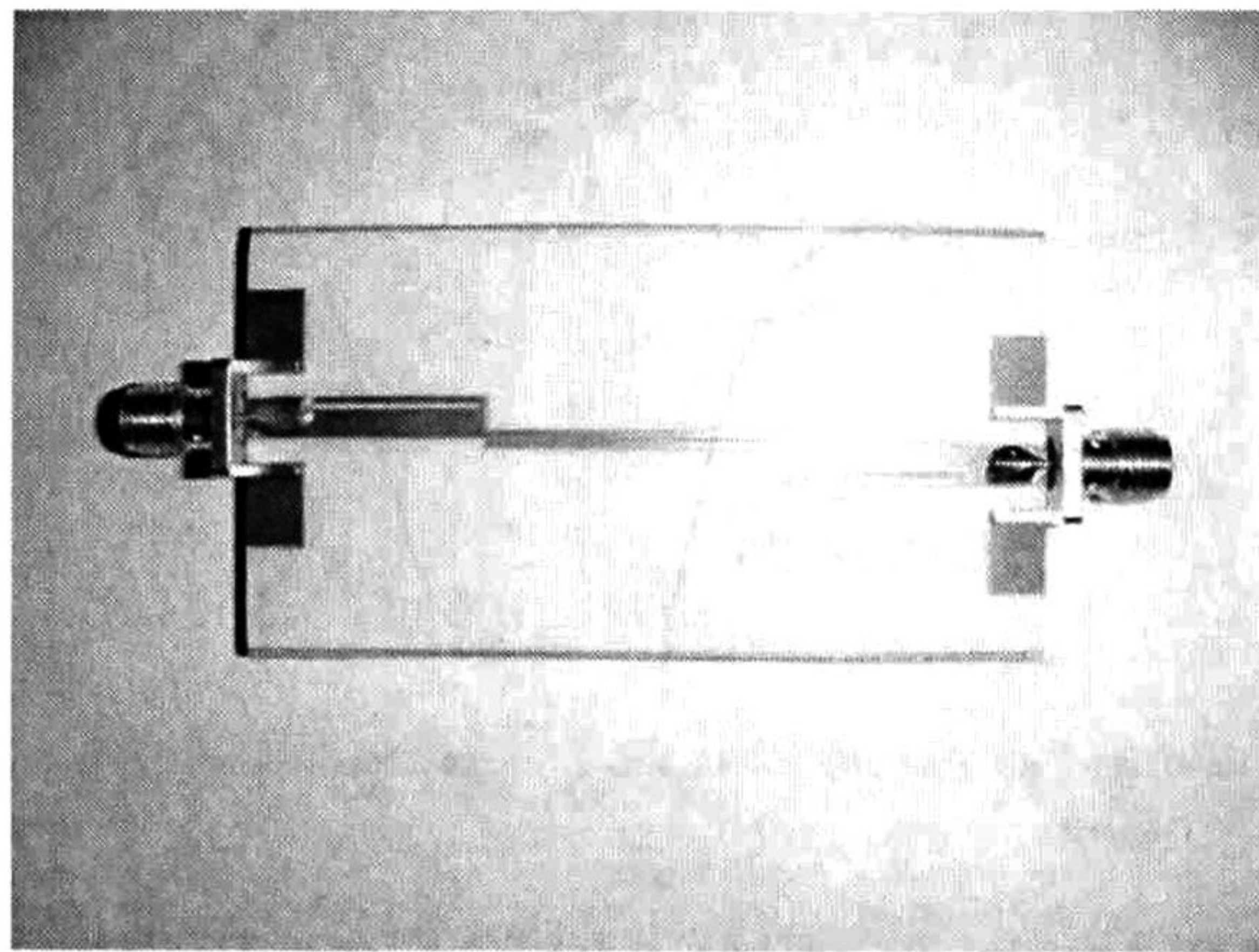


Figura 6.7: Filtro de líneas acopladas con *spurlines* construido.

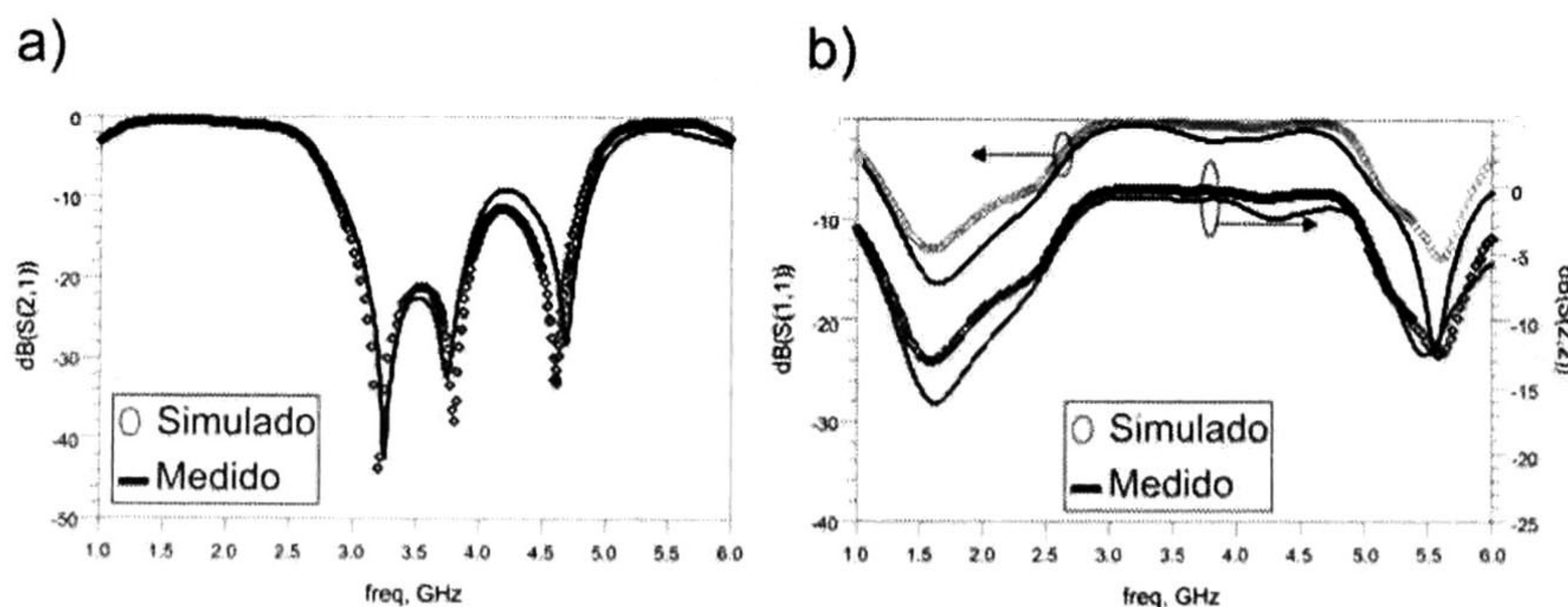


Figura 6.8: a)  $S_{21}$  del filtro de líneas acopladas y b)  $S_{11}$  y  $S_{22}$  del filtro de líneas acopladas.

## 6.4. Amplificador Clase-A Propuesto

En la Fig. 6.9 se muestra el pre-amplificador Clase-A con el filtro a la salida.

Para demostrar el efecto que tiene el filtro de líneas acopladas a la salida del amplificador se realizó la medición de los parámetros  $S$ . Esta comparativa se muestra en (ver Fig. 6.10). Se puede observar claramente la disminución del nivel del segundo armónico con el uso del filtro rechaza banda. Es de esperarse que la linealidad del pre-amplificador sea mejorada, debido a esta disminución de la magnitud del armónico.

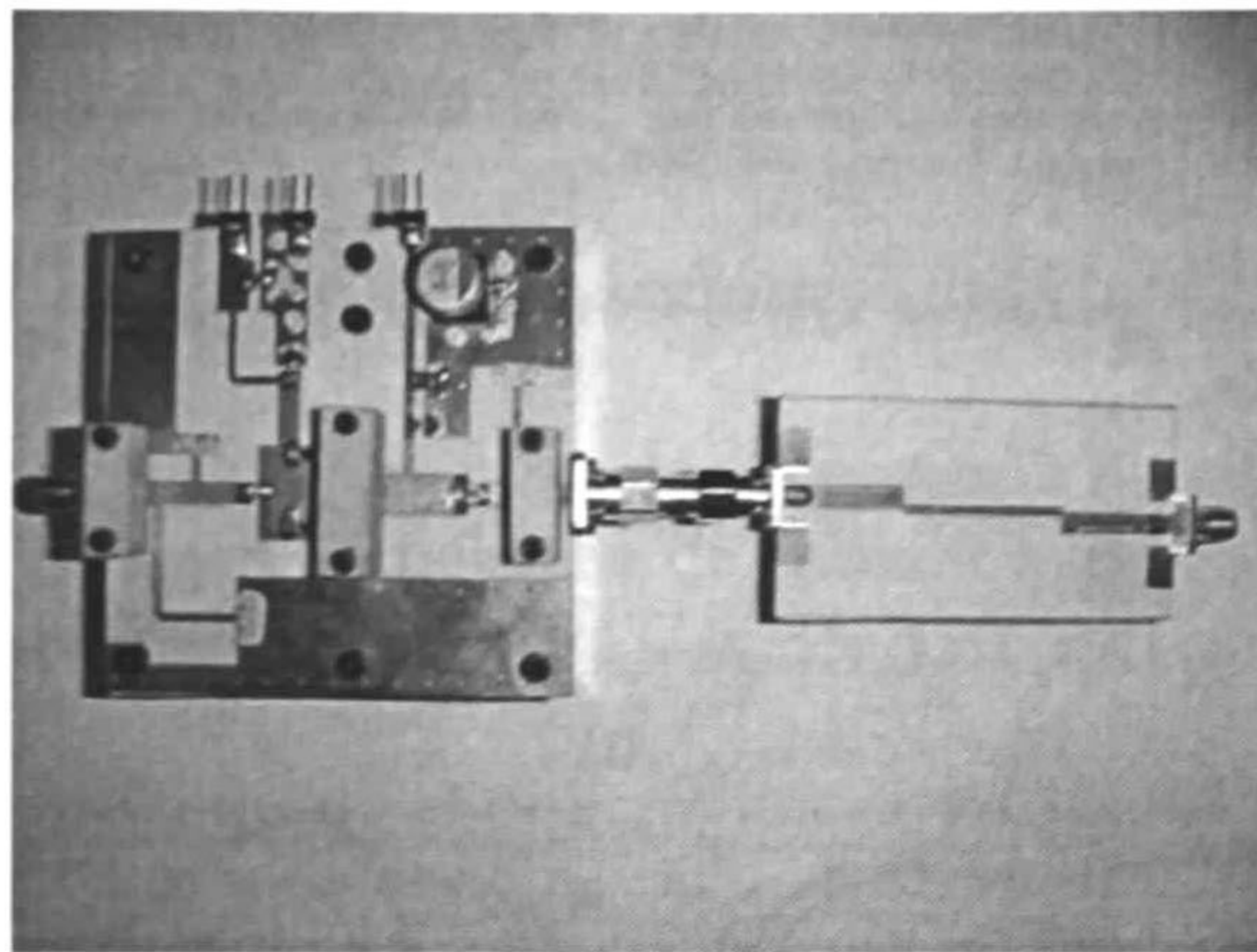


Figura 6.9: Pre-amplificador Clase-A con el filtro de líneas acopladas.

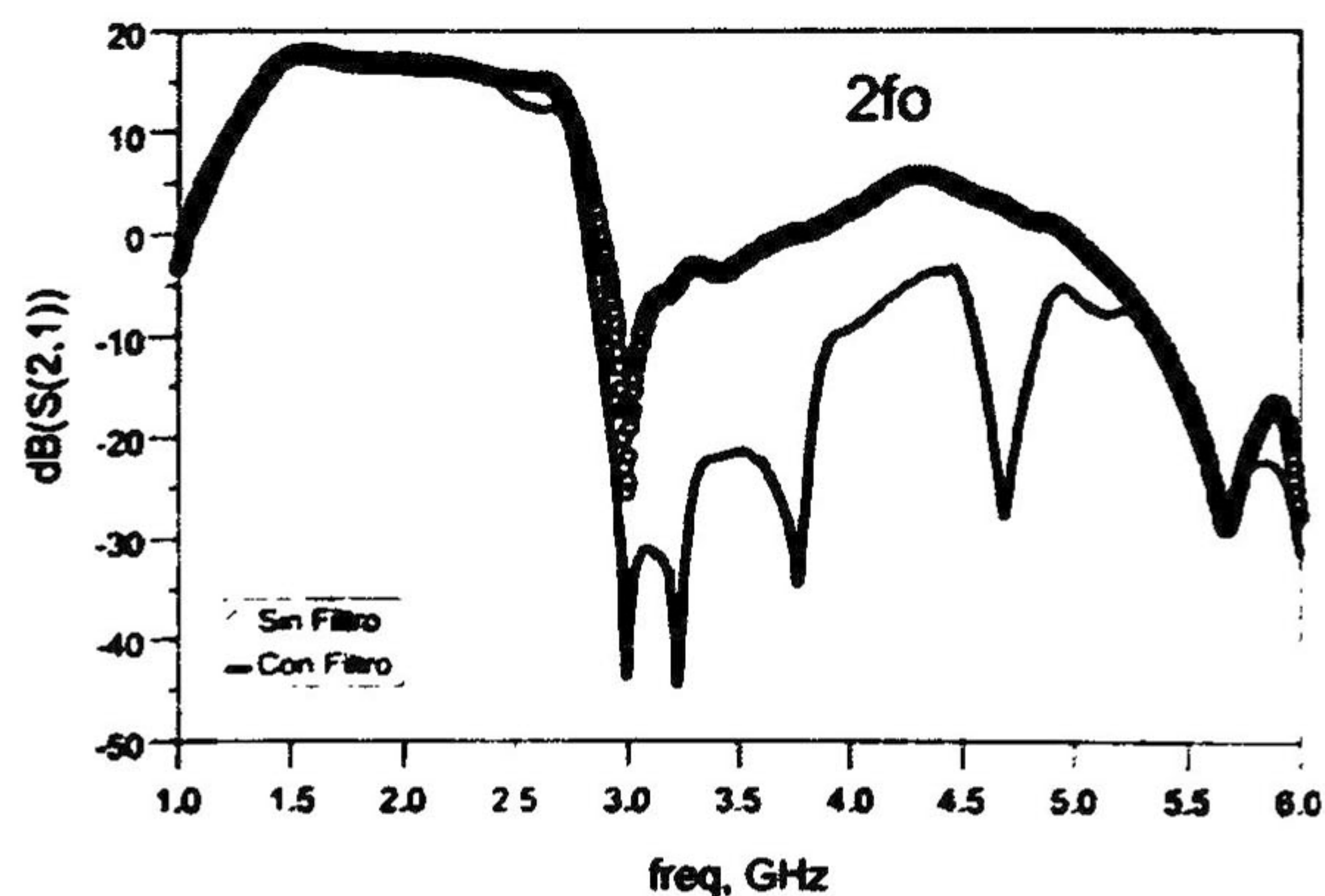


Figura 6.10:  $S_{21}$  del amplificador con y sin filtro.

Para corroborar esta teoría se realizaron mediciones de las magnitudes de los armónicos producidos por el amplificador, se realizó una comparativa entre el amplificador típico y el amplificador propuesto. La Fig. 6.11a muestra las magnitudes del segundo armónico  $2f_0$  con una potencia de entrada de  $15 \text{ dBm}$ , mientras que la Fig. 6.11b muestra las magnitudes

del tercer armónico. Quedando por demostrado que la magnitud de  $2f_0$  es menor en un amplificador que usa un filtro rechaza banda que con uno que no lo tiene. Además se mejora la linealidad del AP.

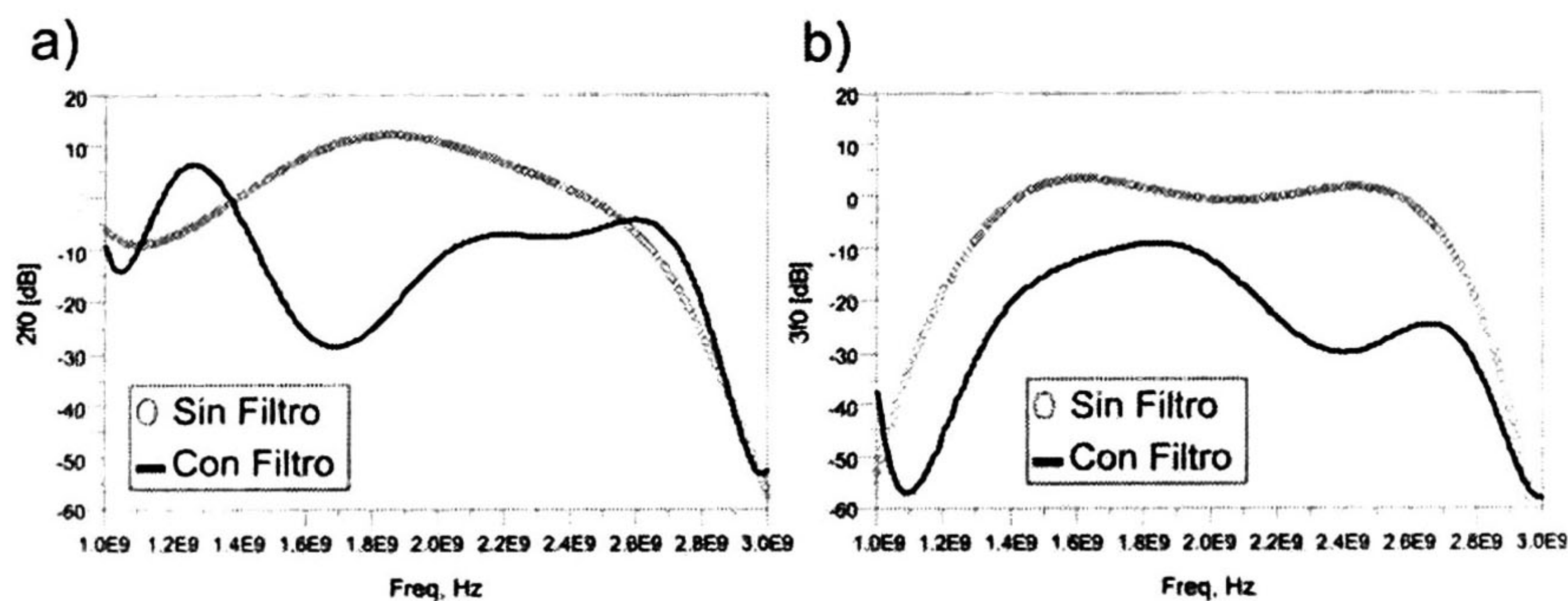


Figura 6.11: a) Comparativa  $2f_0$  b) Comparativa  $3f_0$  con 15 dBm de Potencia de entrada.

Los niveles de potencia de salida y de eficiencia se muestran en la Fig.6.12.

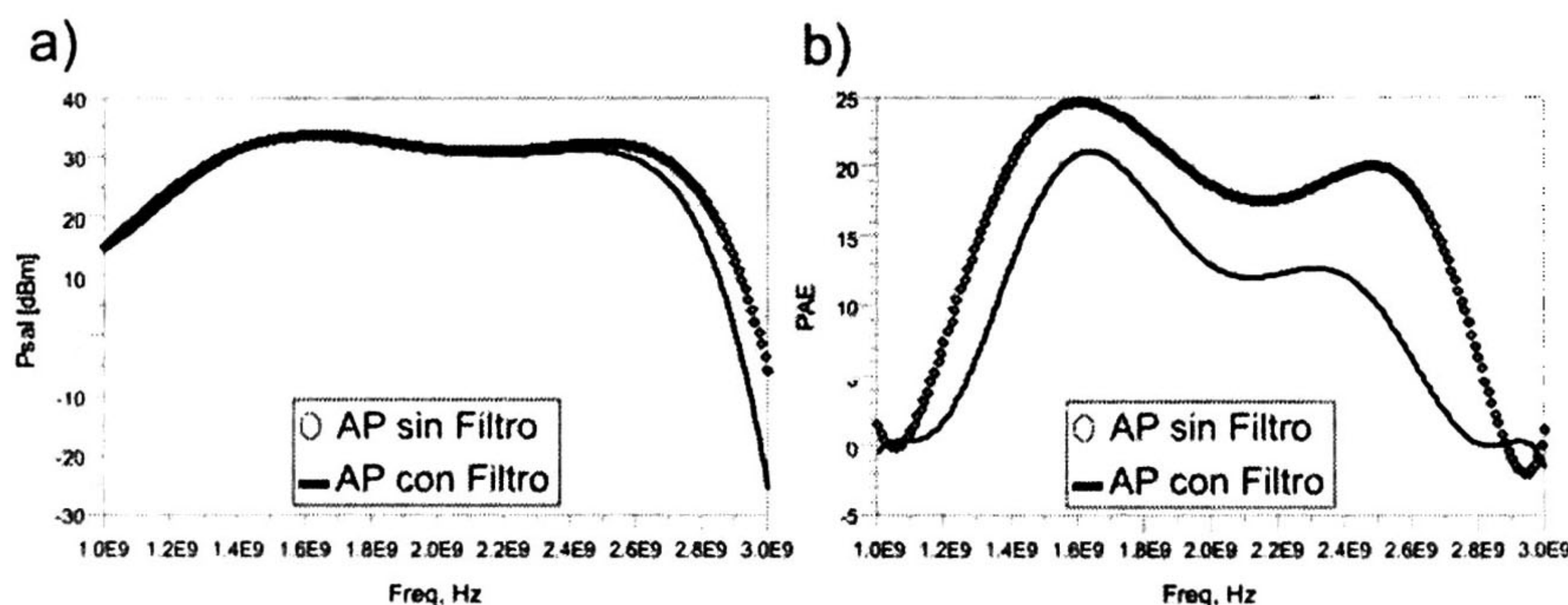


Figura 6.12: a) Comparativa de potencia de salida b) Comparativa eficiencia con 15 dBm de Potencia de entrada.

En la Fig.6.12a, se observa que la potencia de salida del amplificador con el filtro no sufrió alteración alguna, sin embargo la eficiencia (PAE) mostrada en la Fig.6.12b, muestra una degradación, ésto se puede deber a las características en banda de paso del filtro. Como se muestra en (ver en Fig.6.13), el filtro posee una excelente banda de rechazo, pero existe unas pérdidas en la banda de paso de 0.4 dB aproximadamente.

Se efectuaron dos conjuntos de mediciones de potencia de salida, eficiencia y linealidad con una potencia de entrada de 15 dBm y 20 dBm, esto con la finalidad de observar el mismo efecto presente de la disminución del segundo armónico ( $2f_0$ ). El objetivo de aumentar la potencia de entrada es la de saturar el amplificador de potencia, la saturación del amplificador implica un nivel de distorsión mayor lo cual repercutirá en una menor linealidad.

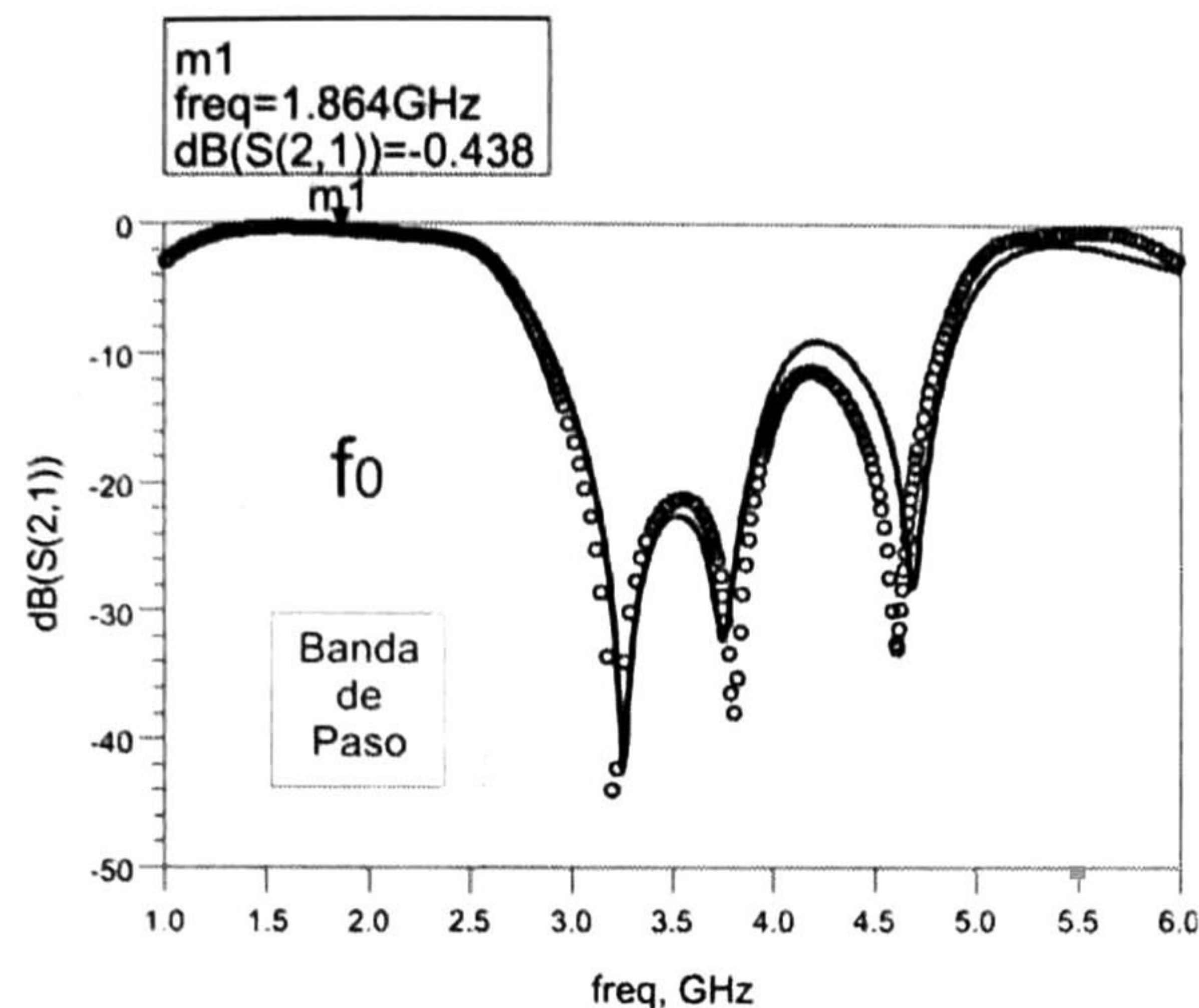


Figura 6.13: Banda de paso del filtro.

Estas pruebas permitirán aumentar la potencia de salida y eficiencia, introduciendo un nivel de potencia de entrada mayor sin necesidad de tener pérdidas en linealidad.

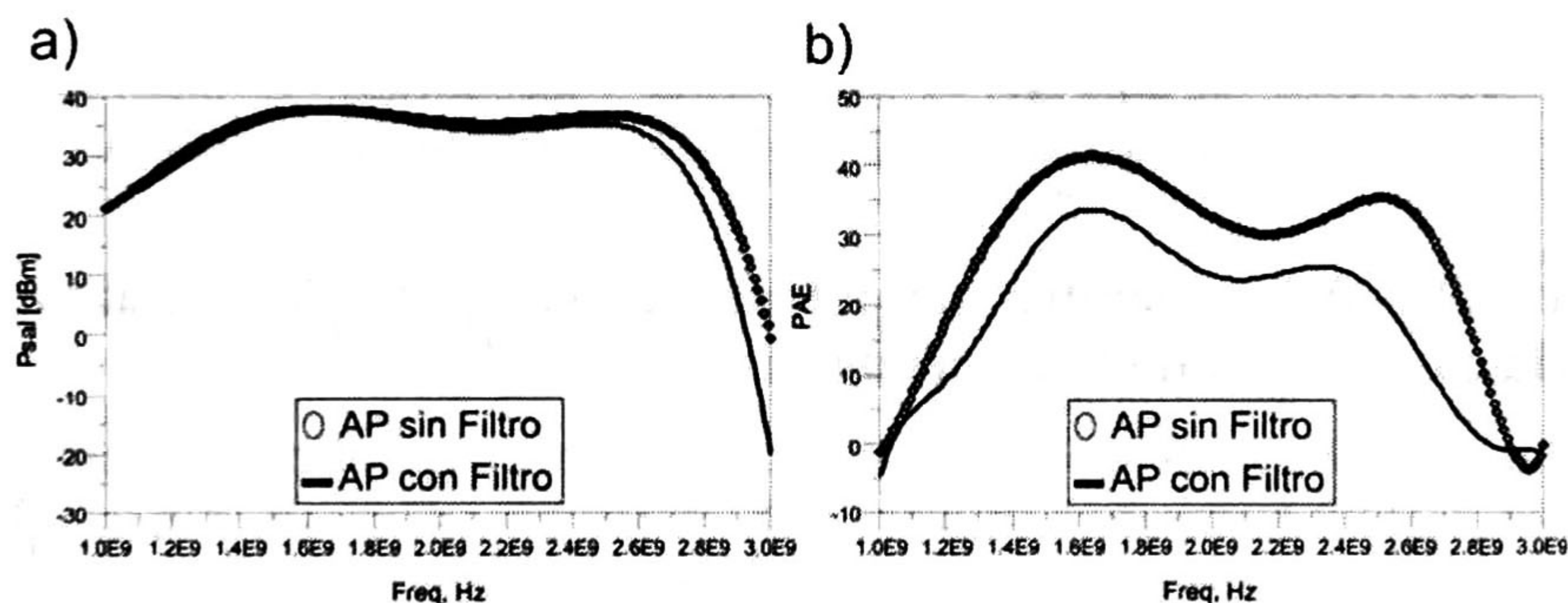


Figura 6.14: a) Comparativa de potencia de salida b) Comparativa eficiencia con 20 dBm de Potencia de entrada.

En la Fig.6.14, se muestra la potencia de salida y eficiencia, del amplificador con una potencia de entrada de 20 dBm. Cualitativamente hablando, el resultado es igual al caso en el que se utilizó 15 dBm de potencia de entrada al pre-amplificador, es decir, existió una disminución en la magnitud del segundo ( $2f_0$ ) y tercer armónico ( $3f_0$ ). Los cuales se muestran en la Fig.6.15.

En la Fig.6.16, se muestra la potencia de salida y eficiencia, del amplificador con una potencia de entrada de 25 dBm. Como era de esperarse se encontró una disminución en la magnitud del segundo ( $2f_0$ ) y tercer armónico ( $3f_0$ ). Los cuales se muestran en la Fig.6.17.

En las Fig.6.14a y Fig.6.16a, se observa que la potencia de salida del amplificador con el filtro no sufrió alteración alguna, sin embargo la eficiencia

(PAE) mostrada en las Fig.6.14b y Fig.6.16b, muestra una degradación, esto se puede deber a las características en la banda de paso del filtro.

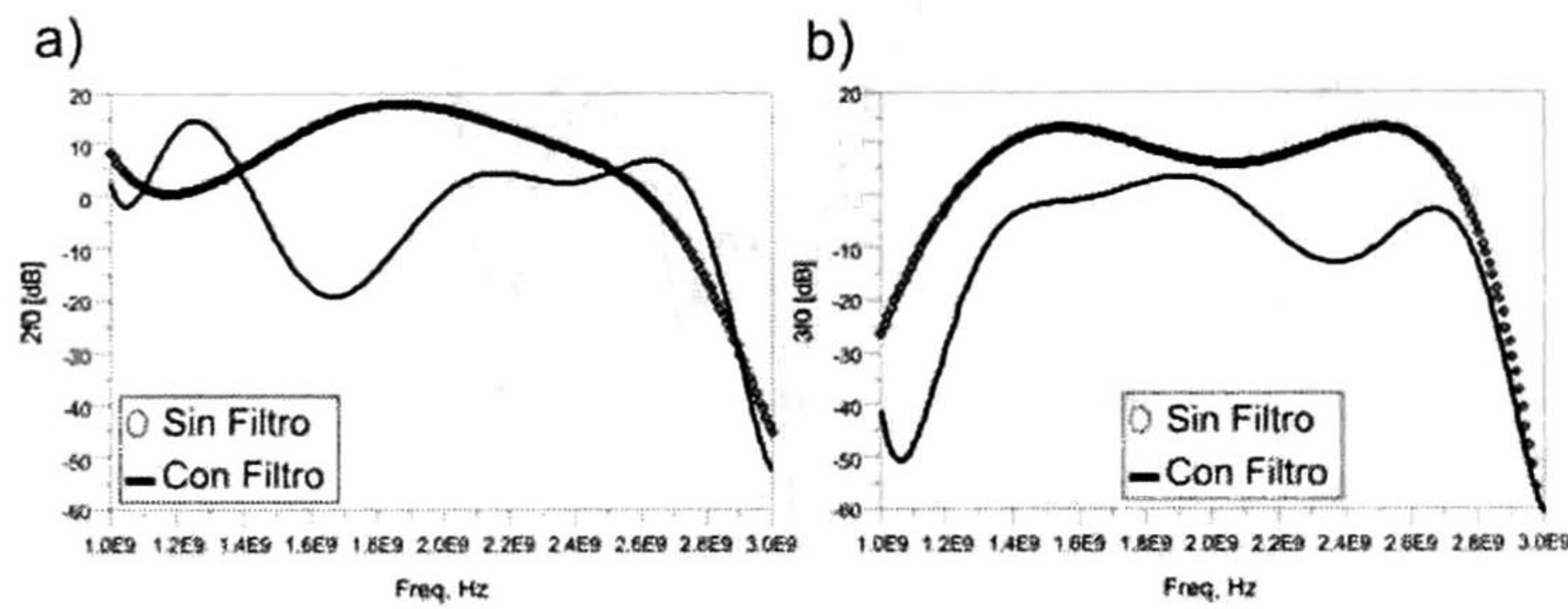


Figura 6.15: a) Comparativa  $2f_0$  b) Comparativa  $3f_0$  con 20 dBm de Potencia de entrada.

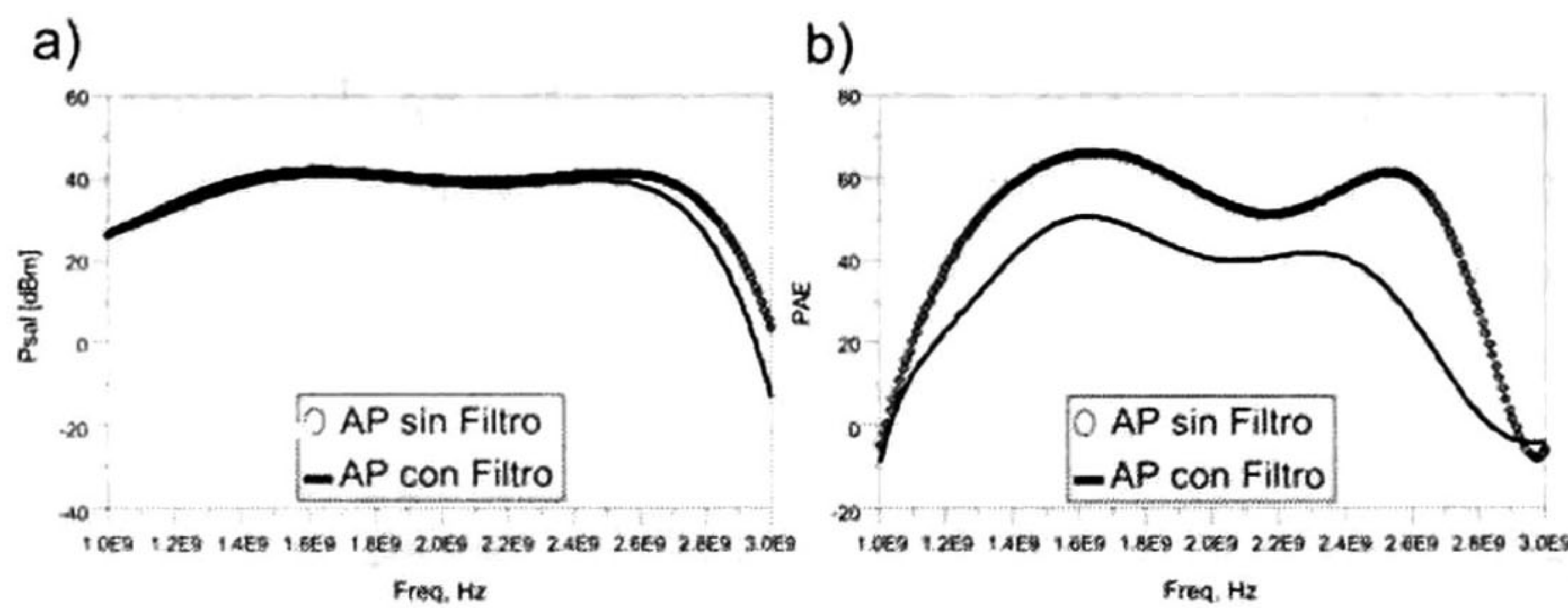


Figura 6.16: a) Comparativa de potencia de salida b) Comparativa eficiencia con 25 dBm de Potencia de entrada.

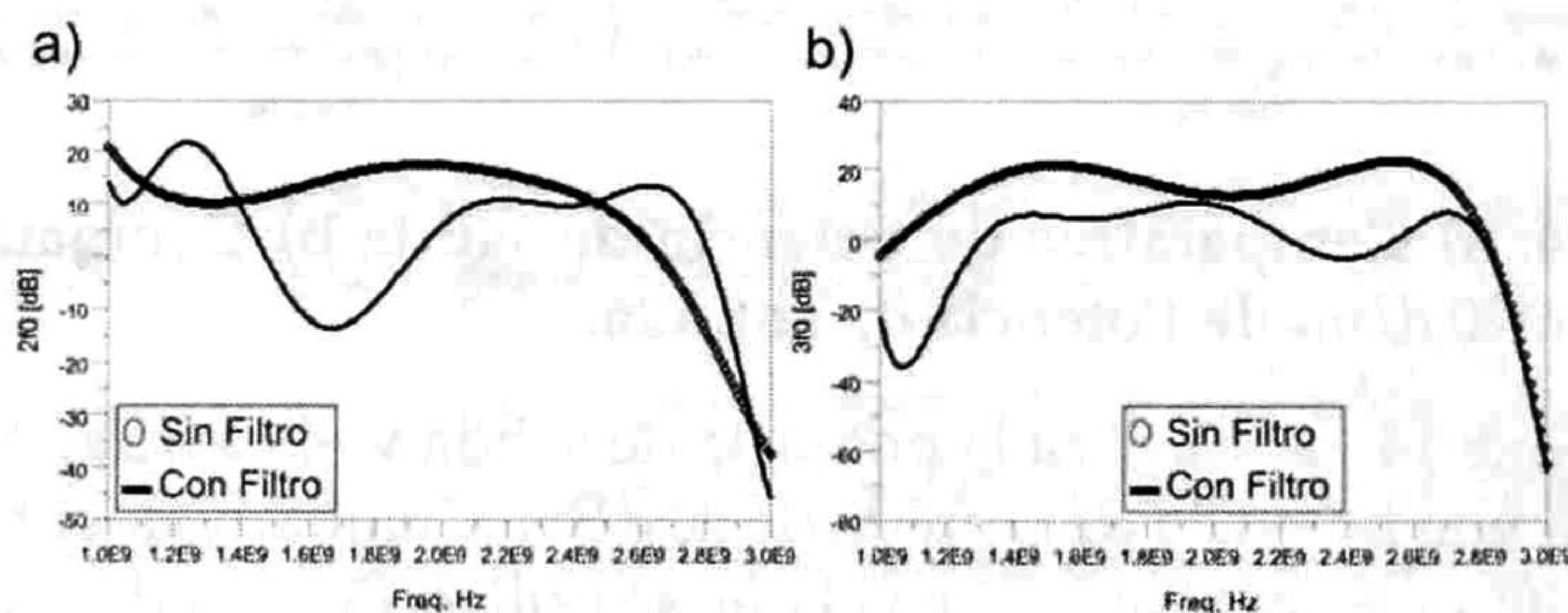


Figura 6.17: a) Comparativa  $2f_0$  b) Comparativa  $3f_0$  con 25 dBm de Potencia de entrada.

# Capítulo 7

## Conclusiones y Trabajo Futuro

Este trabajo está relacionado con el diseño de un pre-amplificador altamente lineal (Amplificador de potencia clase A). El diseño del amplificador de potencia de banda ancha clase A, se basa en el uso de un filtro en microcinta pasa banda en la entrada del transistor con secciones de líneas a corto circuito en lugar de usar secciones de líneas en circuito abierto. Una descripción completa de la metodología de diseño se presentó en esta tesis. Por otra parte, un filtro rechaza banda fue diseñado con una estructura novedosa que consiste en un filtro de líneas acopladas unidas a estructuras "Spurline" para reducir los niveles de los armónicos en la salida del pre-amplificador.

### 7.1. Conclusiones

Bajo la metodología planteada de diseño, se construyó un pre-amplificador clase-A, de ancho de banda de aproximadamente  $1.3\text{ GHz}$ , teniendo una alta correlación entre lo simulado y lo medido. Se reportaron los resultados obtenidos de potencia de salida  $P_{sal}$ , eficiencia  $PAE$  y linealidad, con diferentes potencias de entrada las cuales fueron  $15\text{ dBm}$ ,  $20\text{ dBm}$  y  $25\text{ dBm}$ . Quedando demostrado que la metodología propuesta es un posible camino para el diseño de amplificador de potencia clase-A. El interés por generar un pre-amplificador altamente lineal, llevo a la creación de esta tesis. Se investigaron diferentes técnicas para la mejora de linealidad dentro de un amplificador, así como la implementación de una de las más actuales, el cual es el uso de *Spurlines*. Teniendo la necesidad de incrementar el ancho de banda de rechazo propio de un *Spurline simple*, se desarrolló el filtro de líneas acopladas mejorado, el cual fue diseñado e implementado dentro del pre-amplificador.

Los resultados obtenidos de la construcción de este filtro, arrojan un buen ancho de banda de rechazo de aproximadamente  $1.95\text{ GHz}$ , sin embargo existe un problema con la banda de paso, debido a la presencia de pérdidas de aproximadamente  $0.5\text{ dB}$  en promedio. Provocando en gran

medida la no obtención de incremento en eficiencia (PAE).

La hipótesis planteada acerca de la mejora de linealidad con la inclusión de *Spurlines*, fue comprobada, disminuyendo el nivel de magnitud del segundo armónico en un 25 %. De esta manera se logra cumplir el objetivo de linealidad.

Dentro de la comparativa de rendimientos del pre-amplificador con y sin *Spurline*, se encontró que la potencia de salida aumentó 2 %, pero existió un decremento de eficiencia de 15 %, debido a que la corriente de drenador aumentó su valor casi en un 23 %, provocado por la banda de paso del filtro rechaza banda de líneas acopladas con *spurlines*.

La hipótesis fue reafirmada, cuando se saturó el amplificador con un nivel de potencia mayor de entrada (20 *dBm* y 25 *dBm*), esta saturación provocó una distorsión que se vió reflejada en la linealidad. El filtro rechaza banda que fue diseñado para la supresión del segundo armónico (3.0 a 5.6 *GHz*), disminuyó de igual manera los niveles de magnitud de este armónico.

El nivel deseado de 30 *dBm* de potencia de salida, fue logrado con una potencia de entrada de 15 *dBm*, el cual es entregado por los sintetizadores comerciales. Como resultado de esta tesis se tiene un pre-amplificador altamente lineal, que actuará como etapa previa a un amplificador de alta eficiencia. Presentando un ancho de banda dentro de la banda "S" de 1.5 – 2.8 *GHz*, esto implica un ancho de banda de 1.3 *GHz*.

A lo largo del desarrollo de esta tesis, con la ayuda del asesor se logró una publicación en la revista "*Microwave and Optical Technology Letters*", titulada "*Enhancement of the rejection bandwidth of microwave-coupled lines filters using spurline structures*", con fecha de publicación del 21 de Septiembre de 2011.

De igual manera se participo en el concurso "*High Efficiency Power Amplifier Student Design Competition*" dentro del marco del IMS2011, llevado a cabo en Junio de 2011 en la ciudad de Baltimore, EU.

## 7.2. Trabajo futuro

Como trabajo futuro para este proyecto, se pueden considerar los siguientes puntos:

- La mejora del filtro de líneas acopladas con *Spurlines* en la banda de paso, esto con la finalidad de mejorar la eficiencia (PAE) presente en el pre-amplificador con *Spurlines*.
- La inclusión y análisis de los filtros *Spurlines* dentro de los amplificadores de alta eficiencia.
- Diseño y análisis de las redes de acoplamiento de entrada y salida incluyendo los *Spurlines* como una sola red integrada.

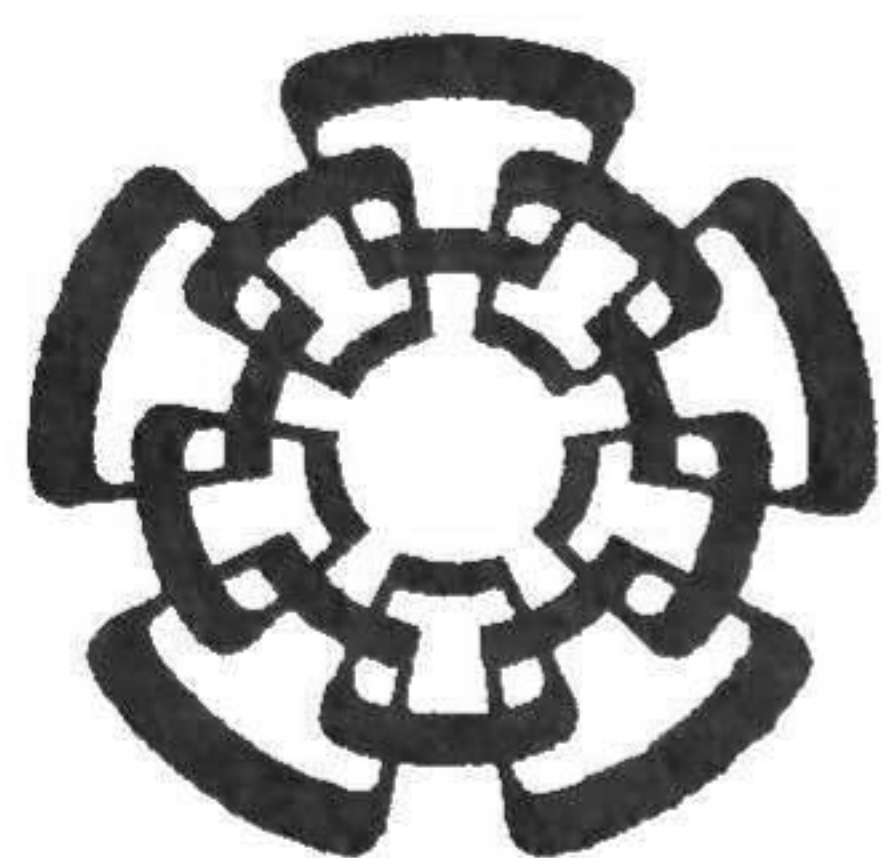
# Bibliografía

- Bahl, I. y P. Bhartia 2003. "Microwave Solid State Circuit Design" John Wiley And Sons, Inc, United States of America, 2nd ed. edition. 906 p.
- Bates, R. 1977. "Design of Microstrip Spur-line Band-stop Filters" IEEE Transactions on Microwave Optics and Acoustics, 1(6):209-214 p.
- Carlin, H. y J. Komiak 1979. "A New Method of Broad-Band Equalization Applied to Microwave Amplifiers". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 27(2):93-99 p.
- CREE 2010. "CGH40010F 10 W, RF Power GaN HEMT" Datasheet.
- González, G. 1997. "Microwave Transistor Amplifiers". Prentice Hall, United States of America, 2nd ed. edition. 506 p.
- Jeong, Y.-C., S.-G. Jeong, J.-S. Lim, y C.-D. Kim 2004. "Amplifier Design Using a ( $\lambda/4$ ) High Impedance Bias Line with a Defected Ground Structure (DGS)". Microwave Journal, 47(4).
- Jung, W.-L. y J.-H. Chiu 1993. "Stable Broadband Microwave Amplifier Design Using the Simplified Real Frequency Technique". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 41(2):336-340 p.
- Lim, J.-S., Y.-C. Jeong, D. Ahn, Y.-T. Lee, H. Cho, y S. Nam 2003. "Size-Reduction and harmonic-rejection of microwave amplifiers using spiral-defected ground structure" European Microwave. 33rd European Microwave Conference-Munich 2003.
- Lim, J.-S., H.-S. Kim, J.-S. Park, D. Ahn, y S. Nam 2001. "A power amplifier with efficiency improved using defected ground structure" IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 11(4):1531-1309 p.
- Liu, H., R. H. Knoechel, y K. F. Schuenemann 2007a. "Miniaturized Bandstop Filter Usign Meander Spurline and Capacitively Loaded Stubs" ETRI Journal, 29(5):614-618 p.
- Liu, H., L. Sun, y Z. Shi 2007b. "Dual-Bandgap Characteristics of Spurline Filters and its Circuit Modeling" Microwave and Optical Technology Letters, 49(11):2805-2807 p.



- Liu, H.-W., F. Tong, y X.-H. Li 2008. "Asymmetrical Spurline Resonator Design and its Application to Power Amplifiers". IEEE Microwave. Art of Miniaturizing RF and Microwave Passive Components, 2008. IMWS 2008. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on.
- Loo-Yau, J. R., O. I. G. Pichardo, F. S. Ibarra, M. C. M. Sánchez, y J. A. R. Hernández 2011. "Enhancement of the Rejection Bandwidth of Microwave Coupled Lines Filters Using Spurline Structures" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.
- Millon, B. J., S. M. Wood, y R. S. Pengelly 2008. "Design of GaN HEMT Transistor Based Amplifiers for 5 - 6 Ghz WiMAX Applications" Microwave Conference, EuMC European(38th):1090-1093 p.
- Nguyen, C. y K. Chang 1985a. "Analysis And Design of Spurline Bandstop Filters". IEEE MTT-S Digest, 1(1):445-448 p.
- Nguyen, C. y K. Chang 1985b. "On the Analysis and Design of Spurline Bandstop Filters" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-33(12):1416-1421 p.
- NITRONEX 2008. "AN-009: Bias Sequencing and Temperature Compensation for GaN HEMTs" Application note AN-009.
- Pozar, D. M. 2005. "Microwave Engineering" John Wiley And Sons, Inc, United States of America, 3rd ed. edition. 700 p.
- Pozar, D. M. 2011. "Microwave And RF Design Of Wireless Systems" John Wiley And Sons, Inc, United States of America, 1st ed. edition. 366 p.
- Qian, Y., V. Radisic, y T. Itoh 1997. "Simulation and experiment of Photonic Band-Gap structures for microstrip circuits" Asia Pacific Microwave Conference, 2:585-588 p.
- Radisic, V., Y. Qian, y T. Itoh 1998. "Broad-Band Power Amplifier Using Dielectric Photonic Bandgap Structure". IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 8(1):13-14 p.
- Raghavan, A., N. Srirattana, y J. Laskar 2007a. "High-linearity RF amplifier design" Artech House microwave library, Universidad de Michigan, 1st ed. edition. 531 p.
- Raghavan, A., N. Srirattana, y J. Laskar 2007b. "Modeling and Design Techniques for RF Power Amplifiers" WILEY-INTERSCIENCE, United States of America, 1st ed. edition. 206 p.
- Rudiakova, A. y V. Krizhanovski 2006. "Advanced Design Techniques for RF Power Amplifiers". Springer, Netherlands, 1st ed. edition. 136 p.

- Schiffman, B. y G. Matthaei 1964. "Exact Design of Band-Stop Microwave Filters" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 12(1):6-15 p.
- Tang, C.-W. y M.-G. Chen 2007. "A Microstrip Ultra-Wideband Bandpass Filter With Cascaded Broadband Bandpass and Bandstop Filters". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(11):2412-2417 p.
- Tsang, K. S. 2010. "Class-F Power Amplifier with Maximized PAE" Tesis de Maestría, The Faculty of California Polytechnic State University, San Luis Obispo. 99 p.
- Vendelin, G. D., A. M. Pavio, y U. L. Rohde 2005. "Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques" WILEY-INTERSCIENCE, United States of America, 2nd ed. edition. 1058 p.
- Wang, L., W. Chen, P. Wang, X. Xue, J. Dong, y Z. Feng 2009. "A high power SiC MESFET class-E power amplifier with an asymmetrical spurline resonator" *Microwave Conference*, 9(1):1120-1123 p.
- Wang, L., W. Chen, P. Wang, X. Xue, J. Dong, y Z. Feng 2010. "A novel class-E power amplifier with an asymmetrical spurline filter and its linearization" *International Conference on Wireless Information Technology and Systems, IEEE(ICWITS)*:1-4 p.
- Wojtasiak, W., D. Gryglewski, T. Morawski, y E. Sedek 1996. "A 45W Class-A Power Amplifier for L-Band T/R Module" *MIKON 96*, 2(1):547-501 p.
- Wu, D. Y.-T., F. Mkadem, y S. Boumaiza 2010. "Design of a Broadband and Highly Efficient 45W GaN Power Amplifier via Simplified Real Frequency Technique" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-S(8):1090-1093 p.



**Cinvestav**

*Unidad Guadalajara*

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS AVANZADOS  
DEL INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

El Jurado designado por la Unidad Guadalajara del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional aprobó la tesis

**Diseño de un Pre-Amplificador de Potencia Altamente Lineal para  
Banda S Basado en GaN y Utilizando Estructuras Spur-Lines**

del (a) C.

**Olaf Ismael GÓMEZ PICHARDO**

el día 30 de marzo 2012.

Dr. Pablo Moreno Villalobos  
Investigador CINVESTAV 3C  
CINVESTAV Unidad Guadalajara

Dr. Juan Luis Del Valle Padilla  
Investigador CINVESTAV 3C  
CINVESTAV Unidad Guadalajara

Dra. Susana Ortega Cisneros  
Investigador CINVESTAV 2A  
CINVESTAV Unidad Guadalajara

Dr. José Alberto Ramírez Aguilar  
Profesor Investigador  
Universidad Autónoma de México



CINVESTAV - IPN  
Biblioteca Central



SSIT0011154