



**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

---

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA  
MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**UNIDAD PROFESIONAL “ADOLFO LÓPEZ MATEOS”  
SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**

**DESARROLLO DE AMPLIFICADORES  
PARA ENLACES SATELITALES**

**T E S I S**

PARA OBTENER EL GRADO DE:

**MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA  
DE TELECOMUNICACIONES**

PRESENTA:

**ING. SUSANA MERA CRUZ**

DIRECTORES DE TESIS:

**DRA. MARTHA CECILIA GALAZ LARIOS**

**DR. LUIS MANUEL RODRÍGUEZ MÉNDEZ**



**Ciudad de México, NOVIEMBRE 2022**



# INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

## SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

### ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de México siendo las 16:00 horas del día 9 del mes de Noviembre del 2022 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de la Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Posgrado de: E.S.I.M.E. Zacatenco para examinar la tesis titulada:

Desarrollo de amplificadores para enlaces satelitales

del (la) alumno (a):

Apellido Paterno:	Mera	Apellido Materno:	Cruz	Nombre (s):	Susana
-------------------	------	-------------------	------	-------------	--------

Número de registro: B 2 0 1 1 0 5

Aspirante del Programa Académico de Posgrado: MAESTRÍA EN CIENCIAS EN INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES

Una vez que se realizó un análisis de similitud de texto, utilizando el software antiplagio, se encontró que el trabajo de tesis tiene 23 % de similitud. **Se adjunta reporte de software utilizado.**

Después que esta Comisión revisó exhaustivamente el contenido, estructura, intención y ubicación de los textos de la tesis identificados como coincidentes con otros documentos, concluyó que en el presente trabajo SI  NO  SE CONSTITUYE UN POSIBLE PLAGIO.

**JUSTIFICACIÓN DE LA CONCLUSIÓN:** *(Por ejemplo, el % de similitud se localiza en metodologías adecuadamente referidas a fuente original)*

**El porcentaje de similitud se debe a la cita de artículos y a que la sustentante incluyó copia de los productos publicados en conferencias nacionales, internacionales y en revistas de nivel internacional.**

**\*\*Es responsabilidad del alumno como autor de la tesis la verificación antiplagio, y del Director o Directores de tesis el análisis del % de similitud para establecer el riesgo o la existencia de un posible plagio.**

Finalmente y posterior a la lectura, revisión individual, así como el análisis e intercambio de opiniones, los miembros de la Comisión manifestaron **APROBAR**  **SUSPENDER**  **NO APROBAR**  la tesis por **UNANIMIDAD**  o **MAYORÍA**  en virtud de los motivos siguientes:

1. El trabajo cumple con los requisitos del Reglamento de Estudios de Posgrado vigente del IPN.
2. Respondió adecuadamente a las preguntas realizadas por el jurado evaluador.
3. Los resultados son comparables con el estado del arte y han sido publicados en congresos.
4. Se comprometió a atender las observaciones de la comisión revisora

Director de Tesis  
DR. MARTHA CECILIA GALAZ LARIOS  
16317-EE-22 Y COLEGIADO

2° Director de Tesis  
DR. LUIS MANUEL RODRÍGUEZ MÉNDEZ  
16153-EF-22 Y COLEGIADO

### COMISIÓN REVISORA DE TESIS

Presidente  
DR. DONATO VALDEZ PEREZ  
16128-EC-22 Y COLEGIADO

3er Vocal  
DR. MARIO JIMENEZ HERNANDEZ  
EXTERNO

Secretario  
DR. ELOY RAMIREZ GARCIA  
16129-ED-22 Y COLEGIADO



PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES  
DR. JOSÉ MARTÍNEZ TRINIDAD  
SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN  
ZACATENCO



**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**  
**SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO**

***CARTA CESIÓN DE DERECHOS***

En la Ciudad de México, CDMX, siendo el día **09** del mes de **noviembre** del año **2022**, la que suscribe **Susana Mera Cruz** alumna del Programa de **Maestría en Ciencias en Ingeniería de Telecomunicaciones**, con número de registro **B201105**, adscrita a la **Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica Unidad Zacatenco**, manifiesta que es la autora intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección de la **Dra. Martha Cecilia Galaz Larios** y del **Dr. Luis Manuel Rodríguez Méndez** ceden los derechos del trabajo titulado **Desarrollo de amplificadores para enlaces satelitales**, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso de la autora y/o directores del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a las siguientes direcciones: [meracs21@gmail.com](mailto:meracs21@gmail.com) o [smeracz@hotmail.com](mailto:smeracz@hotmail.com). Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

  
**Ing. Susana Mera Cruz**  
Nombre y firma de la alumna

---

## Agradecimientos

A mis padres Concepción Cruz García y Roberto Mera Mendoza por su gran amor y apoyo incondicional a lo largo de mi formación, tanto personal como profesional, porque sin ellos no sería lo que soy hoy en día.

A mi hermano Daniel Mera Cruz, quien siempre ha estado a mi lado brindándome su apoyo y cariño.

A mis profesores del posgrado, por todos los conocimientos y herramientas que me brindaron para continuar con mi formación académica y científica.

A mis asesores de tesis, la Dra. Martha C. Galaz Larios y al Dr. Luis Manuel Rodríguez Méndez por su gran apoyo para la realización de este trabajo de investigación, por su constancia, motivación, paciencia para brindarme los elementos necesarios y por su disponibilidad ante cualquier duda o conflicto que surgiera.

A mis tutores, el Dr. Donato Valdez Pérez y en especial al Dr. Eloy Ramírez García por todos sus consejos, comentarios y aportaciones para ayudarme a realizar un trabajo de calidad.

A todos aquellos colegas que junto conmigo formaron parte de esta travesía.

A Abimael Velázquez Ortiz, por estar siempre a mi lado, por su apoyo, motivación, confianza y por su gran amor.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT), por el apoyo y sustento económico durante mi estancia en la maestría.

Al Instituto Politécnico Nacional, mi gran alma mater, y a la ESIME Zacatenco por abrirme sus puertas y formarme como profesionista para servir a mi patria.

## ÍNDICE GENERAL

<b>ÍNDICE GENERAL.....</b>	<b>ii</b>
<b>ÍNDICE DE FIGURAS.....</b>	<b>vi</b>
CAPÍTULO 1.....	vi
CAPÍTULO 2.....	vi
CAPÍTULO 3.....	vii
CAPÍTULO 4.....	viii
<b>ÍNDICE DE TABLAS.....</b>	<b>ix</b>
CAPÍTULO 1.....	ix
CAPÍTULO 3.....	ix
CAPÍTULO 4.....	ix
<b>NOMENCLATURA.....</b>	<b>x</b>
<b>RESUMEN.....</b>	<b>xiii</b>
<b>INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>xv</b>
<b>CAPÍTULO 1. ESTADO DEL ARTE.....</b>	<b>1</b>
1.1 Introducción.....	2
1.2 Satélite de Comunicaciones.....	3
1.3 Sistema de Comunicación Satelital y Bandas de Frecuencias.....	3
1.4 Antecedentes (Tipos de Amplificadores).....	5
1.5 Amplificadores de Microondas Basados en Transistores.....	7
1.5.1 Tecnologías de los Transistores de Microondas.....	8
1.6 Amplificadores de Bajo Ruido.....	9
1.6.1 Amplificadores de Bajo Ruido Comerciales y Trabajos Previos de Diseños para Comunicación Satelital en Banda Ku.....	10
1.7 Amplificadores de Potencia.....	12
1.7.1 Clasificación de Amplificadores de Potencia.....	13
1.7.2 Virtudes de los Amplificadores de Potencia Basados en Transistores de Microondas.....	13
1.7.3 Amplificadores de Potencia Comerciales y Trabajos previos de Diseños para Comunicación Satelital en Banda Ku.....	14
<b>CAPÍTULO 2. AMPLIFICADORES DE MICROONDAS.....</b>	<b>16</b>
2.1 Introducción.....	17

2.2 Líneas de Transmisión.....	17
2.3 Líneas de Microcinta.....	19
2.4 La carta de Smith y su Interpretación.....	20
2.5 Parámetros de Dispersión (S).....	24
2.5.1 Parámetro $S_{11}$ .....	26
2.5.2 Parámetro $S_{12}$ .....	26
2.5.3 Parámetro $S_{21}$ .....	26
2.5.4 Parámetro $S_{22}$ .....	26
2.6 Ganancia.....	27
2.6.1 Ganancia de Potencia ( $G_P$ ).....	27
2.6.2 Ganancia de Potencia Disponible ( $G_A$ ).....	27
2.6.3 Ganancia de Potencia de Transferencia o Transducida ( $G_T$ ).....	28
2.6.4 Resumen.....	28
2.6.5 Ganancia en Amplificadores.....	29
2.7 Análisis de Estabilidad.....	31
2.8 Ruido en un Dispositivo de dos Puertos.....	35
2.9 Factor de Ruido y Figura de Ruido en un Amplificador de Microondas.....	36
2.9.1 Diseño de la Figura de Ruido.....	38
2.10 Polarización.....	39
2.10.1 Polarización Pasiva.....	39
2.10.2 Polarización Activa.....	39
2.11 Caracterización de Amplificadores de Microondas.....	40
<b>CAPÍTULO 3. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO.....</b>	<b>41</b>
3.1 Metodología para el Diseño del Amplificador de Bajo Ruido.....	42
3.2 Análisis de la Estabilidad y Comportamiento del Dispositivo.....	44
3.3 Círculos de Estabilidad.....	47
3.4 Redes de Acoplamiento, Mínimo Ruido y Ganancia.....	48
3.4.1 Red de Acoplamiento a la Entrada.....	49
3.4.2 Red de Acoplamiento a la Salida.....	50
3.5 Diseño de Amplificador en Líneas Ideales.....	51
3.6 Diseño del Amplificador en Líneas Reales.....	52
3.6.1 Sustrato dieléctrico.....	52
3.6.2 Redes de Acoplamiento en Líneas Reales.....	53

3.6.3 Red de Polarización.....	54
3.6.4 Red de Polarización en “T”.....	55
3.6.5 Plano de Tierra.....	56
3.6.6 Diseño Final Modelado del Amplificador de Bajo Ruido.....	57
3.6.7 Comportamiento del Ruido en el Amplificador.....	58
3.7 Layout del Circuito Diseñado.....	59
3.8 Construcción del Amplificador de Bajo Ruido.....	60
3.9 Amplificador de Bajo Ruido Construido.....	61
3.10 Caracterización del Amplificador de Bajo Ruido.....	62
3.10.1 Calibración y Proceso de Medición de Parámetros S en el Analizador de Redes Vectoriales.....	62
3.10.2 Resultados de las Mediciones de Parámetros S.....	63
3.10.3 Medición de la Figura de Ruido.....	66
3.10.4 Calibración del Analizador MS4624B para Medición de Ruido.....	69
3.10.5 Resultados de la Medición de Figura de Ruido.....	70
3.10.6 Resumen.....	71
3.10.7 Factores que Provocan Variaciones en los Resultados Obtenidos en el Diseño Modelado y en la Caracterización del Dispositivo.....	73
3.10.8 Recomendaciones para Evitar Variaciones en los Resultados.....	74
3.11 Costos del LNA.....	75
<b>CAPÍTULO 4. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA.....</b>	<b>78</b>
4.1 Acoplador Direccional.....	79
4.2 Propiedades de los Acopladores Direccionales.....	80
4.3 Punto de Compresión a 1dB.....	81
4.3 Diseño y Modelado del Amplificador de Potencia.....	82
4.5 Layout del Circuito Diseñado.....	86
4.5.1 Análisis del Diseño del Amplificador de Potencia.....	87
4.5.2 Resumen.....	88
<b>CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y RECOMENACIONES.....</b>	<b>90</b>
5.1 Conclusiones.....	91
5.2 Recomendaciones para Líneas Futuras de Investigación.....	93
<b>REFERENCIAS.....</b>	<b>94</b>

<b>ANEXOS</b> .....	<b>99</b>
Anexo A. Especificaciones Transistor MGF-4919G.....	100
Anexo B. Especificaciones del Material de Sustrato Dieléctrico RF-30.....	103
Anexo C. Especificaciones del Analizador de Redes Keysight.....	105
<b>APÉNDICE</b> .....	<b>112</b>
Apéndice A. Publicaciones y Ponencias.....	<b>113</b>

## ÍNDICE DE FIGURAS

### CAPÍTULO 1. ESTADO DEL ARTE

Figura 1.1 Diagrama a bloques de un sistema de comunicación.....	3
Figura 1.2 Sistema de comunicación satelital.....	4
Figura 1.3 Esquema Simplificado de un TWT.....	6
Figura 1.4 Gráfico comparativo de la evolución en el tiempo de las tecnología InP y SiGe.....	9

### CAPÍTULO 2. AMPLIFICADORES DE MICROONDAS

Figura 2.1 Corte transversal de varios tipos de líneas de transmisión.....	18
Figura 2.2 Geometría de una línea de microcinta.....	19
Figura 2.3 Transformación de línea coaxial a línea de microcinta.....	20
Figura 2.4 Gráfica de resistencias de la carta de Smith.....	22
Figura 2.5 Gráfica de reactancias de la carta de Smith.....	22
Figura 2.6 Carta de Smith para impedancias.....	23
Figura 2.7 Carta de Smith para admitancias.....	23
Figura 2.8 (a) Esquema de un receptor básico y comportamiento de una onda electromagnética, (b) Comportamiento del vector de Poynting incidente a cada cambio de impedancia del medio.....	25
Figura 2.9 Red de dos puertos de entrada, sistema “Scattering”.....	25
Figura 2.10 Esquema genérico de un amplificador utilizando los parámetros S del transistor. Concepto de ganancia de potencia ( $G_P$ ).....	27
Figura 2.11 Concepto de ganancia disponible en un amplificador ( $G_A$ ).....	28
Figura 2.12 Concepto de ganancia de transferencia de un amplificador ( $G_T$ )....	28
Figura 2.13 Dispositivo de dos puertos con parámetros S e impedancias de fuente ( $Z_S$ ) y de carga ( $Z_L$ ).....	29
Figura 2.14 Circuito general de un amplificador de microondas.....	31
Figura 2.15 Circuito general de un amplificador de microondas basado en un transistor.....	32
Figura 2.16 Círculos de estabilidad de salida para un dispositivo incondicionalmente estable (a) $ S_{11}  < 1$ , (b) $ S_{11}  > 1$ .....	34
Figura 2.17 Representación gráfica de la Figura de Ruido.....	36
Figura 2.18 Analizador de redes y medición de los parámetros S de un dispositivo en diferentes formatos, cartesiano o carta de Smith.....	40

### CAPÍTULO 3. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

Figura 3.1 Diagrama a bloques del método de diseño de un Amplificador de Bajo Ruido (LNA).....	44
Figura 3.2 Gráfico del cálculo del factor de estabilidad ( $K$ ) y determinante del transistor MGF-4919G en un rango de frecuencias de 0 a 20 GHz para determinar la estabilidad del dispositivo.....	45
Figura 3.3 Parámetros de dispersión obtenidos en el transistor MGF-4919G a 12.0 GHz.....	46
Figura 3.4 Mínimo ruido ( $F_{min}$ ) obtenido en el transistor MGF-4919G (HEMT InGaAs) a 12.0 GHz.....	47
Figura 3.5 Círculos de estabilidad a la entrada (rojo) y a la salida (azul) en el transistor MGF-4919G (HEMT InGaAs) a 12.0 GHz.....	48
Figura 3.6 Círculos de ganancia constante a la entrada (rosa) y de ruido constante (verde).....	49
Figura 3.7 Círculo de ganancia constante a la salida (morado).....	50
Figura 3.8 Circuito diseñado del amplificador de bajo ruido, constituido por redes de acoplamiento y polarización en líneas ideales con el transistor MGF-4919G.....	51
Figura 3.9 Red de polarización del amplificador de bajo ruido con el transistor HEMT MGF-4919G.....	55
Figura 3.10 Red de Polarización en “T” para el amplificador de bajo ruido basado en el transistor HEMT MGF-4919G.....	55
Figura 3.11 Topología de un stub radial.....	56
Figura 3.12 Circuito diseñado del amplificador de bajo ruido, constituido por redes de acoplamiento y polarización con el transistor HEMT MGF-4919G y material dieléctrico RF-30.....	57
Figura 3.13 Parámetros de dispersión obtenidos en el amplificador a 12.0 GHz, tras haber empleado red de polarización y de adaptación a la entrada y salida con líneas reales y material de sustrato RF-30.....	58
Figura 3.14 Mínimo ruido ( $F_{min}$ ) del transistor MGF-4919G y figura de ruido ( $NF_{50}$ ) obtenidos en el amplificador a 12.0 GHz, tras haber empleado redes de polarización y de acoplamiento a la entrada y salida, con líneas reales y material de sustrato RF-30.....	59
Figura 3.15 Layout del amplificador de bajo ruido diseñado a 12.0 GHz.....	60
Figura 3.16 Etapas de construcción de un circuito integrado de microondas: (a) primera etapa, (b) segunda etapa y (c) tercera etapa respectivamente.....	61
Figura 3.17 Amplificador de bajo ruido construido basado en el transistor HEMT MGF-4919G a una frecuencia de operación de 12.0 GHz...	62
Figura 3.18 Valores del coeficiente de reflexión a la entrada ( $S_{11}$ ) obtenidos en el diseño del LNA modelado y caracterizado.....	64
Figura 3.19 Valores del coeficiente de reflexión a la entrada ( $S_{22}$ ) obtenidos en el diseño del LNA modelado y caracterizado.....	64
Figura 3.20 Valores del coeficiente de reflexión a la entrada ( $S_{21}$ ) obtenidos en el diseño del LNA modelado y caracterizado.....	65

Figura 3.21 Valores del coeficiente de reflexión a la entrada ( $S_{12}$ ) obtenidos en el diseño del LNA modelado y caracterizado.....	65
Figura 3.22 Configuración para la medición de la figura de ruido con el analizador de redes vectoriales MS462AB.....	66
Figura 3.23 Gráfico de la potencia de ruido medida en función de la temperatura absoluta de la fuente del analizador.....	67
Figura 3.24 Medición de la figura de ruido en cascada con el analizador MS4624B.....	68
Figura 3.25 Mínimo ruido ( $F_{min}$ ) del transistor MGF-4919G y figura de ruido ( $NF_{50}$ ) obtenidos en el diseño del LNA modelado y caracterizado en un rango de frecuencias de 3.0 – 6.0 GHz.....	70

#### **CAPÍTULO 4. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA**

Figura 4.1 Acoplador direccional.....	79
Figura 4.2 Representación gráfica del punto de compresión a 1dB. La región lineal se encuentra por debajo del punto de saturación.....	81
Figura 4.3 Circuito diseñado del amplificador de potencia a 12.0 GHz, constituido por el amplificador de bajo ruido previamente diseñado y acopladores direccionales con el material dieléctrico RF-30.....	82
Figura 4.4 Circuito diseñado en el software de diseño tecnológico asistido por computadora del amplificador de potencia a 12.0 GHz, constituido por el amplificador de bajo ruido previamente diseñado, basado en el transistor MGF-4919G y acopladores direccionales con el material dieléctrico RF-30.....	83
Figura 4.5 Parámetros de dispersión obtenidos en el amplificador de potencia a 12.0 GHz con material de sustrato RF-30.....	84
Figura 4.6 Mínimo ruido ( $F_{min}$ ) del transistor MGF-4919G y figura de ruido ( $NF_{50}$ ) obtenidos en el amplificador de potencia a 12.0 GHz con material de sustrato RF-30.....	85
Figura 4.7 Potencia de salida obtenida en el amplificador de potencia a 12.0 GHz con material de sustrato RF-30.....	85
Figura 4.8 Layout del amplificador de potencia diseñado a 12.0 GHz.....	86

## ÍNDICE DE TABLAS

### CAPÍTULO 1. ESTADO DEL ARTE

Tabla 1.1 Bandas de frecuencia de operación de los satélites comerciales.....	5
Tabla 1.2 Comparación de Ganancia y Mínimo Ruido de algunos dispositivos de microondas de diferentes tecnologías en función de la frecuencia.....	8
Tabla 1.3 Valores típicos de los Amplificadores de Bajo Ruido.....	10
Tabla 1.4 Amplificadores de Bajo Ruido comerciales a frecuencias de operación superiores a 10.0 GHz.....	11
Tabla 1.5 Trabajos previos de diseños de amplificadores de bajo ruido para banda Ku.....	12
Tabla 1.6 Valores típicos de los Amplificadores de Potencia.....	12
Tabla 1.7 Amplificadores de potencia comerciales a altas frecuencias de operación.....	15
Tabla 1.8 Trabajos previos de amplificadores de potencia.....	15

### CAPÍTULO 3. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

Tabla 3.1 Requerimientos de Parámetros S y de Figura de Ruido, que se busca que cumpla el diseño del amplificador de bajo ruido.....	52
Tabla 3.2 Características del material dieléctrico RF-30.....	53
Tabla 3.3 Resultados de parámetros S y ruido del transistor HEMT MGF-4919G, del diseño del LNA modelado por software y del dispositivo construido.....	71
Tabla 3.4 Resumen y comparación de resultados de diseños de Amplificadores de Bajo Ruido para Banda Ku.....	72
Tabla 3.5 Satélites geoestacionarios en servicio con huella en México.....	73
Tabla 3.6 Costos del material requerido para la construcción del LNA.....	75
Tabla 3.7 Continuación.....	76
Tabla 3.8 Tiempo invertido de producción y costo de mano de obra para la construcción del LNA.....	76
Tabla 3.9 Presupuesto total del proyecto.....	77

### CAPÍTULO 4. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA

Tabla 4.1 Resultados de parámetros S y ruido del transistor HEMT MGF-4919G, del diseño del LNA y del PA modelados por software.....	88
Tabla 4.2 Resumen y comparación de resultados de diseños de Amplificadores de Potencia para Banda Ku.....	89

## NOMENCLATURA

Altura del aislante del material dieléctrico	$H(mm)$
Altura del conductor del material dieléctrico	$T(mm)$
Ampère	$A$
Ancho de Banda	$AB(Hz)$
Centígrados	$^{\circ}C$
Círculo de estabilidad a la entrada	$C_s$
Círculo de estabilidad a la salida	$C_L$
Círculo de ganancia constante en la carga (salida)	$G_L$
Círculo de ganancia constante a la fuente (entrada)	$G_s$
Círculo de ruido constante	$N_s$
Coefficiente de reflexión a la salida	$S_{22}(dB)$
Coefficiente de reflexión a la entrada	$S_{11}(dB)$
Coefficiente de reflexión en el puerto de entrada	$\Gamma_{in}$
Coefficiente de reflexión hacia la carga	$\Gamma_L(C)$
Coefficiente de reflexión hacia la fuente	$\Gamma_s$
Coefficiente de retroalimentación entre salida-entrada o ganancia inversa	$S_{12}(dB)$
Coefficiente de retroalimentación entre entrada-salida o ganancia directa	$S_{21}(dB)$
Coefficiente de reflexión en el puerto de salida	$\Gamma_{out}$
Conductividad	$Cond$
Constante Dieléctrica	$\epsilon_r$
Corriente Alterna	CA
Corriente Continua o Directa	CD

Corriente de Drenaje (Transistor)	$I_D(A)$
Decibel	$dB$
Decibelio-Milivatio	$dBm$
Determinante de la matriz de Parámetros S	$ \Delta $
Eficiencia	$\eta$
Factor de Calidad	$G/T$
Factor de Estabilidad o Factor de Rollet	$K$
Factor de Ruido	$F$
Figura de Ruido	$NF(dB)$
Frecuencia	$Hz$
Ganancia	$G(dB)$
Ganancia de Potencia	$G_P(dB)$
Ganancia de Potencia disponible	$G_A(dB)$
Ganancia de Potencia de transferencia o transducida	$G_T(dB)$
Impedancia	$Z(\Omega)$
Impedancia característica o impedancia de entrada y salida	$Z_o(\mathbb{C})$
Impedancia de Carga	$Z_L = Z_{out}^*(\mathbb{C})$
Impedancia de entrada del dispositivo	$Z_{in}(\mathbb{C})$
Impedancia de la Fuente	$Z_s = Z_{in}^*(\mathbb{C})$
Impedancia de salida del dispositivo	$Z_{out}(\mathbb{C})$
Kelvin	$K$
Parámetro de estabilidad Edwards-Sinsky	$\mu$
Potencia a la entrada del Transistor	$P_{in}(W)$
Potencia de la señal de entrada	$S_{in}(dBm)$

Potencia de la señal de salida	$S_{out}(dBm)$
Potencia de señal disponible a la salida del transistor	$P_{avo}(W)$
Potencia de señal disponible en la fuente	$P_{avs}(W)$
Potencia entregada a la carga	$P_L(W)$
Punto de Compresión a 1 dB	P1dB (dBm)
Radio del círculo de estabilidad a la entrada	$R_s$
Radio del círculo de estabilidad a la salida	$R_L$
Relación Señal a Ruido	$C/N$ o $SNR(dBm)$
Ruido de Entrada	$N_{in}$
Ruido de Salida	$N_{out}$
Tangente de Pérdidas	$\tan\delta$
Temperatura de Ruido Total	$T(K)$
Vector de Poynting	$P(W/m^2)$
Voltaje Incidente a la entrada	$V_1^+$
Voltaje Incidente a la salida	$V_2^+$
Voltaje Reflejado a la entrada	$V_1^-$
Voltaje Reflejado a la salida	$V_2^-$
Watts	$W$

## **RESUMEN**

Este trabajo presenta el diseño de un amplificador de bajo ruido (LNA) a una frecuencia de operación de 12.0 GHz, para aplicación en un sistema de recepción de comunicación satelital en banda Ku, que consta de un transistor de alta movilidad de electrones (HEMT) MGF-4919G de tecnología InGaAs y material de sustrato RF-30.

Se recurrió a un software de diseño tecnológico asistido por computadora para establecer una metodología de diseño, donde se obtuvieron las dimensiones de las topologías empleadas y el modelado del dispositivo.

Posteriormente, se tiene el desarrollo de la construcción y caracterización del amplificador, donde se muestra un análisis de resultados en cada una de las etapas, tanto del modelado, como en la medición del dispositivo.

Así mismo, se presenta el diseño y modelado de un amplificador de potencia (PA) ejecutados mediante un software de diseño tecnológico asistido por computadora a una frecuencia de operación de 12.0 GHz, para aplicación a un sistema de transmisión de comunicación satelital en banda Ku, constituido por el amplificador de bajo ruido antes desarrollado y material de sustrato RF-30, en el cual se propone una configuración alternativa de diseño implementando acopladores direccionales para emplear varios amplificadores de baja potencia, y así, dar lugar a uno de alta potencia y de bajo costo.

Finalmente, se presenta un análisis de resultados obtenidos para verificar el adecuado funcionamiento del amplificador.

## **ABSTRACT**

This work presents the design of a low noise amplifier (LNA) at an operating frequency of 12.0 GHz, for application in a Ku band satellite communication reception system, which consists of a high electron mobility transistor (HEMT) MGF-4919G of InGaAs technology and RF-30 substrate material.

A computer-aided technological design software was used to establish a design methodology, where the dimensions of the topologies used and the modeling of the device were obtained.

Subsequently, there is the development of the construction and characterization of the amplifier, where an analysis of the results is shown in each of the stages, both in the modeling and in the measurement of the device.

Likewise, the design and modeling of a power amplifier (PA) executed by computer-aided technological design software at an operating frequency of 12.0 GHz is presented, to apply a satellite communication transmission system in Ku band, furnished by the developed low-noise amplifier and RF-30 substrate material, in which an alternative design configuration is proposed by implementing directional couplers to use several low-power amplifiers, and thus, give rise to a high-power and low-cost amplifier.

Finally, an analysis of the results obtained is presented to verify the proper functioning of the amplifier.

## INTRODUCCIÓN

Recientemente, la comunicación satelital ha cobrado un gran impacto e importancia en las telecomunicaciones, debido a que brinda cobertura a cualquier zona geográfica de la Tierra de forma fácil y rápida, ya sea en movimiento o de manera fija.

La principal particularidad de los enlaces satelitales es que no dependen de infraestructura terrestre y su alcance ha logrado vencer las barreras de la comunicación como: el tipo de región, las ubicaciones lejanas sin importar las largas distancias entre un enlace, el clima, entre otras.

El crecimiento de esta tecnología es notable mediante el uso de las bandas de frecuencia disponibles para la comunicación satelital, las cuales son: la banda C (3.7 – 6.4 GHz), la banda Ku (11.7 – 17.8 GHz) y la banda Ka (26.5 – 40 GHz). No obstante, la banda C es la que más ha sido utilizada durante los últimos años, y esto puede provocar interferencias entre las señales. En cambio, ante el desarrollo digital del ecosistema 5G, han llegado satélites de alto rendimiento, en los cuales el ancho de banda y la eficiencia son mucho mayores en comparación con los satélites tradicionales, por lo que, ha surgido la necesidad de utilizar la banda Ku o la banda Ka, empleando sistemas compactos y de bajo costo, que permitan el aporte de mayores beneficios en los servicios satelitales como: cobertura, velocidad, movilidad, rentabilidad y conectividad.

Por ello, la finalidad de este trabajo es diseñar amplificadores para enlaces satelitales, específicamente, uno de bajo nivel de ruido que permita la recepción y uno de potencia que permita la transmisión en un sistema de comunicación satelital para banda Ku, que posibilite el intercambio de datos, imágenes, localización precisa y de cobertura total, para poner a disposición información esencial y así, lograr una respuesta rápida en la gestión de desastres naturales o para facilitar la comunicación en situaciones de emergencia.

## ANTECEDENTES DEL PROYECTO

Este trabajo forma parte de un proyecto multidisciplinario desarrollado por diferentes unidades del Instituto Politécnico Nacional y otras instituciones externas a él, con un periodo de realización del año 2020 al 2022. Consiste en el “*Desarrollo de un sistema multimedia de comunicación satelital portátil para situaciones de desastre*”, donde se plantea la propuesta para el diseño e implementación de un sistema multimedia de comunicación satelital móvil para mantener la cobertura en un área afectada por situaciones de desastre, basado en una topología que integra una plataforma móvil con un sistema de comunicación satelital y una red de comunicaciones de multimedia de emergencia; los cuales deben ser diseñados con procedimientos de alta confiabilidad y disponibilidad para ser activados en casos de desastres. Por ello, se han propuesto módulos para desarrollar la plataforma robótica móvil de posicionamiento y seguimiento, el sistema de comunicación, una red local de transmisión de datos y realizar la evaluación de la confiabilidad de los sistemas.

A continuación, se muestran los módulos establecidos:

- **Módulo 1:** Diseño y puesta en operación del sistema de comunicaciones en la estación móvil.
- **Módulo 2:** Integración del posicionamiento y control de una plataforma de movimiento con los subsistemas de seguimiento y comunicación.
- **Módulo 3:** Red inalámbrica multimedia local enlazada a la red satelital de telecomunicaciones.
- **Módulo 4:** Confiabilidad del sistema de comunicación móvil.

Con lo antes mencionado, el presente trabajo de tesis contribuye al **módulo 1**, para el sistema de comunicación, particularmente, en la parte del diseño de amplificadores para enlaces satelitales que permitan la recepción y transmisión del sistema de comunicación satelital.

## OBJETIVO GENERAL

Desarrollar amplificadores de microondas para aplicación a un sistema de comunicación satelital móvil.

## **OBJETIVOS ESPECÍFICOS**

- Proponer una metodología de diseño para el desarrollo de amplificadores de microondas basados en transistores de aplicación a comunicación satelital en la banda Ku.
- Diseñar y modelar un amplificador de bajo ruido para la recepción de las señales del satélite mediante un programa de diseño tecnológico asistido por computadora.
- Construir y caracterizar el amplificador de bajo ruido modelado.
- Diseñar un amplificador de potencia para transmisión de datos mediante un programa de diseño tecnológico asistido por computadora.

## **PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA**

En la actualidad, el uso de la integración de diferentes aplicaciones de tecnología espacial contribuye a planificar y diseñar redes de comunicaciones alternativas para el alivio del impacto del daño en las infraestructuras de las comunicaciones terrestres, debido a que, con frecuencia en diversas situaciones de desastre, las infraestructuras de comunicaciones terrestres son los primeros sistemas que se ven afectados por los impactos de la naturaleza. En la mayoría de los casos, los desastres afectan principalmente en una región específica los servicios de comunicación, como las redes de telefonía móvil, los sistemas de fibra óptica, los sistemas de microondas terrestres, servicios de telefonía fija, las redes de televisión públicas y privadas, las redes de radio comerciales y también las infraestructuras de servicios de internet, lo que provoca, que los servicios de comunicaciones no estén disponibles, ocasionando que no lleguen a tiempo los servicios de emergencia y rescate para brindar apoyo a las personas afectadas.

## **JUSTIFICACIÓN**

En los últimos años, se ha comprendido que las redes de comunicaciones son uno de los principales pilares para la gestión de desastres. En tal sentido, la integración de aplicaciones de tecnología espacial junto con las tecnologías modernas 5G, juegan un papel importante en las acciones de prevención y disminución de los efectos de los desastres naturales.

La comunicación satelital es una tecnología eficaz, novedosa y práctica de nuestra era, que brinda cobertura a grandes zonas en la tierra. También, tiene la capacidad de

proporcionar información valiosa para ayudar en todas las fases de gestión de desastres, con el fin de implementar una comunicación rápida para mejorar el tiempo de respuesta ante emergencias y así, lograr reducir las bajas humanas en eventos naturales. Por ello, actualmente, se han investigado y analizado diversas aplicaciones de tecnología espacial y su utilidad para prevenir las causas o aminorar las consecuencias del desastre.

Debido a estas principales razones, se plantea en este trabajo el diseño e implementación de amplificadores de microondas para establecer un enlace satelital y con ello, poder integrar un sistema de comunicación satelital móvil para brindar cobertura a un área afectada por situaciones de desastre.

## **METODOLOGÍA DEL TRABAJO**

Para el desarrollo de los amplificadores de bajo ruido y potencia, se llevarán a cabo los siguientes métodos y técnicas:

- Estudiar los principios o bases teóricas de los amplificadores de microondas.
- Estudiar y proponer una metodología de diseño para amplificadores de bajo ruido y de potencia, con la ayuda de un software de diseño tecnológico asistido por computadora.
- Diseñar y modelar los amplificadores de bajo ruido y de potencia respectivamente, en la frecuencia de operación propuesta mediante el software de diseño.
- Construir del amplificador de bajo ruido desarrollado en el software de diseño.
- Realizar la caracterización del amplificador de bajo ruido construido, con ayuda de equipos de medición (analizador de redes vectoriales, analizador de espectros, medidor de figuras de ruido, etc.).
- Analizar y comprar los resultados obtenidos en los dispositivos para comprobar su correcto funcionamiento.

## **ORGANIZACIÓN DE LA TESIS**

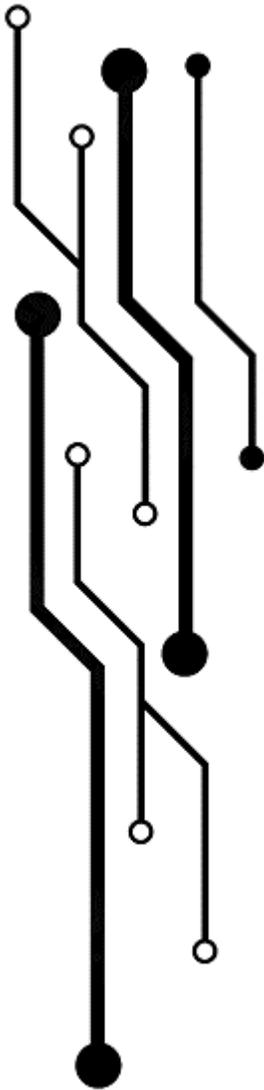
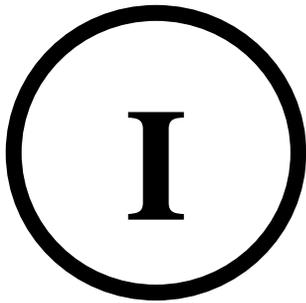
En el capítulo I se presenta un análisis de los antecedentes, características y valores típicos de diseño de los amplificadores de microondas para aplicación a sistemas de comunicación satelital. Así mismo se muestra un estudio de los amplificadores basados en semiconductores existentes en el mercado y de trabajos previos de diseños realizados en México con el fin de comprender e implementar el desarrollo de estos para su aplicación en la banda Ku.

En el capítulo II se encuentran las bases teóricas, así como características principales características necesarias para la comprensión, el análisis y desarrollo de amplificadores de microondas.

En el capítulo III se presenta una metodología de diseño para amplificadores de microondas, se muestra el análisis y proceso de diseño del amplificador de bajo ruido (LNA) para la recepción a través de un software de diseño tecnológico asistido por computadora. Además, se realiza la construcción y caracterización del amplificador diseñado, para posteriormente, realizar una comparación de resultados obtenidos en el modelado y en la medición.

En el capítulo IV se muestra el análisis y proceso de diseño del amplificador de potencia (PA) para la transmisión mediante un software de diseño tecnológico asistido por computadora basado en la misma metodología de diseño antes establecida y en el amplificador de bajo ruido obtenido en el capítulo III. Del mismo modo, se obtienen los resultados del diseño modelado y se realiza una comparación de resultados obtenidos entre el LNA y PA respectivamente.

Finalmente, en el capítulo V se presentan las conclusiones y recomendaciones para líneas futuras de investigación.



# CAPÍTULO

## ESTADO DEL

### ARTE

# CAPÍTULO I

## ESTADO DEL ARTE

La comunicación por satélite es una forma de interconexión segura, confiable y accesible. Además, es una tecnología con una excelente opción de respaldo en lugares donde la calidad del acceso tradicional es poco confiable o deficiente.

Por ello, en esta sección se presenta una breve introducción a los sistemas de comunicación satelital, los antecedentes de los amplificadores de microondas con aplicación satelital, así como sus características y aspectos fundamentales. Además, se muestra una comparación de estos dispositivos basados en diferentes tecnologías, con el objetivo de tener un panorama más amplio de los amplificadores de microondas existentes y proveer una mayor comprensión sobre su implementación.

### 1.1 INTRODUCCIÓN

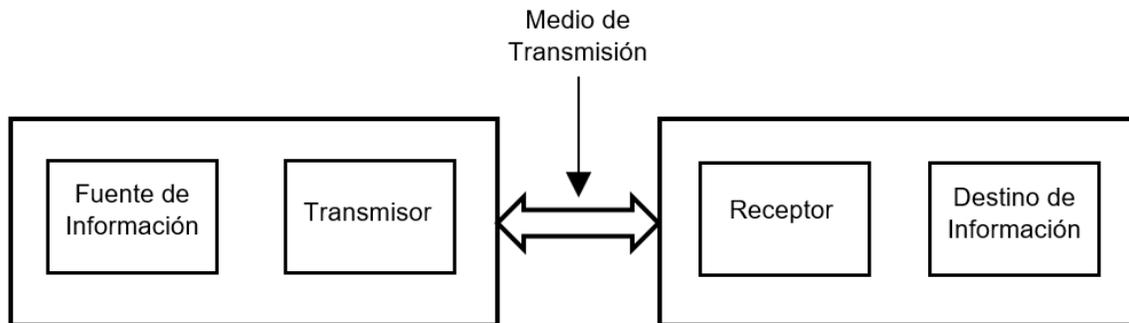
La inminente necesidad actual de mantenerse comunicados alrededor del mundo ha generado como prioridad desarrollar diversos sistemas de comunicación, los cuales son diseñados de acuerdo los requerimientos y condiciones específicas para la transmisión y recepción de la información.

El principal objetivo de los sistemas de comunicaciones es desplazar información de un punto a otro, por lo que se puede decir que las comunicaciones consisten en la transmisión, recepción y procesamiento de la información entre dos o más puntos, mediante circuitos electrónicos. La fuente de información puede ser de forma continua (analógica), discreta (digital) o codificada de manera binaria o alfanumérica. Sin embargo, de cualquier forma, en la que se encuentre la información, debe ser convertida a energía electromagnética antes de ser propagada a través de un sistema electrónico de comunicaciones.

Las bases y conceptos fundamentales de las comunicaciones electrónicas han cambiado con el paso de los años, pues los métodos y circuitos que se implementan han sufrido grandes cambios. Recientemente, los transistores y los circuitos integrados lineales han compactado y facilitado los diseños de los circuitos que se posibilitan la comunicación, permitiendo estructuras pequeñas, mejor eficiencia, confiabilidad y bajo costo. Además, actualmente ha surgido una necesidad de una comunicación enorme entre más y más personas, por lo que se ha estimulado el crecimiento de las telecomunicaciones y la implementación de nuevas tecnologías, así como la sustitución del cable metálico por las microondas, fibra óptica y/o los sistemas satelitales.

Los sistemas de comunicaciones están constituidos por tres componentes básicos: el transmisor, medio de comunicación y receptor. El transmisor es un conjunto de unos o más

dispositivos o circuitos electrónicos que convierte la información original de la fuente a una forma más adecuada para la transmisión. El medio de transmisión es el conducto por el cual se comunican el transmisor y el receptor, por ejemplo, el espacio libre, un conductor metálico o fibra óptica. Y el receptor, también es un conjunto de dispositivos y circuitos electrónicos que convierte la señal recibida a su forma original y la transfiere a su destino [1].



*Figura 1.1. Diagrama a bloques de un sistema de comunicación*

Como se muestra en la figura 1.1, el proceso de comunicación tiene origen en una fuente y se transmite la información a un destino por medio de un mensaje a través de un canal de comunicación; el receptor se encuentra en un punto distante, o separado del transmisor. La distancia entre el transmisor y el receptor varía, desde unos pocos centímetros, hasta cientos o miles de kilómetros (como es el caso de las transmisiones telefónicas).

## 1.2 SATÉLITE DE COMUNICACIONES

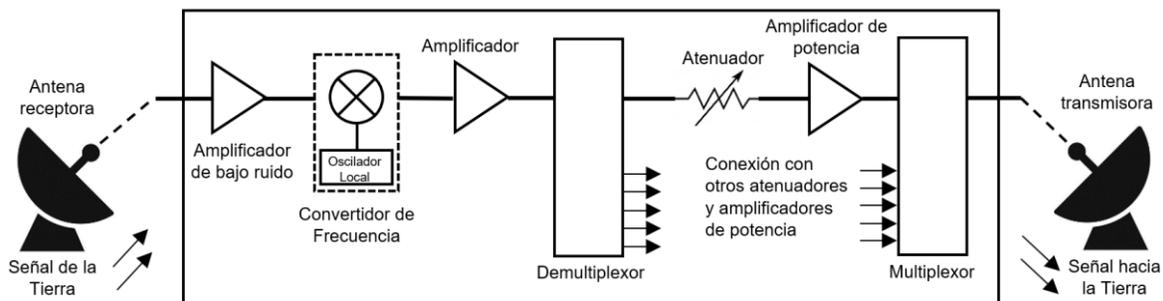
Es un cuerpo físico que gira alrededor de otro, en este influyen dos fuerzas: la fuerza de gravedad (atracción) y la fuerza centrífuga (empuja hacia afuera); cuando estas fuerzas están en equilibrio se forma entonces un satélite, es decir es un cuerpo en órbita que tiene la capacidad de recibir y transmitir señales, ya sea en forma analógica o digital de alta calidad en cualquier punto de la Tierra. Los satélites se encuentran en órbita a una distancia aproximada de 36,000 km sobre el eje terrestre (Ecuador), giran sobre su propio eje y la velocidad angular de éstos es igual a la de la rotación de la tierra. Por esta razón, los satélites parecen estar inmóviles con respecto a nuestro planeta y esto permite que las antenas fijas apunten hacia cualquier satélite directamente.

## 1.3 SISTEMA DE COMUNICACIÓN SATELITAL Y BANDAS DE FRECUENCIAS

A través de los años, los servicios de comunicación satelital han sido más accesibles y rentables, ya que los sistemas satelitales ofrecen mayor flexibilidad que los cables de cobre, cables submarinos, cables subterráneos, radio de microondas o fibra óptica.

Un sistema de comunicación satelital permite la transmisión y la recepción de servicios como: telefonía, datos de red de internet, voz, audio, imágenes, televisión y etcétera, ya sea de manera analógica o digital.

Así, las señales que son recibidas por el satélite entran a él por medio de un subsistema de antenas, posteriormente éste las procesa para después mandarlas de regreso a la Tierra. Por lo tanto, el sistema se constituye por un **amplificador de bajo ruido** en la parte del receptor y el correspondiente equipo para enrutar la recepción de señales portadoras a los canales de demodulación. En la parte del transmisor, se tienen los equipos para acoplar las señales portadoras transmitidas y el **amplificador de potencia** [2].



*Figura 1.2. Sistema de comunicación satelital*

De este modo, como se muestra en la figura 1.2, el primer dispositivo electrónico importante que encuentran las señales recibidas por la antena receptora es un amplificador de bajo ruido. En un receptor de comunicaciones, el amplificador de bajo ruido es la primera etapa de la cadena de recepción, y su función principal es amplificar las señales débiles que son capturadas, antes de que las etapas posteriores adicionen más ruido, bajo el razonamiento de que el ruido que agregue el amplificador debe ser muy pequeño. Como es sabido, en un receptor de alta frecuencia, este dispositivo es el primer elemento que más contribuye al ruido total, por esa razón se busca que el amplificador agregue el mínimo de ruido posible con una ganancia aceptable, aunque esto no siempre es posible, es probable que se tenga que sacrificar la ganancia y darle prioridad al ruido. La potencia de entrada de un receptor es lo suficientemente débil como para no saturar al amplificador, lo que evita que este opere en la región de saturación y que se puedan presentar armónicos o productos de intermodulación indeseables.

Cabe destacar, que esta primera etapa del receptor es muy importante, ya que cualquier señal recibida por la antena receptora es muy débil, y esto es debido a que, en el caso de un satélite geostacionario, la señal del satélite a la antena recorre aproximadamente 36,000 km. Por lo que, es muy importante que el ruido generado por este dispositivo sea lo más bajo posible, y de ninguna manera comparable en magnitud con alguna de las señales débiles que están entrando a él.

Por otro lado, un amplificador de potencia es un dispositivo electrónico capaz de elevar la magnitud de potencia de una señal de entrada. Este amplificador es la última etapa del transmisor y su principal objetivo es amplificar la potencia de la señal de entrada y transmitirla a la antena transmisora con la máxima eficiencia posible [3].

Para la comunicación satelital están reservadas las bandas de frecuencias que se muestran en la tabla 1.1 y son de escala internacional.

*Tabla 1.1. Bandas de frecuencia de operación de los satélites comerciales*

<b>Banda</b>	<b>Frecuencia de subida (GHz)</b>	<b>Frecuencia de bajada (GHz)</b>	<b>Dificultades</b>
<b>C</b>	5.925 – 6.425	3.7 – 4.2	Interferencia Terrestre
<b>Ku</b>	14.0 – 14.5	11.7 – 12.2	Lluvia
<b>Ka</b>	27.5 – 30.5	17.7 – 21.7	Lluvia

#### 1.4 ANTECEDENTES (TIPOS DE AMPLIFICADORES)

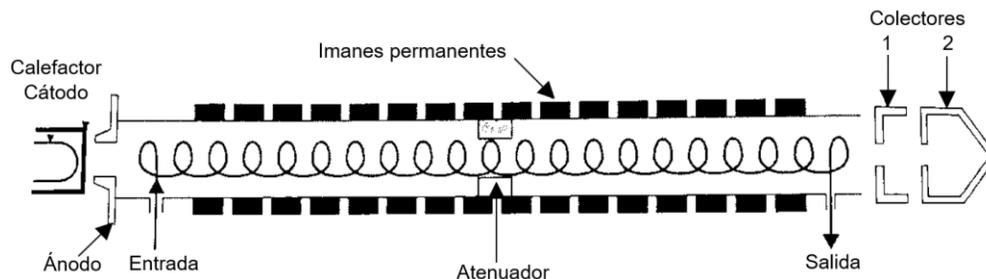
Existen dos tipos de amplificadores dependiendo su aplicación; hay para grandes señales, como lo son los amplificadores de potencia para transmisores y para señales pequeñas como los de bajo ruido.

Los amplificadores Klystron, el tubo de ondas progresivas, magnetrón, entre otros, son dispositivos conocidos como tubos de microondas. Cada uno de estos tiene un funcionamiento diferente, pero tienen algunas características en común, como el tamaño grande y que todos involucran la interacción de un haz de electrones con un campo electromagnético encerrado en un tubo de vidrio o metal. Además, se pueden dividir en dos categorías: de haz lineal, en donde los electrones atraviesan toda la longitud del tubo y es paralelo al campo eléctrico; y de campo cruzado, donde la perspectiva del campo es perpendicular al campo eléctrico de aceleración [4].

Un Klystron es un tubo de haz lineal que consta de una serie de cavidades de microondas que son resonantes y son atravesadas por un haz de electrones. Una onda electromagnética excita la primera cavidad provocando la modulación de haces de electrones que la atraviesan. Esta modulación crea una onda inducida en la segunda cavidad, que, a su vez aumenta la modulación del haz de electrones, y así el proceso se repite dando lugar a la amplificación. El ancho de banda del Klystron es limitado debido a la presencia de las cavidades resonantes en el proceso de amplificación [2].

Un tubo de ondas progresivas TWT (acrónimo del inglés: *Traveling Wave Tube*), (ver Fig. 1.3) es un amplificador de haz lineal, el cual consiste en un tubo al vacío que necesita dos elementos para funcionar: un haz de electrones y la señal que va a ser amplificada. Cuenta con una pistola que genera el haz de electrones y ésta constituye un calefactor, un cátodo y varios electrodos guía; el filamento que calienta al cátodo eleva su temperatura alrededor de 1,000 °C, lo que permite que la superficie del cátodo emita electrones. El haz de electrones

viaja por todo el interior y el largo de una hélice metálica, y esto lo hace por medio de un campo magnético generado por un imán exterior. Así la señal de radiofrecuencia que va a ser amplificada se acopla a la hélice en el extremo que está cerca del cátodo y se establece una onda viajera a lo largo de la hélice, y de este modo, de acuerdo con el haz de electrones y la onda de radiofrecuencia, que viajan a lo largo de la hélice, la energía cinética del haz es convertida en energía potencial y transferida a la onda y finalmente en la salida de la hélice, la señal es amplificada y es recibida por una guía o un conector coaxial [5].



**Figura 1.3.** Esquema simplificado de un TWT [5].

Sin embargo, un aspecto importante de este tipo de amplificación es que se logra dentro un ancho de banda que es muy grande, pero la linealidad del dispositivo es reducida, pues a niveles de potencia bajos, la relación entrada-salida de potencias es lineal y por el contrario, a niveles altos de potencia de entrada, esta relación es no lineal y en este caso, se presenta el ruido de intermodulación.

Los amplificadores de ondas progresivas, como ya se mencionó anteriormente, basan su funcionamiento en la tecnología de tubos al vacío. Estos aún se emplean en satélites debido a que son confiables en altos niveles de potencia a la salida y por qué son eficientes (aproximadamente un 65% y el resto se disipa en calor). No obstante, alrededor de los años 80, se dio la conversión de muchos de estos dispositivos a estado sólido, de este modo, comenzaron los amplificadores de estado sólido o SSPA, cuyas potencias de salida iban desde menos de 1 Watt, hasta 100 Watts o más, según la banda de operación y su costo [5].

Una de las características más considerables de los amplificadores de estado sólido, es que no requieren de voltajes muy elevados, ni de un cátodo que se deteriora con el tiempo, como es el caso de los TWT, son de bajo consumo de corriente y tienen una respuesta más lineal. Pero estos dispositivos son muy sensibles al calor y deben conservarse frescos [5].

Por otro lado, la invención del transistor en 1947 ha generado hasta la actualidad un gran impacto en la electrónica y en las telecomunicaciones, especialmente en los semiconductores, pues con esta tecnología, se ha aumentado la capacidad de almacenamiento de información y se han reducido en gran tamaño de los diseños de los circuitos, permitiendo así, la optimización de los dispositivos que ya existían.

Los amplificadores de semiconductores se utilizan cada vez más en los últimos años, debido a su bajo costo, linealidad y amplio ancho de banda. Además, están continuamente aumentando conforme los avances tecnológicos.

## 1.5 AMPLIFICADORES DE MICROONDAS BASADOS EN TRANSISTORES

Los transistores de microondas y de radiofrecuencia, son implementados como amplificadores, osciladores, interruptores, mezcladores, conmutadores, filtros activos, etc. En aplicaciones para amplificadores de microondas son comúnmente utilizados los transistores bipolares BJT (acrónimo del inglés: *Bipolar Junction Transistor*) -siendo Silicio Germanio (SiGe) la tecnología más utilizada-, o los transistores de efecto de campo FET (acrónimo del inglés: *Field Effect Transistor*). Pero, por efecto de sus estructuras de unión, los transistores bipolares causan ruido de disparo, el cual es distinto al ruido térmico y puede proporcionar un bajo rendimiento a frecuencias altas. Por otro lado, el ruido de los transistores de efecto de campo es principalmente de origen térmico y este se puede reducir seleccionando el tipo de semiconductor y las características geométricas del transistor [2].

Sin embargo, los transistores bipolares (BJT) tienen la capacidad de conseguir bajas figuras de ruido, alta ganancia, buena capacidad a bajas frecuencias y son de bajo costo, pero los transistores de efecto de campo (FET) de tecnología Arseniuro de Galio (GaAs), por lo general muestran una mejor figura de ruido y puede operar a frecuencias más altas [6].

Por ello, con la aparición de transistores de alta movilidad de electrones HEMT (acrónimo del inglés: *High Electron Mobility Transistor*), la cual comenzó en 1978, después del éxito de las heteroestructuras dopadas basadas en Arseniuro de Galio-Aluminio (AlGaAs) y Arseniuro de Galio (GaAs), presentan varias ventajas, convirtiéndolos en dispositivos atractivos para aplicaciones de bajo ruido, ya que, tienen un mejor desempeño de los parámetros S (o parámetros de dispersión), consiguen una mejor ganancia, acoplamiento de impedancias de salida, y una mayor reducción en la temperatura de ruido del equipo receptor, en especial a altas frecuencias, pues este tipo de dispositivos permiten que la temperatura del elemento activo sea reducida alrededor de 50° C, y por ende, la temperatura de ruido del amplificador es por tanto reducido en comparación con el funcionamiento a temperatura ambiente [2].

Actualmente, los transistores HEMT, gracias a su buena ganancia y figura de ruido, se utilizan principalmente en amplificadores de microondas de bajo ruido para comunicación satelital. En los receptores de comunicaciones satelitales se debe tener un ruido muy bajo para conseguir grandes sensibilidades. Esto conlleva a la utilización de tecnologías de transistores de alta movilidad electrónica (HEMT) implementadas en Arseniuro de Galio (GaAs) o en Fosfuro de Indio (InP) debido a que, por el momento, los mejores resultados de amplificadores de bajo ruido se han conseguido con la tecnología de InP. Sin embargo, su alto costo de fabricación, bajo voltaje de ruptura, mayor fragilidad y menor estabilidad en comparación con las tecnologías de GaAs, ha provocado el procesado de dispositivos con canales de InP sobre obleas de GaAs [7].

### 1.5.1 Tecnologías de los Transistores de Microondas

En la actualidad, el rango máximo de frecuencia de operación de los transistores oscila en los 10 GHz. A partir de este rango de frecuencia, comienzan a cobrar importancia diferentes alternativas que se describirán a continuación, las cuales logran cumplir requerimientos cada vez más exigentes (Véase la tabla 1.2 comparativa de diferentes dispositivos y tecnologías en función de la frecuencia).

*Tabla 1.2. Comparación de Ganancia y Mínimo Ruido de algunos dispositivos de microondas de diferentes tecnologías en función de la frecuencia [6].*

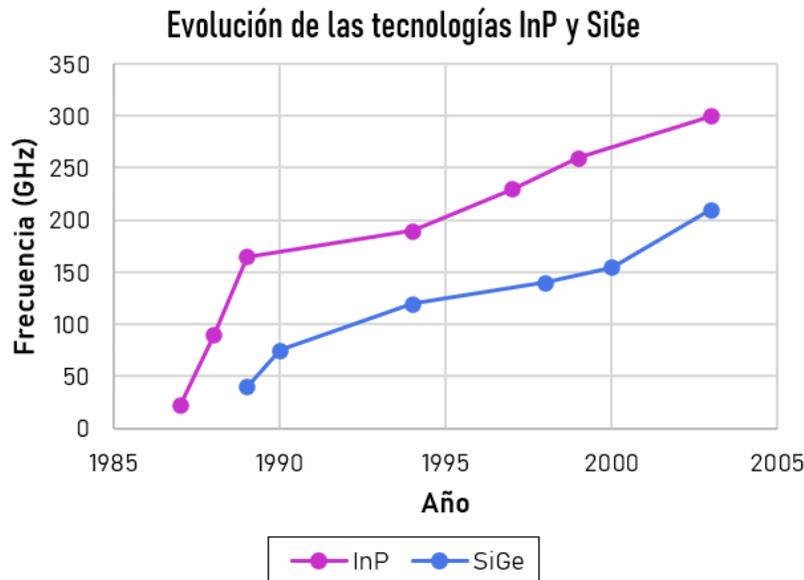
Frecuencia (GHz)	GaAs FET		GaAs HEMT		Si BJT		GaAs HBT	
	Ganancia (G)	$F_{min}$ (dB)	Ganancia (G)	$F_{min}$ (dB)	Ganancia (G)	$F_{min}$ (dB)	Ganancia (G)	$F_{min}$ (dB)
4	20	0.5	–	–	15	2.5	–	–
8	16	0.7	–	–	9	4.5	–	–
12	12	1.0	22	0.5	6	8.0	20	4.0
18	8	1.2	16	0.9	–	–	16	–
36	–	–	12	1.7	–	–	10	–
60	–	–	8	2.6	–	–	7	–

En la Tabla 1.2 se observa que, partiendo de los 10 GHz, la tecnología de Silicio (Si) pierde su eficiencia debido a sus mayores pérdidas intrínsecas. También, se muestra que el Arseniuro de Galio (GaAs) es la tecnología más empleada en aplicaciones de alta frecuencia y velocidad, ya que, la movilidad de los electrones en este material es mayor que en el Silicio (Si) ya que, puede tener una movilidad de cuatro veces más para el mismo campo eléctrico aplicado.

Así, el GaAs es predominante en frecuencias de microondas, porque con esta tecnología es posible operar hasta los 60 GHz, mientras que las tecnologías de Silicio bipolar y CMOS se quedan en el límite de 10 GHz. Además, esta tecnología se fabrica de manera similar a la del Silicio (Si), pero su tamaño final es más reducido, debido a que el material es más blando y frágil y tiene como principal desventaja una menor conductividad térmica, la cual es 2.5 veces menor con respecto al sustrato de Silicio (Si), lo que significa que cuenta con una menor capacidad de disipación y, por lo tanto, un menor índice de integración. Con esto, se puede concluir que los circuitos integrados de Arseniuro de Galio (GaAs) son mucho más caros que los de Silicio (Si) [8].

Las tecnologías de Silicio-Germanio (SiGe) y Fosforo de Indio (InP) no aparecen en la tabla anterior, debido a que son nuevas, novedosas y comienzan a imponerse (en el caso del SiGe) como alternativa al GaAs para aplicaciones de RF por su bajo costo. En cuanto al InP,

es la tecnología de hoy en día, en cuanto a velocidades debido a la máxima movilidad de sus electrones. A continuación, se muestra un gráfico (ver Fig. 1.4) comparativo de la evolución en el tiempo de las tecnologías SiGe e InP [8].



**Figura 1.4.** Gráfico comparativo de la evolución en el tiempo de las tecnologías InP y SiGe [8].

La ventaja del InP es clara, y se debe tener en cuenta la diferente escala dimensional de los dispositivos, mientras que en InP los tamaños son de 1 o 2  $\mu\text{m}$ , en el SiGe son de 0.14  $\mu\text{m}$  aproximadamente, debido a la mayor madurez de la tecnología del Silicio (Si). Por supuesto, esto hace que el SiGe sea mucho mejor en cuanto a costo y su implementación. No obstante, en aplicaciones futuras, se busca la reducción de dimensiones en el InP y GaAs a un costo menor, por lo que, estas competirán por ser demandantes [8].

## 1.6 AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO

Los amplificadores de bajo ruido LNA (acrónimo en inglés: *Low Noise Amplifiers*) tienen como función principal tomar una señal que es muy débil captada por una antena receptora para amplificarla de tal modo que pueda ser útil.

Conseguir una buena ganancia en este tipo de amplificadores, en ocasiones suele ser un trabajo complicado, debido a que puede verse comprometida por cualquier ruido que el LNA pueda agregar a la señal de entrada débil. Para los LNA los parámetros más importantes son, la figura de ruido, la ganancia y la linealidad (ver Tabla 1.3). El valor de la figura de ruido típica se encuentra en el rango de 0.5 a 1.5 dB. La ganancia típica está entre 10 y 20 dB para una sola etapa. Por otro lado, el consumo de energía y la eficiencia del LNA no son de preocupar, pues por su naturaleza, la mayoría de los LNA son dispositivos de bajo consumo de corriente, alrededor de 10 a 100 mA [9].

Tabla 1.3. Valores típicos de los Amplificadores de Bajo Ruido.

PARÁMETRO	VALORES TÍPICOS
Ganancia ( $G_p$ )	10 – 20 dB
Figura de Ruido ( $NF$ )	0.5 – 1.5 dB
Consumo de Corriente ( $I$ )	10 – 100 mA

La temperatura de ruido común en la que operan los amplificadores de bajo ruido actualmente es alrededor de unos 150 K. La tecnología desarrollada en los últimos años en la banda C (3.7 – 8.2 GHz), ha permitido la fabricación de amplificadores con temperaturas más bajas, por debajo de los 50 K. Sin embargo, en la banda Ku (11.7 – 18.2 GHz) es más común que tengan temperaturas un poco más altas, entre los 50 y 120 K. Por otro lado, en los amplificadores en la banda Ka (25.5 – 40 GHz) se consiguen temperaturas mayores a los 100 K. No obstante, para las bandas Ku y Ka es muy relevante si la temperatura del amplificador es de 50 o 100 K mayor a la temperatura de la antena. Esta puede ser de varios grados Kelvin, y se debe principalmente al comportamiento de la atmósfera en esas frecuencias y a la atenuación de la señal provocada por la lluvia. En cambio, para los amplificadores de la banda C esto no es así, porque la temperatura influye en la calidad de operación de la estación terrena. Debido a esto, para un enlace de comunicación en las bandas de operación Ku y Ka, es necesario diseñarlo con un buen margen de operación, para que cuando llueva, no se degrade la señal [5].

### 1.6.1 Amplificadores de Bajo Ruido Comerciales y Trabajos Previos de Diseños para Comunicación Satelital en Banda Ku

En el mercado de las telecomunicaciones existen diversos amplificadores de bajo ruido para aplicación a comunicación satelital a diferentes frecuencias y de gran ancho de banda de banda de operación con distintas características. Sin embargo, en la actualidad existen muy pocos a frecuencias de trabajo superiores a los 10 GHz, y en su mayoría, las prestaciones que otorgan en cuanto adaptación, ganancia y ruido aún no son las mejores, por lo que es importante el desarrollo de estos dispositivos.

Por ello, surge la necesidad de desarrollar amplificadores a frecuencias de operación altas debido al actual desarrollo del ecosistema 5G y la necesidad de ofrecer una conectividad de alta velocidad, mínima latencia, flexibilidad y rendimiento exponencial en el número de dispositivos conectados. Debido a esto, los avances tecnológicos en los servicios satelitales consisten en trabajar en las bandas Ku y Ka para brindar una conexión de mayor rendimiento, velocidad de transmisión, cobertura y eficiencia que la de los satélites actuales, que operan en su mayoría en banda C.

Por lo tanto, en el desarrollo de este trabajo se tiene como propósito demostrar que se pueden mejorar aún más las características de diseño de estos dispositivos, con el objetivo de obtener mejores prestaciones en frecuencia, ruido y ganancia.

En la tabla 1.4 se muestran las características de algunos de los amplificadores de bajo ruido existentes a una frecuencia de operación por arriba de los 10 GHz. Se puede observar que los valores de ganancia van desde los 12.0 – 17.0 dB y la figura de ruido de menor valor es de 1.9 dB, sin embargo, se busca que ésta sea la mínima posible para no degradar la señal capturada de manera significativa.

*Tabla 1.4. Amplificadores de Bajo Ruido comerciales a frecuencias de operación superiores a 10.0 GHz [10].*

<b>Producto</b>	<b>Proveedor</b>	<b>Frecuencia (GHz)</b>	<b>G (dB)</b>	<b>NF (dB)</b>	<b>Costo (US \$)</b>
LNA de banda ancha (GRF2003) Tecnología: GaAs	Mouser Electronics	0.1 – 10	12	3.5	10.8
LNA de banda ancha (GRF2004) Tecnología: GaAs	Mouser Electronics	0.1 – 10	16.5	1.9	10.5
LNA de banda X (GRF3042) Tecnología: GaAs	Mouser Electronics	8 – 12	13.9	2.1	11.7
LNA Ultra banda ancha (GRF3042) Tecnología: GaAs	Mouser Electronics	0.01 – 15	14.5	3.4	10.7
LNA Ultra banda ancha (GRF3044) Tecnología: GaAs	Mouser Electronics	0.01 – 15	16.9	2.1	10.7

A continuación, en la tabla 1.5 se presentan los trabajos previos de diseños de amplificadores de bajo ruido para aplicación a comunicación satelital en banda Ku, donde se puede observar que a pesar de que algunos de estos amplificadores fueron fabricados con técnicas o procesos más sofisticados que ofrecen importantes ventajas en cuanto a precisión, líneas de microcinta compactas o estabilidad, en su mayoría las figuras de ruido obtenidas aún no son las óptimas, pues estas no se encuentran dentro del rango de valores típicos de LNA para comunicación satelital (ver Tabla 1.3). Del mismo modo, se tienen algunos trabajos con valores de ganancia por debajo de los 10 dB y, además, en algunos de ellos no se puede asegurar una buena adaptación, debido a que los valores de coeficientes de reflexión a la entrada o salida se encuentran por arriba de lo -10 dB, lo que indica que se refleja más del 10% de la señal a la frecuencia de operación de diseño o en todo el ancho de banda operativo reportado.

Tabla 1.5. Trabajos previos de diseños de amplificadores de bajo ruido para banda Ku.

Referencia	Tecnología	Frecuencia (GHz)	S <sub>11</sub> (dB)	S <sub>22</sub> (dB)	G (dB)	NF (dB)
[11]	FET NE75083 de GaAs	11.7 – 12.2	<-10	<-10	7.7	3
[12]	Bipolar de Si	12	-14	-6	8	4.7
[13]	BiCMOS SiGe de 0.13 μm	12	<-10	<-10	6.5	4.2
[14]	pHEMT ATF-36077 de GaAs	10.7 – 13.3	–	–	12.2	0.6
[15]	HJH-FET NE3511S02	12	-8.4	31.2	12.8	2
[4]	pHEMT ATF-36077 de GaAs	13.7 – 15.5	<-10	>-10	13.5	1.1
[16]	CMOS de 40 nm	10 – 14	<-10	<-10	11	2.5
[17]	BiCMOS SiGe de 0.13 μm	9.2 – 12.8	<-10	<-10	24	2.3
[18]	HEMT de GaN en MMIC	6 – 12	>-10	<-10	31	2.4
[19]	HJ-FET NE3210S01	12 – 13	-10	<-10	12.6	1.3

## 1.7 AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Un amplificador de potencia PA (acrónimo en inglés: *Power Amplifier*) se sitúa en la última etapa de un transmisor. Este tiene como función principal amplificar una señal de baja potencia en una señal de mayor potencia y transmitirla a la antena transmisora con la máxima eficiencia y con la potencia que se requiere.

Los parámetros más comunes por considerar para el diseño de un amplificador de potencia son: la ganancia, potencia de salida, ancho de banda, eficiencia energética, linealidad, disipación de calor y acoplamiento de impedancia tanto de entrada como de salida. Así, los valores típicos para los PA son los que muestran en la tabla 1.6 [20]:

Tabla 1.6. Valores típicos de los Amplificadores de Potencia.

PARÁMETRO	VALORES TÍPICOS
Ganancia de Potencia ( $G_p$ )	10 – 30 dB
Potencia de salida ( $S_{out}$ )	20 – 40 dBm
Eficiencia ( $\eta$ )	30 – 60%

### 1.7.1 Clasificación de los Amplificadores de Potencia

En los amplificadores de potencia (PA) por lo general se implementan dispositivos activos como transistores, los cuales se comportan como fuentes de corriente controladas por tensión. Además, estos se clasifican en distintas clases en función del punto de polarización y en la fracción del periodo en que los dispositivos conducen (esta se calcula por medio del semiángulo de conducción  $\theta$ , comprendido entre 0 y  $180^\circ$ ) [21].

- **Clase A:** Conducen siempre ( $\theta = 180^\circ$ ). El dispositivo se polariza en la región lineal, con la facultad de operar con señales de cualquier polaridad y obtener una réplica amplificada de la tensión de entrada. Para el diseño se sigue un modelo convencional de amplificador lineal. Además, se logra una buena ganancia de potencia, por lo que son los más empleados en los transmisores.
- **Clase B:** Conducen medio periodo ( $\theta = 90^\circ$ ). El dispositivo se polariza en un extremo de la región lineal, por lo que solo puede operar con señales que tengan una definida polaridad. No obstante, se requiere de etapas adicionales para poder generar una respuesta bipolar.
- **Clase C:** Conducen una fracción reducida de periodo ( $\theta < 90^\circ$ ). El dispositivo se polariza en la región no lineal y, por lo tanto, los componentes activos conducen en una sección reducida del periodo de la señal. Este tipo de amplificadores generalmente se implementan para amplificar señales de banda ancha, debido a que con éstos se logra un mejor rendimiento (cuanto menor sea  $\theta$ , es mayor la eficiencia, pero es menor la linealidad).

Así mismo, hay otro tipo de amplificadores de potencia en los que los dispositivos operan bajo el principio de conmutación, es decir, se comportan como interruptores que pasan del estado de corte a conducción. Estos amplificadores se clasifican en las clases D, E, F, G, H, y por el momento son innovadores con respecto a los ya existentes, ya que, la eficiencia teórica es del 100%, porque un interruptor ideal no consume potencia en ninguno de los dos estados (corte y conducción) [22].

### 1.7.2 Virtudes de los Amplificadores de Potencia Basados en Transistores de Microondas

Hoy en día, el desarrollo de los amplificadores de potencia basados en transistores ha tomado la delantera por diversos motivos; por ejemplo, los amplificadores de potencia basados en tubos de ondas progresivas TWT presentan algunas dificultades, pues su consumo de energía es elevado, ya que requieren de una válvula para poder alcanzar su temperatura necesaria de operación y este proceso tarda varios minutos. Sin embargo, en caso de avería de la válvula, el sistema deja de funcionar, por lo que se debe contar con un sistema de reserva en espera que resulta ser costoso y las válvulas son frágiles. Más aún, sí existe alguna

modificación en el modo de operación, se verá afectada la calidad de la señal y será necesario optimizar o modificar la ejecución.

Por otro lado, tenemos a los amplificadores de estado sólido. Estos implementan semiconductores en lugar de válvulas, y aunque brindan una mayor eficiencia y consumen menos corriente, también presentan algunos inconvenientes; pues el peso y el tamaño no es favorable, debido a que requieren de combinadores para la interconexión de los transistores y la eficiencia energética aún da mucho que desear.

Es por ello, que los amplificadores basados en transistores se han estado empleando y desarrollando cada vez más. Comúnmente se implementan transistores de tecnología de Nitruro de Galio (GaN) o Arseniuro de Galio (GaAs), además la ventaja que se tiene al implementar estos dispositivos es la prominente seguridad de funcionamiento del dispositivo, ya que el amplificador de potencia se conforma por varios transistores individuales, cuyas potencias se suman a través de redes de adaptación, dando como resultado una potencia de salida total [24]. Así mismo, en caso de que algún transistor llegue a fallar, el amplificador continuará funcionando con una potencia, aunque reducida, sin embargo, se garantiza la operación adecuada para el enlace ascendente. Y como consecuencia del progreso, estos pueden operar de manera inmediata, ya que no requieren de un calentamiento previo, son compactos, ligeros, eficientes y son de bajo consumo de corriente. Por ende, ahora el reto es que éstos puedan desarrollarse para operar en la banda Ku y así, ofrecer una buena calidad de servicio en el sistema de transmisión satelital.

### **1.7.3 Amplificadores de Potencia Comerciales y Trabajos Previos de Diseños para Comunicación Satelital en Banda Ku**

Actualmente, en el mercado es muy complicado encontrar amplificadores de potencia para RF basados en semiconductores, con frecuencias de operación por encima de los 10 GHz. Al igual que los amplificadores de bajo ruido, se tiene la necesidad de desarrollar amplificadores de potencia a frecuencias de ondas milimétricas para cumplir los requisitos que demandan el desarrollo de la tecnología satelital y la red 5G para los últimos años.

Por ello, en la tabla 1.7 se muestran las características de algunos de los amplificadores de potencia existentes de alta frecuencia de operación. Sin embargo, se puede observar, que aún, no se cuenta con amplificadores que puedan operar a una frecuencia igual o superior a los 10 GHz.

Ahora en la tabla 1.8 se tienen los trabajos previos de diseños de amplificadores de potencia para comunicación satelital en banda Ku, donde se puede observar que en su mayoría las potencias de salida obtenidas aún no son las óptimas, pues estas no se encuentran dentro del rango de valores típicos de PA para comunicación satelital (ver Tabla 1.6). Del mismo modo, se tienen algunos trabajos con valores de ganancia por debajo de los 10 dB. Además, se puede determinar que aún no se han realizado muchos trabajos para el desarrollo

de amplificadores basados en semiconductores con frecuencias de operación para su aplicación en banda Ku.

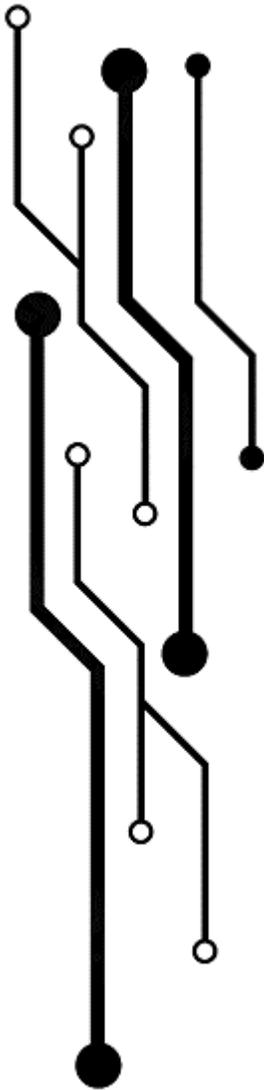
*Tabla 1.7. Amplificadores de potencia comerciales a altas frecuencias de operación. [10].*

Producto	Proveedor	Frecuencia (GHz)	G (dB)	NF (dB)	S <sub>out</sub> (dBm)	Costo (US \$)
PA (GRF5010) Tecnología: GaAs pHEMT	Mouser Electronics y Richardson RFPD	0.05 – 6.0	17.0	0.82	28.0	33.94
PA (GRF5511) Tecnología: GaAs pHEMT	Mouser Electronics y Richardson RFPD	0.7 – 6.0	20.1	1.5	25.8	33.94

*Tabla 1.8. Trabajos previos de diseños de amplificadores de potencia.*

Referencia	Tecnología	Frecuencia (GHz)	S <sub>11</sub> (dB)	S <sub>22</sub> (dB)	G (dB)	S <sub>out</sub> (dBm)
[25]	HBT de AlGaAs en MMIC	8 – 15	<-10	<-10	9.2	31
[26]	BiCMOS SiGe de 0.25 μm	12	<-10	<-10	11	19.5
[27]	MESFET de GaN	13.8 – 14.2	<-10	<-10	9	17.5
[28]	HEMT de GaN	8 – 8.4	<-10	<-10	14.6	15
[29]	HEMT de AlGaN en MMIC	9	<-10	<-10	14.5	20.2

# II



# CAPÍTULO

## AMPLIFICADORES

## DE MICROONDAS

# CAPÍTULO II

## AMPLIFICADORES DE MICROONDAS

En este capítulo se presenta una breve introducción a las bases teóricas para el diseño de amplificadores de microondas. Se describen los parámetros de dispersión (también llamados parámetros S) necesarios para el análisis de dispositivos a altas frecuencias, las condiciones de estabilidad, ganancia, ruido, figura de ruido y polarización, los cuales implican el análisis y diseño de los amplificadores.

### 2.1 INTRODUCCIÓN

Un amplificador es un dispositivo electrónico con la capacidad de incrementar la potencia de una señal. Los amplificadores se utilizan en diversas aplicaciones, en las telecomunicaciones se requieren generalmente donde es indispensable la transmisión y la recepción de señales de microondas.

De acuerdo con su aplicación, estos dispositivos presentan diferentes características o requerimientos, por ejemplo, en algunos es predominante el bajo nivel de ruido, la alta potencia de salida, o el gran ancho de banda, etc. Independientemente de estas diferencias, es posible indicar algunas características comunes o ideales para estos dispositivos como: bajo nivel de distorsión, bajo nivel de ruido, robustez ante cambios ambientales (temperatura humedad, etc.), alta eficiencia energética o envejecimiento (independiente a las condiciones de uso). A pesar de que estas características son deseadas en el diseño de un amplificador, existen compromisos entre ellas [30].

### 2.2 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Una línea de transmisión es un sistema conformado por conductores y semiconductores, que puede aplicar para la transmisión de datos entre dos puntos, ya sea en forma eléctrica o electromagnética. La configuración más simple de líneas de transmisión son el par de hilos de cobre o la línea bifilar. Sin embargo, existen una gran variedad de configuraciones que son capaces de transmitir información, la cuales se muestran en la figura 2.1. Algunas cuentan con un solo conductor cerrado (guía de ondas), otras tienen dos conductores (como la línea bifilar, placas paralelas, microcinta y cable coaxial), algunas poseen tres conductores (tricapa), y otras no tienen ningún conductor, por lo que tienen un material dieléctrico (fibra óptica). Por su puesto, cada uno de sus parámetros y características son diferentes, a

diferencia de que todas las configuraciones pueden ser analizadas matemáticamente por medio de las ecuaciones diferenciales de Maxwell aplicando las condiciones de frontera adecuadas [31].

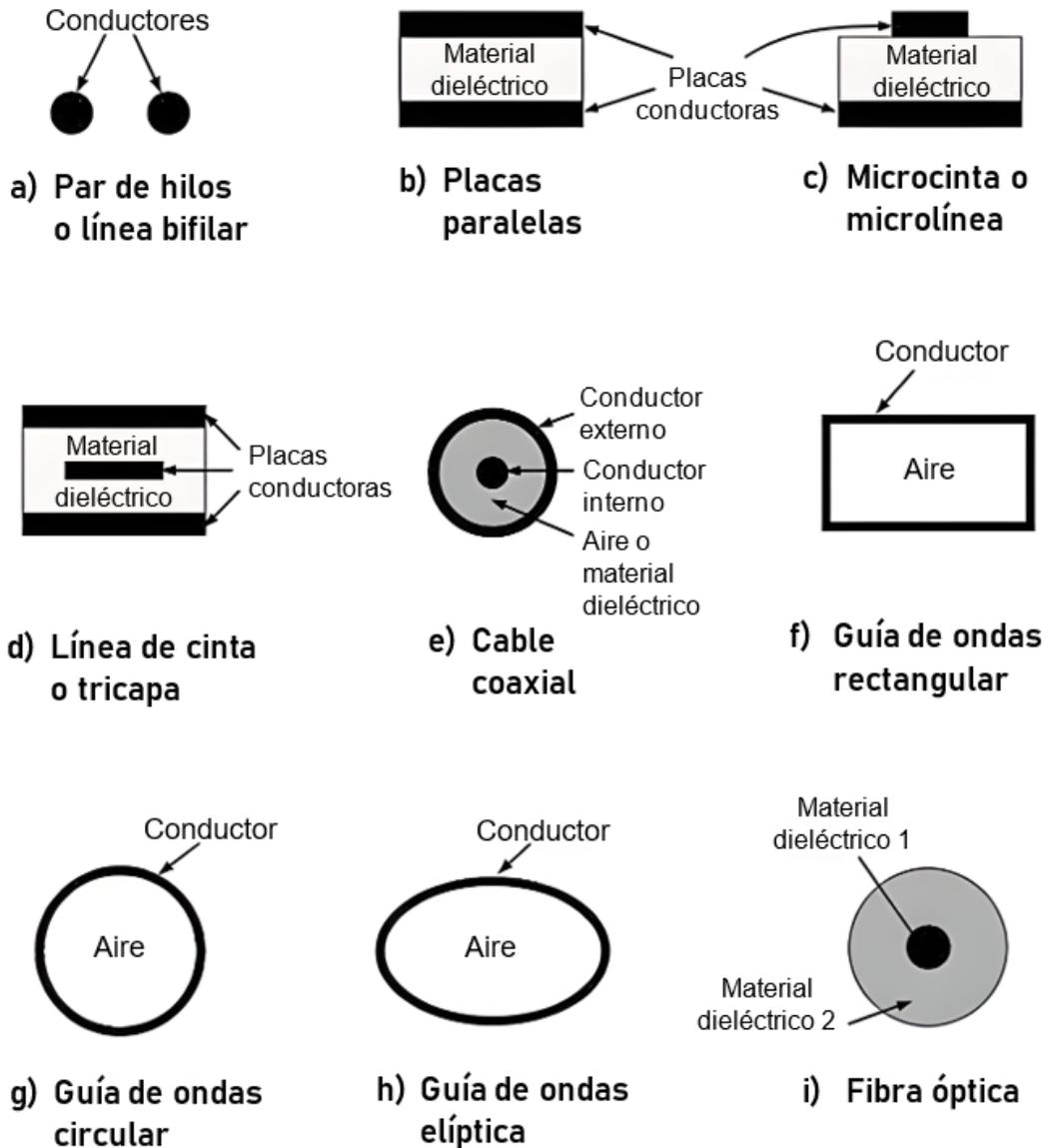


Figura 2.1. Corte transversal de varios tipos de líneas de transmisión [31].

En los sistemas de comunicaciones, las líneas de transmisión se implementan en circuitos resonantes, filtros, acopladores de impedancia, amplificadores, etc. para la transmisión de señales telefónicas, datos y televisión, así como la conexión entre transmisores, receptores y antenas.

Como se había mencionado anteriormente, el análisis de las líneas de transmisión requiere de la solución de las ecuaciones que rigen la teoría electromagnética de acuerdo con las condiciones de frontera delimitadas por las características geométricas de las líneas. Desde

luego, no es posible aplicar la teoría clásica de circuitos, debido ésta última se conforma de circuitos con parámetros concentrados, y en líneas de transmisión los parámetros son distribuidos. En otras palabras, los elementos tales como: resistencia, inductancia, capacidad y conductancia, en los circuitos eléctricos convencionales, están plasmados en un solo elemento o componente que puede ser localizado físicamente. Es decir, se considera que, en un circuito, los parámetros son concentrados cuando las dimensiones físicas de sus componentes -tomando en cuenta los hilos de conexión-, son mucho menores que la longitud de onda de la energía manejada por el circuito. En cambio, si las dimensiones del circuito y la de sus componentes son comparadas con la longitud de onda, donde el tamaño sea el mismo o mayor que ésta, el circuito se considera como de parámetros distribuidos y su tratamiento y/o análisis requiere de la teoría de líneas de transmisión, proveniente del electromagnetismo. Por lo anterior, en una línea de transmisión, la resistencia, inductancia, capacidad o conductancia, no pueden ser definidos en un punto determinado de la línea, por lo que son distribuidos uniformemente a lo largo de ella.

### 2.3 LÍNEAS DE MICROCINTA

Las líneas de microcinta se implementan en muchos dispositivos en la electrónica, ya que permiten, diseñar como filtros, amplificadores, resonadores, antenas, acopladores, entre otros, de acuerdo con su configuración, con los valores deseados de operación de una manera precisa y con los menores efectos parásitos posibles o bien, utilizando los mismos efectos parásitos en beneficio del comportamiento de los dispositivos en cuestión.

Para la construcción de líneas de microcinta se requiere de una serie de procesos determinados y apropiados para el diseño de circuitos integrados. La geometría de estas líneas se muestra en la figura 2.2.

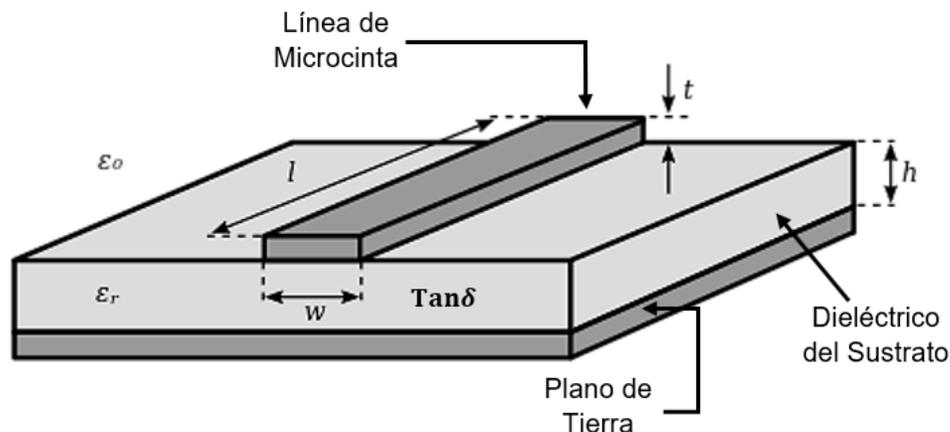


Figura 2.2. Geometría de una línea de microcinta.

Las líneas de microcinta se conforman por una tira conductora fina de anchura  $w$  y espesor  $t$ , colocada en una parte de un sustrato dieléctrico de permitividad relativa  $\epsilon_r$  y ancho  $h$ , mientras que el lado contrario está cubierto por una superficie conductora que cumple la función de plano de tierra de espesor  $t_{gnd}$  (ver Fig. 2.2). El sustrato es usualmente un dieléctrico de bajas pérdidas. Desde luego, las características de una línea de transmisión con microcinta son muy similares a una línea de transmisión coaxial. La configuración de los campos eléctrico y magnético se muestran en la figura 2.3, se trata de la modificación en cada una de sus etapas de una línea coaxial convencional a una línea de microcinta, en donde las líneas sólidas muestran el campo eléctrico, y las rayas discontinuas el campo magnético. Ambos campos se encuentran en un plano transversal a la dirección de propagación y en ángulo recto uno respecto del otro, esto se conoce como modo transversal electromagnético o TEM [32].

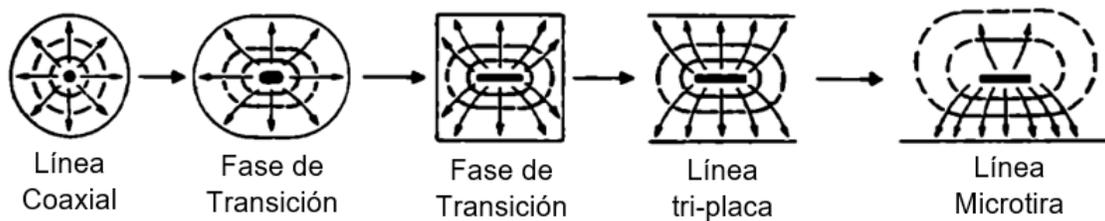


Figura 2.3. Transformación de línea coaxial a línea de microcinta [32].

Las propiedades más importantes de una microcinta son dos: la velocidad de propagación y la impedancia característica. Mientras que en coaxiales la propagación se produce en un modo TEM puro, en microcinta las líneas de campo no son totalmente contenidas en el sustrato como se observa en la figura 2.3.

## 2.4 LA CARTA DE SMITH Y SU INTERPRETACIÓN

La carta de Smith es una herramienta gráfica que evita laboriosas operaciones con números complejos y relaciona un coeficiente de reflexión complejo con una impedancia compleja. Se emplea generalmente en circuitos de alta frecuencia para verificar la ruta de una señal de RF o la situación de una línea de transmisión, visualizar las opciones de diseño, hacer acoplamientos de impedancias, optimización de ruido, estabilidad, entre otros propósitos.

La carta de Smith utiliza el plano complejo del coeficiente de reflexión, sobre el cual se ubican resistencias y reactancias normalizadas [31]. De este modo, para deducir las curvas que integran la carta de Smith típica se toma el coeficiente de reflexión en términos de impedancia característica o de normalización ( $Z_0$ ):

$$\Gamma = \frac{Z-Z_0}{Z+Z_0} \quad (2.1)$$

Dividiendo el numerado y el denominador de lado derecho de la expresión (2.1) entre  $Z_0$ , y definiendo a  $z = Z/Z_0$ , se obtiene la siguiente expresión del coeficiente de reflexión:

$$\Gamma = \frac{z-1}{z+1} \quad (2.2)$$

Despejando a  $z$ , para que la expresión quede en términos de  $\Gamma$  se consigue:

$$z = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad (2.3)$$

A la ecuación (2.3) se le llama “Relación de Onda Estacionaria (ROE)”, donde se puede deducir que si el valor de  $\Gamma$  se acerca a 1 significa que se tiene un sistema adaptado.

En general las impedancias son números complejos, por lo que  $z$  pertenece al conjunto ( $z \in \mathbb{C}$ ), así va a tener una parte real llamada  $r$  (resistencia), y una parte imaginaria que será  $i$ , es decir, una reactancia inductiva o capacitiva ( $x_{c,L}$ ), esto implica que también  $\Gamma$  pertenece al conjunto ( $\Gamma \in \mathbb{C}$ ), como se sigue en la siguiente expresión:

$$z = r \pm x_{c,L} \quad (2.4)$$

$$\Gamma = \Gamma_r + i\Gamma_i \quad (2.5)$$

Una vez obtenida la ecuación (2.5), la sustituimos en la ecuación (2.3) y se obtiene:

$$z = \frac{1+\Gamma_r+i\Gamma_i}{1-\Gamma_r-i\Gamma_i} \quad (2.6)$$

Posteriormente, separando la parte real e imaginaria de lado derecho de la expresión (2.6), se tiene:

$$r = \frac{1-\Gamma_r^2-\Gamma_i^2}{(1-\Gamma_r)^2+\Gamma_i^2} \quad (2.7)$$

$$ix = i \frac{2\Gamma_i}{(1-\Gamma_r)^2+\Gamma_i^2} \quad (2.8)$$

Ahora, con las expresiones (2.7) y (2.8), se debe llegar a un par de ecuaciones de circunferencia  $[(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 = r^2]$ , donde  $x_0$  y  $y_0$  indican las coordenadas del origen del círculo, además  $r$  es su radio, tanto para la parte real ( $r$ ) como para la parte imaginaria ( $x$ ), por lo tanto se obtiene:

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{r+1}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{r+1}\right)^2 \quad (2.9)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (2.10)$$

La ecuación (2.9) es la relación de círculos de resistencia constante y la (2.10) es la relación de círculos de reactancia constante.

Por lo tanto, para trabajar la parte de impedancias hay que tomar en cuenta que, sobre el eje horizontal positivo del gráfico, se tiene la resistencia ( $r$ ), en la parte positiva del eje vertical se tiene la reactancia inductiva ( $x_L$ ) y en la parte negativa del mismo eje, se tiene la reactancia capacitiva ( $x_C$ ). Entonces, al resolver y graficar la expresión (2.9) se obtiene el gráfico mostrado en la figura 2.4. Del mismo modo, al resolver y graficar la expresión (2.10) se obtiene el gráfico mostrado en la figura 2.5.

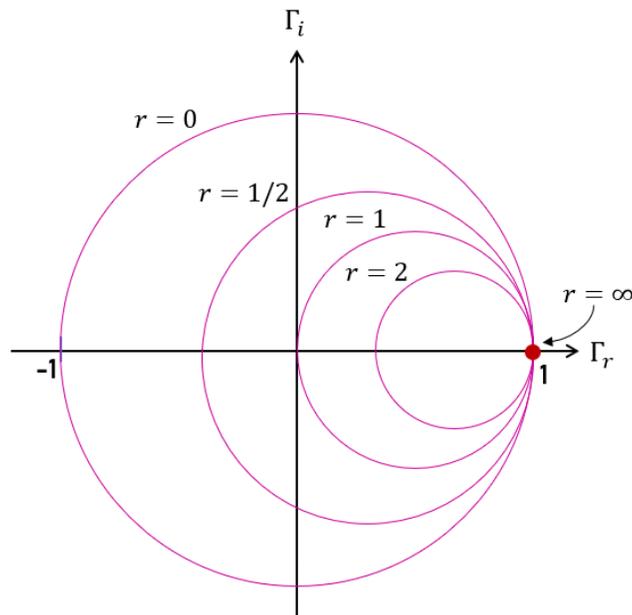


Figura 2.4. Gráfica de resistencias de la carta de Smith.

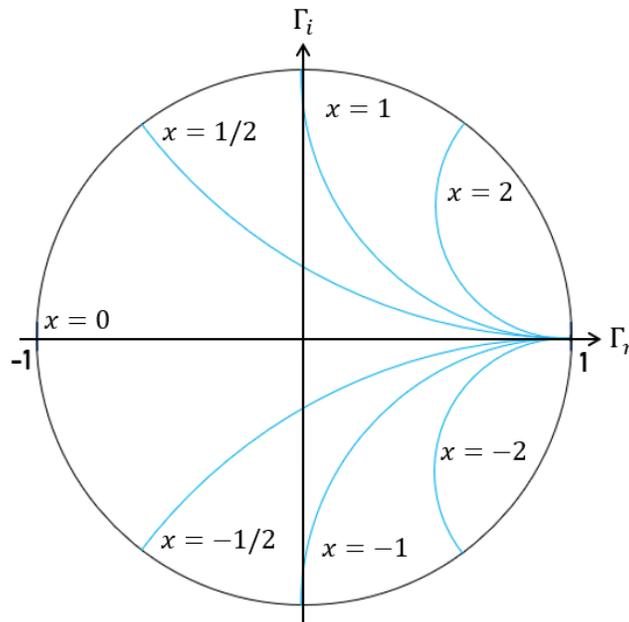


Figura 2.5. Gráfica de reactancias de la carta de Smith.

Como se observa en la figura 2.6, cuando  $r$  tiende a  $\infty$ , la circunferencia también tiende al punto con coordenadas  $(1,0)$ , y en la figura B se muestra que, conforme  $x$  tiende a  $\pm\infty$ , la circunferencia tiende al punto con coordenadas  $(1,0)$ .

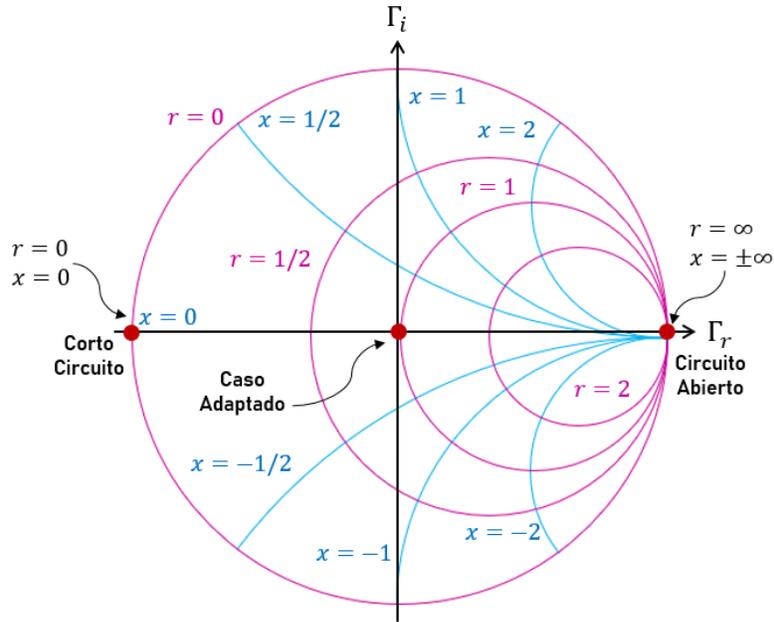


Figura 2.6. Carta de Smith para impedancias.

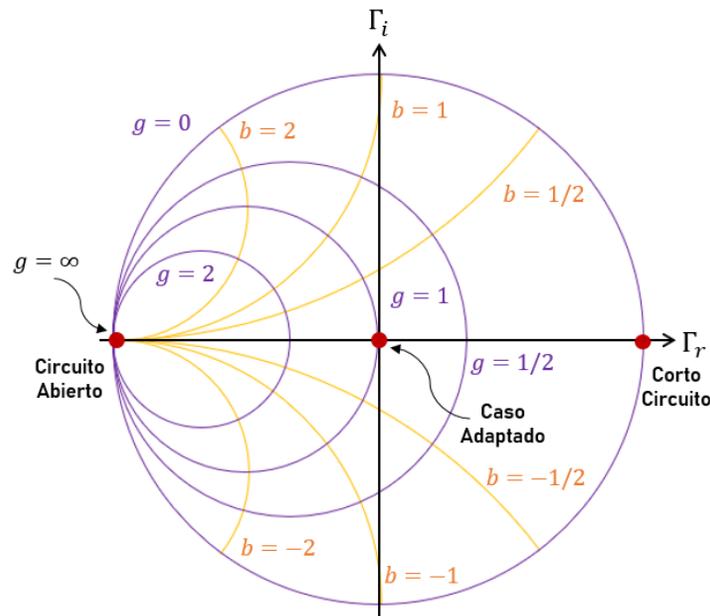


Figura 2.7. Carta de Smith para admitancias.

Con lo expuesto anteriormente, se observa que una vez obtenidos y superpuestos los círculos de resistencia y reactancia, se consigue tiene la carta de Smith. En la figura 2.6 se puede observar lo siguiente: el punto con coordenadas  $(1,0)$ , representa el caso de circuito abierto porque ahí la impedancia es muy alta y en ese punto del espacio de  $\Gamma$  convergen tres

infinitos ( $r \rightarrow \infty$  y  $x \rightarrow \pm\infty$ ). En el punto con coordenadas (0,0), se dice que tenemos un caso adaptado donde  $z = z_0 = 50 \Omega$ , por lo que, no hay pérdida de la señal y no hay reflexión ( $\Gamma = 0$ ). Finalmente el punto (-1,0) se tiene el corto circuito y ahí convergen los casos cuando  $r = 0$  y  $x = 0$ .

La admitancia ( $Y$ ), matemáticamente, es la inversa de la impedancia ( $Z$ ), es decir,  $Y = 1/Z$ , de este modo cualquier número complejo se puede determinar gráficamente con la carta de Smith para impedancias, o bien, solo con rotar  $180^\circ$  la carta con respecto al caso adaptado ( $\Gamma = 0$ ) se pueden leer en forma directa los valores de admitancias (ver Fig. 2.7), y de esta manera, a cada punto se le asigna un segundo conjunto de coordenadas: las coordenadas  $y$ , que son una imagen invertida del diagrama original.

## 2.5 PARÁMETROS DE DISPERSIÓN ( $S$ ) – *Scattering en inglés* –.

Los parámetros  $S$  o parámetros de dispersión se utilizan para caracterizar redes eléctricas lineales en la gama de frecuencias por arriba de los 300 MHz, y son la mejor manera de representar el comportamiento de un circuito, pues indican el nivel de transferencia de una señal y adaptación de los puertos de cualquier componente. Dicho de otra manera, estos se utilizan para conocer y analizar el balance de una onda electromagnética y como esta se descompone en ondas reflejadas a la entrada y salida de un circuito de microondas y cuánto de esa onda viaja (se transmite) dentro del elemento de microondas.

Para poder realizar el análisis de los parámetros  $S$ , en la figura 2.8 se tiene un sistema receptor básico, en el cuál incide una onda electromagnética, que será detectada por una antena receptora. Bajo estas condiciones la antena se comporta como una fuente que alimenta a una cadena de cuadripolos, y la antena (desde el punto de vista de la onda electromagnética) tiene una impedancia característica. El fenómeno físico de una onda incidente siendo capturada por una antena puede ser conceptualizado como, una señal electromagnética que atraviesa consecutivamente diferentes medios con distintas impedancias. Estos elementos incluyen el espacio vacío, la antena, la guía de onda o línea de transmisión y en la frontera entre la línea de transmisión y la entrada del receptor existe otro cambio de impedancias.

Dicho de otra manera (ver Fig. 2.8) se puede observar que cuando una onda electromagnética incide forma un vector de Poynting ( $\mathbf{P}_i$ ) de un medio  $\mathbf{M}_1$  a otro medio  $\mathbf{M}_2$ , debido a las diferentes impedancias en la frontera entre cada medio, la energía puede reflejarse ( $\mathbf{P}_r$ ) o transmitirse ( $\mathbf{P}_t$ ). Ahora, el vector transmitido se convierte en un vector incidente para el siguiente medio  $\mathbf{M}_3$ , y en caso de que el tercer medio tenga una impedancia diferente al medio  $\mathbf{M}_2$ , se volverán a generar otras ondas reflejadas y transmitidas, y así sucesivamente. Sin embargo, de manera análoga tendríamos el mismo comportamiento, pero a la salida, si la fuente y la carga intercambian posiciones.

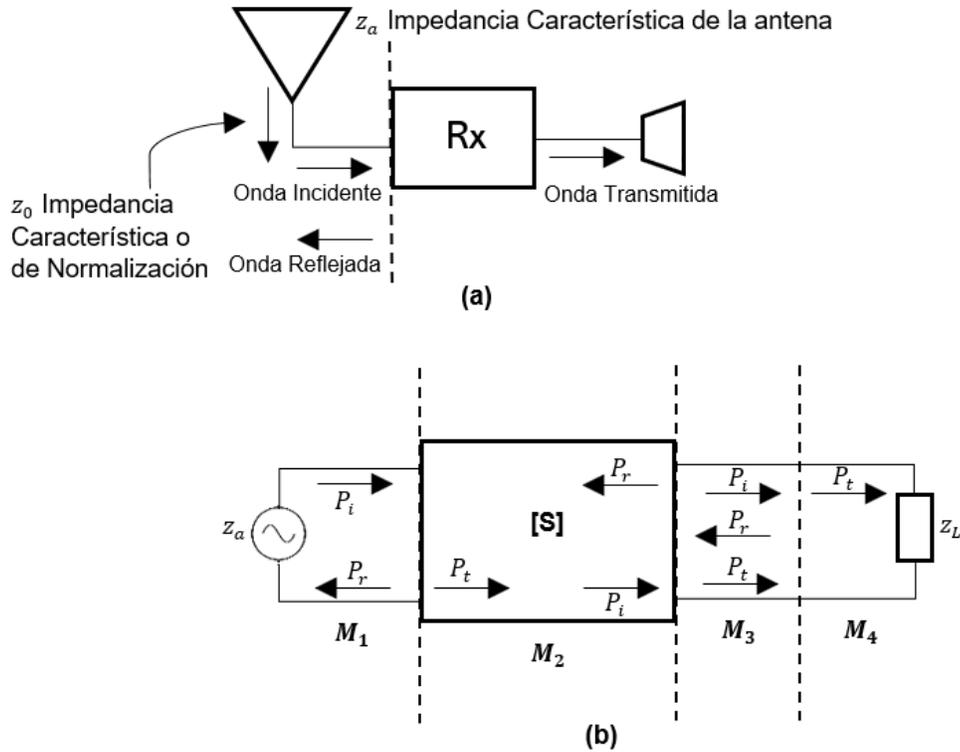


Figura 2.8. (a) Esquema de un receptor básico de radio y comportamiento de una onda electromagnética, (b) Comportamiento del vector de Poynting incidente a cada cambio de impedancia del medio.

Con lo antes mencionado, se pueden deducir los parámetros S utilizando como base el siguiente circuito de la figura 2.9, el cuál es una red de dos puertos. Así mismo, los parámetros S se representan en una matriz y por lo tanto acatan las reglas de álgebra de matrices y son parámetros lineales porque obedecen la Ley de Ohm, de tal forma que:



Figura 2.9. Red de dos puertos de entrada, sistema "Scattering".

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Realizando la multiplicación de las matrices, de la expresión (2.11), se obtienen las ecuaciones que rigen a una red de dos puertos:

$$\begin{aligned} V_1^- &= S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ \\ V_2^- &= S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ \end{aligned} \quad (2.12)$$

Donde  $V_1^-$  y  $V_2^-$  son los voltajes reflejados,  $V_1^+$  y  $V_2^+$  son los voltajes incidentes.

### 2.5.1 Parámetro $S_{11}$

A este término se le conoce como *coeficiente de reflexión en la entrada de una red de dos puertos* y está relacionado con la onda reflejada en la entrada. Es decir, este parámetro indica la relación de la energía reflejada con respecto a la energía incidente del puerto de entrada cuando la energía del puerto de salida es nula. Por ello, se busca que esta relación sea lo más pequeña posible, indicando que la energía reflejada hacia la fuente sea mínima. Se define de la siguiente manera:

$$S_{11} = \frac{\text{Reflejada}}{\text{Incidente}} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \Big|_{V_2^+ = 0} \quad (2.13)$$

### 2.5.2 Parámetro $S_{12}$

A este parámetro se le conoce como *coeficiente de retroalimentación entre salida-entrada o ganancia inversa de una red de dos puertos (aislamiento)* y está relacionado con la onda transmitida que viaja de la salida a la entrada. Es decir, este parámetro indica la cantidad de energía que se refleja del puerto de salida al puerto de entrada cuando la entrada se encuentra cargada. Se define de la siguiente forma:

$$S_{12} = \frac{\text{Transmitida}}{\text{Incidente}} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \Big|_{V_1^+ = 0} \quad (2.14)$$

### 2.5.3 Parámetro $S_{21}$

A este término se le conoce como *coeficiente de transmisión entre entrada-salida o ganancia directa de una red de dos puertos* y está relacionado con la onda transmitida que viaja de la entrada a la salida. Es decir, indica la ganancia que se obtiene en un dispositivo y se define de la siguiente manera:

$$S_{21} = \frac{\text{Transmitida}}{\text{Incidente}} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \Big|_{V_2^+ = 0} \quad (2.15)$$

### 2.5.4 Parámetro $S_{22}$

A este término se le conoce como *coeficiente de reflexión a la salida de una red de dos puertos* y está relacionado con la onda reflejada a la salida. Es decir, indica el nivel de señal que se refleja en el puerto de salida. Se define de la siguiente forma:

$$S_{22} = \frac{\text{Reflejada}}{\text{Incidente}} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \Big|_{V_1^+ = 0} \quad (2.16)$$

## 2.6 GANANCIA

La ganancia es una medida de la relación entre la potencia de señal a la salida y potencia de señal a la entrada de un amplificador [33]:

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.17)$$

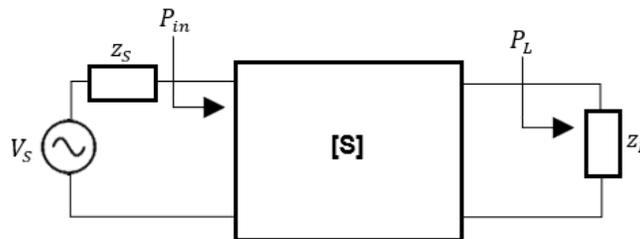
En electrónica de comunicaciones para la caracterización y diseño de un amplificador los parámetros con mayor relevancia son el mínimo ruido y la ganancia. La ganancia es obtenida a partir de los parámetros de dispersión y, además existen tres tipos de ganancia; la ganancia de potencia o de transmisión u operativa ( $G_P$ ), la ganancia disponible ( $G_A$ ) y la ganancia de transferencia ( $G_T$ ).

### 2.6.1 Ganancia de Potencia ( $G_P$ )

La ganancia de potencia ( $G_P$ ), se define como la relación entre la potencia entregada a la carga ( $P_L$ ) y la potencia que existe a la entrada de transistor ( $P_{in}$ ).

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}} \quad (2.18)$$

Esta ganancia va a depender de la impedancia de carga ( $Z_L$ ), pero no de la impedancia de la fuente ( $Z_S$ ) como se muestra en la figura 2.10.



**Figura 2.10.** Esquema genérico de un amplificador utilizando los parámetros  $S$  del transistor. Concepto de ganancia de potencia ( $G_P$ ) [33].

### 2.6.2 Ganancia de Potencia Disponible ( $G_A$ )

La ganancia de potencia disponible ( $G_A$ ) está definida como la relación que puede existir entre la potencia de señal disponible a la salida del transistor ( $P_{avo}$ ) y la potencia de señal disponible en la fuente ( $P_{avs}$ ) [33].

$$G_A = \frac{P_{avo}}{P_{avs}} \quad (2.19)$$

Aquí, la ganancia depende de la impedancia de la fuente ( $Z_S$ ) y no de la impedancia de la carga ( $Z_L$ ). En la figura 2.11 se muestra que con el lado izquierdo del circuito se obtiene el valor de la potencia de señal disponible en la fuente ( $P_{avs}$ ), y a la derecha se observa un circuito amplificador, en el que se tiene una adaptación de impedancia de salida ( $Z_L = Z_{out}^*$ ).

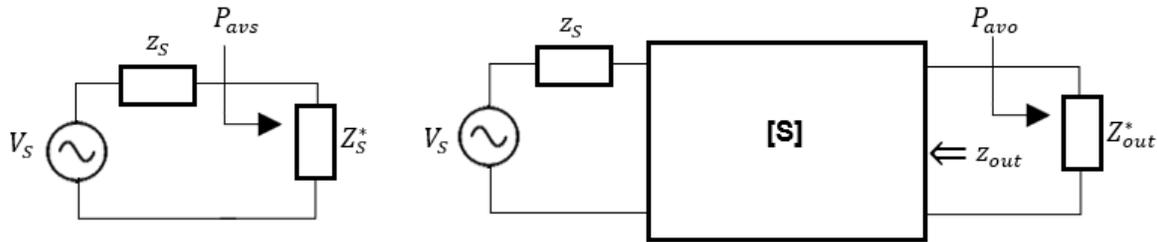


Figura 2.11. Concepto de ganancia disponible en un amplificador ( $G_A$ ) [33].

### 2.6.3 Ganancia de Potencia de Transferencia o Transducida ( $G_T$ )

La ganancia de potencia de transferencia o potencia transducida ( $G_T$ ), se define como la relación existente entre la potencia entregada a la carga ( $P_L$ ) y la máxima potencia de señal disponible en la fuente ( $P_{avs}$ ) [33].

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} \quad (2.20)$$

En este caso la ganancia dependerá de la impedancia de la fuente ( $Z_S$ ) y de la impedancia de carga ( $Z_L$ ). En la figura 2.12 se tiene de lado izquierdo, un circuito con el que se obtiene el valor de la potencia de señal disponible en la fuente ( $P_{avs}$ ) y a la derecha se tiene un circuito amplificador.

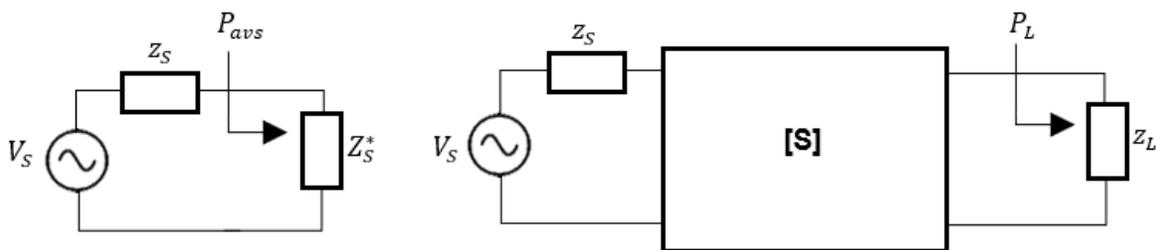


Figura 2.12. Concepto de ganancia de transferencia de un amplificador ( $G_T$ ) [33].

### 2.6.4 Resumen

Con lo anterior, es importante tener en cuenta como son las impedancias de fuente ( $Z_S$ ) y de carga ( $Z_L$ ) con las que el transistor se va a conformar para amplificar la señal, y como resultado debe verse como la respuesta del conjunto de las impedancias y el transistor.

Para un caso ideal en las que las impedancias de la fuente ( $Z_S$ ) y la de la carga ( $Z_L$ ) se encuentran muy bien adaptadas al transistor, se puede confirmar que las tres ganancias que se definieron con anterioridad son iguales ( $G_P = G_A = G_T$ ). Por lo tanto, se puede decir que la ganancia en potencia es:

$$G[dB] = 20 \log(|S_{21}|) \quad (2.21)$$

### 2.6.5 Ganancia en Amplificadores

Una vez definidos los tres tipos de ganancia en amplificadores  $G_P$ ,  $G_A$  y  $G_T$ , a continuación, se describe un análisis detallado de la dependencia de la ganancia resultante con las impedancias de la fuente ( $Z_S$ ) y de la impedancia de carga ( $Z_L$ ), así como sus respectivas redes de adaptación.

Considerando un dispositivo de dos puertos (puede ser el caso de un transistor polarizado para ser utilizado como amplificador, por ejemplo), el puerto correspondiente a la entrada ( $in$ ), conectado a una fuente de impedancia ( $Z_S$ ), y el otro puerto correspondiente a la salida ( $out$ ), el cuál está conectado a una carga ( $Z_L$ ), tal como se muestra en el siguiente diagrama de la figura 2.13:

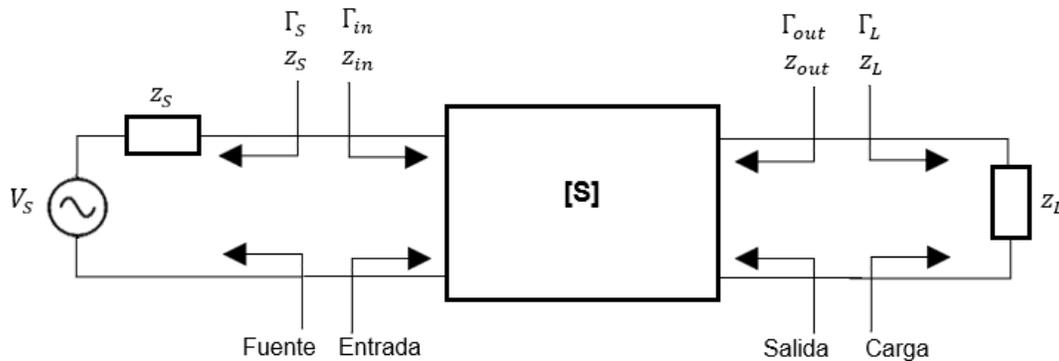


Figura 2.13. Dispositivo de dos puertos con parámetros S e impedancias de fuente ( $Z_S$ ) y de carga ( $Z_L$ ) [33].

Tomando en cuenta que el dispositivo de dos puertos, el cual está caracterizado por una matriz de parámetros S, referida a una impedancia característica o de referencia ( $Z_0$ ), se pueden escribir los coeficientes de reflexión vistos hacia la fuente y la carga de la siguiente manera respectivamente:

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (2.22)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.23)$$

Y las impedancias de entrada y salida del dispositivo:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \quad (2.24)$$

$$Z_{out} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{out}}{1 - \Gamma_{out}} \quad (2.25)$$

Según la definición de parámetros S, se puede realizar el análisis, entonces:

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ = S_{11}V_1^+ + S_{12}\Gamma_L V_2^- \quad (2.26)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ = S_{21}V_1^+ + S_{22}\Gamma_L V_2^- \quad (2.27)$$

Eliminando  $V_2^-$  de (a) y dividiendo  $V_1^- / V_1^+$  se obtiene el coeficiente de reflexión en el puerto de entrada:

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.28)$$

De manera similar, el coeficiente de reflexión observado en el puerto de salida es:

$$\Gamma_{out} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0} \quad (2.29)$$

Finalmente, con lo anterior se pueden deducir y obtener las tres ganancias citadas con anterioridad.

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2)|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.30)$$

$$G_A = \frac{P_{avo}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)}{(1 - |\Gamma_{out}|^2)|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \quad (2.31)$$

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{(|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2)|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.32)$$

Por otro lado, se tiene un análisis adicional de los puertos de ganancia de potencia, donde se tiene un amplificador general como el de la figura 2.14, en las que las redes de entrada y salida permiten transformar las impedancias de entrada y salida ( $Z_0$ ) a las impedancias de la fuente ( $Z_S$ ) y la carga ( $Z_L$ ).

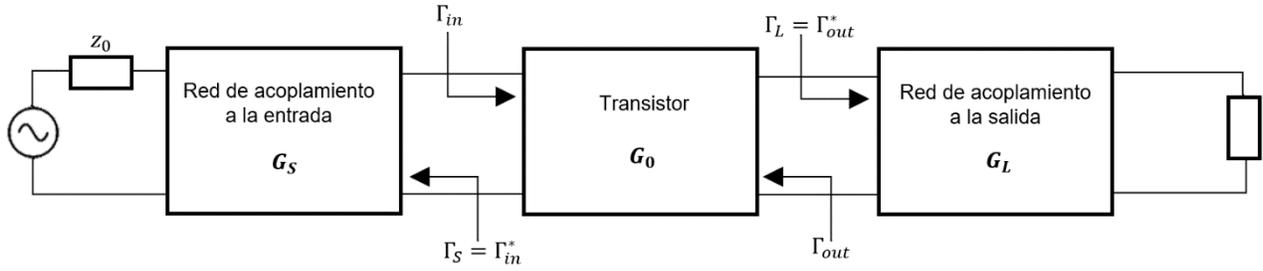


Figura 2.14. Circuito general de un amplificador de microondas.

Las definiciones de ganancia más rentables para el diseño de un amplificador es la ganancia de transferencia, la cual funciona para ambos desajustes de la fuente y la carga. Así, se pueden desglosar tres términos de ganancia efectivos, cada uno caracteriza a un bloque, a la entrada (fuente), el propio transistor y salida (carga) como se muestra a continuación:

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} \quad (2.33)$$

$$G_0 = |S_{21}|^2 \quad (2.34)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.35)$$

La ganancia de transferencia total es  $G_T = G_S G_0 G_L$ , la cual se entiende como la suma (en dB) de unas ganancias efectivas de entrada ( $G_S$ ) y salida ( $G_L$ ), generadas por las redes de adaptación, que transfieren impedancias de entrada ( $Z_S$ ) y salida ( $Z_L$ ) del transistor a la ( $Z_0$ ) de generador y de carga. Si el transistor es unilateral, es decir, si  $S_{12} = 0$ , o tiene un valor suficientemente pequeño para no ser tomado en cuenta, entonces  $\Gamma_{in} = S_{11}$ ,  $\Gamma_{out} = S_{22}$ , y la ganancia de transferencia unilateral se simplifica a  $G_{TU} = G_S G_0 G_L$ , donde:

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \quad (2.36)$$

$$G_0 = |S_{21}|^2 \quad (2.37)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.38)$$

## 2.7 ANÁLISIS DE ESTABILIDAD

La estabilidad o resistencia a la oscilación en un amplificador de microondas es una de las características indispensables y necesarias para asegurar que un diseño sea válido, y se puede calcular a partir de los parámetros S. Esta operación puede obtenerse antes de comenzar con

el diseño del amplificador, ya que es una herramienta útil para la búsqueda de un transistor adecuado para el diseño.

Las condiciones de estabilidad determinan que la potencia reflejada en los puertos de un amplificador debe ser menor a la potencia incidente y los puertos del amplificador deben ser en módulo menores a uno. De esta manera, cuando el amplificador cumple con las condiciones de estabilidad para todo valor de impedancias de fuente y carga, se asegura que el dispositivo es estable. No obstante, si las condiciones se cumplen solo para ciertos valores de impedancia, entonces el amplificador es potencialmente estable, de otro modo el amplificador sería inestable [6].

Del circuito mostrado de la figura 2.15, se puede asegurar que es inestable en el caso de que la impedancia de entrada ( $Z_{in}$ ) y la impedancia de salida ( $Z_{out}$ ) presenten parte real negativa.

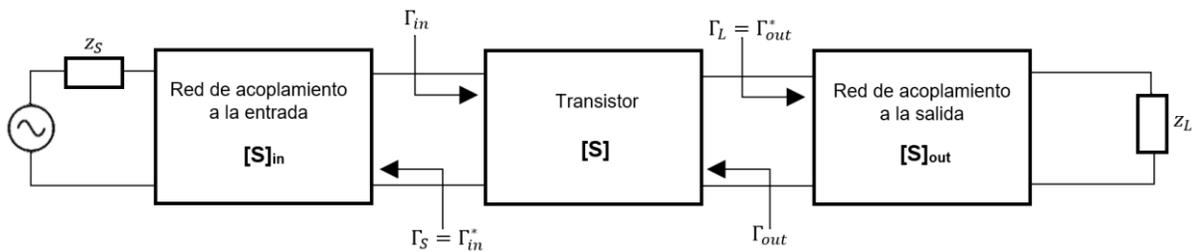


Figura 2.15. Circuito general de un amplificador de microondas basado en un transistor

Por lo tanto, de esta condición para analizar si el amplificador es o no estable, se puede observar que el coeficiente de reflexión a la entrada ( $\Gamma_{in}$ ) y a la salida ( $\Gamma_{out}$ ), los cuales dependen de la fuente y de la carga, es decir, la entrada depende de la salida y la salida depende de la entrada, por ende, se tiene realimentación y cualquier circuito realimentado es susceptible a ser inestable, por lo tanto, se definen dos tipos de estabilidad:

- **Estabilidad Incondicional:** Se puede decir que un circuito es incondicionalmente estable si para cualquier impedancia pasiva de fuente ( $Z_S$ ) y de carga ( $Z_L$ ) se cumple lo siguiente:

$$|\Gamma_{in}| < 1 \quad y \quad |\Gamma_{out}| < 1 \quad (2.39)$$

- **Estabilidad Condicional:** Se dice que un circuito es condicionalmente estable si la condición de la expresión (2.39) sólo se cumple para un cierto rango de la fuente pasiva ( $Z_S$ ) y las impedancias de carga ( $Z_L$ ), dicho de otro modo, significa que habrá valores de  $\Gamma_L$  y  $\Gamma_S$  para los cuales  $|\Gamma_{in}| > 1$  o  $|\Gamma_{out}| > 1$ .

También, es importante destacar que la condición de estabilidad va a depender de la frecuencia de operación de estudio, por lo tanto, es posible que en algunas ocasiones en las cuales se dé el caso donde un amplificador a la frecuencia de trabajo manifieste ser

incondicionalmente estable, pero puede ser inestable para otras frecuencias. Esto puede ser comprobado en la práctica por medio del *factor de Rollet* ( $K$ ), pues con el cálculo de este factor, se puede determinar si se cumplen las condiciones de estabilidad en un intervalo de frecuencias determinado.

Como ya se mencionó anteriormente, existen dos tipos de estabilidad, la incondicional y la condicional, y esta depende de las impedancias que tienen las redes de adaptación, es decir, si el dispositivo es estable para algunas o para todo el rango de impedancias. Esto se puede determinar y analizar de manera gráfica, por medio de los **círculos de estabilidad**, o matemáticamente mediante el factor de estabilidad ( $K$ ).

Los círculos de estabilidad demarcan la frontera entre los valores del coeficiente de reflexión a la entrada ( $\Gamma_L$ ) y del coeficiente de reflexión a la salida ( $\Gamma_S$ ) que hacen al dispositivo incondicionalmente estable de los que lo hacen condicionalmente estable [33]. Dicho en otras palabras, los valores de  $\Gamma_L$  y  $\Gamma_S$  de la carta de Smith que definen  $|\Gamma_{in}| < 1$  y  $|\Gamma_{out}| < 1$  son los que demarcarán la zona estable del plano  $\Gamma_L$  y  $\Gamma_S$  respectivamente, los otros valores ubicados al otro lado del círculo de estabilidad conformarán la zona incondicionalmente estable.

Así, aplicando los requerimientos ya mencionados para la estabilidad incondicional, de acuerdo con las condiciones que pueden ser definidas por  $\Gamma_L$  y  $\Gamma_S$ , entonces el amplificador es incondicionalmente estable, se tiene:

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (2.40)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (2.41)$$

Para los amplificadores unilaterales las condiciones  $|\Gamma_{in}| < 1$  y  $|\Gamma_{out}| < 1$  se cumplen si  $|S_{11}| < 1$  y  $|S_{22}| < 1$ , por lo tanto, si se da este caso, el amplificador será incondicionalmente estable. Por otro lado, si alguna de estas dos condiciones no se cumple, entonces se tendrá un rango de valores para  $\Gamma_L$  y  $\Gamma_S$  en donde el amplificador es estable. Estos valores se pueden encontrar trazando los círculos de estabilidad en la carta de Smith y tomando los valores de los parámetros S del dispositivo a la frecuencia de diseño definida. El círculo de estabilidad a la entrada (fuente) está definido como [6]:

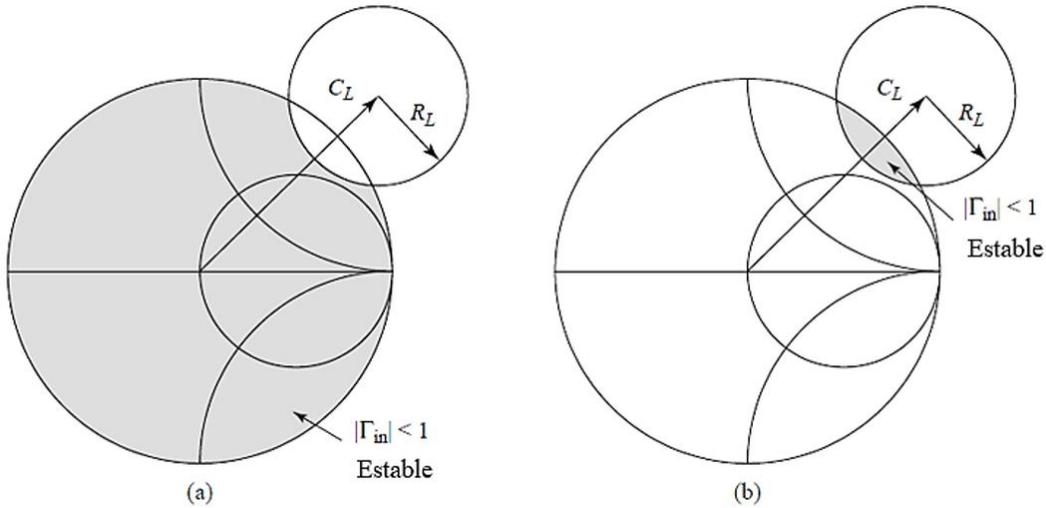
$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (Centro) \quad (2.42)$$

$$R_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (Radio) \quad (2.43)$$

Donde  $|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|$ , es el determinante de la matriz de parámetros S. De manera similar se puede obtener el círculo de estabilidad a la salida (carga) cambiando  $S_{11}$  por  $S_{22}$  y  $S_{22}$  por  $S_{11}$ .

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{Centro}) \quad (2.44)$$

$$R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{Radio}) \quad (2.45)$$



**Figura 2.16.** Círculos de estabilidad de salida para un dispositivo incondicionalmente estable. (a)  $|S_{11}| < 1$ , (b)  $|S_{11}| > 1$  [6].

La comprensión de los círculos de estabilidad en la carta de Smith se muestra en la figura 2.16. En el caso de la estabilidad incondicional, pueden darse dos casos; la zona de estabilidad puede encontrarse en el interior o en el exterior del círculo de estabilidad. Véase que el círculo demarca la zona en la que se puede operar la adaptación de entrada y salida.

En cambio, si se cuenta con los datos del dispositivo como Parámetros S, los cuales, por lo general son proporcionados por el fabricante, en las condiciones de trabajo de interés, es posible determinar la estabilidad del dispositivo por medio de los factores de estabilidad  $K$  y  $\mu$ . El factor  $K$  es el más conocido, sin embargo, este necesita de una condición adicional para asegurar la estabilidad condicional como se muestra a continuación:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.46)$$

Donde la condición auxiliar es la siguiente:

$$|\Delta| = \det \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (2.47)$$

De este modo, cuando  $K > 1$ , el dispositivo será estable para cualquier conjugación de impedancia de fuente y de carga. En cambio, si  $K < 1$ , el dispositivo será entonces potencialmente inestable y posiblemente oscilará para algunos conjuntos de impedancias de fuente o de carga. Por lo tanto, cuando el valor de  $K$ , sea menor que 1, se debe cuidar la elección de impedancias de fuente y de carga para el transistor, por lo que el diseño debe ser minucioso y atento para poder tomar en cuenta algunos criterios para completar el diseño, así como; seleccionar otro punto de polarización del transistor, elegir un transistor diferente que cumpla con los requerimientos deseados de operación o acomodando el diseño de tal modo que se eviten las regiones de inestabilidad [30].

Como se puede analizar, los dos primeros criterios importantes, descritos anteriormente, para el diseño se apoyan en hacer el dispositivo estable alterando los parámetros S, aún cuando es posible diseñar amplificadores estables siendo  $K < 1$ , y para esto, se deben encontrar las impedancias que hacen que el dispositivo sea inestable. Ahora bien, para el último criterio, es necesario precisar cuáles son los valores de impedancias de fuente y de carga aceptadas para el diseño. Para esto, se hará uso de la carta de Smith, donde se trazarán los límites de la región estable, como se menciona en el apartado anterior.

Por otro lado, es importante mencionar que recientemente se ha deducido un nuevo criterio de estabilidad que engloba las dos anteriores condiciones de estabilidad, llamado “*parámetro de estabilidad Edwards-Sinsky*”, el cual sintetiza el análisis, indicando que tan estable es el dispositivo y se define como se sigue:

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} \quad (2.48)$$

Por tanto, si se cumple  $\mu > 1$ , el dispositivo es incondicionalmente estable. Además, se puede decir que los valores mayores de  $\mu$  implican una mayor estabilidad [8].

## 2.8 RUIDO EN UN DISPOSITIVO DE DOS PUERTOS

La figura mínima de ruido es el nivel mínimo de ruido que puede alcanzar cualquier dispositivo y es una característica específica de cada tecnología. La mínima figura de ruido ( $F_{min}$  o  $NF_{min}$ ) se obtiene cuando existen impedancias de carga y de fuente óptimas, y cuando se considera una polarización óptima. Así, para un dispositivo de dos puertos, la figura de ruido está dada por la siguiente expresión.

$$F = F_{min} + \frac{g_n}{R_n} |Z_s - Z_{opt}|^2 \quad (2.49)$$

Donde  $F_{min}$ , es la mínima figura de ruido,  $Z_{opt}$  la impedancia óptima de fuente y  $g_n$  es la conductancia de ruido. Éste último valor señala el aumento de la figura de ruido sí la impedancia de la fuente se aleja del valor  $Z_o$ , y al inverso de la conductancia se le denomina resistencia de ruido  $R_n$ .

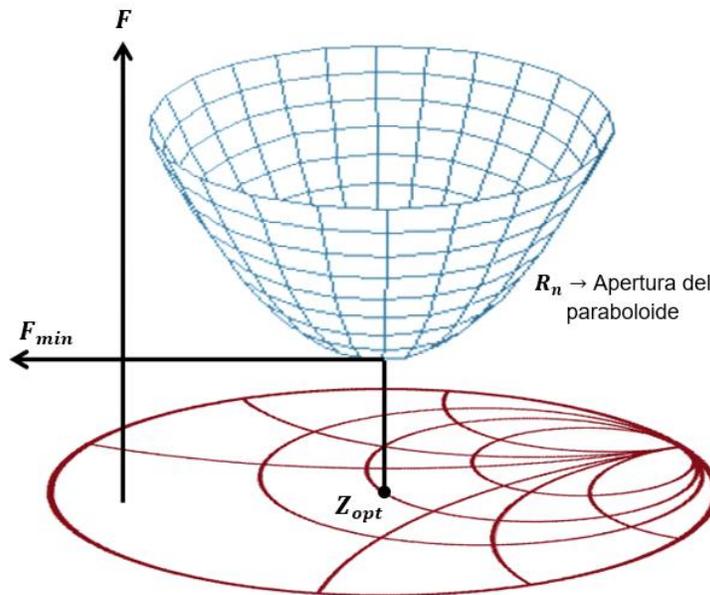


Figura 2.17. Representación gráfica de la Figura de Ruido.

Para una mejor comprensión de lo antes mencionado, se muestra en la figura 2.17 una representación gráfica de la figura de ruido en el plano complejo ( $\mathbb{C}$ ), la cual comprende los parámetros de ruido del dispositivo.

Se puede observar un paraboloide que, en su vértice se muestra la proyección del punto obtenido en la carta de Smith con  $Z_{opt}$  y su apertura depende del valor de  $R_n$ , es decir, que el paraboloide tendrá una mayor apertura siempre y cuando la resistencia de ruido mantenga un valor cada vez más pequeño, y con esto genera un mayor valor de puntos desplazamiento sobre la carta de Smith donde  $Z_s$  puede tomar un valor cercano a  $Z_{opt}$ , y  $F_{min}$  es óptimo [34].

## 2.9 FACTOR DE RUIDO Y FIGURA DE RUIDO EN UN AMPLIFICADOR DE MICROONDAS

El ruido es un agente producido por una señal aleatoria que “contamina” a los sistemas y a los circuitos. Este elemento es producido por distintos efectos, tales como: el flujo de las cargas en un tubo de electrones, la propagación a través de la ionosfera o en algún otro gas

ionizado, por los cambios de temperatura, etc. También puede ser generado por elementos del mismo circuito, por esto, es muy importante que el nivel de ruido del circuito se encuentre por debajo del nivel de ruido de la señal que contiene la información [4].

Además de la ganancia y la estabilidad, existen otros parámetros que son importantes para caracterizar el rendimiento de diversos dispositivos. El factor de ruido ( $F$ ) y la figura de ruido ( $NF$ ), son cifras que denotan que tanto se deteriora la relación señal a ruido ( $SNR$ ) cuando la señal transita por un circuito o una serie de circuitos.

En microondas, un elemento que es ruidoso se determina a de la figura de ruido de la componente, que se define como la degradación de la relación señal a ruido ( $SNR$ ) entre la entrada y la salida. La relación señal a ruido ( $SNR$ ) se conoce como la concordancia entre la potencia de la señal deseada y la potencia del ruido no deseada. Cuando el ruido y la señal deseada son aplicados a la entrada de una red libre de ruido, el ruido y la señal serán amplificados o atenuados, de tal forma que la señal a ruido no cambiará. Sin embargo, si la red tiene ruido, la potencia de ruido en la salida será más grande que la potencia de la señal de salida y eso provocará que la relación señal a ruido disminuya.

Por lo tanto, el factor de ruido es la medida de la disminución de la señal a ruido, y se define como el cociente de relaciones de potencias. En la parte del numerador se tiene la potencia total de ruido a la salida, y en la parte del denominador está la parte o porción de dicha potencia, la cual es producida por un ruido que existe a la entrada del amplificador [5], y matemáticamente se define de la siguiente forma:

$$F = \frac{\text{Relación de potencia de señal de ruido en la entrada}}{\text{Relación de potencia de señal de ruido en la salida}} = \frac{\left(\frac{S_{in}}{N_{in}}\right)}{\left(\frac{S_{out}}{N_{out}}\right)} \geq 1 \quad (2.50)$$

Donde  $S_{in}$  y  $N_{in}$  corresponden a la potencia de la señal y el ruido de entrada, y  $S_{out}$  y  $N_{out}$  corresponden a la potencia de la señal y el ruido de salida.

Con la expresión anterior, cabe destacar que el objetivo de un amplificador de microondas es, que la señal que ingresa se amplifique a un factor mayor a uno. Esto se debe a que en un sistema de comunicaciones existe ruido intrínseco, es decir, los dispositivos internamente producen ruido, y esto provoca que la señal capturada no sea la ideal a la salida del amplificador, por lo tanto, lo que se busca es evitar que el ruido interno de un amplificador no deforme la señal de tal modo que un receptor no sea capaz de identificarla. Esto se modela a través de la figura mínima de ruido, y los tipos de señal a ruido que existen son de amplitud y potencia, por lo tanto:

- Cuando  $F = 1$  es el caso ideal, donde el amplificador no añade ruido.
- Cuando  $F \ll 1$  el amplificador añade mucho ruido a la señal.

Con lo anterior se obtiene la figura de ruido ( $NF$ ) es el factor de ruido expresado en ( $dB$ ), y es un parámetro que comúnmente se utiliza para indicar la calidad de un receptor. Su definición matemática es la siguiente:

$$NF(dB) = 10 \log(F) \quad (2.51)$$

Un amplificador es un dispositivo que aumenta el valor de las señales y el ruido en la banda de operación determinada. Cuando el amplificador es ideal, las señales de entrada y el ruido se amplifican por igual y, por ende, a la salida la relación señal a ruido va a ser la misma que a la entrada. Sin embargo, en la realidad y en la práctica, los amplificadores nunca son ideales, y como se ha mencionado antes, el amplificador agrega ruido, el cual es generado internamente y, por lo tanto, se reduce la relación señal a ruido general. Así el tipo de ruido que más prevalece es el térmico, el cual es generado por todos los componentes electrónicos.

Dicho esto en otras palabras, el ruido térmico se encuentra presente en todos los dispositivos electrónicos y medios de transmisión. Se trata de un ruido que es uniforme y que se encuentra distribuido en todo el espectro de frecuencias (ruido blanco). Es producido por la agitación térmica de los electrones (o huecos en caso de los semiconductores), en conductores, semiconductores, tubos de vacío, etcétera, la cual provoca pequeñas diferencias de tensión desarrolladas a lo largo del conductor o semiconductor, lo que produce un ruido dentro de estos.

## 2.10 DISEÑO DE LA FIGURA DE RUIDO

Para determinar la figura de ruido se pueden hallar los coeficientes de la fuente y de la carga encargados de producir una figura de ruido en un transistor. Con ayuda de los círculos de figura de ruido constante se puede obtener la figura de ruido específica. Estos círculos se determinan para las impedancias de fuente con las siguientes expresiones.

$$N = \frac{F - F_{min}}{\frac{4R_N}{Z_o}} |1 + \Gamma_{opt}^2| \quad (2.52)$$

$$C_F = \frac{\Gamma_{opt}}{N + 1} \quad (2.53)$$

$$R_F = \frac{\sqrt{N(N + 1 - |\Gamma_{opt}|^2)}}{N + 1} \quad (2.54)$$

Donde,  $F_{min}$  es la mínima cantidad de ruido posible con el transistor, la cual ocurre a una impedancia de fuente ( $\Gamma_{opt}$ ), estos valores son específicos de cada transistor y son indicados

en sus hojas de datos.  $C_F$  y  $R_F$  señalan el centro y el radio del círculo de figura de ruido constantes igual a  $F$  (en dB) [30].

## 2.11 POLARIZACIÓN

La polarización consiste en la implementación de voltajes y corrientes en corriente continua o DC (acrónimo del inglés: *direct current*), con el fin de brindarle energía al transistor y así, éste pueda operar con señales a altas frecuencias. La polarización es independiente de la ejecución de las señales de microondas y, además, la polarización en los amplificadores es importante durante la operación del amplificador y puede estar sujeta a cambios de temperatura de operación.

Existen dos formas de polarizar un transistor de microondas, una de ellas es la polarización pasiva y la otra es la polarización activa. A continuación, se describen cada uno de estos tipos de polarización.

### 2.11.1 Polarización Pasiva

Este tipo de polarización es la más simple o sencilla, debido a que se emplean componentes pasivos como; resistencias, capacitores o inductancias, para alimentar al transistor. Por otro lado, esta forma de polarización suele no ser robusta con los cambios de temperatura porque es de bajo nivel de ruido, sin embargo, es conveniente para los circuitos de pequeñas dimensiones [30].

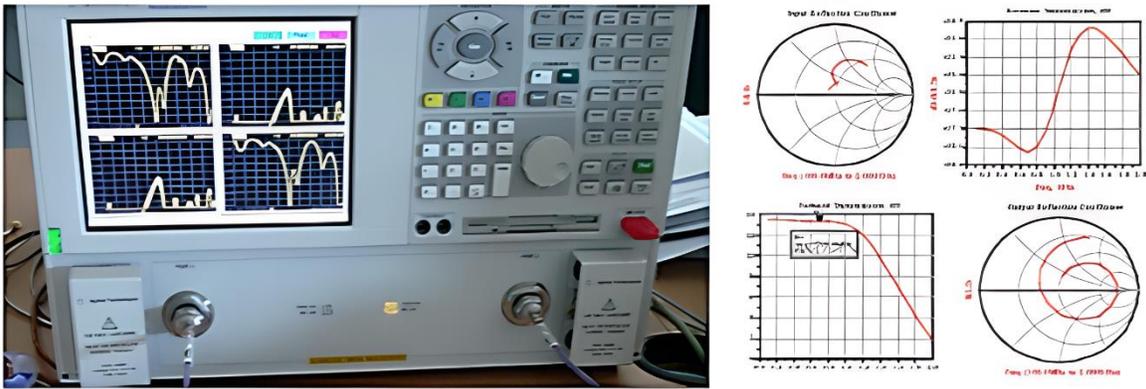
### 2.11.2 Polarización Activa

La polarización activa es aquella en la cual se emplea un componente activo, como un diodo o un segundo transistor (denominado a este transistor de polarización), y se utiliza para brindar estabilidad al punto de polarización, o bien, con el diseño de redes de polarización es posible lograr una robustez para cambios de temperatura, o para otros parámetros de diseño [30].

## 2.12 CARACTERIZACIÓN DE AMPLIFICADORES DE MICROONDAS

Para aplicaciones de radiofrecuencia y microondas es fundamental contar con equipos de medición que sean aptos para caracterizar circuitos y/o dispositivos en función de su frecuencia de operación [33].

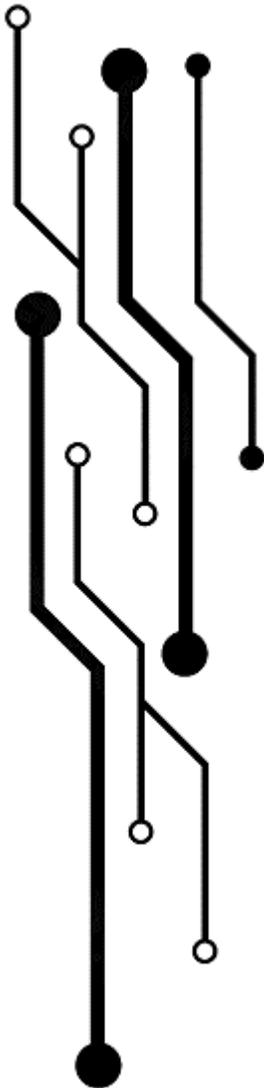
Cuando es necesario realizar la medición de los parámetros de dispersión, se puede utilizar un **analizador de espectros**. Este equipo de medición electrónico cuenta de manera interna con un generador de radiofrecuencias, que está sincronizado con un oscilador local, y un filtro que captura una señal y la vuelve a capturar varias veces, hasta que realiza un barrido de un margen de frecuencias preprogramado y se desplaza la respuesta en frecuencia del módulo de los parámetros del dispositivo. También es posible visualizar la ganancia en función de la frecuencia del analizador.



*Figura 2.18. Analizador de redes y medición de los parámetros  $S$  de un dispositivo en diferentes formatos, cartesiano o carta de Smith [33].*

Sí se desea realizar la medición de las pérdidas de retorno, se necesita un acoplador direccional previamente calibrado con una carga (en circuito abierto y corto circuito) para medir el nivel de potencia reflejada por el dispositivo y así deducir sus pérdidas de retorno. En cambio, si lo que requiere es una medición en módulo y fase del dispositivo, entonces se debe recurrir a un **analizador de redes** [33].

El analizador de redes (ver Fig. 2.18) es un equipo capaz de analizar los parámetros que conforman a todo dispositivo, y que se pueden representar como una red de elementos; como transistores, líneas de transmisión, etc. Es uno de los equipos más precisos que existen y de los más rápidos que, por medio de un sistema de conmutadores, divisores de potencia y acopladores direccionales, puede proporcionar mediciones de reflexión y transmisión, tanto en magnitud como en fase en función de la frecuencia.



# CAPÍTULO

## DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

# CAPÍTULO III

## DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

En este capítulo se presenta el proceso de diseño del amplificador de bajo ruido para la recepción en un sistema de comunicación satelital. Así mismo, se describen los principios y requerimientos que deben ser considerados en el diseño y se detalla cómo se seleccionaron los componentes que se emplearon en el proceso.

Posteriormente, se tienen los resultados del modelado del dispositivo que se obtuvieron mediante el programa de diseño tecnológico asistido por computadora. Luego, se muestra la construcción del amplificador. Finalmente, se realiza la caracterización del dispositivo y se obtiene una comparación entre los valores de los parámetros del transistor HEMT MGF-4919G de InGaAs a 12.0 GHz, los resultados obtenidos en el modelado y en la medición para comprobar el correcto funcionamiento de acuerdo con los requerimientos establecidos en el diseño.

### 3.1 METODOLOGÍA PARA EL DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

Los propósitos fundamentales de diseño de un amplificador de bajo ruido son; obtener el mínimo ruido posible, lograr una alta ganancia, garantizar la estabilidad y buena adaptación a la frecuencia de interés.

En el diagrama de la figura 3.1 se presenta la metodología de diseño que se ha aplicado en el diseño del amplificador de bajo nivel de ruido. Así mismo, se describen de manera resumida y sintetizada los pasos a seguir en el proceso de diseño de este amplificador:

1. **Especificaciones para cumplir:** Es importante primero definir cuáles son los requerimientos del diseño, por ejemplo, sí se debe cumplir una determinada ganancia  $G(dB)$  de transferencia de potencia y un determinado valor de ruido, en un rango definido de frecuencias.
2. **Definir los requerimientos del amplificador:** Búsqueda y elección del transistor consultando las hojas de especificaciones y que cumpla con todas las especificaciones requeridas para el diseño.

3. Una vez seleccionado el transistor con el que se va a trabajar, obtener los parámetros  $S$  y mínimo ruido del dispositivo, esto, por medio de un software de diseño tecnológico asistido por computadora para observar las condiciones de trabajo del transistor.
4. Verificar si el transistor es estable en la frecuencia de diseño. Para esto se deben cumplir las condiciones establecidas en las expresiones (2.46 y 2.47), donde el factor de estabilidad ( $K$ ) debe ser mayor a uno, y el resultado del determinante debe ser menor a uno.
5. En caso de que el transistor no sea estable, entonces se tendrán que agregar redes de estabilización con ayuda de los círculos de estabilidad.
6. Obtener las redes de acoplamiento a la entrada y salida, utilizando los círculos de ganancia para la fuente y la carga del transistor, así como el círculo de ruido. Cabe resaltar que en los amplificadores de bajo ruido siempre debe existir un compromiso entre la ganancia de entrada y el ruido.
7. Ejecutar un modelado para verificar que se cumplen con los parámetros y/o metas del diseño. Además, determinar las propiedades del material dieléctrico en el que se va a diseñar el amplificador, y calcular las dimensiones de las líneas de transmisión.
8. **Sintonización:** Si el diseño aún no cumple con las especificaciones requeridas, entonces se procederá a adaptar los parámetros  $S$  al centro de la carta de Smith y de ruido hasta obtener los criterios aceptables para el diseño.
9. Una vez que se tienen las características del material dieléctrico, se realiza la transformación de las redes de acoplamiento ideales a líneas reales.
10. A continuación, se deben diseñar las redes de polarización, las cuáles generalmente son proporcionadas por el fabricante, y cumplir con las condiciones de alimentación.
11. **Construcción del Amplificador:** Finalmente, se efectúa el modelado final, para verificar que se cumplen con los parámetros de diseño y realizar la generación del “layout” o pistas para construcción del amplificador.
12. **Caracterización del dispositivo:** Con ayuda de los equipos de medición (analizador de redes vectoriales, analizador de espectros, medidor de figura de ruido, etc.) obtener las mediciones y comparación de resultados del diseño.

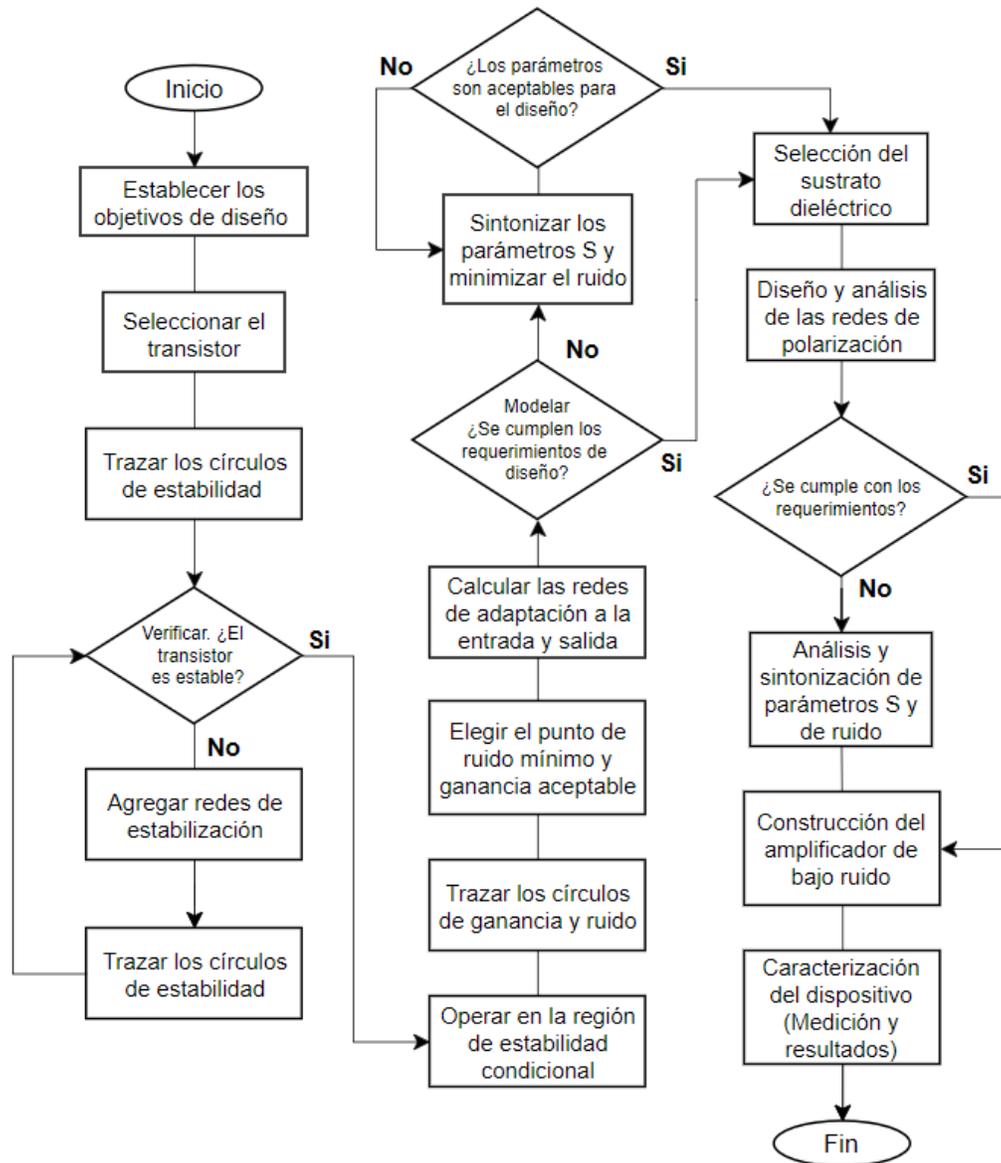


Figura 3.1. Diagrama a bloques del método de diseño de un Amplificador de Bajo Ruido (LNA).

### 3.2 ANÁLISIS DE LA ESTABILIDAD Y COMPORTAMIENTO DEL DISPOSITIVO

En este apartado se analizan y verifican las condiciones de estabilidad del transistor que se va a implementar a la frecuencia de operación de interés, en nuestro caso la frecuencia propuesta para el diseño es 12.0 GHz. También, es importante contar con un bajo nivel de ruido en la región de operación.

Es recomendable que el transistor a emplear sea de una tecnología desarrollada, estable y de bajo ruido, debido a la alta frecuencia de operación que se requiere y, de acuerdo con las ventajas que presentan los *transistores de alta movilidad de electrones* (HEMT) en

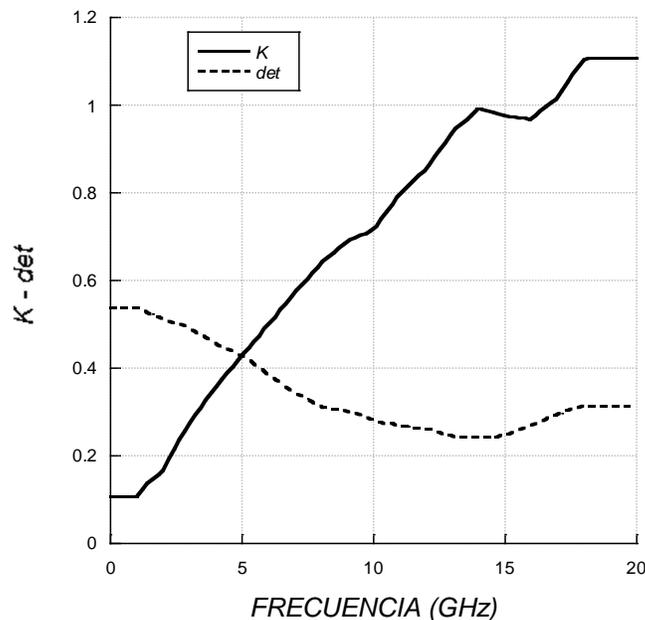
aplicaciones para amplificadores de comunicaciones satelitales expuestas en el capítulo I, se ha decidido trabajar con ese tipo de transistores.

Se trata del transistor MGF-4919G, tipo HEMT de tecnología Arseniuro de Indio y Galio (InGaAs), el fabricante es MITSUBISHI, y es un dispositivo de montaje superficial diseñado para su uso en amplificadores para banda L y Ku.

Los parámetros S proporcionados por el fabricante a la frecuencia de operación de nuestro interés (12 GHz), están dados para una polarización de voltaje entre drenaje y fuente de  $V_{DS} = 2V$ , corriente de drenaje de  $I_D = 10mA$  y un voltaje entre compuerta y fuente de  $V_{GS} = -0.2V$ . Los valores de los parámetros S a la frecuencia de diseño y para todo el rango de frecuencias de operación de transistor con la polarización mencionada se adjuntan en el apéndice A.

De acuerdo con las condiciones establecidas en las expresiones (2.46 y 2.47) del capítulo anterior (donde el factor de estabilidad  $K$  debe ser mayor a uno y el resultado del determinante debe ser menor a uno) se puede calcular el factor de estabilidad y el determinante, en donde se deben considerar los parámetros S proporcionados por el fabricante.

Con esto, se puede obtener un gráfico por medio del programa de diseño asistido por computadora, como el que se muestra en la figura 3.2, de los valores obtenidos de las condiciones de la estabilidad en un rango de frecuencias de interés, en donde se observa que el dispositivo es más inestable en frecuencias inferiores a los 12.0 GHz y estable en frecuencias superiores.



**Figura 3.2.** Gráfico del cálculo del factor de estabilidad ( $K$ ) y determinante del transistor MGF-4919G en un rango de frecuencias de 0 a 20 GHz, para determinar la estabilidad del dispositivo.

Además, se puede obtener el cálculo de las condiciones de estabilidad del transistor como se muestra en las expresiones (3.1) y (3.2) a la frecuencia de diseño como se sigue:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} = 0.855 \quad (3.1)$$

$$|\Delta| = \det \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| = 0.261 \quad (3.2)$$

De acuerdo con estos resultados, se observa que  $K < 1$  y el determinante es  $|\Delta| < 1$ , por lo que, el factor  $K$  no cumple con las condiciones de estabilidad. En la figura 3.3 y 3.4 se presenta la respuesta del transistor MGF-4919G.

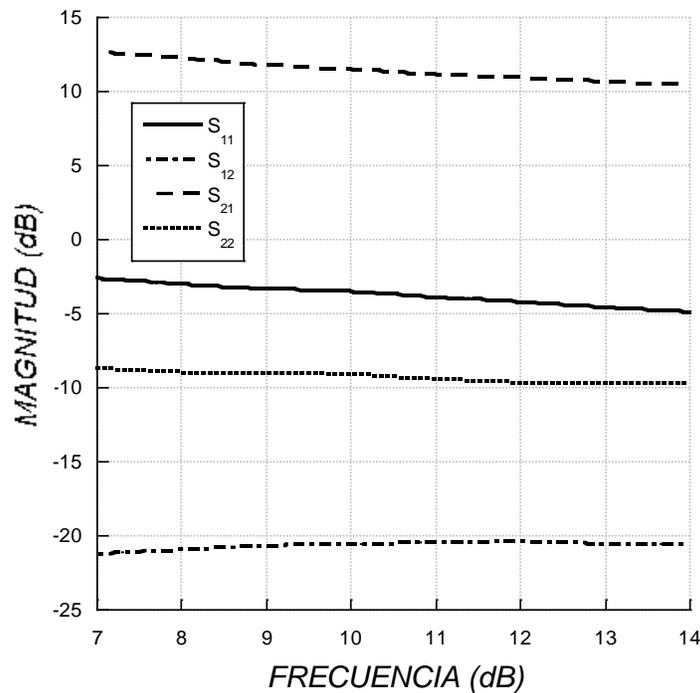


Figura 3.3. Parámetros de dispersión obtenidos en el transistor MGF-4919G a 12.0 GHz.

Se puede observar en la figura 3.3 que, para el coeficiente de reflexión a la entrada del dispositivo ( $S_{11}$ ) a 12.0 GHz se tienen -4.2 dB, lo que significa que se refleja el 38% de la señal de entrada, es decir, una parte importante de la potencia de entrada se refleja y se desperdicia. Para el coeficiente de reflexión a la salida del dispositivo ( $S_{22}$ ) a 12.0 GHz, se tiene un valor de -9.7 dB, lo que indica que se refleja el 10.7% de la señal de salida. Ahora en el coeficiente de transmisión entre entrada-salida o ganancia directa ( $S_{21}$ ), se tiene un valor de 10.9 dB, quiere decir, que se amplifica la señal de entrada 12.3 veces de su valor original. Por último, para el aislamiento ( $S_{12}$ ), se tienen -20.4 dB e indica la cantidad de señal que atraviesa al dispositivo de la carga a la fuente, pues mientras este sea inferior a -20 dB significa que mejor se desempeñará el dispositivo.

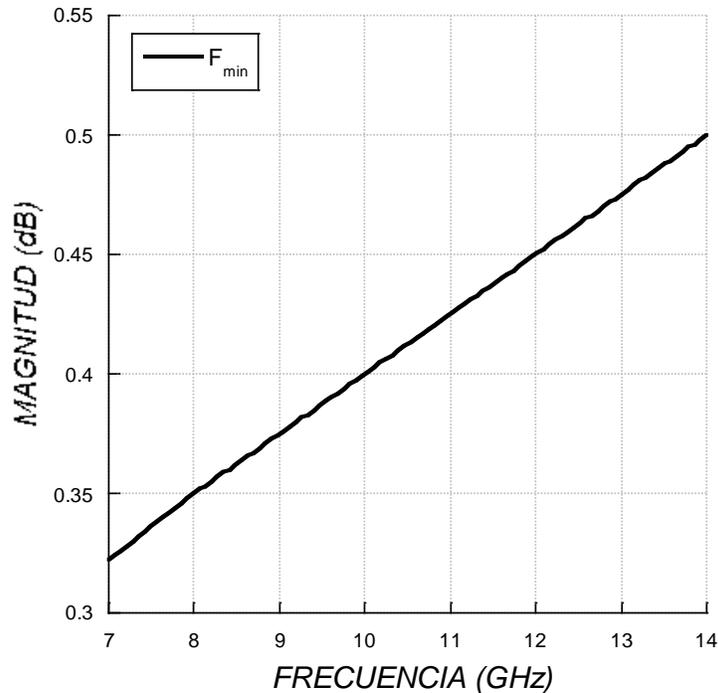


Figura 3.4. Mínimo ruido ( $F_{min}$ ) obtenido en el transistor MGF-4919G a 12.0 GHz.

Como podemos apreciar con estos resultados, el transistor es altamente inestable y, por lo tanto, presenta riesgo de oscilar. El ruido mínimo ( $F_{min}$  o  $NF_{min}$ ) que tiene el transistor a 12.0 GHz, también proporcionado por el fabricante, es de 0.451 dB (ver Fig. 3.4).

### 3.3 CÍRCULOS DE ESTABILIDAD

Es importante recurrir a los círculos de estabilidad cuando el transistor no cumpla con las condiciones de estabilidad, en este caso resulta que  $K < 1$ , lo que indica que el dispositivo se comporta de forma inestable. De este modo se trazan los círculos de estabilidad de la fuente y de la carga en la carta de Smith, y se pueden obtener dos casos. El primero señala que, si los círculos de estabilidad “muerden” u ocupan un área reducida o nula dentro de la carta, entonces se pueden diseñar las redes de acoplamiento, tratando de que sus valores no ocupen las regiones inestables. El segundo caso se da, si los círculos de estabilidad ocupan un área relevante dentro de la carta, entonces sería necesario forzar al dispositivo a que se comporte de manera estable. Para lograr esto, utilizan las redes de estabilización donde se emplean algunos métodos, el más común consiste en conectar un inductor o un capacitor entre el punto de fuente del transistor y tierra.

Para el dispositivo en cuestión, se trazaron los círculos de estabilidad a la entrada y salida como se muestra en la figura 3.5. Se observa que las regiones que ocupan los círculos de estabilidad dentro de la carta de Smith son muy pequeñas, por lo tanto, es posible diseñar las

redes de adaptación a la entrada y a la salida de dispositivo, con una impedancia de  $50 \Omega$  (*Ohms*) tomando solo los valores que se encuentren fuera del círculo de estabilidad de la fuente y del círculo de estabilidad de la carga, ya que en ellas el transistor opera de manera estable.

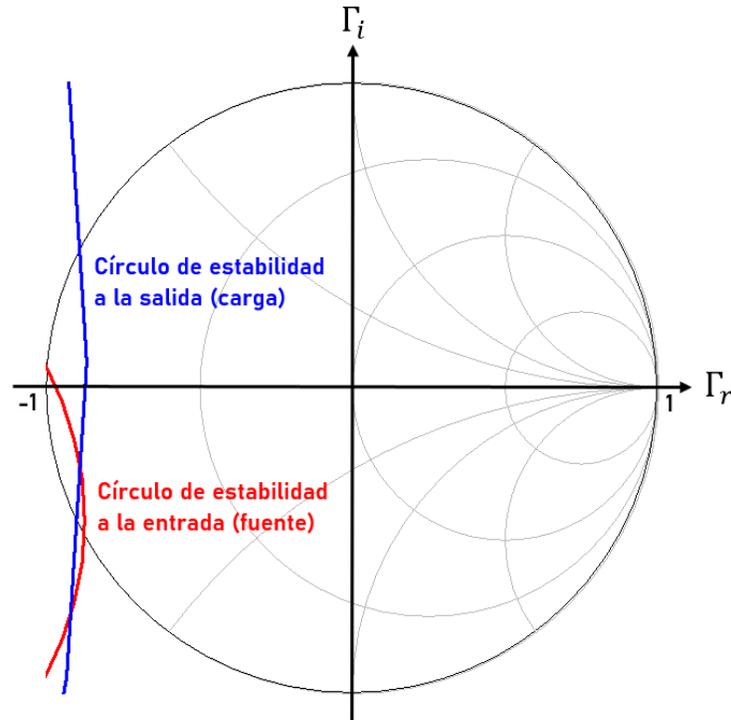


Figura 3.5. Círculos de estabilidad a la entrada (rojo) y a la salida (azul) en el transistor MGF-4919G (HEMT InGaAs) a 12.0 GHz.

### 3.4 REDES DE ACOPLAMIENTO, MÍNIMO RUIDO Y GANANCIA

Una vez que se ha realizado el análisis de la estabilidad, ahora es necesario diseñar las redes de acoplamiento, es decir, la adaptación de la fuente con la entrada el transistor y la adaptación con la salida de éste con la carga. Las redes de adaptación son el paso más difícil y delicado de diseñar, ya que se deben calcular las dimensiones de las líneas de conexión, donde debe existir un compromiso entre el mínimo ruido y la ganancia aceptable. Además, estas son de suma importancia para: obtener la máxima transferencia de potencia posible entregada a la carga, asegurar la máxima transferencia de datos, reducir la potencia que se requiere de RF para disminuir la potencia necesaria en las baterías de los equipos receptores portátiles evitar el riesgo que tienen estos equipos de ser expuestos a radiación electromagnética dañina.

Así mismo, para diseñar las redes de adaptación, se puede hacer uso de una herramienta gráfica, llamada “*carta de Smith*” para calcular las dimensiones de las redes de acoplamiento para circuitos de microondas.

### 3.4.1 Red de Acoplamiento a la Entrada

Para el diseño de las redes de adaptación a la entrada y la salida de este amplificador de bajo ruido, se implementó la configuración de línea y stub. Esta es la más utilizada para la adaptación en el diseño de amplificadores de microondas, y consiste en colocar una red de acoplamiento a la entrada del amplificador con un coeficiente de reflexión óptimo ( $\Gamma_{opt}$ ), el cual indica la impedancia vista a la entrada del transistor que ofrece el mejor acoplamiento, y por lo tanto se requiere de una impedancia óptima ( $Z_{opt}$ ) que genere el coeficiente de reflexión necesario para conseguir el mínimo ruido posible, ya que éste es el objetivo de un amplificador de bajo nivel de ruido.

El procedimiento más común para lograr lo antes mencionado, consiste en dibujar en la carta de Smith los círculos de ruido constante ( $N_s$ ) y de ganancia constante de la fuente ( $G_s$ ), de manera que se obtenga una intersección entre ambos círculos. Para logra esto, es de suma importancia que siempre exista un compromiso entre el ruido y la ganancia de la fuente (entrada).

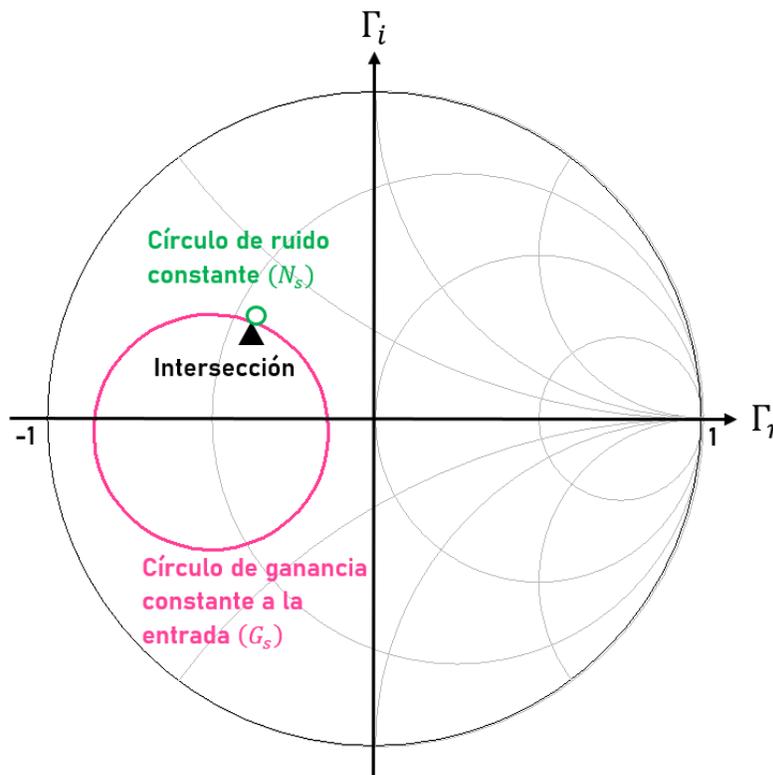


Figura 3.6. Círculos de ganancia constante a la entrada (rosa) y de ruido constante (verde).

En la figura 3.6 se muestra el resultado del procedimiento descrito para el transistor MGF-4919G a la frecuencia propuesta de 12.0 GHz. Se trazó el círculo de ruido constante ( $N_s$ ), donde se obtiene un nivel de ruido mínimo de  $F_{min} = 0.451 \text{ dB}$ , también, se muestra la intersección del círculo de ganancia constante a la entrada ( $G_s$ ) con el círculo de ruido

constante. Es importante mencionar que el punto de intersección define el **coeficiente de reflexión a la entrada** ( $\Gamma_s$ ), el cual permite obtener el mínimo nivel de ruido que se desea. Además, el círculo de ganancia constante ( $G_s$ ) puede adaptarse o acomodarse a cierto valor, que permita la intersección con el círculo de ganancia constante ( $N_s$ ), por otro lado, el círculo de ruido debe ajustarse lo más pequeño posible, debido a que el ruido que se tenga en el amplificador debe ser mínimo. También, en la carta de Smith se puede apreciar el coeficiente de reflexión a la entrada ( $\Gamma_s$ ) obtenido, el cuál se estará fuera de las regiones que ocupan los círculos de estabilidad, evitando así, que el dispositivo oscile.

El coeficiente de reflexión a la entrada encontrado es ( $\Gamma_s = 0.384 \angle 141.967^\circ$ ), con esto se procede al cálculo de la red de adaptación a la salida, mediante la misma configuración ya utilizada de línea y stub.

### 3.4.2 Red de Acoplamiento a la Salida

Para el diseño de la red de acoplamiento a la salida del amplificador, comúnmente es una tarea sencilla, debido a que solo se necesita implementar una adaptación conjugada con la encomienda de obtener un amplificador de banda estrecha y máxima ganancia en la etapa de salida.

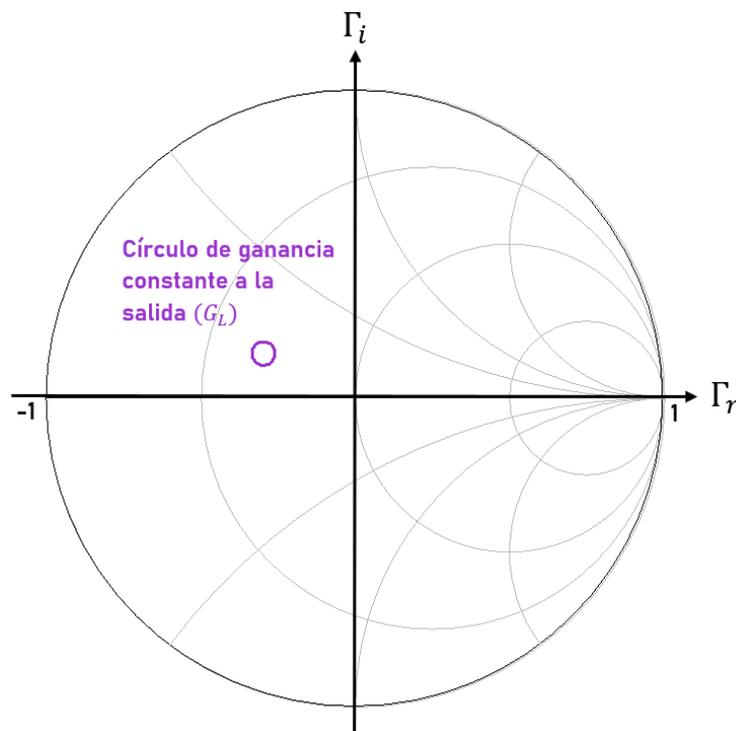


Figura 3.7. Círculo de ganancia constante a la salida (morado).

La técnica consiste en dibujar en la carta de Smith el círculo de ganancia constante a la salida, tal como se muestra en la figura 3.7, para obtener el **coeficiente de reflexión a la**

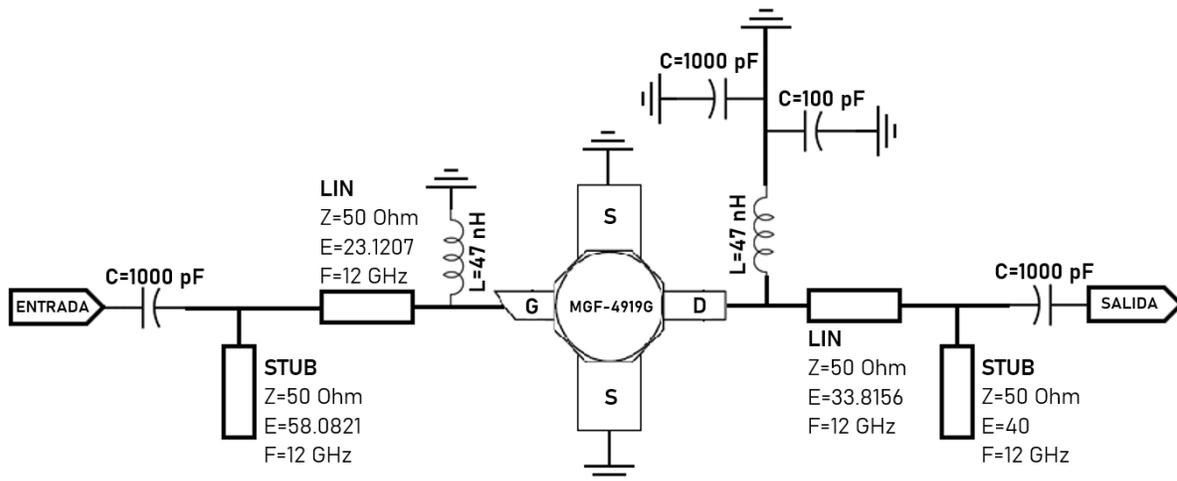
**salida** ( $\Gamma_L$ ) del transistor asegurando una señal eficiente, en donde se debe utilizar los parámetros S proporcionados por el fabricante a la frecuencia de operación de interés, para obtener la máxima ganancia posible. Así, el coeficiente de reflexión a la salida obtenido es ( $\Gamma_L = 0.384 \angle 141.967^\circ$ ).

El diseño de la red de adaptación a salida se lleva a cabo de la misma manera que la red de acoplamiento a la entrada, mediante la configuración de línea y stub, la cuál es conveniente para el diseño de amplificadores de microondas a altas frecuencias y donde las líneas de transmisión puedan ser fabricadas sobre una placa de material dieléctrico.

### 3.5 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR EN LÍNEAS IDEALES

Ahora, las líneas que se encontraron mediante el método clásico descrito anteriormente se pueden observar en la figura 3.8.

Cabe aclarar que los segmentos de línea correspondientes a las redes de acoplamiento a la entrada y salida son de una impedancia característica de  $Z_0 = 50 \Omega$  (Ohms), y calculadas a la frecuencia de operación de interés.



*Figura 3.8. Circuito diseñado del amplificador de bajo ruido, constituido por redes de acoplamiento y polarización en líneas ideales con el transistor MGF-4919G.*

Para verificar que se cumplen con los parámetros y/o metas del diseño, se debe ejecutar un modelado mediante un **programa de diseño tecnológico asistido por computadora**. Si alguno de los parámetros resulta insatisfactorio, entonces se recomienda llevar a cabo una **sintonización** del diseño, en la cual se acoplan los valores de las dimensiones de las líneas y de los stubs hasta alcanzar las metas o valores que se desean. En la tabla 3.1 se muestran las metas que se busca que cumpla el amplificador.

*Tabla 3.1. Requerimientos de Parámetros S y de Figura de Ruido, que se busca que cumpla el diseño del amplificador de bajo ruido*

<b>METAS DE PARÁMETROS S Y DE FIGURA DE RUIDO</b>	
Coeficiente de reflexión a la entrada ( $S_{11}$ )	$< -10 \text{ dB}$
Coeficiente de reflexión a la salida ( $S_{22}$ )	$< -10 \text{ dB}$
Coeficiente de transmisión entre entrada-salida o ganancia ( $S_{21}$ )	$10 \text{ dB} < G < 20 \text{ dB}$
Figura de Ruido ( $NF$ )	$< 1.5 \text{ dB}$

Las metas pueden ser modificadas y controladas por el diseñador de acuerdo con las características deseadas y requeridas del proyecto en cuestión, y pueden ser verificadas tras el modelado en el rango de frecuencias de interés.

Para realizar la sintonización, se deben indicar los parámetros que serán variables o modificables de las líneas y/o stubs que se desean optimizar, para encontrar sus valores adecuados de longitud, ancho, etc. Del mismo modo, se debe indicar en las metas, la frecuencia deseada de operación (en nuestro caso 12.0 GHz), para que los parámetros que se desean optimizar consigan los valores esperados. También, es necesario especificar el tipo de sintonización que se va a llevar a cabo, ya que el programa de diseño asistido por computadora cuenta con varios tipos de sintonización, y algunos pueden resultar más eficientes que otros.

Con todos estos puntos, se puede ejecutar el modelado las veces que sean necesarias hasta que los parámetros variables o modificables se aproximen a los valores establecidos en las metas. Además, tras ejecutar el modelado, el programa de diseño asistido por computadora arroja gráficos del comportamiento del amplificador, los cuales son de gran ayuda para verificar si los valores obtenidos son los adecuados para el diseño, y si es así, se tiene la certeza de continuar con el diseño de las redes en líneas reales.

## **3.6 DISEÑO DEL AMPLIFICADOR EN LÍNEAS REALES**

### **3.6.1 Sustrato Dieléctrico**

Para seguir con el diseño implementando líneas reales, una vez que se han encontrado las dimensiones de las redes de acoplamiento de manera ideal y gráfica, se procede a elegir y determinar las principales características del sustrato dieléctrico en el que se va a diseñar el amplificador para calcular las dimensiones de las líneas de microcinta.

El sustrato consta de un material dieléctrico y su elección es de suma importancia porque puede afectar en el rendimiento del amplificador, por lo tanto, debe cumplir con ciertos

requisitos y/o propiedades eléctricas y mecánicas como: constante dieléctrica, altura del aislante, conductividad, anchura del conductor, tangente de pérdidas y su variación con la temperatura y la frecuencia.

En la actualidad se puede encontrar una gran variedad de sustratos ideales para diferentes aplicaciones, por ejemplo, algunos son aptos para aplicaciones de baja frecuencia, los cuales presentan una constante dieléctrica alta, y otros son para altas frecuencias, estos tienen una constante dieléctrica baja.

Por lo tanto, para el diseño del amplificador de bajo ruido, se ha elegido el material **RF-30** para el diseño de las redes de acoplamiento, el cual se utiliza comúnmente en altas frecuencias para aplicaciones de alto rendimiento como antenas de radiofrecuencia o microondas, ofreciendo bajas pérdidas, bajo costo, excelente rendimiento de intermodulación y baja absorción de humedad. Sus características se muestran a continuación en la tabla 3.2 (ver hoja de datos del material dieléctrico en apéndice B).

*Tabla 3.2. Características del material dieléctrico RF-30*

<b>MATERIAL DIELECTRICO RF-30</b>	
<b>PARÁMETRO</b>	<b>VALOR</b>
Constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ )	3.00
Altura del aislante ( $H$ )	0.508 mm
Conductor	Cu
Conductividad ( $Cond$ )	4.7 E+7 S/m
Altura del conductor ( $T$ )	35 $\mu$ m
Tangente de pérdidas ( $tan\delta$ )	0.0014

### **3.6.2 Redes de Acoplamiento en Líneas Reales**

Tras haber calculado las redes de acoplamiento de manera teórica o de manera ideal en el programa de diseño asistido por computadora se tiene una importante ventaja, ya que esos valores son base para encontrar y/o modificar las dimensiones de las líneas de microcinta que conforman las redes de acoplamiento para las líneas reales.

Para el diseño de las redes en líneas reales, el diseñador debe recurrir a otras variantes de líneas que permitan encontrar la configuración que mejor se ajusten a las características o necesidades del diseño con respecto a la forma y el tamaño de las líneas de microcinta calculadas. Una de estas variantes son los “TAPER”, las cuales suprimen discontinuidades en las líneas de transmisión y reducen las reflexiones debido al ligero cambio de dimensión

que tienen de un extremo a otro. Otro tipo de variante de línea es la “TEE”, ésta posibilita unión o conexión entre el stub con la línea de transmisión y el puerto de entrada o salida del amplificador.

Continuando con el diseño, una vez que se tienen las características del material dieléctrico a utilizar para la construcción del amplificador, como ya se ha mencionado, se realiza la transformación de las redes de acoplamiento de líneas ideales a líneas reales. Los requerimientos del diseño continúan siendo los mismos que se muestran en la tabla 3.1 y los cálculos obtenidos de las redes de acoplamiento en líneas ideales del amplificador que se muestran en la figura 3.8, son utilizados para obtener las dimensiones (en líneas reales) de las líneas y stubs de acuerdo con las características del material dieléctrico. Así, una vez encontradas las dimensiones de las líneas reales, se ejecuta un modelado para verificar si se cumplen con las especificaciones requeridas de diseño. Si aún no cumplen con los requerimientos, entonces se procederá a llevar a cabo una sintonización con las líneas reales a la frecuencia de interés (12.0 GHz), hasta obtener los valores aceptables para el diseño.

### 3.6.3 Red de Polarización

Posteriormente, se debe diseñar la red de polarización, la cuál es importante para el funcionamiento adecuado del amplificador. Esta debe cumplir con las especificaciones de alimentación que proporciona el fabricante.

De esta manera, para el amplificador de bajo ruido en cuestión ha sido polarizado como se muestra en la figura 3.9, tomando en cuenta que el transistor MGF-4919G, debe polarizarse con  $V_{DS} = 2V$ ,  $V_{GS} = -0.2V$  y una corriente  $I_D = 10 mA$ . Con esto se puede asegurar, de acuerdo con el fabricante, que el dispositivo entregará los parámetros S y el ruido especificado.

Para la red de polarización del amplificador de bajo ruido, es importante tomar en cuenta que el transistor debe alimentarse con una señal de corriente continua o directa (DC). Por otro lado, en la red se observan los inductores  $L_B$  y  $L_C$ , estos son implementados comúnmente en equipos que trabajan con señales de RF, ya que permiten el paso de la corriente directa (DC) y bloquea el paso de las señales de RF del circuito.

También, se tienen los capacitores  $C_A$ , los cuales permiten desacoplar a la entrada y a la salida de las líneas de transmisión la tensión de alimentación de la señal de corriente continua (DC), y permitir el paso de las señales de RF, es decir, los capacitores en DC se comportan como circuito abierto, por lo que no se modifica el comportamiento de las líneas y del mismo modo, se evita polarizar las etapas previas y posteriores conectadas al amplificador. Finalmente, los capacitores  $C_C$ , se colocan para reducir el ruido que agregan las fuentes de DC.

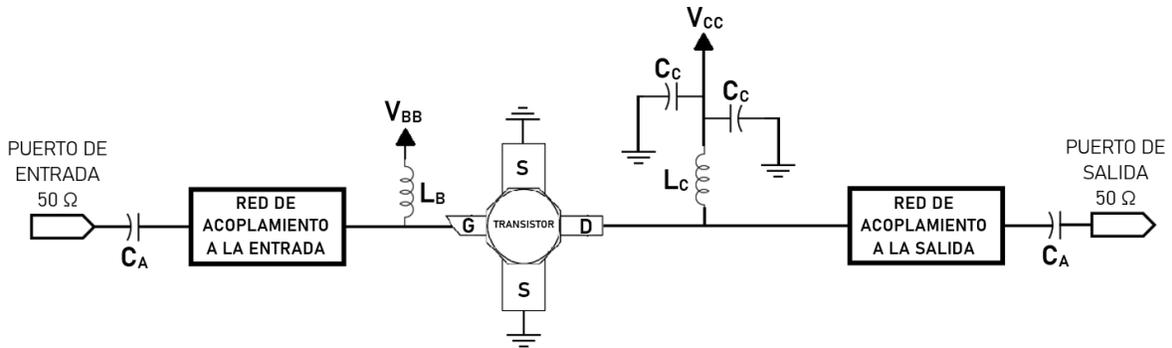


Figura 3.9. Red de polarización del amplificador de bajo ruido con el transistor HEMT MGF-4919G.

### 3.6.4 Red de Polarización en “T”

Una red de polarización en “T” aísla la fuente de polarización de DC de las señales de microondas de entrada y salida en cualquier circuito activo, como un amplificador, mezclador o conmutador. Se trata de una red de tres terminales, en la que los puertos de entrada y salida acoplan la señal de microondas en el dispositivo ubicado dentro de la estructura [35].

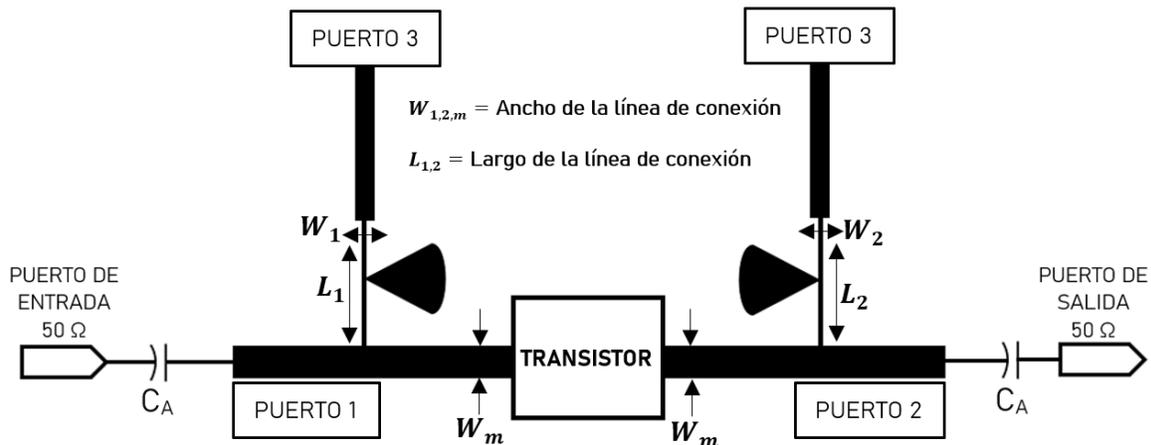


Figura 3.10. Red de polarización en “T” para el amplificador de bajo ruido basado en el transistor HEMT MGF-4919G [35].

Este tipo de polarización consiste en un *stub radial* (ver Fig. 3.11), el cual se trata de un tramo de línea de transmisión o guía de onda terminada por un parche conductor en forma de abanico de impedancia característica de 50 Ω. Estos pueden operar como condensador o inductor de acuerdo con su longitud física en relación con la longitud de onda de las ondas de radio.

Por lo tanto, se utilizan como alternativa para reemplazar condensadores e inductores SMD (acrónimo del inglés: *Surface Mounting Device*) discretos, ya que en circuitos en frecuencias de UHF (acrónimo del inglés: *Ultra High Frequency*) y microondas, para los

cuales las longitudes de onda son muy pequeñas, los componentes concentrados presentan un rendimiento muy pobre debido a la reactancia parasitaria.

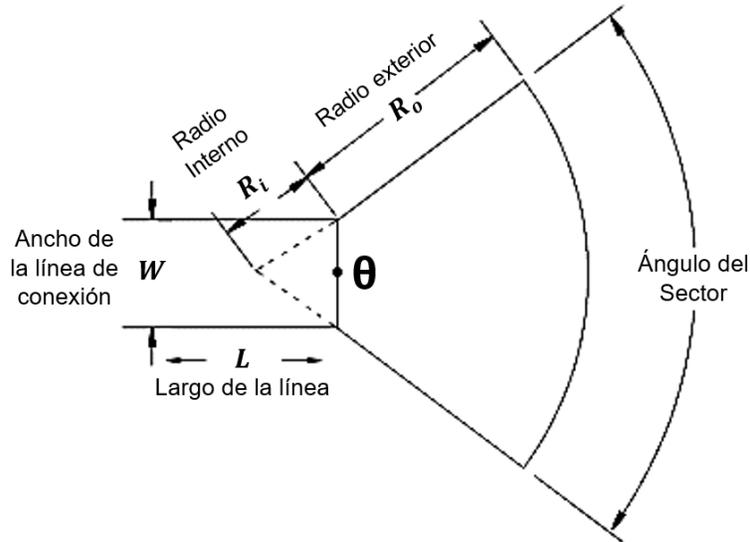


Figura 3.11. Topología de un stub radial.

En la práctica, el stub radial se ajusta de modo que se obtenga la mejor adaptación, mayor ganancia o mínimo ruido a la frecuencia de operación y de los parámetros de diseño deseados, por lo que se convierte en un tramo capacitivo o inductivo de acuerdo con estas características.

Ahora bien, en la figura 3.10 se muestra la red de polarización en T, y del mismo modo que en la red de polarización mostrada en la figura 3.9, el puerto 3 se conecta la fuente de DC. También a la entrada y salida (puerto 1 y puerto 2) se agregan generalmente los condensadores  $C_A$  para desacoplar la señal de DC de la fuente de microondas y la carga [35].

### 3.6.5 Plano de Tierra

En la práctica para la construcción del amplificador de bajo ruido, es importante contar con un plano de tierra que sea sólido y continuo, el cual permite; una conexión sencilla para aterrizar al transistor, con el objetivo de evitar la distorsión de la señal de RF, eliminar las admitancias generadas en la construcción del amplificador, y proporcionar un medio efectivo para la disipación térmica. Este plano de tierra se sitúa por debajo de la placa donde se encuentran los componentes de montaje superficial y las líneas de transmisión.

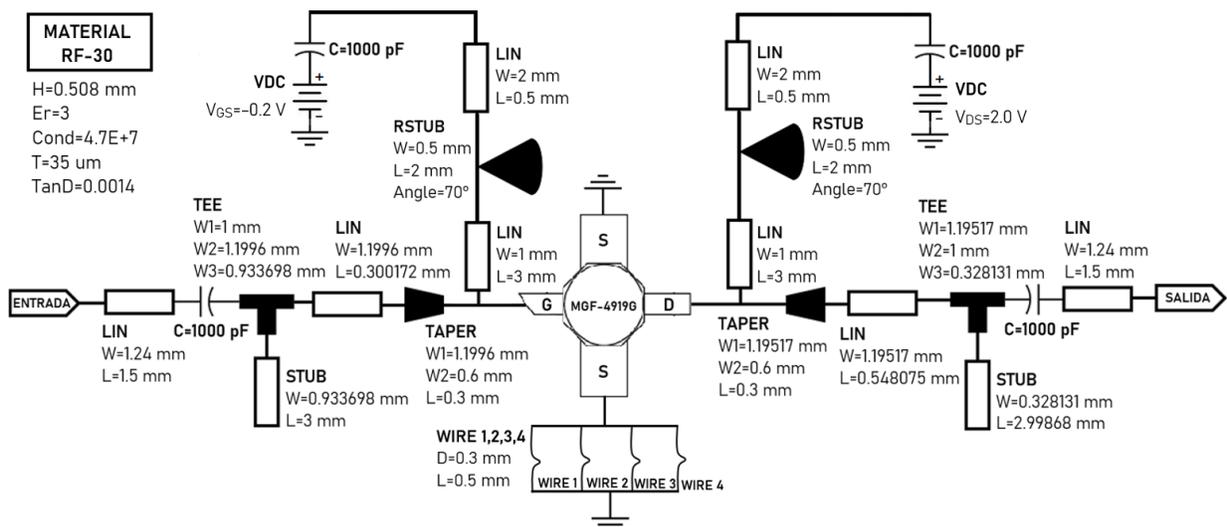
Para esto, es necesario realizar un número apropiado de orificios especiales de paso alrededor de los bordes de la placa, y posteriormente se utilizarán alambres para la interconexión del plano de tierra, de esta manera, se atraviesan todas las capas del material, lo que permite reducir las pérdidas de RF a través del laminado. También, es importante

mencionar que los oficios y la elección de un alambre para la interconexión son particularidades cruciales en RF, pues su comportamiento depende de manera significativa del diámetro, longitud, separación entre los orificios, cantidad, materiales y construcción.

### 3.6.6 Diseño Final Modelado del Amplificador de Bajo Ruido

En la figura 3.12 se muestra el diseño del circuito final del amplificador de bajo ruido, donde se observan la red de polarización y las redes de acoplamiento de entrada y salida mediante microcintas, como ya se ha mencionado, en la configuración línea y stub.

En la figura 3.13 se presenta la respuesta del modelado del circuito de la figura 3.12. Para el coeficiente de reflexión a la entrada del dispositivo ( $S_{11}$ ) a 12.0 GHz, se tienen -13.1 dB, lo que significa que se refleja el 4.9% de la señal de entrada. Para el coeficiente de reflexión a la salida ( $S_{22}$ ) a 12.0 GHz, se tiene un valor de -11.2 dB, lo que indica que se refleja el 7.6% de la señal de salida. Ahora, en el coeficiente de transmisión entre entrada-salida o ganancia directa ( $S_{21}$ ), es sin duda uno de los parámetros más importantes del diseño, se observa que a 12.0 GHz tiene un valor de 13.9 dB, quiere decir que se amplifica la señal de entrada 24.5 veces de su valor original, la cual tiene un mejor desempeño, comparada con la que se obtiene en el transistor sin redes de acoplamiento, y sin red de polarización. Por otro lado, para el aislamiento ( $S_{12}$ ), se tienen -19.2 dB e indica que el 1.2% de la señal atraviesa el amplificador de la carga a la fuente. Así mismo, se observa que el ancho de banda de operación del amplificador es de 11.96 – 12.60 GHz.



**Figura 3.12.** Circuito diseñado del amplificador de bajo ruido, constituido por redes de acoplamiento y polarización con el transistor HEMT MGF-4919G y material dieléctrico RF-30.

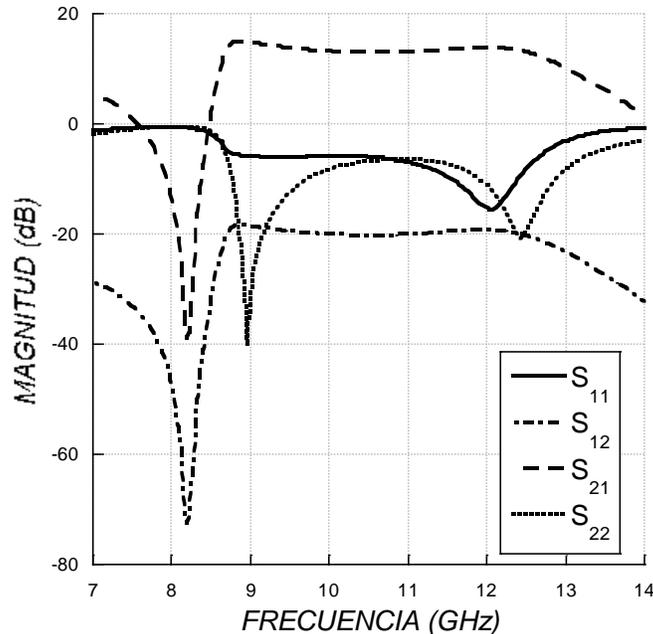


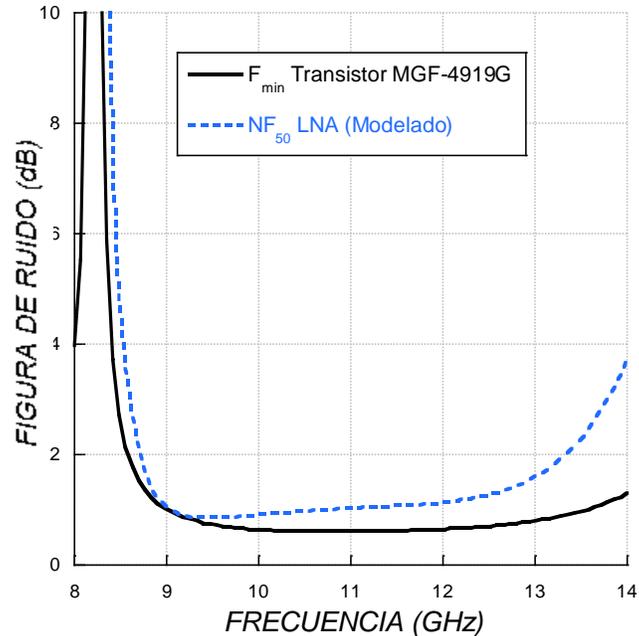
Figura 3.13. Parámetros de dispersión obtenidos en el amplificador a 12.0 GHz, tras haber empleado red de polarización y de adaptación a la entrada y salida con líneas reales y material de sustrato RF-30.

### 3.6.7 Comportamiento del Ruido en el Amplificador

Como se ha descrito en la sección anterior, la figura de ruido ( $NF$ ) es la medida de la degradación de la señal a ruido ( $SNR$ ) en el dispositivo. No obstante, la impedancia de la fuente ( $Z_s$ ) que alimenta al amplificador, la temperatura, la corriente de polarización o la frecuencia de operación, afectan de manera notable a la mínima figura de ruido ( $F_{min}$ ). Es decir, un amplificador de bajo ruido es alimentado por una fuente de impedancia de  $50 \Omega$ , o bien por una antena receptora, sin embargo, para realizar la caracterización de la figura de ruido se tendría que sustituir la antena por un generador de señales de  $50 \Omega$  de impedancia de salida. Es por esta razón, que la figura de ruido obtenida o caracterizada es expresada como  $NF_{50}$ , de modo que ésta puede ser cercana y no inferior a  $F_{min}$ , ya que el coeficiente de reflexión a la entrada o de fuente ( $\Gamma_s$ ) es cercano al coeficiente de reflexión óptimo ( $\Gamma_{opt}$ ) del dispositivo que genera una figura mínima de ruido.

Dicho esto, ahora en la figura 3.14, se muestra la respuesta del ruido mínimo ( $F_{min}$ ) proporcionada por el fabricante, y la figura de ruido ( $NF_{50}$ ) conseguida es de 1.1 dB, la cual se mantiene dentro del rango aceptable para amplificadores de bajo ruido, e indica la degradación de la señal a ruido provocada por el dispositivo.

Posteriormente se diseña el “layout” o el plano del circuito para su impresión y construcción en la placa o PCB.



**Figura 3.14.** Mínimo ruido ( $F_{min}$ ) del transistor MGF-4919G y figura de ruido ( $NF_{50}$ ) obtenidos en el amplificador a 12.0 GHz, tras haber empleado redes de polarización y de adaptación a la entrada y salida con líneas reales y material de sustrato RF-30.

### 3.7 LAYOUT DEL CIRCUITO DISEÑADO

El layout de un circuito integrado es una herramienta esencial que especifica la geometría de las pistas como; longitud, anchura y forma de las pistas, las cuales indican el camino o la forma real en la que se establecerán las conexiones. Además, permite el diseño de la placa del circuito impreso (PCB).

Este recurso se genera y se obtiene en el software de diseño asistido por computadora una vez que se tiene el diseño y modelado del circuito o dispositivo final. El layout se guarda en formato “Gerber” para su impresión y contiene la información necesaria para el grabado de las pistas en placa del circuito impreso.

En la figura 3.15 se muestra el layout generado para la construcción del amplificador de bajo ruido diseñado (ver Fig. 3.12). También se observan, denotados con letras, las agrupaciones o módulos por los que está constituido el layout.

El módulo A corresponde a los puertos de entrada y salida del amplificador. El módulo B pertenece a las redes de adaptación o de acoplamiento a la entrada y salida respectivamente del dispositivo. El módulo C responde a la red de polarización para alimentar al transistor. Y finalmente el módulo D corresponde a los planos de tierra que se requieren para poder aterrizar al transistor.

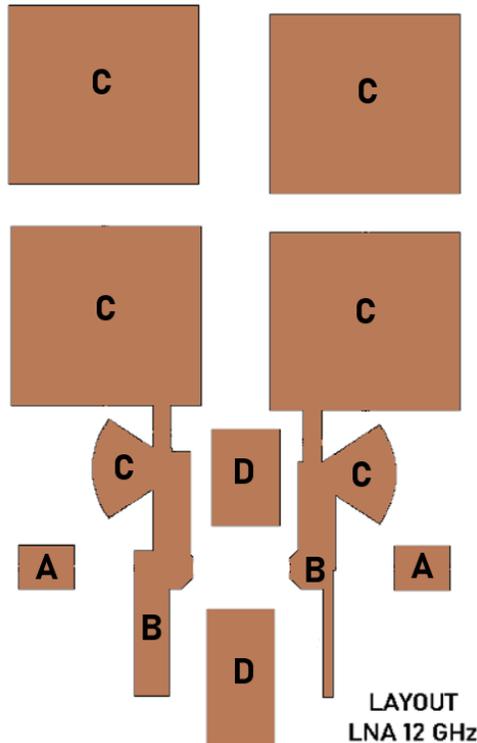


Figura 3.15. Layout del amplificador de bajo ruido diseñado a 12.0 GHz.

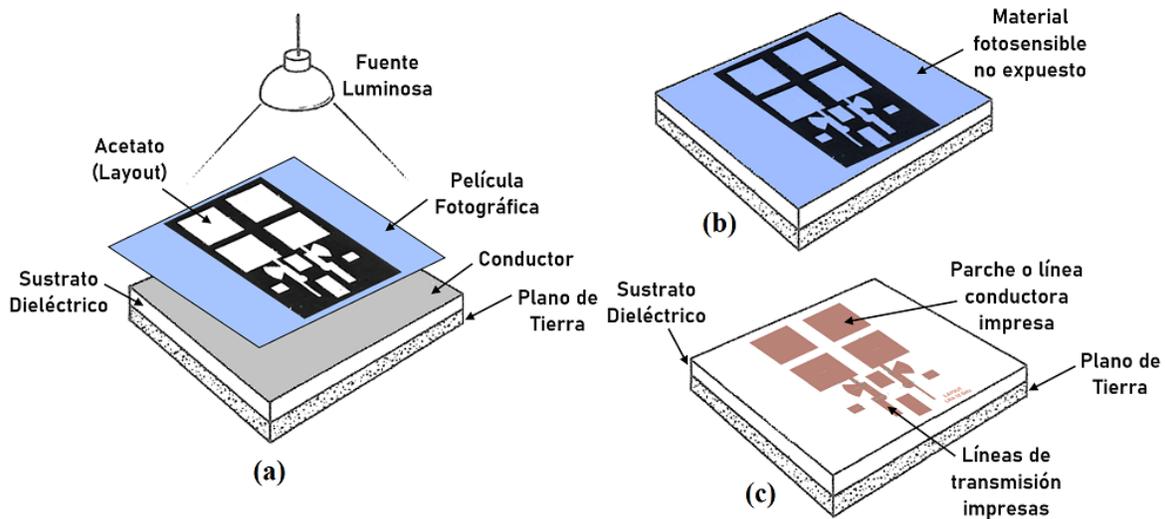
### 3.8 CONSTRUCCIÓN DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

Para la construcción de un amplificador de microondas es importante seguir las etapas que se mencionan a continuación, y se muestran en la figura 3.16. El circuito integrado se fabrica en un pedazo o fragmento de material aislante, también conocido como “material de sustrato”.

En la primera etapa la superficie del material aislante, el cual constituye al circuito integrado, se cubre con una capa de material fotosensible (película fotográfica), junto con el layout impreso en un acetato encima de la película. De esta manera cuando esa capa se expone a la luz dentro de una cámara de fotograbado para circuitos electrónicos, se marcan las pistas y se endurecen como una fotografía. La película obstruye el paso de la luz en algunas zonas, pero permite que se iluminen otras.

La segunda etapa consiste en retirar el material fotográfico sensible no expuesto. Esto se lleva a cabo con un lavado por el método de aspersion de la superficie. Es decir, primero el material aislante junto con el material fotográfico se sumerge en una solución química reveladora para revelar las pistas grabadas en el material fotográfico. Después, la placa se sumerge en solución de Cloruro Férrico ( $FeCl_3$ ) para eliminar el material conductor que se encuentra bajo la zona fotosensible no expuesta. De esta manera, ese proceso deja una isla

de material aislante y todas las demás zonas quedan protegidas por el material fotosensible endurecido.



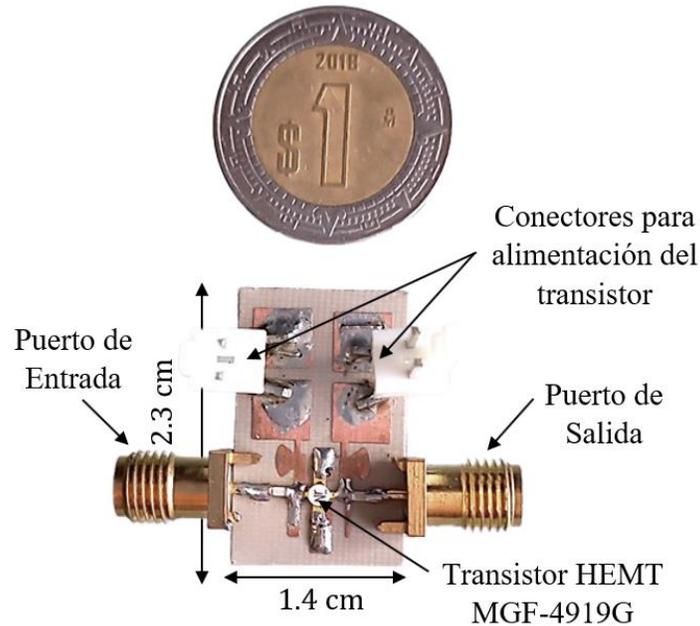
**Figura 3.16.** Etapas del procedimiento de construcción de un circuito integrado de microondas: (a) primera etapa, (b) segunda etapa y (c) tercera etapa respectivamente.

Finalmente, en la tercera etapa, se retira el material fotosensible que quedó en las pistas o en las zonas con material conductor para colocar los elementos electrónicos y las terminales. Esto se logra añadiendo la solución química eliminadora, de modo que el material quede listo para la fijación de los componentes.

### 3.9 AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO CONSTRUIDO

Una vez que se tienen las pistas grabadas en el sustrato dieléctrico, se procede a interconectar el plano de tierra, y al montaje de dispositivos activos y pasivos de montaje superficial, por métodos convencionales como la soldadura con caudín. Cabe destacar que, se pueden obtener aún mejores resultados, teniendo un ambiente controlado y empleando otro tipo de soldadura más sofisticada, de manera que se logre una mejor precisión y cuidado en el soldado de los componentes.

En la figura 3.17 se muestra el amplificador de bajo ruido construido, implementando sustrato dieléctrico RF-30. Se puede observar el dispositivo con los componentes soldados sobre la placa, en el lado derecho se tiene un conector SMA correspondiente al puerto de salida y de lado izquierdo se encuentra otro conector SMA perteneciente al puerto de entrada. El plano de tierra se sitúa en la parte inferior de la placa y las dimensiones físicas del amplificador son de  $2.3 \times 1.4 \text{ cm}^2$ .



**Figura 3.17.** Amplificador de bajo ruido construido basado en el transistor HEMT MGF-4919G a una frecuencia de operación de 12.0 GHz.

### 3.10 CARACTERIZACIÓN DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

El proceso de medición del amplificador se lleva a cabo en un analizador de redes, el cual es un equipo de medición que permite visualizar los parámetros más relevantes de las redes que representa todo dispositivo.

#### 3.10.1 Calibración y Proceso de Medición de Parámetros S en el Analizador de Redes Vectoriales

Para la caracterización de parámetros S del dispositivo mostrado en la figura 3.17, se utilizó el analizador de redes vectoriales modelo N9917B de KEYSIGHT TECHNOLOGIES.

Antes de realizar las mediciones de los parámetros S, es importante calibrar el analizador de redes, por lo que se empleó el modo de calibración automática, donde se siguieron los pasos que se enlistan a continuación:

1. Se conecta entre sí una línea de transmisión entre el puerto de entrada (puerto 1) y el puerto de salida (puerto 2) del analizador. Es preciso señalar que este tipo de conexión también se conoce como “THRU”.
2. En el equipo se selecciona la opción de “*calibración automática o normalizada*” y posteriormente esperar a que termine el proceso.

3. Luego, se comprueba que el equipo está calibrado cuando en cualquier parámetro que se desea medir, se obtienen valores óptimos. Por ejemplo, en los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  se obtienen valores por debajo de los  $-30$  dB (esto solo para la calibración).
4. Una vez calibrado el analizador, se retira la carga y se conecta el amplificador al puerto de entrada y salida respectivamente del equipo.
5. Se ajustan las fuentes de alimentación de acuerdo con los requerimientos del transistor, detallados en las hojas de especificaciones (ver Apéndice C), y después se conectan los cables de alimentación a los conectores correspondientes (red de polarización) del amplificador.
6. Realizar la medición de parámetros S.

### 3.10.2 Resultados de las Mediciones de Parámetros S

Previamente calibrado el analizador de redes vectoriales, se obtienen los resultados de la medición del dispositivo fabricado. Por lo tanto, en esta sección se muestran los resultados de manera comparativa del diseño del amplificador modelado y de la caracterización del dispositivo construido.

Es importante mencionar que, tras la caracterización del amplificador de bajo ruido, se obtuvieron valores óptimos de adaptación y ganancia a una frecuencia de operación de 11.5 GHz, es decir, que la frecuencia de trabajo del amplificador se desplazó 0.5 GHz hacia las bajas frecuencias a partir de 12.0 GHz.

Así, en la caracterización, el coeficiente de reflexión a la entrada ( $S_{11}$ ) del amplificador, el cual se muestra en la figura 3.18, a 11.5 GHz, se tienen -12.5 dB, lo que significa que se refleja el 5.6% de la señal de entrada. Para el coeficiente de reflexión a la salida ( $S_{22}$ ), el cual se muestra en la figura 3.19, a 11.5 GHz se tiene un valor de -15.9 dB, lo que indica que se refleja el 2.6% de la señal de salida. Ahora el coeficiente de transmisión entre entrada-salida o ganancia directa ( $S_{21}$ ), se observa en la figura 3.20, en el cual a 11.5 GHz se obtiene un valor de 15.5 dB, lo que quiere decir, que la señal de entrada se amplifica 35.5 veces de su valor original y, por lo tanto, tiene un mejor desempeño comparada con la que se tiene en el diseño del amplificador modelado.

Por otro lado, para el aislamiento ( $S_{12}$ ), en la figura 3.21, se observa que en el resultado de la caracterización se tienen -22.6 dB e indica que el 0.5% de la señal atraviesa el amplificador de la carga a la fuente (ganancia inversa). El ancho de banda de operación del amplificador es de 10.95 – 11.83 GHz.

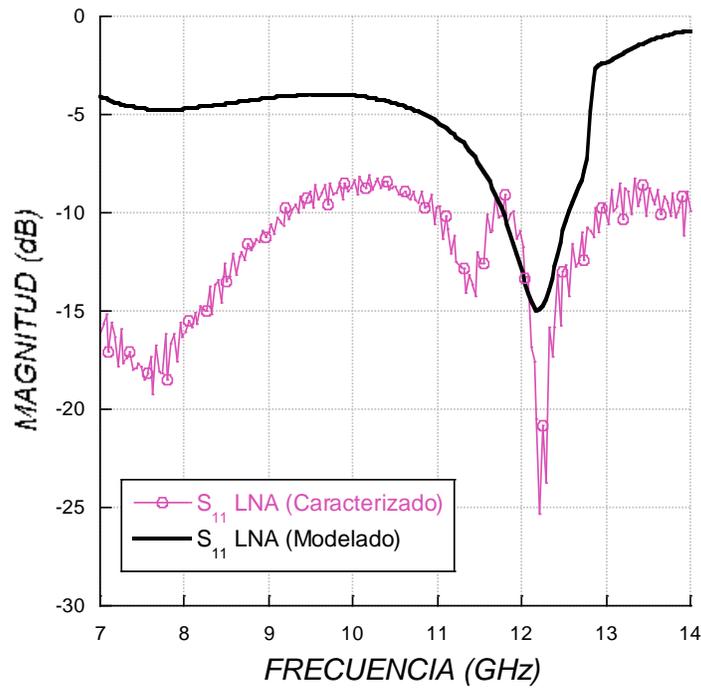


Figura 3.18. Valores del coeficiente de reflexión a la entrada ( $S_{11}$ ) obtenidos en el diseño del LNA modelado y caracterizado.

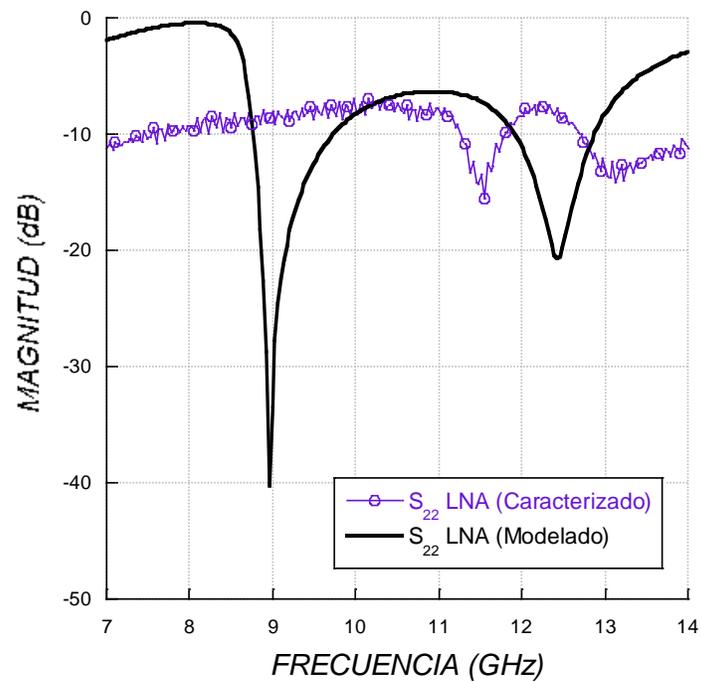


Figura 3.19. Valores del coeficiente de reflexión a la entrada ( $S_{22}$ ) obtenidos en el diseño del LNA modelado y caracterizado.

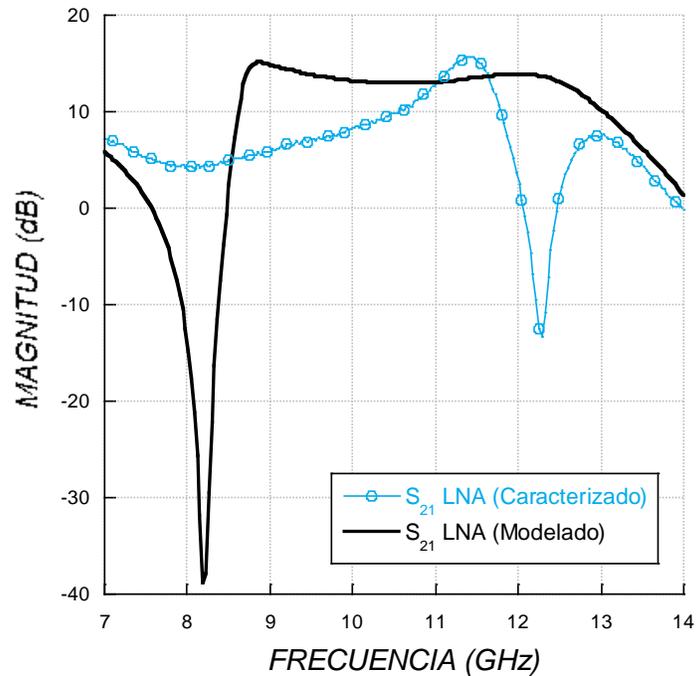


Figura 3.20. Valores del coeficiente de reflexión a la entrada ( $S_{21}$ ) obtenidos en el diseño del LNA modelado y caracterizado.

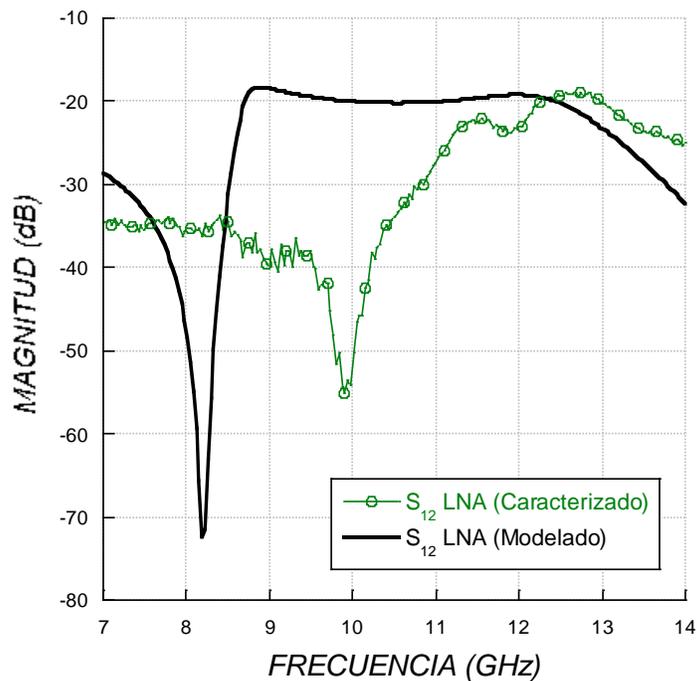


Figura 3.21. Valores del coeficiente de reflexión a la entrada ( $S_{12}$ ) obtenidos en el diseño del LNA modelado y caracterizado.

En cuanto a la comparación de resultados de los valores obtenidos de Parámetros S, tanto en el diseño modelado como en la caracterización del dispositivo, se observa que se obtuvieron resultados óptimos y coherentes con respecto a los valores del modelado, además

la forma que tienen las curvas del dispositivo modelado con respecto a las de la medición, son similares.

Como ya se mencionó anteriormente, se observó que la frecuencia de operación del amplificador de bajo ruido se desplazó 0.5 GHz hacia las bajas frecuencias. Este fenómeno es provocado generalmente por diversos factores, por mencionar algunos, como: el valor de la constante dieléctrica que cambia ligeramente debido a las condiciones de temperatura, a las sustancias químicas aplicadas durante el proceso de construcción, las pérdidas generales provocadas por los conectores SMA o de alimentación (otros posibles efectos serán expuestos más adelante).

Es importante mencionar que en la construcción del amplificador no fueron contemplados los capacitores de 1000 pF, los cuales deben ubicarse entre los conectores de alimentación de DC. Es por ello, que el desplazamiento de la frecuencia es provocado principalmente por la contribución de los efectos parásitos que generan los conectores de alimentación del transistor, los cuales están contribuyendo de manera significativa a que la medición y el modelado presenten ligeras diferencias, pues ambos conectores generan una inductancia aproximada de 1 nH, la cuál puede ser suprimida o compensada si se hubiesen colocado las capacitancias de manera adecuada. Esto se determinó tras observar y estudiar la comparación de resultados finales.

### 3.10.3 Medición de la Figura de Ruido

La figura de ruido es uno de los parámetros más importantes que calcula la capacidad que tiene un dispositivo para procesar señales débiles. La medición de la figura de ruido del amplificador de bajo ruido se lleva a cabo en este trabajo con el analizador de redes vectoriales MS4624B, el cual tiene la facultad de realizar la medición de este parámetro.

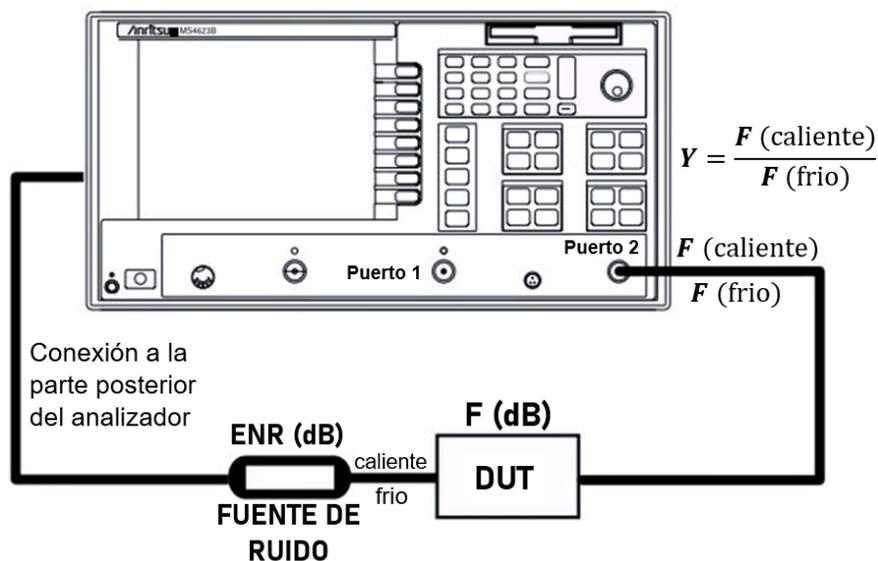


Figura 3.22. Configuración para la medición de la figura de ruido con el analizador de redes vectoriales MS4624B.

Algunos analizadores para realizar la medición de figura de ruido requieren de una fuente de ruido de banda ancha calibrada (un generador de ruido). La forma de realizar la medición de ruido es empleando el método del factor “Y”. Este método utiliza una fuente de ruido calibrada de banda ancha cerrada (como un diodo avalancha), el cual es trazado y definido por el Instituto Nacional de Estándares y Tecnología (NIST por sus siglas en inglés, *National Institute of Standards and Technology*) para poder adaptar dos señales de ruido diferentes para impulsar el dispositivo bajo prueba (DUT). Así, la figura 3.22 presenta la configuración de medición de la figura de ruido con el analizador mencionado.

Para generar un ruido de banda ancha, la fuente aplica dos señales de ruido diferentes: una “caliente” y una “fría” al dispositivo bajo prueba (DUT) para mediciones de alta frecuencia, y de esta manera el diodo de avalancha provoca la transición entre estas dos señales para que la fuente de ruido se integre a una línea de transmisión.

Así, cuando a la fuente de ruido se le aplica una polarización, la primera señal de ruido calibrada es grande (caliente), y cuando no se aplica una polarización, la segunda señal de ruido es pequeña (fría). En cambio, hay que tomar en cuenta que pueden existir cambios de impedancia entre los estados caliente y frío, provocados por el cambio de impedancia del diodo con polarización.

De esta manera, los cambios de potencia entre estos dos estados conducen al factor “Y”, en el cual, la potencia de ruido asociada con la temperatura caliente ( $T_h$ ) es  $N_2$  y la potencia asociada con la temperatura fría ( $T_c$ ) es  $N_1$ . La relación de los siguientes factores de potencia medida representan al factor “Y” como se sigue:

$$Y = \frac{N_2}{N_1} \quad (3.3)$$

La forma en la que el analizador lleva a cabo la adquisición de potencias se muestra a detalle en el gráfico de la figura 3.23, el cual representa la potencia de ruido medido en función de la temperatura absoluta de la fuente.

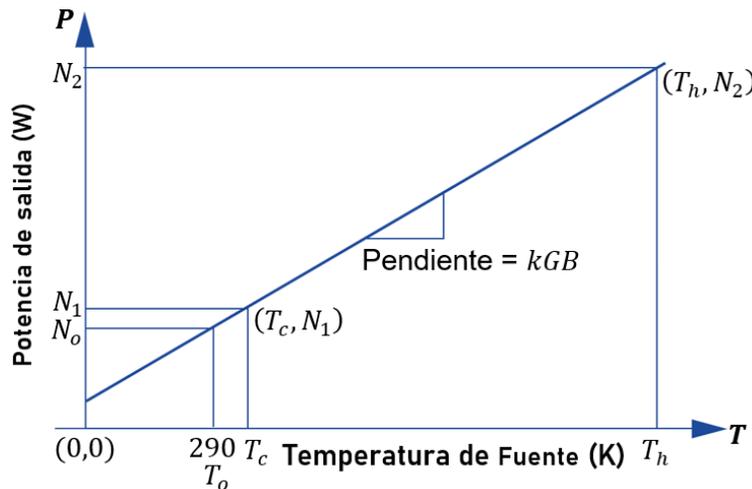


Figura 3.23. Gráfico de la potencia de ruido medida en función de la temperatura absoluta de la fuente del analizador.

Tomando en cuenta lo anterior, la ecuación que representa la figura de ruido de la medición es la siguiente:

$$F = \frac{\left(\frac{T_h}{T_o} - 1\right) - Y \left(\frac{T_c}{T_o} - 1\right)}{Y - 1} \quad (3.4)$$

Donde  $T_o$  es la temperatura ambiente. Y la ecuación 3.4, se simplifica a la siguiente ecuación:

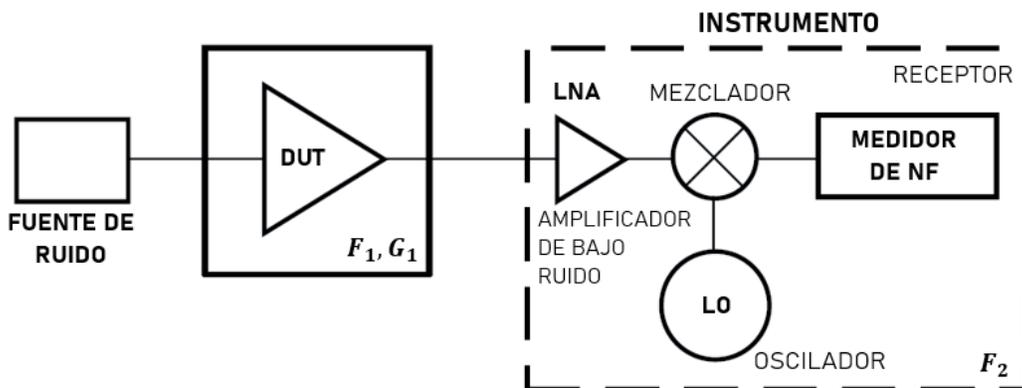
$$F(dB) = ENR - 10 \log(Y - 1) \quad (3.5)$$

Donde  $ENR$  es especificada por el fabricante en lugar de  $T_h$ , y es la relación de ruido en exceso de la fuente de ruido, la cual está definida como:

$$ENR = 10 \log\left(\frac{T_h - T_o}{T_o}\right) \quad (3.6)$$

Estas ecuaciones permiten el cálculo de la relación de potencia de ruido y la figura de ruido a partir de dos temperaturas de fuente de ruido de entrada, y en efecto, esta técnica admite mediciones de figura de ruido convenientes, directas y eficientes.

Ahora bien, el equipo permite realizar mediciones de figura de ruido más razonables con la combinación del dispositivo bajo prueba (DUT) y el factor de ruido del instrumento de medición conectados en cascada como se observa en la figura 3.24. De esta forma, el factor de ruido en cascada permite eliminar la figura de ruido del receptor del instrumento de la medición general de la figura de ruido. Es importante mencionar, que hay que tomar en cuenta que el factor de ruido del receptor ( $F_2$ ) se adquiere durante la calibración.



*Figura 3.24. Medición de la figura de ruido en cascada con el analizador MS4624B.*

Donde el DUT tiene disponible una ganancia de  $G_1$  y una figura de ruido  $F_1$ . De manera similar, el instrumento de medición tiene una ganancia  $G_2$  y una figura de ruido  $F_2$  (adquirida durante la calibración). Por lo tanto, la ecuación que produce la figura de ruido general para esta red en cascada es la siguiente.

$$F = F_1 + \left(\frac{F_2 - 1}{G_1}\right) \quad (3.7)$$

De acuerdo con esta disposición, la figura de ruido total es el resultado de la sumatoria del ruido del dispositivo bajo prueba (DUT) y la figura del ruido del analizador. Puesto que, resolviendo la ecuación para  $F_1$ , como se muestra a continuación, permite que el instrumento calcule la figura de ruido del dispositivo bajo prueba a partir de la medición de ruido en cascada general:

$$F_1 = F - \left( \frac{F_2 - 1}{G_1} \right) \quad (3.8)$$

Esta última ecuación indica que la ventaja de utilizar este método es, que permite realizar la medición en un amplio rango de frecuencias.

### **3.10.4 Calibración del Analizador MS4624B para Medición de Ruido**

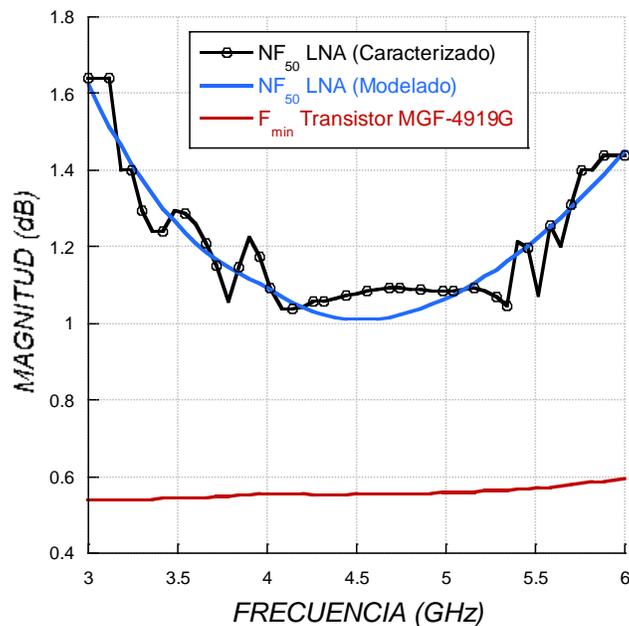
Para realizar la caracterización de figura de ruido del dispositivo mostrado en la figura 3.17, se lleva a cabo empleando el procedimiento antes descrito. Sin embargo, es conveniente mencionar que, antes de realizar la medición es necesario calibrar el analizador, por lo que se efectuaron los siguientes pasos que se muestran a continuación:

- Conectar los cables SMA o puntas del analizador de redes vectoriales y manipular la fuente de ruido (diodo avalancha) utilizando una pulsera antiestática, la cual permite descargar la acumulación de electricidad estática de nuestro cuerpo para poder operar un equipo sensible.
- Como se ha descrito antes, la fuente de ruido también requiere de una alimentación. Esta se encuentra en la parte posterior del analizador (ver. Fig. 3.22), por lo tanto, se debe conectar en esa parte el diodo.
- Después, es necesario cargar al analizador en formato .txt y en forma de tabla, los valores calibrados y definidos (por el Instituto Nacional de Estándares y Tecnología, NIST) de la fuente de ruido de banda ancha cerrada, los cuales se encuentran indicados en la parte frontal de ésta (omitir este paso si el analizador cuenta con estos valores cargados previamente).
- Luego, se aplica el tipo de conexión “THRU” para calibrar el equipo, el cual consiste en conectar entre sí una línea de transmisión entre el puerto de entrada de la fuente de ruido y el puerto de salida (puerto 2) del analizador. Una vez teniendo esto, en el equipo se selecciona el modo de “calibración” y posteriormente, esperar a que termine el proceso.
- Una vez calibrado el analizador, se retira la carga y se conecta el amplificador de bajo ruido (dispositivo bajo prueba, DUT) entre el puerto de entrada de la fuente de ruido y el puerto de salida del equipo (puerto 2).

- Se ajustan las fuentes de alimentación de acuerdo con los requerimientos de polarización del transistor dados en las hojas de especificaciones del fabricante y se conectan los cables de alimentación a los conectores correspondientes de polarización del amplificador.
- Finalmente, se ejecuta la medición de figura de ruido.

### 3.10.5 Resultados de la Medición de Figura de Ruido

Una vez obtenidos los resultados de la medición de figura de ruido del amplificador fabricado, se muestran en la figura 3.25, la mínima figura de ruido proporcionada por el fabricante ( $F_{min}$ ) y los resultados obtenidos de forma comparativa de la figura de ruido ( $NF_{50}$ ) del amplificador modelado y de la caracterización de figura de ruido de este, en un rango de frecuencias de 3.0 – 6.0 GHz, debido a que el analizador de redes utilizado permite realizar la medición de este parámetro hasta 6.0 GHz.



**Figura 3.25.** Mínimo ruido ( $F_{min}$ ) del transistor MGF-4919G y figura de ruido ( $NF_{50}$ ) obtenidos en el diseño del LNA modelado y caracterizado en un rango de frecuencias de 3.0 – 6.0 GHz.

Es evidente que el gráfico de la figura 3.25 no muestra los resultados de la medición de figura de ruido a las frecuencias de nuestro interés (superiores a 10 GHz) y para la cual fue fabricado el amplificador de bajo ruido, debido a que la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación (SEPI) de la ESIME Zacatenco – IPN, no cuenta con algún otro analizador que pueda operar en ese rango de frecuencias.

Sin embargo, de acuerdo con esta figura, se puede demostrar que el dispositivo construido cumple con las características de bajo ruido especificadas anteriormente, pues el

comportamiento de la figura de ruido obtenida en el diseño modelado es semejante a la de la caracterización del amplificador construido, por lo que el dispositivo funciona de manera adecuada de acuerdo con lo esperado.

### 3.10.6 Resumen

En resumen, ahora en la tabla 3.3 se presenta una comparación de los valores obtenidos de los parámetros del transistor HEMT MGF-4919G, los resultados obtenidos del modelado del amplificador de bajo ruido diseñado por software y de las mediciones obtenidas del amplificador construido.

*Tabla 3.3. Resultados de parámetros S y ruido del transistor HEMT MGF-4919G, del diseño del LNA modelado por software y del dispositivo construido.*

PARÁMETROS S Y RUIDO	TRANSISTOR HEMT MGF-4919G A 12.0 GHZ (CONECTADO SIN REDES DE ACOPLAMIENTO)	LNA DISEÑADO Y MODELADO POR SOFTWARE A 12.0 GHZ	LNA CONSTRUIDO Y CARACTERIZADO A 11.5 GHZ
Coefficiente de reflexión a la entrada ( $S_{11}$ )	-4.2 dB	-13.1 dB	-12.5 dB
Coefficiente de reflexión a la salida ( $S_{22}$ )	-9.7 dB	-11.2 dB	-15.9 dB
Coefficiente de transmisión entre entrada-salida o ganancia ( $S_{21}$ )	10.9 dB	13.9 dB	15.5 dB
Coefficiente de retroalimentación entre salida-entrada o ganancia inversa ( $S_{12}$ )	-20.4 dB	-19.2 dB	-22.6 dB
Mínimo Ruido ( $F_{min}$ )	0.5 dB	–	–
Figura de Ruido ( $NF_{50}$ )	–	1.1 dB	Demostrado
Ancho de Banda (AB)	–	11.92 – 12.40 GHz	10.95 – 11.83 GHz

Con lo anterior, en la tabla 3.4 se muestra la comparación de los resultados obtenidos en el LNA de este trabajo, con respecto a otros trabajos previos existentes, anteriormente presentados en el capítulo 1.

*Tabla 3.4. Resumen y comparación de resultados de diseños de amplificadores de bajo ruido para banda Ku.*

Referencia	Tecnología	Frecuencia (GHz)	S <sub>11</sub> (dB)	S <sub>22</sub> (dB)	G (dB)	NF (dB)
<b>Este trabajo</b>	<b>HEMT MGF-4919G de InGaAs</b>	<b>10.95 – 11.83</b>	<b>&lt;-10</b>	<b>&lt;-10</b>	<b>15.5</b>	<b>NO SE PUDO REALIZAR LA MEDICIÓN</b>
[11]	FET NE75083 de GaAs	11.7 – 12.2	<-10	<-10	7.7	3
[12]	Bipolar de Si	12	-14	-6	8	4.7
[13]	BiCMOS SiGe de 0.13 μm	12	<-10	<-10	6.5	4.2
[14]	pHEMT ATF-36077 de GaAs	10.7 – 13.3	–	–	12.2	0.6
[15]	HJH-FET NE3511S02	12	-8.4	31.2	12.8	2
[4]	pHEMT ATF-36077 de GaAs	13.7 – 15.5	<-10	>-10	13.5	1.1
[16]	CMOS de 40 nm	10 – 14	<-10	<-10	11	2.5
[17]	BiCMOS SiGe de 0.13 μm	9.2 – 12.8	<-10	<-10	24	2.3
[18]	HEMT de GaN en MMIC	6 – 12	>-10	<-10	31	2.4
[19]	HJ-FET NE3210S01	12 – 13	-10	<-10	12.6	1.3

Así mismo, de acuerdo con el mapa de satélites geoestacionarios con huella en México que presenta el Instituto Federal de Telecomunicaciones (IFT) [36] y con los valores obtenidos de ancho de banda de operación en el amplificador de bajo ruido (para enlace ascendente) en este trabajo, en la tabla 3.5 se muestran algunos de los satélites geoestacionarios en servicio con los cuales puede operar el LNA, pues este puede trabajar en cualquier transponedor disponible para la renta del servicio, ya que el ancho de banda del amplificador cubre en su totalidad el ancho de banda de operación de estos satélites disponibles.

Tabla 3.5. Satélites geoestacionarios en servicio con huella en México [36].

Satélite	País	Banda	Enlace Ascendente (GHz)	Enlace Descendente (GHz)	No. de TP
AMAZONAS 2	Francia	Ku (AP30B)	12.75 – 13.25	10.7 – 10.95	54
AMAZONAS 3	Brasil	Ku Extendida	11.8 – 12.05	11.4 – 11.7	33
BICENTENARIO	México	Ku Extendida	12.75 – 13.25	11.45 – 11.7	12
EUTELSAT 65 WEST A	Brasil	Ku (AP30B)	12.75 – 13.25	11.2 – 11.45	24
GALAXY 30	EE. UU.	Ku (AP30B)	12.75 – 13.25	11.2 – 11.45	30
HISPASAT 30W-6	España	Ku (AP30B)	12.75 – 13.25	11.2 – 11.45	40
NSS-7	Países Bajos	Ku Extendida	12.75 – 13.25	10.95 – 11.2	36

### 3.10.7 Factores que Provocan Variaciones en los Resultados Obtenidos en el Diseño Modelado y en la Caracterización del Dispositivo

Es importante tomar en cuenta que, en la fabricación de circuitos o dispositivos a frecuencias superiores de los 10 GHz, se requiere de una muy buena precisión y cuidado en la generación o grabado de las líneas de transmisión y en el ensamble, ya que esto influye en el funcionamiento adecuado del dispositivo.

Por ello, algunas de las causas o factores que provocan un diferente comportamiento o diferencias entre los valores obtenidos en el diseño del amplificador modelado y en los del diseño construido y caracterizado, se enlistan a continuación:

- **Fuentes de Luz.** Utilizar fuentes de luz al realizar el grabado del circuito en el sustrato dieléctrico provoca anomalías o alteraciones en el revelado de las pistas, por lo que, hay que evitarlas al momento de colocar la película en el material de sustrato.
- **Soluciones y materiales.** La antigüedad de las soluciones químicas y de los materiales fotográficos, por lo que es importante verificar la caducidad de cada uno de ellos.
- **Temperatura.** Las condiciones ambientales presentes durante el proceso, como la temperatura ambiente y/o la temperatura del caudín.
- **Tiempo.** El tiempo excedente del revelado del circuito dentro de la cámara. Es importante no exceder el tiempo, ya que se altera la definición de las pistas requeridas, o bien la película se daña y no se logra el grabado de estas.

- **Soluciones químicas.** El sustrato dieléctrico es sometido a soluciones químicas para lograr el grabado del circuito, por lo que los compuestos también interfieren en el cambio del valor de la constante dieléctrica, provocan discontinuidades en las líneas, o bien, ocasionan el cambio de los coeficientes de reflexión óptimos que presentan las redes de acoplamiento, afectando el comportamiento de los dispositivos, sobre todo los que operan a altas frecuencias, en los cuales se debe tener mucho cuidado y precisión en el diseño y construcción.
- **Parámetros S.** Los parámetros S del transistor proporcionados por el fabricante no son valores exactos, son promedios de varias mediciones, por lo que, no se tiene la certeza de trabajar con los parámetros reales y precisos del transistor, y este problema se agudiza cuando se opera a frecuencias cada vez más altas.
- No existen técnicas o ecuaciones exactas para el diseño de dispositivos de microondas, por lo que se presentan alteraciones y efectos secundarios en los resultados de los parámetros S.

### **3.10.8 Recomendaciones para Evitar Variaciones en los Resultados**

Para que los factores antes mencionados, no provoquen alteraciones en los resultados de la medición de un dispositivo previamente construido, es importante tomar en cuenta las siguientes recomendaciones:

- ✓ Antes de trabajar con el sustrato dieléctrico, se debe limpiar la superficie con acetona para eliminar impurezas.
- ✓ Evitar daño en el sustrato dieléctrico. Es importante manipular con cuidado el material, ya que debe mantenerse lo más uniforme posible. Además, después de cortar el sustrato, se deben limar y limpiar los bordes de la placa para evitar la acumulación de contaminantes o partículas no deseadas.
- ✓ Para soldar los componentes, el caudín se debe mantener a una temperatura adecuada, ya que, si es muy alta o si el caudín se deja apoyado mucho tiempo en los componentes de montaje superficial, pueden verse afectados de manera significativa en su funcionamiento.
- ✓ Rebajar la longitud de los conectores SMA, de manera que queden justos entre la línea de transmisión y el borde de la placa, pues una longitud muy larga afecta en el resultado de los parámetros.
- ✓ Los conectores para la alimentación a DC y los inductores a altas frecuencias, agregan pérdidas por inserción, por lo que se deben compensar sus efectos, debido a que

algunas veces, estas pérdidas contribuyen en los resultados de los parámetros de dispersión y ruido.

- ✓ Eliminar las impurezas presentes en los recintos metálicos o conectores.
- ✓ Realizar correctamente la calibración del equipo de medición.

### 3.11 COSTOS DEL LNA

A continuación, en la tabla 3.4 se presentan los costos del material utilizado para la construcción del amplificador de bajo ruido, en la tabla 3.5 del tiempo de invertido de producción y finalmente en la tabla 3.6 se muestra el costo total para la realización de este dispositivo.

En cuanto al costo de mano de obra, de acuerdo las estadísticas de carreras profesionales por área de la Secretaría del Trabajo y Previsión Social del Gobierno de México [37], y con la Encuesta Nacional de Ocupación y Empleo del INEGI correspondiente al primer trimestre del año 2022 [38], el ingreso mensual promedio de un Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica es de \$15,500.00 NMX. Por lo tanto, tomando en cuenta este sueldo, y conforme a la Ley Federal del Trabajo, artículo 61 [39], donde se establece que una jornada de trabajo es de máximo ocho horas al día, se muestra en seguida, un análisis de costos del tiempo invertido en la realización del amplificador de bajo ruido.

*Tabla 3.6. Costos del material requerido para la construcción del LNA.*

<b>MATERIAL</b>	<b>UDS</b>	<b>COSTO UNITARIO (NMX)</b>	<b>COSTO TOTAL (NMX)</b>	<b>COSTO TOTAL (USD)</b>	<b>DISTRIBUIDOR</b>
Alambre de 0.3 mm de diámetro (10 cm)	1	1.37	1.37	0.068	SISCOM Electrónica
Capacitor cerámico SMD (1000 pF)	4	15.62	31.24	0.79	Mouser Electronics
Cloruro Férrico (250 ml)	1	24.50	24.50	1.22	SISCOM Electrónica
Conectores de alimentación macho para PCB	2	3.00	6.00	0.26	SYSCOM
Conectores SMA	2	16.00	32.00	1.6	Amazon
Eliminador QU-203, (30 g)	1	45.00	45.00	2.25	Mercado libre

*Tabla 3.7. Continuación*

Material de Sustrato RF-30 (5x5 cm)	1	5.50	5.50	0.27	SISCOM Electrónica
Película fotosensible para PCB (1 m)	1	179.10	179.10	8.94	Walmart
Revelador en polvo QU-103 (24 g)	1	32.00	32.00	1.60	Mercado libre
Soldadura de estaño (1 m)	1	12.00	12.00	0.60	SISCOM Electrónica
Transistor MGF-4919G	1	60.48	60.48	3.02	AliExpress
Cautín con kit de soldadura.	1	299.00	299.00	19.94	Amazon
<b>TOTAL</b>			<b>728.19</b>	<b>40.56</b>	

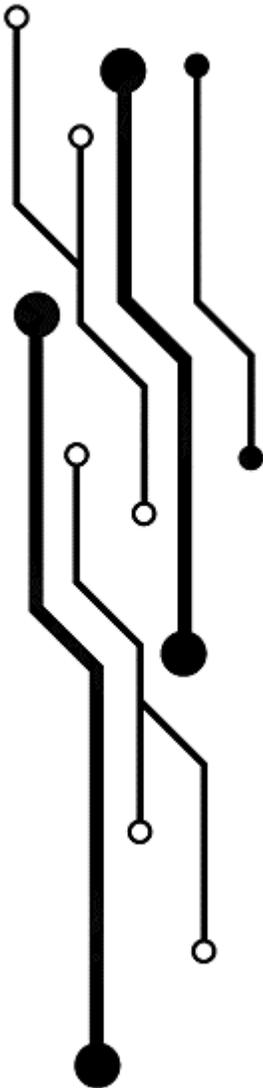
*Tabla 3.8. Tiempo invertido de producción y costo de mano de obra para la construcción del LNA.*

CONCEPTO	TIEMPO (Semanas)	TIEMPO (hrs)	COSTO UNITARIO (NMX/hr)	COSTO TOTAL (NMX)	COSTO TOTAL (USD)
Investigación previa	12	480	96.87	46,500.00	2,322.79
Diseño del LNA en el software de diseño	6	240	96.87	23,250.00	1,161.40
Construcción o fabricación del LNA	3	120	96.87	11,625.00	580.70
Caracterización del LNA	2	80	96.87	7,750.00	387.13
<b>TOTAL</b>				<b>89,125.00</b>	<b>4,452.02</b>

*Tabla 3.9. Presupuesto total del proyecto.*

CONCEPTO	COSTO (NMX)	COSTO (USD)
Costo total de material	728.19	40.56
Costo total de mano de obra	89,125.00	4,452.02
<b>Costo total del proyecto</b>	<b>89,853.19</b>	<b>4,492.58</b>

# IV



# CAPÍTULO

## DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA

# CAPÍTULO IV

## DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA

En este capítulo se muestra el diseño del amplificador de potencia para transmisión en un sistema de comunicación satelital, basado en la misma metodología de diseño propuesta y en el amplificador de bajo ruido presentados en el capítulo anterior. De igual modo, se describen los principios y requerimientos considerados en el proceso.

Posteriormente, se obtienen los resultados del modelado del dispositivo mediante un software de diseño tecnológico asistido por computadora para verificar el correcto funcionamiento y operación de este.

Finalmente, se realiza una comparación entre los valores de los parámetros del transistor HEMT MGF-4919G a 12.0 GHz, los resultados obtenidos en el amplificador de bajo ruido y en el amplificador de potencia diseñados por software, para comprobar que se mantuvieron las prestaciones de ganancia, linealidad y ruido establecidos en el diseño.

### 4.1 ACOPLADOR DIRECCIONAL

Un acoplador direccional es un elemento pasivo muy utilizado en sistemas de microondas de potencia para diversas aplicaciones como divisores o combinadores de potencia. Como lo indica su nombre, la principal característica de este dispositivo es acoplar una parte de la potencia de transmisión hacia otro puerto en una cantidad conocida, mediante la implementación de dos líneas de transmisión cercanas para que la energía que se propaga por una de ellas se acople a la otra [40].

Un acoplador, a diferencia de un divisor de potencia, acepta dos o más señales de entrada y las combina en un puerto de salida, mientras que un divisor parte una señal en dos o más señales de salida de menor potencia [6].

Este dispositivo consta de cuatro puertos correspondientes al: puerto de entrada, puerto de salida, puerto acoplado y puerto aislado, como se muestra en la figura 4.1.

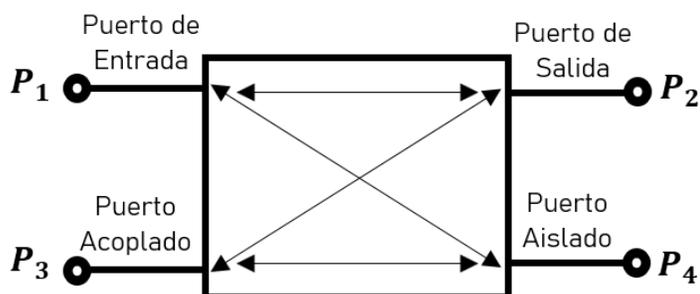


Figura 4.1. Acoplador direccional.

Entre el puerto 1 y 2 se observa una línea, a esta se le denomina “línea principal” y es diseñada con el fin de operar en alta potencia, sí es que así se desea. En el puerto acoplado se puede emplear un conector SMA y es utilizado para obtener información de frecuencia o nivel de potencia de la señal.

Así mismo, el funcionamiento del acoplador se puede caracterizar mediante la siguiente matriz de parámetros S:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Donde:  $i$  es el puerto de entrada,  $j$  es el puerto de salida y  $S_{ij}$  es la relación de potencia en el puerto  $i$  y  $j$ .

## 4.2 Propiedades de los Acopladores Direccionales

Las principales propiedades de estos dispositivos son las siguientes:

- **Simetría:** Las condiciones de simetría que se tienen en un acoplador direccional son las siguientes (de acuerdo con la expresión 4.1):

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} \\ S_{12} &= S_{21} = S_{34} = S_{43} \\ S_{31} &= S_{13} = S_{42} = S_{24} \\ S_{41} &= S_{32} = S_{23} = S_{14} \end{aligned} \quad (4.2)$$

- **Acoplamiento:** Se define como la relación entre la potencia en el puerto de entrada ( $P_1$ ) y la potencia en el puerto acoplado ( $P_3$ ).

$$\kappa(dB) = -10 \log\left(\frac{P_3}{P_1}\right) \quad (4.3)$$

- **Aislamiento:** Es la relación entre la potencia del puerto de entrada ( $P_1$ ) y el puerto aislado ( $P_4$ ). Este parámetro proporciona información de la potencia reflejada en el dispositivo.

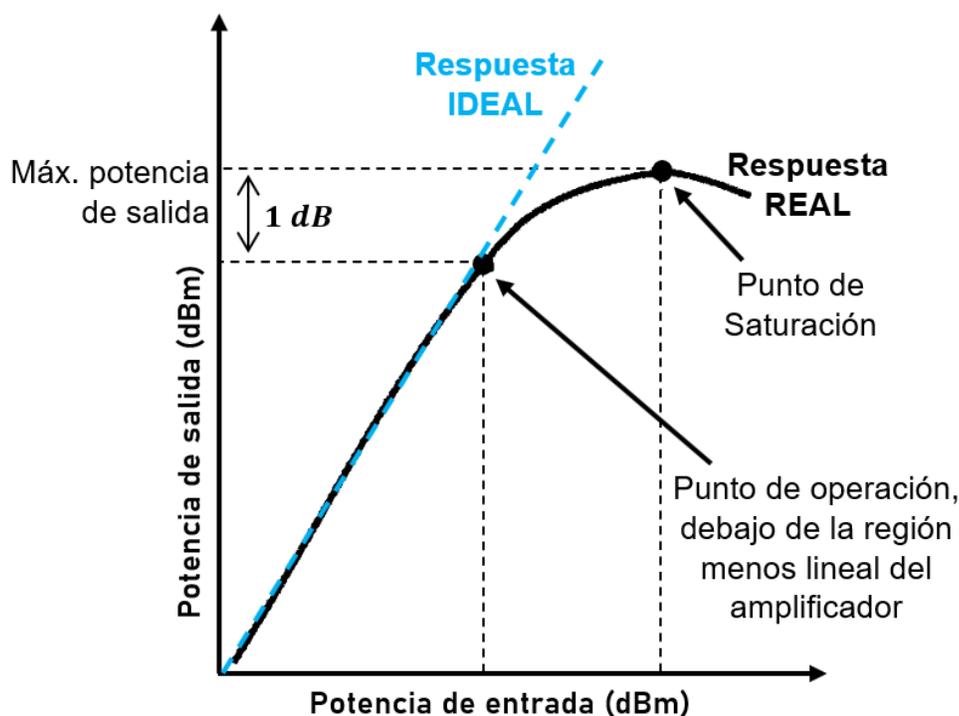
$$I(dB) = -10 \log\left(\frac{P_4}{P_1}\right) \quad (4.4)$$

- **Directividad:** Es la facultad que tiene el acoplador para transferir potencia desde el puerto de entrada ( $P_1$ ) hasta el puerto acoplado ( $P_3$ ), y también de negar la potencia que pueda provenir del puerto de salida por causa de desacoplamientos.

$$D(dB) = 10 \log\left(\frac{P_4}{P_1}\right) - 10 \log\left(\frac{P_3}{P_1}\right) = I - K \quad (4.5)$$

### 4.3 PUNTO DE COMPRESIÓN A 1dB

El punto o nivel de compresión a 1dB define la potencia de salida cuando la respuesta del amplificador es 1 dB inferior a la respuesta ideal con ganancia lineal [1]. Pues a medida que se incrementa la potencia de la señal de entrada, la potencia de salida no persigue una respuesta lineal, por lo que el punto de compresión a 1 dB es un límite que determina el máximo nivel de potencia que puede entregar el amplificador y donde se garantiza que éste trabaja de manera lineal.



*Figura 4.2. Representación gráfica del punto de compresión a 1dB. La región lineal se encuentra por debajo del punto de saturación.*

En la figura 4.2 se muestra la curva característica del punto de compresión a 1dB, en donde la ganancia debe caer antes del punto de saturación para un amplificador de potencia que opera de manera adecuada.

Cuando un PA entrega mayor potencia a la salida que la permitida, éste entra u opera en el estado de saturación, lo que significa que ya no trabaja de manera lineal y por ello, la potencia de entrada del amplificador debe ser de un valor determinado. Así, cuando un amplificador es no lineal, se generan internamente señales no deseadas, las cuales se suman o se restan con la señal que contiene el mensaje o información original, degenerándola. A este fenómeno se le conoce como **ruido de intermodulación**, y es muy dañino e intenso a medida que la potencia de salida es cada vez mayor a la limitada. Esta es la razón por la que el amplificador de potencia debe operar en un punto de operación inferior al de saturación para evitar el ruido de intermodulación y su efecto en la señal original.

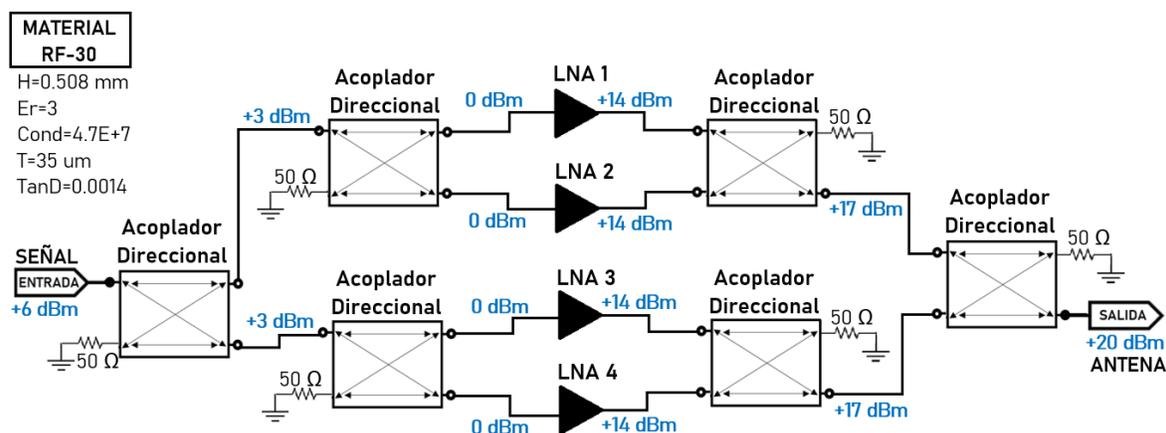
#### 4.4 DISEÑO Y MODELADO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA

Ante la necesidad de utilizar los servicios satelitales como una alternativa de conectividad, surge la importancia de dividir o combinar señales de RF para dirigir las a más de un destino. No obstante, esta tarea resulta ser complicada, ya que se debe evitar el degradamiento de la señal y mantener los requerimientos deseados.

Como se ha mencionado, los acopladores direccionales permiten dividir o combinar la potencia de RF entre varias entradas o salidas, por ello, dado que los circuitos híbridos son direccionales, los acopladores se pueden emplear para dividir una señal y alimentar múltiples amplificadores de baja potencia, para posteriormente recombinar estas señales y obtener un amplificador con alta potencia para alimentar a una antena. De este modo, esta configuración permite el uso de varios amplificadores de baja potencia dando lugar a uno solo de alta potencia y por supuesto, de bajo costo.

Así, para el diseño del amplificador de potencia (PA) se implementará la misma metodología utilizada para el diseño del amplificador de bajo ruido (LNA), colocando acopladores direccionales para obtener más potencia a la salida.

De este modo, en la figura 4.3, se presenta el arreglo diseñado para el amplificador de potencia, donde se emplea el amplificador de bajo ruido previamente diseñado a una frecuencia de operación de 12.0 GHz, con el fin de mantener la ganancia, la linealidad y el bajo nivel de ruido obtenidos en el LNA. También se observa el análisis de la potencia en cada una de las etapas y la que se obtiene a la salida (+20 dBm).



**Figura 4.3.** Circuito diseñado del amplificador de potencia a 12.0 GHz, constituido por el amplificador de bajo ruido previamente diseñado y acopladores direccionales con el material dieléctrico RF-30.

Cabe mencionar que es posible obtener +20 dBm de potencia a la salida debido a que se puede suministrar a la entrada +6 dBm. Por lo general, cuando se utilizan divisores de potencia, solo se puede colocar a la entrada 0 dBm o máximo +1 dBm, sin embargo, el parámetro de nivel de compresión a 1dB es de +15 dBm para el transistor MGF-4919G implementado en el amplificador de bajo ruido (LNA), pero como los acopladores atenúan, es posible administrar +6 dBm a la entrada para obtener la máxima potencia a la salida y así conseguir un amplificador lineal.

Ahora, en las figuras 4.5, 4.6, 4.7 y 4.8 se muestra la respuesta del modelado del circuito de la figura 4.4. Como ya se ha mencionado, el amplificador de bajo ruido empleado en el modelado es el que se diseñó previamente en este trabajo.

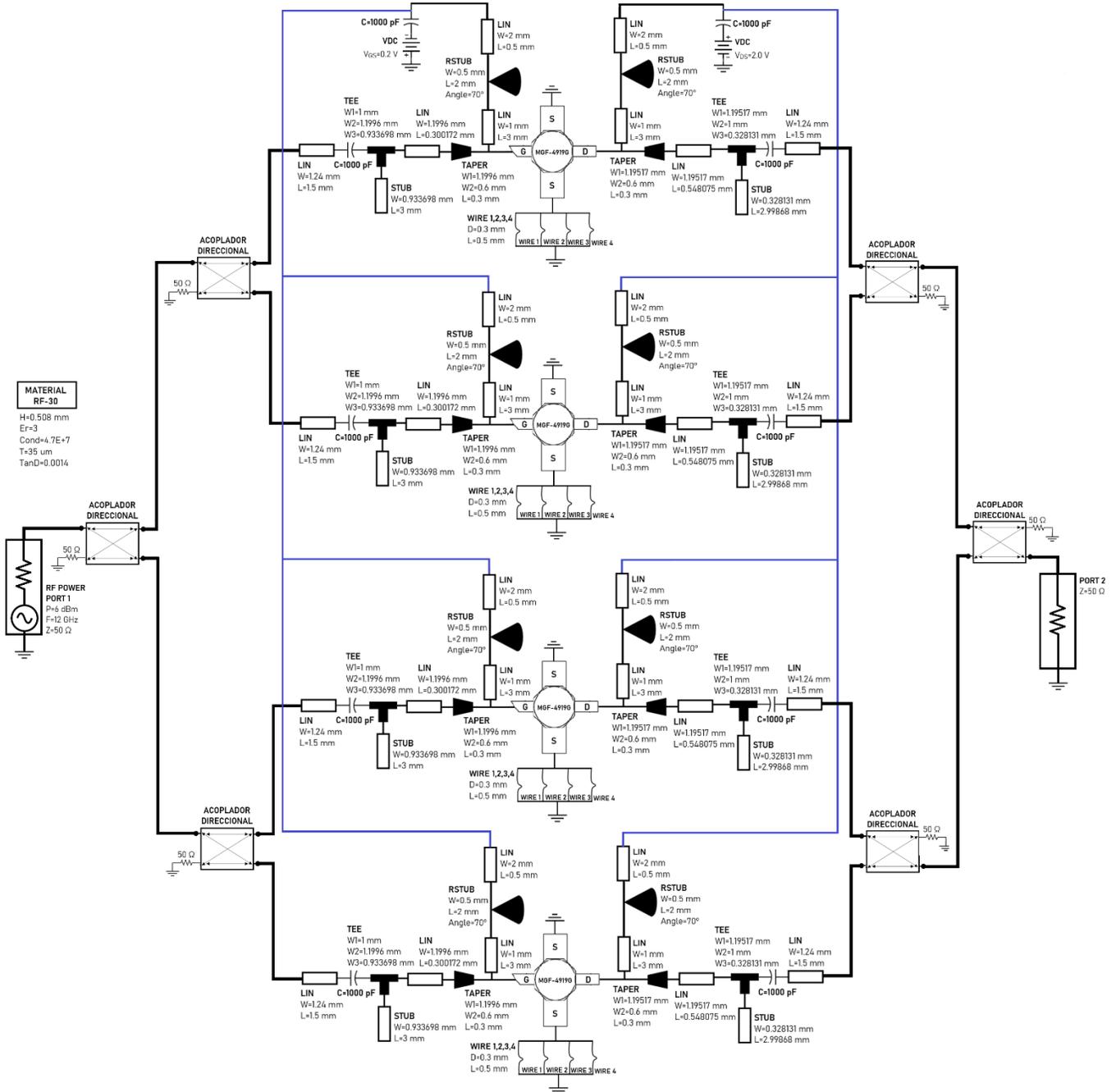


Figura 4.4. Circuito diseñado en el software de diseño tecnológico asistido por computadora del amplificador de potencia a 12.0 GHz, constituido por el amplificador de bajo ruido previamente diseñado, basado en el transistor MGF-4919G y acopladores direccionales con el material dieléctrico RF-30.

Para el coeficiente de reflexión a la entrada ( $S_{11}$ ) y a la salida del dispositivo ( $S_{22}$ ) a 12.0 GHz, se tienen -15.3 dB, lo que significa que se refleja el 2.9% de la señal de entrada y salida respectivamente. Ahora bien, en el coeficiente de transmisión entre entrada-salida o ganancia directa ( $S_{21}$ ) a 12.0 GHz, se tiene un valor de 13.4 dB, quiere decir que se amplifica la señal de entrada 21.9 veces con respecto a su valor original. En el aislamiento ( $S_{12}$ ) se tienen -19.7 dB, lo que indica que el 1.0% de la señal atraviesa el amplificador de la carga a la fuente.

Así mismo, en la figura 4.5 se puede observar que se tiene la mejor adaptación a 12.36 GHz, ya que se obtiene un coeficiente de reflexión a la entrada ( $S_{11}$ ) de -32.9 dB y la salida ( $S_{22}$ ) de -33.1 dB, lo que indica que se refleja el 0.05% de la señal de entrada y de salida respectivamente. La ganancia ( $S_{21}$ ) y el aislamiento ( $S_{12}$ ) prácticamente se mantienen, pues en estos parámetros se tiene un valor de 13.4 dB y de -19.6 dB correspondientemente.

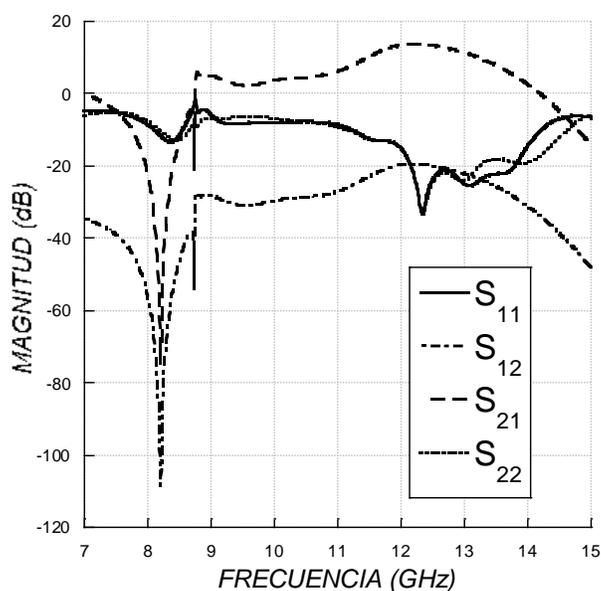


Figura 4.5. Parámetros de dispersión obtenidos en el amplificador de potencia a 12.0 GHz con material de sustrato RF-30.

Del mismo modo, se puede observar que el acoplamiento del amplificador de potencia ha mejorado con respecto al del amplificador de bajo ruido (LNA) individual modelado (ver. Tabla 3.3). La ganancia ( $S_{21}$ ) prácticamente se ha mantenido y el ancho de banda es superior, ya que el del LNA individual modelado es de 0.48 GHz, mientras que el del PA es de 1.75 GHz.

La figura de ruido obtenida en el modelado del LNA es de 1.128 dB a 12.0 GHz. Sin embargo, tras colocar los cuatro LNA como se muestra en la figura 4.3, la figura de ruido obtenida es de 1.429 dB a 12.0 GHz y de 1.317 dB donde se obtiene la mejor adaptación en el PA (en 12.36 GHz), por lo que estos valores son aceptables e importantes para la adecuada operación del amplificador de potencia, ya que con esto se asegura que la señal no se

degradará o se generarán armónicos indeseados, es decir, el ruido prácticamente se “mantuvo” a pesar de que la ganancia se fue sumando en cada etapa.

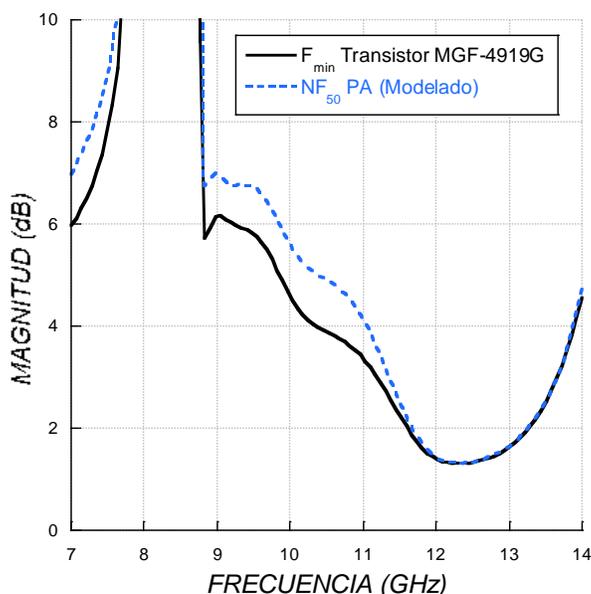


Figura 4.6. Mínimo ruido ( $F_{min}$ ) del transistor MGF-4919G y figura de ruido ( $NF_{50}$ ) obtenidos en el amplificador de potencia a 12.0 GHz con material de sustrato RF-30.

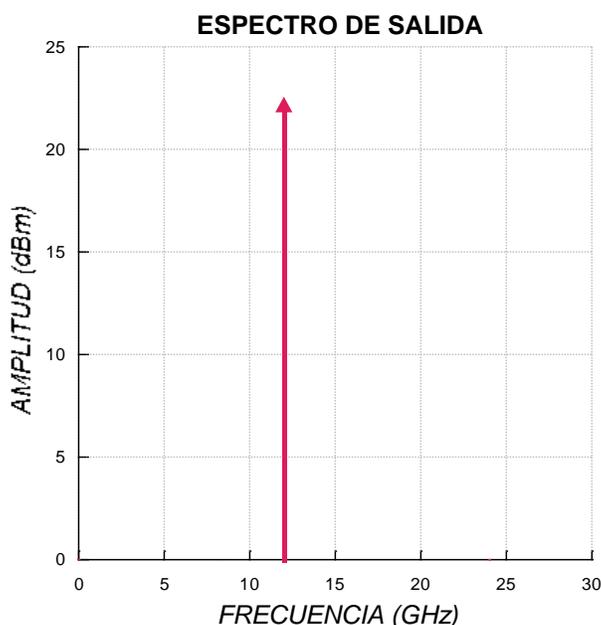


Figura 4.7. Potencia de salida obtenida en el amplificador de potencia a 12.0 GHz con material de sustrato RF-30.

Finalmente, en la figura 4.7 se presenta el espectro de potencia de salida, el cual indica que la potencia de salida del PA es de +22.3 dBm a 12.0 GHz, la cual cumple con lo esperado de +20 dBm, como se muestra en el circuito de la figura 4.3. También, se observa que el espectro es de una extremada pureza, sin presencia de armónicos, ni productos de

intermodulación. Esto es de gran beneficio en sistemas, ya que se minimiza el deterioro de las señales a demodular.

#### 4.5 LAYOUT DEL CIRCUITO DISEÑADO

Una vez obtenidos los resultados del diseño tras el modelado, se procede a generar el “layout” o el plano del circuito para que el amplificador pueda ser construido en placa, mediante el software de diseño asistido por computadora, tal como se obtuvo el del amplificador de bajo ruido.

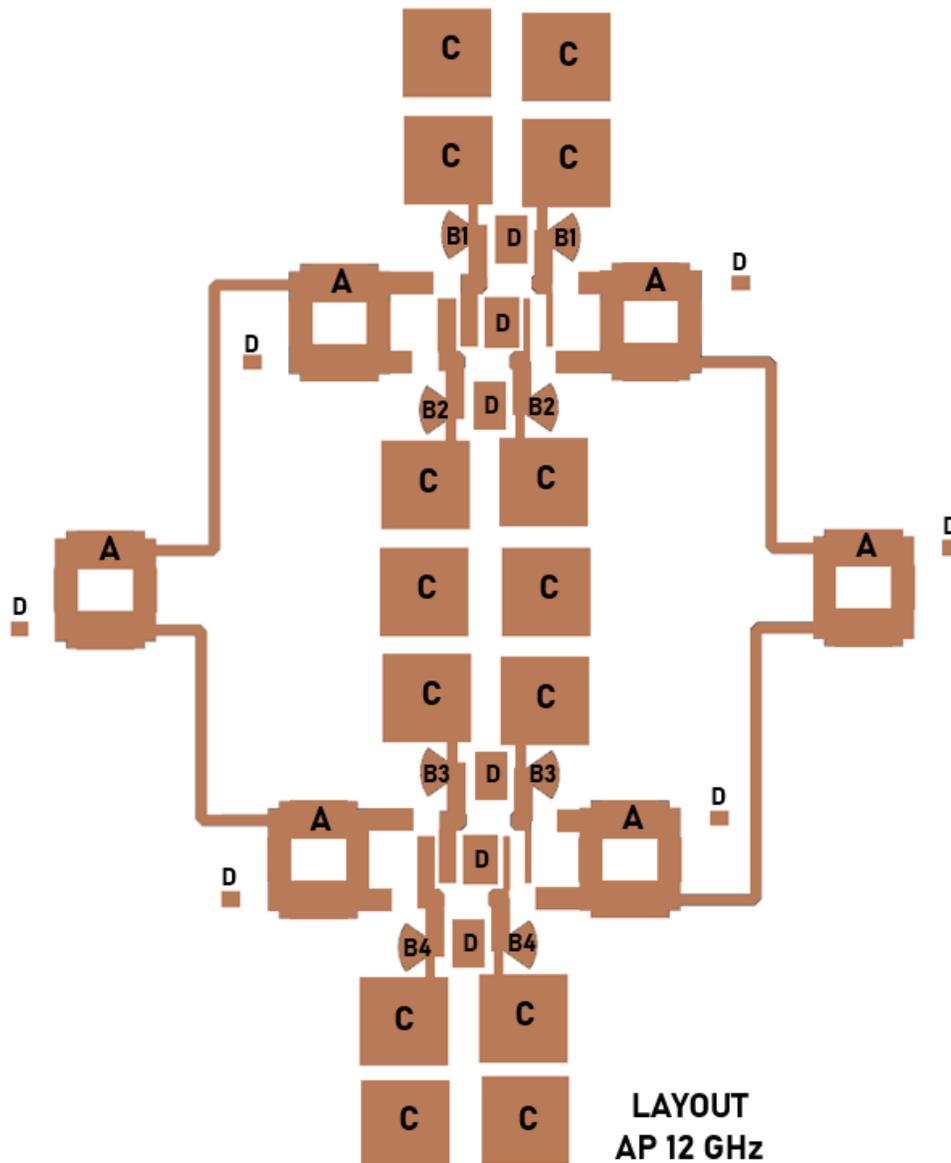


Figura 4.8. Layout del amplificador de potencia diseñado a 12.0 GHz.

En la figura 4.8 se muestra el layout generado para la construcción del amplificador de potencia diseñado (ver. Fig. 4.4.). Además, se observan las agrupaciones o módulos denotados con letras, por los que se constituye el layout.

El bloque A corresponde a los acopladores direccionales. El bloque B pertenece a los amplificadores de bajo ruido, por ejemplo, “B1” indica el LNA 1, “B2” el LNA 2, y así respectivamente. El bloque C pertenece a la red de polarización o islas de polarización para alimentar a los transistores. Finalmente, el bloque D corresponde a los planos de tierra para aterrizar al transistor y a los acopladores direccionales.

### **4.5.1 Análisis del Diseño del Amplificador de Potencia**

Con el amplificador de potencia diseñado, se puede observar que la potencia de salida es de 169.8 mW, la cual si bien, no es lo suficientemente elevada como para un transmisor de potencia, con arreglos como este se pueden seguir aumentando el número de amplificadores de baja potencia y alcanzar potencias más elevadas. Es común observar arreglos hasta de 8 amplificadores, son menos comunes los arreglos con 16 amplificadores, y ambos arreglos siguen conservando sus propiedades originales de ancho de banda.

También, se muestra que un solo amplificador de bajo ruido no puede entregar más de 25 mW, porque si no se satura, es decir, generaría muchos armónicos. Pero, con el arreglo que se realizó, se puede sumar la potencia de salida de cada uno de los amplificadores para obtener una potencia total de 100 mW sin que éstos se saturen, y de esta manera se obtiene más potencia con una respuesta lineal sin saturación.

Ahora bien, sí se colocarán cuatro LNA más en el diseño de la figura 4.3, se obtendría más potencia de salida, pues ésta podría aumentar de 3 – 6 dBm y de este modo, se obtendría un amplificador de potencia de 200 – 400 mW sin que se sature. Otro parámetro que indica que se podría obtener más potencia a la salida es la fase, porque se mantiene en cada una de las etapas.

Por otro lado, lo que sucede generalmente en los amplificadores de potencia, es que se desacopla mucho el puerto de salida o el de entrada, y en este diseño eso no sucede, debido a que se mantienen todas las propiedades del amplificador de bajo ruido, con la virtud de que se tiene más potencia a la salida.

Finalmente, se puede concluir que este arreglo es una alternativa para obtener más potencia a la salida de un transistor que está limitado, ya que uno solo no entregaría más potencia, sin embargo, si es posible al colocar varios de estos con el fin de aumentar la potencia de salida hasta cuatro veces más.

### 4.5.2 Resumen

En resumen, ahora en la tabla 4.1 se presenta una comparación de los valores obtenidos de los parámetros del transistor HEMT MGF-4919G, los resultados obtenidos del modelado del amplificador de bajo ruido y del amplificador de potencia diseñados por software respectivamente.

**Tabla 4.1.** Resultados de parámetros  $S$  y ruido del transistor HEMT MGF-4919G, del diseño del LNA y del PA modelados por software.

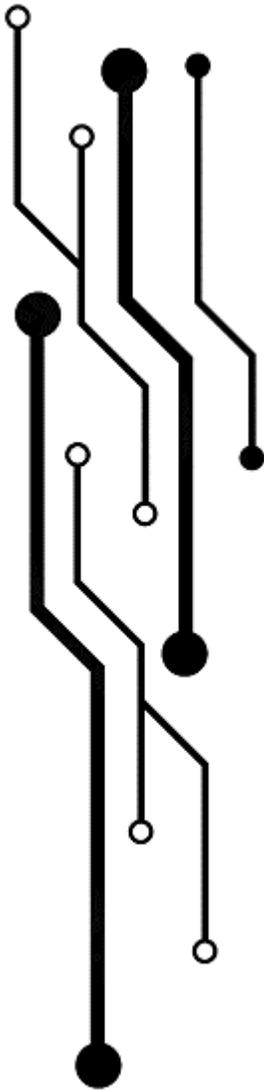
PARÁMETROS	TRANSISTOR HEMT MGF- 4919G A 12.0 GHZ (CONECTADO SIN REDES DE ACOPLAMIENTO)	LNA DISEÑADO Y MODELADO POR SOFTWARE A 12.0 GHZ	PA DISEÑADO Y MODELADO POR SOFTWARE A 12.0 GHZ
Coefficiente de reflexión a la entrada ( $S_{11}$ )	-4.2 dB	-13.1 dB	-15.3 dB
Coefficiente de reflexión a la salida ( $S_{22}$ )	-9.7 dB	-11.2 dB	-15.3 dB
Coefficiente de transmisión entre entrada-salida o ganancia ( $S_{21}$ )	10.9 dB	13.9 dB	13.4 dB
Coefficiente de retroalimentación entre salida-entrada o ganancia inversa ( $S_{12}$ )	-20.4 dB	-19.2 dB	-19.7 dB
Mínimo Ruido ( $F_{min}$ )	0.5 dB	–	–
Figura de Ruido ( $NF_{50}$ )	–	1.1 dB	1.4 dB
Ancho de Banda ( $AB$ )	–	11.92 – 12.40 GHz	11.48 – 13.23 GHz
P1dB (dBm)	15 dBm	–	–
Potencia de Entrada ( $S_{in}$ )	–	–	6 dBm
Potencia de Salida ( $S_{out}$ )	–	14 dBm	22.3 dBm

Así mismo, en la tabla 4.2 se muestra la comparación de los resultados obtenidos en el PA de este trabajo, con respecto a otros trabajos previos existentes, anteriormente presentados en el capítulo 1.

Del mismo modo, de acuerdo con los valores obtenidos de ancho de banda de operación en el amplificador de potencia (para enlace descendente) en este trabajo, en la tabla 3.5 se presentan algunos de los satélites geostacionarios en servicio con huella en México [36] con los cuales puede operar el PA.

*Tabla 4.2. Resumen y comparación de resultados de diseños de amplificadores de potencia para banda Ku.*

Referencia	Tecnología	Frecuencia (GHz)	S <sub>11</sub> (dB)	S <sub>22</sub> (dB)	G (dB)	S <sub>out</sub> (dBm)
<b>Este trabajo</b>	<b>HEMT MGF-4919G de InGaAs</b>	<b>11.48 – 13.23</b>	<b>&lt;-10</b>	<b>&lt;-10</b>	<b>13.4</b>	<b>22.3</b>
[25]	HBT de AlGaAs en MMIC	8 – 15	<-10	<-10	9.2	31
[26]	BiCMOS SiGe de 0.25 μm	12	<-10	<-10	11	19.5
[27]	MESFET de GaN	13.8 – 14.2	<-10	<-10	9	17.5
[28]	HEMT de GaN	8 – 8.4	<-10	<-10	14.6	15
[29]	HEMT de AlGaN en MMIC	9	<-10	<-10	14.5	20.2



# CAPÍTULO

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

# CAPÍTULO V

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### 5.1 CONCLUSIONES

En el presente trabajo se ha llevado a cabo el diseño y modelado de un amplificador de bajo ruido (LNA) en un software de diseño tecnológico asistido por computadora, para aplicación a un sistema de recepción de comunicación satelital en banda Ku, basado en el transistor HEMT MGF-4919G de tecnología InGaAs y material de sustrato RF-30, a una frecuencia de diseño propuesta de 12.0 GHz, donde se planteó una metodología de diseño y como resultado se obtuvo un ancho de banda de operación de 11.92 – 12.40 GHz, donde la figura de ruido en este rango de frecuencia se encuentra entre 1.1 y 1.3 dB, la cual cumple con el objetivo de bajo ruido, la ganancia es mayor a 13.0 dB y se presenta un acoplamiento a la entrada y salida por debajo de los -10 dB. Además, se realizó la comparación de la respuesta del amplificador de bajo ruido con redes de estabilización y de acoplamiento contra el transistor sin optimizar, donde se ha observado una importante mejora en todos los aspectos de acoplamiento y ruido.

Posteriormente, se realizó la construcción y caracterización del amplificador de bajo ruido diseñado en el software, donde, a pesar de que los resultados cambiaron ligeramente, el dispositivo mantiene óptimas prestaciones. Pues, se obtuvo un ancho de banda de operación de 11.95 – 11.83 GHz, en el cual, los valores de acoplamiento a la entrada y a la salida son menores a -10 dB, la ganancia es superior a 10.0 dB, y con una figura de ruido, que si bien, no fue caracterizada a las frecuencias de nuestro interés, debido a la falta de equipo de equipo más sofisticado, se realizó la medición en un rango de frecuencias de 3.0 – 6.0 GHz, donde se pudo comprobar que su comportamiento es semejante a la figura de ruido mostrada en el modelado. También, se observó que a la frecuencia donde se obtienen los mejores valores en cuanto adaptación es a 11.5 GHz, es decir, esta se desplazó 0.5 GHz hacia las bajas frecuencias de acuerdo con la propuesta en el diseño.

Derivado a estos resultados, se observó que las características de los materiales utilizados afectan de manera significativa los resultados finales, pues el fenómeno de desplazamiento de la frecuencia de operación es provocado por diversos factores como: el valor de la constante dieléctrica que cambia debido a las condiciones ambientales como la temperatura o humedad, a la antigüedad y/o tiempo de suministro de las sustancias químicas aplicadas durante el proceso de construcción, a pérdidas generales provocadas los conectores SMA y de alimentación, o por las variaciones que pueden presentar los parámetros S proporcionados por el fabricante.

De manera semejante, se llevó a cabo el diseño y modelado de un amplificador de potencia (PA) en el software de diseño tecnológico asistido por computadora, para aplicación a un sistema de transmisión de comunicación satelital en banda Ku, basado en el en amplificador

de bajo ruido (LNA) previamente diseñado en este trabajo y material de sustrato RF-30, a una frecuencia de operación propuesta de 12.0 GHz, en el cual, se propone una configuración alternativa de diseño (empleando la misma metodología que para el LNA), implementando acopladores direccionales para utilizar varios amplificadores de baja potencia, y así, dar lugar a uno de alta potencia y de bajo costo, donde se obtuvo un ancho de banda de operación de 11.48 – 13.23 GHz, en el que la ganancia es superior a los 10 dB, la figura de ruido es menor a 1.5 dB, los valores de acoplamiento a la entrada y salida se encuentran por debajo de los -10 dB, y la potencia de salida se encuentra entre +20.1 y +22.1 dBm, o bien entre 100 y 162 mW al suministrar a la entrada una potencia de +6 dBm. Del mismo modo, se mantuvieron las prestaciones de ganancia, linealidad y ruido obtenidos en el LNA, con la cualidad de haber obtenido más potencia.

Si bien, la potencia a la salida del PA diseñado aún no es lo suficientemente elevada para un equipo transmisor de potencia, con los resultados obtenidos en este trabajo, se puede asegurar una potencia a la salida más alta, aumentando el número de amplificadores de baja potencia al arreglo presentado.

Por otro lado, es importante mencionar que, en la actualidad en el mercado de las telecomunicaciones existen muy escasos amplificadores de RF basados en semiconductores para comunicación satelital a frecuencias de operación superiores a 10 GHz, los cuales aún no presentan óptimas prestaciones en cuanto adaptación, ruido y ganancia. Así mismo, hoy en día se tienen algunos trabajos previos de amplificadores de microondas para aplicación a comunicación satelital en la banda Ku, sin embargo, la mayoría de estos diseños se han quedado solo en el modelado, donde aún no se aseguran valores óptimos de adaptación, ganancia o ruido, en los cuales, es importante que se obtengan valores óptimos para garantizar que la señal capturada por el sistema de comunicación no se degrade de manera significativa. Por ello, surge la necesidad de estudiar y desarrollar amplificadores de microondas basados en semiconductores a frecuencias de operación de ondas milimétricas debido al actual desarrollo de la tecnología satelital para operar en las bandas Ku y Ka, a causa de los requisitos que demanda el avance y crecimiento del ecosistema 5G.

Finalmente, en vista de que los resultados obtenidos fueron satisfactorios, se puede asegurar que el método descrito en este trabajo para el diseño, construcción y caracterización de amplificadores de microondas en banda Ku, se puede implementar eficazmente para este tipo de dispositivos. No obstante, es de suma importancia tomar en cuenta las limitaciones y dificultades que se tuvieron en esta investigación en cuanto a herramientas, equipos e infraestructura de la Maestría en Ciencias en Ingeniería de Telecomunicaciones, por lo que se puede afirmar que es posible mejorar aún más las características alcanzadas en este estudio, con el objetivo de reducir costos, dimensiones y obtener mejores prestaciones tanto en frecuencia, ganancia y ruido.

## 5.2 RECOMENDACIONES PARA LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

Debido a la extensa aplicación que puede llegar a tener el desarrollo de amplificadores basados en semiconductores para aplicación a enlaces satelitales, tomando en cuenta lo realizado en este trabajo, se recomienda lo siguiente para trabajos similares y posteriores que ofrezcan un mayor análisis:

- Es necesario estudiar configuraciones alternativas de diseño que puedan proporcionar mejores resultados en cuanto a ganancia, figuras de ruido, adaptación, anchos de banda de operación, por mencionar algunos, ya que para el diseño de este tipo de dispositivos no se cuentan con expresiones analíticas que puedan implementarse de manera directa, a pesar de disponer de un software de diseño tecnológico asistido por computadora.
- Emplear otros modelos o alternativas de semiconductores de diferentes o nuevas tecnologías disponibles en el mercado para aplicación a frecuencias de ondas milimétricas, a fin de obtener mejores características a las alcanzadas en este trabajo.
- Ampliar el estudio sobre redes de polarización en “T” o sobre otras topologías alternativas de líneas de microcinta para evitar la implementación de los componentes concentrados, debido a que, en circuitos con altas frecuencias de trabajo, estos presentan un rendimiento muy pobre.
- Trabajar con sustratos dieléctricos con constantes dieléctricas más pequeñas para aplicaciones de alta frecuencia, que presenten menores pérdidas y no pierdan de manera representativa sus propiedades dieléctricas en condiciones de temperatura y humedad.
- Mejorar el proceso de fabricación de los circuitos, considerando un ambiente de trabajo cerrado y controlado para evitar discontinuidades en el diseño de los circuitos de microcinta y/o variaciones relevantes en los resultados obtenidos.
- Realizar la industrialización de los diseños obtenidos con el propósito de optimizar el proceso de construcción y ensamblaje, para lograr resultados más precisos.
- Realizar un análisis del transistor, aunque conlleve un alto grado de dificultad, en diferentes condiciones ambientales o mediante sistemas que simulen el ambiente del dispositivo para disponer de datos más exactos, ya que los parámetros de dispersión y de ruido de los dispositivos semiconductores que proporcionan los fabricantes, por lo general, se obtienen bajo ciertas condiciones específicas que pueden llegar a ser o no significativas en la caracterización del circuito.

---

**REFERENCIAS**

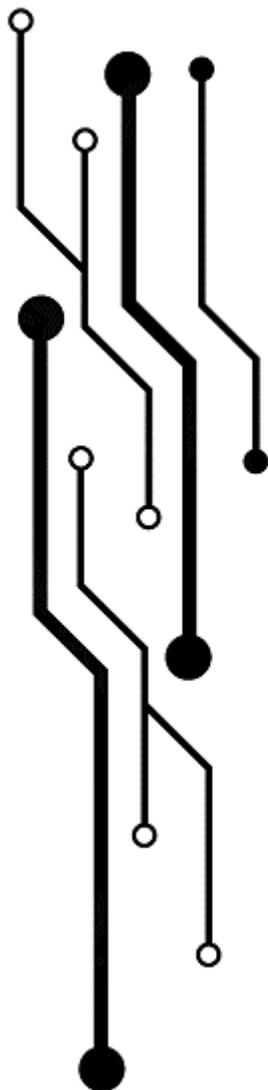
- [1] Wayne, T. (2003). *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas* (4.a ed.). México: Pearson Education.
- [2] Maral, G. (2009). *Satellite Communications Systems* (5.a ed.). UK: Wiley.
- [3] López I Rocafiguera, E. (2006). *Subsistemas de Radiocomunicaciones Analógicos* (1.a ed.). Universitat Oberta de Catalunya.  
[https://www.cartagena99.com/recursos/alumnos/apuntes/02\\_Subsistemas%20de%20radiocomunicaciones%20analógicos.pdf](https://www.cartagena99.com/recursos/alumnos/apuntes/02_Subsistemas%20de%20radiocomunicaciones%20analógicos.pdf)
- [4] Varela Ruiz, D. (2015). *Amplificador de Bajo Ruido en la Banda Ku basado en una Línea Coplanar* (Licenciatura). Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM).  
<http://www.ptolomeo.unam.mx:8080/xmlui/handle/132.248.52.100/7938?show=full>
- [5] Neri Vela, R. (2015). *Comunicaciones por Satélite* (1.a ed.). México: Universidad Veracruzana.
- [6] Pozar, D. (2012). *Microwave Engineering* (4.a ed.). USA: Wiley.
- [7] Cano, J. L., De la Fuente, L., & Artal, E. (2012). *Amplificador de Bajo Ruido basado en Tecnología mHEMT para Receptores de Radio Astronomía*. Repositorio Abierto de la Universidad de Cantabria.  
<https://repositorio.unican.es/xmlui/handle/10902/3217>
- [8] Universidad Autónoma Juan Misael Saracho. (2009). *Dispositivos Activos de Microondas I. En Microondas* (1.a ed., pp. 4.1 – 4.64). Bolivia: Departamento de Ingeniería Telemática.
- [9] Schweber, B. (2013). *Understanding the Basics Principles of Power and Low Noise Amplifiers in Wireless Designs*. Digi-Key Electronics & Electronic Products. <https://www.digikey.com.mx/es/articles/understanding-the-basics-of-low-noise-and-power-amplifiers-in-wireless-designs>
- [10] GUERRILLARF. (2021, 10 noviembre). *Amplificadores de RF de Guerrilla*. Amplificadores de RF Comerciales. <https://www.guerrilla-rf.com/products/amplifiers>
- [11] Arzeta Armenta, O. (1988). *Diseño y Construcción de un Amplificador de Bajo Ruido para Recepción de Señales vía Satélite en Banda Ku* (Maestría). Centro de

- Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE).  
<https://cicese.repositorioinstitucional.mx/jspui/handle/1007/2298>
- [12] Girlando G., Ragonese E. & Palmisano G. (2004). *Silicon Bipolar LNAs in X and Ku band*. Analog integrated circuits and signal processing. vol. 41, pp. 119-127. <https://link.springer.com/article/10.1023/B:ALOG.0000041629.52175.6a>
- [13] Hansson, M. (2003). *Design of microwave low-noise amplifiers in a SiGe BiCMOS process*. Dissertation, Institutionen för systemteknik. <https://www.diva-portal.org/smash/record.jsf?pid=diva2%3A18854&dswid=6517>
- [14] García Bacho, A.H. (2005). *Amplificador de Bajo Ruido para Banda Ku, Basado en Guía de Ondas H* (Maestría). Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM).  
<http://www.ptolomeo.unam.mx:8080/xmlui/handle/132.248.52.100/603>
- [15] Bishoyi P.K. & Karthikeyan S.S. (2015). *Design of a two stage Ku band low noise amplifier for satellite applications*. International Conference on Communications and Signal Processing (ICCSP), pp. 0270-0273.  
<https://ieeexplore.ieee.org/document/7322884>
- [16] Peng N & Zhao D. (2019). *A Ku-Band Low-Noise Amplifier in 40-nm CMOS*. IEEE International Conference on Integrated Circuits, Technologies and Applications (ICTA), pp. 9-10.  
<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9012868>
- [17] Ahmed S.S. & Schumacher H. (2020). *Low Power Ku- and Ka-Band SiGe HBT Low-Noise Amplifiers*. Austrochip Workshop on Microelectronics (Austrochip), pp. 57-61. <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9232993>
- [18] Ruiz Hidalgo J. (2021). *Amplificador de bajo ruido criogénico de 6 a 12 GHz con tecnología de GaN* (Maestría). Universidad de Cantabria.
- [19] Chen Z., Huang M., Huang Z., Wang H., He L. & Zhang M. (2021). *Design of Ku-Band Low Noise Amplifier for Satellite Communication Applications*. International Conference on Integrated Circuits and Microsystems (ICICM), pp. 342-346. <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9660315>
- [20] Santos, W. (2011). *Apuntes de Amplificadores RF de Potencia*. (p. 7.1 – 7.10). España: Universitat de Illes Balears.
- [21] Drake Moyano, J. M. (2005). *Tema V: Amplificadores de Potencia*. En *Instrumentación Electrónica de Comunicaciones* (1.a ed.). España: Universidad de Cantabria, Dto. De Electrónica y Computadores.

- [22] Cancino De Greiff, H. F. (s. f.). *Circuitos de RF y las Comunicaciones Analógicas* (1.a ed.). Colombia: Universidad Distrital Francisco José de Caldas.
- [23] Universitat de Illes Balears. (s.f.). *Amplificadores RF de Potencia* (1.a ed.). España: UIB.
- [24] Titze, W., Baier, C., & Schenk, L. (2018). *Mejor que válvulas: amplificadores de estado sólido para enlaces satelitales ascendentes*. NOVEDADES ROHDE & SCHWARZ, vol. 58 (ed. 219), pp 60 – 63. [https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl\\_downloads/dl\\_common\\_library/dl\\_news\\_from\\_rs/magazin/NEWS\\_219\\_spanish\\_200dpi.pdf](https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_news_from_rs/magazin/NEWS_219_spanish_200dpi.pdf)
- [25] Ali F., Salib M. & Gupta A. (1993). *A 1-watt X-Ku band HBT MMIC amplifier with 50% peak power-added efficiency*. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 3, no. 8, pp. 271-272. <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/242218>
- [26] Sewiolo B., Fischer G. & Weigel W. (2009). *A 12-GHz High-Efficiency Tapered Traveling-Wave Power Amplifier With Novel Power Matched Cascode Gain Cells Using SiGe HBT Transistors*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 57, no. 10, pp. 2329-2336. <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5223610>
- [27] Tipantuña, C., Estrada, J.A., Estrada, J.C., & Parra, C. (2015). *Diseño de un amplificador de potencia para comunicaciones inalámbricas utilizando tecnología microstrip y Microwave Office*. Enfoque UTE , 6 (4), pp. 98 - 112. <https://doi.org/10.29019/enfoqueute.v6n4.81>
- [28] Castro Peñaherrera C., Serra Jiménez C.A. & Cárdenas J.I. (2016). *Diseño de un amplificador de pequeña señal y una antena para banda-X en el rango de 8.0 GHz a 8.4 GHz*. Jornadas de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (FIEE). <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/17236>
- [29] Zurek P. & Popović Z. (2020). *Two-Stage Concurrent X/Ku Dual-Band GaAs MMIC Power Amplifier*. IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 269-272. <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9223782>
- [30] San Román Castillo E.G., Castillo Aranibar P.R., Satomayor Polar M.G., et. Al. (2018), *Teoría y Aplicaciones de Ingeniería de Microondas* (2.a ed.). Perú: Universidad Católica San Pablo.
- [31] Neri Vela R. (2013) *Líneas de Transmisión* (1.a ed.). México: Universidad Veracruzana.

- [32] Bava J.A., Sanz A.J. (1995). *Microondas y Recepción Satelital* (1.a ed.). Argentina: Hispano Americana S.A.
- [33] Recasens C. (2013). *Amplificadores Lineales de Microondas* (1.a ed.). España. Universitat Oberta de Catalunya.
- [34] Pacheco Sánchez A.U. (2008). *Análisis y Modelado de Ruido en Altas Frecuencias en el Transistor Bipolar de Heterounión de SiGe*, (Licenciatura), Instituto Politécnico Nacional (IPN).  
<https://tesis.ipn.mx/handle/123456789/5085?show=full>
- [35] Nirupama, J., Mrinal Kanti, M., & Ravi, S. (2019). *An Improved Design of A Bias Tee Using A Modified Radial Stub*. IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMARC).  
<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9118616>
- [36] Instituto Federal de Telecomunicaciones (IFT). (2022, 10 mayo). Satélites Geoestacionarios con Huella en México. Unidad de Espectro Radioeléctrico. Recuperado 20 de mayo de 2022, de  
<http://mapasatelital.ift.org.mx/geoestacionarios#>
- [37] Secretaría del Trabajo y Previsión Social. (s. f.). *Estadísticas de carreras profesionales por área*. Observatorio laboral - Información estadística para el futuro académico y laboral en México. Recuperado 16 de mayo de 2022, de  
<https://www.observatoriolaboral.gob.mx/static/estudios-publicaciones/Ingenierias.html>
- [38] Instituto Nacional de Estadística y Geografía (INEGI). (2022, 23 mayo). *Encuesta Nacional de Ocupación y Empleo (ENOE)*. Subsistema de Información Demográfica y Social. Recuperado 31 de mayo de 2022, de  
<https://www.inegi.org.mx/programas/enoe/15ymas/>
- [39] Secretaría de Servicios Parlamentarios. (2015, 12 junio). *LEY FEDERAL DEL TRABAJO*. Gobierno de México. Recuperado 31 de mayo de 2022, de  
[https://www.gob.mx/cms/uploads/attachment/file/156203/1044\\_Ley\\_Federal\\_del\\_Trabajo.pdf](https://www.gob.mx/cms/uploads/attachment/file/156203/1044_Ley_Federal_del_Trabajo.pdf)
- [40] Naval Air Warfare Center Weapons Division. (2012). *Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook* (4.a ed.). USA: Military Bookshop.
- [41] Pérez Sánchez G.G. (2011). *Desarrollo de un Amplificador de Bajo Nivel de Ruido para Redes Inalámbricas W-LAN* (Maestría). Instituto Politécnico Nacional (IPN). <https://tesis.ipn.mx/handle/123456789/10108>

- [42] Wilson J.A., Kaufman M. (1984). *Electrónica Básica II, Aplicaciones*. (2.a ed.). México: McGraw-Hill.



# ANEXOS

# Anexo A

## ESPECIFICACIONES TRANSISTOR MGF-4919G

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR (GaAs FET)

### MGF491xG Series

SUPER LOW NOISE InGaAs HEMT

#### DESCRIPTION

The MGF491xG series super-low-noise HEMT(High Electron Mobility Transistor) is designed for use in L to Ku band amplifiers.

The hermetically sealed metal-ceramic package assures minimum parasitic losses, and has a configuration suitable for microstrip circuits.

The MGF491xG series is mounted in the super 12 tape.

#### FEATURES

- Low noise figure @f=12GHz  
MGF4916G:NFmin.=0.80dB(MAX.)  
MGF4919G:NFmin.=0.50dB(MAX.)
- High associated gain @f=12GHz  
Gs=12.0dB(MIN.)

#### APPLICATION

L to Ku band low noise amplifiers.

#### QUALITY GRADE

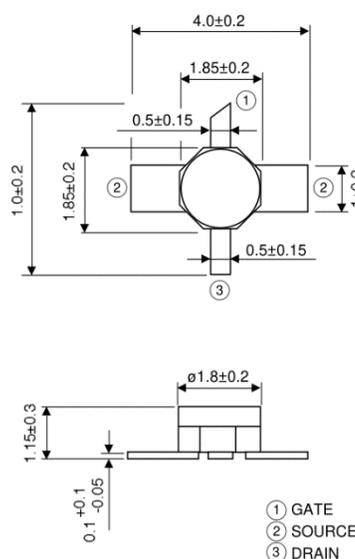
- GG

#### RECOMMENDED BIAS CONDITIONS

- V<sub>DS</sub>=2V, I<sub>D</sub>=10mA
- Refer to Bias Procedure

#### OUTLINE DRAWING

Unit: millimeters



GD-16

#### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T<sub>a</sub>=25°C)

Symbol	Parameter	Ratings	Unit
V <sub>GDO</sub>	Gate to drain voltage	-4	V
V <sub>GSO</sub>	Gate to source voltage	-4	V
I <sub>D</sub>	Drain current	60	mA
P <sub>T</sub>	Total power dissipation	50	mW
T <sub>ch</sub>	Channel temperature	125	°C
T <sub>stg</sub>	Storage temperature	-65 to +125	°C

#### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>a</sub>=25°C)

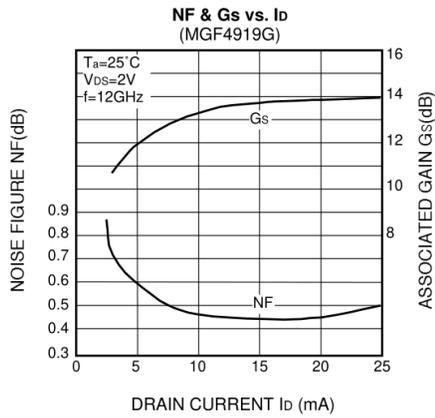
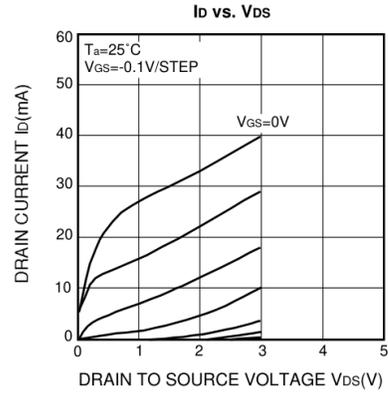
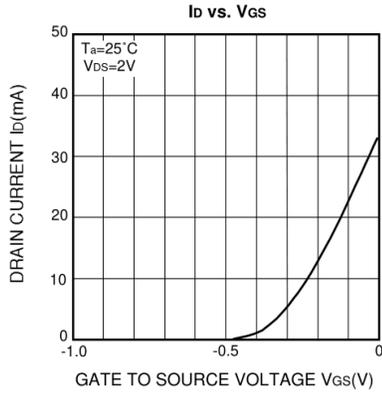
Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit	
			Min	Typ	Max		
V <sub>(BR)GDO</sub>	Gate to drain breakdown voltage	I <sub>G</sub> =-10μA	-3	-	-	V	
I <sub>GSS</sub>	Gate to source leakage current	V <sub>GS</sub> =-2V, V <sub>DS</sub> =0V	-	-	50	μA	
I <sub>DSS</sub>	Saturated drain current	V <sub>GS</sub> =0V, V <sub>DS</sub> =2V	15	-	60	mA	
V <sub>GS(off)</sub>	Gate to source cut-off voltage	V <sub>DS</sub> =2V, I <sub>D</sub> =500μA	-0.1	-	-1.5	V	
gm	Transconductance	V <sub>DS</sub> =2V, I <sub>D</sub> =10mA	-	75	-	mS	
G <sub>s</sub>	Associated gain	V <sub>DS</sub> =2V, I <sub>D</sub> =10mA f=12GHz	12.0	13.5	-	dB	
NF <sub>min.</sub>	Minimum noise figure		MGF4916G	-	-	0.80	dB
			MGF4919G	-	-	0.50	dB

Nov. '97

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR (GaAs FET)  
**MGF491xG Series**

**SUPER LOW NOISE InGaAs HEMT**

**TYPICAL CHARACTERISTICS** ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )



## MITSUBISHI SEMICONDUCTOR (GaAs FET)

## MGF491xG Series

## SUPER LOW NOISE InGaAs HEMT

**S PARAMETERS** (Ta=25°C, Vds=2V, Id=10mA)

Freq. (GHz)	S11		S21		S12		S22		K	MSG/MAG (dB)
	Mag.	Angle	Mag.	Angle	Mag.	Angle	Mag.	Angle		
1	0.990	-22.3	5.775	158.1	0.020	71.9	0.533	-19.2	0.10	28.8
2	0.967	-40.6	5.585	140.6	0.035	61.8	0.514	-33.4	0.19	26.5
3	0.925	-53.2	5.401	128.9	0.051	53.3	0.489	-42.9	0.27	24.3
4	0.874	-70.9	5.161	111.8	0.064	42.4	0.457	-58.2	0.35	21.6
5	0.831	-88.8	4.899	96.8	0.075	29.3	0.424	-71.6	0.43	19.8
6	0.783	-105.7	4.626	80.8	0.083	19.0	0.391	-87.5	0.50	18.1
7	0.743	-120.6	4.316	67.9	0.087	9.1	0.369	-100.6	0.57	16.8
8	0.706	-132.1	4.100	56.4	0.090	4.1	0.357	-110.8	0.64	15.9
9	0.682	-144.7	3.887	43.2	0.093	-6.4	0.357	-122.3	0.69	15.1
10	0.670	-159.1	3.765	30.1	0.094	-14.3	0.351	-133.0	0.72	14.7
11	0.639	-171.8	3.617	17.5	0.095	-24.4	0.339	-143.5	0.80	14.0
12	0.617	175.3	3.526	4.5	0.096	-33.5	0.329	-154.0	0.86	13.5
13	0.591	163.1	3.421	-8.1	0.094	-42.5	0.328	-163.9	0.91	13.0
14	0.571	152.9	3.349	-17.4	0.094	-50.9	0.328	-171.3	0.95	12.7
15	0.565	140.1	3.333	-29.6	0.096	-61.1	0.343	179.5	0.96	12.7
16	0.560	125.8	3.349	-44.4	0.098	-74.1	0.351	170.5	0.98	12.7
17	0.533	109.8	3.356	-59.9	0.101	-88.8	0.337	161.8	1.01	12.5
18	0.484	91.2	3.337	-77.0	0.104	-105.1	0.310	151.6	1.11	12.1

**NOISE PARAMETERS** (Ta=25°C, Vbs=2V, Id=10mA)

Freq. (GHz)	$\Gamma_{opt}$		Rn ( $\Omega$ )	NFmin.(dB)		Gs (dB)
	Magn.	Angle(deg.)		MGF4916G	MGF4919G	
4	0.76	49	12.5	0.31	0.24	18.3
8	0.59	95	4.7	0.47	0.35	15.9
12	0.48	139	2.3	0.60	0.45	13.5
14	0.41	166	1.8	0.69	0.50	12.3
18	0.34	-142	1.5	0.88	0.61	9.9

# Anexo B

## ESPECIFICACIONES DEL MATERIAL DE SUSTRATO DIELÉTRICO RF-30



Your Dreams, Our Challenge



### RF-30 Low Cost Antenna Laminate

RF-30 is an organic ceramic laminate that combines the benefits of woven glass reinforced fluoropolymer chemistry with the thermal, mechanical and electrical enhancements of ceramic elements. RF-30 is the best value for the low cost, high performance demands of microwave and radio frequency antenna applications.

The low dissipation factor, thermal stability and smooth surface profile minimize phase shift with frequency and temperature, and yield exceptionally low intermodulation performance. RF-30 is ideally suited for long (up to 102") printed circuit base station antennas.

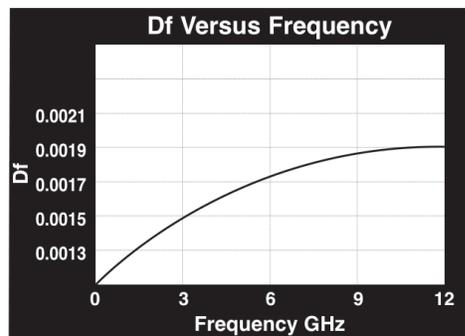
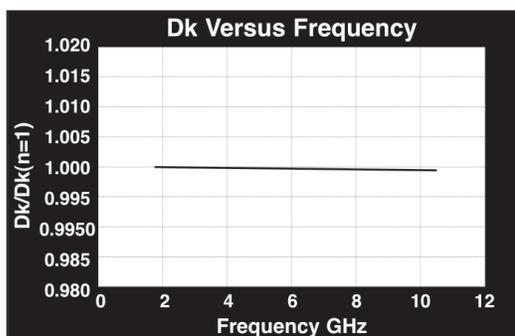
RF-30 has excellent peel strength for high temperature assembly and power handling requirements. RF-30 is dimensionally stable due to the use of woven fabrics in its design.

RF-30 laminates are generally ordered clad on both sides with 1 oz. electrodeposited copper.

RF-30 laminates exhibit flammability of V-0 and are tested in accordance with IPC-TM 650.

#### Benefits & Applications:

- Low Cost
  - Excellent Peel Strength
  - Exceptionally Low Dissipation Factor
  - Excellent Intermodulation Performance
  - Low Moisture Absorption
  - Enhanced Surface Smoothness
- 
- RF/Microwave Antennas



**Asia/Australia**  
Korea Taconic Company  
Republic of Korea  
Tel: +82-31-704-1858  
sales@taconic.co.kr  
www.agc-multimaterial.com

**China**  
Taconic Advanced Material Co., Ltd.  
Suzhou City, China  
Tel: +86-512-286-7170  
tssales@taconic.co.kr  
www.agc-multimaterial.com

**Europe/Middle East**  
AGC Multi Material Europe SA  
Lannemezan, France  
Tel: +33-05-6298-5290  
neltecsales@agc-nelco.com  
www.agc-multimaterial.com

**North & South America**  
AGC Multi Material America, Inc.  
Tempe, AZ USA 85281  
Tel: (602) 679-9196  
agc-ml.usrfbu@agc.com  
www.agc-multimaterial.com



Your Dreams, Our Challenge

TACONIC

RF-30 Typical Values					
Property	Test Method	Unit	Value	Unit	Value
Dielectric Constant @ 1.9 GHz	IPC-TM-650 2.5.5		3.00		3.00
Dissipation Factor @ 1.9 GHz	IPC-TM-650 2.5.5		0.0014		0.0014
Moisture Absorption	IPC-TM-650 2.6.2.1	%	0.02	%	0.02
Dielectric Breakdown	IPC-TM-650 2.5.6	kV	>60	kV	>60
Volume Resistivity	IPC-TM-650 2.5.17.1 (Humidity Conditioning)	Mohm/cm	1.26 x 10 <sup>9</sup>	Mohm/cm	1.26 x 10 <sup>9</sup>
Surface Resistivity	IPC-TM-650 2.5.17.1 (Humidity Conditioning)	Mohm	1.46 x 10 <sup>8</sup>	Mohm	1.46 x 10 <sup>8</sup>
Arc Resistance	IPC-TM-650 2.5.1	Seconds	>180	Seconds	>180
Flexural Strength (MD)	ASTM D 790	psi	>13,000	N/mm <sup>2</sup>	>90
Flexural Strength (CD)	ASTM D 790	psi	>9,000	N/mm <sup>2</sup>	>62
Tensile Strength (MD)	ASTM D 638	psi	16,000	N/mm <sup>2</sup>	111
Tensile Strength (CD)	ASTM D 638	psi	8,000	N/mm <sup>2</sup>	55
Peel Strength (1 oz ED)	IPC-TM-650 2.4.8 (Thermal Stress)	lbs/ in	10.0	N/mm	1.8
Dimensional Stability (MD)	IPC-TM-650 2.4.39	in/in	0.00004	mm/mm	0.00004
Dimensional Stability (CD)	IPC-TM-650 2.4.39	in/in	-0.00010	mm/mm	-0.00010
Thermal Conductivity	ASTM F 433	W/M*K	0.23	W/M*K	0.23
CTE (X-Y)	ASTM D 3386 (TMA)	ppm/°C	11-21	ppm/°C	11-21
CTE (Z)	ASTM D 3386 (TMA, 25-100°C)	ppm/°C	125	ppm/°C	125
Outgassing (% TML)	ASTM E 595*	%	0.02	%	0.02
Outgassing (% CVCM)	ASTM E 595*	%	0.00	%	0.00
Outgassing (% WVR)	ASTM E 595*	%	0.02	%	0.02
Flammability Rating	UL 94		V-0		V-0
Hardness	Rockwell M Scale		34		34

\*As reported by NASA. See [http://outgassing.nasa.gov/og\\_disclaimer.html](http://outgassing.nasa.gov/og_disclaimer.html).

All reported values are typical and should not be used for specification purposes. In all instances, the user shall determine suitability in any given application.

Designation	Dk
RF-30	3.00 ± 0.10

Typical Thicknesses <sup>1</sup>	
Inches	mm
0.0100	0.25
0.0200	0.50
0.0300	0.76
0.0600	1.52

Available Sheet Sizes <sup>2</sup>	
Inches	mm
12 x 18	304 x 457
16 x 18	406 x 457
18 x 24	457 x 610
16 x 36	406 x 914
24 x 36	610 x 914
Long Laminates	
36 x 60	914 x 1526
36 x 76	914 x 1930
36 x 102	914 x 2590

<sup>1</sup> Please call for availability of other thicknesses.

<sup>2</sup> Standard sheet size is 36" x 48" (914 mm x 1220 mm). Please call for availability of other sizes.

Please see our Product Selector Guide for Information on other available copper cladding.

An example of our part number is:  
**RF-30-0600-CV1/CV1 - 18" x 24" (457 mm x 610 mm)**



Rev. 6/21

# Anexo C

## ESPECIFICACIONES DEL ANALIZADOR DE REDES KEYSIGHT

TECHNICAL  
OVERVIEW

### FieldFox Handheld Analyzers

4/6.5/9/14/18/26.5/32/44/50/54 GHz

N9913B	N9950B	N9933B	N9960B
N9914B	N9951B	N9934B	N9961B
N9915B	N9952B	N9935B	N9962B
N9916B	N9953B	N9936B	N9963B
N9917B		N9937B	
N9918B		N9938B	





## FieldFox Handheld Analyzers

The Keysight FieldFox handheld analyzers can withstand your toughest working conditions with a ruggedized yet light weight and portable battery powered design for making measurements for RF devices like cables, antennas, filters, amplifiers, and signal/spectrum analysis. Create your specialized handheld analyzer solution by selecting FieldFox options and features to address cable and antenna test (CAT) spectrum analysis (SA) or vector network analysis (VNA) real time spectrum analyzer and over the air digital demodulation analysis required for your application. The FieldFox analyzers are always ready to make RF measurements, ensuring every operating mode is flexible enough to meet the needs of novices and experts alike.

This technical overview provides details of the standard FieldFox handheld analyzer features as well as selectable options for addressing your specific application needs.

## Why choose FieldFox?

- Ideal 5G deployment and field-testing tool with 100 MHz real-time bandwidth and over-the-air (OTA) measurements
- Ability for 5G, satellite and radar operators to make true RF coverage measurements, up to 54 GHz and beyond, and beamforming verification with phased array antenna support
- Simplified field signal monitoring with wideband capture and recording of fully corrected IQ data
- Highly efficient radar and EW systems diagnostics with spectrum analysis, full 2-port VNA, power meter, pulse and noise figure measurements and results that correlate with high-performance bench top instruments
- Durable handheld analyzers that can withstand your toughest working conditions

## Designed for You and the Work You Do Everyday

### Carry FieldFox wherever you need to go

- Kit friendly at 7.35 lb. (3.34 kg) for the N991B/3xB and N995xB/6xB
- Large buttons are easy to operate, even when wearing gloves
- Field swappable battery lasts up to 4 hours
- Non-slip rubber grip securely fits in your hands and won't slide off the hood of your vehicle
- Vertical "portrait" orientation makes it easy to hold and operate at the same time

### Field-proof usability for better answers in less time

- Bright, low-reflection display and backlit keys enable easy viewing in direct sunlight or darkness
- Intuitively designed user interface for your workflow, enabling measurements in fewer key presses
- One-button measurements simplify complex setups and ensure quick, accurate results with confidence
- Calibration Wizard guides user to ensure simple and accurate calibrations
- Standard three-year warranty ensures field confidence, especially in harsh environments
- 5-, 7- and 10-year warranties are also available

### Designed for your toughest working conditions

- Rugged enough to meet MIL-specs
- Completely sealed instrument enclosure provides measurement stability in harsh environments, -10 to +55 °C, (14 to 131 °F)
- Specially designed to protect instrument from damage due to drops, shock or other external impacts
- Water-resistant chassis, keypad and case withstand wide temperature ranges and salty, humid environments
- Meets MIL-PRF-28800F Class 2 requirements
- Type tested and meets MIL-STD-810G, Method 511.5, Procedure I requirements for operation in explosive environments
- Type tested and meets IEC/EN 60529 requirements for ingress protection



Easily operate FieldFox, even when wearing gloves, through the large front panel keys



Read measurements in direct sunlight with the transfective display



Count on extended instrument reliability with Field Fox's dust-free design: no vents or conventional fans.



RF and microwave signal analyzer Base: Spectrum analyzer		"Combination" analyzers Base: Cable and antenna analyzer	
Up to 120 MHz bandwidth Built-in power meter Pulse measurements Channel scanner GPS receiver Real-time spectrum analyzer PathWave 89600 VSA software connection Surveyor 4D software connection IQ analyzer/IQ data streaming Noise figure Over-the-Air (OTA) LTE FDD/TDD and 5G Indoor and outdoor mapping EMF measurements (general and 5G) EMI measurements			
Full-band tracking generator		Spectrum analyzer	
Full-band preamplifier		Vector network analyzer	
USB power sensor		TDR cable measurements	
Vector network analyzer (VNA)		Spectrum analyzer (SA)	
Frequency range	30/300 kHz to 54 GHz <sup>1</sup>	Frequency range	5 kHz to 54 GHz
System dynamic range	117 dB	Spur-free dynamic range	>104 dB at 2.4 GHz
Trace noise	0.001 dB	Amplitude accuracy	0.2 dB
Directivity	39 dB	Phase noise	-117 dBc/Hz
Output power	9 dBm	DANL (preamp on)	-163 dBm
Calibrations	CalReady, SOLT, WG, Unknown thru, Response Cal, Ecal	CW/tracking generator	30/300 kHz to 54 GHz
		Input related spur	-80 dBm
		TOI	+13 dBm @ 2.4 GHz

1. Under VNA, 300 kHz starting frequency is for N995xB; under SA, tracking generator starting frequency of 300 kHz is for N995xB or N996xB.

Pick Up FieldFox for its Ergonomics



... and Depend on Its Durability and Convenience



For 9913/14/15/16/17/33/34/35/37B, and N9938B without Option 100



For N9950/51/52/60/61/62B, N9953/63B (54 GHz) are with 1.85 mm (m) connectors.

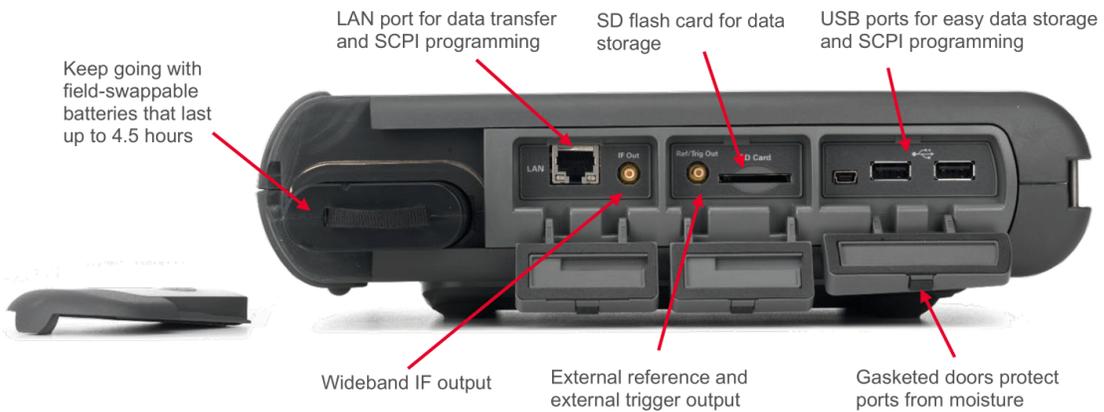
Connector bay protects RF connectors

Get precise location using the built-in GPS receiver

Quick connect shoulder strap clips

\* For N9918B, and N9938B (with Option 100) only

**RIGHT SIDE**



**LEFT SIDE**

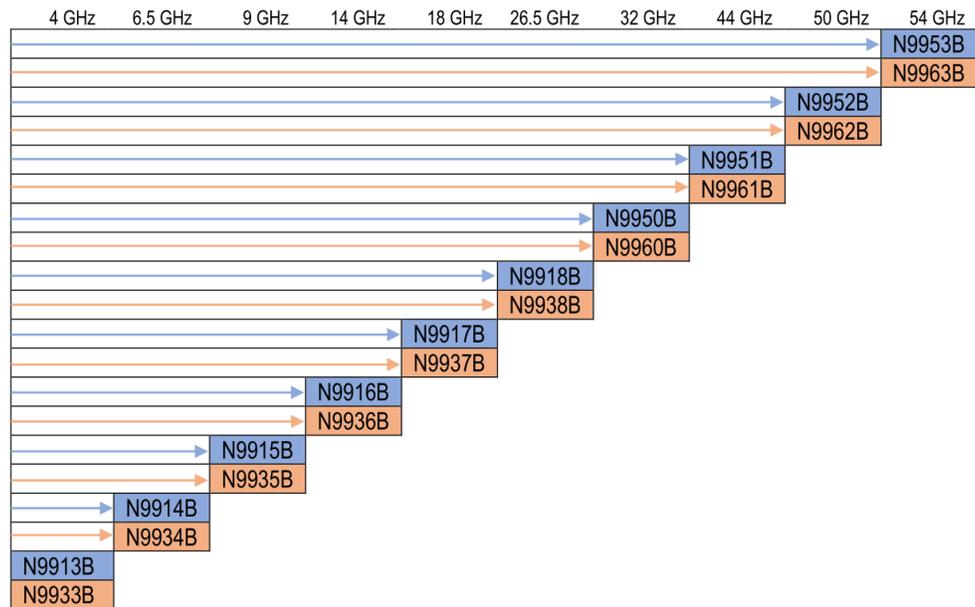
Built-in DC supply for powering external bias-tees, probes, and active devices



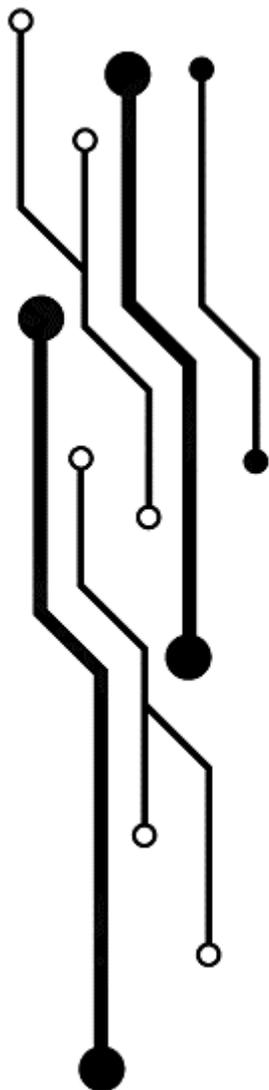
## Choose the FieldFox that Meets Your Needs

Microwave (Combination) analyzer

Signal analyzer (SA)



Extracto obtenido de: <https://www.keysight.com/mx/en/assets/7018-06517/technical-overviews/5992-3703.pdf>



# APÉNDICE

# Apéndice A

## PUBLICACIONES Y PONENCIAS

- ✓ **Diseño de un amplificador de bajo ruido a una frecuencia de trabajo de 2.0 GHz.**  
Presentado en el XX Congreso Nacional de Ingeniería Electromecánica y de Sistemas (CNIES) 2021, CDMX.

ARTÍCULO NO. 057  
ARTÍCULO ACEPTADO POR REFEREO

XX CONGRESO NACIONAL DE INGENIERÍA  
ELECTROMECÁNICA Y DE SISTEMAS (CNIES 2021)

### Diseño de un amplificador de bajo ruido a una frecuencia de trabajo de 2.0 GHz

Susana Mera Cruz, Abimael Velázquez Ortiz, Martha Cecilia Galaz Larios y Luis Manuel Rodríguez Méndez  
Av. IPN s/n, ESIME-Z, Telecomunicaciones Edif. Z4 3<sup>er</sup> piso, Gustavo A. Madero, 07340, Cd. De México.  
[smerac1500@alumno.ipn.mx](mailto:smerac1500@alumno.ipn.mx), [avelazquezol500@alumno.ipn.mx](mailto:avelazquezol500@alumno.ipn.mx), [mgalaz@ipn.mx](mailto:mgalaz@ipn.mx) y [lrodriguezmu@ipn.mx](mailto:lrodriguezmu@ipn.mx)

**Resumen**— El presente trabajo describe el proceso para diseñar un amplificador de bajo ruido a una frecuencia de trabajo de 2.0 GHz, el cual es empleado principalmente en sistemas de comunicación móviles o inalámbricos, radares y sistemas de comunicaciones, que consta de un transistor de alta movilidad de electrones (HEMT). Además, se presenta un análisis de los resultados obtenidos en cada una de las etapas del modelado del dispositivo.

**Palabras Clave** — Amplificador de Bajo Ruido, Figura de Ruido, Parámetros de Dispersión (S), Redes de Adaptación, Red de Estabilización y Red de Polarización.

**Abstract**— The present work describes the process to design a low noise amplifier at a working frequency of 2.0 GHz, which is used mainly in mobile or wireless communication systems, radars and communication systems, which consists of a high mobility transistor of electrons (HEMT). In addition, an analysis of the results obtained in each of the stages of the modeling of the device is presented.

**Keywords** — Adaptation Networks, Polarization Network, Stabilization Network, Dispersion Parameters (S), Low Noise Amplifier and Noise Figure.

#### I. INTRODUCCIÓN

En un receptor de comunicaciones el amplificador de bajo ruido es la primera etapa de la cadena del receptor, es decir, es el primer dispositivo electrónico que encuentran las señales recibidas por una antena receptora y su función principal es amplificar las señales débiles capturadas, antes de que etapas posteriores añadan más ruido, con la premisa de que el ruido que incorpore este amplificador debe ser muy pequeño [1].

Como es sabido, en un receptor de alta frecuencia, es el primer elemento quien más contribuye al ruido total (ecuación de Friss), por esta razón se busca que el primer amplificador agregue el mínimo ruido posible con una ganancia aceptable, aunque esto no siempre es posible, por lo tanto, es probable que se tenga que sacrificar la ganancia y darle prioridad al mínimo ruido. La potencia de entrada en un receptor es lo suficientemente débil como para no saturar al amplificador de bajo ruido, esto evita que opere en saturación y que se puedan presentar armónicos o productos por intermodulación indeseables.

Este trabajo está dividido de la siguiente manera, la sección II describe el proceso para diseñar un amplificador de bajo ruido, la sección III detalla y presenta un análisis de los resultados obtenidos en el modelado del dispositivo en cada una de sus fases. Finalmente, se presenta una conclusión.

#### II. METODOLOGÍA/DESARROLLO

Las tecnologías más utilizadas para el desarrollo de amplificadores de bajo ruido son: SiGe, GaAs, InP, InGaAs, InGaAsAl, etc. En este trabajo se ha decidido utilizar un transistor de efecto de campo tipo HEMT de InGaAs, el cual a alta frecuencia presenta principalmente ruido térmico.

Para realizar el diseño de un amplificador de bajo ruido con fines prácticos a una frecuencia de trabajo de 2.0 GHz, con aplicación a sistemas de recepción dentro de la banda S (como sistemas de comunicación móviles o inalámbricos, radares y satélites de comunicaciones), se implementó la siguiente metodología:

1. Definir los requerimientos del amplificador: Se elige el transistor, que opere a la frecuencia de trabajo definida, para este diseño se implementó el transistor ATF-38143 (HEMT) de bajo ruido, con un rango de operación de los 450 MHz hasta los 10 GHz. Posteriormente, obtener los parámetros-S y mínimo ruido por medio de un software de diseño tecnológico asistido por computadora, para observar las condiciones de trabajo del transistor.
2. Verificar si el transistor es estable en la frecuencia de diseño. Para esto se deben cumplir las condiciones establecidas en las expresiones (1) y (2), donde el factor de estabilidad  $k$  debe ser mayor a uno, y el resultado del determinante debe ser menor a uno.

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

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (2)$$

3. En caso de que el transistor no sea estable, entonces se tendrán que agregar redes de estabilización. Para el diseño del amplificador antes mencionado, el transistor no era estable a 2.0 GHz, por lo que se estabilizó mediante acoplamientos de inductancias, es decir, se

ARTÍCULO NO. 057  
ARTÍCULO ACEPTADO POR REFEREO

agregó una inductancia de 1 nH entre la terminal de fuente (source) del transistor y tierra (ver Fig. 1).

4. Enseguida, se obtienen las redes de acoplamiento a la entrada y salida mediante líneas y stubs, utilizando los círculos de ganancia para la carga y fuente del transistor, así como el círculo de ruido. Cabe resaltar que en los amplificadores de bajo ruido siempre debe existir un compromiso entre la ganancia de entrada y el ruido.
5. Con lo anterior se ejecuta un modelado para verificar que se cumplen con los parámetros de diseño. Conociendo las propiedades del material dieléctrico en el que se va a diseñar el amplificador, se calculan las dimensiones de las líneas de transmisión. Para este diseño se tomó el material dieléctrico TMM10.
6. Una vez que se tienen las características del material dieléctrico, se realiza la transformación de las redes de acoplamiento ideales a líneas reales.
7. A continuación, se deben diseñar las redes de polarización y cumplir con las condiciones de alimentación.
8. Finalmente, se efectúa el modelado final, para verificar que se cumplen con los parámetros de diseño y realizar la generación del "layout" o pistas para la construcción del amplificador.

En la Fig. 1 se muestra el circuito diseñado resultante del modelado, aquí se observan las redes de acoplamiento de entrada y salida mediante microcintas en configuración línea y stub, también podemos apreciar la red de estabilización y polarización mediante un arreglo de inductancias y capacitancias conectadas a las terminales de fuente del transistor.

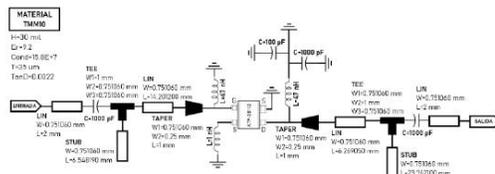


Fig. 1.- Circuito diseñado del amplificador de bajo ruido, constituido por redes de estabilización, acoplamiento y polarización con el transistor ATF-38143 y material dieléctrico TMM10.

III. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En las Figs. 2 y 3 se muestra la respuesta del transistor sin tener redes de acoplamiento ni de estabilización. Para el coeficiente de reflexión a la entrada del dispositivo ( $S_{11}$ ) a 2.0 GHz, se tienen -9.1 dB, lo que significa que se refleja el 35.07% de la señal de entrada. Para el coeficiente de reflexión a la salida

XX CONGRESO NACIONAL DE INGENIERÍA  
ELECTROMECAÁNICA Y DE SISTEMAS (CNIES 2021)

del dispositivo ( $S_{22}$ ) a 2.0 GHz, se tiene un valor de -8.8 dB, lo que indica que refleja el 36.30% de la señal de salida. Ahora, en el coeficiente de transmisión entre entrada-salida o ganancia directa ( $S_{21}$ ), se tiene un valor de 11.496 dB, quiere decir, que se amplifica la señal de entrada 3.75 veces de su valor original. Como podemos apreciar estos resultados podrían ser aceptables, sin embargo, el transistor es altamente inestable, por lo que tendrá el riesgo de oscilar. El ruido mínimo que presenta el transistor es de 0.326 dB (ver Fig. 3).

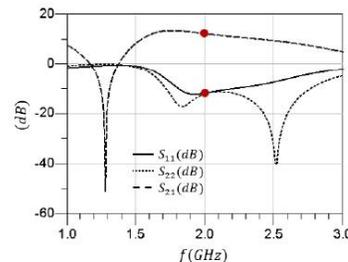


Fig. 2.- Parámetros de dispersión obtenidos en el transistor a 2.0 GHz sin red de estabilización y sin redes de adaptación a la entrada y salida.

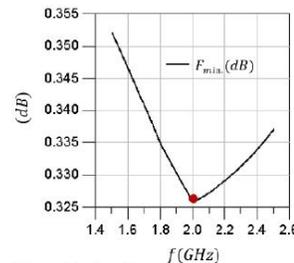


Fig. 3 - Mínimo ruido obtenido en el transistor a 2.0 GHz sin red de estabilización y sin redes de adaptación a la entrada y salida.

En las Figs. 4 y 5 se presenta la respuesta del transistor utilizando redes de estabilización y redes de acoplamiento para la entrada y salida, para el coeficiente de reflexión a la entrada del dispositivo ( $S_{11}$ ) a 2.0 GHz, se tienen -17.3 dB, lo que significa que se refleja el 13.64% de la señal de entrada. Para el coeficiente de reflexión a la salida del dispositivo ( $S_{22}$ ) a 2.0 GHz, se tiene un valor de -16.2 dB, lo que indica que refleja el 15.48% de la señal de salida. Ahora, en el coeficiente de transmisión entre entrada-salida o ganancia directa ( $S_{21}$ ), se tiene un valor de 11.8 dB, quiere decir, que se amplifica la señal de entrada casi 4 veces de su valor original. El ruido mínimo ahora es de 0.25 dB ligeramente menor al ruido sin optimizar.

ARTÍCULO NO. 057  
ARTÍCULO ACEPTADO POR REFEREO

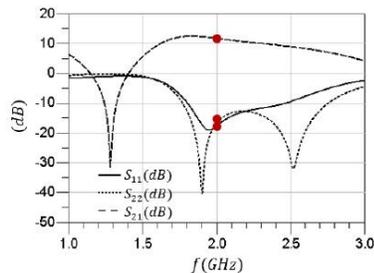


Fig. 4.- Parámetros de dispersión obtenidos en el amplificador a 2.0 GHz, tras haber utilizado red de estabilización y redes de adaptación a la entrada y salida con líneas reales y material de sustrato TMM10.

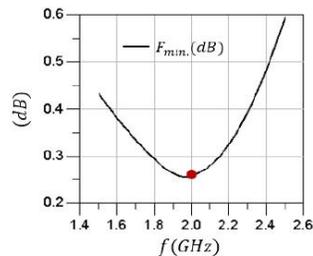


Fig. 5.- Mínimo ruido obtenido en el amplificador a 2.0 GHz, tras haber utilizado red de estabilización y redes de adaptación a la entrada y salida con líneas reales y material de sustrato TMM10.

En resumen, a continuación, se presenta en la Tabla 1 una comparación de los resultados obtenidos en el modelado de cada una de las etapas del diseño del amplificador de bajo ruido.

TABLA 1  
RESULTADOS DE PARÁMETROS-S Y MÍNIMO RUIDO DEL TRANSISTOR ATF-38143 CON Y SIN REDES DE ACOPLAMIENTO EN LÍNEAS REALES A UNA FRECUENCIA DE OPERACIÓN DE 2.0 GHz

PARÁMETROS-S Y RUIDO	SIN REDES DE ACOPLAMIENTO	CON REDES DE ACOPLAMIENTO (LÍNEAS REALES)
Coefficiente de reflexión a la entrada ( $S_{11}$ )	-9.104 dB	-17.30 dB
Coefficiente de reflexión a la salida ( $S_{22}$ )	-8.822 dB	-16.214 dB
Coefficiente de transmisión entre entrada-salida o ganancia ( $S_{21}$ )	11.496 dB	11.878 dB
Mínimo Ruido ( $F_{min}$ )	0.351 dB	0.258 dB

XX CONGRESO NACIONAL DE INGENIERÍA ELECTROMECAÁNICA Y DE SISTEMAS (CNIES 2021)

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha llevado a cabo el diseño de un amplificador de bajo nivel de ruido utilizando una frecuencia de operación de 2 GHz para aplicación principalmente en sistemas de recepción en la banda S, donde se ha empleado un transistor tipo HEMT. Además, se propone una metodología de diseño y posteriormente se realizó la comparación de la respuesta del amplificador de bajo ruido con redes de estabilización y de acoplamiento contra el transistor sin optimizar, donde se ha observado una importante mejora en todos los aspectos de acoplamiento y ruido.

Derivado de estos resultados, el próximo paso es la fabricación y caracterización del dispositivo para verificar el correcto funcionamiento y operación del amplificador que permita la recepción en un sistema de comunicaciones.

Por otro lado, es importante mencionar que en el mercado de las telecomunicaciones existen estos dispositivos y algunos incluso con mejores propiedades que las alcanzadas en este estudio, sin embargo, de acuerdo con los resultados obtenidos, se muestra que se pueden mejorar aún más las características del diseño, con el objetivo de reducir costos, tamaño y obtener mejores prestaciones tanto en frecuencia, ganancia y ruido.

REFERENCIAS

- [1] Martí P., 2016, *Subsistemas de Radiocomunicaciones Analógicas*, vol. 1, (España: Universidad Oberta de Catalunya), p 15.
- [2] Maral G., Bousquet M., 2009, *Satellite Communications Systems*, vol. 5, (UK: WILEY), pp 408-410.
- [3] Neri-Vela R., Landeros-Ayala S., 2015, *Comunicaciones por Satélite*, vol. 1, (México: Universidad Veracruzana), pp 161-170.
- [4] Ortega-García V., 2005, *Diseño de un Amplificador de Bajo Ruido para Comunicaciones Inalámbricas Locales*, (Tesis de Maestría), Instituto Politécnico Nacional, Ciudad de México, México, pp 7-8.
- [5] Schweber B., 2013, *Comprender los Principios Básicos de los Amplificadores de Potencia y de Bajo Ruido en Diseños Inalámbricos*. Electronic Products, vol. 10.
- [6] Pérez-Sánchez G., 2011, *Desarrollo de un Amplificador de Bajo Nivel de Ruido para Redes Inalámbricas W-LAN*, (Tesis de Maestría), Instituto Politécnico Nacional, Ciudad de México, México, pp 62-88

- ✓ **Diseño de Elementos para un Sistema de Comunicación Satelital a 12.0 GHz.**  
Presentado en el Congreso IEEE RVP-AI/ROC&C' 2022, Acapulco Guerrero.

## Diseño de Elementos para un Sistema de Comunicación Satelital a 12.0 GHz

Susana Mera Cruz  
Sección de Estudios de Posgrado  
e Investigación  
ESIME, Instituto Politécnico  
Nacional  
Ciudad de México, México  
[smerac1500@alumno.ipn.mx](mailto:smerac1500@alumno.ipn.mx)

Abimael Velázquez Ortiz  
Sección de Estudios de Posgrado  
e Investigación  
ESIME, Instituto Politécnico  
Nacional  
Ciudad de México, México  
[avelazquezol500@alumno.ipn.mx](mailto:avelazquezol500@alumno.ipn.mx)

Martha Cecilia Galaz Larios  
Centro Mexicano para la  
Producción más Limpia  
Instituto Politécnico Nacional  
Ciudad de México, México  
[mgalaz@ipn.mx](mailto:mgalaz@ipn.mx)

Luis Manuel Rodríguez Méndez  
Sección de Estudios de Posgrado  
e Investigación  
ESIME, Instituto Politécnico  
Nacional  
Ciudad de México, México  
[lrodriguezmn@ipn.mx](mailto:lrodriguezmn@ipn.mx)

**Resumen**—El presente artículo presenta el diseño de un amplificador de bajo ruido (LNA), un amplificador de potencia (PA) y un arreglo de antenas a una frecuencia de operación de 12.0 GHz, para aplicación a enlaces satelitales. Además, se muestra un análisis de los resultados obtenidos.

**Palabras Clave**—amplificador de bajo ruido, amplificador de potencia, parámetros de dispersión (S), figura de ruido, antenas, arreglos, parche.

**Abstract**—This article presents the design of a low noise amplifier (LNA), a power amplifier (PA) and an antenna array at an operating frequency of 12.0 GHz, for application to satellite links. In addition, an analysis of the results obtained is shown.

**Keywords** —low noise amplifier, power amplifier, dispersion parameters (S), noise figure, antennas, arrays, patch.

### INTRODUCCIÓN

En los últimos años, las comunicaciones satelitales han generado un gran impacto e importancia debido al desarrollo digital del ecosistema 5G y la necesidad de ofrecer una conectividad de mayor velocidad, mínima latencia, flexibilidad y rendimiento exponencial en el número de dispositivos conectados. Debido a esto, los avances tecnológicos en los servicios satelitales consisten en trabajar en las bandas Ku y Ka, empleando sistemas compactos y de bajo costo que permitan el aporte de mayores beneficios en los servicios satelitales.

En un sistema de comunicación satelital, el amplificador de bajo ruido o LNA (acrónimo del inglés: *Low Noise Amplifier*), es la primera etapa de la recepción y su principal función es amplificar las señales débiles que son capturadas a un valor útil para etapas posteriores, bajo la condición de que el ruido que agregue el amplificador debe ser mínimo [1]. Así, para los LNA los parámetros fundamentales son: la ganancia con valores típicos entre 10 y 20 dB, y la figura de ruido en el rango de 0.5 a 1.5 dB [2]. Al mismo tiempo, en la transmisión del sistema, el amplificador de potencia o PA (acrónimo del inglés: *Power Amplifier*) se sitúa en la última etapa y es un dispositivo electrónico capaz de elevar la magnitud de potencia de una señal de entrada para transmitirla con la máxima eficiencia posible [1]. Sus principales parámetros son: la ganancia con valores entre 10 y 30 dB, y potencia de salida de 20 a 40 dB. Por otro lado, para recibir y transmitir las señales se requiere

una antena, sin embargo, debido a la alta frecuencia de operación y las ganancias requeridas para enlaces satelitales, las dimensiones de la antena deben ser muy grandes y esto complica la implementación del sistema de comunicación. Por lo tanto, para solucionar esta problemática, se implementan arreglos de antenas, los cuales son el conjunto de una sola antena repetida y ubicada periódicamente en un plano, con la finalidad de mejorar las características de ganancia y directividad con dimensiones pequeñas.

Este trabajo está dividido de la siguiente manera, en la sección II se muestra el diseño y análisis de los resultados obtenidos en el amplificador de bajo ruido modelado y construido en cada una de sus etapas, del mismo modo, la sección III describe la configuración de diseño y el análisis de los valores obtenidos tras el modelado del amplificador de potencia, la sección IV describe el diseño y los resultados del arreglo de antenas. Finalmente, se presenta una conclusión.

### I. AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

En la Fig. 1 se muestra el diseño del circuito de un amplificador de bajo ruido a una frecuencia de operación de 12.0 GHz, basado en el transistor HEMT MGF-4919G de tecnología InGaAs, y material de sustrato RF-30 con las siguientes características:  $h=0.508\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=3.0$ ,  $T=35\mu\text{m}$  y  $\text{TanD}=0.0014$ , donde se observan las redes de polarización y adaptación a la entrada y salida mediante microcintas en configuración línea y stub.

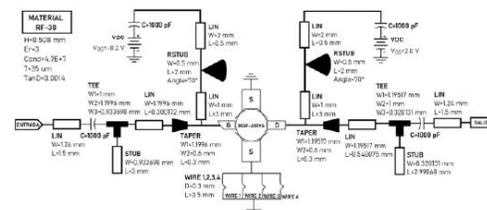


Fig. 1. Circuito diseñado del amplificador de bajo ruido, constituido por redes de acoplamiento y polarización con el transistor HEMT MGF-4919G y material de sustrato RF-30.

En la Fig. 2a se presenta la respuesta del modelado del circuito de la Fig. 1, obtenido mediante un programa de diseño asistido por computadora. Para el coeficiente de reflexión a la entrada del dispositivo ( $S_{11}$ ) a 12.0 GHz, se tienen -13.084 dB, lo que significa que se refleja el 4.91% de la señal de entrada. Para el coeficiente de reflexión a la salida ( $S_{22}$ ) a 12.0 GHz, se tiene un valor de -11.157 dB, lo que indica que se refleja el 7.66% de la señal de salida. Ahora, el coeficiente de transmisión entre entrada-salida o ganancia directa ( $S_{21}$ ), es sin duda uno de los parámetros más importantes del diseño, donde se observa que a 12.0 GHz tiene un valor de 13.920 dB, quiere decir que se amplifica la señal de entrada 24.66 veces de su valor original. Por otro lado, para el aislamiento ( $S_{12}$ ), se tienen -19.194 dB e indica que el 1.20% de la señal atraviesa el amplificador de la carga a la fuente.

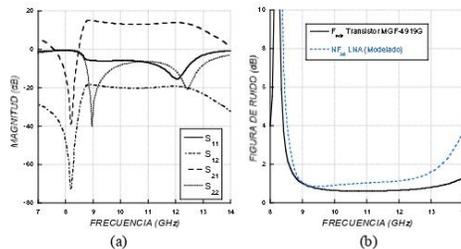


Fig. 2. (a) Parámetros S, (b) mínimo ruido ( $F_{min}$ ) en el transistor MGF-4919G y figura de ruido ( $NF_{50}$ ) obtenidos en el LNA modelado a 12.0 GHz y material de sustrato RF-30.

En la Fig. 2b, se muestra la respuesta de la mínima figura de ruido ( $F_{min}$ ) del transistor proporcionada por el fabricante, y la figura de ruido ( $NF_{50}$ ) conseguida en el LNA es de 1.128 dB, la cual indica el nivel de ruido inyectado por el dispositivo a la señal de entrada.

Una vez obtenido el modelado del dispositivo, se procede a realizar la construcción del dispositivo en el sustrato dieléctrico. En la Fig. 3 se muestra el amplificador de bajo ruido construido, implementando el sustrato dieléctrico RF-30. Se puede observar el dispositivo con los componentes soldados sobre la placa, en el lado derecho se tiene un conector SMA correspondiente al puerto de salida y de lado izquierdo se encuentra otro conector SMA perteneciente al puerto de entrada. El plano de tierra se sitúa en la parte inferior de la placa y las dimensiones físicas del amplificador son de 2.3 x 1.4 cm<sup>2</sup>.

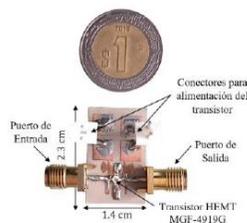


Fig. 3. (a) Amplificador de bajo ruido construido, basado en el transistor HEMT MGF-4919G a una frecuencia de operación de 12.0 GHz.

El proceso de medición del amplificador se lleva a cabo en un analizador de redes, el cual es un equipo de medición que permite visualizar los parámetros más relevantes de las redes que representa todo dispositivo.

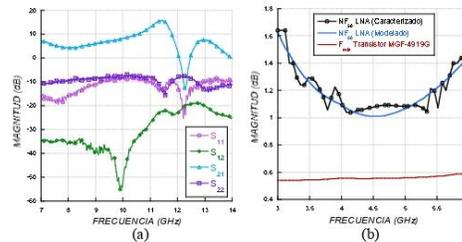


Fig. 4. (a) Parámetros S, (b) mínimo ruido ( $F_{min}$ ) en el transistor MGF-4919G y figura de ruido ( $NF_{50}$ ) obtenidos en el LNA caracterizado a 12.0 GHz y material de sustrato RF-30.

Así, en la Fig. 4 y, se tienen los resultados obtenidos en la caracterización del dispositivo, los cuales son óptimos y coherentes con respecto a los valores del modelado. Se observó que la frecuencia de operación del amplificador de bajo ruido se desplazó 0.5 GHz hacia las bajas frecuencias, es decir, la frecuencia de operación resultó de 11.5 GHz. Este fenómeno es provocado por diversos factores, por mencionar algunos, como; el valor de la constante dieléctrica que cambia ligeramente debido a las condiciones de temperatura, a las sustancias químicas aplicadas durante el proceso de grabado, las pérdidas generales provocadas por los Parámetros S, los conectores SMA o de alimentación.

Además, las características que presentan las curvas del dispositivo modelado con respecto a las de la medición, son similares, ya que, antes de realizar la caracterización no se tenía contemplada la contribución de los efectos parásitos de los conectores de entrada-salida, los cuales contribuyen a que la medición y el modelado presenten ligeras diferencias. Esto se determinó tras observar y estudiar la comparación de resultados finales.

Por otro lado, la caracterización de la figura de ruido se llevó a cabo con un analizador de redes con la facultad de realizar la medición de este parámetro hasta 6.0 GHz. Es evidente que el gráfico de la Fig. 4b no muestra los resultados de la medición de figura de ruido en los valores de frecuencia de operación de interés. Sin embargo, de acuerdo con el gráfico, se puede demostrar que el dispositivo construido cumple con las características de bajo ruido especificadas anteriormente, pues el comportamiento de la figura de ruido obtenida en el diseño modelado es semejante a la de la caracterización del amplificador construido, por lo que se puede demostrar que de este modo el dispositivo funcionará de manera adecuada a la frecuencia de diseño propuesta.

En resumen, en la Tabla I se presenta una comparación de los resultados obtenidos en el modelado del amplificador diseñado por software y de las mediciones obtenidas del amplificador construido.

TABLA I. RESULTADOS DE PARÁMETROS S Y RUIDO DEL LNA MODELADO POR SOFTWARE Y CONSTRUIDO.

PARÁMETROS S Y RUIDO	LNA DISEÑADO Y MODELADO POR SOFTWARE A 12.0 GHz	LNA CONSTRUIDO Y CARACTERIZADO A 11.5 GHz
Coefficiente de reflexión a la entrada ( $S_{11}$ )	-13.084 dB	-12.455 dB
Coefficiente de reflexión a la salida ( $S_{22}$ )	-11.157 dB	-15.904 dB
Coefficiente de transmisión entre entrada-salida o ganancia ( $S_{21}$ )	13.920 dB	15.490 dB
Coefficiente de realimentación entre salida-entrada o ganancia inversa ( $S_{12}$ )	-19.194 dB	-22.580 dB
Figura de Ruido ( $NF_{50}$ )	1.128 dB	—
Ancho de Banda ( $AB$ )	11.96 – 12.60 GHz	10.9 – 11.8 GHz

II. AMPLIFICADOR DE POTENCIA

Ante la necesidad de utilizar los servicios satelitales como una alternativa de conectividad, surge la importancia de dividir o combinar señales de radiofrecuencia (RF) para dirigir las a más de un destino. No obstante, esta tarea resulta ser complicada, ya que se debe evitar el degradamiento de la señal y mantener los requerimientos deseados.

Los acopladores direccionales son elementos pasivos que permiten dividir o combinar la potencia de RF entre varias entradas o salidas, por ello, dado que los circuitos híbridos son direccionales, los acopladores se pueden emplear para dividir una señal y alimentar múltiples amplificadores de baja potencia, para posteriormente recombinar estas señales y obtener un amplificador con alta potencia para alimentar a una antena. De este modo, esta configuración permite el uso de varios amplificadores de baja potencia dando lugar a uno solo de alta potencia y por supuesto, de bajo costo.

Por ello, para el diseño del PA se implementa la misma metodología utilizada para el LNA, colocando acopladores direccionales para obtener más potencia a la salida. De esta manera, en la Fig. 5, se presenta el arreglo diseñado para el PA, donde se emplea el LNA presentado previamente en la sección II, a una frecuencia de operación de 12.0 GHz, con el fin de mantener la ganancia, la linealidad y el bajo nivel de ruido obtenidos en el LNA. También se observa el análisis de la potencia en cada una de las etapas y la que se obtiene a la salida (+20 dBm).

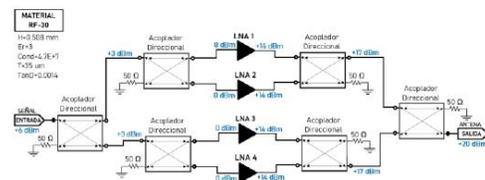


Fig. 5. Circuito diseñado del amplificador de potencia a 12.0 GHz, constituido por el LNA previamente presentado y acopladores direccionales con el material dieléctrico RF-30.

En la Fig. 6 se muestra la respuesta del modelado del circuito de la Fig. 5. Para el coeficiente de reflexión a la entrada ( $S_{11}$ ) y a la salida del dispositivo ( $S_{22}$ ) a 12.0 GHz, se tienen -15.301 dB, lo que significa que se refleja el 2.95% de la señal de entrada y salida respectivamente. Ahora bien, en el coeficiente de transmisión entre entrada-salida o ganancia directa ( $S_{21}$ ) a 12.0 GHz, se tiene un valor de 13.435 dB, quiere decir que se amplifica la señal de entrada 22.05 veces con respecto a su valor original. En el aislamiento ( $S_{12}$ ) se tienen -19.680 dB, lo que indica que el 1.07% de la señal atraviesa el amplificador de la carga a la fuente.

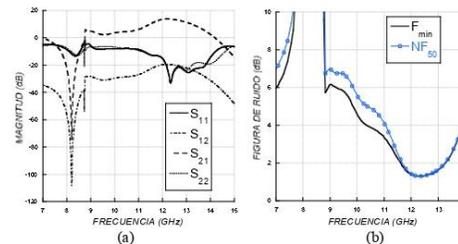


Fig. 6. (a) Parámetros S, (b) mínimo ruido (negro) y Figura de Ruido (azul) obtenidos en el amplificador modelado a 12.0 GHz y material de sustrato RF-30.

Así mismo, en la Fig. 5a, se puede observar que el acoplamiento del amplificador de potencia ha mejorado con respecto al LNA individual modelado (ver Fig. 2a). La ganancia prácticamente se ha mantenido y el ancho de banda es superior, pues el del LNA individual es de 0.64 GHz, mientras que el del PA es de 1.72 GHz. La figura de ruido obtenida en el modelado del LNA es de 1.128 dB y tras colocar los cuatro LNA como se muestra en la Fig. 5, la figura de ruido obtenida es de 1.429 dB, por lo que estos valores son aceptables e importantes para la adecuada operación del amplificador de potencia, porque con esto se asegura que la señal no se degradará o se generarán armónicos indeseados, es decir, la figura de ruido prácticamente se “mantuvo” a pesar de que la ganancia se fue sumando en cada etapa.

Finalmente, en la Fig. 7 se presenta el espectro de potencia de salida, el cual indica que la potencia de salida del PA es de +22.083 dBm. También, se observa que el espectro es de una extremada pureza, sin presencia de armónicos, ni productos de intermodulación. Esto es de gran beneficio en sistemas, ya que se minimiza el deterioro de las señales a demodular.

En resumen, en la Tabla II, se presenta una comparación de los valores obtenidos en el modelado del amplificador de bajo ruido y del amplificador de potencia diseñados por software respectivamente.

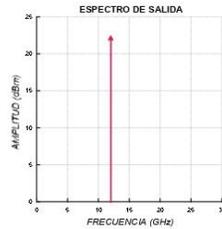


Fig. 7. Potencia de salida obtenida en el modelado del AP a 12.0 GHz.

TABLA II. RESULTADOS DE PARÁMETROS S Y RUIDO DEL DISEÑO DEL LNA Y DEL PA MODELADO POR SOFTWARE.

PARÁMETROS-S Y RUIDO	LNA DISEÑADO Y MODELADO POR SOFTWARE A 12.0 GHz.	LNA DISEÑADO Y MODELADO POR SOFTWARE A 12.0 GHz.
Coefficiente de reflexión a la entrada ( $S_{11}$ )	-13.084 dB	-15.301 dB
Coefficiente de reflexión a la salida ( $S_{22}$ )	-11.157 dB	-15.301 dB
Coefficiente de transmisión entre entrada-salida o ganancia ( $S_{21}$ )	13.920 dB	13.435 dB
Coefficiente de realimentación entre salida-entrada o ganancia inversa ( $S_{12}$ )	-19.194 dB	-19.680 dB
Figura de Ruido ( $NF_{50}$ )	1.128 dB	1.429 dB
Ancho de Banda (AB)	11.96 – 12.60 GHz	11.48 – 13.20 GHz
Potencia de Entrada ( $S_{in}$ )	-	6 dBm
Potencia de Salida ( $S_{out}$ )	+14 dBm	+22.283 dBm

### III. ARREGLO DE ANTENAS

Para el diseño del arreglo de antenas, como primer paso, es necesario diseñar una antena de parche a 12.0 GHz. Para este se utilizó el material de sustrato TLX-09 con las siguientes características:  $h=0.383\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.5$ ,  $T=35\mu\text{m}$  y  $\text{TanD}=0.0015$ .

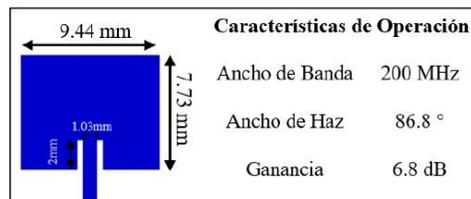


Fig. 8. Dimensiones y características de operación de la antena de parche a 12.0 GHz.

Como se muestra en la Fig. 8, las dimensiones calculadas del ancho y largo de la antena permiten que esta opere a la frecuencia de 12.0 GHz, la línea de transmisión tiene la función de alimentar al parche, la cual tiene un grosor de 1.03 mm, debido a que en la frecuencia de trabajo se obtiene una impedancia de 50 ohms, y la profundidad de inserción de la línea de transmisión en el parche es fundamental, debido a que permite que el parche se encuentre acoplado a la línea de

transmisión, de lo contrario se requiere un transformador de impedancias para acoplar el parche con la fuente.

También, se pueden observar las características de operación de la antena que, al tratarse de una de parche de un elemento, sus propiedades no son las adecuadas para la comunicación satelital. Pues, con una ganancia de 6.8 dB, el diseño se encuentra muy por debajo de lo requerido, que es un mínimo de 19.0 dB. Además, que por el gran ancho de haz con el que cuenta, se puede decir que la antena no es directiva y en consecuencia se puede comprender alguna interferencia con sistemas de comunicación contiguos o el rendimiento bajo de la misma.

Para mejorar estas características, se emplea un arreglo de antenas de 5x6 elementos como se muestra en la Fig. 9.

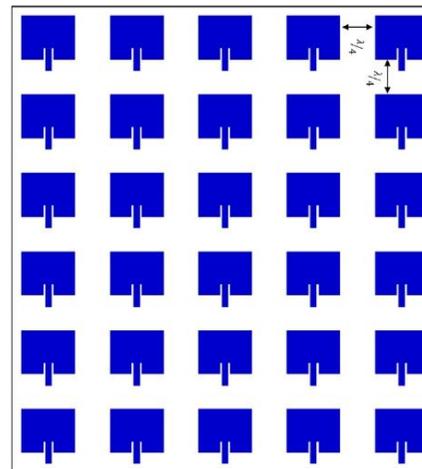


Fig. 9. Arreglo de 5x6 antenas de parche

Este arreglo de antenas tiene una distribución planar debido a que se tienen varios elementos por si llega a fallar alguno, pues de esta manera no se verá afectado el rendimiento en gran medida de la antena. También se determinó, que cada antena contará con una línea de alimentación independiente, porque de este modo, al estar acoplada la línea de transmisión con el parche no es necesario implementar una red de líneas de transmisión para alimentar cada parche. La distancia entre los parches es de un cuarto de longitud de onda ( $\lambda/4$ ) debido a que, a esta distancia de separación, tanto en el eje "x" como en el eje "y", el patrón de radiación de cada elemento cuenta con una mejor interferencia constructiva aumentando la ganancia y directividad del arreglo.

Como se muestra en la Tabla III, el arreglo de antenas mejora considerablemente las características de operación de la antena, para este caso la ganancia otorgada por el arreglo de antenas es de 21.1 dB superando lo mínimo requerido para la comunicación satelital. También se amplía el ancho de banda y con el ancho de haz obtenido, de  $15.3^\circ$ , el arreglo de antenas se vuelve directivo, disminuyendo la probabilidad de que exista alguna interferencia en las señales transmitidas o recibidas.

Otra característica de los arreglos de antenas, además de mejorar las características de un solo elemento, es que se puede orientar a otra dirección el lóbulo principal, y de esta forma se evita orientar la antena de forma mecánica. Cabe resaltar que esto se logra implementando cambiadores de fase en cada elemento del arreglo, sin embargo, no en todos los casos se va a lograr un corrimiento tan marcado y como consecuencia, se puede perder rendimiento de la antena. En la Fig. 10, se muestra el patrón de radiación del arreglo original y del arreglo con la implementación de los cambiadores de fase con valores positivos y negativos.

TABLA III. COMPARACIÓN DE PARÁMETROS DE OPERACIÓN ENTRE UNA ANTENA DE PARCHES DE UN ELEMENTO Y UN ARREGLO DE ANTENAS.

PARÁMETROS DE OPERACIÓN	CON UN ELEMENTO	ARREGLO DE ANTENAS (6 x 5)
Ancho de Banda	200 MHz	350 MHz
Ancho de Haz	86.8°	15.3°
Ganancia	6.8 dB	21.1 dB

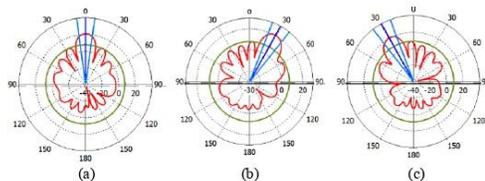


Fig. 10. Patrón de radiación del arreglo a) original, b) desfaseamiento positivo y c) desfaseamiento negativo.

También, la distribución del arreglo de antenas en la Fig 9, permite implementar cambiadores de fase de forma sencilla sin modificar la forma original del arreglo. La forma en que se implementan estos cambiadores de fase consiste en ir dividiendo el arreglo por columnas, es decir, se toma el primer elemento de la primera columna y conforme se incrementa la posición de manera ascendente de estos, la fase va aumentando de manera constante (por ejemplo, de 10 en 10, de 20 en 20, etc.), y así esto se repite para cada columna. Dependiendo del valor de fase que se le dé, la orientación del lóbulo principal se va a dirigir a una dirección en específico como se muestra en la Fig. 11.

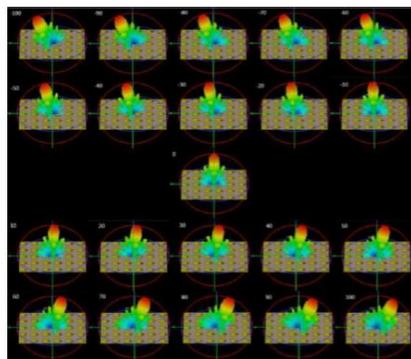


Fig. 11. Cambio de orientación del lóbulo principal dependiendo del valor de fase que se le dé a cada elemento.

#### IV. CONCLUSIONES

En el mercado de las telecomunicaciones existen muy escasos amplificadores de radiofrecuencia basados en semiconductores para comunicación satelital a frecuencias superiores a 10 GHz, los cuáles aún no presentan prestaciones óptimas en cuanto adaptación, ruido y ganancia. Por esa razón, surge la necesidad de estudiar y desarrollar dispositivos a frecuencias de operación de ondas milimétricas debido al actual desarrollo de la tecnología satelital para operar en las bandas Ku y Ka, a causa de los requisitos que demanda el avance y crecimiento del ecosistema 5G.

Por ello, en este trabajo se ha llevado a cabo el diseño, el modelado, la construcción y la caracterización de un LNA a una frecuencia de operación de 12.0 GHz, para aplicación a un sistema de comunicación satelital en banda Ku, donde se ha empleado un transistor tipo HEMT de InGaAs y material de sustrato RF-30, donde se cumple con el objetivo de bajo ruido, y se muestran valores óptimos de ganancia y acoplamiento a la entrada y salida.

De manera semejante, se llevó a cabo el diseño y modelado de un PA a una frecuencia de operación de 12.0 GHz, basado en el LNA previamente diseñado y material de sustrato RF-30, en el cual se propone una configuración alternativa de diseño, implementando acopladores direccionales, donde se obtuvo una potencia de salida de aproximadamente 170 mW, y se mantuvieron las prestaciones de ganancia, linealidad y ruido obtenidos en el LNA, con la virtud de haber obtenido más potencia a la salida. Si bien, la potencia a la salida del PA aún no es lo suficientemente elevada para un equipo transmisor de potencia, con los resultados obtenidos se puede asegurar una potencia a la salida más alta, aumentando el número de amplificadores de baja potencia al arreglo presentado.

En cuanto a la antena de parche, se observa que, al contar solo con uno, esta no opera con las mínimas características requeridas para aplicación a enlaces satelitales, por lo que se requiere de un arreglo que mejore significativamente las características de desempeño. Así mismo, la implementación de los desfases en el arreglo son opcionales, sin embargo, brindan una ventaja de orientación del lóbulo principal sin necesidad de hacer ajustes mecánicos de posicionamiento de la antena.

Derivado de los resultados obtenidos en este trabajo, se asegura que el método de diseño aplicado en el LNA y en el PA es óptimo y se muestra que se pueden mejorar aún más las características de diseño de los amplificadores, con el objetivo de reducir costos, tamaño y obtener mejores prestaciones tanto en frecuencia, ganancia y ruido. Así mismo se pueden obtener mejores resultados en el arreglo de antenas incrementando el número de elementos, tomado en cuenta el tamaño, pues el diseño obtenido es compacto y liviano, siendo una mejor opción si se requiere portabilidad, movilidad y desempeño aceptable.

Para trabajos de investigación futuros, se contempla una construcción más precisa y exigente del LNA considerando todos los efectos parásitos y factores externos para evitar corrimientos en la frecuencia de operación, el diseño del PA incrementando el número de los LNA para obtener mayor

potencia a la salida, la construcción del mismo, y del arreglo de antenas junto con los desfases hacia la posterior unificación en un solo módulo de lo obtenido en este trabajo, para la puesta en operación del enlace satelital.

## REFERENCIAS

- [1] Neri-Vela R., Landeros-Ayala, "Comunicaciones por Satélite", vol. 1, México: Universidad Veracruzana, pp 161-170, 2015.
- [2] Schweber B., "Comprender los principios básicos de los amplificadores de potencia y de bajo ruido en diseños malámbricos", vol. 10, Electronic Products, 2013.
- [3] Maral G., Bousquet M., "Satellite Communications Systems", vol. 5, (UK: WILEY), pp 408-410, 2009.
- [4] Martí P., "Subsistemas de Radiocomunicaciones Analógicos", vol. 1, (España: Universidad Oberta de Catalunya), p 15, 2006.
- [5] Pozar D., "Microwave Engineering", vol. 4, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [6] Neri-Vela R., "Líneas de Transmisión", vol. 1, México: Universidad Veracruzana, 2013.
- [7] Álvarez R, Nobrega A. "Desarrollo de un arreglo de antenas patch en la banda 300-650MHz" [Ingeniería]. Universidad Católica Andrés Bello, 2013.
- [8] Olan-Nuñez KN. "Diseño, modelado y Caracterización de arreglo de antenas microstrip para aplicaciones del Internet de las cosas" [Maestría]. Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica, 2019.
- [9] Arana-Ortega EK, Portillo García IA. "Diseño de un arreglo fasorial de antenas de parche con técnica de reducción de estructura de microcinta Imperfecta" [Ingeniería]. Instituto Politécnico Nacional, 2013.
- [10] Balanis, C., 2005. "Modern Antenna Handbook". 3rd ed. United Satates: Wiley-Interscience.