

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

**FABRICACIÓN DE DOS TIPOS DE AMPLIFICADORES PARA
2,4 GHz CON TECNOLOGÍA MICROSTRIPS**

Presentado ante la Ilustre
Universidad Central de Venezuela
por el Br. Moy L, Hon C.
para optar al título de
Ingeniero Electricista

Caracas, 2006

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

**FABRICACIÓN DE DOS TIPOS DE AMPLIFICADORES PARA
2,4 GHz CON TECNOLOGÍA MICROSTRIPS**

Tutor Académico Lic., MSc. Franklin Martínez

Presentado ante la Ilustre
Universidad Central de Venezuela
por el Br. Moy L, Hon C.
para optar al título de
Ingeniero Electricista

Caracas, 2006



CONSTANCIA DE APROBACIÓN

Caracas, 08 de noviembre de 2006

Los abajo firmantes, miembros del Jurado designado por el Consejo de Escuela de Ingeniería Eléctrica, para evaluar el Trabajo Especial de Grado presentado por el Bachiller Hon C. Moy L., titulado:

***“FABRICACIÓN DE DOS TIPOS DE AMPLIFICADORES PARA 2,4 GHz
CON TECNOLOGÍA MICROSTRIPS”***

Consideran que el mismo cumple con los requisitos exigidos por el plan de estudios conducente al Título de Ingeniero Electricista en la mención de Comunicaciones, y sin que ello signifique que se hacen solidarios con las ideas expuestas por los autores, lo declaran APROBADO.

Prof. Zeldivar Bruzual
Jurado

Prof. Luis Fernández
Jurado

Prof. Franklin Martínez
Tutor Académico





UNIVERSIDAD CENTRAL DE VENEZUELA
FACULTAD DE INGENIERIA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA
"Melchor Centeno Vallenilla"



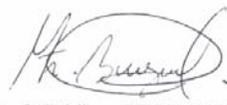
ACTA

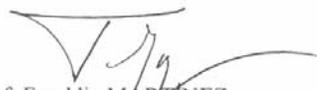
Quienes Suscriben, Miembros del Jurado designado por el Consejo de Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Central de Venezuela para examinar el Trabajo de Grado presentado por el Bachiller **HON CHING MOY LI C.I. 13557025**, bajo el título "**FABRICACIÓN DE DOS TIPOS DE AMPLIFICADORES PARA 2,4 GHz CON TECNOLOGÍA MICROSTRIPS**"; a los fines de cumplir con el requisito legal para optar al grado de Ingeniero Electricista, dejan constancia de lo siguiente:

Considerando que el Trabajo de Grado presentado y defendido por el Bachiller en referencia, presenta un grado de originalidad y excelencia tanto en su contenido como en su presentación formal que lo convierte en una fuente referencial útil, acuerda por unanimidad solicitarle a las autoridades correspondientes de la Facultad de Ingeniería, tengan a bien otorgar **MENCIÓN PUBLICACIÓN**, al Trabajo de Grado antes mencionado.

En Caracas, a los ocho (08) días del mes de noviembre del 2006


Prof. Luis FERNÁNDEZ
Jurado


Prof. Zeldivar BRUZUAL
Jurado


Prof. Franklin MARTÍNEZ
Tutor Académico



Edificio Escuela de Ingeniería Eléctrica, piso 2, Ciudad Universitaria
Los Chaguaramos, Caracas 1051, D.F.
Tlf(s): (58)2 6053306.-Fax: (58)2 6053105

AGRADECIMIENTO

**A mis Padres y Hermano
por ser el apoyo incondicional
a tantas horas de trabajo**

**A mis Tutores
por su guía adecuada y oportuna**

**A mis Amigos
por su ayudas y paciencias**

Moy L., Hon C.

**FABRICACIÓN DE DOS TIPOS DE AMPLIFICADORES PARA
2,4 GHZ CON TECNOLOGÍA MICROSTRIPS**

Tutor Académico Lic., MSc. Franklin Martínez. Tesis. Caracas. U.C.V. Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Eléctrica. Ingeniero Electricista. Opción: Comunicaciones. 2006. 95h. +anexos.

Palabras claves: microstrip; amplificador de bajo ruido; amplificador de potencia; adaptación de transistores.

Resumen. El desarrollo en las líneas de transmisión basado en la tecnología de la microcinta permitió el desarrollo de dispositivos para alta frecuencias. Se diseñó y se fabricó un amplificador de bajo ruido y un amplificador de potencia siguiendo la línea de desarrollo de proyecto basado en tecnología microstrip de la Escuela Eléctrica de la UCV. Las adaptaciones de los amplificadores son diseñadas con diferentes configuraciones de líneas de transmisión para lograr las ganancias y figura de ruido propuestos en el proyecto. Los resultados experimentales y los valores teóricos del amplificador de bajo ruido son consistentes, mientras que el amplificador de potencia se logró una ganancia de 5,17dB@2,4GHz ocasionado por el aterramiento del transistor. En el caso del amplificador de potencia se recomienda usar otro transistor donde la carcasa permita un aterramiento más sencillo. Los resultados obtenidos abren la posibilidad de desarrollar dispositivos activos más complejos.

INDÍCE GENERAL

CONSTANCIA DE APROBACIÓN.....	i
ACTA	ii
AGRADECIMIENTO	iii
RESUMEN.....	iv
INDÍCE GENERAL	v
INDÍCE DE FIGURAS.....	vii
INDÍCE DE GRÁFICOS.....	viii
INDÍCE DE FOTOS.....	viii
INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO I.....	2
OBJETIVOS DE LA TESIS	2
1.1 Antecedentes y justificación.	2
1.2 Objetivos generales.	3
1.3 Objetivo específicos.	3
1.3.1 Amplificador de bajo ruido (LNA).	3
1.3.2 Amplificador de potencia (PA).	4
1.4 Metodología.	4
CAPÍTULO II	5
PRELIMINARES.....	5
2.1 Tecnología Microstrip.....	5
2.1.1 Característica de la microstrip.....	6
2.1.2 Aproximación Cuasi-TEM.....	7
2.2 Figura de ruido.	11
2.2.1 Círculo de figura de ruido constante.	12
2.3 Amplificador de potencia.....	15
2.4 Estabilidad.....	15
2.5 Gráfica de señal de flujo.	21
2.5.1 Fuente de voltaje.	21
2.5.2 Elemento pasivo.....	22
2.5.3 Ecuaciones de ganancia de potencias.....	23

CAPÍTULO III.....	32
DISEÑO DE LOS AMPLIFICADORES.....	32
3.1 Cálculo del ancho de las líneas de transmisión (w).....	32
3.2 Amplificador de bajo ruido (LNA).....	35
3.2.1 Características del BPF420 NPN de <i>Infineon</i>	35
3.2.2 Punto de operación.....	35
3.2.3 Estudio de la estabilidad.....	37
3.2.4 Círculo de estabilidad para 2,4 GHz.....	38
3.2.5 Figura de ruido y ganancia.....	41
3.2.6 Adaptación de la fuente.....	45
3.2.7 Adaptación de la salida.....	48
3.2.8 Simulaciones de la ganancia y la figura de ruido.....	51
3.2.9 Polarización.....	52
3.2.10 Circuito impreso.....	55
3.3 Amplificador de Potencia (PA).....	57
3.3.1 Características del NE65101-79A GaAs HJ-FET de la NEC.....	57
3.3.2 Punto de operación.....	57
3.3.3 Estabilidad.....	58
3.3.4 Ganancia.....	61
3.3.5 Adaptación de la fuente.....	64
3.3.6 Adaptación de la salida.....	67
3.3.7 Polarización.....	70
3.3.8 Simulaciones de la ganancia.....	71
3.3.9 Circuito impreso.....	73
CAPÍTULO IV.....	74
PROCESO DE MEDICIÓN Y RESULTADOS.....	74
4.1 Mediciones realizadas.....	74
4.1.1 Medición de los parámetros s	76
4.1.2 Medición de la potencia de entrada vs. potencia de salida.....	77
4.1.3 IP_3 (<i>Third order intercept point</i>).....	78
4.2 Resultados del amplificador de bajo ruido (LNA).....	79
4.2.1 IP_3	83
4.3 Resultados del amplificador de potencia.....	85
CONCLUSIONES.....	93
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	94
BIBLIOGRAFIA.....	95
ANEXOS.....	96

ANEXO I. Parámetros s del transistor BFP420.	97
ANEXO II. Parámetros s del transistor NEC-NE6510179A.	98
ANEXO III. Mediciones de LNA2.	99
ANEXO IV. Mediciones de LNA3.	101
ANEXO V. Mediciones de LNA4.	103
ANEXO VI. Mediciones con diversos sustratos (PA).	105
ANEXO VII. Mediciones PA (GIL GML serie 1000).	106
ANEXO VIII. Mediciones PA (condensador de 5,1pF)	108
ANEXO IX. Mediciones PA (condensador de 15pF)	110
ANEXO X. Mediciones PA (NE651R479A)	112

INDÍCE DE FIGURAS

Figura N° 1. Geometría de la Microstrip.	5
Figura N° 2. Representación grafica de (35).	16
Figura N° 3. Diagrama de flujo de la fuente.	22
Figura N° 4. Diagrama de flujo la impedancia de carga	23
Figura N° 5. Diferentes definiciones de potencia.	24
Figura N° 6. Figura de ruido $F = f(I_c)$	36
Figura N° 7. Círculos de estabilidad de la fuente y de la carga (LNA).	40
Figura N° 8. Círculo de ganancia y círculo de figura de ruido (LNA).	43
Figura N° 9. Coeficiente de reflexión de la carga en función de la fuente (LNA).	44
Figura N° 10. Adaptación de la fuente (LNA).	46
Figura N° 11. Esquema de la malla de entrada (LNA).	47
Figura N° 12. Adaptación de la salida (LNA).	49
Figura N° 13. Esquema de la malla de salida (LNA).	50
Figura N° 14. Circuito completo (LNA).	51
Figura N° 15. Polarización del transistor BFP420.	53
Figura N° 16. Diseño del LNA.	54
Figura N° 17. Regulador.	55
Figura N° 18. Círculos de Estabilidad (PA).	60
Figura N° 19. Círculo de ganancia de 12,326 dB (PA).	62
Figura N° 20. Adaptación de la fuente (PA).	64
Figura N° 21. Malla de adaptación de la fuente (PA).	65
Figura N° 22. Adaptación de la salida (PA).	67
Figura N° 23. Malla de la adaptación de la salida (PA).	68
Figura N° 24. Característica del NE6510179A (I_D vs. V_D).	70
Figura N° 25. Esquema del amplificador de potencia (PA).	71
Figura N° 26. Conexiones del método indirecto.	75
Figura N° 27. Montaje del método indirecto.	75
Figura N° 28. Ondas incidentes y reflejadas en una red de dos puertos.	76
Figura N° 29. Representación parcial del espectro de salida.	78

Figura N° 30. Impulsos con frecuencia $f_1 = 2,399GHz$ y $f_2 = 2,401GHz$	83
Figura N° 31. Respuesta del amplificador.....	84
Figura N° 32. Diferentes vías	86
Figura N° 33. Pad con condensador	86

INDÍCE DE GRÁFICOS

Gráfico N° 1. Resultados de la simulación de la malla de entrada (LNA).....	48
Gráfico N° 2. Resultado de la simulación de la malla de salida (LNA).....	50
Gráfico N° 3. Ganancia disponible y figura de ruido (LNA).....	52
Gráfico N° 4. Impedancia de la malla de entrada (PA).....	66
Gráfico N° 5. Coeficiente de reflexión de la malla de entrada (PA).....	66
Gráfico N° 6. Admitancia de la malla de salida (PA).....	69
Gráfico N° 7. Coeficiente de reflexión de la malla de salida (PA).....	69
Gráfico N° 8. Ganancia del amplificador de potencia (11,36dB@2,4GHz).....	72
Gráfico N° 9. Pérdida de retorno de la entrada (LNA).....	79
Gráfico N° 10. Pérdida de retorno de la salida (LNA).....	80
Gráfico N° 11. Aislamiento reversa “ <i>Reverse isolation</i> ” (LNA).....	80
Gráfico N° 12. Ganancia transductor G_T (LNA).....	81
Gráfico N° 13. Ganancia de operación G_P (LNA).....	81
Gráfico N° 14. Potencia de entrada vs. Potencia de salida (LNA).....	82
Gráfico N° 15. Pérdida de retorno de la entrada (PA).....	89
Gráfico N° 16. Pérdida de retorno de la salida (PA).....	89
Gráfico N° 17. Ganancia transductor G_T (PA).....	90
Gráfico N° 18. Ganancia de operación G_P (PA).....	90
Gráfico N° 19. Aislamiento reversa “ <i>Reverse isolation</i> ” (PA).....	91
Gráfico N° 20. Potencia de entrada vs. Potencia de salida (PA).....	91

INDÍCE DE FOTOS

Foto N° 1. Circuito impreso (LNA).....	56
Foto N° 2. Montaje final (LNA).....	56
Foto N° 3. Circuito impreso (PA).....	73
Foto N° 4. Montaje final (PA).....	73
Foto N° 5. Montaje con condensador	88

INTRODUCCIÓN

Existen tres elementos básicos en un sistema de comunicación: transmisor, canal y receptor. El primer bloque que conforma un receptor es el amplificador de bajo ruido. El último bloque del sistema transmisor, típicamente, lo conforma el amplificador de potencia que proporciona grandes señales en potencia a sus cargas (generalmente antenas).

Siguiendo la línea de proyectos basados en la tecnología microstrip del Departamento de Comunicaciones de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la UCV, se realizará el amplificador de bajo ruido y el amplificador de potencia para la banda de 2.4GHz. La adaptación de la entrada y de la salida de transistor domina los parámetros de diseños como la ganancia, la figura de ruido ó pérdida de retorno. En el diseño de amplificadores se puede usar componentes discretos o líneas de transmisión para acoplar el transistor. En éste proyecto las adaptaciones son diseñadas con microstrip y la polarización con componentes discretos.

El presente volumen consta de 4 capítulos. En el capítulo 1, se describen los objetivos y alcance del proyecto. En el capítulo 2, se hace una revisión general de los conceptos utilizados en el diseño de amplificadores para microondas. En el capítulo 3, trata con detalle el diseño de los amplificadores. En el capítulo 4, se enfoca sobre las mediciones y el análisis de los resultados

CAPÍTULO I

OBJETIVOS DE LA TESIS

1.1 Antecedentes y justificación.

A mediados de los años 50 hubo un gran desarrollo en las líneas de transmisión basado en la tecnología de la microstrip. Después de los 50, han sido descubiertos una amplia gama de nuevos elementos semiconductores. Estos dispositivos permitieron el desarrollo de nuevos componentes de microondas utilizando la tecnología de microstrip, como amplificadores de bajo ruido, amplificadores de potencia, mezcladores, atenuadores, divisor de potencia, osciladores, entre otros.

Para el diseño eficiente y económico de los circuitos usados en los sistemas de telecomunicación, se utiliza la tecnología de microstrip que permite el uso de frecuencias cada vez más elevadas.

El Departamento de Comunicaciones de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la UCV ha realizado diferentes proyectos basados en la tecnología de microstrip, como divisores de potencias y antenas planares para la banda de 2,4GHz. Siguiendo esta línea se realizará dos tipos de amplificadores, el primero consiste en un amplificador de bajo ruido y el segundo consiste en uno de baja potencia.

1.2 Objetivos generales.

El propósito es diseñar, simular y fabricar un amplificador de bajo ruido (LNA) y un amplificador de potencia (PA) basado en la tecnología de microstrip y con un mínimo componentes discretos, tal que opere en la banda de 2,4GHz.

1.3 Objetivo específicos.

Puesto que ambos son diseño del tipo circuital, los objetivos específicos consisten principalmente en definir las prestaciones de dichos dispositivos:

1.3.1 Amplificador de bajo ruido (LNA).

El amplificador de bajo ruido a construir debe cumplir con los siguientes requerimientos:

- a. Impedancia nominal del puerto de entrada será de 50Ω y el puerto de salida estará adaptado para una carga de 50Ω .
- b. La ganancia será al menos 10dB.
- c. Figura de ruido menor a 2,5dB.
- d. Alimentación unipolar.

1.3.2 Amplificador de potencia (PA).

El amplificador de potencia debe cumplir con las siguientes características:

- a. Impedancia nominal del puerto de entrada será de 50Ω y el puerto de salida estará adaptado para una carga de 50Ω .
- b. Debe ser capaz de entregar una potencia de $1W$ sobre una carga de nominal de 50Ω .
- c. La ganancia será al menos $10dB$.
- d. Alimentación unipolar.
- e. Deseable, pero no imprescindible, que el dispositivo cuente con un sistema de autoprotección.

1.4 Metodología.

La realización del proyecto contempla las siguientes fases:

Fase 1. Estudio de los modelos matemáticos utilizados en los circuitos bajo la tecnología de microstrip.

Fase 2. Análisis de los principales modelos aplicados en el diseño de circuitos pasivos.

Fase 3. Estudio de las diferentes configuraciones para el amplificador de bajo ruido y el amplificador de potencia.

Fase 4. Prediseño y simulación de los circuitos para determinar la configuración del montaje prototipo.

Fase 5. Realización del prototipo y efectuar las mediciones pertinentes del prototipo.

Fase 6. Comparación y análisis de los parámetros teóricos y experimentales.

Fase 7. Redacción del informe final.

CAPÍTULO II

PRELIMINARES

2.1 Tecnología Microstrip.

Las líneas de transmisión basadas en la tecnología microstrip son utilizadas para la fabricación de secciones que conforman los circuitos integrados en estado sólido que operan a altas frecuencias. Son estructuras abiertas, de forma tal que las líneas de campo no están confinadas y la propagación puede analizarse con las técnicas de campos de las guías de onda en modo TEM.

Existen diversas variantes constructivas de estas líneas. La configuración clásica, es una cinta conductora muy ancha que funciona como plano de tierra y sobre ella un sustrato dieléctrico de permitividad ϵ_r y de espesor h , sobre el sustrato hay una cinta de señal de espesor t y ancho w .

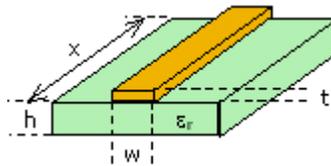


Figura N° 1. Geometría de la Microstrip.

Como se puede notar en la figura N° 1, éste consiste en dos materiales conductores separados por un aislante. Los parámetros más importantes en el diseño de la microstrip son el espesor del aislante, la permitividad dieléctrica y el ancho de la línea.

El análisis se puede hacer en modo cuasi-TEM o en modo de onda completa. A pesar que el modo de onda completa es el formalmente correcto, la aproximación cuasi-TEM es apropiada para frecuencias de microondas bajas (<6GHz). Sin embargo una consecuencia importante del modo de onda completa es que la impedancia característica es función de la frecuencia.

Existe gran variedad de dieléctricos, tales como la alumina ($\epsilon_r = 9,7$), el FR4 ($\epsilon_r = 4,4$), el silicón ($\epsilon_r = 11,7$), el cuarzo ($\epsilon_r = 3,78$), entre otros. La elección del dieléctrico depende finalmente del grado deseado para las fugas de radiación.

2.1.1 Característica de la microstrip.

- a. Su geometría es sencilla y fácil de fabricar.
- b. Tiene dos conductores, generalmente de cobre.
- c. Presenta fuertes fugas, tanto por su lado superior, como por los lados laterales.
- d. Las dimensiones de los componentes distribuidos son relativamente pequeñas.
- e. Son ampliamente utilizados en circuitos integrados de microondas (MIC, Microwave Integrated Circuits).

2.1.2 Aproximación Cuasi-TEM.

El modo de propagación en el microstrip no es puramente transversal electromagnético (TEM), sino cuasi-TEM debido a que las líneas de campo electromagnético no están contenidas enteramente en el sustrato. Las características de transmisión de las microstrip en el análisis cuasi-TEM se describen con dos parámetros llamados: constante dieléctrica efectiva (ϵ_{re}) y la impedancia característica (Z_o) que depende de dos capacitancias.

$$\epsilon_{re} = \frac{C_d}{C_a} \quad (1)$$

$$Z_o = \frac{1}{c\sqrt{C_d C_a}} \quad (2)$$

C_d representa la capacitancia por unidad de longitud con el dieléctrico presente,

C_a es la capacitancia por unidad de longitud con aire, y c es la velocidad de la luz.

Para $\frac{w}{h} \leq 1$:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} + 0,04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right\} \quad (3)$$

$$Z_o = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + 0,25 \frac{w}{h} \right) \quad (4)$$

Para $\frac{w}{h} \geq 1$:

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0,5} \quad (5)$$

$$Z_o = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1,393 + 0,677 \ln \left(\frac{w}{h} + 1,444 \right) \right\}^{-1} \quad (6)$$

La longitud de onda en una línea de microstrip viene dada por:

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\varepsilon_{re}}} \quad (7)$$

Para una mejor aproximación se utiliza las ecuaciones:

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u} \right)^{-ab} \quad (8)$$

$$u = \frac{w}{h}$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52} \right)^2}{u^4 + 0,432} \right) + \frac{1}{18,7} \ln \left(1 + \left(\frac{u}{18,1} \right)^3 \right)$$

$$b = 0,564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0,9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0,053}$$

$$Z_o = \frac{\eta}{2\pi \sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln \left(\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u} \right)^2} \right) \quad (9)$$

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30,666}{u} \right)^{0,7528} \right] \quad (10)$$

Para calcular w , conociendo Z_o y ε_r , asumiendo que el espesor del cobre es muy pequeño con relación al espesor del sustrato $\left(\frac{t}{h} \leq 0,005 \right)$, se utiliza la siguiente relación [1]:

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} & A > 1,52 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right] & A \leq 1,52 \end{cases} \quad (11)$$

$$A = \frac{Z_o}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,2 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad B = \frac{377\pi}{2Z_o \sqrt{\epsilon_r}}$$

Otra característica de las líneas de microstrip es la atenuación, la cual depende de la geometría, de las propiedades eléctricas del dieléctrico y conductor, y de la frecuencia.

Existen dos tipos de pérdidas: la pérdida del dieléctrico y la pérdida de óhmicos del cobre.

La potencia de una onda en modo quasi-TEM es:

$$P^+(z) = \frac{1}{2} [V^+ \exp(-\alpha z) I^+ \exp(-\alpha z)] = \frac{1}{2} \frac{|V^+|^2}{Z_o} \exp(-2\alpha z) \quad (12)$$

$$P^+(z) = P_o \exp(-2\alpha z)$$

$$P_o = \frac{1}{2} \frac{|V^+|^2}{Z_o} \text{ es la potencia en } z = 0. \text{ La atenuación es igual a:}$$

$$\alpha = -\frac{dP(z)}{2P(z) dz} = \alpha_d + \alpha_c \quad (13)$$

Donde α_d es el factor de pérdida del dieléctrico y α_c es el factor de pérdida del conductor.

Para un dieléctrico de baja pérdida, se tiene que:

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\tan \delta}{\lambda_o} \quad \left[\frac{dB}{cm} \right] \quad (14)$$

$$\text{donde las pérdidas } \tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon}$$

Para un dieléctrico $\sigma \neq 0$, se expresa como:

$$\alpha_d = 4.34 \frac{\epsilon_{re} - 1}{\sqrt{\epsilon_{re}(\epsilon_r - 1)}} \left(\frac{\mu_o}{\epsilon_o} \right)^{1/2} \sigma \quad \left[\frac{dB}{cm} \right] \quad (15)$$

Las expresiones para calcular α_c son:

$$\frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi}$$

$$\alpha_c = \frac{8,68R_s P}{2\pi Z_o h} \left[1 + \frac{h}{W_{eff}} + \frac{h}{\pi W_{eff}} \left(\ln \frac{4\pi W}{t} + \frac{t}{W} \right) \right] \quad (16)$$

Donde W_{eff} es el ancho efectivo de la microcinta (ancho real y ancho de borde).

$$\frac{1}{2\pi} < \frac{w}{h} \leq 2$$

$$\alpha_c = \frac{8,68R_s P}{2\pi Z_o h} Q \quad (17)$$

$$\frac{w}{h} > 2$$

$$\alpha_c = \frac{8,68R_s Q}{Z_o h} \left\{ \frac{w_{eff}}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left[2\pi \left(\frac{w_{eff}}{2h} + 0,94 \right) \right] \right\}^{-2} \left[\frac{w_{eff}}{h} + \frac{w_{eff}/\pi h}{w_{eff}/2h + 0,94} \right] \quad (18)$$

$$\frac{w}{h} \rightarrow \infty$$

$$\alpha_c = \frac{8,68}{Z_o w} R_s \quad (19)$$

donde:

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu_o}{\sigma}} \quad P = 1 - \left(\frac{w_{eff}}{4h} \right)^2$$

$$Q = 1 + \frac{h}{w_{eff}} + \frac{h}{\pi w_{eff}} \left(\ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right)$$

Las ecuaciones 13 hasta 19 se utilizan para obtener la atenuación del sustrato.

2.2 Figura de ruido.

Para efectuar un análisis del ruido en el receptor de un sistema de comunicación, se necesita una medida conveniente del desempeño ante el ruido de un dispositivo lineal de dos puertos. En este caso es proporcionada por la llamada *figura de ruido* F . La figura de ruido indica la degradación en la relación señal a ruido conforme la señal se propaga en un sistema de comunicación.

La densidad espectral de la potencia total de ruido disponible a la salida del dispositivo es $S_{NO}(f)$, la densidad espectral de la potencia de ruido disponible debida a la fuente a la entrada del dispositivo es $S_{NS}(f)$, y $G(f)$ es la ganancia de potencia disponible del dispositivo de dos puertos; entonces, es posible expresar la figura de ruido del dispositivo como:

$$F = \frac{S_{NO}(f)}{G(f)S_{NS}(f)} \quad (20)$$

Una desventaja que presenta la figura de ruido es que al comparar dispositivos de bajo ruido, los valores obtenidos en su totalidad son próximos a la unidad, haciendo difícil su comparación. Por lo tanto, es preferible utilizar la temperatura de ruido equivalente cuando se vaya a realizar las comparaciones.

Si consideramos el dispositivo lineal, cuya resistencia de entrada está acoplada a la resistencia interna R de la fuente generadora de ruido, el valor cuadrático medio de este voltaje de ruido corresponde a $4kT\Delta f$, donde k es la constante de Boltzmann. En consecuencia, la potencia de ruido disponible a la entrada del dispositivo lineal es $N_{in} = kT\Delta f$, y N_D la potencia de ruido que aporta el

dispositivo lineal a la salida, definido como $N_D = GkT_e\Delta f$. Luego, la potencia total de ruido de salida es:

$$N_{out} = GN_{in} + N_D = Gk(T + T_e)\Delta f \quad (21)$$

La figura de ruido del dispositivo se expresa como:

$$F = \frac{N_{out}}{N_{out} - N_D} = \frac{T + T_e}{T} \Rightarrow T_e = T(F - 1) \quad (22)$$

Muchas veces resulta necesario, evaluar la figura de ruido de una conexión en serie de redes, para ello se puede expresar la temperatura equivalente total en “cascada” de cualquier número de redes mediante la formula de *Friis*:

$$T_e = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots \quad (23)$$

Si la ganancia de la primera etapa es elevada, la temperatura del ruido equivalente está controlada por la primera etapa. Esta es la función fundamental del amplificador de bajo ruido: dominar la temperatura del ruido equivalente.

2.2.1 Círculo de figura de ruido constante.

Las características de ruido para un sistema de dos puertos puede ser expresado por la siguiente fórmula [2]:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{opt}|^2 \quad (24)$$

F_{\min} = Mínimo factor de ruido del transistor cuando $Y_s = Y_{opt}$.

R_n = Resistencia de ruido equivalente del transistor.

G_s = Parte real de la admitancia de la fuente vista desde el transistor.

Y_s = Admitancia de la fuente vista desde el transistor $Y_s = G_s + iB_s = \frac{1}{Z_o} \frac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s}$.

Y_{opt} = Admitancia óptima de la fuente para mínimo figuras de ruido.

$$Y_{opt} = \frac{1}{Z_o} \frac{1 - \Gamma_{opt}}{1 + \Gamma_{opt}}$$

Sustituyendo la admitancia de la fuente y la admitancia óptima tenemos los siguientes:

$$|Y_s - Y_{opt}|^2 = \left| \frac{1}{Z_o} \frac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s} - \frac{1}{Z_o} \frac{1 - \Gamma_{opt}}{1 + \Gamma_{opt}} \right|^2 = \frac{1}{|Z_o|^2} \left| \frac{(1 - \Gamma_s)(1 + \Gamma_{opt}) - (1 - \Gamma_{opt})(1 + \Gamma_s)}{(1 + \Gamma_s)(1 + \Gamma_{opt})} \right|^2$$

$$|Y_s - Y_{opt}|^2 = \frac{1}{|Z_o|^2} \frac{|\cancel{1} - \Gamma_s + \Gamma_{opt} - \cancel{\Gamma_{opt}} \Gamma_s - \cancel{1} - \Gamma_s + \Gamma_{opt} + \cancel{\Gamma_{opt}} \Gamma_s|^2}{|1 + \Gamma_s|^2 |1 + \Gamma_{opt}|^2}$$

$$|Y_s - Y_{opt}|^2 = \frac{4}{|Z_o|^2} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{|1 + \Gamma_s|^2 |1 + \Gamma_{opt}|^2}$$

La parte de real de la admitancia de la fuente es igual a:

$$G_s = \text{Re}\{Y_s\} = \frac{1}{Z_o} \text{Re} \left\{ \frac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s} \right\}_{\Gamma_s = a + ib} = \frac{1}{Z_o} \frac{1 - a - ib}{1 + a + ib} \frac{1 + a - ib}{1 + a + ib}$$

$$G_s = \frac{1}{Z_o} \frac{1 - a - ib + a - a^2 - iab - ib - iab - b^2}{|1 + \Gamma_s|^2}$$

$$G_s = \frac{1}{Z_o} \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 + \Gamma_s|^2}$$

La ecuación 24 se puede expresar de la siguiente forma:

$$F = F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_o} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)|1 + \Gamma_s|^2}$$

ó

$$\frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)} = \frac{F - F_{\min}}{4\left(\frac{R_n}{Z_o}\right)} |1 + \Gamma_s|^2 = N \quad (25)$$

Donde N es el parámetro de figura de ruido. Se puede escribir la ecuación anterior de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} |\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2 &= N(1 - |\Gamma_s|^2) \\ (\Gamma_s - \Gamma_{opt})(\Gamma_s^* - \Gamma_{opt}^*) &= \Gamma_s \Gamma_s^* - (\Gamma_s \Gamma_{opt}^* + \Gamma_{opt} \Gamma_s^*) + \Gamma_{opt} \Gamma_{opt}^* = N - N|\Gamma_s|^2 \\ |\Gamma_s|^2 |\Gamma_s|^2 (1 + N) - (\Gamma_s \Gamma_{opt}^* + \Gamma_{opt} \Gamma_s^*) &= N - |\Gamma_{opt}|^2 \\ |\Gamma_s|^2 - \frac{(\Gamma_s \Gamma_{opt}^* + \Gamma_{opt} \Gamma_s^*)}{N + 1} + \frac{|\Gamma_{opt}|^2}{(N + 1)^2} &= \frac{N - |\Gamma_{opt}|^2}{N + 1} + \frac{|\Gamma_{opt}|^2}{(N + 1)^2} \\ \left| \Gamma_s - \frac{\Gamma_{opt}}{N + 1} \right|^2 &= \frac{N(N + 1) - N|\Gamma_{opt}|^2}{(N + 1)^2} \\ \left| \Gamma_s - \frac{\Gamma_{opt}}{N + 1} \right| &= \frac{\sqrt{N(N + 1) - N|\Gamma_{opt}|^2}}{(N + 1)} \quad (26) \end{aligned}$$

La ecuación 26 representan círculos en el plano complejo de Γ_s con centro y radio dado por las siguientes ecuaciones:

$$C_{NF} = \frac{\Gamma_{opt}}{N + 1} \quad (27)$$

$$R_{NF} = \frac{\sqrt{N(N + 1) - N|\Gamma_{opt}|^2}}{(N + 1)} \quad (28)$$

Con las ecuaciones 27 y 28 se puede trazar los círculos de figura de ruido constante en la carta de Smith. La selección el coeficiente de reflexión de la fuente Γ_s debe estar localizado en la circunferencia de estos círculos para el diseño del amplificador con el factor de ruido deseado.

2.3 Amplificador de potencia.

Existen diversas configuraciones de etapas de salida que se utilizan en amplificadores que manejan alta potencia, generalmente superior a 1W. Estas configuraciones son utilizadas cuando la eficiencia y la salida de potencia de un circuito amplificador son las consideraciones de interés. Las diversas clases de amplificadores de potencia se identifican por sus operaciones; es decir, clase A, B, C, D, E, F, G, H y S.

2.4 Estabilidad.

Cuando la señal reflejada desde un dispositivo es mayor que la señal incidente, se produce una ganancia por reflexión. Esto ocurre cuando el coeficiente de reflexión excede a la unidad. Las oscilaciones comienzan cuando el ruido térmico generado por un elemento pasivo se difunde hasta el elemento activo con coeficiente de reflexión mayor a uno; éstas serán reflejadas con mayor magnitud. Cuando el ruido reflejado alcance a la terminación pasiva, parte de éste será reflejado hacia el elemento activo. Este proceso se repite una y otra vez. Para una frecuencia específica, la potencia de ruido se incrementa mientras el proceso anterior perdure, produciendo el comienzo de las oscilaciones.

Para que una red de dos puertos sea incondicionalmente estable, se debe cumplir las siguientes inecuaciones:

$$|\Gamma_S| < 1 \quad (29)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (30)$$

$$|\Gamma_{in}| = \left| s_{11} + \frac{s_{21}s_{12}\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (31)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| s_{22} + \frac{s_{21}s_{12}\Gamma_S}{1-s_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (32)$$

La ecuación 31 se puede acomodar como:

$$\left| s_{11} + \frac{s_{22}s_{21}s_{12}\Gamma_L + (s_{21}s_{12} - s_{21}s_{12})}{s_{22}(1-s_{22}\Gamma_L)} \right| < 1$$

$$\left| \frac{s_{11}s_{22}(1-s_{22}\Gamma_L) + s_{22}s_{21}s_{12}\Gamma_L + (s_{12}s_{21} - s_{12}s_{21})}{s_{22}(1-s_{22}\Gamma_L)} \right| < 1$$

$$\left| \frac{1}{s_{22}} \left(\Delta + \frac{s_{21}s_{12}}{1-s_{22}\Gamma_L} \right) \right| < 1 \quad \text{donde} \quad (33)$$

$$\Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21} \quad (34)$$

$$1 - s_{22}\Gamma_L \Big|_{\Gamma_L=1} \rightarrow (1 - s_{22}) = 1 - |s_{22}| \exp(j\theta) = A \quad (35)$$

La ecuación 35 es una representación paramétrica de un círculo, esto puede verse vectorialmente como: el punto A corresponde a la suma de un vector fijo y un vector de longitud $|s_{22}|$, cuyo ángulo de inclinación θ varía desde $\theta=0$ a $\theta=2\pi$.

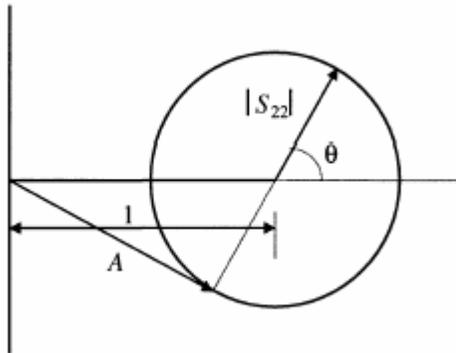


Figura N° 2. Representación grafica de (35).

La expresión $\frac{1}{1-|s_{22}|\exp(j\theta)}$ representa un círculo de radio r y con centro

localizado en d :

$$r = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1-|s_{22}|} - \frac{1}{1+|s_{22}|} \right) = \frac{|s_{22}|}{1-|s_{22}|^2}$$

$$d = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+|s_{22}|} + \frac{1}{1-|s_{22}|} \right) = \frac{1}{1-|s_{22}|^2}$$

La ecuación 33 puede escribirse de la siguiente manera:

$$\left| \frac{1}{s_{22}} \left(\Delta + s_{21}s_{12} \left\{ \frac{1+|s_{22}|\exp(j\theta)}{1-|s_{22}|^2} \right\} \right) \right| < 1$$

o también como

$$\left| \frac{1}{s_{22}} \left(\Delta + \frac{s_{21}s_{12}}{1-|s_{22}|^2} + s_{21}s_{12} \frac{|s_{22}|\exp(j\theta)}{1-|s_{22}|^2} \right) \right| < 1 \quad (36)$$

Usando la inecuación de Minkowski y aplicando a la inecuación 36

$$\left(\sum_{k=1}^n |a_k + b_k|^p \right)^{\frac{1}{p}} \leq \left(\sum_{k=1}^n |a_k|^p \right)^{\frac{1}{p}} + \left(\sum_{k=1}^n |b_k|^p \right)^{\frac{1}{p}}$$

$$\left| \frac{1}{s_{22}} \left(\Delta + \frac{s_{21}s_{12}}{1-|s_{22}|^2} + s_{21}s_{12} \frac{|s_{22}|\exp(j\theta)}{1-|s_{22}|^2} \right) \right| < 1$$

$$\frac{1}{|s_{22}|} \left| \Delta + \frac{s_{21}s_{12}}{1-|s_{22}|^2} \right| + \frac{|s_{21}s_{12}|}{1-|s_{22}|^2} < 1$$

o

$$\frac{1}{|s_{22}|} \left| \Delta + \frac{s_{21}s_{12}}{1-|s_{22}|^2} \right| < 1 - \frac{|s_{21}s_{12}|}{1-|s_{22}|^2} \quad (37)$$

El lado izquierdo de la inecuación anterior siempre es positivo. Ésta inecuación será satisfecha si cumple además, la siguiente inecuación:

$$1 - |s_{22}|^2 - |s_{21}s_{12}| > 0 \quad (38)$$

Similarmenete la condición de estabilidad de la ecuación 32 es válida si

$$1 - |s_{11}|^2 - |s_{21}s_{12}| > 0 \quad (39)$$

Sumando las inecuaciones 38 y 39.

$$2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - 2|s_{21}s_{12}| > 0$$

y operando resulta

$$2|s_{21}s_{12}| < 2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2$$

$$|\Delta| = |s_{11}s_{22} - s_{21}s_{12}| \leq |s_{11}s_{22}| + |s_{21}s_{12}|$$

$$2(|\Delta| - |s_{11}s_{22}|) < 2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2$$

$$|\Delta| < 1 - \frac{1}{2}(|s_{11}|^2 + |s_{22}|^2 - 2|s_{11}s_{22}|)$$

$$|\Delta| < 1 - \frac{1}{2}(|s_{11}| - |s_{22}|)^2 \Rightarrow |\Delta| < 1 \quad (40)$$

Multiplicando 38 y 39 se obtiene lo siguiente:

$$(1 - |s_{11}|^2 - |s_{21}s_{12}|)(1 - |s_{22}|^2 - |s_{21}s_{12}|) > 0$$

$$1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - 2|s_{21}s_{12}| + |s_{11}|^2|s_{22}|^2 + |s_{21}s_{12}|^2 + |s_{21}s_{12}|(|s_{11}|^2 + |s_{22}|^2) > 0$$

$$\xi = |s_{11}|^2|s_{22}|^2 + |s_{21}s_{12}|^2 + |s_{21}s_{12}|(|s_{11}|^2 + |s_{22}|^2)$$

$$\xi \leq |\Delta|^2$$

$$1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - 2|s_{21}s_{12}| + |\Delta|^2 > 0$$

$$\frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{21}s_{12}|} > 1$$

$$k = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{21}s_{12}|} > 1 \quad (41)$$

Cuando los parámetros s de un transistor satisfacen las ecuaciones 40 y 41, el mismo es estable para cualquier carga terminal e impedancia del generador. En consecuencia, se puede considerar que el transistor es incondicionalmente estable. Cuando una o ambas ecuaciones no se cumplen se dice que es condicionalmente estable, esto quiere decir que el transistor es estable para ciertos rangos de Γ_s y Γ_L . Se puede encontrar estas regiones con la ayuda de la carta de Smith.

Desde la ecuación de coeficiente de reflexión de entrada 31

$$|\Gamma_{in}| = \left| s_{11} + \frac{s_{21}s_{12}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L} \right| < 1$$

Buscando los valores de la frontera que representa la estabilidad de $|\Gamma_{in}| = 1$

$$|\Gamma_{in}| = \left| s_{11} + \frac{s_{21}s_{12}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L} \right| = 1$$

$$|s_{11}(1 - s_{22}\Gamma_L) + s_{21}s_{12}\Gamma_L| = |1 - s_{22}\Gamma_L|$$

$$|s_{11} - \Delta\Gamma_L| = |1 - s_{22}\Gamma_L|$$

$$|s_{11}|^2 + |\Delta|^2 |\Gamma_L|^2 - (\Delta\Gamma_L s_{11}^* + s_{11}\Delta^* \Gamma_L^*) = 1 + |s_{22}|^2 |\Gamma_L|^2 - (s_{22}\Gamma_L + s_{22}^* \Gamma_L^*)$$

$$|\Gamma_L|^2 (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) - \Gamma_L (s_{22} - \Delta s_{11}^*) - \Gamma_L^* (s_{22}^* - \Delta^* s_{11}) = |s_{11}|^2 - 1$$

$$\Gamma_L \Gamma_L^* - \frac{s_{22} - \Delta s_{11}^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \Gamma_L - \frac{s_{22}^* - \Delta^* s_{11}}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \Gamma_L^* = \frac{|s_{11}|^2 - 1}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$\Gamma_L \Gamma_L^* - \frac{s_{22} - \Delta s_{11}^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \Gamma_L - \frac{s_{22}^* - \Delta^* s_{11}}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \Gamma_L^* + \frac{|s_{22} - \Delta s_{11}^*|}{(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2} = \frac{|s_{11}|^2 - 1}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} + \frac{|s_{22} - \Delta s_{11}^*|}{(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2}$$

$$\left| \Gamma_L - \frac{(s_{22} - \Delta s_{11}^*)}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|^2 = \frac{(|s_{11}|^2 - 1)(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) + (s_{22} - \Delta s_{11}^*)(s_{22}^* - \Delta^* s_{11})}{(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2} =$$

$$\frac{|s_{11}|^2 |s_{22}|^2 - \cancel{|s_{22}|^2} - \cancel{|s_{11}|^2} |\Delta|^2 + |\Delta|^2 + \cancel{|s_{22}|^2} - \Delta s_{11}^* s_{22}^* - \Delta^* s_{11} s_{22} + \cancel{|s_{11}|^2} |\Delta|^2}{(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{|s_{11}|^2 |s_{22}|^2 + (s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21})(s_{11}^*s_{22}^* - s_{12}^*s_{21}^*) - s_{11}^*s_{22}^*(s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}) - s_{11}s_{22}(s_{11}^*s_{22}^* - s_{12}^*s_{21}^*)}{(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2} \\
& \frac{\cancel{|s_{11}|^2 |s_{22}|^2} + \cancel{|s_{11}|^2 |s_{22}|^2} + |s_{12}|^2 |s_{21}|^2 - \cancel{s_{11}s_{22}s_{12}^*s_{21}^*} - \cancel{s_{12}s_{21}s_{11}^*s_{22}^*}}{(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2} + \\
& + \frac{-\cancel{|s_{11}|^2 |s_{22}|^2} + \cancel{s_{11}s_{22}s_{12}^*s_{21}^*} - \cancel{|s_{11}|^2 |s_{22}|^2} + \cancel{s_{12}s_{21}s_{11}^*s_{22}^*}}{(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2} \\
& \left| \Gamma_L - \frac{(s_{22} - \Delta s_{11}^*)^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|^2 = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|^2 \tag{42}
\end{aligned}$$

La ecuación anterior es un círculo en el plano complejo con centro y radio igual a:

$$C_L = \frac{(s_{22} - \Delta s_{11}^*)^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \tag{43}$$

$$R_L = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \tag{44}$$

Este círculo representa todo los puntos del coeficiente de reflexión de entrada igual a 1. Cuando $\Gamma_L = 0$ (terminación acoplada), entonces $\Gamma_{in} = s_{11}$. El centro de la carta de Smith representa los puntos estables cuando $|s_{11}|$ es menor que uno, e inestable cuando $|s_{11}|$ es mayor a uno. Si $\Gamma_L = 0$ y Γ_{in} esta localizado fuera del círculo de estabilidad, entonces todos los puntos fuera de él son estables. Si $\Gamma_L = 0$ y Γ_{in} está localizado dentro del círculo de estabilidad, entonces todos los puntos dentro de la región son estables.

Similarmente se puede demostrar el círculo de estabilidad de la fuente, a partir de la inecuación 32:

$$C_S = \frac{(s_{11} - \Delta s_{22}^*)^*}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (45)$$

$$R_S = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (46)$$

2.5 Gráfica de señal de flujo.

Esta técnica es conveniente para representar y analizar las ondas de transmisión y reflexión de un amplificador para microondas. Con esta técnica se puede obtener ganancia en potencia o voltaje, utilizando la regla de Mason que relaciona las diferentes variables del sistema.

2.5.1 Fuente de voltaje.

Considere una fuente de voltaje ideal $E_S \angle 0^\circ$ en serie con una impedancia de fuente Z_S (la figura 3.a), que es un mono puerto con voltaje y corriente de puerto igual a V_S e I_S , respectivamente. Se asume que las ondas incidentes y reflejadas son a_S y b_S , respectivamente, y la impedancia característica es Z_o . Utilizando análisis de redes, se determina que V_S en forma de ondas:

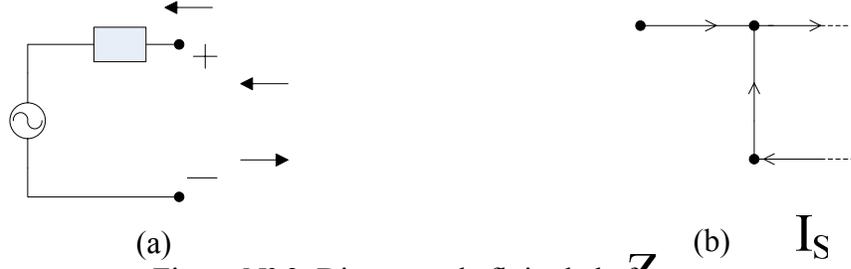


Figura N° 3. Diagrama de flujo de la fuente.

$$V_S = V_S^{in} + V_S^{ref} = E_S + Z_S I_S = E_S + Z_S (I_S^{in} + I_S^{ref})$$

$$V_S = V_S^{in} + V_S^{ref} = E_S + Z_S \left(\frac{V_S^{in} - V_S^{ref}}{Z_o} \right)$$

$$Z_o V_S^{in} + Z_o V_S^{ref} = Z_o E_S + Z_S V_S^{in} - Z_S V_S^{ref}$$

$$V_S^{ref} (Z_o + Z_S) = Z_o E_S - (Z_o - Z_S) V_S^{in}$$

$$V_S^{ref} = \frac{Z_o}{Z_o + Z_S} E_S - \left(\frac{Z_o - Z_S}{Z_o + Z_S} \right) V_S^{in}$$

$$\frac{V_S^{ref}}{\sqrt{2Z_o}} = \frac{Z_o}{Z_o + Z_S} \frac{E_S}{\sqrt{2Z_o}} - \left(\frac{Z_o - Z_S}{Z_o + Z_S} \right) \frac{V_S^{in}}{\sqrt{2Z_o}}$$

$$b_S = b_G + \Gamma_S a_S$$

a_S

V_S

b_S

(47)

Donde $\Gamma_S = \frac{Z_o - Z_S}{Z_o + Z_S}$

2.5.2 Elemento pasivo.

La impedancia de carga Z_L (figura 4.a) se puede representar como una red de un solo puerto con voltaje y corriente de puerto igual a V_L e I_L respectivamente y con impedancia característica Z_o .



Figura N° 4. Diagrama de flujo la impedancia de carga

$$\begin{aligned}
 V_L &= V_L^{in} + V_L^{ref} = Z_L I_L = Z_L (I_L^{in} + I_L^{ref}) \\
 V_L &= V_L^{in} + V_L^{ref} = Z_L \frac{V_L^{in} - V_L^{ref}}{Z_o} \\
 V_L^{ref} (Z_L + Z_o) &= (Z_L - Z_o) V_L^{in} \\
 V_L^{ref} &= \left(\frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \right) V_L^{in} = \Gamma_L V_L^{in} \\
 \frac{V_L^{ref}}{\sqrt{2Z_o}} &= \left(\frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \right) \frac{V_L^{in}}{\sqrt{2Z_o}} \\
 b_L &= \Gamma_L a_L
 \end{aligned}
 \tag{48}$$

Donde $\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}$

2.5.3 Ecuaciones de ganancia de potencias.

En los diseños de amplificadores para microondas se usan varias ecuaciones para la ganancia de potencia.

- Ganancia de potencia transductor (*Transducer power gain*).

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{\text{Potencia entregado a la carga}}{\text{Potencia disponible de la fuente}}$$

- Ganancia de potencia de operación (*Operating power gain*).

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{\text{Potencia entregado a la carga}}{\text{Potencia a la entrada del circuito}}$$

- Ganancia de potencia disponible (*Available power gain*).

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{avs}} = \frac{\text{Potencia dispodible de la red}}{\text{Potencia disponible de la fuente}}$$

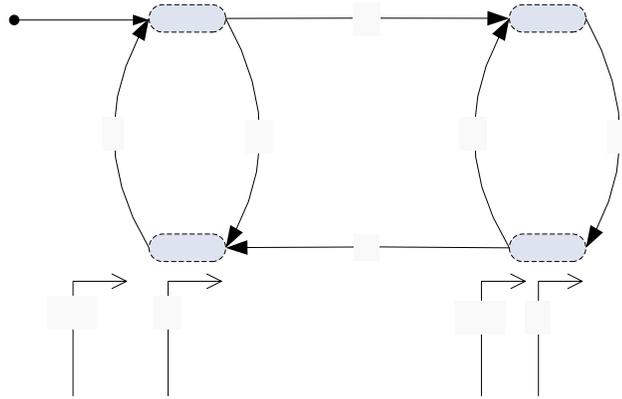


Figura N° 5. Diferentes definiciones de potencia.

El cuadrado de las magnitudes de la onda incidente y onda reflejada representa la potencia. La potencia entregada a una carga es igual a diferencia del incidente y la reflejada.

$$P_L = |a_L|^2 - |b_L|^2 = |a_L|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (49)$$

La potencia disponible desde la fuente esta definida como la potencia entregada por la fuente cuando la carga esta acoplada ($\Gamma_L = \Gamma_s^*$).

$$P_{avs} = |b_s|^2 - |a_s|^2 = \frac{|b_G|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} \quad (50)$$

Entonces la ganancia de potencia transductor es:

$$G_T = \frac{|b_2|^2}{|b_G|^2} (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_s|^2) \quad (51)$$

P_{AVS} P_{in}

Se puede aplicar las reglas de Mason para determinar el valor de $|b_2|^2 / |b_G|^2$, en figura N° 5 muestra que hay una ganancia directa y tres lazos cerrados de ganancia.

$$\frac{b_2}{b_G} = \frac{P_1}{1 - (L_1 + L_2 + L_3) + L_1 L_2} \quad (52)$$

$$\frac{b_2}{b_G} = \frac{s_{21}}{1 - (s_{11}\Gamma_S + s_{22}\Gamma_L + s_{21}\Gamma_L s_{12}\Gamma_S) + s_{11}\Gamma_S s_{22}\Gamma_L}$$

$$G_T = \frac{|s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - (s_{11}\Gamma_S + s_{22}\Gamma_L + s_{21}\Gamma_L s_{12}\Gamma_S) + s_{11}\Gamma_S s_{22}\Gamma_L|^2} \quad (53)$$

Simplificando la ecuación 53

$$G_T = \frac{|s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_S|^2)}{|(1 - s_{11}\Gamma_S)(1 - s_{22}\Gamma_L) - s_{21}\Gamma_S s_{12}\Gamma_L|^2}$$

$$G_T = \frac{|s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_S|^2)}{\left| (1 - s_{22}\Gamma_L) \left(1 - s_{11}\Gamma_S - \frac{s_{21}s_{12}\Gamma_L\Gamma_S}{1 - s_{22}\Gamma_L} \right) \right|^2} \quad \Gamma_{in} = s_{11} + \frac{s_{21}s_{12}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L}$$

$$G_T = \frac{|s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_S|^2)}{|(1 - s_{22}\Gamma_L)(1 - \Gamma_{in}\Gamma_S)|^2}$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} |s_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - s_{22}\Gamma_L|^2} \quad (54)$$

La potencia de entrada del circuito es igual a $P_{in} = |a_1|^2 - |b_1|^2 = |a_1|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2)$ entonces la ganancia de potencia de operación es igual a:

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|b_2|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|a_1|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2)} \quad (55)$$

Para encontrar b_2/a_1 aplicamos las reglas de Mason. Con la fuente desconectada se observa que tiene una sola ganancia directa y un solo lazo cerrado de ganancia.

$$\frac{b_2}{a_1} = \frac{s_{21}}{1 - s_{22}\Gamma_L} \quad (56)$$

Sustituyendo la ecuaciones 56 en la ecuación 55

$$G_P = \frac{1}{1 - |\Gamma_{in}|^2} |s_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - s_{22}\Gamma_L|^2} \quad (57)$$

La máxima potencia disponible de una red hacia una carga, ocurre cuando el coeficiente de reflexión de la carga es el complejo conjugado del coeficiente de reflexión de la salida de la red.

$$P_{AVN} = P_L \Big|_{\Gamma_L = \Gamma_{out}^*} = |b_2|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) = |b_2|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)$$

entonces:

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{avs}} = \frac{|b_2|^2}{|b_G|^2} (1 - |\Gamma_{out}|^2) (1 - |\Gamma_S|^2) \quad (58)$$

Aplicando las reglas de Mason para encontrar b_2/b_G .

$$\begin{aligned} \frac{b_2}{b_G} &= \frac{s_{21}}{1 - (s_{11}\Gamma_S + s_{22}\Gamma_L + s_{21}\Gamma_L s_{12}\Gamma_S) + s_{11}\Gamma_S s_{22}\Gamma_L} \\ \frac{b_2}{b_G} &= \frac{s_{21}}{(1 - s_{11}\Gamma_S)(1 - \Gamma_L \Gamma_{out})} \\ \frac{b_2}{b_G} \Big|_{\Gamma_L = \Gamma_{out}^*} &= \frac{s_{21}}{(1 - s_{11}\Gamma_S)(1 - |\Gamma_{out}|^2)} \end{aligned} \quad (59)$$

Sustituyendo la ecuación 59 en la ecuación 58 para obtener la ganancia de potencia disponible

$$G_A = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-s_{11}\Gamma_S|^2} |s_{21}|^2 \frac{1}{|1-s_{11}\Gamma_S|^2} \quad (60)$$

2.5.3.1 Círculos de ganancia constante.

La ganancia de operación o disponible, es aprovechada por su simplicidad para desarrollar estos círculos de ganancia constante (58), a continuación se deduce los detalles de los parámetros de los círculos:

$$G_p = \frac{(1-|\Gamma_L|^2)|s_{21}|^2}{|1-s_{22}\Gamma_L|^2(1-|\Gamma_{in}|^2)} = \frac{(1-|\Gamma_L|^2)|s_{21}|^2}{|1-s_{22}\Gamma_L|^2 \left(1 - \left|\frac{s_{11}-\Delta\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L}\right|^2\right)} = |s_{21}|^2 g_p$$

$$g_p = \frac{(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-s_{22}\Gamma_L|^2 - |s_{11}-\Delta\Gamma_L|^2}$$

$$g_p = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{1-s_{22}\Gamma_L - s_{22}^*\Gamma_L^* + |s_{22}\Gamma_L|^2 - |s_{11}|^2 + s_{11}\Delta^*\Gamma_L^* + s_{11}^*\Delta\Gamma_L - |\Delta\Gamma_L|^2}$$

$$g_p = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{1-|s_{11}|^2 - \Gamma_L(s_{22}-s_{11}^*\Delta) - \Gamma_L^*(s_{22}^*-s_{11}\Delta^*) + |\Gamma_L|^2(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \Big|_{\Gamma_L=U_L+jV_L}$$

$$g_p = \frac{1-U^2-V^2}{1-|s_{11}|^2 - (U+jV)(s_{22}-s_{11}^*\Delta) - (U-jV)(s_{22}^*-s_{11}\Delta^*) + (U^2+V^2)(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2)}$$

$$g_p \left\{ 1-|s_{11}|^2 - U[(s_{22}-s_{11}^*\Delta) + (s_{22}^*-s_{11}\Delta^*)] - jV[(s_{22}-s_{11}^*\Delta) - (s_{22}^*-s_{11}\Delta^*)] \right. \\ \left. + (U^2+V^2)(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right\} = 1-U^2-V^2$$

Agrupando variables comunes:

$$\left\{ U^2 \left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right] - U g_p \left[(s_{22} - s_{11}^* \Delta) + (s_{22}^* - s_{11} \Delta^*) \right] + \right. \\ \left. V^2 \left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right] - j V g_p \left[(s_{22} - s_{11}^* \Delta) - (s_{22}^* - s_{11} \Delta^*) \right] \right\} = 1 - g_p (1 - |s_{11}|^2)$$

$$\left\{ U^2 - U \frac{2 g_p \operatorname{Re}(C^*)}{\left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right]} + V^2 - V \frac{2 g_p \operatorname{Im}(C^*)}{\left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right]} \right\} \\ = \frac{1 - g_p (1 - |s_{11}|^2)}{\left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right]} \quad \text{donde } C = s_{22} - s_{11}^* \Delta$$

$$U^2 - U \frac{2 g_p \operatorname{Re}(C^*)}{\left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right]} + \left(\frac{g_p \operatorname{Re}(C^*)}{\left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right]} \right)^2 + \\ V^2 - V \frac{2 g_p \operatorname{Im}(C^*)}{\left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right]} + \left(\frac{g_p \operatorname{Im}(C^*)}{\left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right]} \right)^2 = \\ \frac{1 - g_p (1 - |s_{11}|^2)}{\left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right]} + \frac{g_p^2 |C^*|^2}{\left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right]^2}$$

$$\left[U - \frac{g_p \operatorname{Re}(C^*)}{\left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right]} \right]^2 + \left[V - \frac{g_p \operatorname{Im}(C^*)}{\left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right]} \right]^2 = \\ \frac{\left[1 - g_p (1 - |s_{11}|^2) \right] \left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right] + g_p^2 |C^*|^2}{\left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right]^2} = \\ \frac{1 - g_p (1 - |s_{11}|^2) + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) - g_p^2 (1 - |s_{11}|^2) (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) + g_p^2 |C^*|^2}{\left[1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right]^2}$$

$$\frac{1 - g_p \left(1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2\right) - g_p^2 \left(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2 - |s_{11}|^2 |s_{22}|^2 + |s_{11}|^2 |\Delta|^2\right) + g_p^2 |C^*|^2}{\left[1 + g_p \left(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2\right)\right]^2} =$$

$$\frac{1 - 2g_p k |s_{12}s_{21}|}{\left[1 + g_p \left(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2\right)\right]^2} + \frac{A}{\left[1 + g_p \left(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2\right)\right]^2}$$

donde

$$A = -g_p^2 \left(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2 - |s_{11}|^2 |s_{22}|^2 + |s_{11}|^2 |\Delta|^2\right) + g_p^2 \left(\overbrace{|C^*|^2}^{|C^*|^2} \right. \\ \left. |s_{22}|^2 - s_{11}s_{22}\Delta^* - s_{11}^*s_{22}^*\Delta + |s_{11}|^2 |\Delta|^2 \right)$$

$$A = g_p^2 \left(|\Delta|^2 + |s_{11}|^2 |s_{22}|^2 - s_{11}s_{22}\Delta^* - s_{11}^*s_{22}^*\Delta \right)$$

$$A = g_p^2 \left\{ \overbrace{|s_{11}|^2 |s_{22}|^2 - s_{11}s_{22}s_{21}^*s_{12}^* + s_{11}^*s_{22}^*s_{21}s_{12} + |s_{11}|^2 |s_{22}|^2 + |s_{11}|^2 |s_{22}|^2}^{|\Delta|^2} \right.$$

$$\left. - s_{11}s_{22} \left(\overbrace{s_{11}^*s_{22}^* + s_{21}^*s_{12}^*}^{\Delta^*} \right) - s_{11}^*s_{22}^* \left(\overbrace{s_{11}s_{22} + s_{21}s_{12}}^{\Delta} \right) \right\}$$

$$A = g_p^2 \left\{ \cancel{|s_{11}|^2 |s_{22}|^2} - \cancel{s_{11}s_{22}s_{21}^*s_{12}^*} + \cancel{s_{11}^*s_{22}^*s_{21}s_{12}} + |s_{21}|^2 |s_{12}|^2 + \cancel{|s_{11}|^2 |s_{22}|^2} + \right.$$

$$\left. - \cancel{|s_{11}|^2 |s_{22}|^2} + \cancel{s_{11}s_{22}s_{21}^*s_{12}^*} - \cancel{|s_{11}|^2 |s_{22}|^2} - \cancel{s_{11}^*s_{22}^*s_{21}s_{12}} \right\}$$

$$A = g_p^2 |s_{21}s_{12}|^2$$

Sustituyendo se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\left[U - \frac{g_p \operatorname{Re}(C^*)}{\left[1 + g_p \left(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2\right)\right]} \right]^2 + \left[V - \frac{g_p \operatorname{Im}(C^*)}{\left[1 + g_p \left(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2\right)\right]} \right]^2 =$$

$$\frac{1 - 2g_p k |s_{12}s_{21}| + g_p^2 |s_{21}s_{12}|^2}{\left[1 + g_p \left(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2\right)\right]^2}$$

Donde el centro C_p y radio R_p son

$$G_p = |s_{21}|^2 g_p \quad (61)$$

$$C_p = \sqrt{U_p^2 + V_p^2} = \frac{g_p C^*}{\left|1 + g_p \left(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2\right)\right|} \quad (62)$$

$$C = s_{22} - s_{11}^* \Delta$$

$$R_p = \frac{\sqrt{1 - 2g_p k |s_{12}s_{21}| + g_p^2 |s_{21}s_{12}|^2}}{1 + g_p \left(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2\right)} \quad (63)$$

Para $R_p = 0$ y despejando g_p , donde representa el máximo valor.

$$R_p = \frac{\sqrt{1 - 2g_p k |s_{12}s_{21}| + g_p^2 |s_{21}s_{12}|^2}}{1 + g_p \left(|s_{22}|^2 - |\Delta|^2\right)} = 0$$

$$g_{p,\max} = \frac{2k |s_{12}s_{21}| - \sqrt{(2k |s_{12}s_{21}|)^2 - 4 |s_{21}s_{12}|^2}}{2 |s_{21}s_{12}|^2}$$

$$g_{p,\max} = \frac{k - \sqrt{k^2 - 1}}{|s_{21}s_{12}|} \quad (64)$$

Sustituyendo la ecuación 64 en la 61 tenemos la ganancia estable:

$$G_{p,\max} = \frac{|s_{21}|}{|s_{12}|} \left(k - \sqrt{k^2 - 1}\right) \quad (65)$$

Donde $G_{\max} = \frac{|s_{21}|}{|s_{12}|}$ es igual a la máxima ganancia estable cuando $k=1$

La derivación de los círculos de ganancia disponible es de manera similar, se pueden representar por las siguientes ecuaciones:

$$G_A = |s_{21}|^2 g_A \quad (66)$$

$$C_A = \frac{g_A C^*}{\left| 1 + g_A (|s_{11}|^2 - |\Delta|^2) \right|} \quad (67)$$

$$C = s_{11} - s_{22}^* \Delta$$

$$R_A = \frac{\sqrt{1 - 2g_A k |s_{12}s_{21}| + g_A^2 |s_{21}s_{12}|^2}}{1 + g_A (|s_{11}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (68)$$

$$G_{A,\max} = \frac{|s_{21}|}{|s_{12}|} \left(k - \sqrt{k^2 - 1} \right) \quad (69)$$

CAPÍTULO III

DISEÑO DE LOS AMPLIFICADORES

En los diseños de amplificadores para microondas habitualmente se usan los parámetros s . Las consideraciones más importantes para el diseño de transistores son la estabilidad, ganancia de potencia, ancho de banda, ruido y de alimentación DC. Los diseños habitualmente comienzan con las especificaciones requeridas y, posteriormente, la selección adecuada del transistor. En éste, por razones de disponibilidad, primero se partió de los transistores que estaban disponibles en el mercado al detal.

3.1 Cálculo del ancho de las líneas de transmisión (w).

En los dispositivos de microondas la impedancia característica generalmente es real y de 50Ω . Para simplificar las dimensiones del diseño las líneas de transmisión a calcular son de 50Ω , evitando el uso de acopladores $\lambda/4$.

El sustrato a utilizar en este proyecto es el GIL GML serie 1000 (*High frequency laminate*), con una altura de 0,762mm y la constante dieléctrica es 3,2@2,5GHz.

Para calcular el ancho de las líneas de microstrip utilizaremos las ecuaciones

11:

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} & A > 1,52 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right] & A \leq 1,52 \end{cases}$$

$$A = \frac{Z_o}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,2 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad B = \frac{377\pi}{2Z_o\sqrt{\epsilon_r}}$$

Donde,

$$A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{3,2+1}{2}} + \frac{3,2-1}{3,2+1} \left(0,2 + \frac{0,11}{3,2} \right) = 1,33$$

Como A es menor a 1,3 necesitamos B para determinar el ancho del microstrip.

$$B = \frac{377\pi}{2 \cdot 50 \sqrt{3,2}} = 6,6208$$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ 6,6208 - 1 - \ln(2 \cdot 6,6208 - 1) + \frac{3,2-1}{2 \cdot 3,2} \left[\ln(6,6208) + 0,39 - \frac{0,61}{3,2} \right] \right\}$$

$$\frac{w}{h} = 2,441$$

$$w = 2,441 \cdot 0,762 = 1,86mm$$

El laboratorio no cuenta con las mechas para lograr la resolución de 0,01mm, por tanto, se debe calcular impedancia característica para un rango entre 1,8mm y 1,9mm. Las siguientes ecuaciones son para calcular la impedancia característica en función del ancho de la línea de transmisión.

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0,5}$$

$$Z_o = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1,393 + 0,677 \ln \left(\frac{w}{h} + 1,444 \right) \right\}^{-1}$$

Para $w = 1,8mm$

$$\varepsilon_{re} = \frac{3,2+1}{2} + \frac{3,2-1}{2} \left(1 + 12 \frac{0,762}{1,8} \right)^{-0,5} = 2,5461$$

$$Z_o = \frac{120\pi}{\sqrt{3,3194}} \left\{ \frac{1,8}{0,762} + 1,393 + 0,677 \ln \left(\frac{1,8}{0,762} + 1,444 \right) \right\}^{-1} = 50,69\Omega$$

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_{re}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2,4 \cdot 10^9 \sqrt{2,5461}} = 78,33mm$$

Para $w = 1,9mm$

$$\varepsilon_{re} = \frac{3,2+1}{2} + \frac{3,2-1}{2} \left(1 + 12 \frac{0,762}{1,9} \right)^{-0,5} = 2,5562$$

$$Z_o = \frac{120\pi}{\sqrt{3,3381}} \left\{ \frac{1,5}{0,762} + 1,393 + 0,677 \ln \left(\frac{1,5}{0,762} + 1,444 \right) \right\}^{-1} = 48,97\Omega$$

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_{re}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2,4 \cdot 10^9 \sqrt{2,5562}} = 78,18mm$$

La impedancia característica y la longitud de onda están entre estos valores.

3.2 Amplificador de bajo ruido (LNA).

En el diseño de un receptor, es crítico contar en la primera etapa amplificadora, con características de alta ganancia y bajo ruido, para tener un buen rendimiento del sistema en conjunto. El dispositivo que cumple con éstas características, es el amplificador de bajo ruido (LNA). Para este diseño, que consiste en un amplificador de bajo ruido, se utilizó un transistor de la marca *Infineon* modelo BPF420 NPN.

3.2.1 Características del BPF420 NPN de *Infineon*.

- Transistor de alta ganancia con bajo ruido.
- Estabilidad para frecuencias menores de 10GHz.
- Ancho de banda de ganancia unitaria $f_T = 25 \text{ GHz}$.
- Figura de ruido: $F = 1,19 \text{ dB@}2,4 \text{ GHz}$.
- Ganancia estable $G_{ms} = 17 \text{ dB@}2,4 \text{ GHz}$.

3.2.2 Punto de operación.

La escogencia del punto de operación se realiza de acuerdo a la figura N° 6. Con el análisis de la siguiente figura, se puede concluir que para una corriente de $I_c = 4 \text{ mA}$ se tiene como valor aceptable la figura de ruido para la frecuencia de 2,4GHz

En el momento del diseño y montaje no se disponía de los componentes necesarios para alcanzar la corriente del colector deseada de $4mA$ con $V_{CE}=2V$. Experimentalmente, se consiguió una corriente de $4mA$ con un voltaje $V_{CE}=3V$ como punto de operación.

Noise figure $F = f(I_C)$

$V_{CE} = 2V, Z_S = Z_{Sopt}$

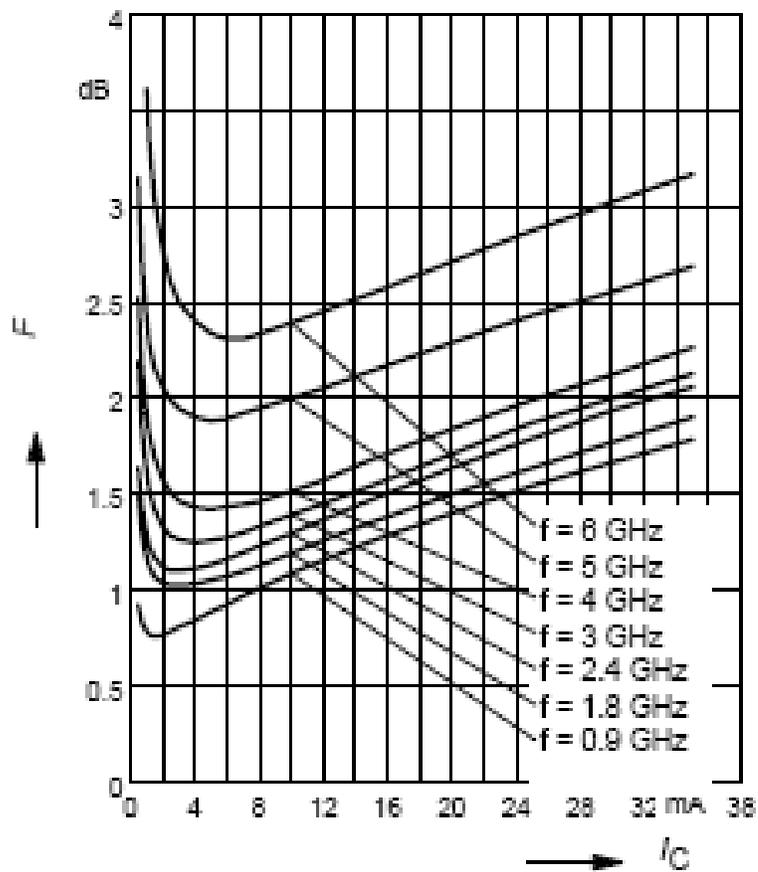


Figura N° 6. Figura de ruido $F = f(I_C)$.

Los parámetros s y la figura de ruido del transistor a 2,4Ghz con $V_{CE} = 3V$, $I_C = 4mA$, suministrado por el fabricante son las siguientes:

$$\begin{aligned} s_{11} &= (0,4694 \angle -154,4^\circ) & s_{12} &= (0,0848 \angle 41,0^\circ) \\ s_{21} &= (4,242 \angle 76,5^\circ) & s_{22} &= (0,4244 \angle -57,9^\circ) \\ F_{\min} &= 1,19dB & \Gamma_{\text{opt}} &= (0,20 \angle 109^\circ) & \frac{r_n}{50} &= 0,14 \end{aligned}$$

Con estos datos, provenientes de hoja de especificaciones [3], se puede determinar los círculos de estabilidad, los círculos de figura de ruido y de ganancia constante que son los parámetros necesarios para el diseño.

3.2.3 Estudio de la estabilidad.

Para que el transistor sea incondicionalmente estable debe cumplir con las inecuaciones 40 y 41:

$$k = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{21}s_{12}|} > 1$$

$$|\Delta| = |s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}| < 1$$

$$\Delta = (0,4694 \angle -154,4^\circ)(0,4244 \angle -57,9^\circ) - (0,0848 \angle 41,0^\circ)(4,242 \angle 76,5^\circ)$$

$$\Delta = (0,2126 \angle -90,61^\circ) \Rightarrow |\Delta| = 0,2126$$

$$k = \frac{1 - |0,4405|^2 - |0,3901|^2 + |0,2228|^2}{2(0,0826)(4,516)} = 0,8961$$

El transistor es potencialmente inestable debido a que no cumple la primera condición de $k > 1$. Pero, un dispositivo activo potencialmente inestable puede ser utilizado como amplificador, evitando las regiones de inestabilidad en las terminaciones de las cargas y fuente.

3.2.4 Círculo de estabilidad para 2,4 GHz.

En las siguientes ecuaciones se muestra los círculos de estabilidad de entrada y salida (43-46):

$$C_L = \frac{(s_{22} - \Delta s_{11}^*)^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \qquad C_S = \frac{(s_{11} - \Delta s_{22}^*)^*}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$R_L = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \qquad R_S = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

$$C_L = \frac{(s_{22} - \Delta s_{11}^*)^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$C_L = \frac{\left((0,4244 \angle -57,9^\circ) - (0,2126 \angle -90,61^\circ)(0,4694 \angle -154,4^\circ)^* \right)^*}{\left| (0,4244 \angle -57,9^\circ) \right|^2 - \left| (0,2126 \angle -90,61^\circ) \right|^2}$$

$$C_L = 3,59 \angle 68^\circ$$

$$R_L = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

$$R_L = \left| \frac{(0,0848 \angle 41,0^\circ)(4,242 \angle 76,5^\circ)}{\left| (0,4244 \angle -57,9^\circ) \right|^2 - \left| (0,2126 \angle -90,61^\circ) \right|^2} \right| = 2,66$$

$$C_S = \frac{(s_{11} - \Delta s_{22}^*)^*}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$C_S = \frac{\left((0,4694 \angle -154,4^\circ) - (0,2126 \angle -90,61^\circ)(0,4244 \angle -57,9^\circ)^* \right)^*}{\left| (0,4694 \angle -154,4^\circ) \right|^2 - \left| (0,2126 \angle -90,61^\circ) \right|^2}$$

$$C_S = 2,9835 \angle 162,85^\circ$$

$$R_S = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

$$R_S = \left| \frac{(0,0848 \angle 41,0^\circ)(4,242 \angle 76,5^\circ)}{\left| (0,4694 \angle -154,4^\circ) \right|^2 - \left| (0,2126 \angle -90,61^\circ) \right|^2} \right| = 2,054$$

A continuación se muestra los parámetros de los círculos de estabilidad de la carga y de la fuente:

$$C_L = \frac{(s_{22} - \Delta s_{11}^*)^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} = 3,59 \angle 68^\circ$$

$$C_S = \frac{(s_{11} - \Delta s_{22}^*)^*}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} = 2,9835 \angle 162,85^\circ$$

$$R_L = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = 2,66$$

$$R_S = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = 2,054$$

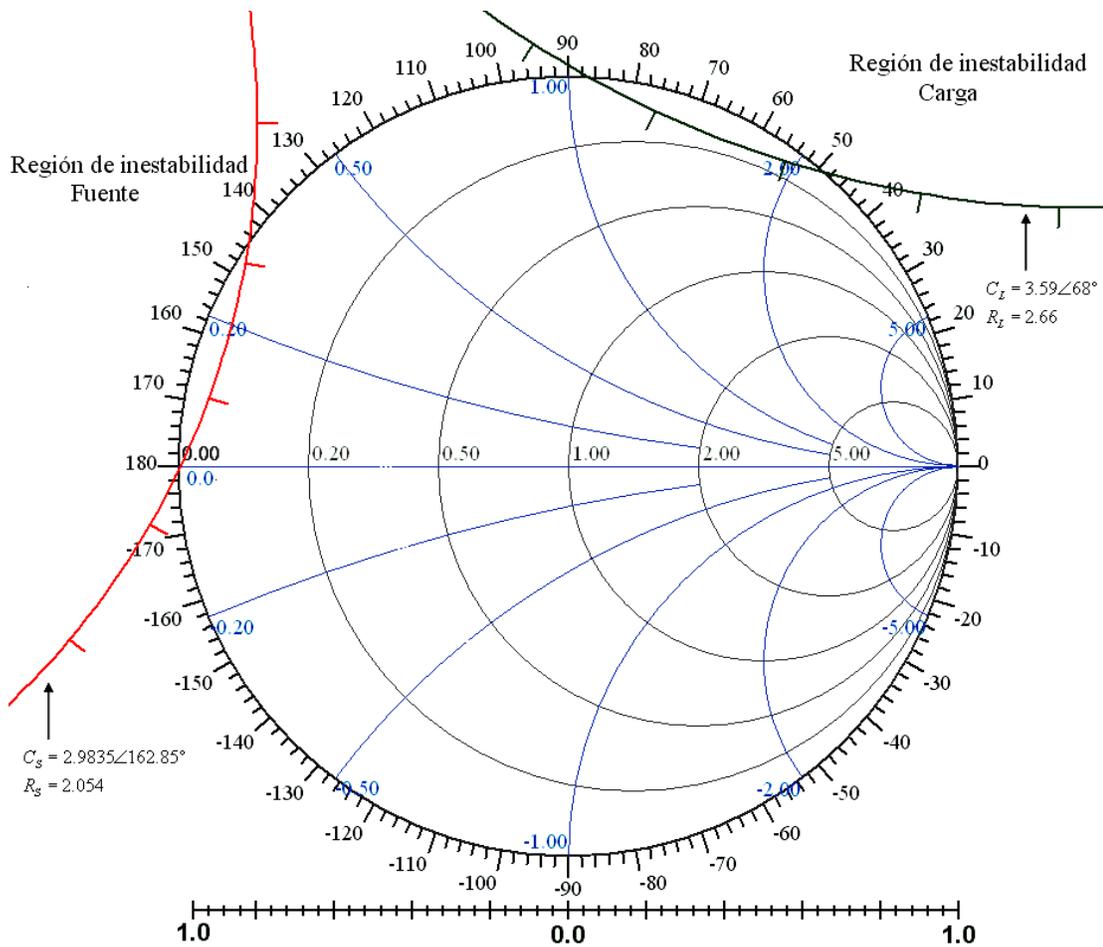


Figura N° 7. Círculos de estabilidad de la fuente y de la carga (LNA).

De la figura N° 7 se observa que los círculos de estabilidad de la fuente y de la carga se interceptan con $r = 0$ de la carta de Smith. La región de inestabilidad se encuentra dentro de los círculos, por lo tanto, casi todos los coeficiente de reflexión en esta carta son estables, salvo la región de intercepción de la carta de Smith con los círculos de inestabilidad.

3.2.5 Figura de ruido y ganancia.

La figura de ruido mínimo del transistor para el punto de operación, es suministrada por el fabricante y en nuestro caso es de 1,19dB. La ganancia constante y la figura de ruido son proporcionalmente directas, para no tener un círculo de ganancia constante pequeño, se escoge una figura de ruido igual a 1,3dB. Se tiene el siguiente círculo para esta figura de ruido (ecuación 25, 27,28):

$$C_F = \frac{\Gamma_{opt}}{1 + N_i} \quad R_{NF} = \frac{1}{1 + N_i} \sqrt{N_i^2 + N_i (1 - |\Gamma_{opt}|^2)}$$

$$N_i = \frac{F_i - F_{min}}{4r_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2$$

$$N_i = \frac{1,3489 - 1,3152}{4(0,14)} |1 + (0,20 \angle 109^\circ)|^2 = 0,05481$$

$$C_F = \frac{(0,20 \angle 109^\circ)}{1 + 0,05481} = 0,1896 \angle 109^\circ$$

$$R_{NF} = \frac{1}{1 + 0,05481} \sqrt{0,05481^2 + 0,05481(1 - 0,2^2)} = 0,2235$$

Los círculos de ganancia constante disponible y los círculos de figura de ruido dependen del coeficiente de reflexión de la fuente. Ahora bien, debemos buscar un círculo de ganancia constante disponible que sea tangente al círculo de figura de ruido deseado. Las ecuaciones (66-69) de los círculos de ganancia disponible son:

$$G_A = |s_{21}|^2 g_A$$

$$C_A = \frac{g_A C^*}{|1 + g_A (|s_{11}|^2 - |\Delta|^2)|}$$

$$C = s_{11} - s_{22}^* \Delta$$

$$R_A = \frac{\sqrt{1 - 2g_A k |s_{12}s_{21}| + g_A^2 |s_{21}s_{12}|^2}}{1 + g_A (|s_{11}|^2 - |\Delta|^2)}$$

$$G_{A,\max} = \frac{|s_{21}|}{|s_{12}|}$$

La máxima ganancia estable del transistor es $G_{\max} = \frac{|s_{21}|}{|s_{12}|} = 50$ ó 16,99dB.

Para una ganancia de 15dB se tiene el siguiente círculo:

$$g_A = \frac{G_A}{|s_{21}|^2} = \frac{10^{\frac{15}{10}}}{|(4,242 \angle 76,5^\circ)|^2} = 1,7573$$

$$C = s_{11} - s_{22}^* \Delta = (0,4694 \angle -154,4^\circ) - (0,4244 \angle -57,9^\circ)^* (0,2126 \angle -90,61^\circ)$$

$$C = (0,5224 \angle -162,85^\circ)$$

$$C_A = \frac{g_A C^*}{|1 + g_A (|s_{11}|^2 - |\Delta|^2)|}$$

$$C_A = \frac{1,7573 (0,5224 \angle -162,85^\circ)^*}{|1 + 1,7573 (|0,4694|^2 - |0,2126|^2)|} = 0,702 \angle 165,66^\circ$$

$$R_A = \frac{\sqrt{1 - 2g_A k |s_{12}s_{21}| + g_A^2 |s_{21}s_{12}|^2}}{1 + g_A (|s_{11}|^2 - |\Delta|^2)}$$

$$|s_{12}s_{21}| = |(0,0848 \angle 41^\circ)(4,242 \angle 76,5^\circ)| = 0,3597$$

$$R_A = \frac{\sqrt{1 - 2 \cdot 1,7573 \cdot 0,8961 \cdot 0,3597 + 1,7573^2 |0,3597|^2}}{1 + 1,7573 (|0,4694|^2 - |0,2126|^2)} = 0,3947$$

La figura N° 8 muestra el círculo de ganancia constante disponible y círculo de figura de ruido.

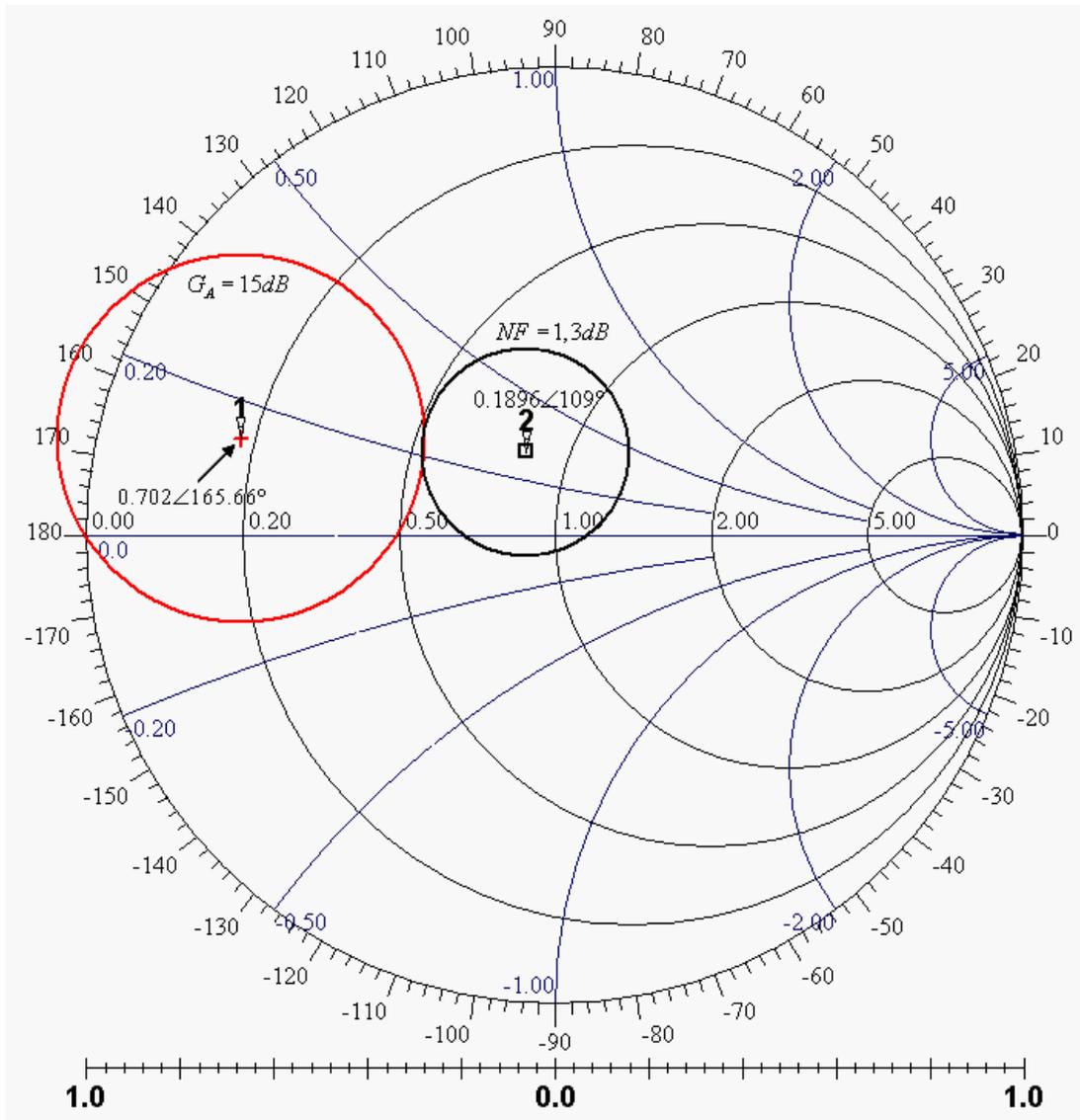


Figura N° 8. Círculo de ganancia y círculo de figura de ruido (LNA).

De la figura N° 8 se puede deducir que, el punto tangente entre los círculos ocurre aproximadamente en $\Gamma_S = (0,34 \angle 146^\circ)$ ó $z_S = 0,526 + j0,226$ normalizado (50Ω). Para obtener la impedancia de la carga se utiliza la siguiente relación:

$$\Gamma_{out} = s_{22} + \frac{s_{21}s_{12}\Gamma_S}{1 - s_{11}\Gamma_S} \quad \Gamma_L = \Gamma_{out}^*$$

$$\Gamma_{out} = (0,4244 \angle -57,9^\circ) + \frac{(4,242 \angle 76,5^\circ)(0,0848 \angle 41,0^\circ)(0,34 \angle 146^\circ)}{1 - (0,4694 \angle -154,4^\circ)(0,34 \angle 146^\circ)}$$

$$\Gamma_{out} = (0,5434 \angle -67,82^\circ) \quad \Gamma_L = (0,5434 \angle 67,82^\circ)$$

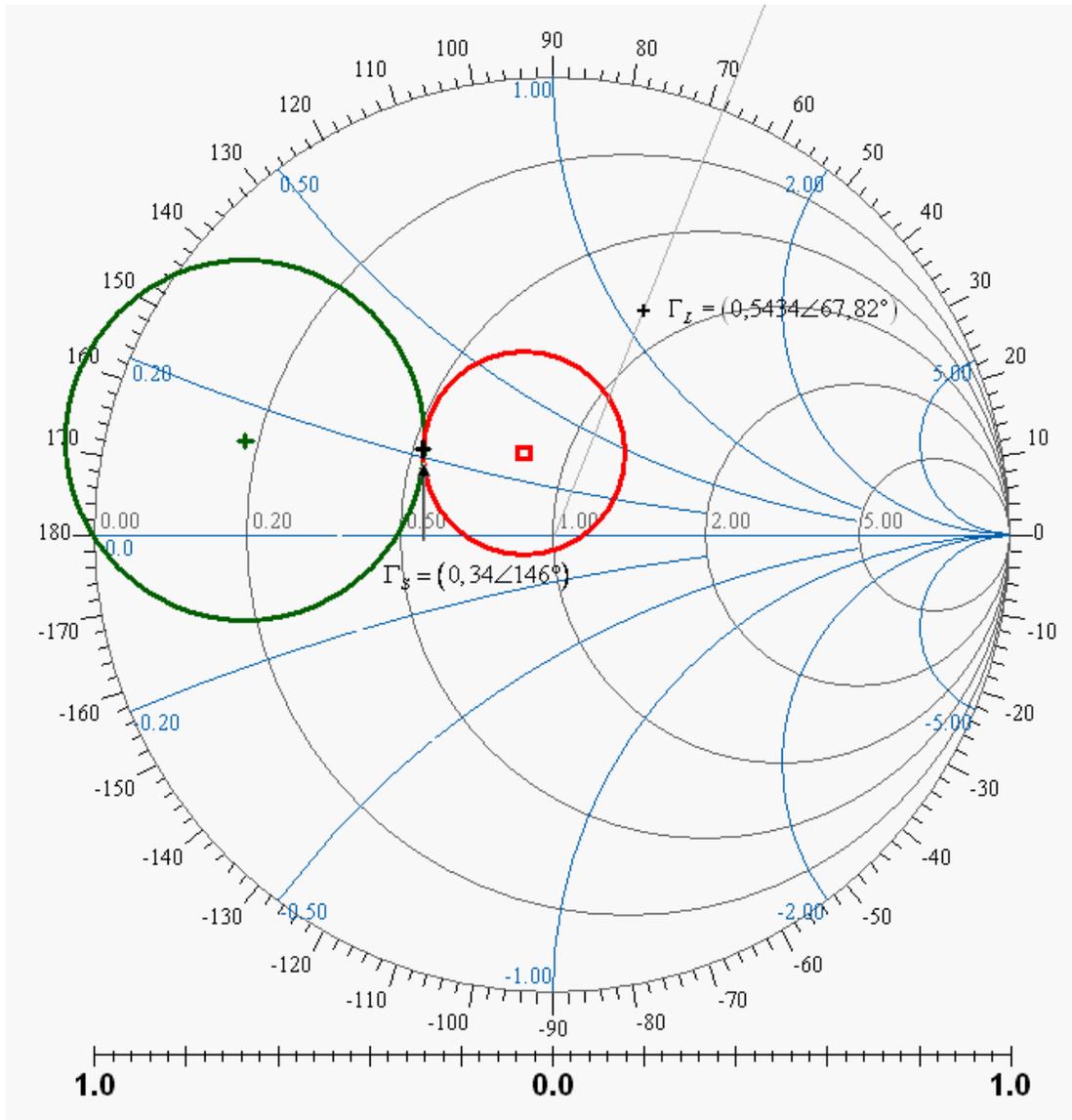


Figura N° 9. Coeficiente de reflexión de la carga en función de la fuente (LNA).

Sustituyendo el coeficiente de reflexión de la fuente, se obtiene el coeficiente de reflexión de la carga. Estos puntos están representados en la figura N° 9 como Γ_s y Γ_L .

De los resultados anteriores se tiene que:

- Figura de ruido 1,3dB.
- Ganancia disponible de 15dB.
- Impedancia de la fuente normalizada $z_s = 0,526 + j0,226$ ó coeficiente de reflexión $\Gamma_s = (0,34 \angle 146^\circ)$.
- Impedancia de la carga normalizada $z_L = 0,799 + j1,13\Omega$ ó coeficiente de reflexión $\Gamma_L = (0,54 \angle 67,96^\circ)$.

3.2.6 Adaptación de la fuente.

Se debe transformar una impedancia de entrada de 50Ω a la impedancia deseada $Z_s = 26,3 + j11,3\Omega$ ó $z_s = 0,526 + j0,226$, esta última normalizada a 50Ω . Para la adaptación y minimización de las dimensiones del circuito, se usa un stub terminado en circuito abierto.

Para la adaptación de la fuente, primero se localiza y_s en la carta de Smith de admitancia, como se muestra en la figura N° 10. La distancia más corta para llegar al círculo unitario se obtiene mediante una línea microstrip terminada en circuito abierto de longitud $0,1 \lambda$ (7,8mm) para trasladar el origen al punto A ($1 + j0,72\Omega$). Después se utiliza una línea de transmisión igual $0,1444\lambda$ para mover el punto A hasta y_s .

$$y_{in} = \frac{y_L + j \tan(\beta l)}{1 + j y_L \tan(\beta l)} = \frac{(1 + j0,72) + j \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot 0,1444\lambda\right)}{1 + j(1 + j0,72) \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot 0,1444\lambda\right)} = 1,605 - j0,6826, \text{ y}$$

$$z_{in} = \frac{1}{y_{in}} = 0,5276 + j0,2244\Omega \text{ que es la impedancia deseada.}$$

3.2.6.1 Simulación de la adaptación de la entrada.

Retomando los resultados anteriores, realizamos una simulación con los datos obtenidos en la adaptación de la fuente. Cargando los componentes en el simulador, se obtiene el siguiente diseño:

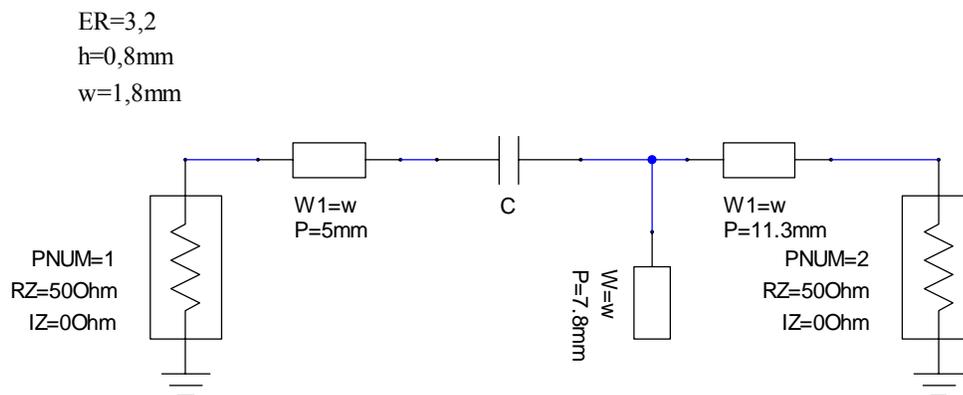


Figura N° 11. Esquema de la malla de entrada (LNA).

La línea de transmisión de longitud de 5mm ubicado cerca del puerto 1 es para facilitar la inserción del conector SMA.

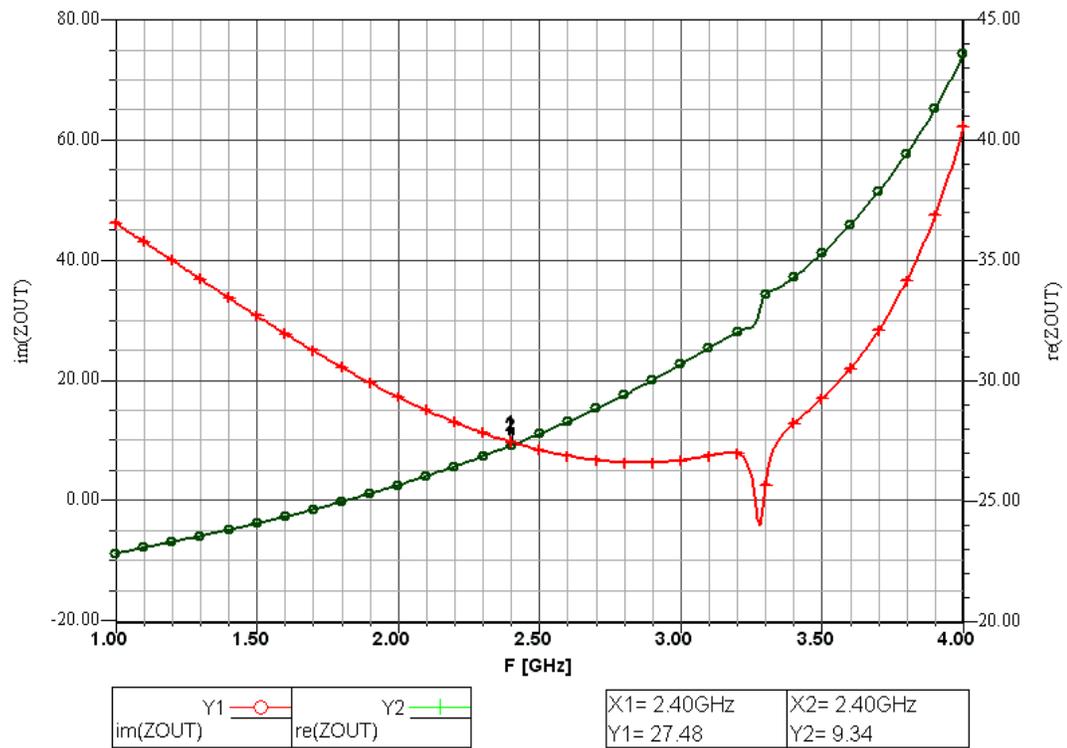


Gráfico N° 1. Resultados de la simulación de la malla de entrada (LNA).

De la simulación, la impedancia en el puerto 2 es de $Z_s = 27,48 + j9,34\Omega$. Tal como se muestra en el gráfico N° 1, este valor está bastante cercano a la impedancia deseada.

3.2.7 Adaptación de la salida.

En la etapa de salida, se desea transformar una impedancia $z_L = 0,799 + j1,13\Omega$ a una carga terminal de 1Ω (ambos normalizados a 50Ω). Para la adaptación y minimización del diseño se utiliza un stub terminado en corto circuito.

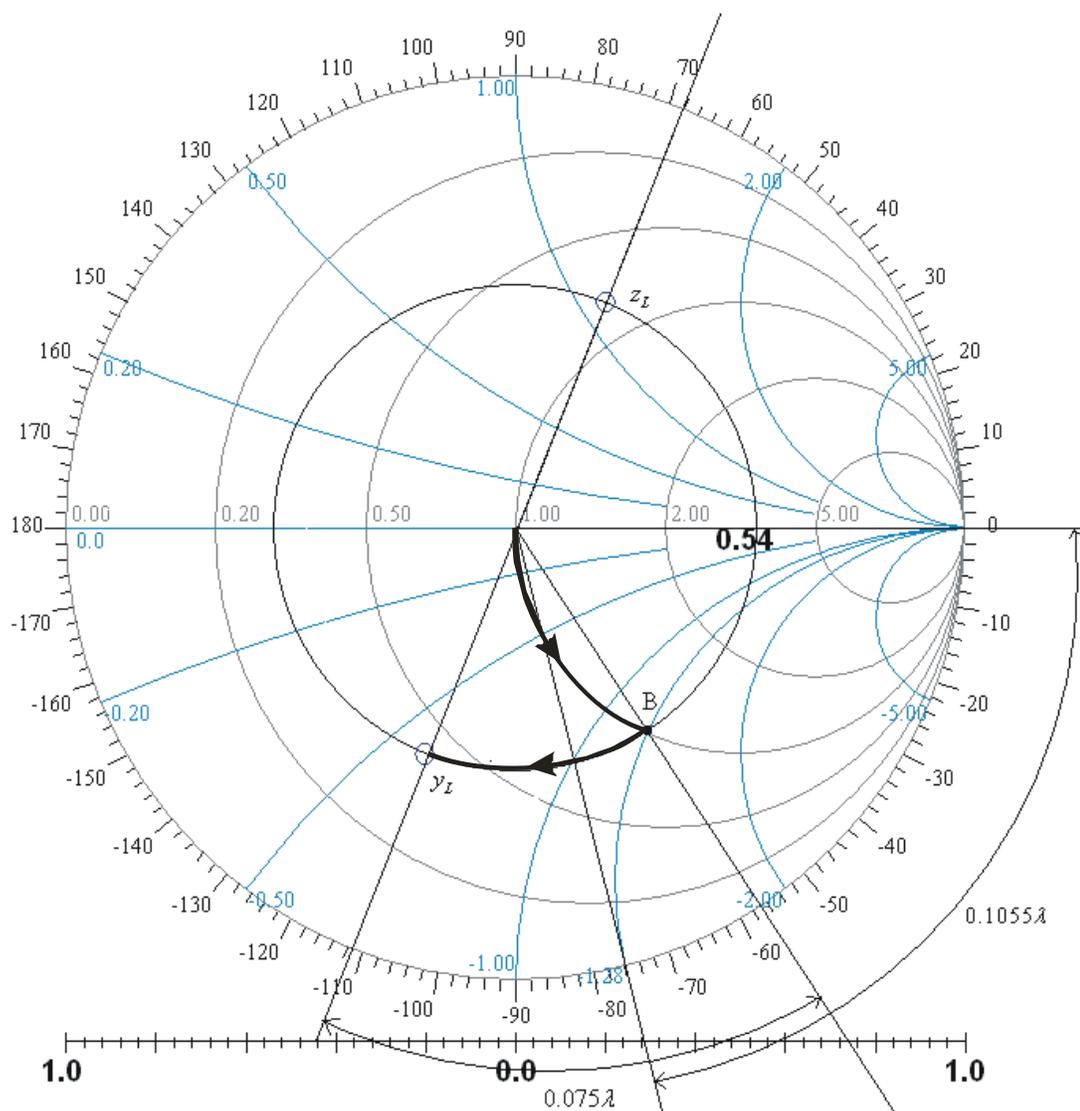


Figura N° 12. Adaptación de la salida (LNA).

En este caso, siguiendo un procedimiento similar a la adaptación de la fuente, la distancia más corta para llegar al círculo unitario es por medio de una línea de microstrip terminada en corto circuito. Esta línea debe tener una longitud de $0,1055\lambda$ (8,4mm), para trasladar el origen al punto B ($1 - j1,28$). Para finalizar, en la adaptación utilizamos una línea de transmisión en serie de longitud $0,075\lambda$ (5,9mm) para trasladar el punto B a y_L .

3.2.7.1 Simulación de la adaptación de la salida.

Cargando los componentes en el simulador, se obtiene el siguiente diseño:

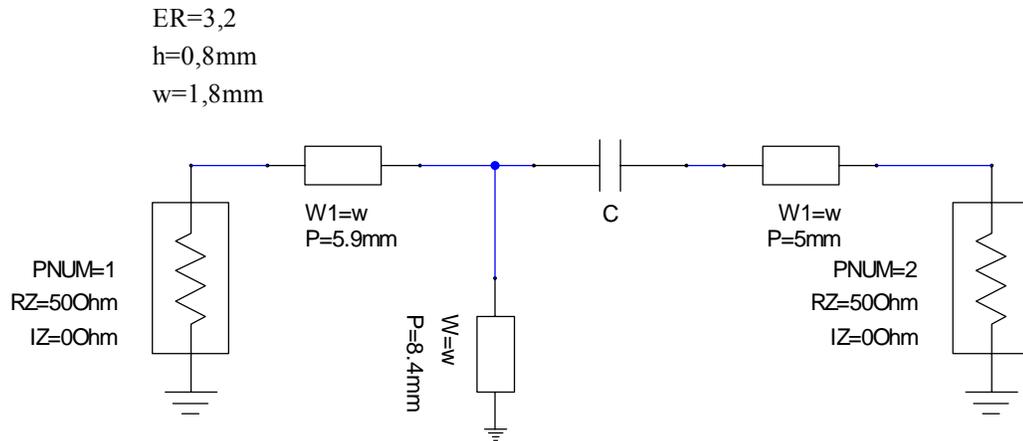


Figura N° 13. Esquema de la malla de salida (LNA).

Igual que la adaptación de la entrada es necesario una línea de transmisión 5mm para facilitar la colocación del conector SMA.

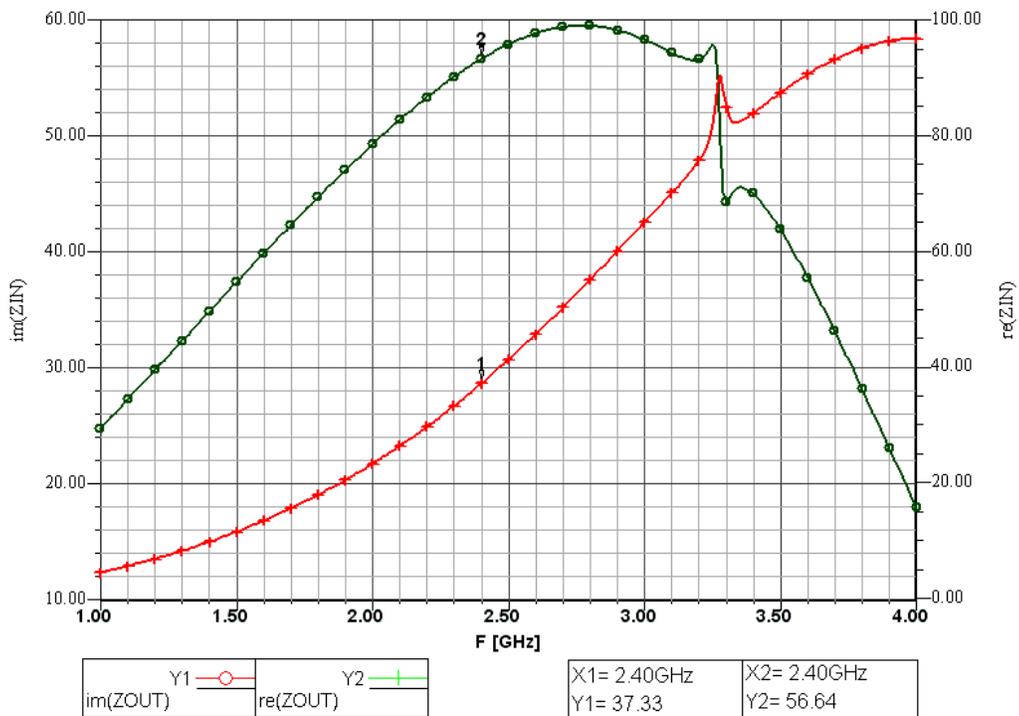


Gráfico N° 2. Resultado de la simulación de la malla de salida (LNA).

De la gráfica obtenida en el simulador, la impedancia de entrada por el puerto 1 es de $Z_L = 37,33 + j56,64\Omega$. El anterior valor normalizado a 50Ω ($z_L = 0,7466 + j1,1328\Omega$) es cercano a la impedancia deseada.

3.2.8 Simulaciones de la ganancia y la figura de ruido.

Para obtener la ganancia disponible y la figura de ruido, el transistor fue modelado por medio de red de dos puentes. En la figura N° 14 muestra las mallas de adaptación de la entrada y de la salida.

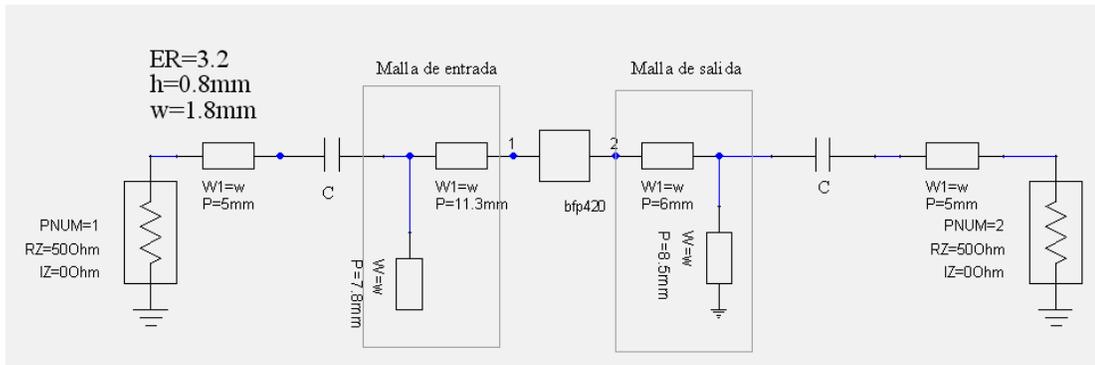


Figura N° 14. Circuito completo (LNA).

La gráfica N° 3 se observar que la ganancia disponible del amplificador es de 15,04dB y la figura de ruido es de 1,36dB que son los valores estimados.

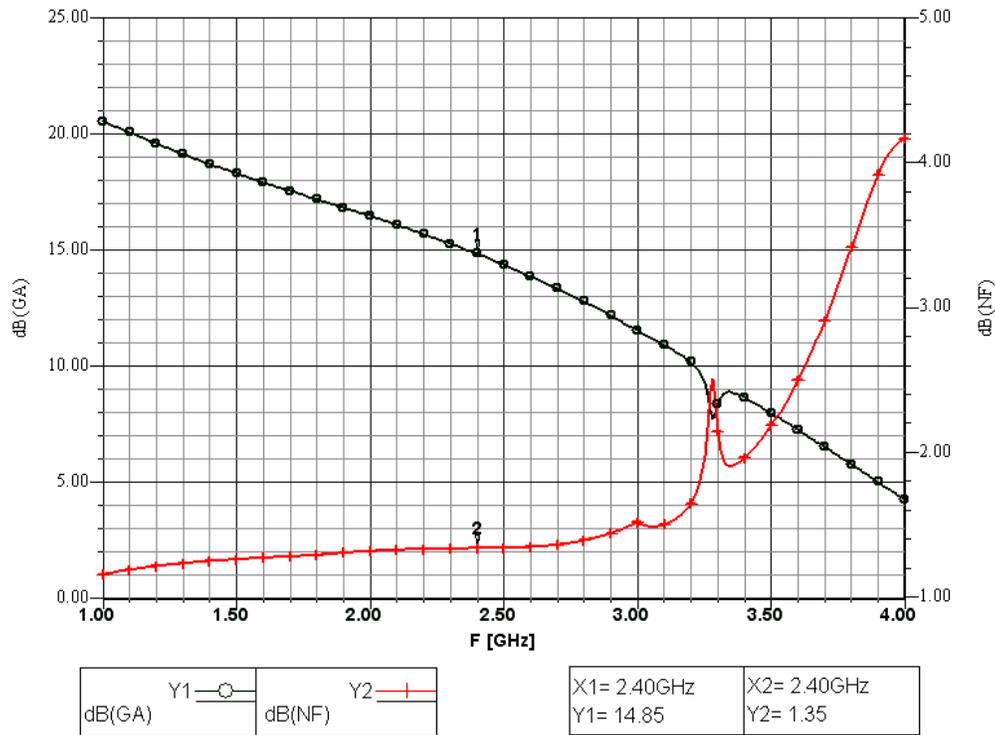


Gráfico N° 3. Ganancia disponible y figura de ruido (LNA).

3.2.9 Polarización.

En los diseños de circuitos de alta frecuencia es fundamental la polarización. En caso de presentarse variaciones en la polarización, se afectarán los parámetros s de los transistores utilizados en el diseño y, a su vez, modificará la ganancia, el ruido, la estabilidad, entre otros parámetros. Existen distintos tipos de polarización, donde la más simple es la de emisor común.

Las condiciones de trabajo del transistor son $V_{CEQ} = 3V$ y $I_{CQ} = 4mA$, que representan el punto de operación con menor figura de ruido a 2,4Ghz (Sección 3.1.2). La configuración utilizada para este transistor es el emisor común polarizado con una resistencia de base.

Como dato tenemos $V_{CEQ} = 3V$, $I_{CQ} = 4mA$, $V_{BE(activado)} = 0,85V$,
 $\beta = 80$ (determinado experimentalmente).

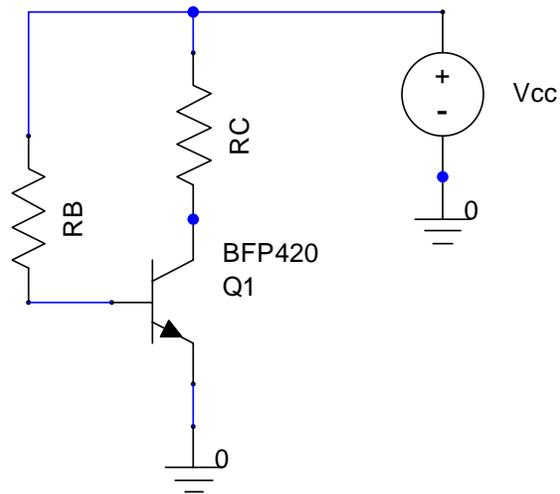


Figura N° 15. Polarización del transistor BFP420.

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{I_{CQ}} = \frac{3,4 - 3}{4m} = 100$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{4mA}{80} = 50\mu$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE(activado)}}{I_{BQ}} = \frac{3,4 - 0,85}{50\mu} = 51000\Omega$$

Para aislar los componentes DC de las altas frecuencias, se debe utilizar elementos tales que su comportamiento en DC no influya en las altas frecuencias, y viceversa; esto se puede lograr utilizando bobinas de choques ó cintas de microstrip terminado en corto circuito con acoplamiento capacitivo. Los condensadores tienen una función muy importante debido a que en altas frecuencias se comporta como en cortocircuito y en bajas frecuencias es un circuito abierto.

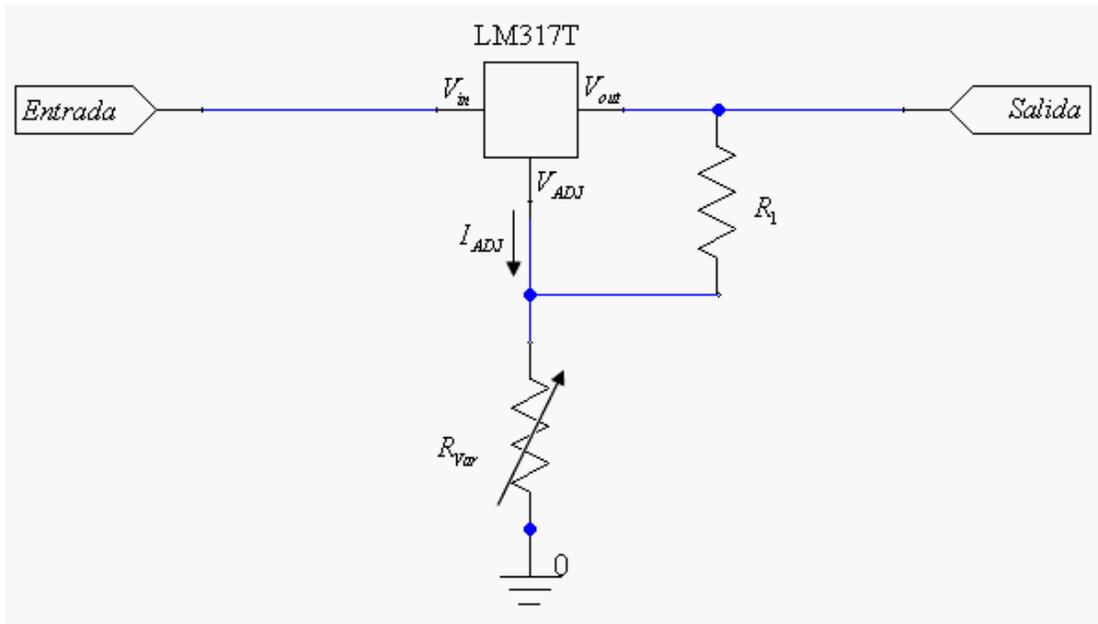


Figura N° 17. Regulador.

3.2.10 Circuito impreso.

La dimensión del circuito impreso del amplificador de bajo ruido es aproximadamente de $5cm \times 5cm$, incluyendo el regulador de voltaje. La foto N° 1 es el circuito impreso y la foto N° 2 es el montaje terminado. Se puede reducir las dimensiones del circuito impreso utilizando un sustrato con propiedades diferentes. En este sentido, el sustrato ideal sería uno de igual altura pero con el ϵ_r mayor.

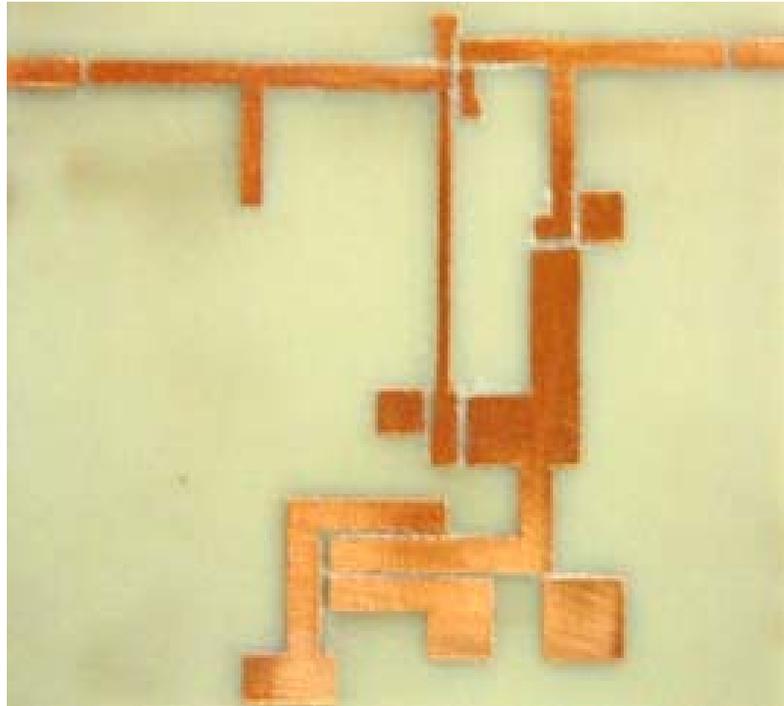


Foto N° 1. Circuito impreso (LNA).

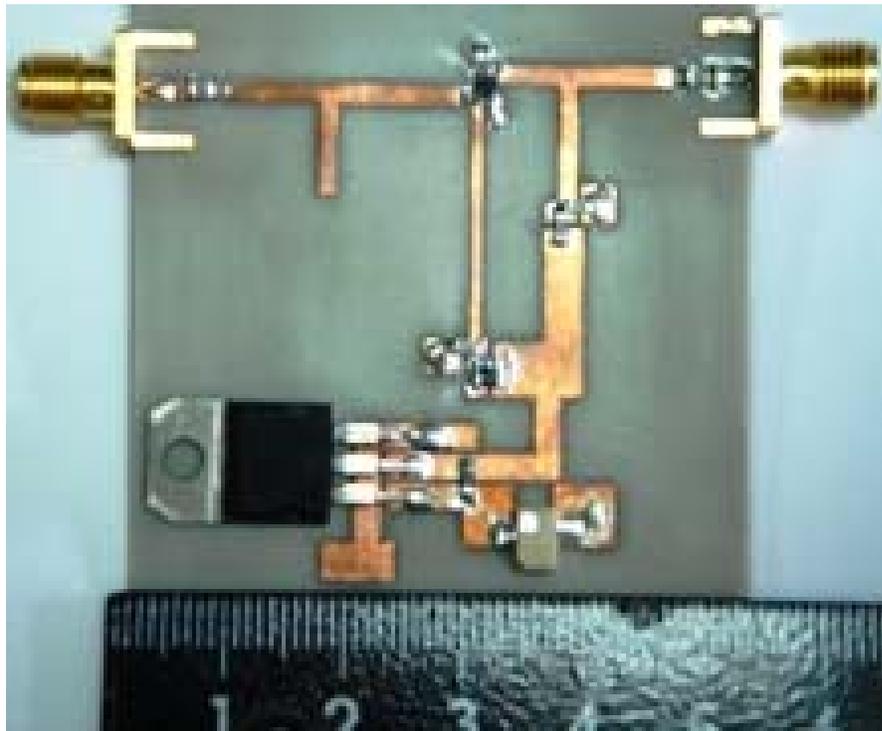


Foto N° 2. Montaje final (LNA).

3.3 Amplificador de Potencia (PA).

Un amplificador de potencia para microondas es un dispositivo activo con una etapa de salida de alta potencia. *Alta potencia* se refiere a salidas superiores a 1 W. Para el amplificador de potencia utilizamos el NE65101-79A.

3.3.1 Características del NE65101-79A GaAs HJ-FET de la NEC.

- Es un transistor de mediana potencia capaz de entregar una potencia de 1W.
- Presenta alta linealidad en ganancia.
- Ofrece alta eficiencia.

3.3.2 Punto de operación.

La escogencia del punto de operación estuvo limitada a la falta de parámetros s . El punto de operación disponible suministrado por el fabricante tal que suministre mayor potencia es el de $V_{DS} = 5V$ y $I_D = 300mA$. Los parámetros s asociados al transistor con una frecuencia de 2.4GHz son:

$$\begin{aligned} s_{11} &= 0,957 \angle 154,0^\circ & s_{12} &= 0,018 \angle 24,58^\circ \\ s_{21} &= 0,677 \angle 46,31^\circ & s_{22} &= 0,862 \angle 155,1^\circ \end{aligned}$$

Con estos datos provenientes de la hoja de especificaciones [4], se pueden determinar los círculos de estabilidad y los círculos de ganancia constante, parámetros necesarios para el diseño del amplificador.

3.3.3 Estabilidad.

Para determinar si existe estabilidad se deben cumplir las siguientes condiciones (40 y 41):

$$|\Delta| < 1$$

$$k = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{21}s_{12}|} > 1$$

$$\Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$$

$$\Delta = (0,957 \angle 154,0^\circ)(0,862 \angle 155,1^\circ) - (0,677 \angle 46,31^\circ)(0,018 \angle 24,58^\circ)$$

$$\Delta = 0,8314 \angle -51,6138^\circ$$

$$k = \frac{1 - 0,957^2 - 0,862^2 + 0,8314^2}{2 \cdot 0,677 \cdot 0,018} = 1,3278$$

Al cumplirse las dos condiciones, se demuestra que el transistor es incondicionalmente estable para la frecuencia de operación (2,4GHz). Esto se puede concluir utilizando los círculos de estabilidad, donde los coeficientes de reflexión son estables para todos los puntos en la carta de Smith.

Utilizando las ecuaciones (desde la 43 hasta la 46) obtenemos el centro y radio de estos círculos de estabilidad para la carga y la fuente:

$$C_L = \frac{(s_{22} - \Delta s_{11}^*)^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$C_S = \frac{(s_{11} - \Delta s_{22}^*)^*}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$R_L = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

$$R_S = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

$$C_L = \frac{(s_{22} - \Delta s_{11}^*)^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$C_L = \frac{((0,862 \angle 155,1^\circ) - (0,831 \angle -51,61^\circ)(0,957 \angle 154,0^\circ)^*)^*}{|0,862 \angle 155,1^\circ|^2 - |0,831 \angle -51,61^\circ|^2}$$

$$C_L = 1,296 \angle -163,59^\circ$$

$$R_L = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

$$R_L = \left| \frac{(0,677 \angle 46,31^\circ)(0,018 \angle 24,58^\circ)}{|0,862 \angle 155,1^\circ|^2 - |0,831 \angle -51,61^\circ|^2} \right| = 0,2353$$

$$C_S = \frac{(s_{11} - \Delta s_{22}^*)^*}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$C_S = \frac{((0,957 \angle 154,0^\circ) - (0,831 \angle -51,61^\circ)(0,862 \angle 155,1^\circ)^*)^*}{|(0,957 \angle 154,0^\circ)|^2 - |(0,831 \angle -51,61^\circ)|^2}$$

$$C_S = 1,071 \angle -156,12^\circ$$

$$R_S = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

$$R_S = \left| \frac{(0,677 \angle 46,31^\circ)(0,018 \angle 24,58^\circ)}{|(0,957 \angle 154,0^\circ)|^2 - |(0,831 \angle -51,61^\circ)|^2} \right| = 0,0542$$

A continuación se muestra los parámetros de los círculos de estabilidad de la carga y de la fuente:

$$C_L = \frac{(s_{22} - \Delta s_{11}^*)^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} = 1,29 \angle -163,5^\circ \quad C_S = \frac{(s_{11} - \Delta s_{22}^*)^*}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} = 1,071 \angle -156,12^\circ$$

$$R_S = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = 0,0542 \quad R_S = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = 0,0542$$

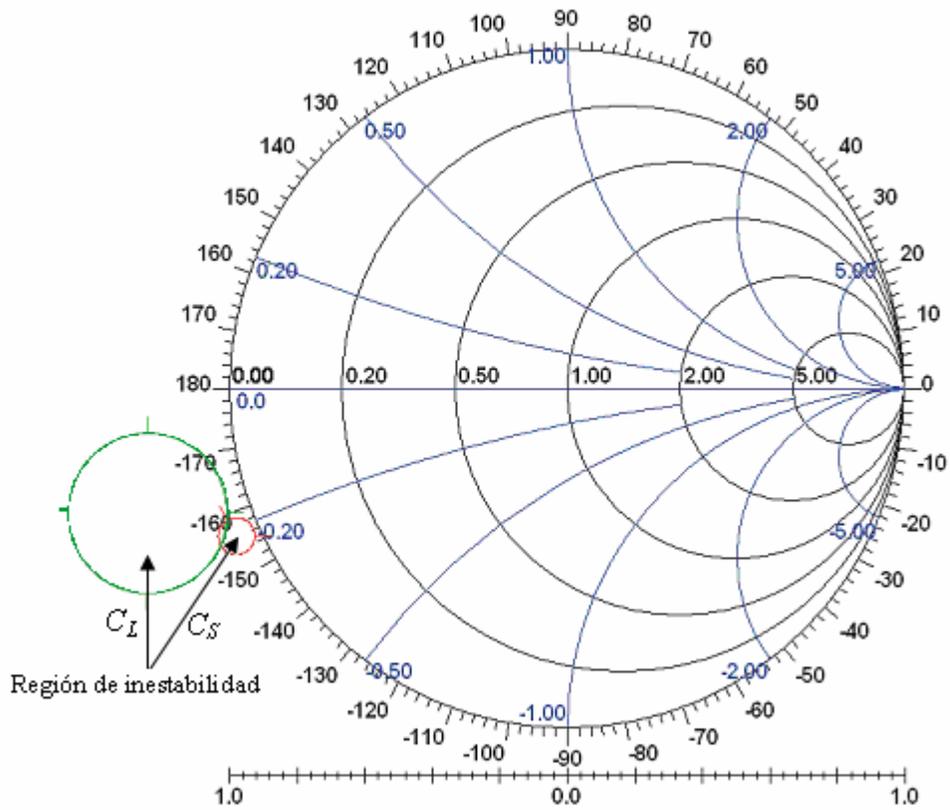


Figura N° 18. Círculos de Estabilidad (PA).

Como se puede observar en la carta de Smith (figura N° 18), todos los puntos son estables pudiéndose utilizar todos estos coeficientes de reflexión para la adaptación del transistor a fin de lograr la ganancia deseada.

3.3.4 Ganancia.

Para buscar la ganancia máxima se utiliza la ecuación 64

$$G_{P,\max} = \frac{|s_{21}|}{|s_{12}|} \left(k - \sqrt{k^2 - 1} \right)$$

$$G_{P,\max} = \frac{0,677}{0,018} \left(1,3278 - \sqrt{1,3278^2 - 1} \right) = 17,0856$$

$$G_{P,\max} = 12,326 \text{ dB}$$

Debemos buscar el círculo de ganancia constante igual a 12,326 dB. Esto se logra utilizando las ecuaciones 62 y 63 para graficar el círculo de ganancia constante. Se debe conseguir inicialmente el valor de g_p :

$$g_p = \frac{G_p}{|s_{21}|^2} = \frac{10^{1,23}}{0,677^2} = 37,2754$$

$$C_p = \frac{g_p C^*}{\left| 1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right|} = \frac{g_p (s_{22} - \Delta s_{11}^*)^*}{\left| 1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) \right|}$$

$$C_p = \frac{37,2754 \left((0,862 \angle 155,1^\circ) - (0,831 \angle -51,61^\circ) (0,957 \angle 154,0^\circ)^* \right)^*}{\left| 1 + 37,2754 (0,862^2 - 0,831^2) \right|}$$

$$C_p = (0,8539 \angle -163,58^\circ)$$

$$R_p = \frac{\sqrt{1 - 2g_p k |s_{12}s_{21}| + g_p^2 |s_{21}s_{12}|^2}}{1 + g_p (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2)}$$

$$|s_{12}s_{21}| = |(0,677 \angle 46,31^\circ) (0,018 \angle 24,58^\circ)| = 0,012186$$

$$R_p = \frac{\sqrt{1 - 2 \cdot 37,2754 \cdot 1,3278 \cdot 0,012186 + 34,5798^2 \cdot 0,012186^2}}{\left| 1 + 37,2754 (0,862^2 - 0,831^2) \right|}$$

$$R_p \cong 0$$

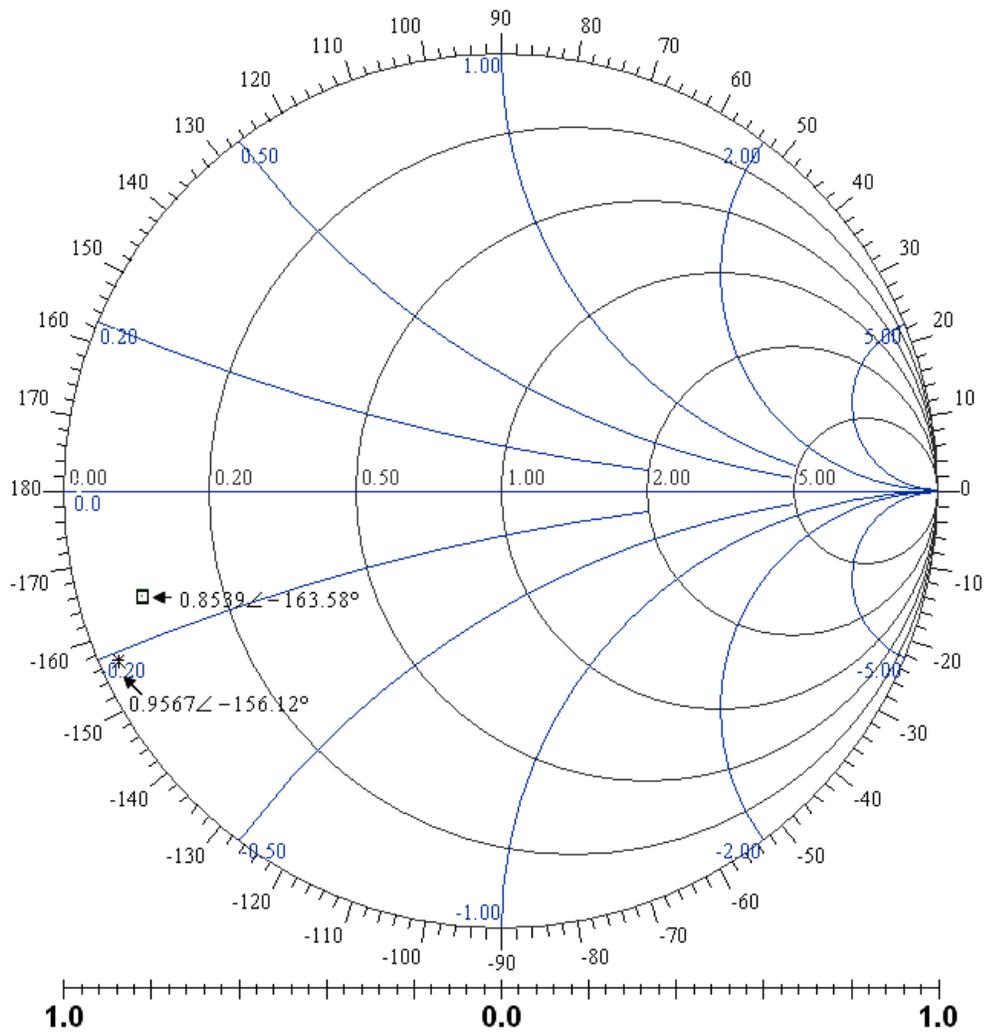


Figura N° 19. Círculo de ganancia de 12,326 dB (PA).

El punto de ganancia constante (12,326 dB) de la figura N° 19 del coeficiente de reflexión de la carga $\Gamma_L = (0,8539 \angle -163,58^\circ)$ ó

$$z_L = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = \frac{1 + (0,8539 \angle -163,58^\circ)}{1 - (0,8539 \angle -163,58^\circ)} = 0,08043 - j0,1433 \Omega \text{ normalizado } (50\Omega).$$

Usando la ecuación 31 se calcula el coeficiente de reflexión de la entrada:

$$\Gamma_{in} = s_{11} + \frac{s_{21}s_{12}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L}$$

$$\Gamma_{in} = (0,957 \angle 154,0^\circ) + \frac{(0,677 \angle 46,31^\circ)(0,018 \angle 24,58^\circ)(0,1642 \angle -60,69^\circ)}{1 - (0,862 \angle 155,1^\circ)(0,1642 \angle -60,69^\circ)}$$

$$\Gamma_{in} = (0,9567 \angle 156,12^\circ)$$

El coeficiente de reflexión de la fuente es el conjugado del coeficiente de la entrada: $\Gamma_s = \Gamma_{in}^* = (0,9567 \angle -156,12^\circ)$ o $z_s = 0,0231 - j0,2113\Omega$. La figura N° 19 muestra los coeficientes de reflexión de la entrada y salida respectivamente.

De los resultados anteriores tenemos:

- La ganancia disponible es de 12,326 dB.
- La impedancia de la fuente igual a $z_s = 0,0231 - j0,2113\Omega$ (normalizado a 50Ω) ó como coeficiente de reflexión $\Gamma_s = (0,9567 \angle -156,12^\circ)$.
- La impedancia de la carga $z_L = 0,08043 - j0,1433\Omega$ (normalizado a 50Ω) ó coeficiente de reflexión $\Gamma_L = (0,8539 \angle -163,58^\circ)$.

3.3.5 Adaptación de la fuente.

Para adaptar la fuente se debe transformar la entrada de 50Ω a una impedancia equivalente vista desde el transistor hacia el generador, siendo igual a

$$z_s = 0,0231 - j0,2113\Omega \text{ ó en admitancia } y_s = 0,5112 + j4,6767 \frac{1}{\Omega}.$$

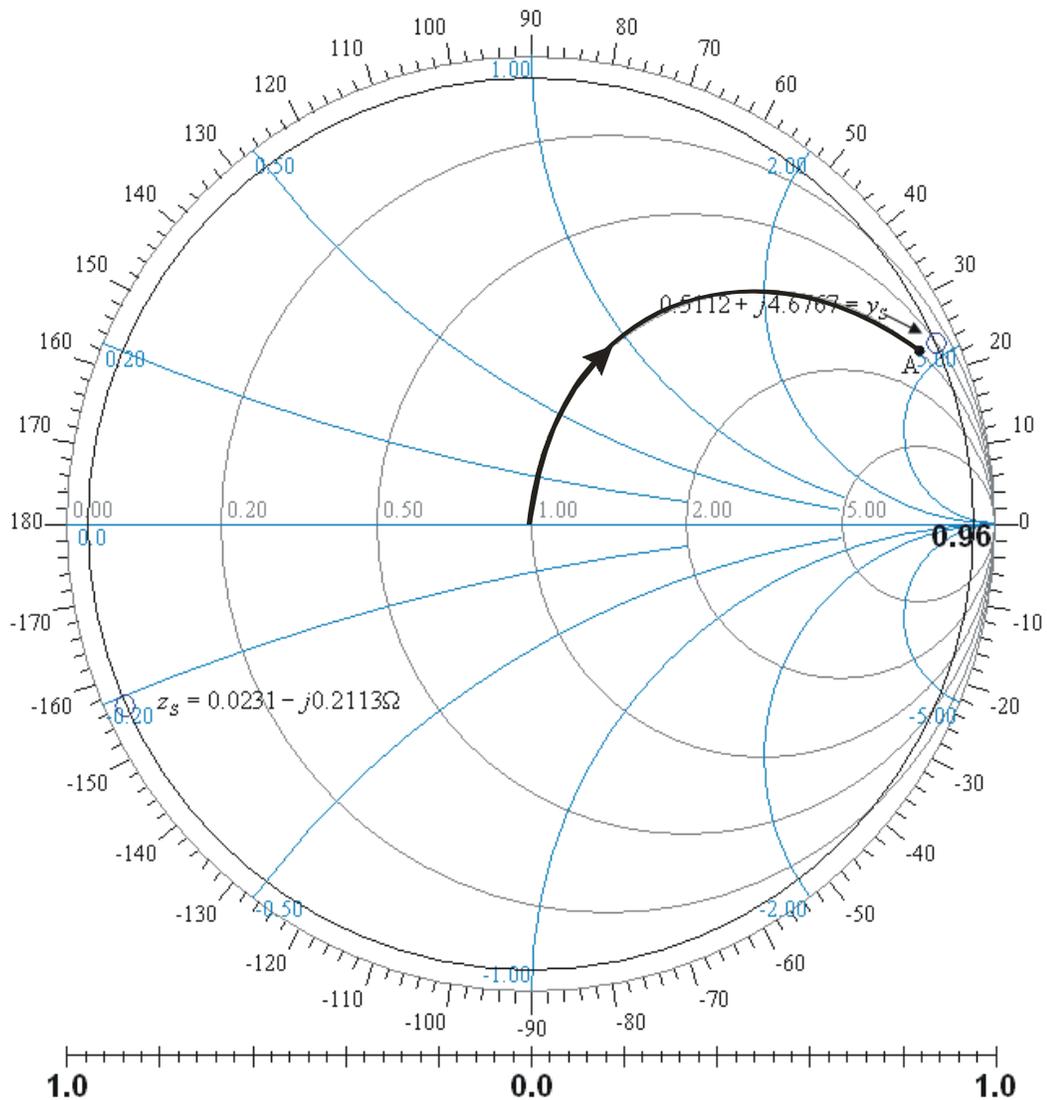


Figura N° 20. Adaptación de la fuente (PA).

La admitancia de la fuente esta muy cercana al círculo unitario; por lo tanto, puede acoplarse sólo colocando una línea de transmisión terminada en circuito abierto que tenga una admitancia de entrada igual a $j4,6767$. Resolviendo la ecuación de una línea de transmisión terminada en circuito abierto: $y_{in} = j \tan(\beta l) \Rightarrow j4,6767 = j \tan(2\pi x)$, donde $x = 0,21647$. La línea de transmisión debe tener una longitud igual a $0,21647\lambda$. La admitancia equivalente del paralelo de la entrada y el stub es: $1+j4,7$ (punto A).

3.3.5.1 Simulación de la adaptación de la fuente.

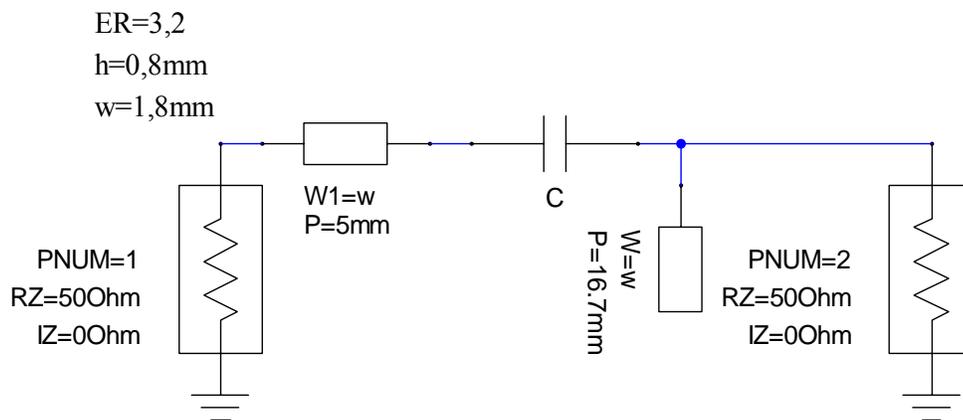


Figura N° 21. Malla de adaptación de la fuente (PA).

Cargando los datos del diseño al simulador, representamos la malla de adaptación de la fuente. Se incluyó el condensador (C) Murata de 20pF de alta frecuencia serie GQM (para desacople en DC). Con la línea de 5mm se facilita la colocación del conector SMA. De la simulación se obtiene las siguientes gráficas:

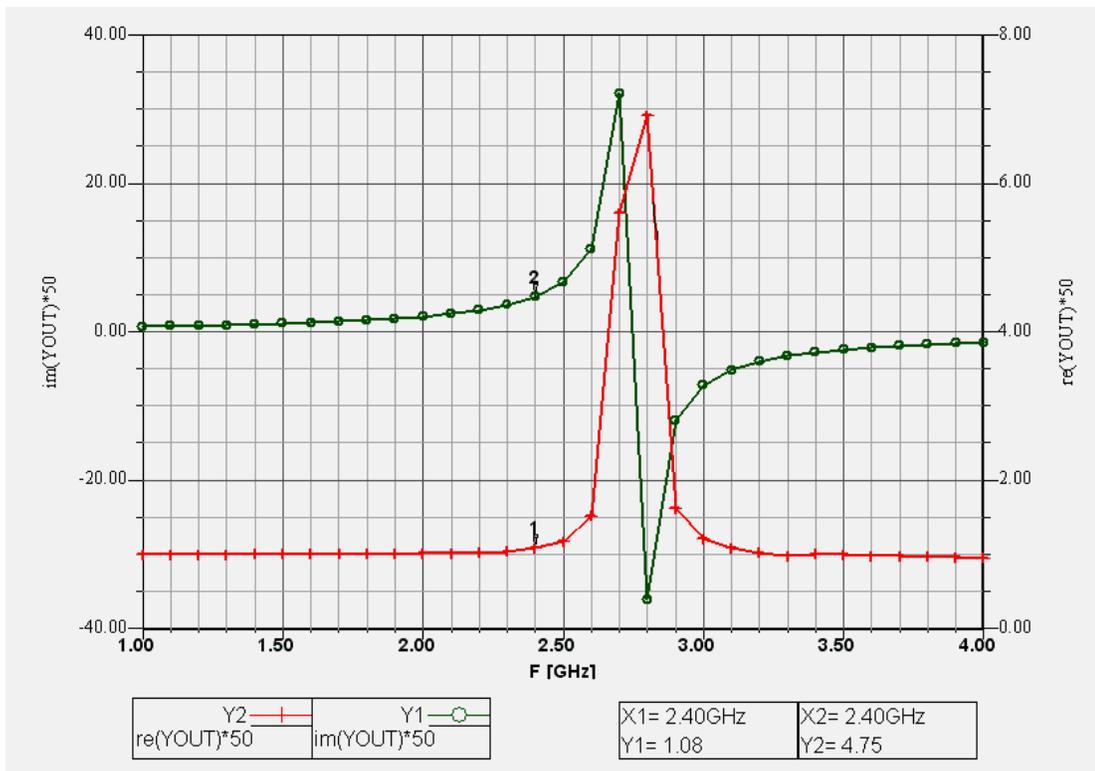


Gráfico N° 4. Impedancia de la malla de entrada (PA).

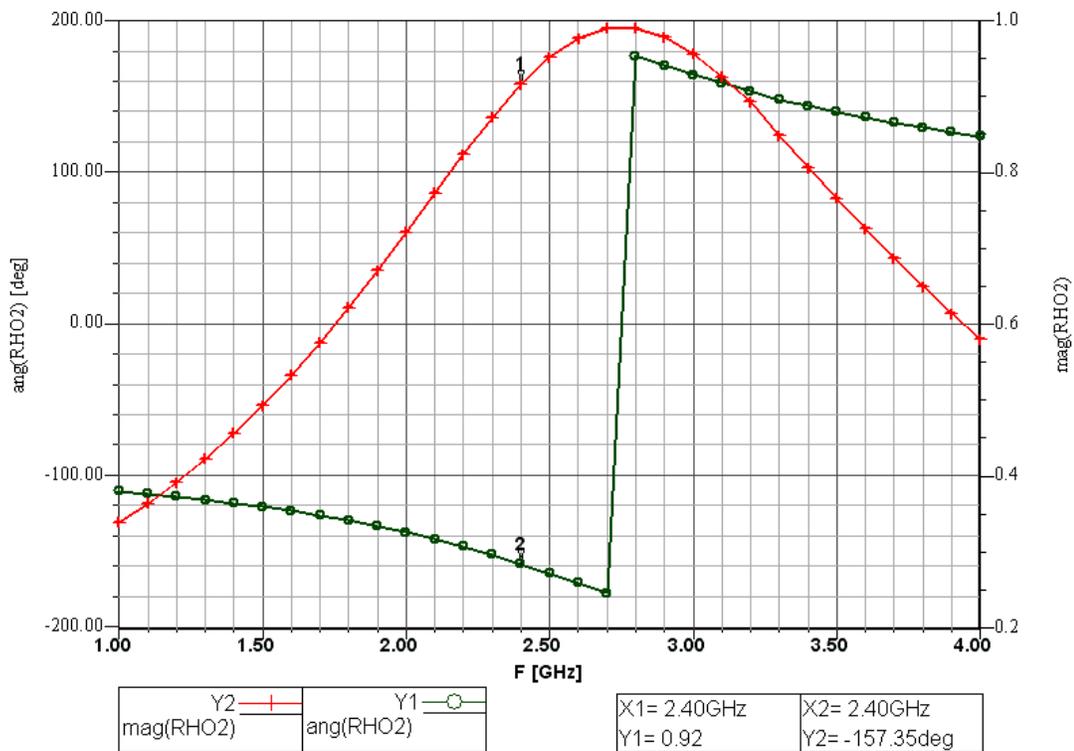


Gráfico N° 5. Coeficiente de reflexión de la malla de entrada (PA).

Trasladando el origen de la carta de admitancia de Smith hacia el punto B ($1 + j3,3$) mediante un stub en abierto de longitud $0,20556\lambda$ ($16mm$) en paralelo a la carga. El punto B avanza hacia el generador una distancia $l = 0,02222\lambda$ ($1.7mm$) ubicándolo en la admitancia deseada.

3.3.6.1 Simulación de la adaptación de la salida.

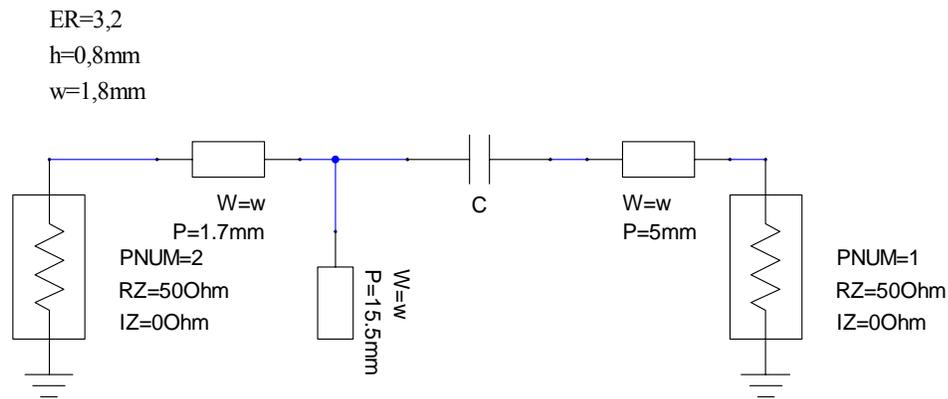


Figura N° 23. Malla de la adaptación de la salida (PA).

La figura N° 23 se observar la malla de adaptación y las líneas de transmisión para facilitar la conexión del conector y el condensador de desacople en DC. Los resultados de las simulaciones son muy parecidos al deseado como lo muestra la gráfica de admitancia de salida (gráfica N° 6) y el coeficiente de reflexión (gráfica N° 7) por el puerto 2.

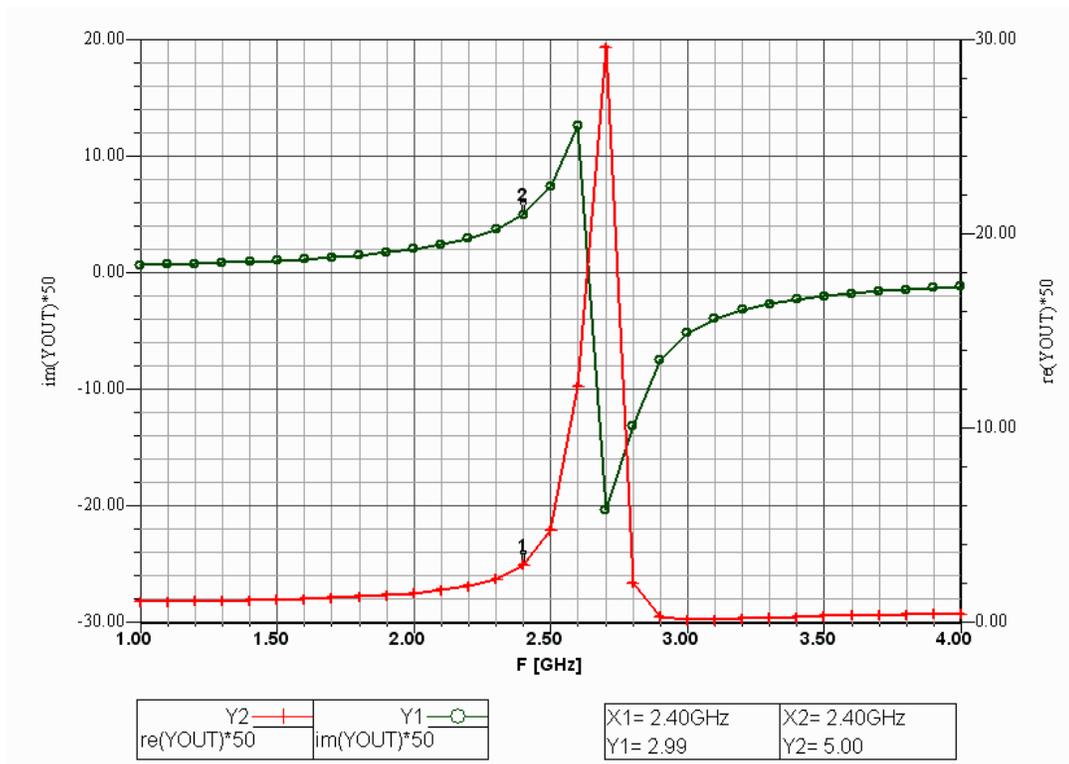


Gráfico N° 6. Admitancia de la malla de salida (PA).

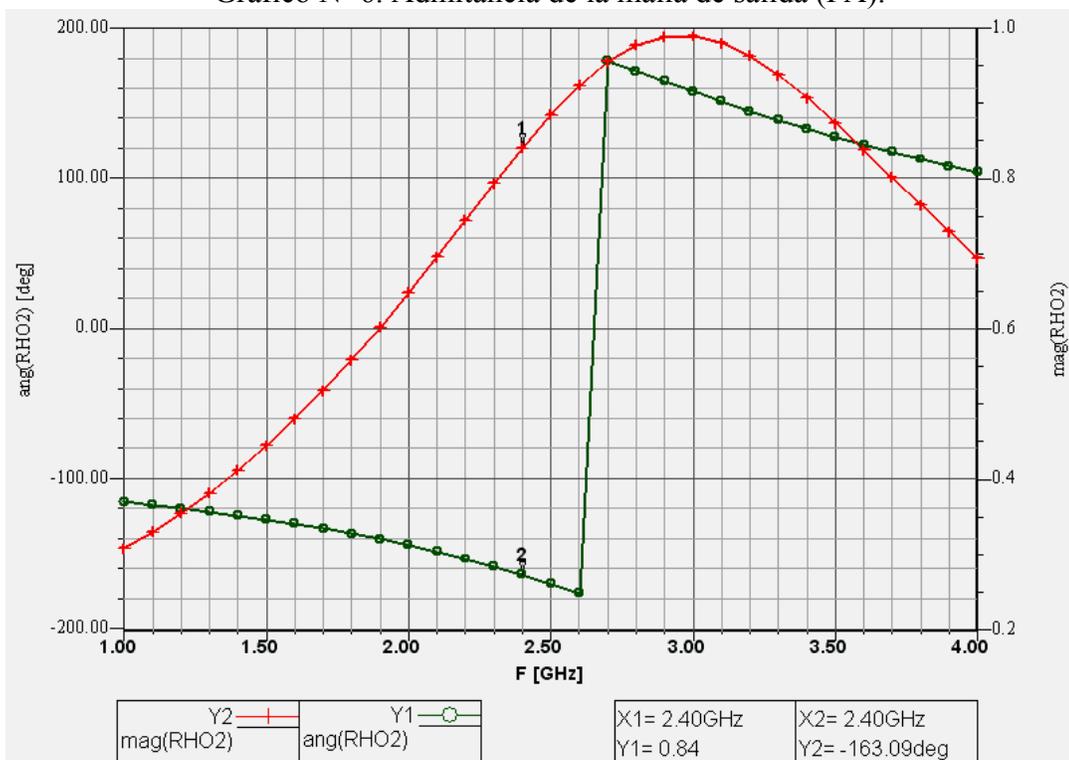


Gráfico N° 7. Coeficiente de reflexión de la malla de salida (PA).

3.3.7 Polarización.

La corriente en un JFET circula a través de una región semiconductor conocida como canal. Su acción básica es la modulación de la conductancia del canal, por medio del campo eléctrico perpendicular al canal. Este campo modulador es una función del voltaje de la compuerta y la modulación de la conductancia del canal mediante voltaje de la compuerta que modula la corriente del canal.

Los puntos de operación del amplificador de potencia son $V_{DS} = 5V$ y $I_D = 300mA$ (sección 3.3.2). Para buscar el voltaje de la compuerta utilizamos la curva (Figura N° 24) de I_D vs. V_D en función del voltaje de compuerta que es suministrada por el fabricante. De la curva, el voltaje de la compuerta para el punto de operación es aproximadamente igual a $V_{GS} = -0,85V$.

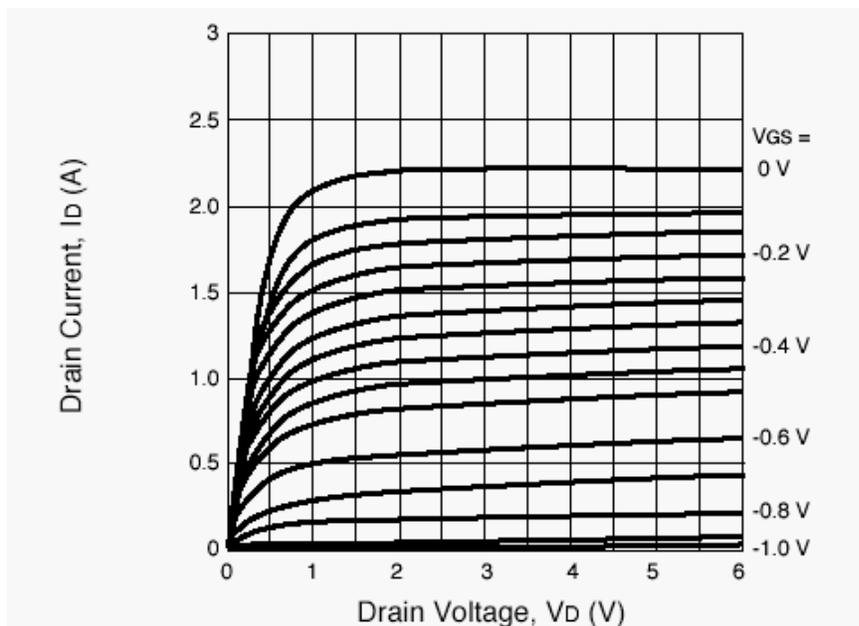


Figura N° 24. Característica del NE65101-79A (I_D vs. V_D).

Las fuentes de alimentación del amplificador son suministradas por reguladores de voltaje. Para eliminar las influencias de las fuentes de alimentación en alta frecuencias se utiliza líneas de transmisión $\lambda/4$ terminado en corto circuito, que a su vez proporciona una continuidad en DC para la polarización. El efecto que crea esta línea en la entrada de los terminales del transistor para la frecuencia de operación es que la impedancia de entrada es muy elevada.

Bajo esta perspectiva, los cortos circuitos son originados por condensadores. Para este transistor es necesario colocar varios condensadores de diferentes valores para garantizar que no ocurran oscilaciones. Debido a la necesidad de ajustar el voltaje de la compuerta no se pudo realizar la alimentación unipolar.

3.3.8 Simulaciones de la ganancia.

De la malla de entrada y la malla de salida, junto con el transistor modelado por red de dos puertos, se simuló la ganancia (figura N° 25).

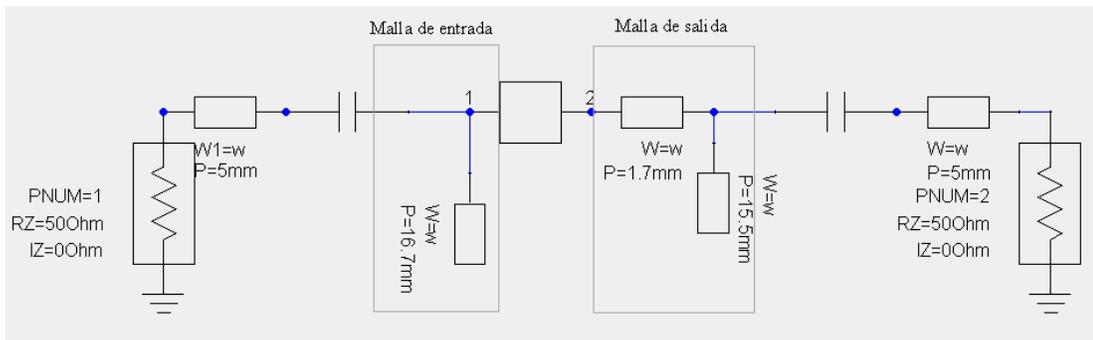


Figura N° 25. Esquema del amplificador de potencia (PA).

En la gráfica N° 8 se muestra la curva resultante de la simulación: la ganancia a 2,4GHz es de 11,36dB. La variación con respecto al diseño es debido a que las mallas de entradas y salidas son aproximadamente del valor de la impedancia requerida.

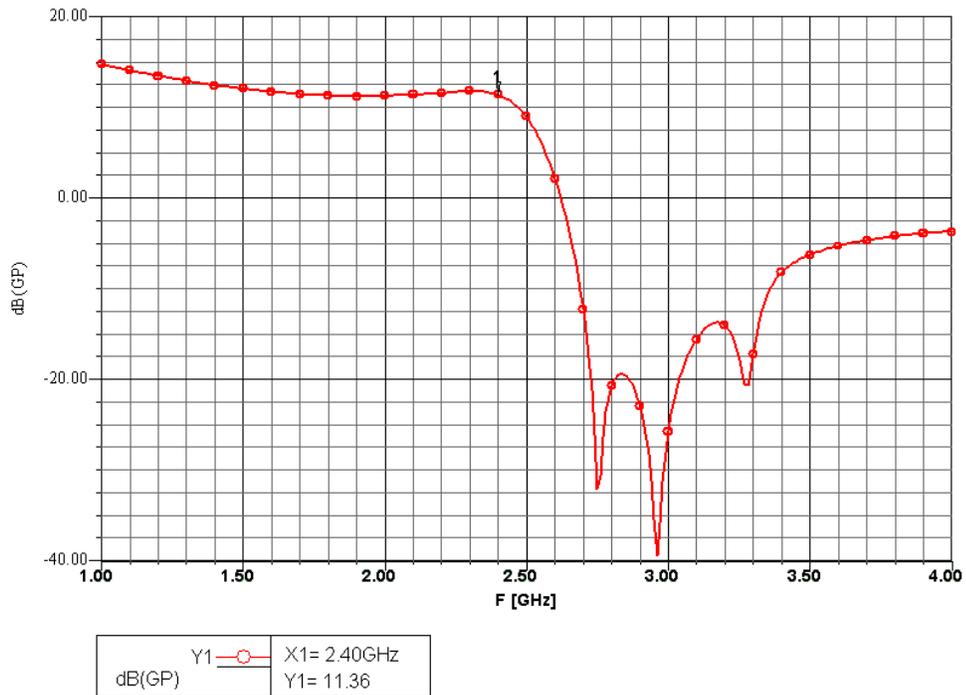


Gráfico N° 8. Ganancia del amplificador de potencia (11,36dB@2,4GHz).

3.3.9 Circuito impreso.

A continuación se muestra las fotos del circuito impreso:

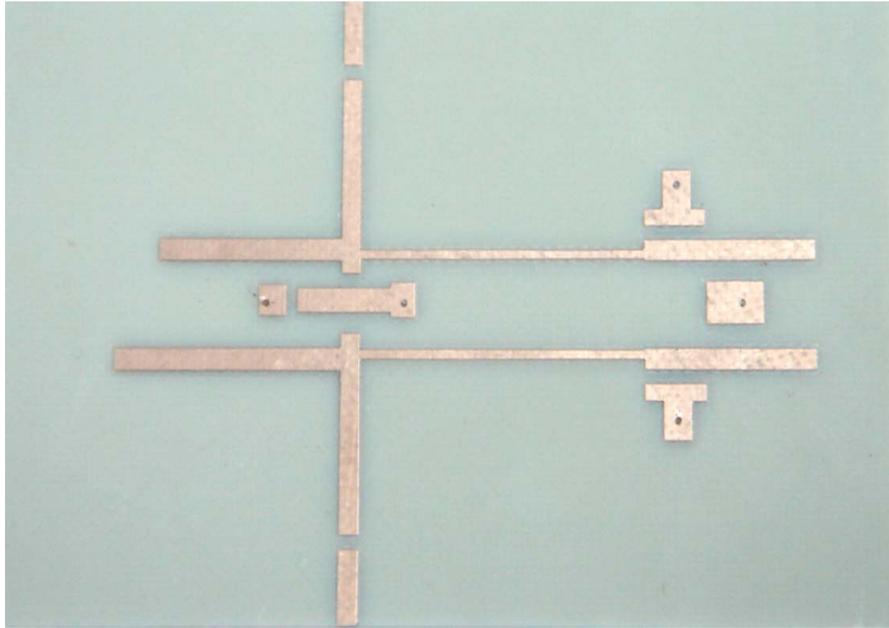


Foto N° 3. Circuito impreso (PA).

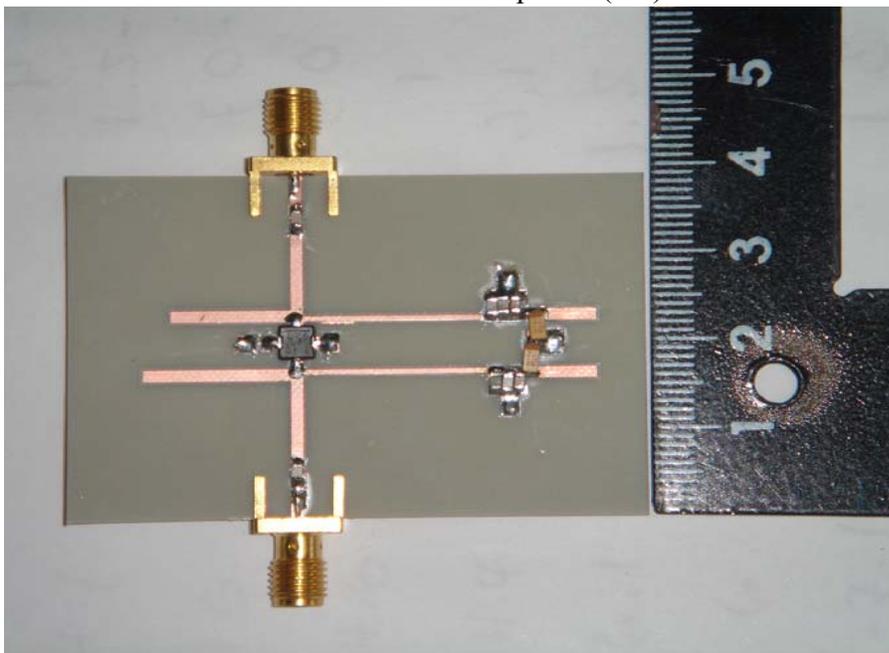


Foto N° 4. Montaje final (PA).

CAPÍTULO IV

PROCESO DE MEDICIÓN Y RESULTADOS

La construcción de los circuitos impresos y las mediciones de los prototipos del amplificador de bajo ruido y del amplificador de potencia son realizadas en forma similar.

4.1 Mediciones realizadas.

Las mediciones que se realizan en los amplificadores en RF son: la ganancia directa, el aislamiento reversa, las pérdidas de retorno de la entrada y de la salida. En pocas palabras, las mediciones aludidas se refieren a los parámetros s del amplificador, expresadas en dB. Dependiendo del tipo de amplificador, se realiza otras mediciones: la figura de ruido para el amplificador de bajo ruido, la pruebas IIP3 para medir los niveles de distorsión, la medición P_{in} vs. G para la linealidad de la ganancia, entre otros.

El analizador vectorial de redes es el instrumento ideal para realizar las mediciones de los parámetros s . En nuestro caso, se usó un puente direccional (HP-86205A), generador (Agilent 83711B), atenuador variable (HP 8495D), y medidor de potencia (HP 437B) ó analizador de espectro (Anritsu Site Master S332B ó HP 8564E) que es un método indirecto para obtener los resultados.

La figura N° 26 muestra el esquema de la conexión del método indirecto:

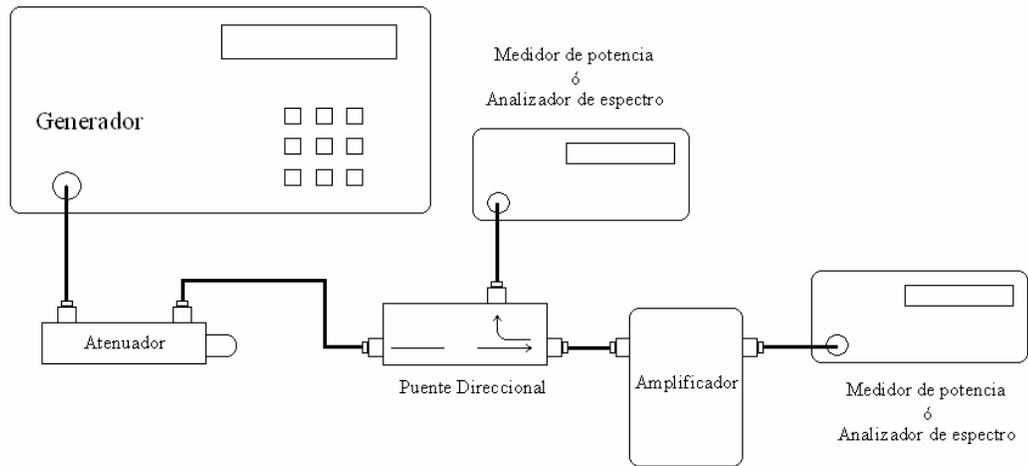


Figura N° 26. Conexiones del método indirecto.



Figura N° 27. Montaje del método indirecto.

4.1.1 Medición de los parámetros s .

El método indirecto consiste en medir la potencia incidente, la potencia reflejada y la potencia transmitida en ambos puertos del amplificador. Con la data de las mediciones podemos calcular los parámetros s de acuerdo con sus relaciones de potencia.

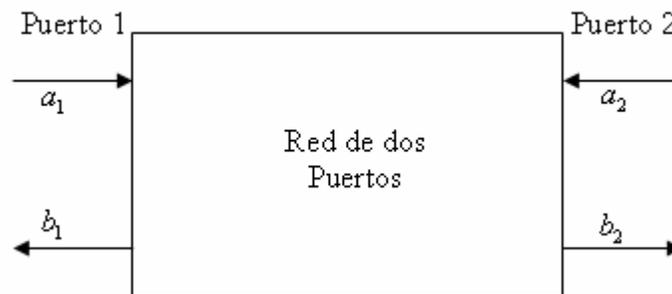


Figura N° 28. Ondas incidentes y reflejadas en una red de dos puertos.

Los parámetros s representan los coeficientes de reflexión o de transmisión definidos de la siguiente forma

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{coeficiente de reflexión de la entrada.}$$

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{coeficiente de transmisión directa.}$$

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{coeficiente de reflexión de la salida.}$$

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{coeficiente de transmisión inversa.}$$

Consideremos la red de dos puertos de la figura N° 28 y se asume que las líneas de transmisión son sin pérdidas y la impedancia característica real. Esta es una

situación típica en los dispositivos utilizados en microondas, donde las líneas de transmisión y la terminación son de 50Ω . Bajo estas premisas podemos utilizar las propiedades de los parámetros s .

$$P_{in-i} = |a_i|^2 = \text{Potencia promedio de la onda incidente en el puerto } i.$$

$$P_{ref-i} = |b_i|^2 = \text{Potencia promedio de la onda reflejada en el puerto } i.$$

$$P_{in-i} = |a_i|^2 - |b_i|^2 = \text{Potencia promedio disponible a la entrada del puerto } i.$$

$$P_{AVN} = \text{Potencia promedio disponible de la red.}$$

Es muy común representar gráficamente los parámetros s en dB,

$$RL_{in} = 10 \log |s_{11}|^2 = 10 \log \frac{|a_1|^2}{|b_1|^2} \quad \text{Pérdida de retorno en la entrada.}$$

$$RL_{out} = 10 \log |s_{22}|^2 = 10 \log \frac{|a_2|^2}{|b_2|^2} \quad \text{Pérdida de retorno en la salida.}$$

$$G_T = 10 \log |s_{21}|^2 = 10 \log \frac{P_{AVN-2}}{|a_1|^2} \quad \text{Ganancia transductor (transducer).}$$

$$10 \log |s_{12}|^2 = 10 \log \frac{P_{AVN-1}}{|a_2|^2} \quad \text{Aislamiento reversa (Reverse isolation).}$$

$$G_p = 10 \log \frac{P_{AVN-2}}{P_{in-1}} \quad \text{Ganancia en potencia de operación.}$$

4.1.2 Medición de la potencia de entrada vs. potencia de salida.

Esta medición consiste en medir la linealidad del amplificador cuando variamos la potencia de entrada. Esta prueba se realiza a la frecuencia de operación de 2,4GHz.

4.1.3 IP₃ (Third order intercept point).

El método empleado para medir el IP₃, consiste en inyectar dos señales sinusoidales de igual amplitud con frecuencias f_1 y f_2 a la entrada del amplificador, y observar el nivel relativo de las señales de pruebas (f_1, f_2), con los productos de intermodulación de tercer orden ($2f_1 - f_2$, y $2f_2 - f_1$) a la salida del amplificador. El IIP₃ (input 3rd-order intercept point) es igual a:

$$IIP_3 = P_{in} + \frac{\Delta IM_3}{2}$$

Donde ΔIM_3 es la diferencia de magnitud entre uno de los dos tonos de prueba de igual amplitud, presente a la salida del amplificador y el nivel más alto de los productos de intermodulación de tercer orden. El OIP₃ (output 3rd-order intercept point) es igual a:

$$OIP_3 = IIP_3 + G$$

Donde G es la ganancia del amplificador.

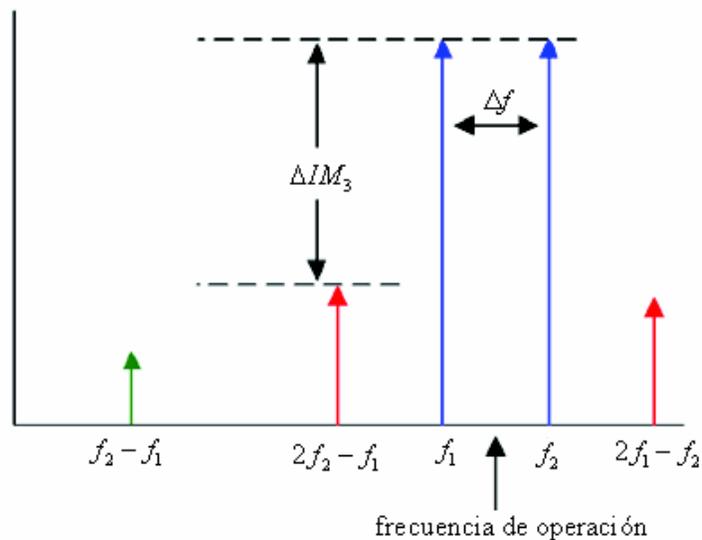
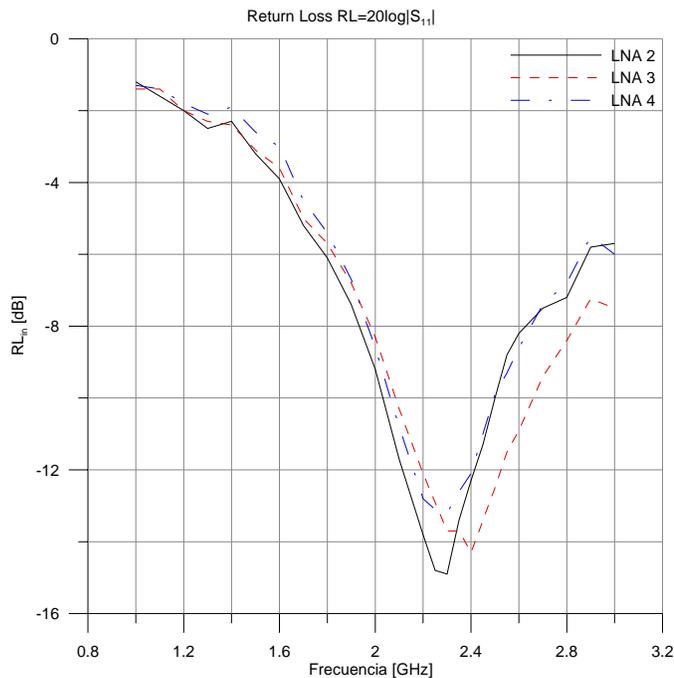


Figura N° 29. Representación parcial del espectro de salida.

4.2 Resultados del amplificador de bajo ruido (LNA).

En primera instancia, verificamos la polarización del amplificador conforme a lo diseñado: $V_{CE} = 3V$, $I_C = 4mA$. Con la ayuda del acoplador direccional se midió la potencia incidente, la potencia reflejada y la potencia transmitida en ambos puertos del amplificador, desde 1GHz hasta 3GHz. La potencia incidente es la potencia disponible a la salida del acoplador direccional, cuyo valor es de $-20dBm$. Se elaboraron varios montajes de la misma configuración (LNA₂, LNA₃, LNA₄) para determinar el comportamiento estadístico del amplificador. La respuesta en frecuencia de los diferentes parámetros del transistor son los siguientes:

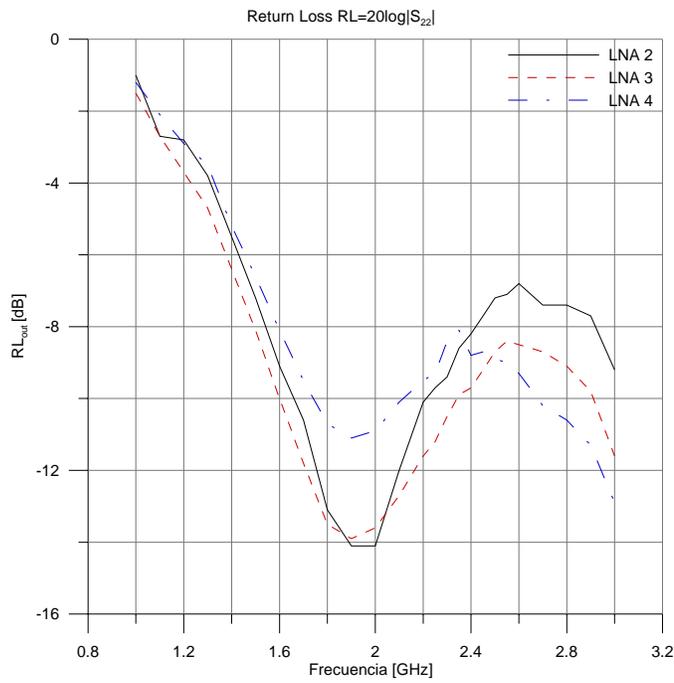


LNA2 -12,3dB@2,4GHz

LNA3 -14,3dB@2,4GHz

LNA4 -12,1dB@2,4GHz

Gráfico N° 9. Pérdida de retorno de la entrada (LNA).

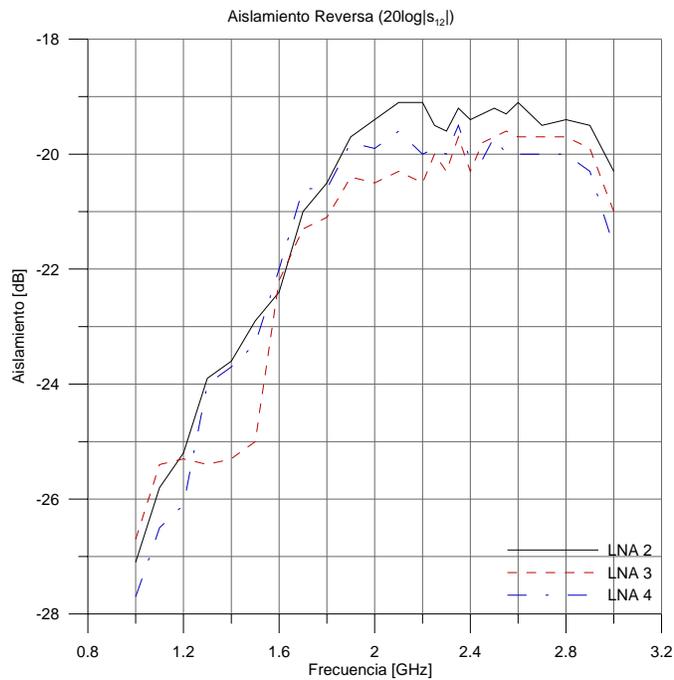


LNA2 -8,2dB@2,4GHz

LNA3 -9,7dB@2,4GHz

LNA4 -8,8dB@2,4GHz

Gráfico N° 10. Pérdida de retorno de la salida (LNA).

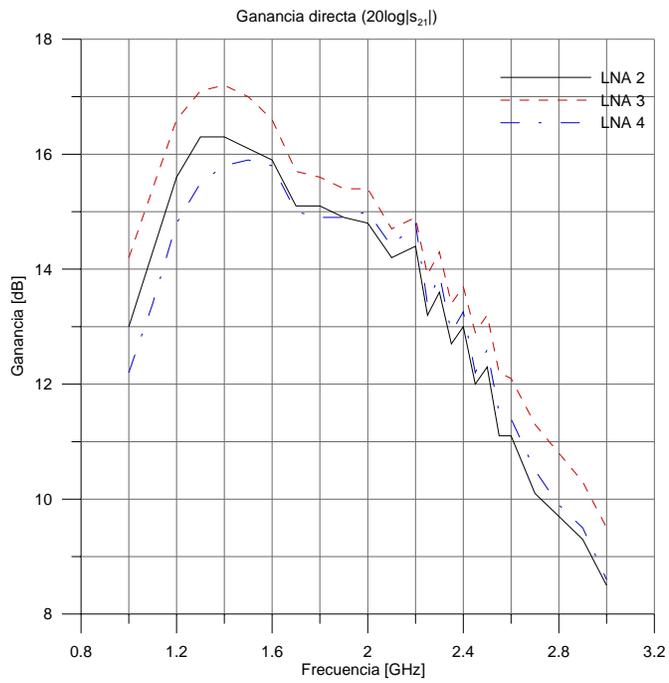


LNA2 -19,4dB@2,4GHz

LNA3 -20,3dB@2,4GHz

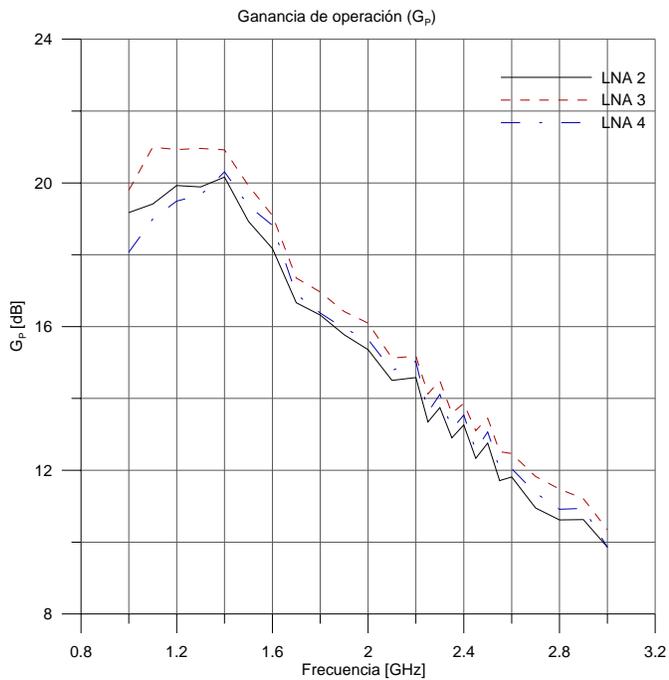
LNA4 -20,1dB@2,4GHz

Gráfico N° 11. Aislamiento reversa “Reverse isolation” (LNA).



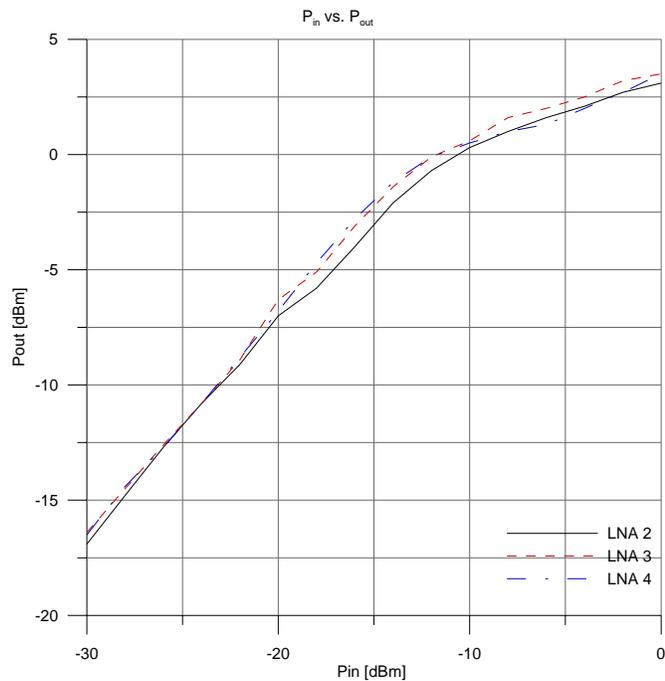
LNA2 13dB@2,4GHz
LNA3 13,7dB@2,4GHz
 LNA4 13,26dB@2,4GHz

Gráfico N° 12. Ganancia transductor G_T (LNA).



LNA2 13,26dB@2,4GHz
LNA3 13,86dB@2,4GHz
 LNA4 13,53dB@2,4GHz

Gráfico N° 13. Ganancia de operación G_p (LNA).



Frecuencia de operación
2,4GHz

Gráfico N° 14. Potencia de entrada vs. Potencia de salida (LNA).

La ganancia operación experimental del amplificador es de 13,7dB, aunque se pretendió en un principio 15dB. Se estima que la variación es debida a que el ancho de las líneas de transmisión de 50Ω es superior a las terminales del transistor, originando un cambio brusco en la transición. Una manera de minimizar, sería utilizar un sustrato con una altura menor, o con un ϵ_r mayor, con que disminuye el ancho de la línea de transmisión y a su vez se reducen las interacciones en la transición.

El amplificador se considera adaptado, debido a la pérdida de retorno de la entrada (-14,3dB@2,4GHz) y a la pérdida de retorno de la salida (-9,7@2,4GHz) que es un valor cercano o menor a -10dB. Las mallas de adaptación de la entrada y de la salida son bastante buenas debido que la ganancia directa y la ganancia de operación son muy similares para la frecuencia de operación. Cuando la entrada esta acoplada la potencia disponible del generador es igual a la potencia disponible a la entrada del transistor.

No se procedió a determinar la figura de ruido, puesto que para el momento de efectuar las mediciones no se disponía de equipo para la frecuencia de trabajo. Se estima que por la consistencia en los resultados obtenidos de los demás parámetros, se confía que el amplificador tiene una figura de ruido aceptable. No obstante es menester indicar que todo proceso de diseño y fabricación involucra una medición de los parámetros de interés.

4.2.1 IP_3

El estímulo de entrada para la prueba IP_3 son dos tonos con frecuencia $f_1 = 2,399GHz$ y $f_2 = 2,401GHz$ de $-23,67dBm$ cada uno, como la muestra la siguiente figura:

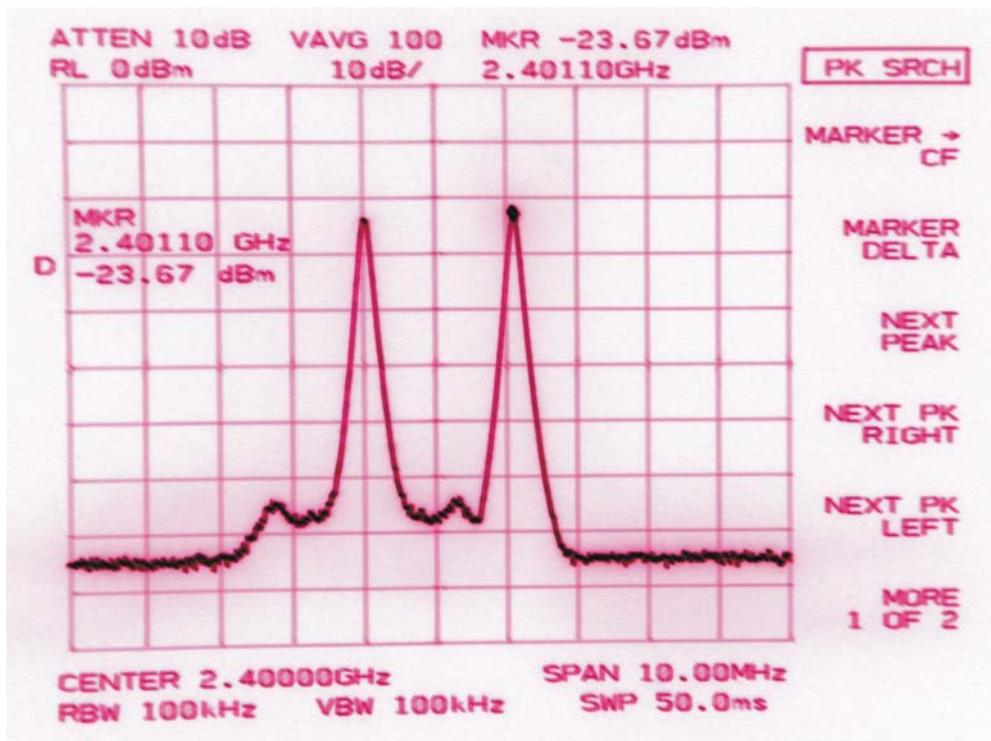


Figura N° 30. Impulsos con frecuencia $f_1 = 2,399GHz$ y $f_2 = 2,401GHz$.

La respuesta del amplificador es la siguiente:

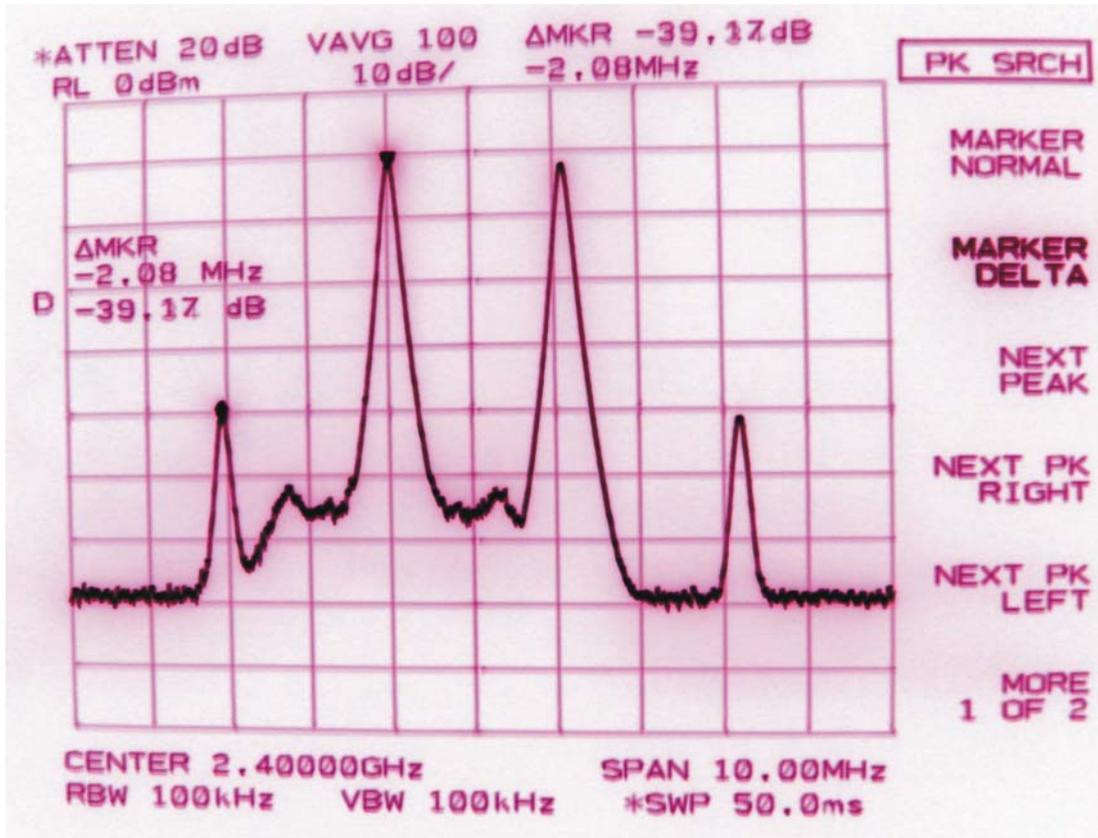


Figura N° 31. Respuesta del amplificador

$$IIP_3 = -23,67 + \frac{39,17}{2} = -4,085dBm \text{ y } OIP_3 = -4,085 + 13,86 = 9,77dBm$$

4.3 Resultados del amplificador de potencia.

Para la elaboración del amplificador de potencia se probó con varios tipos de sustratos manteniendo el mismo principio de diseño y modificando el ancho de líneas de transmisión de acuerdo al sustrato. En un principio usamos el T-Tech FR4 con una altura de 1,524mm y la constante dieléctrica de 4,4 (que está disponible en la escuela). Luego, sustituimos éste por un ROGER Ultra 2000 con una altura de 0,762mm y la constante dieléctrica de 2,55. Finalmente, utilizamos un GIL GML serie 1000 con una altura de 0,762mm y la constante dieléctrica de 3,2. En definitiva, los sustratos mencionados no mostraron los resultados deseados debido al aterramiento del transistor a la frecuencia de operación.

Una vez hechas las pruebas con los sustratos mencionados, descartamos los primeros y realizamos varios prototipos con el sustrato GIL, puesto que con éste las líneas de campo eléctrico están más confinadas en contraste con el FR4 y el ROGER. Esto es, porque se debe destacar la existencia de dos parámetros principales que caracterizan las líneas del campo eléctrico: la altura y la permitividad relativa; esto redundando en el confinamiento de las líneas de campos. La relación entre ambos parámetros hizo que el sustrato GIL resultara más adecuado para la realización de los prototipos.

Para resolver el problema de aterramiento se efectuaron varias pruebas (figura N°. 32):

- a. Aterrando (vías a tierra) los extremos del pad de la terminal fuente del transistor.
- b. Una serie de perforaciones en el pad de la terminal fuente del transistor.
- c. Aterrando las perforaciones del pad de la terminal fuente del transistor.

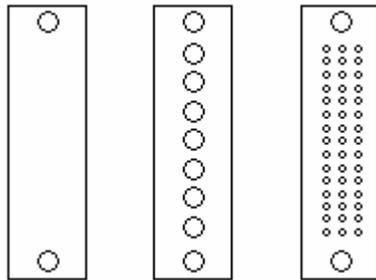


Figura N° 32. Diferentes vías

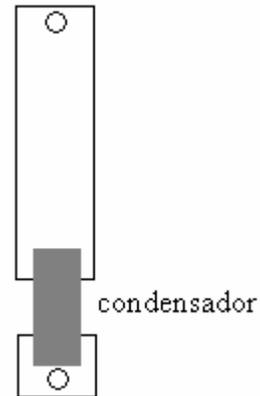


Figura N° 33. Pad con condensador

En todos los casos el amplificador presentó inestabilidad. Finalmente se consiguió una configuración estable, que consistió en aterrizar un solo extremo del pad que permitió una ganancia de 0,19dB@2,4GHz. Para mejorar el aterramiento (figura N° 33) colocamos una serie condensadores en un extremo del pad de la terminal fuente del transistor y aterramos el otro para determinar el valor del condensador que diera la mejor relación de ganancia.

En la tabla N° 1 presentamos las ganancias obtenidos con los diferentes valores de los condensadores. Estas mediciones se realizaron con $V_{DS} = 5V$ y $I_D = 300mA$ y la potencia incidente de -10dBm.

Frecuencia [GHz]	Ganancia de Amplificador				
	Sin Cond	[5,14pF]	[10pF]	[15pF]	[39pF]
1	5,63	5,43	8,61	11,51	*
1,1	5,27	3,59	7,43	8,34	*
1,2	4,44	-2,18	5,40	5,90	*
1,3	4,58	5,80	5,59	5,92	*
1,4	4,35	6,10	5,26	5,44	*
1,5	3,71	4,03	3,89	4,00	*
1,6	3,81	5,99	4,95	5,10	*
1,7	2,96	3,70	3,47	3,49	3,36
1,8	2,16	4,14	3,68	3,90	3,12
1,9	2,72	4,36	3,89	3,89	2,92
2	2,17	3,55	3,40	3,37	2,91
2,1	2,13	4,28	3,54	3,49	*
2,2	1,65	3,60	2,99	2,87	1,46
2,3	0,87	3,97	2,73	3,08	1,75
2,4	0,19	2,59	1,78	1,58	0,41
2,5	-0,02	1,28	0,67	0,52	-0,52
2,6	-0,93	2,29	1,92	1,69	-0,03
2,7	-1,67	0,09	0,11	-0,25	-3,17
2,8	-3,84	-0,52	-0,63	-7,40	*
2,9	-6,46	-6,83	-6,81	-7,51	*
3	-7,25	-31,33	-31,03	-30,13	*

Tabla N° 1.

Los asteriscos (*) en la tabla representan oscilaciones. Todos los montajes con condensadores de mayor capacitancia (>39pF) presentan oscilaciones.

Como puede observarse en la tabla, el condensador de 5,15pF tiene la mayor ganancia a 2,4Ghz y el condensador de 15pF tiene la mayor ganancia a 1GHz. Consecuentemente, se decidió realizar prototipos con estos dos condensadores. Como

no se tiene los parámetros s del fabricante intentamos mejorar la adaptación del amplificador mediante stubs. La cual consistió en soldar líneas de cobre de ancho aproximadamente igual a la línea de transmisión de 50Ω de longitud variable. Fueron soldadas en varios puntos de las mallas de adaptación de la entrada y de la salida hasta obtener la mejor ganancia.

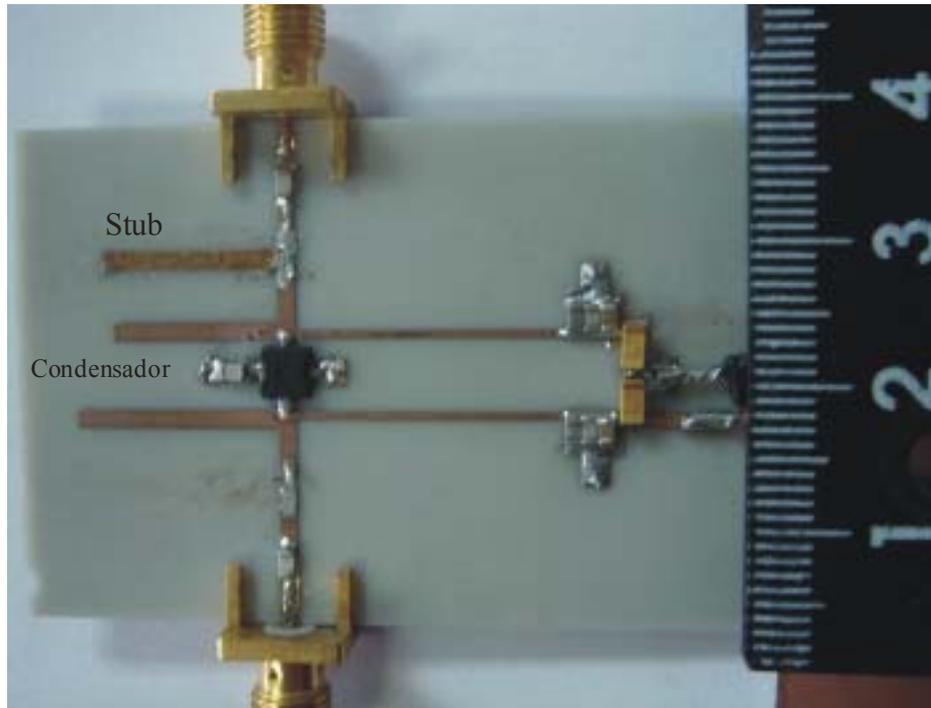
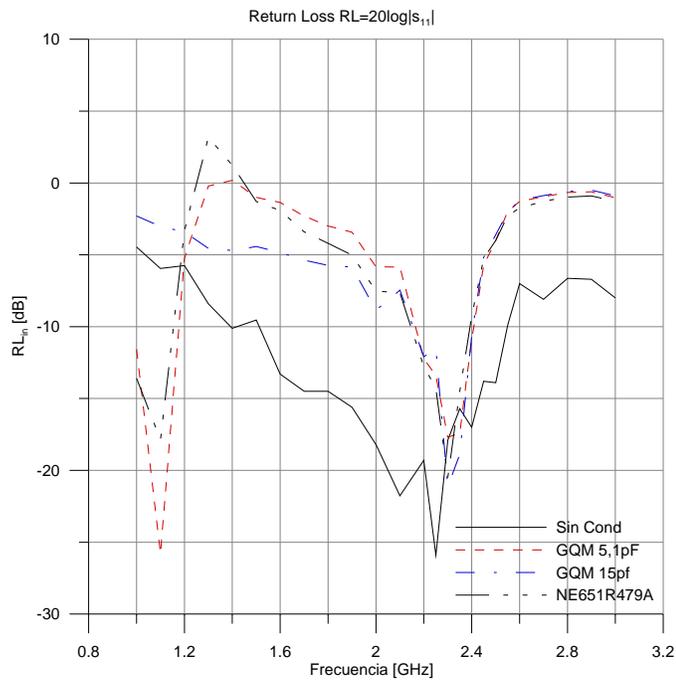


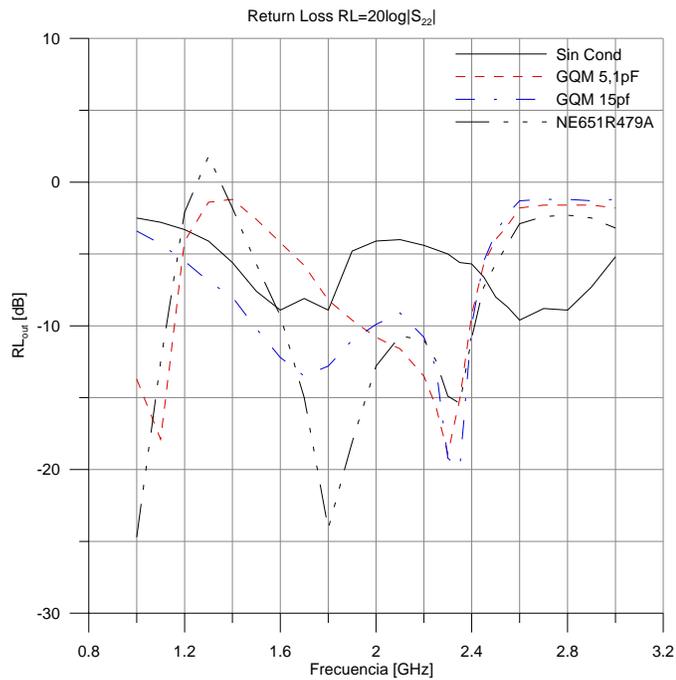
Foto N° 5. Montaje con condensador

En este caso realizamos las mediciones semejantes a la del amplificador de bajo ruido. La potencia incidente es la potencia disponible a la salida del acoplador direccional, cuyo valor es de -10dBm . También, se incluye el transistor NE651R479A que funciona como *pre-driver*. La respuesta en frecuencia de los diferentes parámetros del transistor son los siguientes:



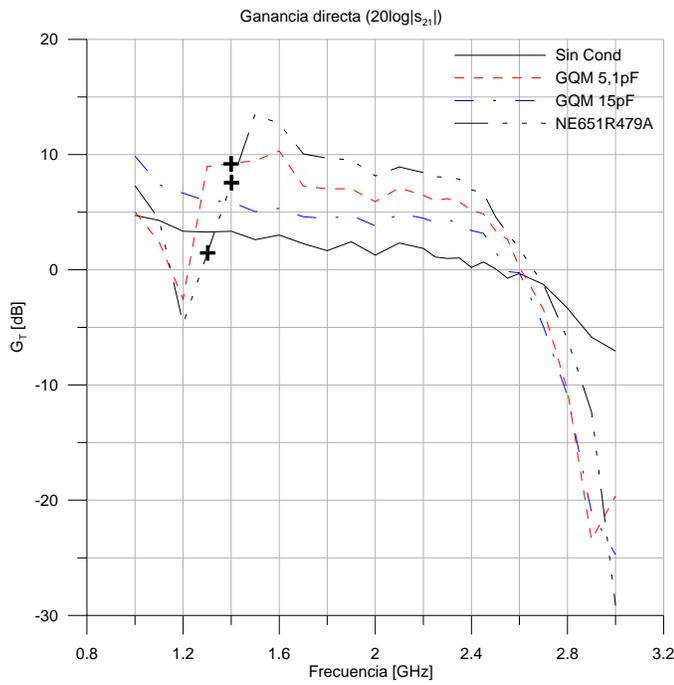
Sin Cond -17dB@2,4GHz
 GQM 5,1pF -10,9dB@2,4GHz
 GQM 15pF -10,59dB@2,4GHz
 NE651R479A -9,28dB@2,4GHz

Gráfico N° 15. Pérdida de retorno de la entrada (PA).



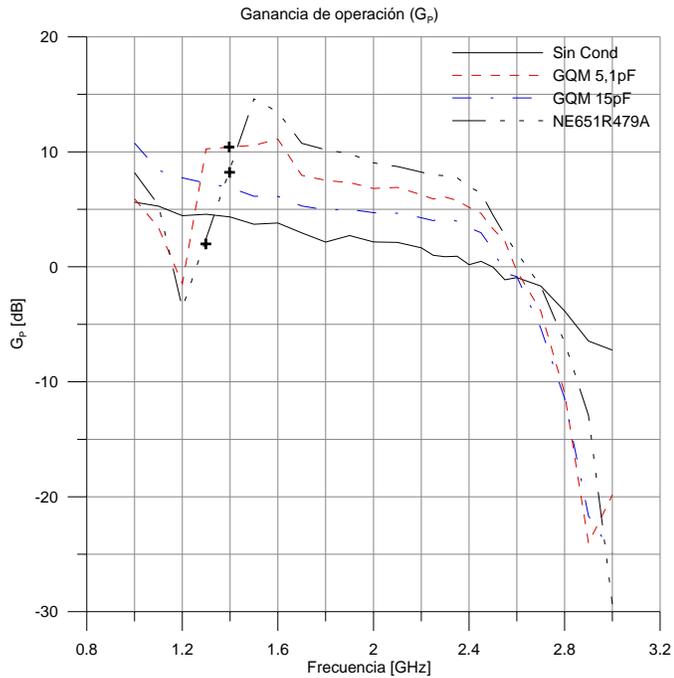
Sin Cond -5,7dB@2,4GHz
 GQM 5,1pF -9,2dB@2,4GHz
 GQM 15pF -9,9dB@2,4GHz
 NE651R479A -10,8dB@2,4GHz

Gráfico N° 16. Pérdida de retorno de la salida (PA).



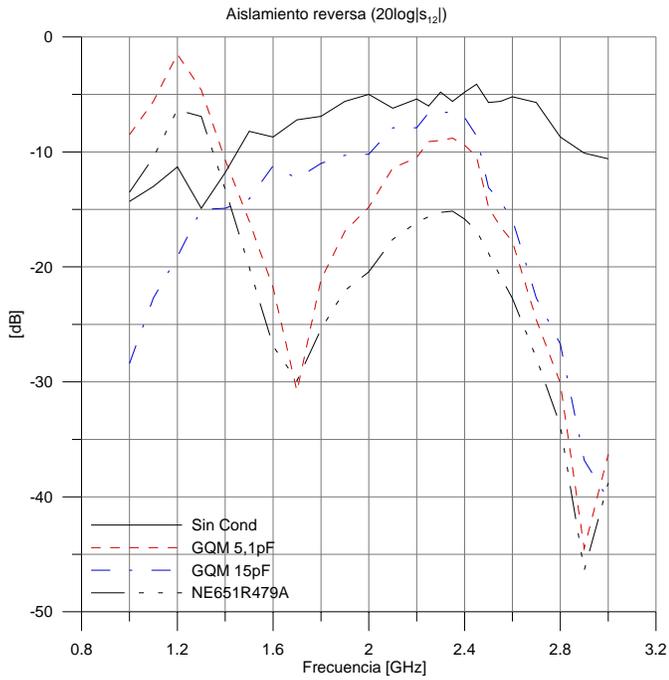
Sin Cond 0,19dB@2,4GHz
 GQM 5,1pF 5,17dB@2,4GHz
 GQM 15pF 3,4B@2,4GHz
 NE651R479A 6,95dB@2,4GHz
 (*).-El símbolo “+” representan oscilaciones

Gráfico N° 17. Ganancia transductor G_T (PA).



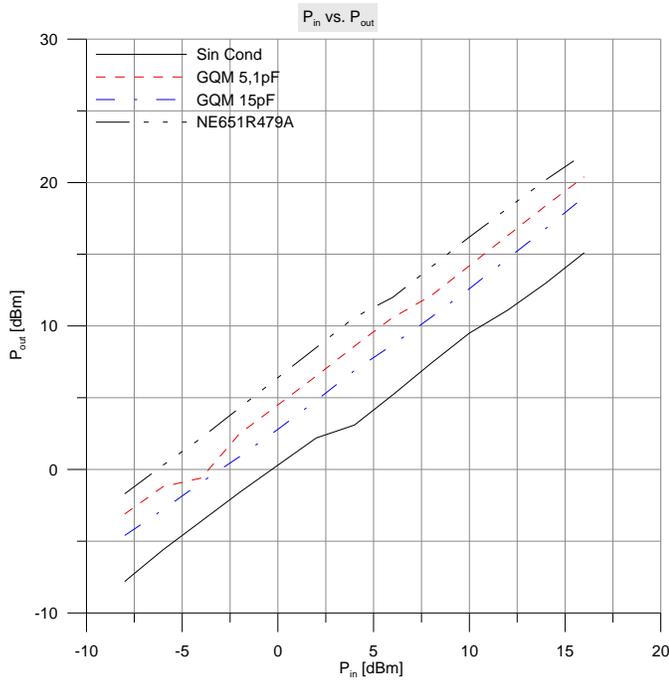
Sin Cond 0,19dB@2,4GHz
 GQM 5,1pF 5,17dB@2,4GHz
 GQM 15pF 3,4dB@2,4GHz
 NE651R479A 6,95dB@2,4GHz
 (*).-El símbolo “+” representan oscilaciones

Gráfico N° 18. Ganancia de operación G_p (PA).



Sin Cond -4,8dB@2,4GHz
 GQM 5,1pF -9,4dB@2,4GHz
 GQM 15pF -7dB@2,4GHz
 NE651R479A - 5,84dB@2,4GHz

Gráfico N° 19. Aislamiento reversa “Reverse isolation” (PA).



Frecuencia de operación
 2,4GHz

Gráfico N° 20. Potencia de entrada vs. Potencia de salida (PA).

En gráfica N° 17 observamos una mejora significativa en la ganancia. Esto muestra una mejora en el aterramiento del transistor. En los casos de amplificadores con condensadores la pérdida de retorno de la entrada y de la salida está bastante cercana a los -10dB, con lo cual se puede decir que los amplificadores tiene un acoplamiento aceptable. En la gráfica N° 20 muestra la linealidad del amplificador con respecto a la potencia de entrada. Los resultados de las pruebas ponen en evidencia que las líneas de cobre funcionan como adaptadores eficaces, evitando la construcción innecesaria de circuitos impresos adicionales.

CONCLUSIONES

En el presente trabajo se comprobó la factibilidad del diseño y fabricación de amplificadores para operar a 2,4GHz con el mínimo de componentes discretos y para la adaptación con la tecnología de microstrip. La impedancia nominal de entrada y la carga terminal de los amplificadores fueron diseñadas para 50Ω .

El amplificador de bajo ruido tuvo buenas prestaciones, la ganancia es de $13,86\text{dB}@2,4\text{GHz}$ con una pérdida de retorno de la entrada de $-14,3@2,4\text{GHz}$ y una pérdida de retorno de la salida de $-9,7\text{dB}@2,4\text{GHz}$. La intermodulación del amplificador es baja tal como se mostró en las pruebas de IP_3 , donde el OIP_3 fue de $9,77\text{dBm}$.

Respecto al amplificador de potencia, se debe indicar que se utilizó cintas adhesivas de cobre como stubs para mejorar el acoples de entradas y el acoples de salida para aumentar la ganancia del amplificador. Se logró una ganancia de $5,17\text{dB}@2,4\text{GHz}$ con una pérdida de retorno de la entrada de $-10,9@2,4\text{GHz}$ y una pérdida de retorno de la salida de $-9,2\text{dB}@2,4\text{GHz}$.

Por último, a manera de inquietud adquirida durante la elaboración del presente trabajo, está abierta y se recomienda la continuación del estudio de diferentes dispositivos activos para microondas, como por ejemplo un oscilador sintetizado.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] Misra, Devendra. Radio-Frequency and Microwave Communications Systems: Analysis and Design. (Libro) NY.USA. John Wiley & Sons. 2001. p. 558.

[2] Misra, Devendra. Radio-Frequency and Microwave Communications Systems: Analysis and Design. (Libro) NY.USA. John Wiley & Sons. 2001. p. 41.

[3] Hoja de especificaciones del transistor BFP420. Infineon. <<http://www.infineon.com/upload/Document/SmallSignalDiscretes/Transistors/Datasheets/BFP420.pdf>> [Consulta 2006].

[4] Hoja de especificaciones del transistor NE65101-79A, California Eastern Laboratories. <<http://www.cel.com/pdf/datasheets/ne65101.pdf>> [Consulta 2006].

BIBLIOGRAFIA

Gonzalez, Guillermo. Microwave transistor amplifiers analysis and design. USA. Prentice-Hall. 1984.

S.A. Maas. Nonlinear Microwave and RF Circuits. USA. Artech House Inc. 2003

Cripps, Steven. RF Power Amplifiers for Wireless Communications. USA. Artech House Inc. 1999.

Gilmore, Rowan y . Besser, Les. Practical RF Circuits Design for Modern Wireless Systems: Active Circuits and Systems (Volume 2). USA. Artech House Inc. 2003.

Misra, Devendra. Radio-Frequency and Microwave Communications Systems: Analysis and Design. USA. John Wiley & Sons. 2001.

Gupta, K.C Microstrip Line and Slotline. USA. Artech House Inc. 1996.

Mircrowave Journal, Vol. 47, N° 7 (Julio 2004), 80 p.

ANEXOS

ANEXO I. Parámetros *s* del transistor BFP420.

```

! Infineon Technologies Discrete & RF Semiconductors
! BFP420F0! VCE = 3.0 V, IC = 4.0 mA
! Common Emitter S-Parameters:
!                                     May 2005
# GHZ S MA R 50
! f
!                                     S11
!                                     S21
!                                     S12
!                                     S22
! GHZ MAG ANG MAG ANG MAG ANG MAG ANG
0.010 0.8731 -0.9 12.757 179.2 0.0008 76.8 0.9940 -0.30
0.020 0.8691 -2.3 12.564 178.5 0.0016 91.2 0.9901 -0.90
0.050 0.8785 -4.7 12.647 176.1 0.0048 89.1 0.9912 -2.50
0.100 0.8718 -10.0 12.619 172.4 0.0083 84.1 0.9880 -5.10
0.150 0.8657 -15.0 12.575 168.5 0.0119 81.2 0.9825 -7.60
0.200 0.8538 -19.8 12.448 164.6 0.0170 80.8 0.9745 -10.10
0.250 0.8470 -24.6 12.259 160.9 0.0204 77.1 0.9636 -12.50
0.300 0.8366 -29.3 12.092 157.2 0.0246 74.4 0.9503 -14.80
0.400 0.8067 -38.6 11.661 150.0 0.0315 70.6 0.9202 -19.20
0.500 0.7701 -47.6 11.198 143.2 0.0375 66.3 0.8848 -23.20
0.600 0.7386 -56.0 10.628 137.0 0.0432 61.5 0.8471 -26.80
0.700 0.7083 -64.0 10.094 131.6 0.0482 58.7 0.8097 -30.10
0.800 0.6747 -72.1 9.541 126.1 0.0526 55.8 0.7728 -33.00
0.900 0.6455 -79.2 9.020 121.2 0.0561 53.3 0.7362 -35.70
1.000 0.6179 -86.3 8.495 116.7 0.0591 51.4 0.7015 -38.00
1.100 0.5940 -92.9 8.025 112.5 0.0625 49.6 0.6703 -40.20
1.200 0.5743 -99.3 7.582 108.7 0.0645 47.9 0.6403 -42.20
1.300 0.5571 -105.3 7.167 105.2 0.0668 46.5 0.6135 -44.00
1.400 0.5428 -111.1 6.786 101.8 0.0690 45.6 0.5870 -45.70
1.500 0.5271 -116.8 6.448 98.6 0.0707 44.6 0.5642 -47.10
1.600 0.5126 -121.7 6.094 95.6 0.0728 43.7 0.5445 -48.60
1.700 0.5077 -126.9 5.821 92.8 0.0745 43.3 0.5229 -50.10
1.800 0.4963 -131.7 5.540 90.0 0.0761 42.8 0.5037 -51.30
1.900 0.4896 -135.9 5.283 87.5 0.0780 42.2 0.4875 -52.40
2.000 0.4839 -140.2 5.050 85.0 0.0790 42.0 0.4739 -53.70
2.200 0.4741 -147.9 4.609 80.6 0.0824 41.2 0.4452 -55.90
2.400 0.4694 -154.4 4.242 76.5 0.0848 41.0 0.4244 -57.90
2.600 0.4664 -160.7 3.920 72.8 0.0886 40.8 0.4038 -59.80
2.800 0.4664 -166.1 3.655 69.4 0.0925 40.8 0.3892 -61.80
3.000 0.4629 -171.3 3.417 65.9 0.0948 40.9 0.3754 -63.10
3.500 0.4668 178.2 2.956 58.4 0.1046 41.1 0.3542 -67.40
4.000 0.4680 168.9 2.608 51.1 0.1153 40.9 0.3378 -71.60
4.500 0.4688 161.2 2.335 44.3 0.1259 39.7 0.3262 -75.90
5.000 0.4675 154.2 2.130 37.6 0.1397 38.7 0.3141 -80.20
5.500 0.4645 146.8 1.956 31.3 0.1544 36.7 0.2995 -84.30
6.000 0.4661 138.3 1.816 24.8 0.1708 34.5 0.2841 -88.90
!
! f Fmin Gammaopt rn/500
! GHZ dB MAG ANG -0
0.900 0.73 0.29 24 0.190
1.800 1.06 0.15 80 0.160
2.400 1.19 0.20 109 0.140
3.000 1.33 0.27 145 0.110
4.000 1.60 0.24 -177 0.140
5.000 1.89 0.24 -143 0.410
6.000 2.20 0.37 -128 0.330
!
! (c) 2005 Infineon Technologies AG, Munich

```

ANEXO II. Parámetros s del transistor NEC-NE6510179A.

```

! FILENAME:      N651017H.S2P          VERSION: 13.1
! NEC PART NUMBER: NE6510179A        DATE: 6/98
! BIAS CONDITIONS: Vd = 3.00v, Id = 300.000 mA
! Calibration    : TRL
# GHZ S MA R 50
  0.500  0.964  179.27  3.090  82.99  0.013  11.07  0.863  175.79
  0.600  0.963  177.35  2.574  80.69  0.013  12.04  0.862  174.56
  0.700  0.964  175.61  2.215  78.48  0.013  13.41  0.863  173.30
  0.800  0.963  174.03  1.940  76.44  0.013  14.52  0.863  172.14
  0.900  0.963  172.57  1.730  74.41  0.014  15.48  0.862  171.02
  1.000  0.962  171.17  1.559  72.36  0.014  16.81  0.862  169.85
  1.100  0.962  169.82  1.418  70.30  0.014  17.13  0.861  168.56
  1.200  0.962  168.54  1.306  68.47  0.014  18.35  0.862  167.59
  1.300  0.962  167.25  1.207  66.55  0.015  18.76  0.861  166.51
  1.400  0.961  166.01  1.124  64.61  0.015  19.61  0.861  165.40
  1.500  0.961  164.80  1.053  62.72  0.015  20.22  0.861  164.31
  1.600  0.960  163.56  0.990  60.89  0.015  20.71  0.862  163.29
  1.700  0.960  162.35  0.934  59.08  0.016  21.61  0.861  162.27
  1.800  0.960  161.14  0.885  57.16  0.016  21.54  0.860  161.18
  1.900  0.959  159.95  0.841  55.31  0.016  22.43  0.861  160.11
  2.000  0.959  158.77  0.803  53.56  0.016  23.77  0.861  159.13
  2.100  0.959  157.58  0.766  51.76  0.017  24.20  0.861  158.16
  2.200  0.958  156.31  0.733  49.92  0.017  24.45  0.859  157.15
  2.300  0.958  155.19  0.704  48.04  0.017  24.16  0.860  156.11
  2.400  0.957  154.04  0.677  46.31  0.018  24.58  0.862  155.13
  2.500  0.957  152.91  0.652  44.72  0.018  24.86  0.863  154.32
  2.600  0.957  151.77  0.627  42.98  0.018  24.96  0.861  153.40
  2.700  0.957  150.62  0.606  41.20  0.018  25.58  0.862  152.38
  2.800  0.957  149.46  0.587  39.47  0.019  25.67  0.864  151.43
  2.900  0.956  148.33  0.568  37.95  0.019  26.27  0.865  150.69
  3.000  0.956  147.16  0.550  36.32  0.019  27.34  0.865  149.81
  3.100  0.956  145.97  0.534  34.72  0.020  27.90  0.866  148.96
  3.200  0.956  144.82  0.519  32.99  0.020  28.08  0.868  148.03
  3.300  0.957  143.66  0.505  31.47  0.021  29.01  0.869  147.23
  3.400  0.955  142.53  0.491  29.85  0.021  28.15  0.869  146.46
  3.500  0.955  141.45  0.478  28.29  0.022  28.47  0.870  145.67
  3.600  0.955  140.29  0.467  26.73  0.022  28.09  0.873  145.02
  3.700  0.955  139.18  0.455  25.35  0.023  28.10  0.873  144.44
  3.800  0.956  138.04  0.443  23.91  0.023  27.80  0.874  143.94
  3.900  0.957  137.01  0.431  22.54  0.024  27.69  0.877  143.48
  4.000  0.956  135.93  0.421  21.29  0.024  27.86  0.883  143.25

```

ANEXO III. Mediciones de LNA2.

Punto de operación: $V_{CE} = 3V$, $I_C = 4mA$.

P1 -> Entrada						
Frecuencia[Ghz]	P _{in} [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	RL _{in} [dB]	G _T [dB]	G _P [dB]
1	-19,3	-36,5	-6,3	-1,2	13	19,17
1,1	-19	-36,6	-4,7	-1,6	14,3	19,41
1,2	-19	-37	-3,4	-2	15,6	19,93
1,3	-18,9	-37,4	-2,6	-2,5	16,3	19,89
1,4	-19	-37,3	-2,7	-2,3	16,3	20,16
1,5	-19	-38,2	-2,9	-3,2	16,1	18,93
1,6	-19,2	-39,1	-3,3	-3,9	15,9	18,17
1,7	-19,5	-40,7	-4,4	-5,2	15,1	16,66
1,8	-19,6	-41,7	-4,5	-6,1	15,1	16,32
1,9	-19,7	-43,1	-4,8	-7,4	14,9	15,77
2	-19,2	-44,4	-4,4	-9,2	14,8	15,36
2,1	-20,3	-48	-6,1	-11,7	14,2	14,50
2,2	-20,4	-50,2	-6	-13,8	14,4	14,58
2,25	-20,3	-51,1	-7,1	-14,8	13,2	13,35
2,3	-20,3	-51,2	-6,7	-14,9	13,6	13,74
2,35	-20,4	-49,8	-7,7	-13,4	12,7	12,90
2,4	-20	-48,3	-7	-12,3	13	13,26
2,45	-20,4	-47,7	-8,4	-11,3	12	12,33
2,5	-20,6	-46,6	-8,3	-10	12,3	12,76
2,55	-20,6	-45,4	-9,5	-8,8	11,1	11,71
2,6	-20,6	-44,8	-9,5	-8,2	11,1	11,81
2,7	-20,6	-44,1	-10,5	-7,5	10,1	10,95
2,8	-20,7	-43,9	-11	-7,2	9,7	10,62
2,9	-20,9	-42,7	-11,6	-5,8	9,3	10,63
3	-20,4	-42,1	-11,9	-5,7	8,5	9,86

Continuación:

Frecuencia[Ghz]	P2 -> Entrada				
	Pin [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	AR [dB]	RL _{out} [dB]
1	-19,3	-36,3	-46,4	-27,1	-1
1,1	-19	-37,7	-44,8	-25,8	-2,7
1,2	-19	-37,8	-44,2	-25,2	-2,8
1,3	-18,9	-38,7	-42,8	-23,9	-3,8
1,4	-19	-40,5	-42,6	-23,6	-5,5
1,5	-19	-42,2	-41,9	-22,9	-7,2
1,6	-19,2	-44,3	-41,6	-22,4	-9,1
1,7	-19,5	-46,1	-40,5	-21	-10,6
1,8	-19,6	-48,7	-40,1	-20,5	-13,1
1,9	-19,7	-49,8	-39,4	-19,7	-14,1
2	-19,2	-49,3	-38,6	-19,4	-14,1
2,1	-20,3	-48,3	-39,4	-19,1	-12
2,2	-20,4	-46,5	-39,5	-19,1	-10,1
2,25	-20,3	-46	-39,8	-19,5	-9,7
2,3	-20,3	-45,7	-39,9	-19,6	-9,4
2,35	-20,4	-45	-39,6	-19,2	-8,6
2,4	-20	-44,2	-39,4	-19,4	-8,2
2,45	-20,4	-44,1	-39,7	-19,3	-7,7
2,5	-20,6	-43,8	-39,8	-19,2	-7,2
2,55	-20,6	-43,7	-39,9	-19,3	-7,1
2,6	-20,6	-43,4	-39,7	-19,1	-6,8
2,7	-20,6	-44	-40,1	-19,5	-7,4
2,8	-20,7	-44,1	-40,1	-19,4	-7,4
2,9	-20,9	-44,6	-40,4	-19,5	-7,7
3	-20,4	-45,6	-40,7	-20,3	-9,2

Frecuencia De Trabajo 2,4 GHz

Pin [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	G _p [dB]
-30	-57	-16,9	13,459
-28	-55,3	-14,8	13,535
-26	-53,1	-12,7	13,651
-24	-51,3	-10,8	13,535
-22	-49,6	-9,1	13,211
-20	-47,4	-7	13,327
-18	-45,5	-5,8	12,519
-16	-43,6	-4	12,311
-14	-41,7	-2,1	12,204
-12	-39,9	-0,7	11,590
-10	-37,4	0,3	10,627
-8	-33,7	1	9,492
-6	-29,6	1,6	8,429
-4	-26,5	2,1	7,201
-2	-23,1	2,7	6,305
0	-20,2	3,1	5,177

ANEXO IV. Mediciones de LNA3.

Punto de operación: $V_{CE} = 3V$, $I_C = 4mA$.

P1 -> Entrada						
Frecuencia[Ghz]	P _{in} [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	RL _{in} [dB]	G _T [dB]	G _P [dB]
1	-19,3	-36,7	-5,1	-1,4	14,2	19,80
1,1	-19	-36,4	-3,6	-1,4	15,4	21,00
1,2	-19	-37	-2,4	-2	16,6	20,93
1,3	-18,9	-37,2	-1,8	-2,3	17,1	20,96
1,4	-19	-37,4	-1,8	-2,4	17,2	20,92
1,5	-19	-38,1	-2	-3,1	17	19,92
1,6	-19,2	-38,8	-2,6	-3,6	16,6	19,09
1,7	-19,5	-40,5	-3,8	-5	15,7	17,35
1,8	-19,6	-41,3	-4	-5,7	15,6	16,96
1,9	-19,7	-42,5	-4,3	-6,8	15,4	16,42
2	-19,2	-43,5	-3,8	-8,3	15,4	16,10
2,1	-20,3	-46,6	-5,6	-10,3	14,7	15,13
2,2	-20,4	-48,5	-5,5	-12,1	14,9	15,18
2,25	-20,3	-49,2	-6,4	-12,9	13,9	14,13
2,3	-20,3	-50	-6	-13,7	14,3	14,49
2,35	-20,4	-50,1	-7	-13,7	13,4	13,59
2,4	-20	-50,3	-6,3	-14,3	13,7	13,86
2,45	-20,4	-49,8	-7,5	-13,4	12,9	13,10
2,5	-20,6	-49,1	-7,4	-12,5	13,2	13,45
2,55	-20,6	-48,1	-8,4	-11,5	12,2	12,52
2,6	-20,6	-47,5	-8,5	-10,9	12,1	12,47
2,7	-20,6	-46	-9,3	-9,4	11,3	11,83
2,8	-20,7	-45,1	-9,9	-8,4	10,8	11,48
2,9	-20,9	-44,14	-10,6	-7,24	10,3	11,21
3	-20,4	-43,9	-10,9	-7,5	9,5	10,35

Continuación:

Frecuencia[Ghz]	P2 -> Entrada				
	Pin [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	AR [dB]	RL _{out} [dB]
1	-19,3	-36,8	-46	-26,7	-1,5
1,1	-19	-37,7	-44,4	-25,4	-2,7
1,2	-19	-38,7	-44,3	-25,3	-3,7
1,3	-18,9	-39,6	-44,3	-25,4	-4,7
1,4	-19	-41,4	-44,3	-25,3	-6,4
1,5	-19	-43,1	-44	-25	-8,1
1,6	-19,2	-45,2	-41,4	-22,2	-10
1,7	-19,5	-47,3	-40,8	-21,3	-11,8
1,8	-19,6	-49,1	-40,7	-21,1	-13,5
1,9	-19,7	-49,6	-40,1	-20,4	-13,9
2	-19,2	-48,8	-39,7	-20,5	-13,6
2,1	-20,3	-49	-40,6	-20,3	-12,7
2,2	-20,4	-48	-40,9	-20,5	-11,6
2,25	-20,3	-47,5	-40,3	-20	-11,2
2,3	-20,3	-46,8	-40,6	-20,3	-10,5
2,35	-20,4	-46,3	-40,1	-19,7	-9,9
2,4	-20	-45,7	-40,3	-20,3	-9,7
2,45	-20,4	-45,6	-40,2	-19,8	-9,2
2,5	-20,6	-45,3	-40,3	-19,7	-8,7
2,55	-20,6	-45	-40,2	-19,6	-8,4
2,6	-20,6	-45,1	-40,3	-19,7	-8,5
2,7	-20,6	-45,3	-40,3	-19,7	-8,7
2,8	-20,7	-45,8	-40,4	-19,7	-9,1
2,9	-20,9	-46,7	-40,8	-19,9	-9,8
3	-20,4	-48	-41,4	-21	-11,6

Frecuencia De Trabajo 2,4 GHz

Pin [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	G _p [dB]
-30	-59,9	-16,4	13,781
-28	-57,4	-14,5	13,703
-26	-56,3	-12,6	13,564
-24	-54,1	-10,8	13,372
-22	-52	-8,9	13,276
-20	-50,3	-6,3	13,864
-18	-48,3	-5,1	13,064
-16	-46	-3,1	13,076
-14	-43,3	-1,4	12,808
-12	-40,2	-0,1	12,170
-10	-36	0,6	11,058
-8	-31,6	1,6	10,429
-6	-28,1	2	9,223
-4	-24,6	2,5	8,349
-2	-22	3,2	7,405
0	-19,4	3,5	6,153

ANEXO V. Mediciones de LNA4.

Punto de operación: $V_{CE} = 3V$, $I_C = 4mA$.

Frecuencia[Ghz]	P1 -> Entrada					
	P _{in} [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	RL _{in} [dB]	G _T [dB]	G _p [dB]
1	-19,3	-36,6	-7,1	-1,3	12,2	18,07
1,1	-19	-36,4	-5,6	-1,4	13,4	19,00
1,2	-19	-36,8	-4,2	-1,8	14,8	19,49
1,3	-18,9	-37	-3,4	-2,1	15,5	19,66
1,4	-19	-36,9	-3,2	-1,9	15,8	20,31
1,5	-19	-37,6	-3,1	-2,6	15,9	19,36
1,6	-19,2	-38,2	-3,4	-3	15,8	18,82
1,7	-19,5	-40	-4,5	-4,5	15	16,90
1,8	-19,6	-41	-4,7	-5,4	14,9	16,38
1,9	-19,7	-42,4	-4,8	-6,7	14,9	15,94
2	-19,2	-43,8	-4,2	-8,6	15	15,65
2,1	-20,3	-47,1	-5,9	-10,8	14,4	14,78
2,2	-20,4	-49,2	-5,6	-12,8	14,8	15,03
2,25	-20,3	-49,4	-6,9	-13,1	13,4	13,62
2,3	-20,3	-49,5	-6,4	-13,2	13,9	14,11
2,35	-20,4	-49	-7,5	-12,6	12,9	13,15
2,4	-20	-48,1	-6,74	-12,1	13,26	13,54
2,45	-20,4	-47,4	-8,2	-11	12,2	12,56
2,5	-20,6	-46,5	-8	-9,9	12,6	13,07
2,55	-20,6	-45,9	-9,1	-9,3	11,5	12,04
2,6	-20,6	-45,2	-9,2	-8,6	11,4	12,05
2,7	-20,6	-44	-10,1	-7,4	10,5	11,37
2,8	-20,7	-43,5	-10,8	-6,8	9,9	10,92
2,9	-20,9	-42,4	-11,4	-5,5	9,5	10,94
3	-20,4	-42,4	-11,8	-6	8,6	9,86

Continuación:

Frecuencia [Ghz]	P2 -> Entrada				
	Pin [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	AR [dB]	RL _{out} [dB]
1	-19,3	-36,5	-47	-27,7	-1,2
1,1	-19	-37,1	-45,5	-26,5	-2,1
1,2	-19	-37,9	-45,1	-26,1	-2,9
1,3	-18,9	-38,4	-42,9	-24	-3,5
1,4	-19	-40,2	-42,7	-23,7	-5,2
1,5	-19	-41,6	-42,3	-23,3	-6,6
1,6	-19,2	-43,3	-41,2	-22	-8,1
1,7	-19,5	-45	-40,1	-20,6	-9,5
1,8	-19,6	-46,3	-40,2	-20,6	-10,7
1,9	-19,7	-46,8	-39,5	-19,8	-11,1
2	-19,2	-46,1	-39,1	-19,9	-10,9
2,1	-20,3	-46,4	-39,9	-19,6	-10,1
2,2	-20,4	-45,9	-40,4	-20	-9,5
2,25	-20,3	-45,6	-40,2	-19,9	-9,3
2,3	-20,3	-44,7	-40,3	-20	-8,4
2,35	-20,4	-44,5	-39,9	-19,5	-8,1
2,4	-20	-44,8	-40,1	-20,1	-8,8
2,45	-20,4	-45,1	-40,5	-20,1	-8,7
2,5	-20,6	-45,5	-40,3	-19,7	-8,9
2,55	-20,6	-45,6	-40,6	-20	-9
2,6	-20,6	-45,9	-40,6	-20	-9,3
2,7	-20,6	-46,8	-40,6	-20	-10,2
2,8	-20,7	-47,3	-40,7	-20	-10,6
2,9	-20,9	-48,2	-41,2	-20,3	-11,3
3	-20,4	-49,3	-42	-21,6	-12,9

Frecuencia De Trabajo 2,4 GHz

Pin [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	G _p [dB]
-30	-57,4	-16,5	13,827
-28	-55,5	-14,4	13,919
-26	-53,7	-12,7	13,604
-24	-52	-10,8	13,483
-22	-49,9	-8,8	13,490
-20	-48	-6,8	13,483
-18	-46	-4,7	13,583
-16	-44	-2,8	13,483
-14	-42,2	-1,2	13,070
-12	-40,3	-0,1	12,164
-10	-37,8	0,5	10,797
-8	-34,1	1	9,447
-6	-31,5	1,3	7,817
-4	-26,1	2	7,223
-2	-24,9	2,7	5,692
0	-22	3,5	4,756

ANEXO VI. Mediciones con diversos sustratos (PA).

Punto de operación: $V_{DS} = 5V$ y $I_D = 300mA$

		Roger Ultra 2000			FR4			GIL GML serie 1000		
Ghz	Pin[dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	G _p [dB]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	G _p [dB]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	G _p [dB]
1	0,9	-16,84	-9,8	-5,89	-20,24	4	4,69	-19,56	4,6	5,63
1,1	1	-17,13	-8,67	-5,55	-21,09	3,83	4,06	-20,95	5	5,27
1,2	1,1	-17,8	-8,04	-6,02	-22,5	3,62	3,35	-20,65	4,2	4,44
1,3	1,3	-17,83	-6,4	-4,81	-24,46	3,68	2,87	-23,11	5,2	4,58
1,4	1	-18,84	-5,4	-4,09	-27,81	3,45	2,68	-25,11	4,9	4,35
1,5	1,1	-19,5	-4,04	-3,29	-32,5	3,31	2,29	-24,44	4,3	3,71
1,6	0,8	-21,2	-3,09	-2,63	-37,09	2,88	2,11	-28,5	4,4	3,81
1,7	0,7	-23,5	-2,6	-2,59	-31,63	2,51	1,91	-29,8	3,5	2,96
1,8	0,5	-24,82	-2,38	-2,34	-28,05	1,85	1,60	-30	2,5	2,16
1,9	0,3	-23,78	-2,68	-2,25	-25,6	1,48	1,65	-31,3	2,9	2,72
2	0,9	-21,62	-3,01	-2,82	-25,04	0,93	0,49	-33,3	3	2,17
2,1	-0,2	-20,17	-3,26	-0,84	-24,1	0,74	1,71	-37,97	1,9	2,13
2,2	-0,2	-19,55	-4,2	-1,30	-24,33	0,35	1,28	-35,5	1,4	1,65
2,25	-0,1	-19,42	-4,5	-1,68	-24,75	0,34	1,08	-42	0,9	1,01
2,3	-0,1	-19,06	-4,4	-1,24	-25,3	0,37	1,03	-34	0,7	0,87
2,35	-0,1	-18,89	-4,48	-1,14	-27,14	0,33	0,79	-31,8	0,7	0,92
2,4	0	-19	-4,53	-1,51	-29,8	0,18	0,36	-33	0,1	0,19
2,45	-0,2	-19,06	-4,37	-1,00	-29,2	-0,26	0,16	-30	0,1	0,48
2,5	-0,1	-19,05	-3,87	-0,70	-25,44	-0,8	-0,16	-30	-0,3	-0,02
2,55	-0,4	-19,34	-3,22	0,26	-22,5	-1,7	-0,08	-26,3	-2	-1,13
2,6	-0,6	-20,34	-2,63	0,36	-20,5	-3,14	-0,27	-23,6	-2,5	-0,93
2,7	-0,4	-26,13	-0,74	0,15	-18,46	-7,84	-3,21	-24,5	-2,8	-1,67
2,8	-0,5	-23,7	-1,48	-0,06	-17,44	-12,28	-4,67	-23,14	-5,4	-3,84
2,9	-0,6	-18,06	-8,2	-2,16	-17,28	-17	-8,01	-23,3	-8,1	-6,46
3	-0,2	-16,85	-15,39	-6,62	-17,3	-21,27	-14,57	-24,2	-8,2	-7,25

ANEXO VII. Mediciones PA (GIL GML serie 1000)

Punto de operación: $V_{DS} = 5V$ y $I_D = 300mA$

P1 -> Entrada						
Frecuencia[Ghz]	P _{in} [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	RL _{in} [dB]	G _T [dB]	G _P [dB]
1	0,9	-19,56	4,6	-4,46	4,73	5,63
1,1	1	-20,95	5	-5,95	4,27	5,27
1,2	1,1	-20,65	4,2	-5,75	3,34	4,44
1,3	1,3	-23,11	5,2	-8,41	3,28	4,58
1,4	1	-25,11	4,9	-10,11	3,35	4,35
1,5	1,1	-24,44	4,3	-9,54	2,61	3,71
1,6	0,8	-28,5	4,4	-13,3	3,01	3,81
1,7	0,7	-29,8	3,5	-14,5	2,26	2,96
1,8	0,5	-30	2,5	-14,5	1,66	2,16
1,9	0,3	-31,3	2,9	-15,6	2,42	2,72
2	0,9	-33,3	3	-18,2	1,27	2,17
2,1	-0,2	-37,97	1,9	-21,77	2,33	2,13
2,2	-0,2	-35,5	1,4	-19,3	1,85	1,65
2,25	-0,1	-42	0,9	-25,9	1,11	1,01
2,3	-0,1	-34	0,7	-17,9	0,97	0,87
2,35	-0,1	-31,8	0,7	-15,7	1,02	0,92
2,4	0	-33	0,1	-17	0,19	0,19
2,45	-0,2	-30	0,1	-13,8	0,68	0,48
2,5	-0,1	-30	-0,3	-13,9	0,08	-0,02
2,55	-0,4	-26,3	-2	-9,9	-0,73	-1,13
2,6	-0,6	-23,6	-2,5	-7	-0,33	-0,93
2,7	-0,4	-24,5	-2,8	-8,1	-1,27	-1,67
2,8	-0,5	-23,14	-5,4	-6,64	-3,34	-3,84
2,9	-0,6	-23,3	-8,1	-6,7	-5,86	-6,46
3	-0,2	-24,2	-8,2	-8	-7,05	-7,25

Continuación.

	P2 -> Entrada				
Frecuencia[Ghz]	Pin [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	AR [dB]	RL _{out} [dB]
1	0,9	-17,6	-13,4	-14,3	-2,5
1,1	1	-17,8	-12	-13	-2,8
1,2	1,1	-18,2	-10,2	-11,3	-3,3
1,3	1,3	-18,8	-13,6	-14,9	-4,1
1,4	1	-20,6	-10,8	-11,8	-5,6
1,5	1,1	-22,5	-7,1	-8,2	-7,6
1,6	0,8	-24,1	-7,9	-8,7	-8,9
1,7	0,7	-23,4	-6,5	-7,2	-8,1
1,8	0,5	-24,4	-6,4	-6,9	-8,9
1,9	0,3	-20,5	-5,3	-5,6	-4,8
2	0,9	-19,2	-4,1	-5	-4,1
2,1	-0,2	-20,2	-6,4	-6,2	-4
2,2	-0,2	-20,6	-5,6	-5,4	-4,4
2,25	-0,1	-20,8	-6,1	-6	-4,7
2,3	-0,1	-21,1	-4,9	-4,8	-5
2,35	-0,1	-21,7	-5,7	-5,6	-5,6
2,4	0	-21,7	-4,8	-4,8	-5,7
2,45	-0,2	-22,8	-4,3	-4,1	-6,6
2,5	-0,1	-24,1	-5,8	-5,7	-8
2,55	-0,4	-25,1	-6	-5,6	-8,7
2,6	-0,6	-26,2	-5,8	-5,2	-9,6
2,7	-0,4	-25,2	-6,1	-5,7	-8,8
2,8	-0,5	-25,4	-9,2	-8,7	-8,9
2,9	-0,6	-23,9	-10,7	-10,1	-7,3
3	-0,2	-21,4	-10,8	-10,6	-5,2

Frecuencia De Trabajo 2,4 GHz

Pin [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	G _p [dB]
-8	-28,2	-7,8	2,277
-6	-26,2	-5,6	2,477
-4	-24,2	-3,6	2,477
-2	-22	-1,6	2,605
0	-19,9	0,3	2,572
2	-18	2,2	2,405
4	-15,9	3,1	1,372
6	-13,8	5,2	1,542
8	-11,8	7,4	1,742
10	-10,2	9,5	1,577
12	-8,1	11,1	1,240
14	-5,9	13	1,272
16	-3,8	15,1	1,442

ANEXO VIII. Mediciones PA (condensador de 5,1pF)

Punto de operación: $V_{DS} = 5V$ y $I_D = 300mA$

Frecuencia[Ghz]	P1 -> Entrada					
	P _{in} [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	RL _{in} [dB]	G _T [dB]	G _P [dB]
1	0,9	-26,67	6,5	-11,57	5,01	5,91
1,1	1	-40,8	4,4	-25,8	2,41	3,41
1,2	1,1	-20,14	-1,9	-5,24	-2,56	-1,46
1,3	1,3	-14,92	-1,5	-0,22	8,96	10,26
1,4	1	-14,82	3,9	0,18	*	*
1,5	1,1	-15,9	4,8	-1	9,47	10,57
1,6	0,8	-16,56	6,2	-1,36	10,30	11,10
1,7	0,7	-17,6	4,8	-2,3	7,26	7,96
1,8	0,5	-18,5	5	-3	7,02	7,52
1,9	0,3	-19,13	5	-3,43	7,03	7,33
2	0,9	-20,93	6,4	-5,83	5,91	6,81
2,1	-0,2	-22,05	5,4	-5,85	7,11	6,91
2,2	-0,2	-28,43	5,8	-12,23	6,47	6,27
2,25	-0,1	-29,5	5,6	-13,4	6,00	5,90
2,3	-0,1	-33,8	5,9	-17,7	6,17	6,07
2,35	-0,1	-33,5	5,6	-17,4	5,88	5,78
2,4	0	-26,9	4,8	-10,9	5,17	5,17
2,45	-0,2	-21,93	3,1	-5,73	4,85	4,65
2,5	-0,1	-20,11	1	-4,01	3,40	3,30
2,55	-0,4	-18,4	-2,5	-2	2,63	2,23
2,6	-0,6	-17,88	-6,9	-1,28	0,23	-0,37
2,7	-0,4	-17,35	-11,3	-0,95	-3,43	-3,83
2,8	-0,5	-17,16	-20	-0,66	-10,49	-10,99
2,9	-0,6	-17,22	-33,4	-0,62	-23,44	-24,04
3	-0,2	-17,23	-26,8	-1,03	-19,65	-19,85

Continuación.

	P2 ->				
	Entrada				
Frecuencia[Ghz]	Pin [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	AR [dB]	RL _{out} [dB]
1	0,9	-28,8	-7,6	-8,5	-13,7
1,1	1	-32,9	-4,6	-5,6	-17,9
1,2	1,1	-19	-0,4	-1,5	-4,1
1,3	1,3	-16,1	-3,3	-4,6	-1,4
1,4	1	-16,2	-9,7	-10,7	-1,2
1,5	1,1	-17,5	-14,9	-16	-2,6
1,6	0,8	-19,4	-21	-21,8	-4,2
1,7	0,7	-21,1	-30,1	-30,8	-5,8
1,8	0,5	-23,7	-20,6	-21,1	-8,2
1,9	0,3	-25,3	-16,6	-16,9	-9,6
2	0,9	-25,9	-13,9	-14,8	-10,8
2,1	-0,2	-27,8	-11,6	-11,4	-11,6
2,2	-0,2	-29,7	-10,7	-10,5	-13,5
2,25	-0,1	-31,7	-9,2	-9,1	-15,6
2,3	-0,1	-35	-9,1	-9	-18,9
2,35	-0,1	-31,2	-8,9	-8,8	-15,1
2,4	0	-25,2	-9,4	-9,4	-9,2
2,45	-0,2	-21,9	-10,6	-10,4	-5,7
2,5	-0,1	-20,1	-14,9	-14,8	-4
2,55	-0,4	-19,4	-16,9	-16,5	-3
2,6	-0,6	-18,4	-18,4	-17,8	-1,8
2,7	-0,4	-18	-25	-24,6	-1,6
2,8	-0,5	-18,1	-30,6	-30,1	-1,6
2,9	-0,6	-18,2	-45,1	-44,5	-1,6
3	-0,2	-18	-36,5	-36,3	-1,8

Frecuencia De Trabajo 2,4 GHz

Pin [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	G _p [dB]
-30	-31,8	-3,1	5,688
-28	-29,8	-1,2	5,588
-26	-27,8	-0,6	4,188
-24	-25,7	2,5	5,308
-22	-23,5	4,5	5,350
-20	-21,3	6,5	5,395
-18	-19,3	8,6	5,495
-16	-17,3	10,6	5,495
-14	-15,4	12,1	4,972
-12	-13,5	14,2	5,050
-10	-11,5	16,3	5,150
-8	-9,5	18,4	5,250
-6	-7,5	20,4	5,250

ANEXO IX. Mediciones PA (condensador de 15pF)

Punto de operación: $V_{DS} = 5V$ y $I_D = 300mA$

Frecuencia[Ghz]	P1 -> Entrada					
	P _{in} [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	RL _{in} [dB]	G _T [dB]	G _P [dB]
1	0,9	-17,4	7,8	-2,3	9,85993	10,76
1,1	1	-18,03	6,4	-3,03	7,390689	8,39
1,2	1,1	-18,31	6,2	-3,41	6,644306	7,74
1,3	1,3	-19,25	6,7	-4,55	5,975893	7,28
1,4	1	-19,7	6,1	-4,7	5,896962	6,90
1,5	1,1	-19,33	5,3	-4,43	5,042129	6,14
1,6	0,8	-20,04	5,2	-4,84	5,326923	6,13
1,7	0,7	-20,66	4,5	-5,36	4,593977	5,29
1,8	0,5	-21,24	4,1	-5,74	4,447099	4,95
1,9	0,3	-21,55	4	-5,85	4,707776	5,01
2	0,9	-23,96	5	-8,86	3,804892	4,70
2,1	-0,2	-23,66	3,6	-7,46	4,859073	4,66
2,2	-0,2	-28,3	3,8	-12,1	4,476395	4,28
2,25	-0,1	-27,6	3,6	-11,5	4,118883	4,02
2,3	-0,1	-37,2	4,1	-21,1	4,333844	4,23
2,35	-0,1	-35	3,8	-18,9	4,056311	3,96
2,4	0	-26,59	3	-10,59	3,396706	3,40
2,45	-0,2	-21,38	1,2	-5,18	3,170097	2,97
2,5	-0,1	-19,7	-1,1	-3,6	1,591183	1,49
2,55	-0,4	-18,45	-5,2	-2,05	-0,15494	-0,55
2,6	-0,6	-17,81	-7,6	-1,21	-0,25905	-0,86
2,7	-0,4	-17,28	-13,1	-0,88	-4,93441	-5,33
2,8	-0,5	-17,09	-20,9	-0,59	-10,939	-11,44
2,9	-0,6	-17,1	-31,9	-0,5	-21,0643	-21,66
3	-0,2	-17,1	-32,4	-0,9	-24,7224	-24,92

Continuación.

	P2 -> Entrada				
Frecuencia[Ghz]	Pin [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	AR [dB]	RL _{out} [dB]
1	0,9	-18,5	-27,5	-28,4	-3,4
1,1	1	-19,3	-21,7	-22,7	-4,3
1,2	1,1	-20,4	-18	-19,1	-5,5
1,3	1,3	-21,6	-13,7	-15	-6,9
1,4	1	-23	-13,9	-14,9	-8
1,5	1,1	-25,1	-13	-14,1	-10,2
1,6	0,8	-27,4	-10,4	-11,2	-12,2
1,7	0,7	-28,8	-11,6	-12,3	-13,5
1,8	0,5	-28,3	-10,5	-11	-12,8
1,9	0,3	-26,7	-10	-10,3	-11
2	0,9	-25	-9,3	-10,2	-9,9
2,1	-0,2	-25,3	-8,1	-7,9	-9,1
2,2	-0,2	-27	-8,1	-7,9	-10,8
2,25	-0,1	-29	-6,7	-6,6	-12,9
2,3	-0,1	-35,3	-6,7	-6,6	-19,2
2,35	-0,1	-36	-6,6	-6,5	-19,9
2,4	0	-25,9	-7	-7	-9,9
2,45	-0,2	-21,7	-8,8	-8,6	-5,5
2,5	-0,1	-19,6	-13,2	-13,1	-3,5
2,55	-0,4	-18,6	-14,7	-14,3	-2,2
2,6	-0,6	-17,9	-16,5	-15,9	-1,3
2,7	-0,4	-17,6	-23,1	-22,7	-1,2
2,8	-0,5	-17,7	-27,2	-26,7	-1,2
2,9	-0,6	-17,9	-37,4	-36,8	-1,3
3	-0,2	-17,4	-40,4	-40,2	-1,2

Frecuencia De Trabajo 2,4 GHz

Pin [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	G _p [dB]
-30	-33,3	-4,6	3,943
-28	-31,3	-2,8	3,743
-26	-29,4	-0,9	3,630
-24	-27,4	0,9	3,430
-22	-25,3	2,8	3,343
-20	-23,1	4,8	3,370
-18	-21	6,9	3,484
-16	-18,9	8,7	3,299
-14	-17	10,6	3,184
-12	-15,1	12,6	3,170
-10	-13,2	14,7	3,256
-8	-11,2	16,8	3,356
-6	-9,2	19	3,556

ANEXO X. Mediciones PA (NE651R479A)

Punto de operación: $V_{DS} = 5V$ y $I_D = 300mA$

Frecuencia[Ghz]	P1 -> Entrada					
	P _{in} [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	RL _{in} [dB]	G _T [dB]	G _P [dB]
1	0,9	-28,69	8,9	-13,59	7,29	8,19
1,1	1	-32,86	6,3	-17,86	4,37	5,37
1,2	1,1	-18,22	-5,2	-3,32	-4,68	-3,58
1,3	1,3	-11,52	10,6	3,18	*	*
1,4	1	-13,77	11	1,23	*	*
1,5	1,1	-16,19	9,8	-1,29	13,50	14,60
1,6	0,8	-17,12	9,8	-1,92	12,67	13,47
1,7	0,7	-18,7	8,8	-3,4	10,05	10,75
1,8	0,5	-19,7	8,6	-4,2	9,68	10,18
1,9	0,3	-20,72	8,5	-5,02	9,54	9,84
2	0,9	-22,63	9,1	-7,53	8,14	9,04
2,1	-0,2	-23,83	7,7	-7,63	8,92	8,72
2,2	-0,2	-28,99	7,8	-12,79	8,43	8,23
2,25	-0,1	-30,34	7,7	-14,24	8,07	7,97
2,3	-0,1	-36,6	7,8	-20,5	8,04	7,94
2,35	-0,1	-30,6	7,5	-14,5	7,86	7,76
2,4	0	-25,28	6,4	-9,28	6,95	6,95
2,45	-0,2	-21,45	4,7	-5,25	6,64	6,44
2,5	-0,1	-20,11	2,2	-4,01	4,60	4,50
2,55	-0,4	-18,69	-1,5	-2,29	3,17	2,77
2,6	-0,6	-18,33	-4,2	-1,73	1,83	1,23
2,7	-0,4	-17,68	-8	-1,28	-1,27	-1,67
2,8	-0,5	-17,48	-14	-0,98	-6,05	-6,55
2,9	-0,6	-17,5	-20,8	-0,9	-12,32	-12,92
3	-0,2	-17,47	-35,5	-1,27	-29,14	-29,34

Continuación.

	P2 -> Entrada				
Frecuencia[Ghz]	Pin [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	AR [dB]	RL _{out} [dB]
1	0,9	-39,8	-12,6	-13,5	-24,7
1,1	1	-27,5	-9,45	-10,45	-12,5
1,2	1,1	-17	-5,23	-6,33	-2,1
1,3	1,3	-12,9	-5,62	-6,92	1,8
1,4	1	-16,8	-12,26	-13,26	-1,8
1,5	1,1	-20,6	-18,9	-20	-5,7
1,6	0,8	-24,5	-26,09	-26,89	-9,3
1,7	0,7	-30,3	-29,2	-29,9	-15
1,8	0,5	-39,6	-24,93	-25,43	-24,1
1,9	0,3	-33,8	-21,74	-22,04	-18,1
2	0,9	-27,9	-19,54	-20,44	-12,8
2,1	-0,2	-26,9	-17,8	-17,6	-10,7
2,2	-0,2	-27,2	-16,32	-16,12	-11
2,25	-0,1	-28,5	-15,73	-15,63	-12,4
2,3	-0,1	-31	-15,36	-15,26	-14,9
2,35	-0,1	-31,5	-15,25	-15,15	-15,4
2,4	0	-26,8	-15,84	-15,84	-10,8
2,45	-0,2	-23,5	-17,05	-16,85	-7,3
2,5	-0,1	-21,8	-18,9	-18,8	-5,7
2,55	-0,4	-20,7	-21,25	-20,85	-4,3
2,6	-0,6	-19,5	-23,33	-22,73	-2,9
2,7	-0,4	-18,8	-28,33	-27,93	-2,4
2,8	-0,5	-18,8	-34,3	-33,8	-2,3
2,9	-0,6	-19,1	-47	-46,4	-2,5
3	-0,2	-19,4	-39	-38,8	-3,2

Frecuencia De Trabajo 2,4 GHz

Pin [dBm]	P _{Ref} [dBm]	P _{out} [dBm]	G _p [dB]
-30	-34,6	-1,7	6,696
-28	-32	0,3	6,758
-26	-29,6	2,2	6,704
-24	-28,4	4,3	6,715
-22	-25,29	6,4	6,944
-20	-23,23	8,5	7,052
-18	-21,19	10,6	7,158
-16	-19,16	12	6,562
-14	-17,11	14,1	6,669
-12	-15,07	16,2	6,774
-10	-12,98	18,2	6,787
-8	-10,86	20,2	6,805
-6	-8,5	22	6,661