



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO
FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA TELECOMUNICACIONES

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE AMPLIFICADORES DE
POTENCIA EN LA BANDA DE 12 A 20 GHZ, PARA EL
LABORATORIO DE MICROONDAS DE LA FIE-ESPOCH.**

Trabajo de Integración Curricular

Tipo: Proyecto Técnico

Presentado para optar al grado académico de:

**INGENIERO EN ELECTRÓNICA, TELECOMUNICACIONES Y
REDES**

AUTOR:

EDISON ENRIQUE GARZÓN ZAPATA

Riobamba – Ecuador

2023



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO
FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA TELECOMUNICACIONES

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE AMPLIFICADORES DE
POTENCIA EN LA BANDA DE 12 A 20 GHZ, PARA EL
LABORATORIO DE MICROONDAS DE LA FIE-ESPOCH.**

Trabajo de Integración Curricular

Tipo: Proyecto Técnico

Presentado para optar al grado académico de:

**INGENIERO EN ELECTRÓNICA, TELECOMUNICACIONES Y
REDES**

AUTOR: EDISON ENRIQUE GARZÓN ZAPATA

DIRECTOR: ING. PAÚL DAVID MORENO AVILÉS MSC.

Riobamba – Ecuador

2023

© 2023, Edison Enrique Garzón Zapata

Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo cita bibliográfica del documento, siempre y cuando se reconozca el Derecho de Autor.

Yo, Edison Enrique Garzón Zapata, declaro que el presente Trabajo de Integración Curricular es de mi autoría y los resultados del mismo son auténticos. Los textos en el documento que provienen de otras fuentes están debidamente citados y referenciados.

Como autor asumo la responsabilidad legal y académica de los contenidos de este Trabajo de Integración Curricular; el patrimonio intelectual pertenece a la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo.

Riobamba, 30 de noviembre de 2023



Edison Enrique Garzón Zapata

0504081506

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO
FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA TELECOMUNICACIONES

El Tribunal del Trabajo de Integración Curricular certifica que: El Trabajo de Integración Curricular; Tipo: Proyecto Técnico, **DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA EN LA BANDA DE 12 A 20 GHZ, PARA EL LABORATORIO DE MICROONDAS DE LA FIE-ESPOCH**, realizado por el señor: **EDISON ENRIQUE GARZÓN ZAPATA**, ha sido minuciosamente revisado por los Miembros del Tribunal del Trabajo de Integración Curricular, el mismo que cumple con los requisitos científicos, técnicos, legales, en tal virtud el Tribunal Autoriza su presentación.

FIRMA

FECHA

Ing. Jefferson Alexander Ribadeneira Ramírez
PRESIDENTE DEL TRIBUNAL



2023-11-30

Ing. Paul David Moreno Avilés
DIRECTOR DEL TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR



2023-11-30

Ing. Hugo Oswaldo Moreno Avilés
ASESOR DEL TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR



2023-11-30

DEDICATORIA

A mis padres Edison y Mercedes por su gran fortaleza e infinito amor con el que siempre me han guiado, cuidado, y protegido toda la vida, gracias por sus sabios consejos y dedicación para poder alcanzar mis metas y sueños. A mi hijo Nicolás que es la razón que me motiva a seguir adelante cada día. A mi hermana Sofía, por ser mi amiga y cómplice, gracias por el apoyo incondicional que siempre me brindas.

Edison

AGRADECIMIENTO

Primero que nada, le agradezco a Dios por la vida, a la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo por permitirme ser parte de ella, ha sido un privilegio formarme en tan prestigiosa institución, le agradezco a los ingenieros de la facultad por todo el conocimiento impartido, en especial al Ing. David Moreno mi tutor de tesis por apoyarme y guiarme en el presente proyecto, el cual no se hubiera llevado a cabo sin su presencia.

Edison

ÍNDICE DE CONTENIDO

ÍNDICE DE TABLAS	x
ÍNDICE DE ILUSTRACIONES	xi
ÍNDICE DE ECUACIONES	xiii
ÍNDICE DE ANEXOS	xiv
RESUMEN	xv
SUMMARY	xvi
INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO I	2
1. DIAGNÓSTICO DEL PROBLEMA	2
1.1 Planteamiento del problema	2
1.2 Justificación	4
1.3 Objetivos	6
CAPÍTULO II	7
2. MARCO TEÓRICO	7
2.1 Sistema de telecomunicaciones	7
2.2 Microondas	8
2.2.1 <i>Bandas de frecuencia</i>	8
2.2.2 <i>Clasificación del espectro</i>	9
2.3 Matriz de Dispersión	11
2.4 Dispositivos de microondas	13
2.4.1 <i>Atenuadores</i>	13
2.4.2 <i>Filtros</i>	13
2.4.3 <i>Divisores de potencia</i>	14
2.4.4 <i>Amplificadores</i>	15
2.5 Dispositivos activos lineales	16
2.5.1 <i>Descripción General</i>	16

2.5.2	<i>Transistores en RF</i>	17
2.6	Diseño de amplificadores	19
2.6.1	<i>Estabilidad</i>	20
2.7	Tecnologías	22
2.7.1	<i>Tecnologías de guías integradas en sustrato (SIW y HMSIW)</i>	22
2.7.2	<i>Circuito integrado de microondas monolítico (MMIC)</i>	23
2.7.2.1	<i>Aplicaciones</i>	23
2.7.3	<i>Tecnología microstrip</i>	24
2.7.3.1	<i>Análisis de Líneas Microstrip</i>	25
2.8	Materiales	27
2.8.1	<i>Roger: RO5030B™ Laminates</i>	27
2.8.2	<i>Roger: RO4003C™ Laminates</i>	28
2.8.3	<i>Sustrato dieléctrico: FR4</i>	29
2.8.4	<i>Conectores SMA</i>	29
2.9	Herramientas de simulación	31
2.9.1	<i>Advanced Design System</i>	31
2.9.2	<i>Ansoft Designer®</i>	32
	CAPÍTULO III	34
	3. MARCO METODOLÓGICO	34
3.1	Requerimientos del sistema	34
3.1.1	<i>Evaluación de las tecnologías</i>	34
3.1.2	<i>Selección del módulo amplificador</i>	35
3.1.3	<i>Evaluación de Materiales</i>	36
3.2	Diseño del amplificador de alta frecuencia	37
3.2.1	<i>Circuito de los módulos amplificadores</i>	37
3.2.2	<i>Descripción de los elementos del sistema</i>	39
3.2.2.1	<i>MMIC PMA2-183LN+</i>	39
3.2.2.2	<i>MMIC MAAM-011101</i>	39

3.2.2.3	<i>Elementos pasivos</i>	39
3.2.2.4	<i>Características de operación de los módulos amplificadores</i>	40
3.3	Etapa de diseño de la placa	41
3.3.1	<i>Calculo del ancho de línea de transmisión</i>	41
3.3.2	<i>Extracción de archivos Gerber en formatos DXF/DWG</i>	44
3.3.3	<i>Edición de la PCB layout en Proteus</i>	44
3.4	Etapa de implementación	46
3.5	Etapa de pruebas	47
3.5.1	<i>Equipos utilizados</i>	47
3.5.2	<i>Medición del espectro</i>	47
3.5.2.1	<i>Sin amplificador</i>	47
3.5.2.2	<i>Con amplificador</i>	49
	CAPÍTULO IV	55
	4. ANÁLISIS E INTERPRETACIÓN DE RESULTADOS	55
4.1	Resultados de los amplificadores de potencia con tecnología MMIC	55
4.1.1	<i>Amplificadores con el MMIC PMA2-183LN+</i>	55
4.1.2	<i>Amplificadores con el MMIC MAAM-011101</i>	57
4.2	Resumen de los Amplificadores	59
4.3	Análisis económico	60
4.4	Discusión	61
	CAPÍTULO V	62
	5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	62
	BIBLIOGRAFÍA	
	ANEXOS	

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2-1: Bandas del Espectro Radioeléctrico.....	9
Tabla 2-2: Bandas I a V para VHF y UHF	10
Tabla 2-3: Sub-bandas de Frecuencias de Microondas.....	10
Tabla 2-4: Características de funcionamiento eléctricas y mecánicas del conector SMA	31
Tabla 3-1: Características de las tecnologías	34
Tabla 3-2: Tabla comparativa entre MMICs	36
Tabla 3-3: ROGER vs FR4	36
Tabla 3-4: Lista de componentes para amplificador PMA2-183LN+.....	39
Tabla 3-5 Lista de componentes para amplificador MAAM-011101	40
Tabla 3-6: Especificaciones eléctricas típicas del amplificador PMA2-183LN+	40
Tabla 3-7: Especificaciones eléctricas típicas del amplificador MAAM-011101.....	40
Tabla 3-8: Valores máximos absolutos MMIC PMA2-183LN+.	40
Tabla 3-9: Valores máximos absolutos MMIC MAAM-011101.....	41
Tabla 4-1: Ganancia típica del Amplificador MMIC PMA2-183LN+	55
Tabla 4-2: Ganancia típica del Amplificador MMIC MAAM-011101.....	58
Tabla 4-3: Parámetros de amplificación de los amplificadores.	59
Tabla 4-4: Costos de la realización del proyecto técnico.....	60

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

Ilustración 2-1: Diagrama de bloques de un Sistema de Telecomunicaciones	8
Ilustración 2-2: Red de dos puertos asociados a las ondas incidentes y reflejadas del sistema .	12
Ilustración 2-3: Red de dos puertos, filtro activo.	14
Ilustración 2-4: Divisor de potencia	15
Ilustración 2-5: Esquema general de un amplificador de microondas.....	15
Ilustración 2-6: Diagramas de un transistor BJT.....	17
Ilustración 2-7: Diagrama de un transistor de efecto de campo	18
Ilustración 2-8: Concepto del diseño de amplificadores de microondas.	19
Ilustración 2-9: Comparación entre las estructuras SIW y HMSIW	23
Ilustración 2-10: Distribución del modo fundamental en HMSIW y SIW	23
Ilustración 2-11: Línea de transmisión microstrip. (a) Geometría y especificación. (b) Líneas de campo eléctrico y magnético	25
Ilustración 2-12: Geometría equivalente de una línea microstrip cuasi-TEM. (a) Geometría original. (b) Geometría equivalente, en la que el sustrato dieléctrico de permitividad relativa ϵ_r se sustituye por un medio homogéneo de permitividad relativa efectiva ϵ_e	26
Ilustración 2-13: Lamina de sustrato FR4.....	29
Ilustración 2-14: Esquema de medición de dispositivos microstrip con conectores SMA	30
Ilustración 2-15: Conectores SMA macho y hembra	30
Ilustración 2-16: Interfaz de Advanced Design System.....	32
Ilustración 2-17: Interfaz de Ansoft Designer	33
Ilustración 3-1: Circuito esquemático PMA2-183LN+	38
Ilustración 3-2: Circuito esquemático MAAM-011101	38
Ilustración 3-3: Capas de la línea de transmisión Roger 4003C en Ansoft Designer.	43
Ilustración 3-4: Calculador de guía de onda en Ansoft Designer.....	43
Ilustración 3-5: Exportación de archivos gerber en formato DXF/DWG ADS Keysight.....	44
Ilustración 3-6: Diseño en Proteus del PMA2-183LN+, a) Diseño PCB del amplificador, b) Visualización 3D de la placa	45
Ilustración 3-7: Diseño en Proteus del MAAM-011101, a) Diseño PCB del amplificador, b) Visualización 3D de la placa	45
Ilustración 3-8: Amplificador RF MMIC PMA2-183LN+ en el rango de 12 a 20 GHz	46
Ilustración 3-9: Amplificador RF MMIC MAAM-011101 en el rango de 12 a 20 GHz.....	46

Ilustración 3-10: Esquema de la conexión de los dispositivos para la realización de las pruebas	48
Ilustración 3-11: Señal RF sin amplificar	48
Ilustración 3-12: Conexión de equipos y amplificadores 1 y 2.	49
Ilustración 3-13: Señal RF amplificada por el PMA2-183LN+	50
Ilustración 3-14: Respuesta en frecuencia del amplificador 2.....	51
Ilustración 3-15: Conexión de equipos de laboratorio y amplificadores 3 y 4.	52
Ilustración 3-16: Señal RF amplificada por el MAAM-011101 amplificador 3.....	53
Ilustración 3-17: Respuesta en frecuencia del amplificador 4.....	54
Ilustración 4-1: Amplificador MMIC PMA2-183LN+, ganancia del amplificador 1 implementado vs ganancia esperada.....	56
Ilustración 4-2: Amplificador MMIC PMA2-183LN+, ganancia del amplificador 2 implementado vs ganancia esperada.....	57
Ilustración 4-3: Amplificador MMIC MAAM-011101, ganancia del amplificador 3 implementado vs ganancia esperada.....	58
Ilustración 4-4: Amplificador MMIC MAAM-011101, ganancia del amplificador 4 implementado vs ganancia esperada.....	59

ÍNDICE DE ECUACIONES

Ecuación 2-1	11
Ecuación 2-2	11
Ecuación 2-3	11
Ecuación 2-4	12
Ecuación 2-5	12
Ecuación 2-6	12
Ecuación 2-7	13
Ecuación 2-8	13
Ecuación 2-9	14
Ecuación 2-10	14
Ecuación 2-11	20
Ecuación 2-12	20
Ecuación 2-13	21
Ecuación 2-14	21
Ecuación 2-15	21
Ecuación 2-16	21
Ecuación 2-17	22
Ecuación 2-18	22
Ecuación 2-19	25
Ecuación 2-20	26
Ecuación 2-21	26
Ecuación 2-22	26
Ecuación 2-23	27
Ecuación 2-24	27
Ecuación 2-25	27
Ecuación 2-26	27
Ecuación 2-21	41
Ecuación 2-23	42

ÍNDICE DE ANEXOS

ANEXO A: DATASHEET AVA-2183+

ANEXO B: DATASHEET PMA2-183LN+

ANEXO C: DATASHEET MAAM-011101

ANEXO D: DATOS DE RENDIMIENTO TÍPICOS DEL AMPLIFICADOR MMIC PMA2-183LN+

ANEXO E: GANANCIAS DE LOS AMPLIFICADORES IMPLEMENTADOS

RESUMEN

Este Trabajo de Integración Curricular tuvo como objetivo el diseño e implementación de amplificadores de potencia en la banda de 12 a 20 GHz con la finalidad de que estos equipos complementen el laboratorio de microondas de la FIE-ESPOCH y sirva para la realización de prácticas que ayuden al aprendizaje de los estudiantes de la facultad. Para el desarrollo se realizó el estudio de fundamentos teóricos que llevan a dar contexto de donde se originan y que función cumplen los amplificadores de potencia de radio frecuencia en las comunicaciones y telecomunicaciones, así como tecnologías, materiales, y diseños que se pueden utilizar para la implementación de los mismos. Se muestra el diseño e implementación de amplificadores de potencia usando tecnología de circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC), los módulos de amplificación usados fueron el PMA2-183LN+ y el MAAM-011101, el diseño de las placas se lo realizó en el software Proteus y se implementaron usando tecnología de montaje superficial (SMT). Los resultados de las ganancias de los amplificadores se obtuvieron al realizar la diferencia entre la potencia de una señal de prueba sin amplificar y las potencias arrojadas al aplicar los amplificadores, el rango de operación está definido de 12 a 20 GHz y las mediciones se realizaron en incrementos de 100 MHz. En las pruebas de amplificación se obtuvo una ganancia promedio de 15 dB para los amplificadores construidos con los módulos PMA2-183LN+ y una ganancia de 7 dB para los amplificadores que utilizan el módulo MAAM-011101. Concluyendo que los amplificadores funcionan ya que presentan ganancias en las frecuencias de operación establecidas.

Palabras clave: <TELECOMUNICACIONES>, <ALTA FREUENCIA >, <AMPLIFICADORES DE RADIOFRECUENCIA (RF)>, < CIRCUITOS INTEGRADOS MONOLÍTICOS DE MICROONDAS (MMIC)>, <LINEAS DE TRANSMISION>, <TECOLOGIA DE MONTAJE SUPERFICIAL (SMT)>.

2064-DBRA-UPT-2023



SUMMARY

This Curriculum Integration Project aimed to design and implement power amplifiers in the 12 to 20 GHz frequency band to complement the microwave laboratory at FIE-ESPOCH. The goal was to facilitate student learning through practical exercises. The project involved a study of theoretical foundations to provide context on the origin and function of radio frequency power amplifiers in communications and telecommunications. Additionally, it explored technologies, materials, and designs applicable to their implementation. Power amplifiers were designed and implemented using monolithic microwave integrated circuit (MMIC) technology. The amplification modules used were PMA2-183LN+ and MAAM-011101. The circuit board design was executed using Proteus software, and surface-mount technology (SMT) was employed for implementation. Amplifier gains were determined by measuring the difference between the power of an unamplified test signal and the power output when the amplifiers were applied. The operational range was defined from 12 to 20 GHz, with measurements in 100 MHz increments. In amplification tests, an average gain of 15 dB was obtained for amplifiers constructed with PMA2-183LN+ modules, while amplifiers using the MAAM-011101 module demonstrated a gain of 7 dB. In conclusion, the amplifiers function as intended, providing gains within the specified operating frequencies.

Keywords: KEYWORDS: <TELECOMMUNICATIONS>, <HIGH FREQUENCY>, <RADIO FREQUENCY AMPLIFIERS (RF)>, <MONOLITHIC MICROWAVE INTEGRATED CIRCUITS (MMIC)>, <TRANSMISSION LINES>, <SURFACE-MOUNT TECHNOLOGY (SMT)>.



Lic. Maritza Larrea Mg.
0603370784
DOCENTE FIE

INTRODUCCIÓN

Desde que se crearon las telecomunicaciones hasta la actualidad, se han desarrollado y siguen desarrollando tecnologías que permitan una mayor transmisión de datos de forma inalámbrica, la frecuencia de la onda determina el alcance y la velocidad a la que se transmite la información, por lo que, paralelamente los dispositivos RF también han estado en desarrollo constante para cumplir con las especificaciones de las tecnologías emergentes. Los amplificadores de potencia son parte principal en un sistema de telecomunicaciones, en el transmisor son los encargados de amplificar la señal de información para su posterior transmisión y en la recepción amplifican la señal recibida.

El presente proyecto técnico expone el diseño e implementación de amplificadores de potencia en el rango de 12 GHz a 20 GHz utilizando tecnología MMIC, la misma que cuenta con un amplio catálogo de dispositivos RF. Estos dispositivos son destinados para el laboratorio de comunicaciones de microondas de la FIE-ESPOCH, con la finalidad de que sirva para realizar prácticas que son base fundamental del aprendizaje.

El Capítulo I contiene el diagnóstico del problema y los objetivos que llevaron a su solución. En el Capítulo II se encuentran los fundamentos de los amplificadores de potencia necesarios para el desarrollo del proyecto técnico. En el Capítulo III se describe la tecnología y los materiales utilizados en este proyecto, así como las diferentes etapas necesarias para el desarrollo del mismo. En el Capítulo IV se constan con el análisis de los resultados obtenidos a través de la comparación entre las respuestas esperadas del amplificador y la respuesta obtenida de los dispositivos implementados.

CAPÍTULO I

1. DIAGNÓSTICO DEL PROBLEMA

1.1 Planteamiento del problema

Antecedentes

Pozar (2012, p. 4,) describe que la ingeniería de microondas fue desarrollada hace más de 50 años, como primera aplicación importante fruto de esta tecnología figura el radar, el mismo se desarrolló más intensamente en la segunda Guerra Mundial. Expone que el adelanto de esta tecnología ha permitido el progreso sustancial y continuo en dispositivos de estado sólido de alta frecuencia, circuitos integrados de microondas y técnicas de diseño por computadora, así como aplicaciones de tecnología de RF y microondas para comunicaciones inalámbricas, redes, detección y seguridad.

MIRANDA PANTOJA ET AL. (2002) en su libro “Ingeniería de Microondas: Técnicas Experimentales” describe diversas aplicaciones que han tenido las microondas, una de las más relevantes son las radiocomunicaciones terrestres a 6 GHz en el cual detrás de las antenas emisora y receptora, hay toda una circuitería capaz de generar, distribuir, modular, amplificar, mezclar, filtrar y detectar la señal.

El transistor es el elemento activo primordial en un amplificador de RF. En el caso de los transistores para amplificadores de potencia se busca la vanguardia en materiales, ya que se pretende mayor potencia a mayor frecuencia. En los últimos años se ha experimentado e incursionado con varios dispositivos como transistores de potencia y circuitos integrados, que se encuentran ya en el nivel comercial y muestran un panorama prometedor para el presente y futuro de las comunicaciones inalámbricas (Pengelly et al. 2012).

Los amplificadores RF han ido evolucionando en el tiempo, hablando del transistor propiamente dicho, de tal manera que su tecnología no solo es aplicable a nivel de comunicación celular, sino también en televisión digital y telecomunicaciones en general constituyendo una base fiable para el desarrollo de este tipo de dispositivos debido a sus excelentes características en cuanto a ganancia, figura de ruido, potencia y rangos de frecuencia (Mandujano Tolentino 2014, p. 1).

Formulación del problema

¿Qué se necesita para el diseño e implementación de amplificadores de potencia en la banda de 12 a 20 GHz para el laboratorio de microondas de la FIE-ESPOCH?

Sistematización del problema

¿Qué contenidos debe abarcar un estudio referente a Amplificadores RF?

¿Cuáles son los requerimientos y aspectos técnicos para el diseño de amplificadores de potencia con tecnología Microstrip para el rango de frecuencias de 12 a 20GHz?

¿Existen procesos para validar el diseño de amplificadores de potencia en este rango de frecuencias?

¿Cómo se puede concluir que el diseño e implementación de amplificadores de potencia para la banda antes mencionada ha sido un exitoso?

1.2 Justificación

Justificación teórica

El diseño de circuitos de Radiofrecuencia, en adelante Rf, y microondas han sido la clave para facilitar el desarrollo y el éxito de las comunicaciones inalámbricas. Para lograr la masificación de productos inalámbricos, se ha contado con diferentes avances en el diseño de circuitos de RF a cargo de varios centros de investigación. Durante los últimos años, estos avances han generado una mejora de los componentes de RF y microondas, logrando circuitos confiables de alta calidad (Muños, 2012, p. 1).

El amplificador de potencia (PA) es la última etapa de un transmisor. Tiene la misión de amplificar la potencia de la señal (no necesariamente la tensión) y transmitirla a la antena con la máxima eficiencia. En eso se parecen a los amplificadores de baja frecuencia, pero aquí la distorsión o falta de linealidad puede no ser importante (Cancino de Greiff, p. 111).

Los amplificadores de potencia son esenciales en muchas áreas de la ingeniería de radiofrecuencia-microondas ya que en una transmisión radio es indispensable para la etapa de transmisión como emisión.

Justificación aplicativa

La carrera de Telecomunicaciones de la Facultad de Informática y Electrónica de la ESPOCH cuenta con un laboratorio de microondas, donde se realizan prácticas de distintas materias que se recibe a lo largo de la carrera. En este laboratorio se dispone de equipos medidores de señales como analizadores de espectros, transmisores de microondas, filtros, divisores de potencia, entre otros, y si bien el laboratorio ya cuenta con algunos amplificadores de potencia en diferentes bandas de frecuencias, existe la necesidad de amplificadores de potencia que trabajen en el rango de los 12 GHz a 20 GHz.

Este proyecto técnico pretende dar mayores herramientas para el aprendizaje académico tanto teórico como práctico ya que ayudara a complementar el estudio de los amplificadores impartida en la carrera, y a su vez cubrir la necesidad de amplificadores en el rango de frecuencias antes mencionado, esto para que los estudiantes puedan realizar prácticas en estas bandas de frecuencias.

Existen trabajos de investigación acerca del diseño e implementación de Amplificadores de potencia tales como “Implementación del amplificador RF y la antena para el transmisor del sistema boresight del Instituto Espacial Ecuatoriano” (Castro, 2015) o “Diseño de un amplificador RF para comunicaciones celulares con parámetros S” (Mandujano, 2014) pero estos no abarcan las bandas de 12 a 20 GHz.

“Diseño e implementación de amplificador de alta frecuencia en la banda k con tecnología MMIC para el laboratorio de comunicaciones de la ESPOCH” (Jordan, 2017) que se encuentra en el repositorio de la ESPOCH y “Metodología de diseño y construcción de prototipos amplificadores de potencia de microondas para la banda de radiofrecuencia UHF” (Muñoz, 2012) muestran diferentes formas de diseño e implementación así como consejos de diseño, los mismos servirán de guía para el diseño de los amplificadores y su posterior implementación.

El principal reto de este proyecto consiste en implementar los amplificadores de potencia que cumplan con un diseño de bajo ruido e intentar conseguir la mínima figura de ruido posible. Para ello, será crítico el diseño de la red de entrada, así como de la primera inter-etapa del amplificador, que serán las dos redes que más condicionen la figura de ruido.

Con lo antes mencionado, la presente propuesta de proyecto técnico permitirá diseñar e implementar Amplificadores de Potencia en el rango de frecuencia de 12 GHz a 20 GHz, usando como fundamento la tecnología Microstrip.

1.3 Objetivos

Objetivo General

Diseñar e implementar amplificadores de potencia para la banda de 12 a 20 GHz, para el laboratorio de microondas de la FIE-ESPOCH. 3.3.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS.

Objetivos Específicos

- Elaborar un estado del arte de los amplificadores RF
- Diseñar los amplificadores de potencia con tecnología Microstrip para el rango de frecuencias de 12 a 20GHz.
- Simular e implementar amplificadores de potencia que trabajen en la banda de frecuencia de 12 a 20 GHz.
- Evaluar el funcionamiento de los amplificadores de potencia.

CAPÍTULO II

2. MARCO TEÓRICO

En el presente capítulo se realiza la investigación bibliográfica necesaria para el diseño e implementación de amplificadores RF, empezando por la comprensión de sistemas de radiofrecuencia y microondas, que dan origen a los dispositivos RF entre ellos los amplificadores. Posteriormente se revisa aspectos importantes al desarrollar un amplificador RF así como los materiales y tecnologías que se usan para su construcción.

2.1 Sistema de telecomunicaciones

En “Información y Telecomunicaciones” (Kuhlmann y Concheiro 2002, p. 6), Shannon afirma que un sistema de comunicación consta de cinco componentes. 1) una fuente de información, 2) un emisor de información, 3) un canal de comunicación a través del cual la información viaja desde el origen hasta el destino, y 4) un receptor que realiza la función inversa del emisor, es decir, extrae información del canal y lo entrega al receptor, y 5) Destino.

“Telecomunicaciones significa la transmisión a distancia de información mediante procedimientos electromagnéticos” (Herrera, 1998, p. 21).

En la Ilustración 2-1, se observa el esquema de un sistema de telecomunicaciones que forma parte de la radiocomunicación, cabe resaltar que tanto transmisor como receptor ocupan amplificadores para transmisión y recepción, los mismos son analizados en los párrafos siguientes.

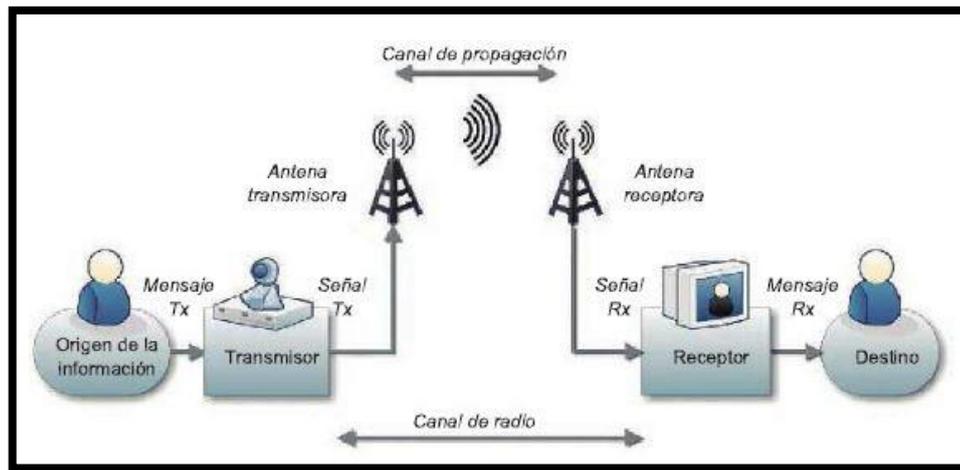


Ilustración 2-1: Diagrama de bloques de un Sistema de Telecomunicaciones

Fuente: ROBERTOCARLOS2, 2018

2.2 Microondas

Una onda electromagnética propaga campos eléctricos y magnéticos creados por una carga eléctrica en movimiento. Este segmento del espectro electromagnético se conoce como radiofrecuencia o RF. La radiación electromagnética es la forma en que una fuente de energía libera ondas electromagnéticas. En el espectro de la radiación electromagnética menos energética, las ondas electromagnéticas con una frecuencia entre 3 kHz y 300 GHz se conocen como radiofrecuencia, y las frecuencias que comprenden las microondas están entre $f=300$ MHz, y $f=300$ GHz. (San Roman et al. 2014, p. 10)

A diferencia de las ondas mecánicas, que requieren un medio material para viajar, las ondas electromagnéticas son capaces de viajar a través del vacío. La radiación electromagnética es el conjunto de ondas eléctricas y magnéticas que se mueven juntas por el espacio como resultado del movimiento de cargas eléctricas en un objeto metálico conductor, como una antena. Las ondas electromagnéticas pueden ser utilizadas para transmitir información mediante el tratamiento y la modulación conveniente, generalmente alterando la amplitud, fase y/o frecuencia de la onda original. Esto crea una forma de telecomunicación (San Roman et al. 2014, p. 10).

2.2.1 Bandas de frecuencia

No todas las ondas electromagnéticas tienen la misma procedencia, la misma forma de interacción con la materia o el mismo comportamiento en el medio de propagación. Debido a esto, el espectro electromagnético de radiofrecuencia se divide tradicionalmente en segmentos o bandas de

frecuencia, que se asignan a diversos servicios inalámbricos. La Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) es responsable de gestionar y asignar el espectro, determinando las bandas de frecuencia en las que el servicio debe funcionar (San Roman et al. 2014, p. 6).

Las bandas de frecuencia se definen como los rangos del espectro electromagnético entre los cuales se hallan las ondas transmitidas desde y hacia las antenas satelitales, asignadas a diferentes usos de las radiocomunicaciones como radiodifusión, telefonía móvil o radionavegación.(ITU 2021)

2.2.2 Clasificación del espectro

Se presentan tres tablas con clasificaciones de bandas de frecuencias. La Tabla 2-1 incluye una clasificación ampliamente aceptada. Nótese que los incrementos de una banda a otra se realizan en décadas, de forma que el ancho de la banda se va multiplicando por 10.

Tabla 2-1: Bandas del Espectro Radioeléctrico

Banda	Denominación	Frec. Mínima	Frec. Máxima	λ Máxima	λ Mínima
ELF	Extremely Low	300 Hz	3 kHz	-	100 km
VLF	Very Low	3 kHz	30 kHz	100 km	10 km
LF	Low	30 kHz	300 kHz	10 km	1 km
MF	Medium	300 kHz	3 MHz	1k m	100 m
HF	High	3 MHz	30 MHz	100 m	10 m
VHF	Very High	30 MHz	300 MHz	10 m	1 m
UHF	Ultra High	300 MHz	3 GHz	1 m	10 cm
SHF	Super High	3 GHz	30 GHz	10 cm	1 cm
EHF	Extremely High	30 GHz	300 GHz	1 cm	1 mm

Fuente: Uit-r, 2015, p. 2

Realizado por: Garzón, E., 2023.

La Tabla 2-2 muestra una subdivisión de las bandas VHF y UHF, donde se opera en la radiodifusión de audio y video.

Tabla 2-2: Bandas I a V para VHF y UHF

Banda	Frec. mínima	Frec. Máxima	Canales
I	47 MHz	68 MHz	2.3.4 VHF
II	88 MHz	108 MHz	FM
III	174 MHz	230 MHz	5 al 12 VHF
IV	470 MHz	606 MHz	21 al 37 UHF
V	606 MHz	862 MHz	38 al 69 UHF

Fuente: Uit-r, 2015, p. 3

Realizado por: Garzón, E., 2023.

La Tabla 2-3 contiene la subdivisión de las últimas bandas, las correspondientes al GHz. Estas denominaciones son muy comunes en algunos sistemas como los de comunicaciones por satélite.

Tabla 2-3: Sub-bandas de Frecuencias de Microondas

Frecuencia (GHz)	Designación IEEE	Designación Militar
0.10 – 0.25	VHF	A
0.25 – 0.50	VHF – UHF	B
0.50 – 1.00	UHF	C
1.00 – 2.00	L	D
2.00 – 3.00	S	E
3.00 – 4.00		F
4.00 – 6.00	C	G
6.00 – 8.00		H
8.00 – 10.00	X	I
10.00 – 12.40		J
12.40 – 18.00	Ku	K
18.00 – 20.00	K	
20.00 – 26.50	Ka	
26.00 – 40.00	Ka	
40.00 – 60.00	Ondas milimétricas	L
60.00 – 100.00		M
100.00 – 140.00		N
140.00 – 300.00		
300.00 -	Ondas Submilimétricas	

Fuente: (San Roman et al. 2014, p. 12)

Realizado por: Garzón, E., 2023.

2.3 Matriz de Dispersión

La determinación de los parámetros de transmisión en configuraciones de circuitos en cascada se presenta como un desafío, especialmente en altas frecuencias, dado que la medición de circuitos abiertos o en corto puede provocar inestabilidad. Existen algunos problemas al intentar medir los voltajes y corrientes a altas frecuencias como la correcta medición de la amplitud y de la fase de una onda viajando en una dirección o de una onda estacionaria. Para analizar estos casos, se utilizan las matrices de dispersión. (San Roman et al. 2014, p. 43)

La matriz de parámetros de dispersión proporciona una descripción detallada de una red de N puertos. La matriz de dispersión relaciona las ondas de voltaje incidentes y reflejados en los puertos. Estos se pueden calcular utilizando técnicas de análisis de redes o un analizador de redes. Teniendo la red de N puertos, la amplitud de la onda de voltaje incidente en el puerto N se denomina V_n^+ y V_n^- a la proveniente de la onda de voltaje reflejada. La ecuación 2-1 y 2-2 son las dos formas de expresar la relación entre las ondas de voltajes reflejados.

Ecuación 2-1

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \vdots \\ S_{N1} & & & S_{NN} \\ \vdots & & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}$$

o también,

Ecuación 2-2

$$[V^-] = [S][V^+]$$

Un elemento de la matriz de dispersión se la denomina un Parámetro S (ecuación 2-3)

Ecuación 2-3

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j}$$

Los parámetros S_{11} y S_{22} se denominan coeficientes de reflexión, mientras que S_{12} y S_{21} son coeficientes de transmisión.

En una red de dos puertos. Los parámetros de dispersión se derivan de las ondas incidentes a_1 y a_2 y las ondas reflejadas b_1 y b_2 tal como se observa en la Ilustración 2-2.

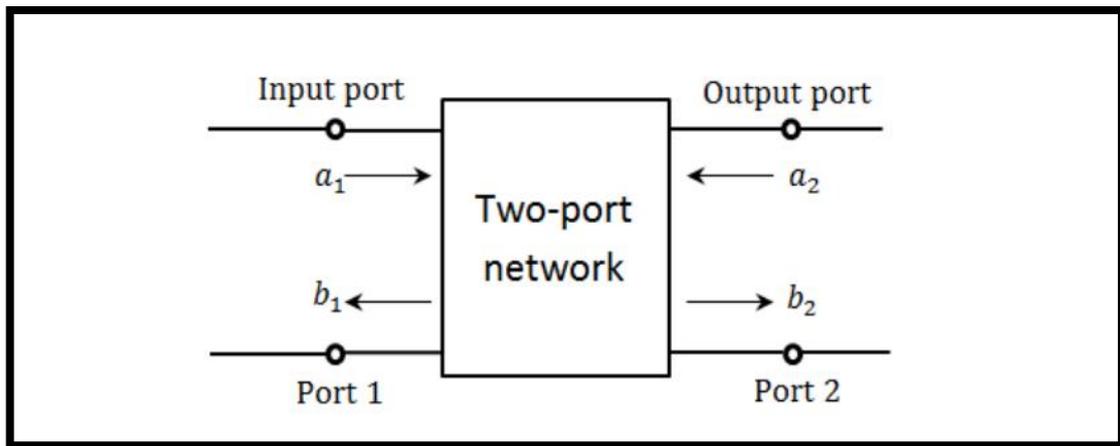


Ilustración 2-2: Red de dos puertos asociados a las ondas incidentes y reflejadas del sistema

Fuente: (San Roman et al. 2014, p. 43)

El parámetro de reflexión de entrada S_{11} se observa cuando se relaciona la onda incidente reflejada en b_1 en el mismo puerto 1, el cual se mide cuando la onda incidente en el puerto 2 es igual a 0 (ecuación 2-4).

Ecuación 2-4

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0}$$

De manera similar se observa el aislamiento o reflexión de salida, el cual se relaciona la onda incidente en el puerto 2 a_2 con la onda reflejada en el mismo b_2 (ecuación 2-5).

Ecuación 2-5

$$S_{11} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0}$$

Otros parámetros de dispersión son el de ganancia directa (ecuación 2-6) y el de ganancia reversa (ecuación 2-7).

Ecuación 2-6

$$S_{11} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}$$

Ecuación 2-7

$$S_{11} = \frac{b1}{a2} \Big|_{a1=0}$$

2.4 Dispositivos de microondas

2.4.1 Atenuadores

El Atenuador es uno de los componentes más utilizados en el campo de las microondas. Este componente es un circuito cuyo propósito es reducir la amplitud de una onda que se propaga por una línea de transmisión. El factor de reducción se mide en decibelios, el cual se puede obtener dividiendo la potencia de entrada y la potencia de salida, o de la misma manera como se muestra en la ecuación 2-8 para los campos correspondientes. (Miranda et al., 2002, p. 133)

Ecuación 2-8

$$A = 10 \log_{10} \frac{P_{IN}}{P_{OUT}} = 20 \log_{10} \frac{E_{IN}}{E_{OUT}}$$

En la actualidad, hay una variedad de dispositivos que pueden proporcionar una atenuación fija o variable, dependiendo del tipo de líneas de transmisión utilizadas, la estructura de un atenuador cambia para satisfacer las necesidades del sistema. Los atenuadores que funcionan a frecuencias bajas suelen ser fabricados a partir de materiales dieléctricos recubiertos con películas resistivas, que disipan el calor por medio de semiconductores. (Miranda et al., 2002, p. 133)

Un atenuador se usa con frecuencia para controlar la potencia de entrada de una señal que se transmite a través de una línea de transmisión de un sistema. También se utiliza para evitar fluctuaciones en la salida de un generador en caso de ondas reflejadas o para proteger equipos que funcionan con potencias estándares. (Miranda et al., 2002)

2.4.2 Filtros

"Los filtros son dispositivos esenciales en el diseño de sistemas de comunicación modernos" (Rodríguez, 2013, p. 17). Haciendo alusión a filtros comunes en los campos de las telecomunicaciones, como la televisión y la radio.

Un filtro es "un elemento que discrimina una determinada frecuencia o gama de frecuencias de una señal eléctrica que pasa a través de él, pudiendo modificar tanto su amplitud como su fase" (Collogos, 2016, p. 3). Los filtros se utilizan para proteger la información de interferencias, ruido y distorsión no deseada.

Según Huiracán (2012, p. 1), se puede utilizar la función de transferencia $H(s)$ para representar los filtros, la cual se puede representar en términos de su ganancia o atenuación, como se muestra en la ecuación 2-9 y en la Ilustración 2-3.

Ecuación 2-9

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$$

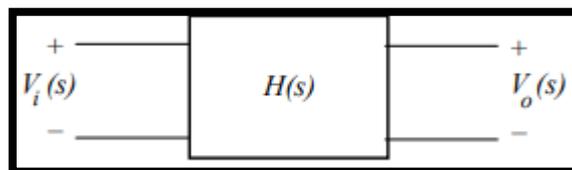


Ilustración 2-3: Red de dos puertas, filtro activo.

Fuente: Huircan, 2012

Donde $V_i(s)$ es la entrada de filtro y $V_o(s)$ la salida. La transmisión del filtro se encuentra evaluando $H(s)|_s = j\omega$, así en términos de magnitud y fase se tiene la ecuación 2-10.

Ecuación 2-10

$$H(j\omega) = |H(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}$$

2.4.3 Divisores de potencia

Un divisor de potencia es un dispositivo capaz de repartir la potencia que recibe por su puerto de entrada entre un número n de salidas, habitualmente de forma equitativa. Los divisores de potencia son utilizados en radiofrecuencia (RF) y microondas (MW), comunicaciones ópticas, etc. para enviar a varios dispositivos la potencia recibida por un solo puerto manteniendo las impedancias adaptadas a fin de tener un bajo nivel de potencia reflejada. (García, 2007, p. 39)

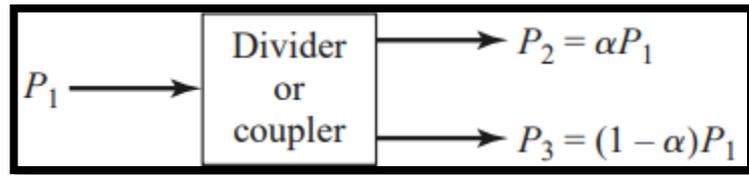


Ilustración 2-4: Divisor de potencia

Fuente: Pozar, 2012

En la Ilustración 2-4 el símbolo α es un coeficiente de proporcionalidad de la potencia de salida con respecto a la potencia de entrada. Los divisores de potencia son a menudo del tipo de división igual (3 dB), pero también son posibles relaciones desiguales de división de potencia. Además, se pueden diseñar de forma que las salidas tengan un desplazamiento de fase de 90 o 180 grados. (Santacruz et al. 2020) (Pozar 2012, p. 317)

2.4.4 Amplificadores

En Amplificadores de RF los dispositivos tanto activos como pasivos se los suele representar principalmente por su matriz de parámetros de dispersión, la mayoría de los fabricantes de transistores RF incluyen la matriz de parámetros-S en sus hojas de especificaciones técnicas, y en algunos casos se puede encontrar este tipo de datos para bobinas, capacitores, atenuadores, etc.

Los dispositivos de sintonización utilizan redes de circuitería pasiva, como líneas de transmisión o stubs, y se debe prestar mucha atención a su resonancia para estabilizar los niveles de voltaje en los nodos del dispositivo activo. Estos dispositivos pueden ajustar la impedancia de entrada y salida del transistor o el coeficiente de reflexión. En la Ilustración 2-5 se observa el esquema de una red de ganancia de dos puertos, el valor de la magnitud del coeficiente de reflexión de entrada y salida están limitados en el rango $0 < |\Gamma_{s,l}| < 1$. (Cripps 2006)

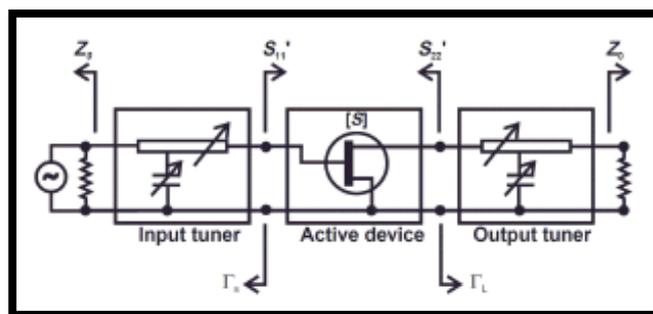


Ilustración 2-5: Esquema general de un amplificador de microondas

Fuente: Pozar, 2012

La longitud eléctrica de las ondas de alta frecuencia, en ocasiones y dependiendo de la aplicación puede llegar a ser menor que la longitud de la línea que une los dispositivos, ocasionando que en los terminales de la línea no se tenga el mismo nivel de voltaje, entonces estas conexiones deben tomarse en cuenta como parte del diseño de circuitos de microondas. La forma, la longitud y el ancho de la línea influyen en la impedancia de la línea y en sus efectos de adaptación.

2.5 Dispositivos activos lineales

Los dispositivos activos son aquellos que dependen de una fuente externa de alimentación en corriente continua (DC) para llevar a cabo sus operaciones. En el contexto de circuitos de amplificación, que son muy comunes de estos dispositivos, se presentan requisitos particulares en frecuencias de microondas. Estos requisitos se originan en los propios componentes empleados en tales circuitos. Los transistores bipolares convencionales, así como los encapsulados estándar, ceden su lugar a elementos especializados con tecnologías y envolturas diseñadas para habilitar el funcionamiento en rangos de frecuencia superiores a los 10, 20, 30 y 40 GHz. (Gurutzeaga, 2011)

2.5.1 Descripción General

Un amplificador es un dispositivo con la capacidad de aumentar el voltaje, la corriente o la potencia en un rango de operación determinado. Los amplificadores se utilizan para una variedad de propósitos y en varios aspectos del espectro de microondas contemporáneo, como en sistemas de comunicaciones, instrumentación, radar e instrumentos biomédicos. Los amplificadores de RF son comunes en los sistemas de comunicación y suelen tener bajos niveles de ruido, un amplio ancho de banda y una capacidad de manejo media. Debido a su bajo costo, confiabilidad, robustez y capacidad para integrarse en circuitos integrados y monolíticos híbridos, los amplificadores con transistores de microondas se han vuelto muy populares.

Las siguientes características son usualmente requeridas en un amplificador:

- Ganancia: voltaje, corriente o potencia.
- Operación Estable.
- Bajo nivel de distorsión.
- Bajo nivel de ruido.
- Robustez a los cambios ambientales: temperatura, humedad, etc.
- Alta eficiencia.
- Filtrado de señales no deseadas.
- Envejecimiento independiente de las condiciones de uso.

En el transmisor se utiliza un amplificador de potencia, que generalmente es un amplificador de alta ganancia en corriente, voltaje o ambos; estos amplificadores suelen tener una variedad de características dependiendo de la aplicación. (San Roman et al. 2014, p. 99)

2.5.2 Transistores en RF

Los transistores de efecto de campo FET y los transistores bipolares BJT (Ilustración 2-6) son los dos tipos de transistores que se utilizan principalmente en el diseño de amplificadores de RF.

a. Transistores bipolares (BJT).

En esta categoría, se encuentran los transistores PNP y NPN. Los BJT son manejados mediante el flujo de corriente, y son los más prevalentes ya que encuentran aplicación en la electrónica analógica como amplificadores, además de desempeñar un rol en la electrónica digital como interruptores. (Rosadio, 2020)

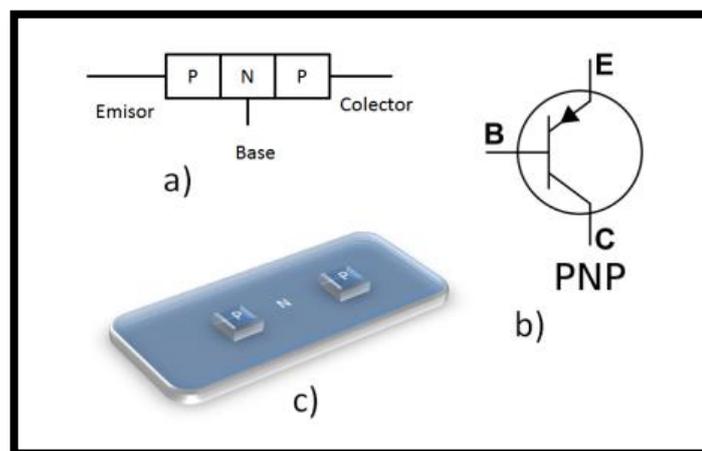


Ilustración 2-6: Diagramas de un transistor BJT

Fuente: San Roman et al., 2014

b. Transistores de Efecto de campo (FET)

Los transistores de efecto de campo FET (Ilustración 2-7), incluidos los dispositivos de metal-aislamiento MIS, son dispositivos controlados por voltaje. Estos son más eficientes que los BJT porque consumen menos corriente de control.

Los FETS se utilizan en frecuencias relativamente menores que los BJT porque tienen una amplia gama de usos. Sin embargo, los transistores de efecto de campo son ideales para aplicaciones específicas debido a su figura de ruido más baja en altas frecuencias.

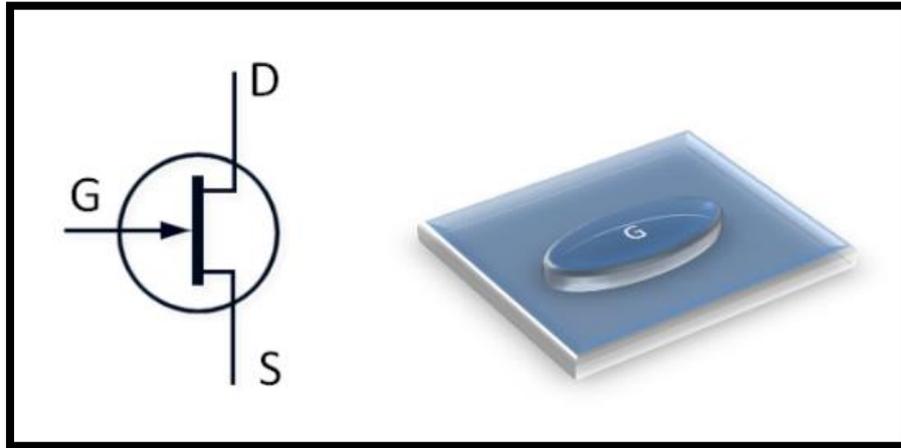


Ilustración 2-7: Diagrama de un transistor de efecto de campo

Fuente: San Roman et al., 2014

c. Transistores Integrados y Monolíticos

Hoy en día, la tendencia es reducir más áreas de sistemas. Como resultado, los amplificadores de microondas pueden ser construidos con circuitos integrados híbridos de microondas (MIC) o como circuitos monolíticos de microondas integrados (MMIC, por sus siglas en inglés).

Tradicionalmente para la fabricación de amplificadores, las líneas de transmisión y las redes de adaptación son microstrip que contienen componentes discretos como condensadores, resistencias y transistores. Las líneas de transmisión y las redes de adaptación se conectan soldando o utilizando métodos de unión de alambre. Los dispositivos discretos, como los transistores, los condensadores y los resistores, están diseñados para ser fáciles de incorporar en los circuitos híbridos.

En la tecnología MMIC, el circuito se construye de tal manera que todas las partes del circuito se componen de una sola oblea de cristal semiconductor, refiriéndose a los transistores, los capacitores, las resistencias, etc. Debido a su alta resistividad en el estado sin dopar, el GaAs es el material de sustrato utilizado generalmente.

La construcción híbrida es a menudo menos costosa que la construcción monolítica en el rango de frecuencias por debajo de 1 GHz, donde los elementos del circuito distribuidos son

relativamente grandes. Sin embargo, la capacidad de producir inductores y condensadores más pequeños en la banda de frecuencias de 1 a 10 GHz ha llevado al desarrollo y la producción de muchos sistemas MMIC que utilizan elementos de circuito concentrados en lugar de elementos de circuito distribuidos. Se espera que la construcción de circuitos integrados monolíticos resulte más económica al producir circuitos con mayor confiabilidad y uniformidad. (San Roman et al. 2014, p. 100-102)

2.6 Diseño de amplificadores

Los parámetros de dispersión, también conocidos como parámetros S, se utilizan en esta sección para describir el proceso de diseño de amplificadores. El enfoque utilizado es mostrar los principios del diseño en amplia variedad de condiciones. Para la revisión, se debe investigar las condiciones de estabilidad de los transistores. Posteriormente, indagar el cálculo de las impedancias de fuente y carga necesarias para cumplir con los requisitos. Para la tecnología de microstrip, se debe tener en cuenta la síntesis de impedancias. Finalmente, se debe examinar la polarización de los transistores; la polarización se refiere al nivel de voltaje y corriente que se utiliza para alimentar al transistor con corriente continua (DC).

El principio de superposición de circuitos significa que los voltajes y corrientes de un circuito están formados por la suma de dos componentes: corriente continua (DC) y corriente alterna (AC). Esto permite calcular el comportamiento de los circuitos en DC y luego en RF.

Cuando se inicia el diseño de un amplificador se elige un transistor para proporcionar la estabilidad, la ganancia, la figura de ruido y otros requisitos del amplificador. La elección de las impedancias a las que se conecta el transistor en el diseño de un amplificador se basa en esto. La impedancia de fuente es la impedancia que se conecta a la entrada del transistor. La impedancia de carga es la impedancia que se conecta a la salida del transistor (Ilustración 2-8).

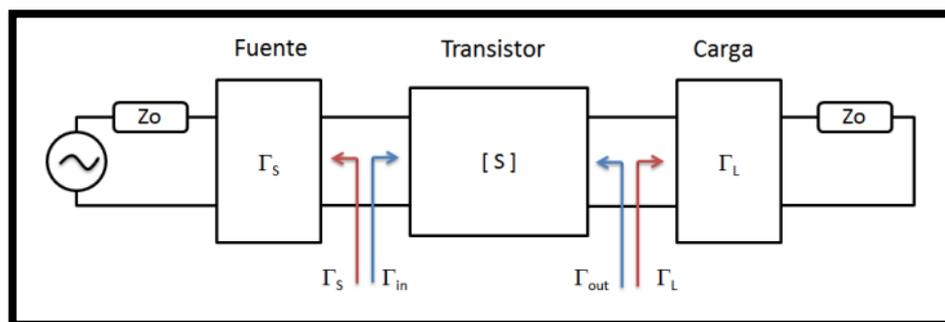


Ilustración 2-8: Concepto del diseño de amplificadores de microondas.

Fuente: San Roman et al., 2014 g

Las potenciales inestabilidades (tendencia a la oscilación), las impedancias de ganancia máxima disponible, de entrada y salida, así como la ganancia del transductor, se pueden calcular utilizando los parámetros de dispersión (S-parameters). Ya sea para la adaptación conjugada o simplemente para crear un amplificador con características particulares, también es posible calcular las impedancias de fuente y de carga ideales.

Sin embargo, los parámetros S difieren según la frecuencia y el nivel de voltaje que alimenta al transistor. Por lo tanto, primero se debe elegir un transistor y un punto de funcionamiento estable (voltaje de operación), luego, para determinar sus parámetros de dispersión, se debe utilizar una hoja de especificaciones o medir. (San Roman et al. 2014, p. 102-103)

2.6.1 Estabilidad

Los parámetros de dispersión se pueden usar para calcular la estabilidad, que es la tendencia de un transistor a oscilar. El cálculo se puede realizar aún antes de construir un amplificador, lo que lo ayuda a encontrar el transistor adecuado para su uso.

La estabilidad se obtiene mediante la aplicación de la ecuación 2-11 en la ecuación 2-12:

Ecuación 2-11

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

Donde Δ es el determinante de la matriz de parámetros S.

Ecuación 2-12

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

El factor de estabilidad es K. El dispositivo será completamente estable para cualquier combinación de la impedancia de fuente y de carga si K es mayor que 1. Sin embargo, si K es menor que 1, el dispositivo es inestable y es probable que oscile con ciertas combinaciones de impedancia de fuente o de carga.

Se debe ser muy cuidadoso al elegir la impedancia de fuente y la impedancia de carga del transistor cuando el valor de K es menor de 1. Sin embargo, esto no implica que el transistor no sea útil en ciertas aplicaciones. Sin embargo, $K < 1$ indica que el uso del transistor requiere un diseño cuidadoso.

Hay varias opciones para completar el diseño cuando K es menor a 1:

- Seleccione un punto de polarización alternativo para el transistor.
- Se debe elegir un transistor diferente.
- Seguir las instrucciones que se enumeran más adelante.

Como se mencionó anteriormente, un transistor potencialmente inestable tiene un comportamiento oscilatorio debido a la combinación de la impedancia de fuente y de carga.

Como resultado, es necesario determinar los valores de las impedancias de fuente y carga que pueden ser permitidos en un diseño como este. La carta de Smith es suficiente para trazar los límites de la región estable, para esto.

Los límites de estabilidad para las impedancias de la fuente se pueden calcular con las ecuaciones 2-13 y 2-14.

Ecuación 2-13

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

Ecuación 2-14

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

De similar forma el límite de la estabilidad en la carga se encuentran con las ecuaciones 2-15 y 2-16.

Ecuación 2-15

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

Ecuación 2-16

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

Estas ecuaciones indican el radio y el centro de la circunferencia que divide la carta de Smith en dos regiones, una interior y una exterior a la circunferencia. La región estable es aquella donde se cumplen las ecuaciones 2-17 y 2-18.

Ecuación 2-17

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1$$

Ecuación 2-18

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

Para la impedancia de fuente y la impedancia de carga respectivamente $\Gamma_S, \Gamma_L, \Gamma_{IN}, \Gamma_{OUT}$ indican los coeficientes de reflexión de la fuente, la carga, de entrada y salida respectivamente. (San Roman et al. 2014, p. 103-104)

2.7 Tecnologías

Los dispositivos orientados a un mismo tipo de aplicaciones se pueden desarrollar a través de una amplia gama de tecnologías electrónicas, pero cada uno de ellos tiene una serie de características funcionales o estructurales distintas que los hacen más o menos adecuados para realizar un determinado sistema electrónico. (Valdéz et al. [sin fecha], p. 479)

Algunas tecnologías apropiadas para la implementación de dispositivos de radiofrecuencia (RF) y microondas (MW) se detallan a continuación.

2.7.1 Tecnologías de guías integradas en sustrato (SIW y HMSIW)

La tecnología SIW (Substrate Integrated Waveguide) está formada por un sustrato dieléctrico confinado entre dos planos conductores. Los dos planos conductores actúan como paredes horizontales de la guía de onda horizontal. Además, las dos filas de postes de metal cumplen el

papel de paredes verticales. De esta manera, se logra que la propagación de la onda electromagnética se mantenga dentro del dieléctrico. (Martínez, 2019, p. 14)

Martínez (2019, p. 17) explica que las guías SIW son demasiado anchas para muchas aplicaciones, por lo que se desarrolló una variante llamada Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW), que reduce la anchura de las guías SIW a la mitad, como se muestra en las Ilustraciones 2-9 y 2-10.

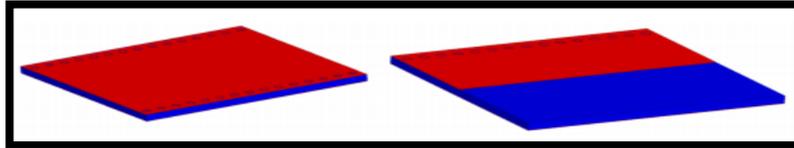


Ilustración 2-9: Comparación entre las estructuras SIW y HMSIW

Fuente: Martínez, 2019

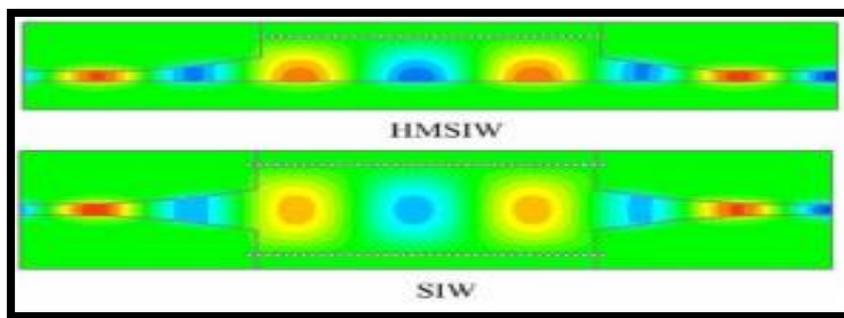


Ilustración 2-10: Distribución del modo fundamental en HMSIW y SIW

Fuente: Martínez Pujalte, 2019

2.7.2 Circuito integrado de microondas monolítico (MMIC)

La tecnología MMIC o circuitos integrados monolíticos de microondas son componentes fabricados en un sustrato semiconductor, a base de AsGa lo cual es un material ideal para trabajar en altas frecuencias, el rango de frecuencias de trabajo de estos circuitos de microondas va desde 300 MHz a 300 GHz lo que estaría cubriendo un amplio rango de frecuencias.

2.7.2.1 Aplicaciones

La mayoría de las aplicaciones militares y civiles, como las comunicaciones, el radar y otros sistemas que emplean frecuencias altas, pueden utilizar circuitos de microondas basados en la tecnología planar. (Bahl y Bhartia 2003, p. 4)

La tecnología se utiliza principalmente debido a su capacidad para controlar la potencia, lo que ha permitido el manejo de los circuitos MMIC, que se utilizan principalmente en radares situados en el espacio que pueden manejar anchos de banda significativos. También se utilizan en la guerra en sistemas de misiles guiados, tanto de tipo radiómetro pasivo como activo. (Bahl y Bhartia 2003, p. 5)

a) Aplicaciones Civiles

El origen de la tecnología MMIC nació como una necesidad de defensa militar. Con el tiempo, los dispositivos se han extendido a la vida civil, lo que ha permitido tener sistemas de comunicaciones fiables, de pequeñas dimensiones y principalmente de bajo consumo que pueden ser utilizados en varios sistemas de comunicaciones, como la comunicación satelital y la tecnología de radares.

b) Militares

Las matrices en fase son un término utilizado para describir los radares militares que tienen haces direccionales electrónicos. Porque un radar de cinco fases tiene 5000 elementos y requiere 25000 circuitos por sistema, la tecnología MMIC es un gran paso en la construcción de dichos sistemas. (Ladbrooke 1989, p. 14)

2.7.3 Tecnología microstrip

La línea Microstrip es uno de los tipos de líneas de transmisión planas más utilizados, según Pozar (2012, p. 147). Esto se debe principalmente a que se puede fabricar mediante procesos fotolitográficos y se integra fácilmente con otros dispositivos de microondas pasivos y activos.

La Ilustración 2-11 muestra la geometría de una línea microstrip, con un plano de tierra en la parte inferior y un conductor de ancho W en la parte superior. Ambos conductores tienen un espesor H y una permitividad relativa ϵ_r . Para una línea microstrip, el modo de propagación privilegiado es cuasi-TEM. (San Roman et al. 2014, p. 36)

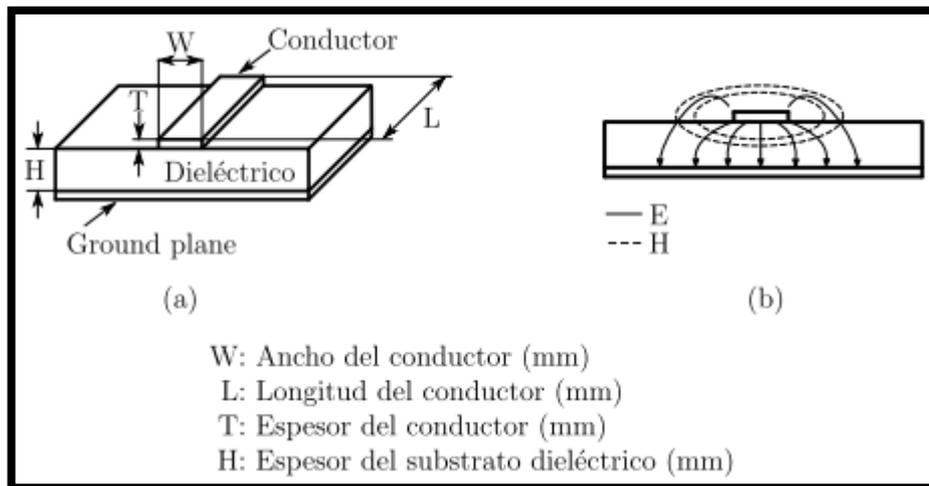


Ilustración 2-11: Línea de transmisión microstrip. (a) Geometría y especificación. (b) Líneas de campo eléctrico y magnético

Fuente: Martínez, 2020

La ventaja de esta tecnología radica en la miniaturización de los dispositivos, lo que permite su uso en una variedad de contextos, como la aviación, la aeronáutica, las comunicaciones inalámbricas, los dispositivos móviles y las microondas. (Inca, 2015, p. 9)

2.7.3.1 Análisis de Líneas Microstrip

En el proceso de examinar las líneas microstrip, se posee información acerca de la configuración física y las medidas de la estructura, con el propósito de calcular la impedancia característica de la línea de transmisión.

La constante dieléctrica efectiva de una línea microstrip viene dada aproximadamente por la ecuación 2-19, donde ϵ_r es la permitividad relativa del material dieléctrico, d es el espesor del material y W es el ancho de la línea de transmisión.

Ecuación 2-19

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} * \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \right)$$

La constante dieléctrica efectiva puede interpretarse como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que sustituye equivalentemente a las regiones de aire y dieléctrica de la línea microstrip, como se muestra en la Ilustración 2-12.

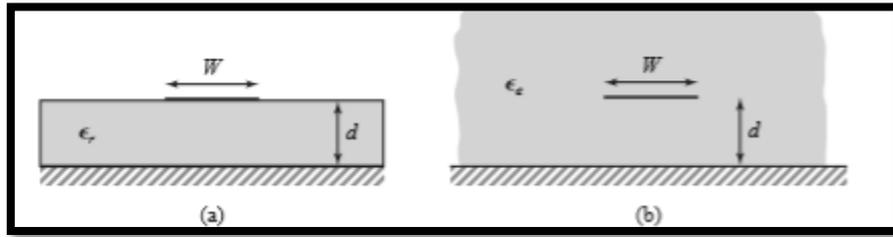


Ilustración 2-12: Geometría equivalente de una línea microstrip cuasi-TEM. (a) Geometría original. (b) Geometría equivalente, en la que el sustrato dieléctrico de permitividad relativa ϵ_r se sustituye por un medio homogéneo de permitividad relativa efectiva ϵ_e .

Fuente: Pozar, 2012, p. 149

Dadas las dimensiones de la línea microstrip, la impedancia característica puede calcularse como (ecuación 2-20):

Ecuación 2-20

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{for } \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{d} + 1.444 \right) \right]} & \text{for } \frac{W}{d} \geq 1 \end{cases}$$

Para una impedancia característica Z_0 y una constante dieléctrica ϵ_r dadas, la relación $\frac{W}{d}$ puede hallarse mediante la ecuación 2-21:

Ecuación 2-21

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{for } \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{for } \frac{W}{d} > 2 \end{cases}$$

A y B los podemos obtener de la ecuación 2-22 y 2-23:

Ecuación 2-22

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

Ecuación 2-23

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Considerando una línea microstrip como una línea cuasi-TEM, podemos determinar la atenuación debida a la pérdida dieléctrica como (ecuación 2-24):

Ecuación 2-24

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_r} (\epsilon_e - 1)} \left[\frac{Np}{m} \right]$$

donde $\tan \delta$ es la tangente de pérdida del dieléctrico y ese expresa como (ecuación 2-25):

Ecuación 2-25

$$\frac{\epsilon_r (\epsilon_e - 1)}{\epsilon_e (\epsilon_r - 1)}$$

que tiene en cuenta el hecho de que los campos alrededor de la línea microstrip están en parte en el aire (sin pérdidas) y en parte en el dieléctrico (con pérdidas). La atenuación debida a la pérdida del conductor viene dada aproximadamente por (ecuación 2-26):

Ecuación 2-26

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \left[\frac{NP}{m} \right]$$

donde $R_s = \sqrt{\omega\mu_0/2\sigma}$ es la resistividad superficial del conductor. En la mayoría de los sustratos microstrip, la pérdida del conductor es más significativa que la pérdida dieléctrica; sin embargo, puede haber excepciones con algunos sustratos semiconductores. (Pozar 2012)

2.8 Materiales

2.8.1 Roger: RO5030B™ Laminates

Los laminados RO4350B mantienen una pérdida baja y controlan estrictamente la constante dieléctrica (Dk). No requieren procedimientos de manipulación ni tratamientos especiales de

orificio pasante. Estos materiales están clasificados como UL 94 V-0 para dispositivos activos y diseños RF de alta potencia. (Corporation Rogers)

Características:

- Dk de 3,48 +/- 0,05
- Factor de disipación de 0,0037 a 10 GHz
- Bajo coeficiente de expansión térmica del eje Z a 32 ppm/°C

Beneficios:

- Precio competitivo
- Excelente estabilidad dimensional

2.8.2 Roger: RO4003C™ Laminates

Presentados en diversas configuraciones, los laminados RO4003C emplean estilos de tejido de vidrio 1080 y 1674, y todas las variantes se ajustan a la misma especificación de rendimiento eléctrico del laminado. Estos laminados RO4003C aseguran un riguroso control de la constante dieléctrica (Dk) y baja pérdida, manteniendo el mismo proceso de fabricación que el epoxi/vidrio estándar, pero a un costo significativamente inferior comparado con los laminados de microondas convencionales. A diferencia de los materiales de microondas basados en PTFE, no es necesario someterlos a tratamientos especiales para orificios pasantes ni a procedimientos de manipulación específicos. (Corporation Rogers)

Características:

- Dk de 3,38 +/- 0,05
- Factor de disipación de 0,0027 a 10 GHz
- Bajo coeficiente de expansión térmica del eje Z a 46 ppm/°C

Beneficios:

- Ideal para construcciones de placas multicapa (MLB)
- Procesos como FR-4 a menor costo de fabricación
- Diseñado para aplicaciones de alto volumen sensibles al rendimiento
- Precio competitivo

2.8.3 *Sustrato dieléctrico: FR4*

"Un material dieléctrico de bajo costo que se utiliza como sustrato para placas de circuito impreso (PCB) de RF y microondas, y su constante dieléctrica varía con la frecuencia y el fabricante" (Holzman 2006, p. 3127).

Como se muestra en la Figura 2-13, el sustrato FR4 está hecho de fibra de vidrio y resinas con buenas propiedades aislantes, que también producen buena estabilidad térmica y mecánica. Las pistas y los planos del circuito impreso son impactados por el FR4 en el campo eléctrico, pero según Giraldo (2016, p. 10) su función principal es aumentar la capacitancia debido a la inclusión de un material dieléctrico en el campo eléctrico. Es importante tener en cuenta que el dieléctrico retrasa la propagación de las señales eléctricas en comparación con la propagación en el vacío.

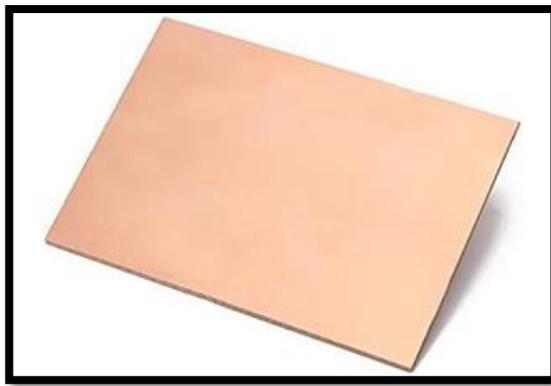


Ilustración 2-13: Lamina de sustrato FR4

Fuente: Giraldo, 2016

Debido a las altas pérdidas que produce el FR4, su uso en estructuras de alimentación de antenas es poco probable. Sin embargo, el material podría usarse en lugar de los materiales de sustrato de microondas más convencionales, lo que resulta en un gran ahorro de costos. Esto se aplica a circuitos de microondas de alta densidad con longitudes de ruta cortas y elementos de antena de banda ancha donde las pérdidas y los valores de la constante dieléctrica absoluta son menos importantes. (Aguilar et al. 1998)

2.8.4 *Conectores SMA*

El conector Sub-Miniatura Versión A (SMA) es la interconexión más común en las mediciones de RF porque tienen un VSWR (relación de onda estacionaria de voltaje) pequeño y una durabilidad aceptable. Los conectores SMA tienen un mecanismo de acoplamiento tipo rosca, son

bastante robustos mecánicamente y tienen una buena repetibilidad de contacto. (Magerl, Mandic y Baric 2014, p. 104)

Los conectores SMA se utilizan para conectar equipos de medición (Ilustración 2-14), funcionan como una extensión de línea coaxial, con material dieléctrico entre los conductores externos y centrales. No se puede considerar un conector de precisión porque tiene un dieléctrico de PTFE (politetrafluoroetileno) entre el conductor central y el externo (Eskelinen, Lattii y Silventoinen 2004, p. 14)

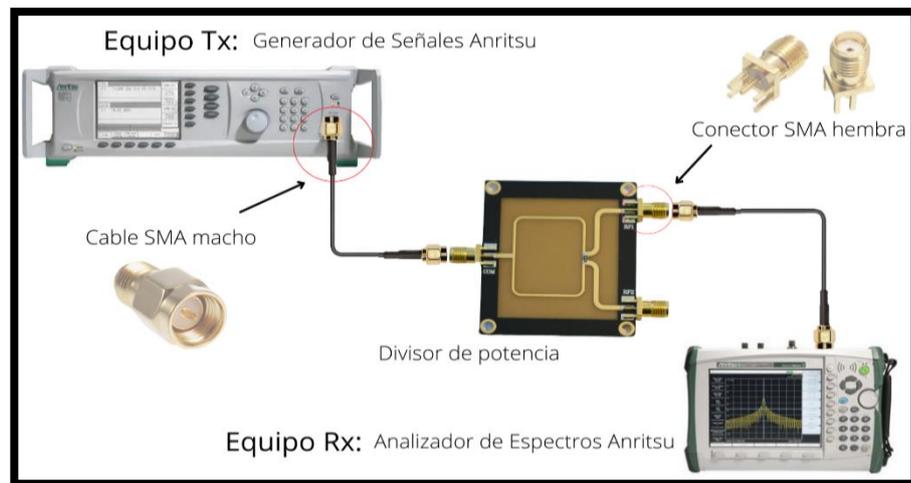


Ilustración 2-14: Esquema de medición de dispositivos microstrip con conectores SMA

Fuente: Bejarano Erazo y López Galván, 2012

La Ilustración 2-15 muestra los conectores SMA, mientras que la Tabla 2-4 muestra las características de funcionamiento de los conectores SMA. Se indica que "la impedancia característica de trabajo de un conector SMA es de 50Ω y presenta un óptimo desempeño para un rango de frecuencias desde los 0Hz hasta 18GHz, aunque existen algunos diseñados para los 26.5GHz".



Ilustración 2-15: Conectores SMA macho y hembra

Fuente: Bejarano Erazo y López Galván, 2012

Tabla 2-4: Características de funcionamiento eléctricas y mecánicas del conector SMA

Característica	Valor/Descripción
Resistencia de contacto	6 mΩ máximo
Resistencia de aislamiento	5000 mΩ mínimo
Rigidez dieléctrica	1000 V _{RMS} máximo
Impedancia	50 Ω
Voltaje de trabajo	500 V _{RMS} máximo
ROE	1,3 máximo
Temperatura de trabajo	-65° a 165°C
Material aislante	Teflón
Rango de frecuencias	0 Hz a 18GHz

Fuente: Bejarano Erazo y López Galván, 2012, p. 30

Realizado por: Garzón, E., 2013

2.9 Herramientas de simulación

El uso de herramientas de simulación permite un acercamiento directo al funcionamiento de los circuitos en ingeniería electrónica. La rápida evolución de los simuladores, combinada con la evolución de los computadores que los utilizan, ha convertido a la simulación en una herramienta popular para el diseño de circuitos y sistemas digitales. (Pérez González, p. 8)

Los siguientes párrafos describen simuladores utilizados en el diseño de dispositivos de radiofrecuencia y microondas. Las tendencias de uso de estas herramientas de simulación varían según el propósito para el que se utilizan.

2.9.1 *Advanced Design System*

(Shahdan, Mardeni y Subari 2010, p. 2) describe el sistema de diseño avanzado (ADS) de Agilent Technologies como "un software de diseño ampliamente utilizado para aplicaciones de radiofrecuencia (RF), microondas y aplicaciones digitales de alta velocidad". Como es fácil de usar, ADS es adecuado para usuarios principiantes hasta diseñadores avanzados. La interfaz de ADS se muestra en la Ilustración 2-16.

sus habilidades de ingeniería de alta frecuencia. La interfaz de Ansoft Designer se muestra en la Ilustración 2-17.

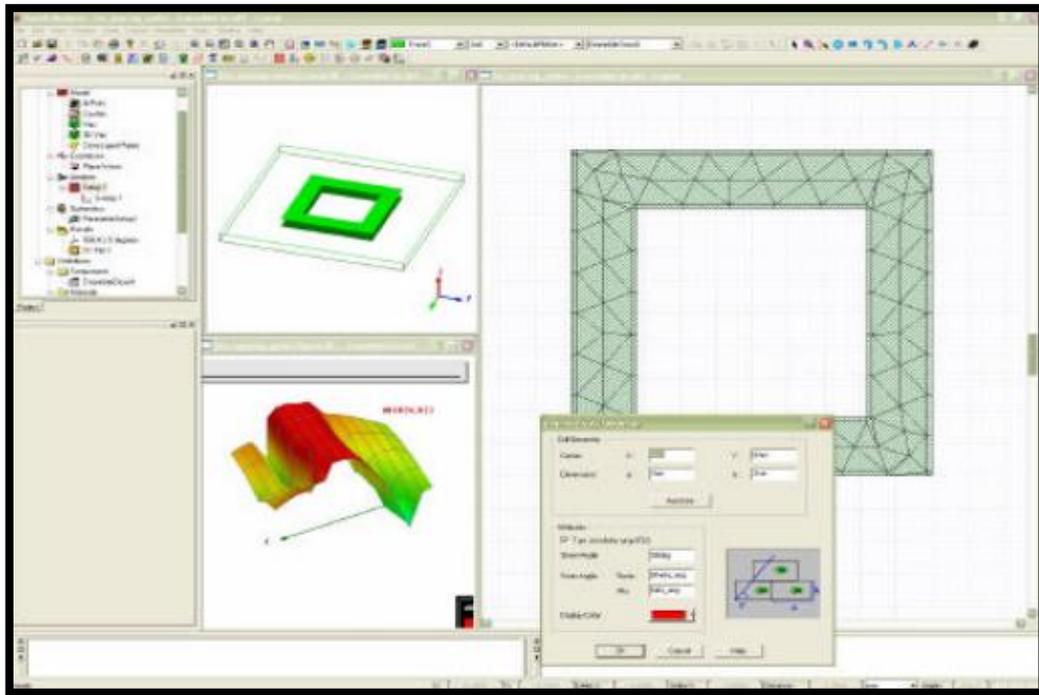


Ilustración 2-17: Interfaz de Ansoft Designer

Fuente: Remski, Gray y Ma, 2001

(Remski, Gray y Ma 2001, p. 7) enumeran las características de Ansoft Designer:

- ✓ Solucionador PMM integrado
- ✓ Parametrización completa del modelo
- ✓ Barridos de parámetros automatizados
- ✓ Capacidades de mallado mixto
- ✓ Cálculo automático de transmisión y reflexión
- ✓ Integración de circuitos y EM
- ✓ Fuente variable

CAPÍTULO III

3. MARCO METODOLÓGICO

Este capítulo presenta el diseño y la implementación realizadas para la obtención de los amplificadores de potencia.

El enfoque técnico utilizado en este proyecto fue descriptivo y experimental debido a que los amplificadores de potencia fueron sometidos a pruebas para asegurar su correcto funcionamiento.

Los dispositivos se implementaron en ROGER 4003C.

3.1 Requerimientos del sistema

3.1.1 Evaluación de las tecnologías

El Capítulo II contiene la descripción de tres tecnologías diferentes utilizadas en la implementación de dispositivos de radiofrecuencia (RF) y microondas (MW). Decidir qué tecnología usar dependerá de las necesidades del dispositivo.

En la tabla 3-1 se describen las características de cada tecnología.

Tabla 3-1: Características de las tecnologías

Características	Tecnologías		
	SIW y HMSIW	MMIC	Microstrip
Geometría	Dos planos conductores y un sustrato dieléctrico Dos filas de agujeros metalizados en el sustrato.	Circuito en donde todos los componentes se integran dentro de un sustrato semiconductor.	Un plano conductor, un sustrato dieléctrico y un plano tierra.
Frecuencia de operación	Rango de microondas y milimétricas	300 MHz a 300 GHz	Frecuencias bajas hasta 10GHz
Técnica de fabricación	Líneas de transmisión planares	Líneas de transmisión planares	Líneas de transmisión planares
Impedancia característica	50 Ω	50 Ω	50 Ω
Dimensiones de dispositivos	Tamaños bastante reducidos	Pequeños	*Miniaturización de dispositivos

Aplicaciones	Resonadores, filtros, etc.	Amplificadores, mezcladores, osciladores, filtro, etc.	Antenas, acopladores, filtros, divisores de potencia, etc.
Ventajas	*Soporta altas frecuencias. *Mejor acoplamiento que las líneas Microstrip *Fácil integración con superficies: planas, no planas y ligeras.	*Alta confiabilidad y consumo de energía recudido *Menor costo de producción *Bajo ruido	*Fácil integración con otros dispositivos de microondas pasivos y activos. *Fácil integración con superficies: planas y no planas *Implementación mediante técnicas de circuitos impresos *Bajo costo
Desventajas	En muchas aplicaciones las guías SIW son demasiado anchas	Una vez implementado el circuito es muy poco ajustable	*Perdidas por radiación *Susceptible de captar gran cantidad de ruido

Fuente: Garzón, 2023

Realizado por: Garzón E., 2023

De acuerdo a la tabla 3-1 la tecnología MMIC cumple con el rango de frecuencias de operación necesario para los amplificadores, específicamente de 12 a 20 GHz, además, si se revisa el capítulo II, transistores RF, se indica que la capacidad de producir inductores y condensadores más pequeños es complicado y no muy eficaz, por el contrario, MMIC utiliza elementos de circuito concentrados en lugar de elementos de circuito distribuidos y dispone de diferentes módulos de amplificación para su elaboración. Por esta razón la tecnología MMIC fue seleccionada para la elaboración de los amplificadores.

3.1.2 Selección del módulo amplificador

Mini-Circuits es líder mundial en diseño y fabricación de componentes de RF, FI y microondas de DC hasta 86 GHz.

Mini-circuits dispone de un surtido catálogo de dispositivos y elementos, los módulos amplificadores con rango de operación de 12 GHz a 20 GHz son los MMIC, AVA-2183+, PMA2-183LN y en marca MACOM el MMIC MAAM-011101, en la Tabla 3-2 podemos observar aspectos de los tres módulos amplificadores.

Tabla 3-2: Tabla comparativa entre MMICs

Amplificadores			
MMIC	AVA-2183+	PMA2-183LN	MAAM-011101
Rango de operación	2-20 GHz	4-20 GHz	4-20 GHz
Ganancia típica	16 ± 1 dB	10 ± 3 dB	16 dB
Precio	\$ 46.50	\$ 39	\$ 11.58
Puertos internos	50 Ω	50 Ω	50 Ω

Fuente: Garzón, 2023

Realizado por: Garzón E., 2023

Se adquirió los tres módulos amplificadores antes mencionados, lastimosamente la construcción del amplificador con MMIC AVA-2183+ no fue posible por la complejidad de polarización del módulo. Por lo antes mencionado los amplificadores RF fueron construidos con el MMIC PMA2-183LN y con el MAAM-011101.

Los datasheets de los MMIC se encuentran en los Anexos A, B y C respectivamente.

3.1.3 *Evaluación de Materiales*

Tabla 3-3: ROGER vs FR4

En base a la tabla 3-3 se escogió Roger para la elaboración de los dispositivos. Si bien mini-circuits recomienda usar Roger 5030B para realizar los amplificadores, la adquisición del material presentaba dificultades ya que no solo el costo era elevado, sino también la importación y el tiempo de llegada, afortunadamente se pudo adquirir Roger 4003C que a pesar de tener una calidad menor presenta una permitividad muy cercana al del Roger 5030B, la diferencia entre permitividades es de 0.1.

	ROGER	FR4
Precio	Alto en comparación a FR4.	Bajo.
Accesibilidad	Las láminas solo se pueden conseguir bajo pedido para su importación.	En cualquier electrónica del Ecuador.
Permitividad	Más altas a comparación de FR4.	Menor.
Compatibilidad con conectores SMA	Acople 100%.	No tienen el ancho del sustrato.
Eficiencia en RF	Superior.	Bajo.

FuennWang, 2021

Realizado por: Garzón E., 2023

3.2 Diseño del amplificador de alta frecuencia

Los módulos amplificadores MMIC cuentan con sus propios circuitos, los cuales garantizan el correcto funcionamiento del mismo.

3.2.1 Circuito de los módulos amplificadores

Anteriormente se mencionó que los módulos cuentan con su propio circuito, para el PMA2-183LN+, el circuito del amplificador es el mostrado en la Ilustración 3-1. De forma similar para el MAAM-011101 el circuito amplificador se observa en la Ilustración 3-2.

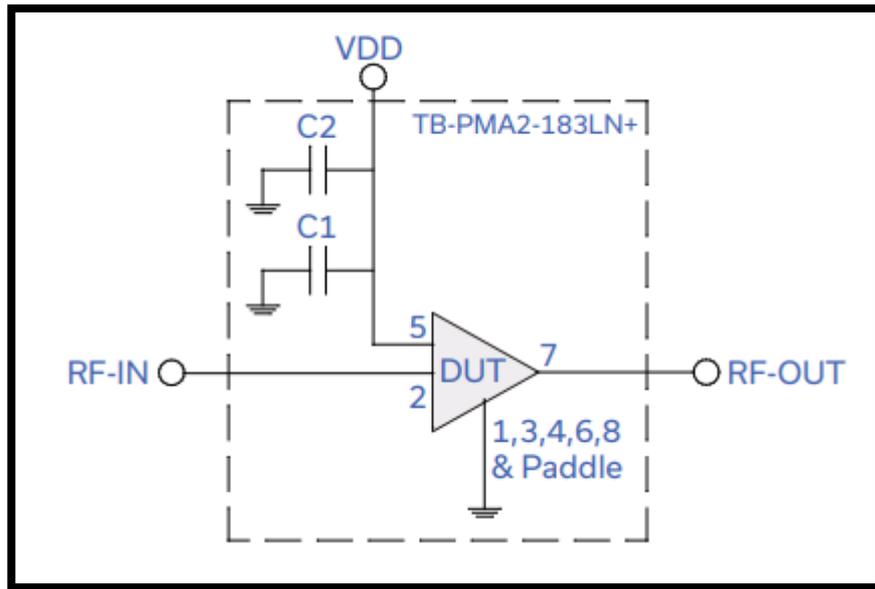


Ilustración 3-1 Circuito esquemático PMA2-183LN+

Fuente: ANEXO B

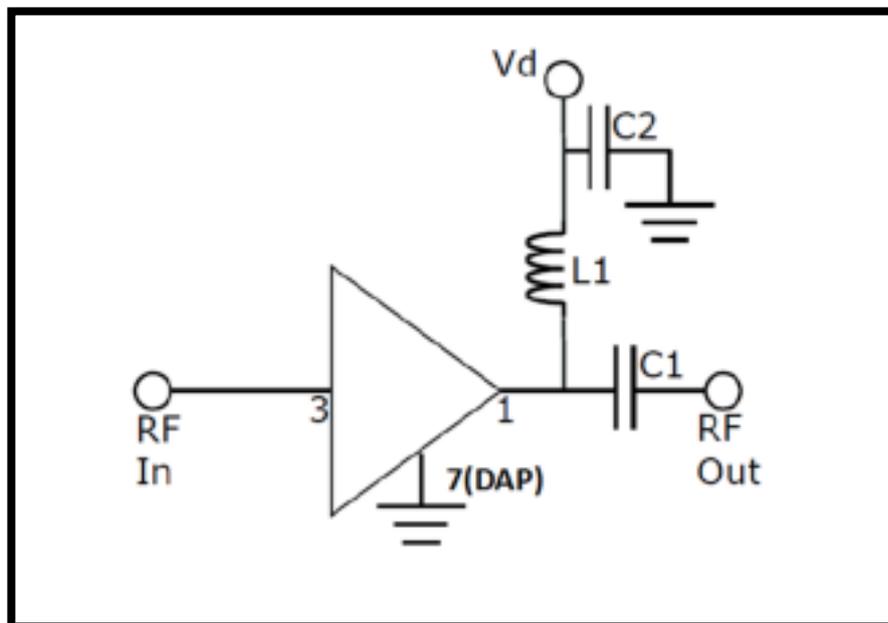


Ilustración 3-2: Circuito esquemático MAAM-011101

Fuente: ANEXO C

La datasheet de los componentes contiene los componentes y las especificaciones de las condiciones de entrada y polarización del circuito necesarios para su correcto funcionamiento.

3.2.2 Descripción de los elementos del sistema

3.2.2.1 MMIC PMA2-183LN+

El PMA2-183LN+ es un amplificador MMIC de banda ancha y bajo ruido basado en E-PHEMT con una combinación única de bajo ruido, alto IP3 y baja corriente que lo hace ideal para aplicaciones de receptores sensibles de alto rango dinámico. Este diseño funciona con una única alimentación de 5 V, está bien adaptado para 50 Ω y se presenta en un minúsculo encapsulado de perfil bajo (2 x 2 mm, MCLP de 8 terminales), que se adapta a diseños de placa de circuito densa de circuitos. (Anexo B)

3.2.2.2 MMIC MAAM-011101

Amplificador de uso general de banda ancha ultra pequeño de 4 - 20GHz. De uso típico en sistema de amplificador de búfer, bloque de ganancia, controlador LO de mezclador, controlador de amplificador de potencia que requiere un tamaño pequeño y alto rendimiento. Las aplicaciones típicas son WiFi, WiMAX, radios punto a punto, aeroespacial y de defensa. (Anexo C)

3.2.2.3 Elementos pasivos

El PMA2-183LN+ y el MAAM-011101 están diseñados para funcionar conjuntamente con otros elementos pasivos como capacitores, inductores. En la tabla 3-4 y tabla 3-5 se muestra los valores de los componentes correspondientes de cada circuito.

Tabla 3-4: Lista de componentes para amplificador PMA2-183LN+

Componente	Fabricante	Valor	Tamaño
C1	Murata	100 pF	0402
C2	Murata	0.1 μ F	0402

Fuente: ANEXO B

Realizado por: Garzón E., 2023

Tabla 3-5 Lista de componentes para amplificador MAAM-011101

Componente	Fabricante	Valor	Tamaño
C1	Murata	100 pF	0201
C2	Murata	100 pF	0402
L1	Murata	470 Ω	0402

Fuente: ANEXO C

Realizado por: Garzón E., 2023

3.2.2.4 Características de operación de los módulos amplificadores

Los datasheets de los integrados especifican los valores típicos con los que funciona cada amplificador, la tabla 3-6 corresponde al amplificador PMA2-183LN+ y la tabla 3-7 al MAAM-011101.

Tabla 3-6: Especificaciones eléctricas típicas del amplificador PMA2-183LN+

Parámetros	Características
Voltaje de funcionamiento del dispositivo (VDD)	5 V
Corriente operativa del dispositivo (IDD)	48.2m A
Variación de corriente del dispositivo frente a temperatura	2.31 μ A/ $^{\circ}$ C
Variación de corriente del dispositivo frente a voltaje	0.01 mA/mV
Resistencia térmica, cable de unión a tierra	71.9 $^{\circ}$ C/W

Fuente: ANEXO B

Realizado por: Garzón E., 2023

Tabla 3-7: Especificaciones eléctricas típicas del amplificador MAAM-011101

Parámetros	Características
Voltaje de funcionamiento del dispositivo (VDD)	8 V
Z_0	50 Ω
Temperatura	$\pm 25^{\circ}$

Fuente: ANEXO C

Realizado por: Garzón E., 2023

Los valores máximos que los dispositivos soportan se muestran en las tablas 3-7 y tabla 3-8 respectivamente.

Tabla 3-8: Valores máximos absolutos MMIC PMA2-183LN+.

Parámetros	Valores
Temperatura de funcionamiento	-40 $^{\circ}$ C to 85 $^{\circ}$ C
Temperatura de almacenamiento	-65 $^{\circ}$ C to +150 $^{\circ}$ C
Potencia total disipada	0.95W
Temperatura de unión	141 $^{\circ}$ C

Potencia de entrada RF (CW)	+24 dBm (5 minute max)
	+12 dBm (continuous)
DC Voltage at Pad 5	+7V

Fuente: ANEXO B

Realizado por: Garzón E., 2023

Tabla 3-9: Valores máximos absolutos MMIC MAAM-011101.

Parámetros	Valores
Temperatura de funcionamiento	-40°C a 85°C
Temperatura de almacenamiento	-65°C to +150°C
Temperatura de unión	+150°C
Potencia de entrada RF	+23 dBm
Voltage Dc	+12V

Fuente: ANEXO C

Realizado por: Garzón E., 2023

3.3 Etapa de diseño de la placa

3.3.1 Cálculo del ancho de línea de transmisión

Los MMIC están diseñados con una impedancia característica de 50 Ω para RF IN y RF OUT, para no tener pérdidas por reflexión se calculó el ancho de la línea de transmisión que debe tener para obtener una impedancia de 50 Ω . Esto se lo hace para los pines 2 y 7 correspondientes al RF IN y RF OUT del MMIC PMA2-183LN+ y a los pines 3 y 1 del MAAM-011101 de entrada y salida.

El ancho de la línea de transmisión se puede calcular de dos formas; manualmente utilizando las ecuaciones 2-21 y 2-23 descritas en el capítulo anterior y mediante la calculadora del software Ansoft Designer.

- Primer Método

Ecuación 3-1

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{for } \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2 \epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{for } \frac{W}{d} > 2 \end{cases}$$

Ecuación 3-2

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Para la obtención de B, Z_0 es el valor de la impedancia característica y la permitividad relativa utilizada será la del Roger 4003C, entonces $Z_0 = 50 \Omega$ y $\epsilon_r=3.38$.

$$B = \frac{377\pi}{2(50)\sqrt{3.38}} = 6.442$$

Al aplicar B en la ecuación 2-21 se obtuvo:

$$\frac{W}{d} = \frac{2}{\pi} \left[2.442 - 1 - \ln(2(6.442) - 1) + \frac{3.38 - 1}{2 * 3.38} \left\{ \ln(6.442 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{3.38} \right\} \right] =$$
$$\frac{W}{d} = 2.334$$

Despejando W y con el espesor del dieléctrico $d=0.813$, el ancho de línea de transmisión para el Roger 403C es:

$$W = 2.334 * 0.813 = 1.89 \text{ mm}$$

- Segundo método

Para el cálculo de la línea de transmisión en Ansoft Designer primero se creó el material conductor con las características conductivas del material, en este caso Roger 4003C tal como se muestra en la Ilustración 3-3.

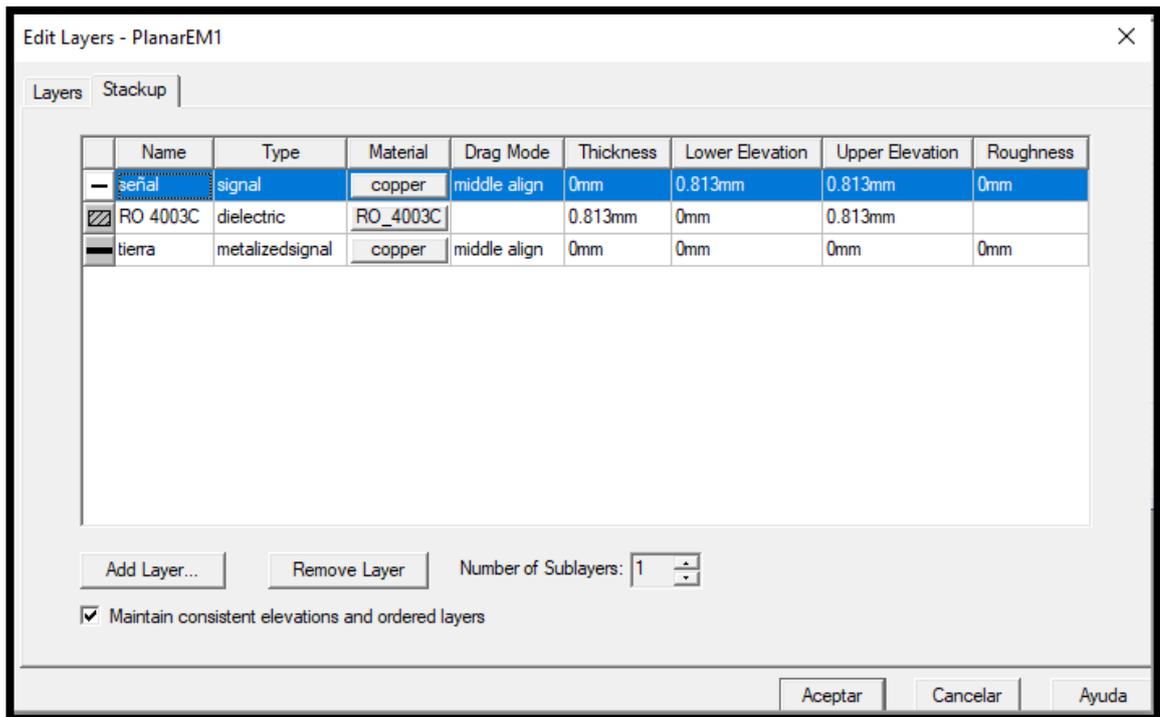


Ilustración 3-3: Capas de la línea de transmisión Roger 4003C en Ansoft Designer.

Realizado por: Garzón E., 2023

A continuación, se hace uso de la herramienta calculadora, donde se colocó la impedancia de 50Ω , dando como respuesta 1.869 mm de anchura para la línea de transmisión, obsérvese Ilustración 3-4.

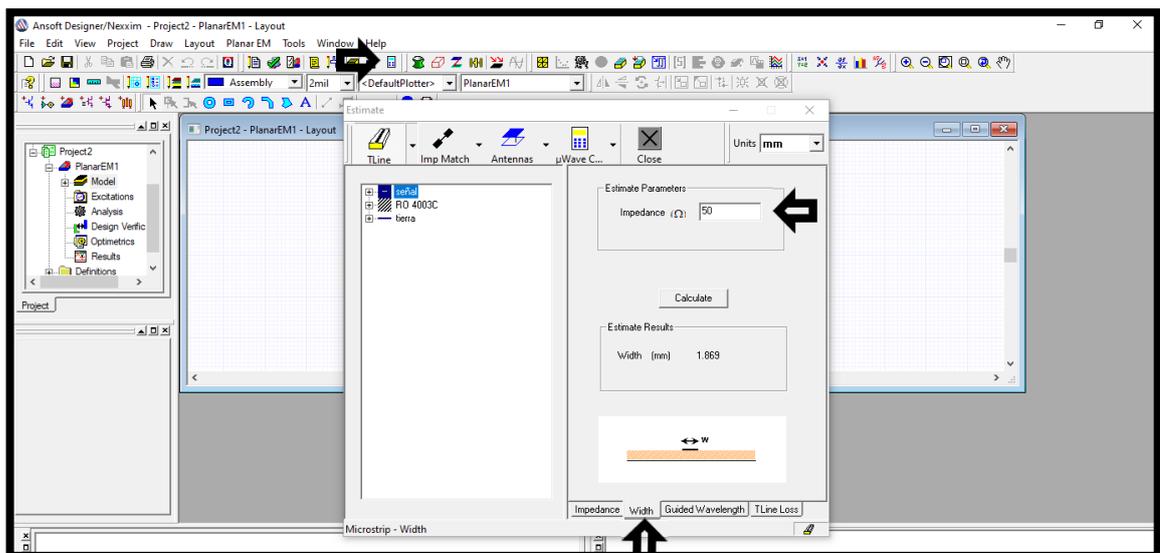


Ilustración 3-4: Calculador de guía de onda en Ansoft Designer.

Realizado por: Garzón E., 2023

Los resultados de los dos métodos son muy cercanos ya que la diferencia es de 0.03 mm. Se usó 1.89 mm para el ancho de las pistas de los pines de entrada y salida de la señal RF de los amplificadores.

3.3.2 Extracción de archivos Gerber en formatos DXF/DWG

Los archivos Gerber hacen referencia a la trayectoria de una herramienta de corte que es controlada por diversas directivas y códigos los cuales responden a coordenadas en los ejes X, Y, Z, que son controlados según el circuito a realizarse. (Pasquel , 2019, p. 9)

Los MMIC cuentan con archivos gerber que permite la impresión de la placa.

Se usó ADS para la visualización y exportación de archivos gerber en formato DXF/DWG necesarios para su posterior procesamiento en Proteus así como se observa en la Ilustración 3-5.

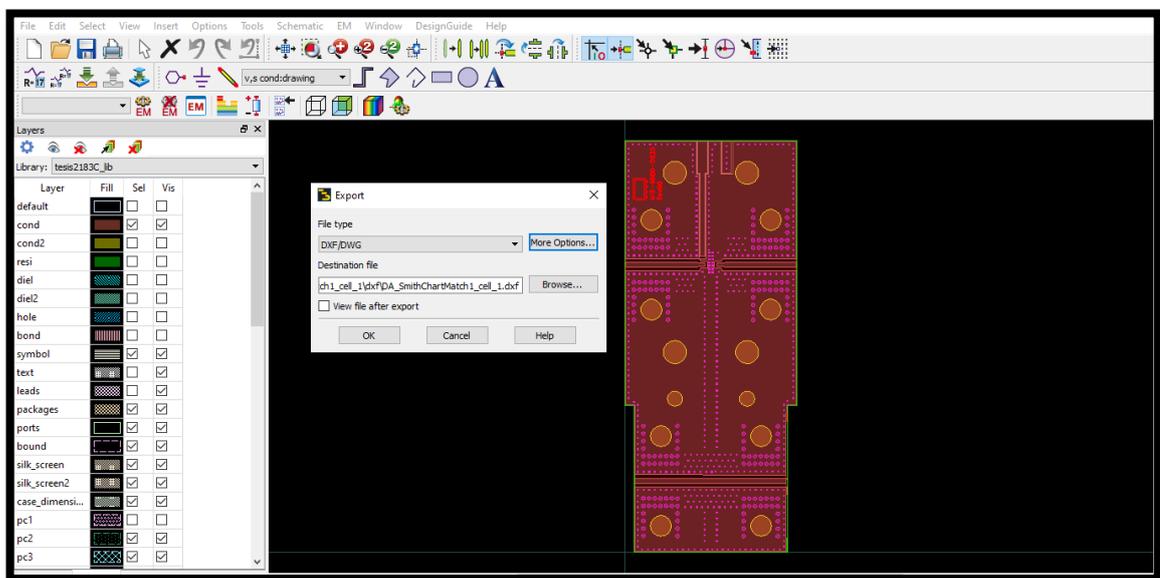


Ilustración 3-5: Exportación de archivos gerber en formato DXF/DWG ADS Keysight

Realizado por: Garzón E., 2023

3.3.3 Edición de la PCB layout en Proteus

Fue necesario la exportación de los archivos en formato DXF/DWG ya que Proteus no puede procesar archivos gerber, pero sí archivos DXF/DWG.

De los archivos DXF/DWG se obtuvo las pistas del circuito, en la misma se cambió el ancho de las pistas de los pines de entrada y salida ya que las pistas están diseñadas para el material Roger 5030B, el ancho a utilizar es el W calculado anteriormente en Ansoft Designer. El diseño PCB junto con la visualización 3D de las placas de los amplificadores se muestran en la Ilustración 3-6 para el PMA2-183LN+ y en la Ilustración 3-7 para el MAAM-011101.

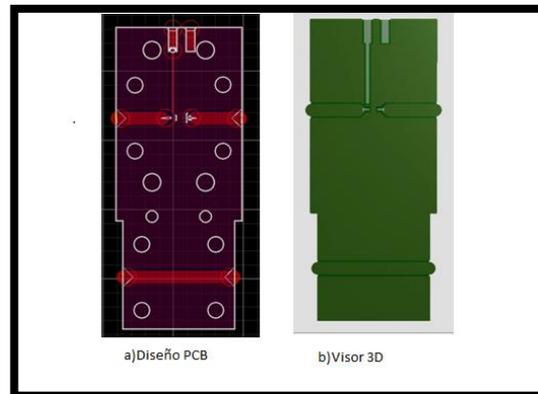


Ilustración 3-6: Diseño en Proteus del PMA2-183LN+, a) Diseño PCB del amplificador, b) Visualización 3D de la placa

Realizado por: Garzón E., 2023

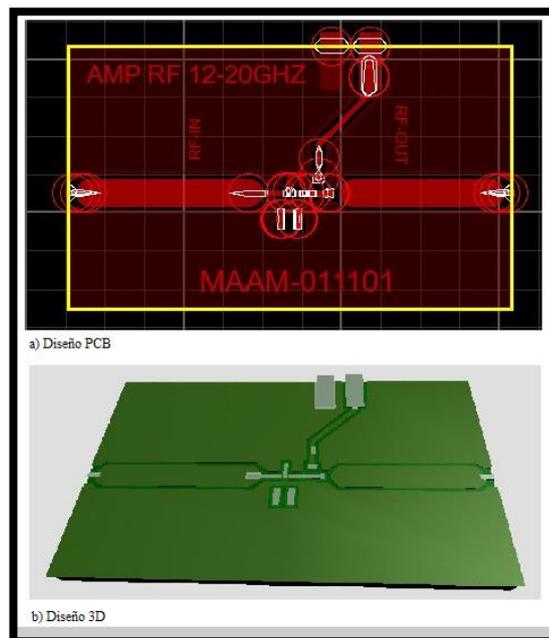


Ilustración 3-7: Diseño en Proteus del MAAM-011101, a) Diseño PCB del amplificador, b) Visualización 3D de la placa

Realizado por: Garzón E., 2023

3.4 Etapa de implementación

En la Ilustración 3-8 se puede observar la placa PCB implementada físicamente con sus respectivos elementos para el MMIC PMA2-183LN+ y en la Ilustración 3-9 se muestra la placa correspondiente al MMIC MAAM-011101.

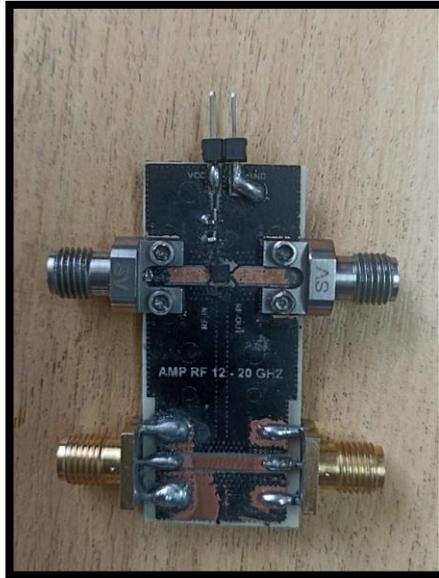


Ilustración 3-8: Amplificador RF MMIC PMA2-183LN+ en el rango de 12 a 20 GHz

Realizado por: Garzón E., 2023



Ilustración 3-9: Amplificador RF MMIC MAAM-011101 en el rango de 12 a 20 GHz

Realizado por: Garzón E., 2023

3.5 Etapa de pruebas

Se utilizaron herramientas del Laboratorio de Comunicaciones y Microondas de la FIE-ESPOCH para evaluar la efectividad de los amplificadores de potencia que operan en el rango de frecuencia de 12 a 20 GHz.

3.5.1 Equipos utilizados

Para medir la ganancia que genera el amplificador se utilizó los siguientes equipos:

- El Generador de Señales Anritsu MG3692C usado para transmitir las señales, este dispositivo funciona en el rango de frecuencia de 0 a 20 GHz.
- Para la captura de la señal se utilizó un analizador de espectro Anritsu MS2724C, que opera desde los 9KHz hasta los 20GHz.
- Para la conexión de los equipos y amplificador se utilizó cables coaxiales SMA de 50 Ω , un adaptador SMA hembra de 50 Ω para el analizador de espectro y un conector hembra-hembra.
- Fuente variable de corriente directa (VDD) para la polarización de los amplificadores

3.5.2 Medición del espectro

Se transmitió una señal RF de 0 dBm en la frecuencia de 12 GHz desde el generador hasta el analizador de espectro, obteniendo así la muestra para la frecuencia de 12 GHz, este proceso se repitió variando la frecuencia en el generador de señales para obtener las diferentes mediciones. Las mediciones se realizaron cada 100 MHz en el rango de 12 GHz a 20 GHz dando un total de 81 muestras.

3.5.2.1 Sin amplificador

Estas mediciones se realizaron en la línea de prueba del amplificador 1, las mismas son necesarias ya que los cables y conectores producen pérdidas en la transmisión de la señal RF, y estas pérdidas son externas al amplificador.

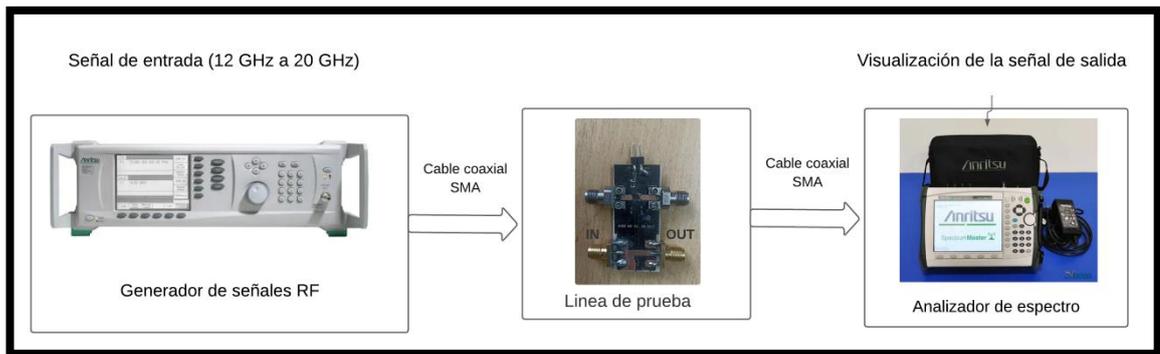


Ilustración 3-10: Esquema de la conexión de los dispositivos para la realización de las pruebas

Realizado por: GARZÓN ZAPATA Edison

La Ilustración 3-11 muestra la gráfica obtenida de los resultados de las mediciones de señal RF sin amplificar.

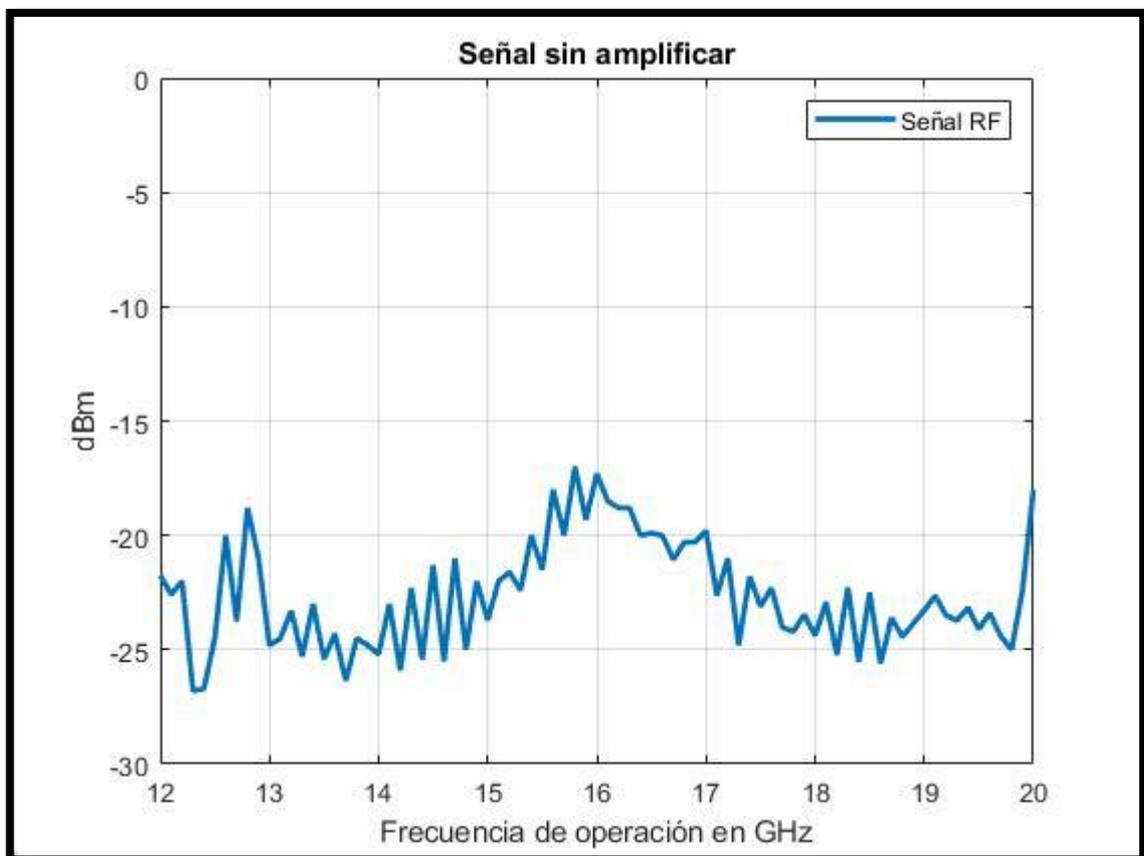


Ilustración 3-11: Señal RF sin amplificar

Realizado por: Garzón E., 2023

3.5.2.2 Con amplificador

Para la conexión de los amplificadores 1 y 2 con los equipos de laboratorio se utilizó el esquema mostrado en la Ilustración 3-12.

Las mediciones se realizaron cada 100 MHz en el rango de 12 GHz a 20 GHz.

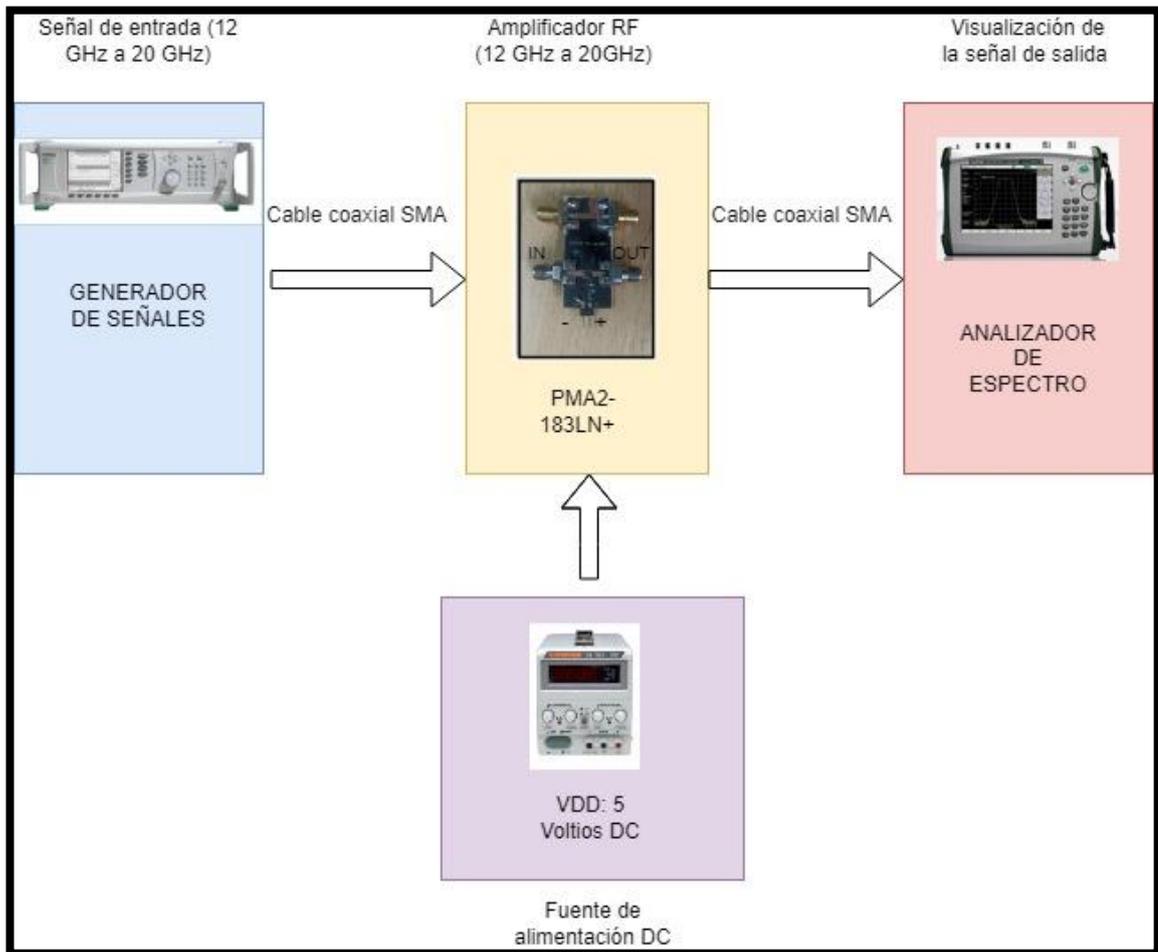


Ilustración 3-12: Conexión de equipos y amplificadores 1 y 2.

Realizado por: Garzón E., 2023

La señal amplificada mediante el amplificador 1 con el MMIC PMA2-183LN+ se expone en la Ilustración 3-13.

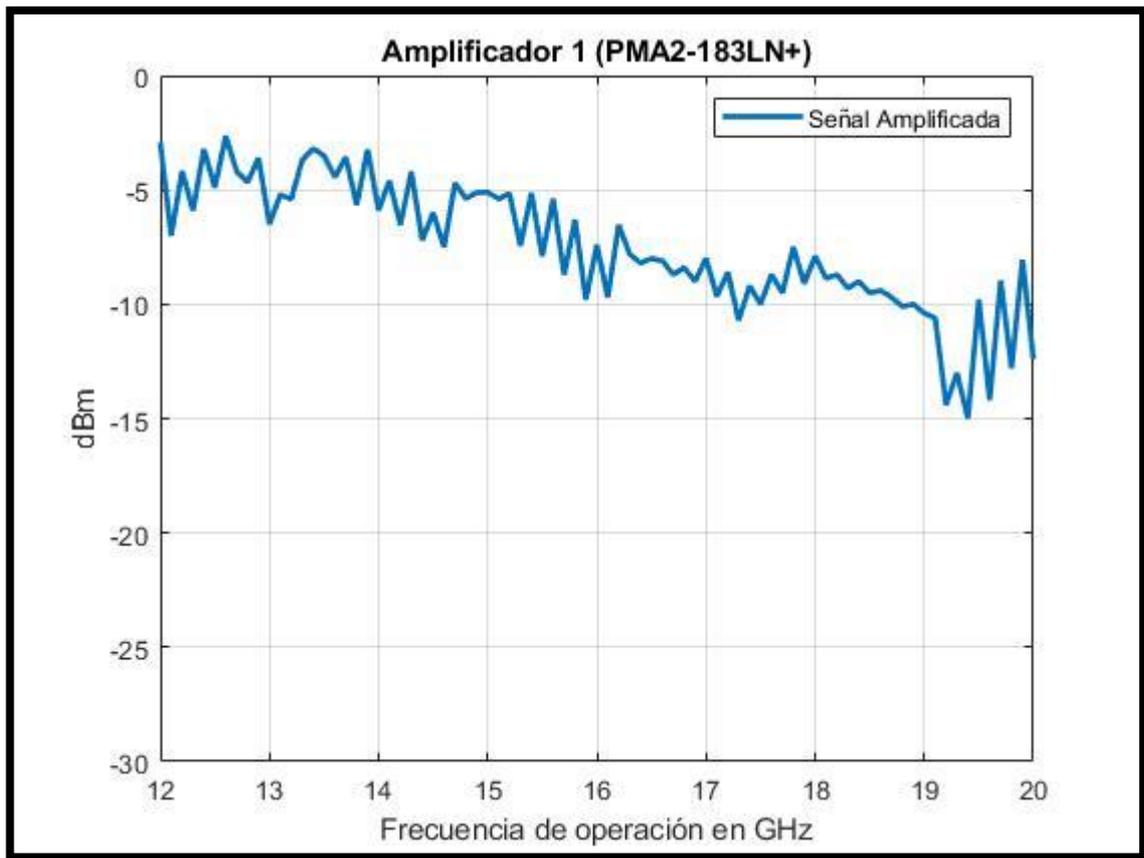


Ilustración 3-13: Señal RF amplificada por el PMA2-183LN+

Realizado por: Garzón E., 2023

Con el segundo amplificador MMIC PMA2-183LN+ se obtuvo la gráfica de la Ilustración 3-14.

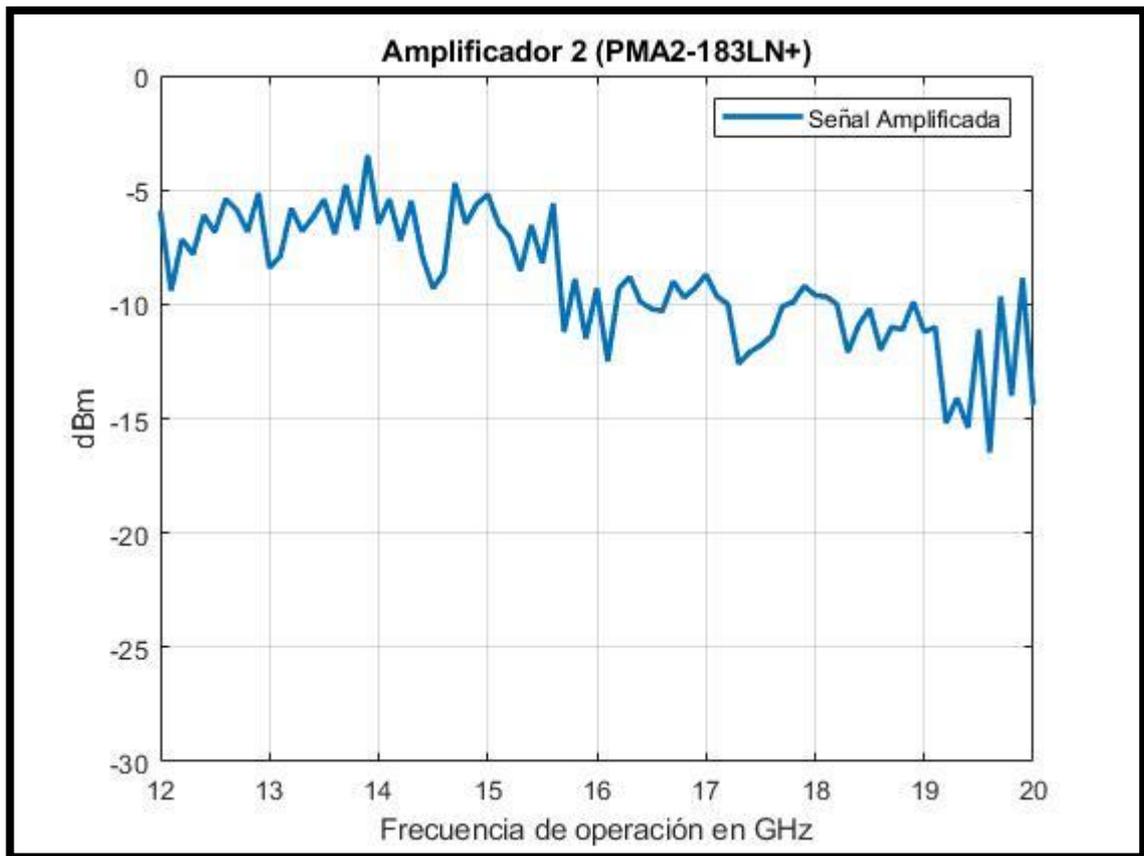


Ilustración 3-14: Respuesta en frecuencia del amplificador 2.

Realizado por: Garzón E., 2023

La conexión de los amplificadores 3 y 4 con los equipos de laboratorio se utilizó el esquema mostrado en la Ilustración 3-15. Las mediciones se realizaron cada 100 MHz en el rango de 12 GHz a 20 GHz dando un total de 81 muestras.

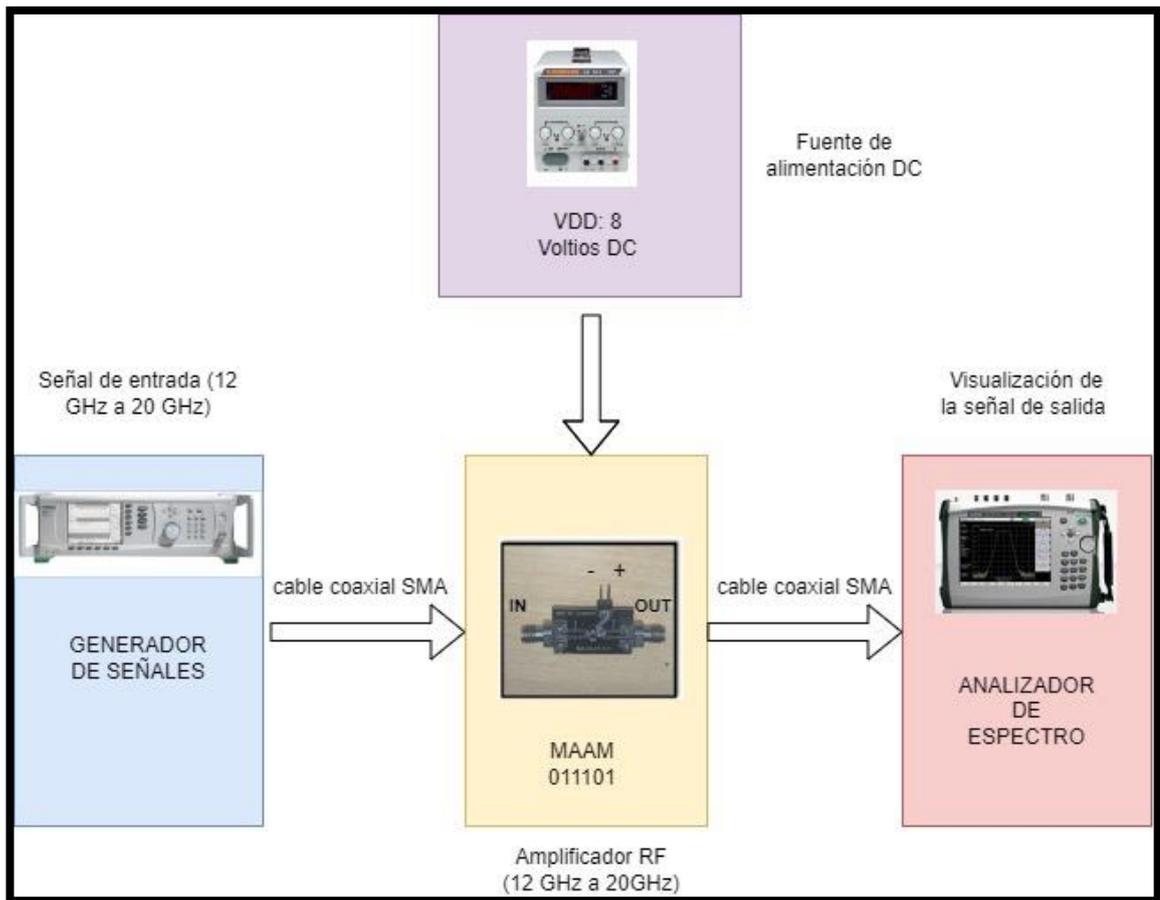


Ilustración 3-15: Conexión de equipos de laboratorio y amplificadores 3 y 4.

Realizado por: Garzón E., 2023

La gráfica de la señal RF amplificada utilizando el amplificador 3 que usa el MMIC MAAM-011101 se observa en la Ilustración 3-16.

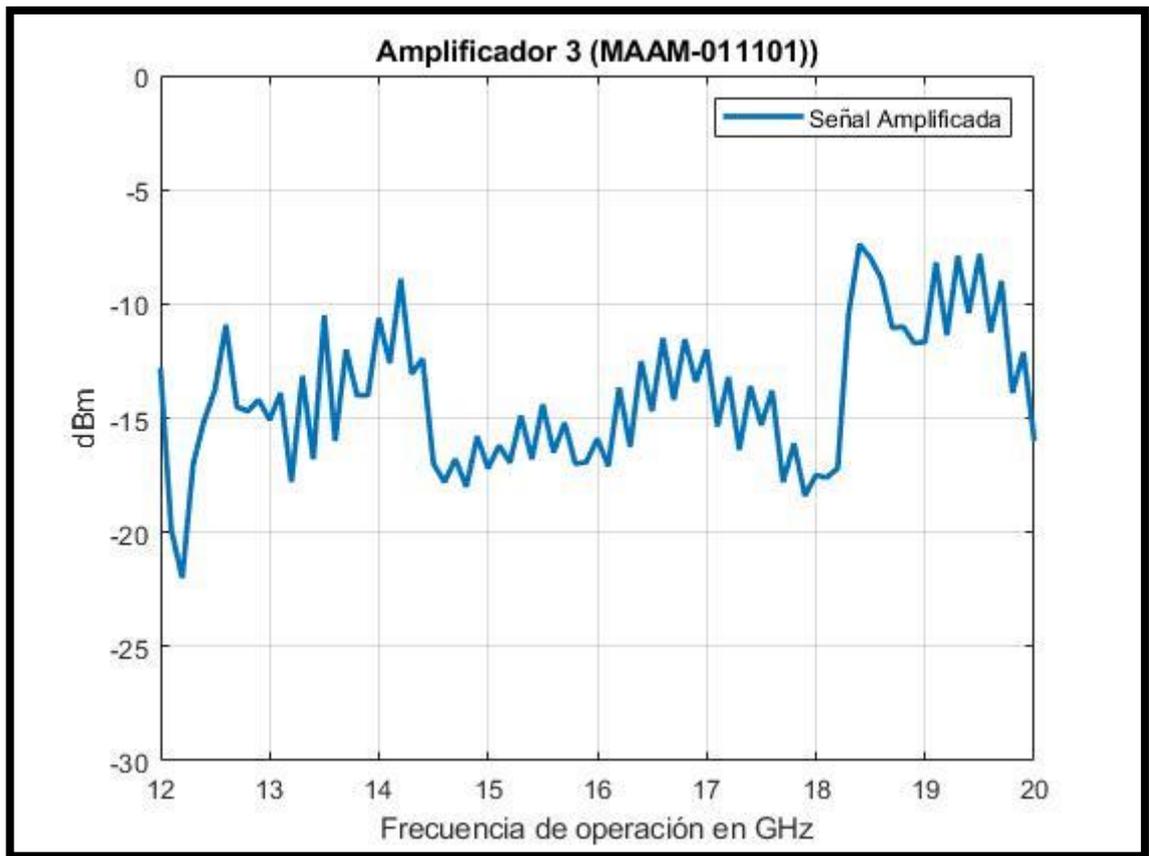


Ilustración 3-16: Señal RF amplificada por el MAAM-011101 amplificador 3

Realizado por: Garzón E., 2023

En la Ilustración 3-17 se mira la señal amplificada obtenida del amplificador 4 MMIC MAAM-011101.

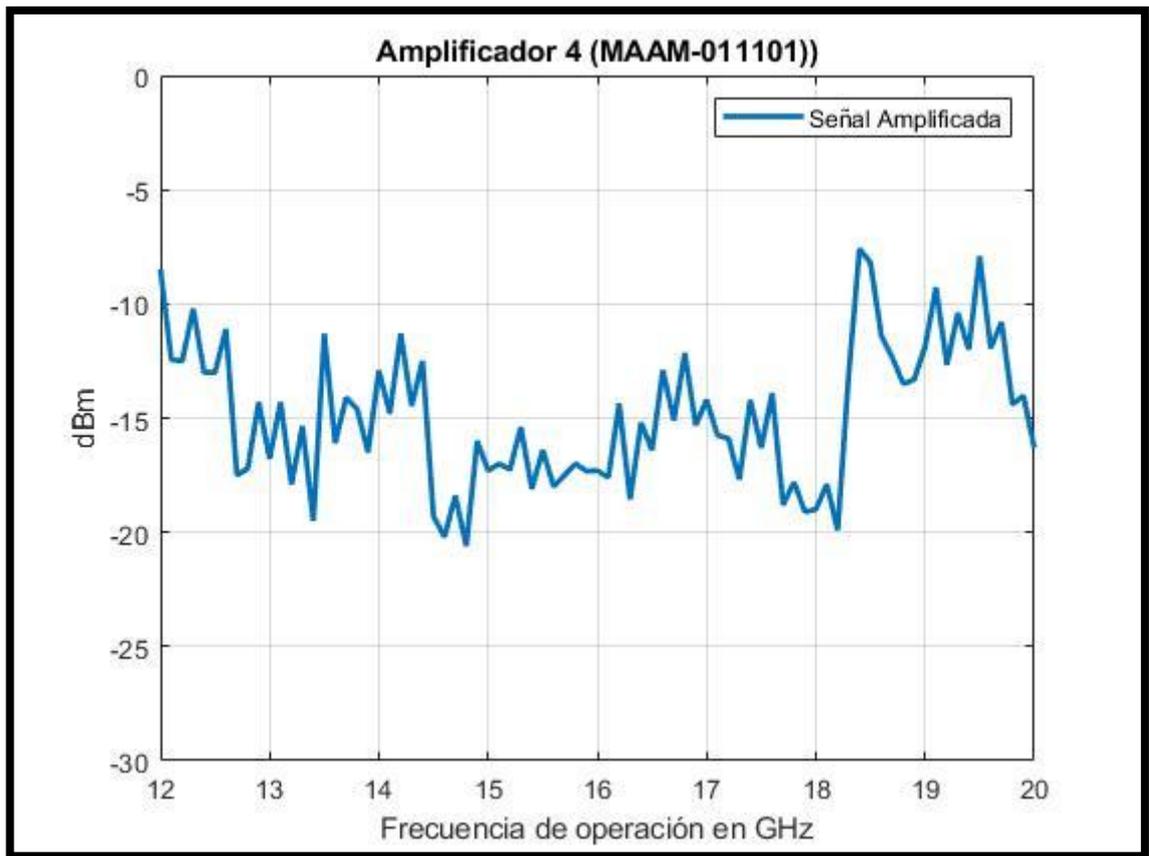


Ilustración 3-17: Respuesta en frecuencia del amplificador 4.

Realizado por: Garzón E., 2023

CAPÍTULO IV

4. ANÁLISIS E INTERPRETACIÓN DE RESULTADOS

En este capítulo se entregan los resultados del rendimiento de los amplificadores que se han implementado y el costo de la realización del proyecto técnico. Esto con el objetivo de dar a conocer el presupuesto de recrear estos dispositivos y las prestaciones que se brindan.

4.1 Resultados de los amplificadores de potencia con tecnología MMIC

Para saber si un amplificador funciona se debe tomar en cuenta la ganancia que generan estos amplificadores, en esta sección se exponen las ganancias que generan los amplificadores y las ganancias típica de cada MMIC especificada en su respectiva hoja técnica.

4.1.1 Amplificadores con el MMIC PMA2-183LN+

En el Anexo D se encuentran los datos de las ganancias típicas para el MMIC PMA2-183LN+ estos se pueden observar en la Tabla 4-1. Estos datos fueron procesados para compararlos con las ganancias obtenidas de los amplificadores implementados.

Tabla 4-1: Ganancia típica del Amplificador MMIC PMA2-183LN+

Frecuencia de Operación GHz	Ganancia típica dB
12	10,01
13	10,34
14	10,51
15	10,43
16	10,2
17	9,94
18	9,68
19	9,35
20	8,63

Fuente: ANEXO D

Realizado por: GARZÓN ZAPATA Edison

La Ilustración 4-1 contiene las gráficas de la ganancia obtenida del amplificador 1 y la gráfica de la ganancia típica del MMIC PMA2-183LN+.

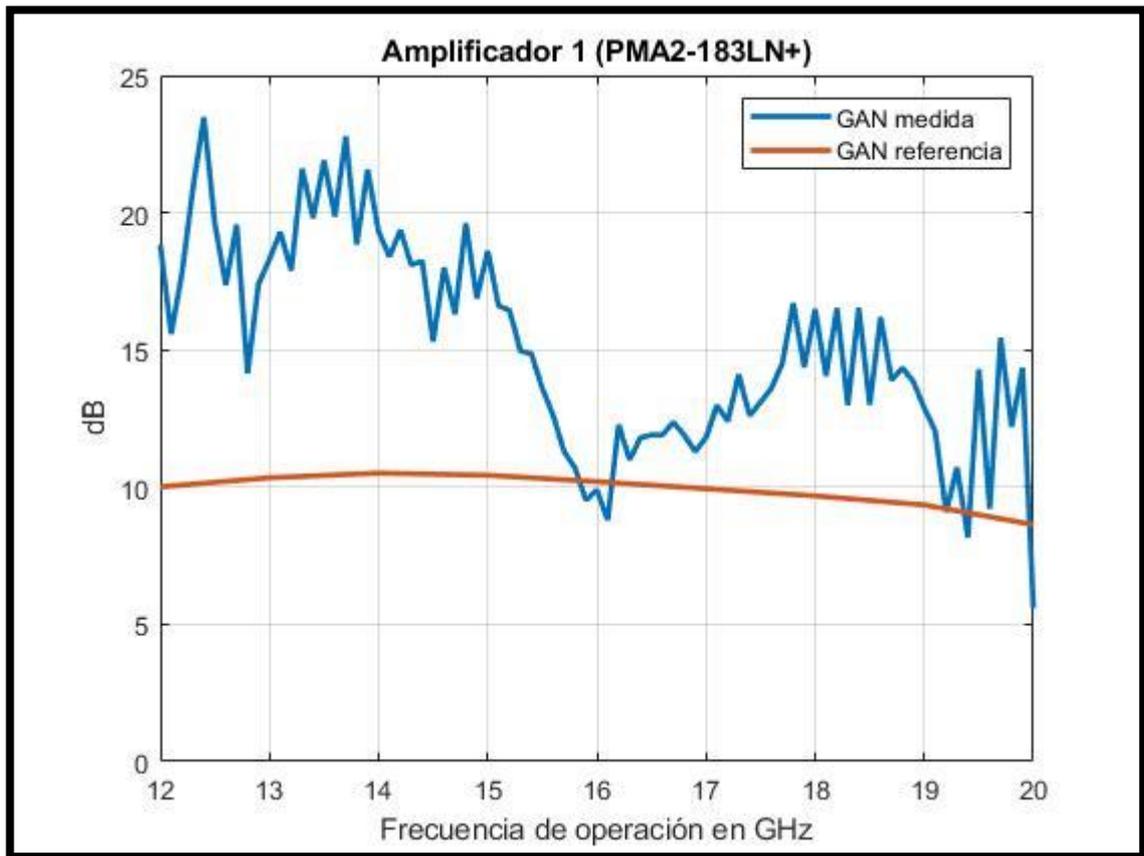


Ilustración 4-1: Amplificador MMIC PMA2-183LN+, ganancia del amplificador 1 implementado vs ganancia esperada.

Realizado por: Garzón E., 2023

La comparación de la ganancia del amplificador 2 con la ganancia típica del amplificador PMA2-183LN+ se muestra en la Ilustración 4-2.

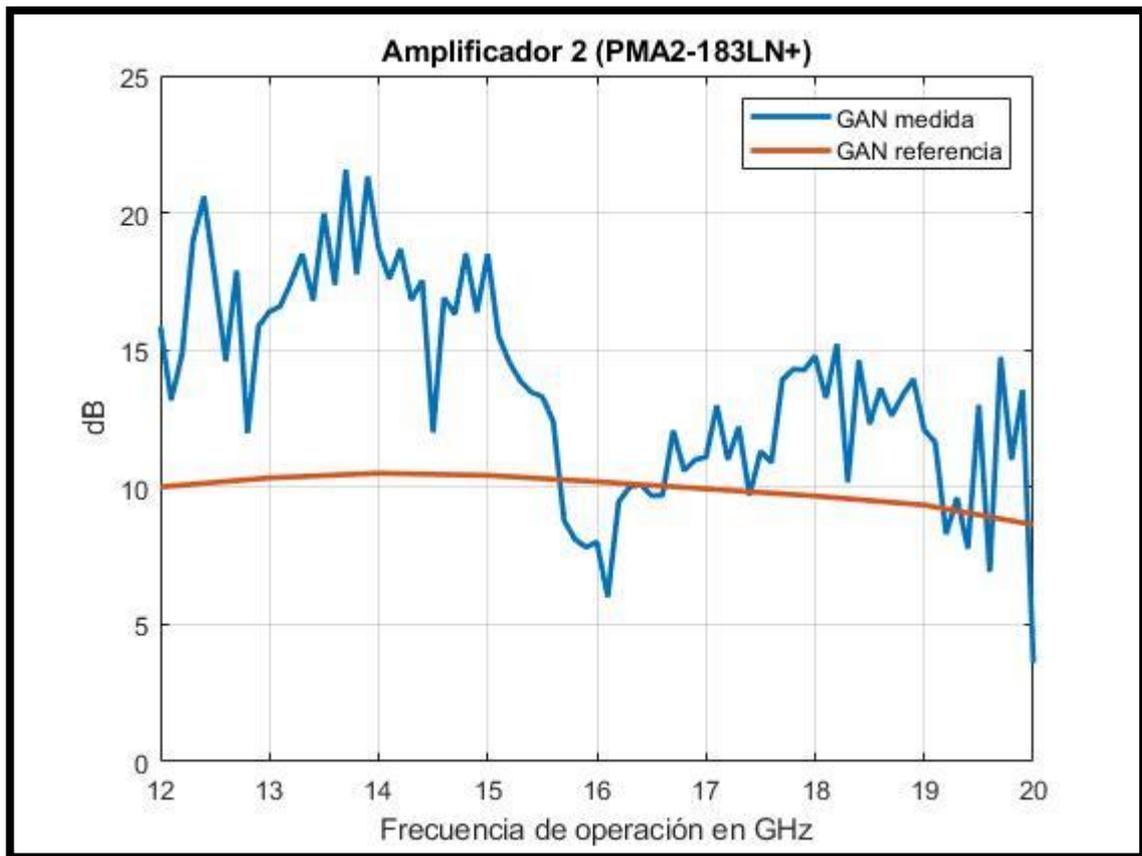


Ilustración 4-2: Amplificador MMIC PMA2-183LN+, ganancia del amplificador 2 implementado vs ganancia esperada.

Realizado por: Garzón E., 2023

Se pudo observar que la respuesta de los amplificadores 1 y 2 son muy buenas ya que superan o igualan la ganancia esperada en la mayoría de las frecuencias.

4.1.2 Amplificadores con el MMIC MAAM-011101

Para obtener la ganancia típica del MMIC se revisó el Anexo C correspondiente a la hoja de especificaciones del MMIC MAAM-011101, donde se obtuvo los datos que se muestran en la Tabla 4-2 para su posterior procesamiento.

Tabla 4-2: Ganancia típica del Amplificador MMIC MAAM-011101

Frecuencia de Operación GHz	Ganancia típica dB
12	16
16	15
20	15

Fuente: ANEXO D

Realizado por: Garzón E., 2023

La comparativa entre ganancia típica y la ganancia obtenida del amplificador 3 implementado con el MMIC MAAM-011101 se observa en la Ilustración 4-3.

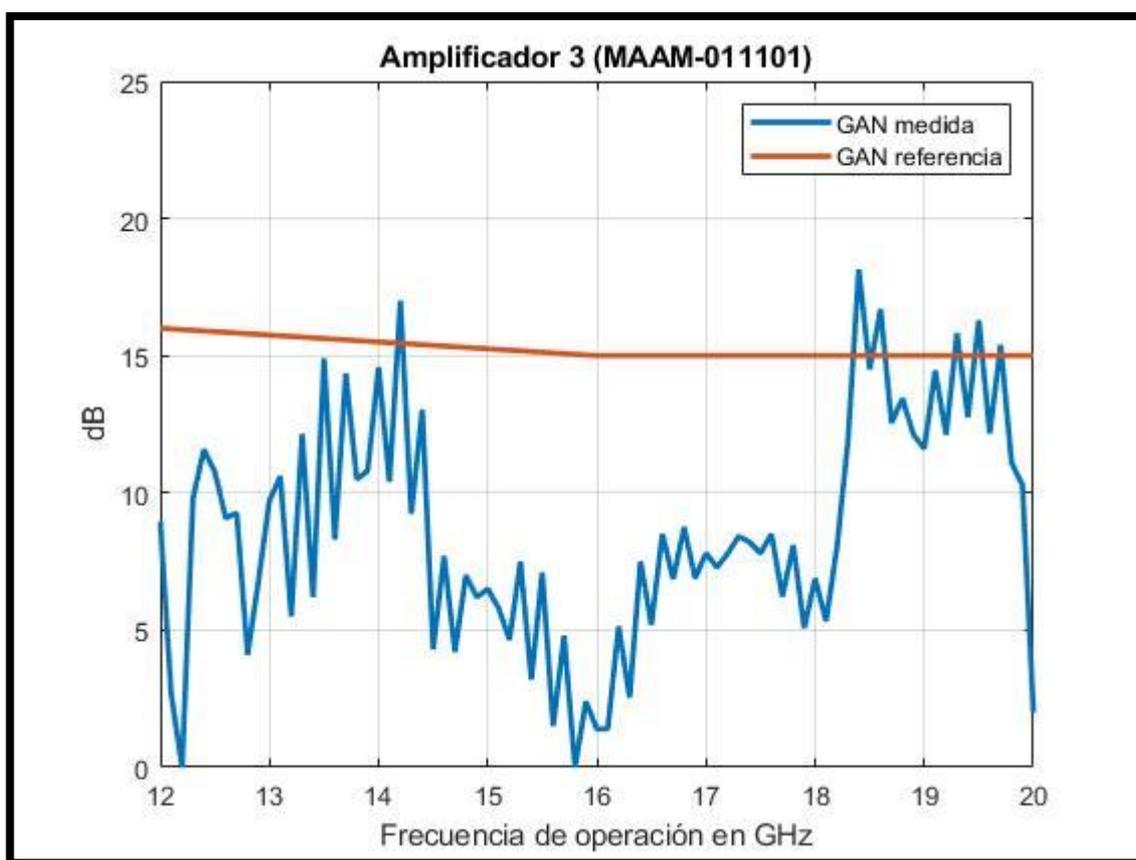


Ilustración 4-3: Amplificador MMIC MAAM-011101, ganancia del amplificador 3 implementado vs ganancia esperada.

Realizado por: Garzón E., 2023

La Ilustración 4-4 presenta las gráficas de la ganancia típica del MMIC MAAM-011101 y la ganancia obtenida del amplificador 4 en las pruebas de laboratorio.

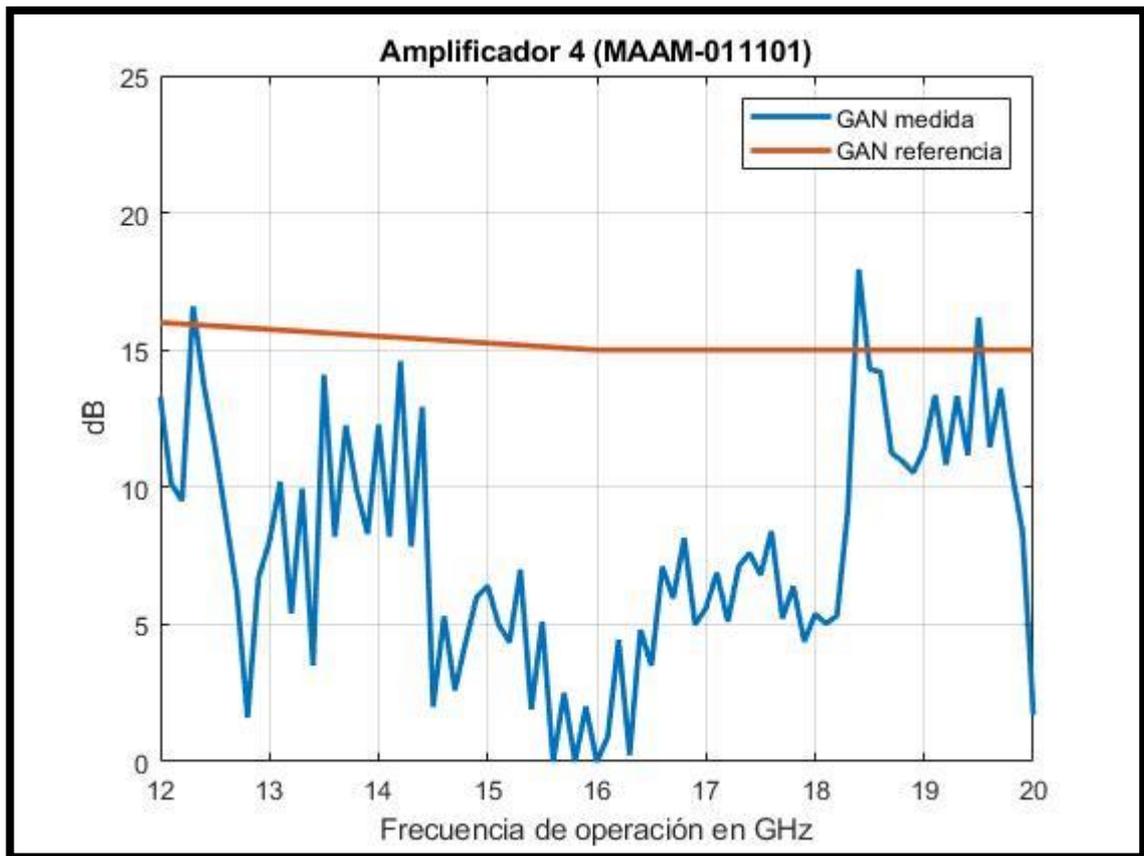


Ilustración 4-4: Amplificador MMIC MAAM-011101, ganancia del amplificador 4 implementado vs ganancia esperada.

Realizado por: Garzón E., 2023

4.2 Resumen de los Amplificadores

La Tabla 4-3 expresa un resumen de la ganancia que presentan los dispositivos amplificadores implementados en la banda de frecuencia de 12 a 20 GHz.

Tabla 4-3: Parámetros de amplificación de los amplificadores.

Parámetros	Amplificador 1	Amplificador 2	Amplificador 3	Amplificador 4
Ganancia mínima	5,59 dB	3,59 dB	0 B	0 dB
Ganancia máxima	23,48 dB	21,57 dB	18,14 dB	17,94 dB
Ganancia promedio	15,02 dB	13,64 dB	8,59 dB	7,75 dB
% de frecuencias amplificadas	100,00 %	100,00 %	97,53 %	96,30 %
% de frecuencias amplificadas que superan o igualan la ganancia típica de amplificación	93,83 %	81,48 %	34,57 %	3,70 %

Realizado por: Garzón E., 2023

4.3 Análisis económico

Los costos de producción de los dispositivos implementados se muestran en la Tabla 4-4. Estos costos abarcan lo adquirido de manera personal y el costo de los equipos del laboratorio de microondas de la FIE-ESPOCH que fueron utilizados para realizar las pruebas de funcionamiento.

Tabla 4-4: Costos de la realización del proyecto técnico

COSTO				
Materiales y equipos	Financiamiento	Cantidad	Pecio unitario (\$)	Total (\$)
AVA-2183+ Mini-Circuits	Propio	3	46,5	139,5
PMA-183LN+ Mini-Circuits		2	38,98	77,96
Conectores RF / Conectores coaxiales 2.92 ST PCB-JCK 2HF EDL		8	5,41	43,28
MAAM-011101 MACOM		2	11,47	22,94
Inductor Murata 470 Ω		4	0,43	1,72
Condensador Murata 100 pF - 0201		4	0,27	1,08
Condensador Murata 0.1 μ F - 0402		4	0,1	0,4
Condensador Murata 100 pF - 0402		4	0,2	0,8
Condensador Murata 0.1 μ F - 0402		4	0,25	1
ROGER 4003C		1	15	15
Impresión y quemado de la placa		1	30	30
Soldadura de los elementos		1	30	30
Costos de envío DHL Internacional Expres		1	60	60
Impuestos y pagos administrativos de importación		1	90	90
Total financiamiento propio				513,68
Generador de señales	ESPOCH	1	15 000.00	15 000.00
Analizador de espectros		1	20 000.00	20 000.00
Sondas SMA macho		2	20.00	40.00
Total financiamiento ESPOCH				35040
TOTAL				35563,68

Realizado por: Garzón E., 2023

4.4 Discusión

Los amplificadores 1 y 2 funcionan correctamente ya que, con respecto al rango de frecuencias de 12 a 20 GHz, siempre se obtuvo una ganancia con respecto a la señal RF original, teniendo una ganancia promedio de 15.02 dB para el amplificador 1 y 13.64 dB para el amplificador 2, una ganancia mínima de 5.59 dB y 3.59 dB, una ganancia máxima 23.48 dB y 21.57 dB respectivamente para cada amplificador. Más importante aún si se compara con la ganancia típica del MMIC se obtuvo una ganancia igual o mayor en el 93.83 % y 81.48 % de frecuencias del espectro analizado.

Examinando los resultados de los amplificadores 3 y 4 se concluye que no funcionan correctamente por sus respuestas de ganancia respecto a las frecuencias de operación, donde, no hubo ganancias en todas las frecuencias de operación. De todas las frecuencias de operación los amplificadores 3 y 4 obtuvieron ganancia en un 97.53% y 96.30 % de las frecuencias analizadas. Los amplificadores presentan una ganancia promedio de 8.59 dB y 7.75 dB, una ganancia mínima 0 dB para los dos amplificadores. Sí tomamos en cuenta que la ganancia típica promedio es de unos 15 dB los amplificadores 3 y 4 presentan ganancias bajas a las esperadas.

Se determinó que los amplificadores construidos con el MMIC PMA-183LN+ de Mini-Circuits son superiores en todos los parámetros antes mencionados. El único apartado donde el MMIC MAAM-011101 de MACOM sobresale es el costo, un 70% más económico que el PMA-183LN+.

La implementación de los dos MMICs son muy similares, utilizan el mismo material para la placa PCB, operan a la misma frecuencia, y sus diseños están basados en los archivos gerber de los proveedores, la diferencia entre los dos es su marca Mini-Circuits y MACOM, el precio disparejo y que los PMA -183LN+ son amplificadores de bajo ruido es decir no generan armónicos. La implementación de los amplificadores fue complejo ya que los componentes que van en la placa utilizan tecnología de montaje superficial (SMT), complicando la soldadura de los módulos MMIC ya que los tamaños de sus encapsulados son sumamente pequeños aproximadamente 2mm por lado. La complicada soldadura sumada a las diferencias antes mencionadas, se presume influyó en la diferencia de ganancias que muestran los amplificadores implementados.

CAPÍTULO V

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES

En este proyecto técnico se han expuestos los fundamentos teóricos de los amplificadores de potencia, que permite la comprensión de lo que son y el rol que ocupa en las comunicaciones y telecomunicaciones, así mismo se han estudiado tecnologías y materiales que se pueden utilizar para la construcción de los mismos. Este estudio proporcionó la información necesaria para llevar a cabo la construcción de los dispositivos amplificadores que es el objetivo general del presente proyecto técnico.

Se diseñaron los amplificadores en base a la tecnología MMIC, específicamente los módulos amplificadores MMIC PMA2-183LN+ y el MMIC MAAM-011101, estos en sus datasheets correspondientes proporcionaron el circuito necesario para su funcionamiento. El desarrollo del diseño de la placa PCB se realizó mayoritariamente en el software Proteus donde se aprovechó los diseños existentes de los módulos y se adecuó a los materiales que se dispuso para su implementación. La utilización de estos módulos amplificadores facilita el diseño de las placas PCB.

Con los diseños se procedió a la impresión de las placas y la soldadura sobrepuesta con pistola de calor de los elementos activos y pasivos que conforman los dispositivos. Se obtuvo la implementación de cuatro amplificadores, dos con el módulo amplificador MMIC PMA-183LN+ de Mini-Circuits y dos con el módulo amplificador MAAM-011101 de MACOM.

Los 4 amplificadores Rf implementados funcionan, presentando ganancias promedias de 15.02 dB, 13.64 dB, 8.58 dB y 7.68 dB en la transmisión de señales en el rango de 12 a 20 GHz el correcto funcionamiento se explica más a profundidad en la discusión de los resultados.

RECOMENDACIONES

Si se desea recrear estos amplificadores se aconseja escoger el modulo amplificador MMIC PMA2-183LN+, tener en cuenta que el material de la placa influye mucho en la respuesta del amplificador, los conectores SMA normales operan solo hasta los 18 GHz y al momento de importar se sugiere ser precavido al calcular el número de componentes a pedir, ya que si falla algún elemento se tendrá que importar nuevamente y caería en gastos de envío y de aduana. Las importaciones de este tipo de elementos están sujetos a impuestos sin importar el tamaño o peso.

Para utilizar los amplificadores se recomienda revisar el Anexo E que contiene las ganancias según la frecuencia de operación, siempre revisar que el voltaje DC sea el adecuado para no dañar los dispositivos y recordar que los esquemas de conexión se muestran en la Ilustración 3-15 para los amplificadores 1 y 2, y en la Ilustración 3-12 para los amplificadores 3 y 4.

BIBLIOGRAFÍA

1. **AGUILAR, J; et al.** The microwave and RF characteristics of FR4 substrates. *IEE Colloquium on Low Cost Antenna Technology (Ref. No. 1998/206)*. S.l.: s.n., 1998, pp. 2/1-2/6. DOI 10.1049/ic:19980078.
2. **BAHL, Inder & BHARTIA, Prakash.**, *Microwave Solid State Circuit Design, 2nd Edition*. S.l.: s.n. ISBN 978-0-471-20755-9, 2003.
3. **BEJARANO ERAZO, Julián & LÓPEZ GALVÁN, Milton.** Prototipo portátil medidor de señales de radiofrecuencia de baja potencia en la banda de 433 MHz. [en línea], 2012. [consulta: 13 agosto 2023]. Disponible en: <http://repositorio.unicauca.edu.co:8080/xmlui/handle/123456789/1833>.
4. **CANCINO DE GREIFF, Héctor**, *Circuitos de RF y las Comunicaciones Analógicas*. S.l.: s.n. [sin fecha].
5. **CASTRO PEÑAHERRERA, Cristhian.** *Implementación del amplificador RF y la antena para el transmisor del sistema boresight del Instituto Espacial Ecuatoriano*. S.l.: Universidad Técnica de Ambato , 2015.
6. **COLLOGOS BORRÁS, Santiago.** Fundamentos de la teoría de filtros, 2016.
7. **CORPORATION ROGERS.** RO4003C™ Laminates. [en línea]. [consulta: 21 agosto 2023 a]. Disponible en: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4003c-laminates>.
8. **CORPORATION ROGERS.** RO4350B™ Laminates. [en línea]. [consulta: 13 agosto 2023 b]. Disponible en: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4350b-laminates>.
9. **CRIPPS, Steve**, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications Second Edition*. ARTECH HOU. S.l.: s.n. ISBN 1-59693-018-7, 2006.
10. **ESKELINEN, Harri; et al.** DFM(A)- aspects for an sma connector design. [en línea]. [consulta: 13 agosto 2023]. ISSN 1459-2932, 2004. Disponible en:

<https://lutpub.lut.fi/handle/10024/42783>.

11. GARCÍA RINCON, Jordi. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN DIVISOR DE POTENCIA EN BANDA DUAL CON ESTRUCTURAS METAMATERIALES BASADAS EN CSRRs. [en línea] , 2007. Disponible en: https://ddd.uab.cat/pub/trerepro/2007/hdl_2072_9016/PFCGarciaRincon.pdf.

12. GIRALDO MUÑOZ, Andrés. *Diseño, fabricación y caracterización de antenas tipo parche elaboradas a partir de adhesivos conductivo sobre sustrato FR4* [en línea]. S.l.: s.n, 2016. Disponible en: <http://hdl.handle.net/20.500.12622/134>.

13. GURUTZEAGA ZUBILLAGA, Iñaki. TEMA 4 Dispositivos Activos de Microondas I: Amplificadores. *Depósito académico digital universidad de Navarra* [en línea] , 2011. Disponible en: https://dadun.unav.edu/bitstream/10171/18746/6/Tema4_DispositivosActivosI_2009v1.pdf.

14. HERRERA PEREZ, Enrique, *Introducción a las telecomunicaciones modernas* [en línea]. S.l.: s.n. [consulta: 17 mayo 2022]. vol. 409. ISBN 968185506X, 9789681855062, 1998. Disponible en: https://books.google.com.ec/books/about/Introducción_a_las_telecomunicaciones_m.html?hl=es&id=UE_Snss9muQC&redir_esc=y.

15. HOLZMAN, E. Wideband measurement of the dielectric constant of an FR4 substrate using a parallel-coupled microstrip resonator. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 7, ISSN 1557-9670. DOI 10.1109/TMTT.2006.877061, 2006.

16. HUIRCÁN, Juan. Filtros Activos, Conceptos Básicos y Diseño. [en línea]. [consulta: 12 agosto 2023] , 2012. Disponible en: <https://docplayer.es/14381183-Filtros-activos-conceptos-basicos-y-diseno.html>.

17. INCA BALSECA, Deysi. ANÁLISIS DE RENDIMIENTO-EFICIENCIA PARA DISPOSITIVOS INALÁMBRICOS POR MEDIO DE UN ARREGLO DE ANTENAS EN LAS FRECUENCIAS DE 2.4 GHZ. [en línea] , 2015. Disponible en: <http://repositorio.puce.edu.ec/bitstream/handle/22000/11120/TesisFinalPUCE.pdf?sequence=1&isAllowed=y>.

- 18. ITU.** UIT-R: Gestión del espectro de frecuencias radioeléctricas a escala mundial. [en línea]. [consulta: 12 agosto 2023] , 2021. Disponible en: <https://www.itu.int/es/mediacentre/backgrounders/Pages/itu-r-managing-the-radio-frequency-spectrum-for-the-world.aspx>.
- 19. JORDAN FIALLOS, Dario.** *Diseño e implemetacion de amplificador de alta frecuencia en la banda k con tecnología mmic para el laboratorio de comunicaciones de la ESPOCH.* Riobamba: Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, 2017.
- 20. KUHLMANN, Federico & CONCHEIRO, Antonio,** *Información y telecomunicaciones.* 2a. ed. S.l.: México : Fondo de Cultura Económica. 2002.
- 21. LADBROOKE, Peter,** *MMIC Design GaAs FETs and HEMTs.* S.l.: s.n. ISBN 0890063141. 1989.
- 22. MAGERL, Marko, MANDIC, Tvrtko y BARIC, Adrijan.** Broadband characterization of SMA connectors by measurements. *2014 37th International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO).* S.l.: s.n., pp. 104-109. DOI 10.1109/MIPRO.2014.6859542, 2014.
- 23. MANDUJANO TOLENTINO, Anita,** 2014. *Diseño de un amplificador RF para comunicaciones celulares con parámetros S.* Lima: Pontificia Universidad Católica del Perú.
- 24. MARTÍNEZ COVES, Margarita.** *Estudio de estructuras con retardo de grupo negativo en tecnología microstrip.* S.l.: s.n, 2020.
- 25. MARTÍNEZ PUJALTE, Antonio.** Diseño de filtros compactos con múltiples bandas eliminadas en tecnología de guía de onda integrada en sustrato mediante un resonador biplano con múltiples anillos abiertos. [en línea], [consulta: 13 agosto 2023] , 2019. Disponible en: <http://hdl.handle.net/10317/7794>.
- 26. MINI-CIRCUITS.** Modelithics Simulation Models | Mini-Circuits. [en línea]. [consulta: 13 agosto 2023]. Disponible en: <https://www.minicircuits.com/applications/Modelithics.html>.
- 27. MIRANDA PANTOJA, José; et al.** *Ingeniería de Microondas: Técnicas Experimentales.*

ilustrada. S.l.: s.n. 2002.

28. MUÑOZ PÉREZ, Juan. *Metodología de diseño y construcción de prototipos amplificadores de potencia de microondas para la banda de radiodifrecuencia UHF.* Bogotá: Universidad Nacional de Colombia, 2012.

29. PASQUEL CASTILLO, Carlos, *Universidad Tecnológica Israel Declaración.* QUITO: s.n. 2019.

30. PENGELLY, Raymond Sé; et al. A Review of GaN on SiC High Electron-Mobility Power Transistors and MMICs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 6, ISSN 1557-9670. DOI 10.1109/TMTT.2012.2187535, 2012.

30. PÉREZ GONZÁLEZ, Julio Antonio. Universidad Central «Marta Abreu» de Las Villas TRABAJO DE DIPLOMA Propuesta de actualización de las herramientas de simulación para la enseñanza y aprendizaje de la Electrónica Analógica «Año 58 de la Revolución».

31. POZAR, David. Microwave Engineering. *Microwave Engineering* [en línea]. Fourth. S.l.: s.n., pp. 4. [consulta: 10 mayo 2022]. vol. 732. , 2012. Disponible en: [http://mwl.diet.uniroma1.it/people/pisa/RFELSYS/MATERIALE INTEGRATIVO/BOOKS/Pozar_Microwave_Engineering\(2012\).pdf](http://mwl.diet.uniroma1.it/people/pisa/RFELSYS/MATERIALE INTEGRATIVO/BOOKS/Pozar_Microwave_Engineering(2012).pdf).

32. REMSKI, Richard; et al. *Frequency selective surfaces.* 2001. S.l.: Citeseer, 2001.

33. ROBERTO CARLOS. 1.1 Introducción a los sistemas de telecomunicación – Radiocomunicaciones. [en línea]. [consulta: 12 agosto 2023] , 2018. Disponible en: <https://robertocallos2.wordpress.com/2018/10/30/1-1-introduccion-a-los-sistemas-de-telecomunicacion/>.

34. RODRÍGUEZ POSTIGO, Patricia. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN TRIPLEXER PARA COMUNICACIONES MÓVILES (LTE, GSM y UMTS) UTILIZANDO FILTROS RESONADORES. [en línea] , 2013. Disponible en: <https://repositorio.ucsp.edu.pe/backend/api/core/bitstreams/c61a0a60-2bcb-4c10-93b2-107138ede291/content>.

- 35. ROSADIO VEGA, Germain.** Transistores BJT. [en línea]. Lima-Perú, 2020. pp. 2-5, 2020. Disponible en: https://d1wqtxts1xzle7.cloudfront.net/68934290/Circuitos_Lab11-libre.pdf?1630255223=&response-content-disposition=inline%3B+filename%3DTransistores_BJT.pdf&Expires=1692977049&Signature=TTInair8qOSRwZ732AtHJjai1egoRDYpN7LdjRkana-Fv8O7IpihZe6i5RgXhXVOfOgZxu.
- 36. SAN ROMAN, Ebert; et al.** *Aplicaciones y Teoría de Ingeniería de Microondas*. S.l.: s.n. vol. 1, 2014.
- 37. SANTACRUZ, Fabricio; et al.** Red de alimentación en tecnología SIW para redes de antenas en banda milimétrica. , vol. 9, no. May 2019, DOI 10.24133/maskay.v9i1.1062 , 2020.
- 38. SHAHDAN, Intan Suraya; et al.** Simulation of frequency modulated continuous wave ground penetrating radar using Advanced Design System (ADS). *2010 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE)*. S.l.: s.n., pp. 1-5. DOI 10.1109/APACE.2010.5720096, 2010.
- 39. UIT-R,** Nomenclatura de las bandas de frecuencias y de las longitudes de onda empleadas en telecomunicaciones. *UIT-R* [en línea], vol. 431, no. 8, 2015. Disponible en: <http://www.itu.int/publ/R-REC/es>.
- 40. VALDÉZ, M; et al.** APLICACIÓN DE LA HIPERMEDIA Y LAS BASES DE DATOS A LA ENSEÑANZA DE LAS FPGAS. *Departamento de Tecnología Electrónica* [en línea]. Disponible en: <http://e-spacio.uned.es/fez/eserv.php?pid=taee:congreso-2000-1064&dsID=SD208.pdf>.
- 41. WANG, Marko.** FR-4 vs PCB Rogers: 5 diferencias principales | La mejor guía de PCBMay. [en línea]. [consulta: 21 agosto 2023], 2021. Disponible en: <https://www.pcbmay.com/es/diferencia-fr-4-y-material-de-rogers/>.

ANEXO A: DATASHEET AVA-2183+



Mini-Circuits

MMIC SURFACE MOUNT

Wideband Amplifier

50Ω 2 to 20 GHz Excellent Gain Flatness

AVA-2183+

THE BIG DEAL

- Wideband 2 to 20 GHz
- Flat Gain, Typ. 16 ±1 dB
- P1dB, Typ. +19 dBm
- OIP3, Typ. +25 dBm
- 4x4mm 20 Lead QFN-Style Package

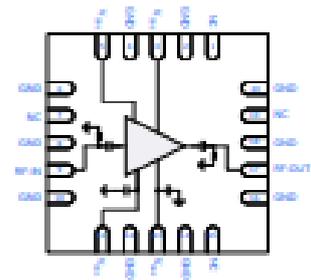
APPLICATIONS

- 5G MIMO and Back Haul Radio Systems
- Satellite Communications
- Test and Measurement Equipment
- Radar, EW, and ECM Defense Systems



Generic photo used for illustration purposes only

FUNCTIONAL DIAGRAM



PRODUCT OVERVIEW

The AVA-2183+ is a GaAs pHEMT MMIC Amplifier that operates from 2 to 20 GHz. At 10 GHz the amplifier provides typical performance of 16.4 dB Gain, 5.2 dB Noise Figure, +19.3 dBm P1dB, and +24.7 dBm OIP3 from a +4V supply drawing 210 mA. The AVA-2183+ MMIC amplifier is housed in an industry standard 4x4mm 20-lead QFN-style package. With the RF ports internally matched to 50Ω this amplifier enables easy integration into microwave systems.

KEY FEATURES

Features	Advantages
Wideband: 2 to 20 GHz • Gain, Typ. 16 dB	Suitable for a variety of applications from wideband test and measurement equipment, and defense systems, as well as narrowband telecommunications and satellite communications.
Good P1dB & OIP3 • P1dB, Typ. +19 dBm • OIP3, Typ. +25 dBm	Suitable as a linear gain block or as a LO driver for mixers in transmitter or receiver lineups.
Good Input and Output Return Loss	Internally matched to 50Ω, this eliminates the need for external matching components, making the device easy to integrate.
4x4mm 20-Lead QFN-style package	Small footprint saves space in dense layouts while providing low inductance, repeatable transitions, and excellent thermal contact to the PCB.

REV 04
MMIC SURFACE
MOUNT
SMD 20
QFN20





MMIC SURFACE MOUNT

Wideband Amplifier

AVA-2183+

50Ω 2 to 20 GHz Excellent Gain Flatness

ELECTRICAL SPECIFICATIONS¹ AT 25°C, Z₀ = 50Ω, V_{DD} = +4V, I_{DD} = 210mA, UNLESS NOTED OTHERWISE

Parameter	Condition (GHz)	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range		2		20	GHz
Gain	2	13.9	15.0		dB
	5	14.2	15.5		
	10	15.7	16.4		
	15	15.1	16.2		
	20	13.7	15.9		
Input Return Loss	2		11.4		dB
	5		15.6		
	10		14.8		
	15		14.6		
	20		16.4		
Output Return Loss	2		18.9		dB
	5		20		
	10		20		
	15		19.8		
	20		16.3		
Isolation	2-20		60.8		dB
Output Power at 1 dB Compression (P _{1dB})	2		+18.4		dBm
	5		+18.9		
	10		+19.3		
	15		+18.4		
	20		+16.9		
Output Third-Order Intercept Point (P _{out} = 0dBm/Tone)	2		+27.9		dBm
	5		+26.3		
	10		+24.7		
	15		+22.9		
	20		+20.0		
Noise Figure	2		6.7		dB
	5		6.2		
	10		5.2		
	15		4.5		
	20		5.1		
Device Operating Voltage (V _{DD})		+3.75	+4	+4.25	V
Device Operating Current (I _{DD}) ²			210		mA
Gate Voltage (V _{GS}) ³			-0.52		V
Gate Current (I _{GS}) ⁴			-0.3		μA
Device Current Variation vs. Temperature ⁵			0.88		μA/°C
Device Current Variation vs. Voltage ⁶			0.005		mA/mV

1. Tested in Mini-Circuits Characterization Test/Evaluation Board TB-628-2183C+. See Figure 2. De-embedded to the device reference plane.

2. Current at P_{1dB} = -21 dBm. Increases to 230 mA at P_{1dB}.

3. Typical Gate Voltage for when I_{DD} = 210 mA. V_{GS} must be adjusted so that I_{DD} = 210 mA.

4. (Current at 15mA/°C - Current at 25mA/°C)/(15mA/°C - 25mA/°C)

5. (Current at Nominal V_{DD} + 4V in mA) - (Current at Nominal V_{DD} - 4V in mA)/(8V in V)





Mini-Circuits

MMIC SURFACE MOUNT

Wideband Amplifier

AVA-2183+

50Ω 2 to 20 GHz Excellent Gain Flatness

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Parameter	Rating
Operating Temperature	-45°C to +85°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Total Power Dissipation	1.7 W
Junction Temperature	+175°C
RF Input Power (CW)	+23 dBm (5 minute max) +14 dBm (continuous)
DC Voltage on RF-OUT	+7V
Current I_{in}	-5mA to 5mA
Current I_{out}	300mA
DC Voltage on V_{DD} (V_{DD1} & V_{DD2})	+7V
DC Voltage on V_{SS} (V_{SS1} & V_{SS2})	-1.5 V to -0.2 V

1. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded. Electrical maximum ratings are not intended for continuous normal operation.

2. Peak temperature on top of the die.

THERMAL RESISTANCE

Parameter	Rating
Thermal Resistance (θ_{JA}) ²	38.0 °C/W

2. θ_{JA} = (Hot Spot Temperature/Die - Temperature at Ground Lead)/Dissipated Power

ESD RATING

	Class	Voltage Range	Reference Standard
Human Body Model (HBM)	1B	500 to < 1000V	ANSI/ESDA/JEDEC JS-601-3017
Charged Device Model (CDM)	C3	1000V	JEDEC J-CD11F



ESD HANDLING PRECAUTION: This device is designed to be Class 1B for HBM static charge may easily produce potentials higher than this with improper handling and can discharge into DUT and damage it. As a preventive measure industry standard ESD handling precautions should be used at all times to protect the device from ESD damage.

MSL RATING

Moisture Sensitivity: MSL3 in accordance with IPC/JEDEC J-STD-020E/JEDEC J-STD-033C



www.minicircuits.com P.O. Box 350146, Brooklyn, NY 11235-0003 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com

page 4 of 6

ANEXO B: DATASHEET PMA2-183LN+



Mini-Circuits

LOW NOISE, WIDEBAND, LOW CURRENT

Monolithic Amplifier PMA2-183LN+

50Ω 4 to 18 GHz

THE BIG DEAL

- Ultra wideband, 4 to 18 GHz
- Excellent noise figure, 2.5 dB at 15GHz
- Low Current, 48mA
- Usable up to 20 GHz



Generic photo used for illustration purposes only
CASE STYLE: MC1635-1

RoHS Compliant

The + suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

APPLICATIONS

- WiFi
- WLAN
- LTE/WCDMA/EDGE
- L, S and C-band Radar
- C-band Satcom

PRODUCT OVERVIEW

The PMA2-183LN+ is a E-PHEMT* based wideband, low noise MMIC amplifier with an unique combination of low noise, high IP3, and low current making it ideal for sensitive, high-dynamic-range receiver applications. This design operates on a single 5V supply, is well matched for 50Ω and comes in a tiny, low profile package (2 x 2 mm, 8 lead MCLP), accommodating dense circuit board layouts.

KEY FEATURES

Feature	Advantages
Excellent noise figure up to 18 GHz - 2.7 dB typ. at 4 GHz - 2.5 dB typ. at 18 GHz	Enables lower system noise figure performance.
High IP3 - +31 dBm at 4 GHz - +29.2 dBm at 18 GHz	Combination of low noise figure and high IP3 makes this MMIC amplifier ideal for use in low noise receiver front end (RFE) as it gives the user advantages of sensitivity and two-tone IM performance at both ends of the dynamic range.
Low operating voltage & current 5V & 48mA	Low voltage & current consumption is ideal for use in amplifier chain.
2 x 2mm 8-lead MCLP package	Tiny footprint saves space in dense layouts while providing low inductance, repeatable transitions, and excellent thermal contact to the PCB.

*Enhancement made Pseudomorphic High-Electron-Mobility Transistor



Mini-Circuits

LOW NOISE, WIDEBAND, LOW CURRENT

Monolithic Amplifier PMA2-183LN+

ELECTRICAL SPECIFICATIONS¹ AT 25°C, UNLESS NOTED OTHERWISE

Parameter	Condition (GHz)	V _{DD} = 5.0			Units
		Min.	Typ.	Max.	
Frequency Range	4	11.9	12.2	12.5	GHz
Gain	10	10.6	11.8	12.0	dB
	12	9.4	10.4	11.5	
	15	8.8	10.9	12.0	
	18	8.1	10.2	11.2	
	20		9.2		
Input Return Loss	4		10		dB
	10		11		
	12		11		
	15		15		
	18		12		
Output Return Loss	4		11		dB
	10		15		
	12		15		
	15		20		
	18		12		
Output Power at 1dB Compression	4		16		dBm
	10		14.4		
	12		14.2		
	15		15.8		
	18		14.6		
Output IP3	4		22		dBm
	10		26.2		
	12		25.6		
	15		28.1		
	18		27.7		
Noise Figure	4		2.7		dB
	10		2.8		
	12		2.8		
	15		2.8		
	18		2.8		
Device Operating Voltage (V _{DD})		4.75	5	5.25	V
Device Operating Current (I _{DD})		—	48.2	58	mA
Device Current Variation vs. Temperature ²			2.32		μA/°C
Device Current Variation vs. Voltage			0.02		mA/V
Thermal Resistance, junction-to-ground lead			75.8		°C/W

1. Measured on Mini-Circuits Characterization Test Board TB-PMA2-183LN+. See Characterization Test Circuit (Fig. 1).

2. Device Current Variation vs. Temperature = (Current at 85°C - Current at -40°C) / 125

3. Device Current Variation vs. Voltage = (Current at 5.25V - Current at 4.75V) / (5.25V - 4.75V) (2000 μA/V)

MAXIMUM RATINGS¹

Parameter	Rating
Operating Temperature (ground lead)	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-65°C to 150°C
Junction Temperature	140°C
Total Power Dissipation	0.95W
Input Power (CW), V _{DD} =5V	+18 dBm (5 minutes max.) +12 dBm (continuous)
DC Voltage at Pad 5	7V

¹Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded. Electrical maximum ratings are not intended for continuous normal operation.

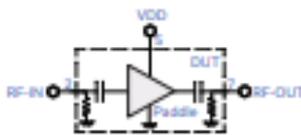




LOW NOISE, WIDEBAND, LOW CURRENT

Monolithic Amplifier PMA2-183LN+

SIMPLIFIED SCHEMATIC & PAD DESCRIPTION



Function	Pad Number	Description (See Figure 1)
RF-IN	2	Connects to RF input
RF-OUT	7	Connects to RF output
Ground	Paddle	Connects to ground
No Connection	1,3,4,6,8	Not used internally. Connected to ground on Test Board.
V _{DD}	5	Connects to voltage supply

CHARACTERIZATION TEST CIRCUIT

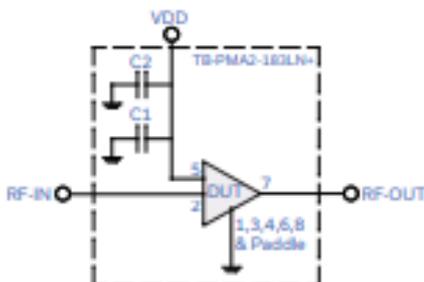


Fig 1. Application and Characterization Circuit

Note: This block diagram is used for characterization. (DUT soldered on Mini-Circuits Characterization test board TB-PMA2-183LN+)

Gain, Return loss, Output power at 1dB compression (P₁ dB), output IP3 (OIP3) and noise figure measured using Agilent's N9342A PNA-X microwave network analyzer.

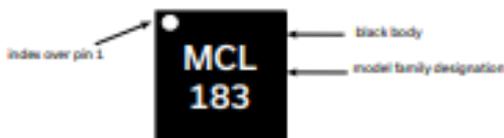
Conditions:

1. Gain and Return loss: Pin = -25dBm

2. Output IP3 (OIP3): Two tones, spaced 1 MHz apart, 6dBm/tone at output.

Component	Size	Value	Part Number	Manufacturer
C1	0402	100 pF	GRM1555C1H001J01J	Murata
C2	0402	0.1 uF	GRM155R71C104KA90D	Murata

PRODUCT MARKING



Marking may contain other features or characters for internal lot control





LOW NOISE, WIDEBAND, LOW CURRENT

Monolithic Amplifier **PMA2-183LN+**

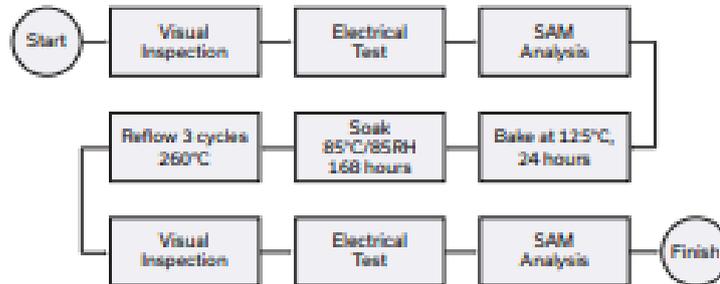
ADDITIONAL DETAILED TECHNICAL INFORMATION IS AVAILABLE ON OUR DASH BOARD. TO ACCESS [CLICK HERE](#)

Performance Data	Data Table Sweep Graphs S-Parameter (S2P File) Data Set (.zip file)
Case Style	MC1621 - 1 Plastic package, exposed paddle, lead finish: Matte-Tin
Tape & Reel	PL6
Standard quantities available on reel	7' reels with 20, 50, 100, 200, 500, 1K or 3K devices
Suggested Layout for PCB Design	PL-636
Evaluation Board	TB-PMA2-183LN+
Environmental Ratings	ENV08T1

ESD RATING

Human Body Model (HBM): Class 1A (250 to $\lt;500V$) in accordance with ANSI/ESD STM 5.1 - 2001

MSL TEST FLOW CHART



NOTES

- Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form part of this specification document.
- Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions.
- The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCStore/terms.jsp



www.minicircuits.com P.O. Box 150166, Brooklyn, NY 11235-0001 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com 0628 001 4

MAAM-011101



Ultra small Broadband General Purpose Amplifier 4 - 20 GHz

Rev. V3

Features

- Gain: 16 dB
- Flatness: ± 2 dB
- 50 Ω match in and out
- P1dB: +18 dBm @ 14 GHz
- Single DC supply, +5 V to +12 V, 45 mA
- Lead-Free 1.5 x 1.2 mm 6-Lead TDFN package
- Halogen-Free "Green" Mold Compound
- RoHS* Compliant and 260°C Reflow Compatible

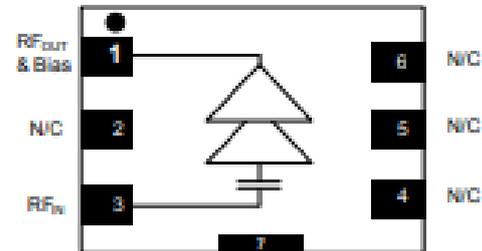
Description

The MAAM-011101 operates from 4 to 20 GHz and features 16 dB typical gain and +18 dBm of output power. The input and output are fully matched to 50 Ω with a typical return loss better than 12 dB. Small signal linearity is typically +30 dBm and reverse isolation better than 28 dB. This device requires a minimum of +5V, typically +8V, and maximum +10V for standard operation. Typical current is 45 mA.

Typical usage is a system buffer amplifier, gain block, mixer LO driver, power amplifier driver requiring small size and high performance. Typical applications are for WiFi, WiMAX, Point-to-Point radios, IMS, EW, and Aerospace and Defense.

The MAAM-011101 is housed in a leadless 1.5 x 1.2 mm package that is small yet can be handled and placed with standard pick and place assembly equipment. It is fabricated using a GaAs process which features full passivation for increased performance and reliability.

Functional Schematic



Pin Configuration

Pin No.	Pin Name	Description
1	RF _{OUT}	RF Output & Bias (V _D)
2	N/C	No Connection
3	RF _{IN}	RF Input
4	N/C	No Connection
5	N/C	No Connection
6	N/C	No Connection
7 ¹	Paddle	GND

3. The exposed pad centered on the package bottom must be connected to RF and DC ground.

Ordering Information^{1,2}

Part Number	Package
MAAM-011101-TR1000	1000 Piece Reel
MAAM-011101-001SMB	Sample Test Board

1. Reference Application Note M313 for reel size information.

2. All sample boards include 5 loose parts.

*Restrictions on Hazardous Substances,
European Union Directive 2011/65/EU.

MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

For further information and support please visit:
<https://www.macom.com/support>

MAAM-011101



Ultra small Broadband General Purpose Amplifier
4 - 20 GHz

Rev. V3

Electrical Specifications: $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_D = +8\text{ Volts}$, $Z_0 = 50\ \Omega$

Parameter	Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
Gain	4 GHz	dB	—	13	—
	8 GHz		17		
	12 GHz		—	16	
	16 GHz		—	15	
	20 GHz		—	15	
Noise Figure	4 - 20 GHz	dB	—	4	—
Input Return Loss	6 - 18 GHz	dB	—	12	—
Output Return Loss	6 - 18 GHz	dB	—	14	—
Isolation	4 - 20 GHz	dB	—	30	—
P1dB	4 GHz	dBm	—	+15	—
	8 GHz		+16	+17	
	12 GHz		—	+19	
	16 GHz		—	+19	
	20 GHz		—	+18	
I_{DD}	+8 Volts	mA	35	45	55

Absolute Maximum Ratings^{4,5,6}

Parameter	Absolute Maximum
RF Input Power	+23 dBm
Voltage	+12 volts
Operating Temperature	-40°C to +85°C
Junction Temperature ⁷	+150°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C

- Exceeding any one or combination of these limits may cause permanent damage to this device.
- MACOM does not recommend sustained operation near these survivability limits.
- Operating at nominal conditions with $T_J \leq +150^\circ\text{C}$ will ensure $\text{MTTF} > 1 \times 10^7$ hours.
- Junction Temperature ($T_J = T_C + \theta_{JC} \cdot ((V^2 I) - (P_{OUT} - P_{IN}))$)
Typical thermal resistance (θ_{JC}) = 40°C/W
 - For $T_C = 25^\circ\text{C}$,
 $T_J = +43^\circ\text{C}$ @ +10 V, 45 mA, $P_{OUT} = -4\text{ dBm}$, $P_{IN} = -20\text{ dBm}$
 - For $T_C = 85^\circ\text{C}$,
 $T_J = +103^\circ\text{C}$ @ +10 V, 45 mA, $P_{OUT} = -3\text{ dBm}$, $P_{IN} = -20\text{ dBm}$

Handling Procedures

Please observe the following precautions to avoid damage:

Static Sensitivity

Gallium Arsenide Integrated Circuits are sensitive to electrostatic discharge (ESD) and can be damaged by static electricity. Proper ESD control techniques should be used when handling these Class 1A devices.

MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

For further information and support please visit:
<http://www.macom.com/support>

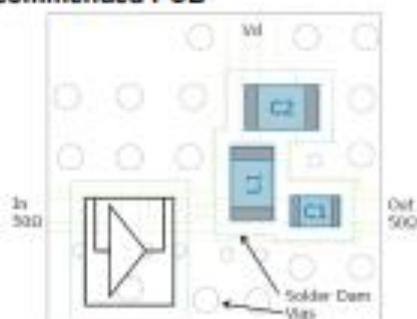
MAAM-011101



Ultra small Broadband General Purpose Amplifier
4 - 20 GHz

Rev. V3

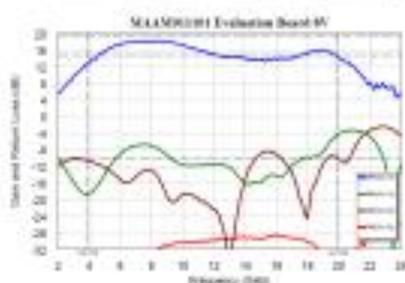
Recommended PCB



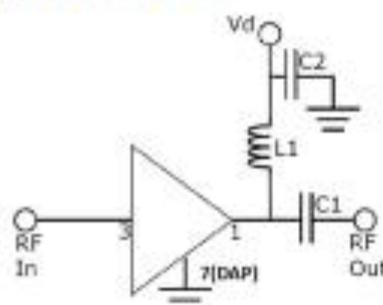
Parts List

Comp.	Value	Pkg.	Manf.	Purpose
C1	100 pF	0201	Murata GRM0335C1E101	DC Block
C2	100 pF	0402	Murata GRM1555C1E101	Bypass
L1	470 Ω	0402	Murata BLM155GG471	Choke

Evaluation Board



Application Schematic



Application Information

The MAAM-011101 is designed to be easy to use yet high performance. The ultra small size, no matching, and simple bias allows easy placement on any system board.

LO Buffer applications:

The MAAM-011101 is good as a LO buffer since it has excellent isolation, selectable power output, low phase noise, and 50 Ω match (even under heavy drive). It is designed to deliver saturated output levels up to +20 dBm common to driving mixer configurations. It is typically used in conjunction with filters or splitters after the VCO or PLL.

PA Driver applications:

The MAAM-011101 makes a very good low cost driver before the transmit power amplifier. Set typically 7 dB backed off P1dB as a linear driver, it still delivers up to +12 dBm. Often cascaded in series with an attenuator, it allows gain control with little pulling due to mis-match. The low gain expansion allows little AM-to-AM distortion.

Grounding:

It is recommended that the total ground (common mode) inductance not exceed 0.03 nH (30 pH). This is equivalent to at least four 8 mil (200 μ) vias per 8 mil board (200 μ) be place under the device to ground

DC Bias Tee:

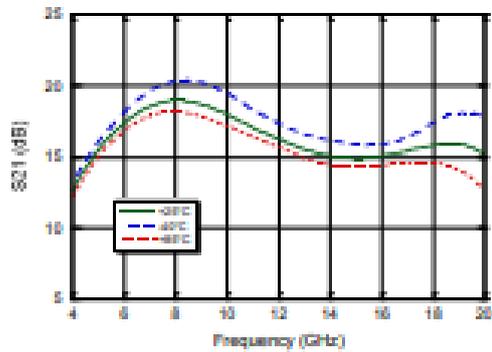
To bias properly, a DC voltage must be applied at the output pin. Typically this is down with a 2 element bias network that consists of a choke and a DC blocking capacitor. We recommend a high Q inductor for the choke and quality capacitor for the DC block.

MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

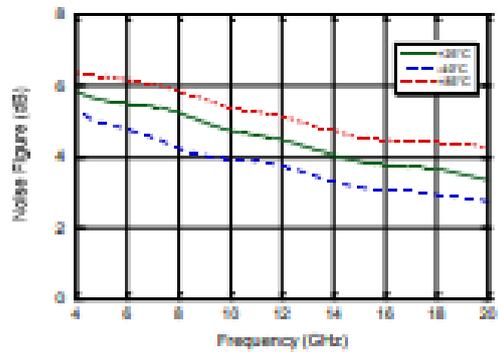
For further information and support please visit:
<http://www.macom.com/support>

Typical Performance Curves over temperature, $V_D = +8\text{ V}$, $Z_0 = 50\ \Omega$

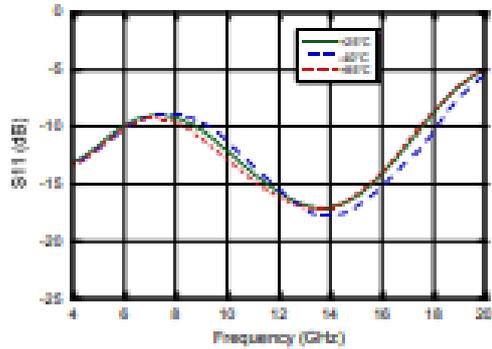
Gain



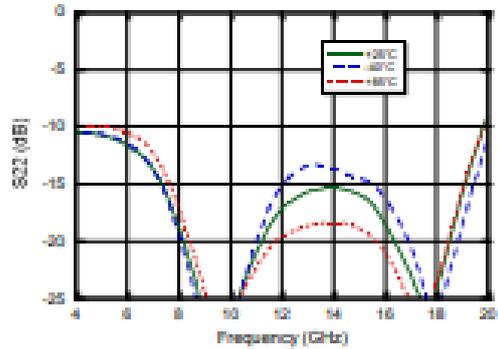
Noise Figure



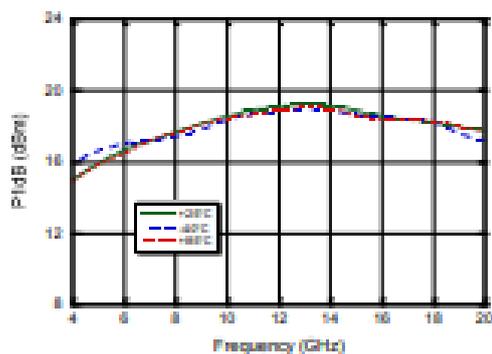
Input Return Loss



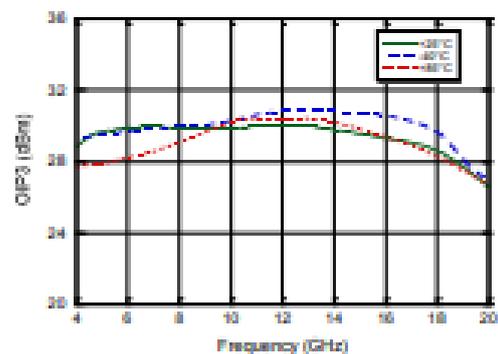
Output Return Loss



Output P1dB



Output IP3

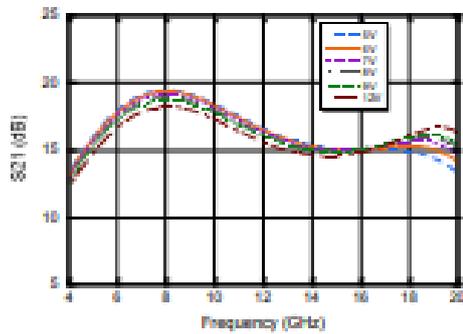


MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

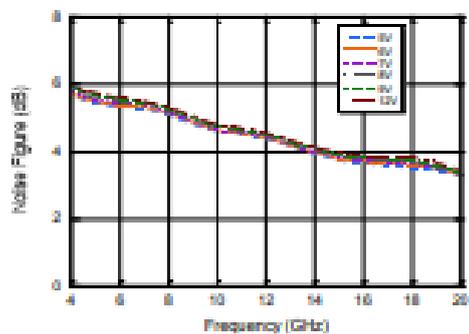
For further information and support please visit:
<https://www.macom.com/support>

Typical Performance Curves over supply voltage, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $Z_0 = 50 \Omega$

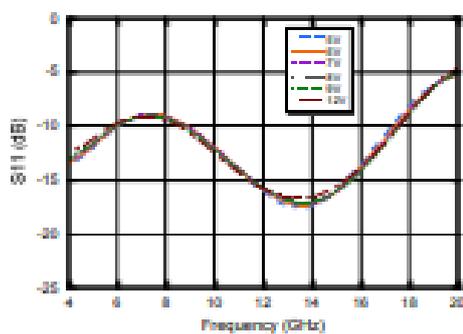
Gain



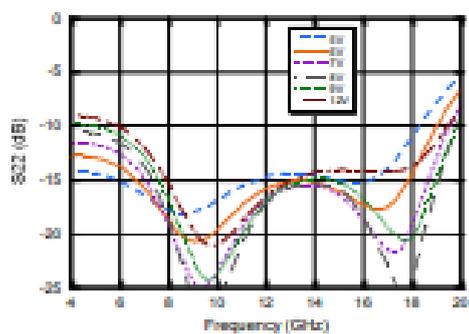
Noise Figure



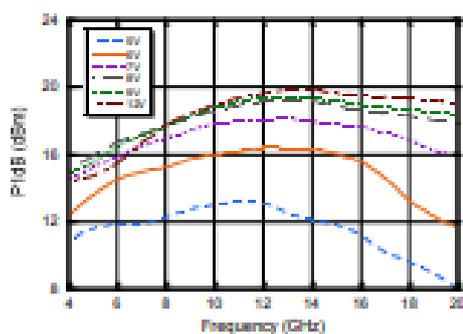
Input Return Loss



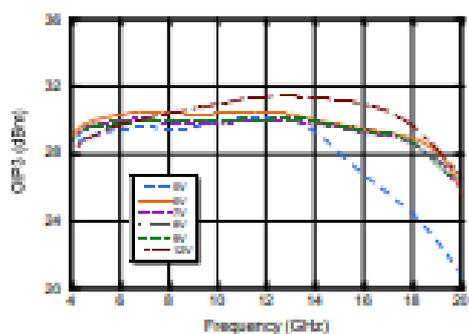
Output Return Loss



Output P1dB



Output IP3



MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

For further information and support please visit:
<http://www.macom.com/support>

MAAM-011101

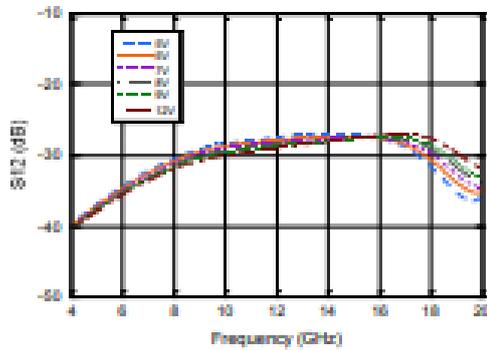


Ultra small Broadband General Purpose Amplifier 4 - 20 GHz

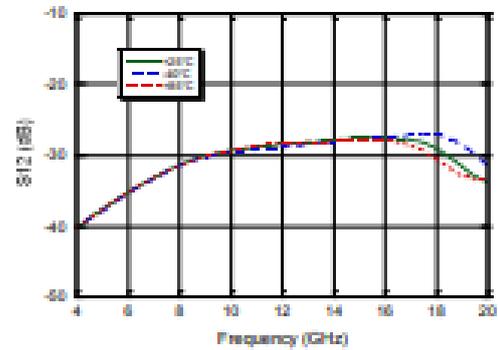
Rev. V3

Typical Performance Curves

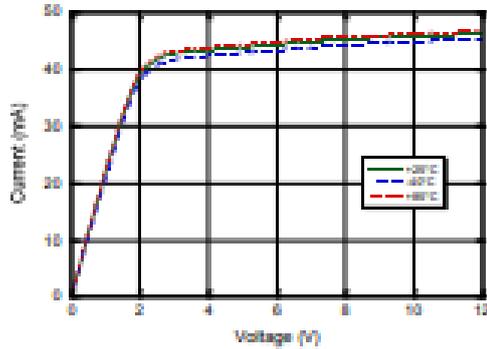
Isolation over voltage



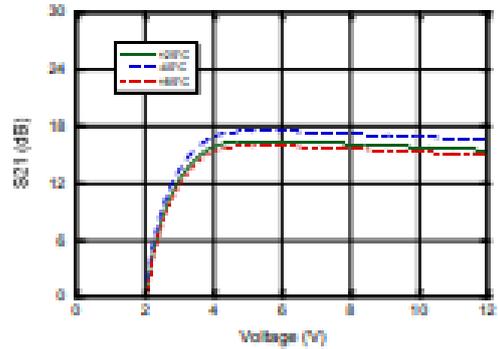
Isolation over temperature



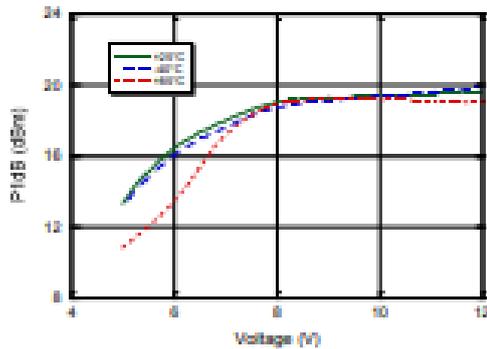
Current vs. Voltage over temperature



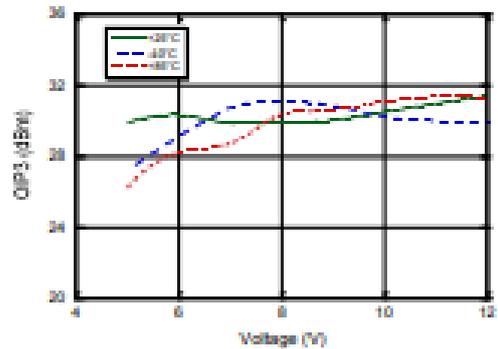
Gain vs. Voltage over temperature @ 12 GHz



Output P1dB @ 12 GHz



Output IP3 @ 12 GHz



MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

For further information and support please visit:
<http://www.macom.com/support>

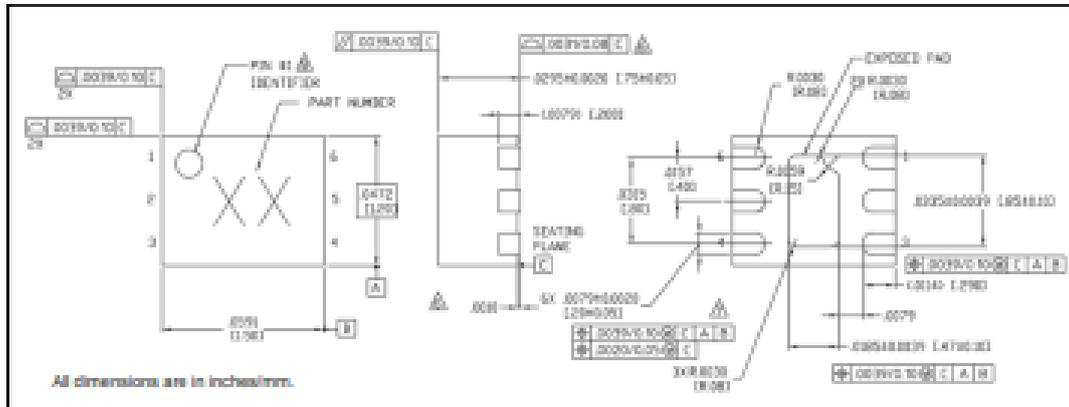
MAAM-011101



Ultra small Broadband General Purpose Amplifier
4 - 20 GHz

Rev. V3

Lead-Free 1.5 x 1.2 mm 6-Lead TDFN[†]



[†] Reference Application Note 52083 for lead-free solder reflow recommendations.
Meets JEDEC moisture sensitivity level 1 requirements.
Plating is 100% matte tin over copper.

MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice.
Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

For further information and support please visit:
<http://www.macom.com/support>

MACOM Technology Solutions Inc. All rights reserved.

Information in this document is provided in connection with MACOM Technology Solutions Inc ("MACOM") products. These materials are provided by MACOM as a service to its customers and may be used for informational purposes only. Except as provided in MACOM's Terms and Conditions of Sale for such products or in any separate agreement related to this document, MACOM assumes no liability whatsoever. MACOM assumes no responsibility for errors or omissions in these materials. MACOM may make changes to specifications and product descriptions at any time, without notice. MACOM makes no commitment to update the information and shall have no responsibility whatsoever for conflicts or incompatibilities arising from future changes to its specifications and product descriptions. No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document.

THESE MATERIALS ARE PROVIDED "AS IS" WITHOUT WARRANTY OF ANY KIND, EITHER EXPRESS OR IMPLIED, RELATING TO SALE AND/OR USE OF MACOM PRODUCTS INCLUDING LIABILITY OR WARRANTIES RELATING TO FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE, CONSEQUENTIAL OR INCIDENTAL DAMAGES, MERCHANTABILITY, OR INFRINGEMENT OF ANY PATENT, COPYRIGHT OR OTHER INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT. MACOM FURTHER DOES NOT WARRANT THE ACCURACY OR COMPLETENESS OF THE INFORMATION, TEXT, GRAPHICS OR OTHER ITEMS CONTAINED WITHIN THESE MATERIALS. MACOM SHALL NOT BE LIABLE FOR ANY SPECIAL, INDIRECT, INCIDENTAL, OR CONSEQUENTIAL DAMAGES, INCLUDING WITHOUT LIMITATION, LOST REVENUES OR LOST PROFITS, WHICH MAY RESULT FROM THE USE OF THESE MATERIALS.

MACOM products are not intended for use in medical, lifesaving or life sustaining applications. MACOM customers using or selling MACOM products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify MACOM for any damages resulting from such improper use or sale.

MACOM Technology Solutions Inc. (MACOM) and its affiliates reserve the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. Visit www.macom.com for additional data sheets and product information.

For further information and support please visit:
<http://www.macom.com/support>

Mouser Electronics

Authorized Distributor

Click to View Pricing, Inventory, Delivery & Lifecycle Information:

[MACOM:](#)

[MAAM-011101-TR1000](#)

ANEXO D: DATOS DE RENDIMIENTO TÍPICOS DEL AMPLIFICADOR MMIC PMA2-183LN+

MMIC Amplifier

PMA2-183LN+

Typical Performance Data

Definitions:

Input Return Loss = -S11 (dB)

Gain(Power Gain) = S21 (dB)

Reverse Isolation = -S12 (dB)

Output Return Loss = -S22 (dB)

TEST CONDITIONS: Vd = 4.75V, Id = 47mA @ Temperature = +25°C

FREQ	Gain	Isolation	Input Return Loss	Output Return Loss	Stability		IP-3 Output	1dB Comp. Output	Noise Figure
					K	Measure			
(MHz)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	K	Measure	(dBm)	(dBm)	(dB)
4000	13.01	22.64	9.50	11.38	1.40	0.93	30.32	15.44	2.73
4200	13.14	22.45	10.04	13.09	1.39	0.95	30.28	15.56	2.70
4400	13.22	22.32	10.41	14.81	1.39	0.96	29.83	15.68	2.69
4600	13.27	22.23	10.67	16.39	1.39	0.96	29.43	15.76	2.64
4800	13.29	22.17	10.86	17.76	1.40	0.96	29.25	15.87	2.64
5000	13.30	22.09	11.02	18.75	1.40	0.96	29.06	15.78	2.57
5200	13.29	22.05	11.20	19.44	1.41	0.95	28.73	15.82	2.57
5400	13.28	22.00	11.37	19.80	1.41	0.95	28.52	15.77	2.55
5600	13.25	21.97	11.58	20.00	1.42	0.94	28.76	15.78	2.53
5800	13.22	21.95	11.82	20.08	1.43	0.93	28.37	15.63	2.51
6000	13.18	21.91	12.05	20.09	1.44	0.93	28.73	15.63	2.48
6200	13.13	21.91	12.28	20.01	1.45	0.93	27.69	15.49	2.52
6400	13.08	21.89	12.48	19.96	1.46	0.92	28.02	15.41	2.51
6600	13.02	21.90	12.62	19.92	1.47	0.92	27.95	15.28	2.49
6800	12.96	21.89	12.73	19.81	1.48	0.92	27.70	15.31	2.49
7000	12.89	21.89	12.78	19.73	1.49	0.92	28.00	15.15	2.50
7200	12.82	21.91	12.77	19.56	1.50	0.92	28.15	15.31	2.50
7400	12.74	21.91	12.69	19.36	1.51	0.92	28.34	15.06	2.49
7600	12.67	21.93	12.58	19.10	1.53	0.93	28.18	15.10	2.51
7800	12.60	21.95	12.44	18.78	1.54	0.93	28.34	15.14	2.52
8000	12.52	21.96	12.27	18.44	1.55	0.93	28.29	15.09	2.53
9000	12.14	22.04	11.61	18.93	1.60	0.94	28.82	14.37	2.48
10000	11.69	22.13	11.40	15.48	1.67	0.94	28.65	13.88	2.47
11000	10.98	22.54	10.92	13.75	1.82	0.98	25.74	13.92	2.67
12000	10.34	22.81	10.71	15.09	1.98	1.00	25.37	13.82	2.50
13000	10.65	22.68	11.82	19.32	1.86	0.98	26.86	14.64	2.51
14000	10.87	21.41	13.85	23.01	1.76	0.95	27.67	15.35	2.43
15000	10.78	21.15	14.72	21.35	1.73	0.94	28.19	15.29	2.51
16000	10.56	21.00	13.67	17.33	1.71	0.93	28.09	15.10	2.70
17000	10.33	20.90	12.48	15.05	1.71	0.93	27.58	14.83	2.61
18000	10.12	20.70	12.62	14.77	1.72	0.92	28.38	14.11	2.50
19000	9.85	20.58	12.82	14.70	1.75	0.92	28.59	13.25	2.70
20000	9.23	20.70	10.53	12.31	1.79	0.92	27.86	12.38	2.99

ANEXO E: GANANCIAS DE LOS AMPLIFICADORES IMPLEMENTADOS.

Ganancia de los amplificadores de potencia respecto a la frecuencia de operación				
Fr GHz	Amplificador 1	Amplificador 2	Amplificador 3	Amplificador 4
12	18,84	15,86	8,96	13,3
12,1	15,58	13,17	2,68	10,14
12,2	17,82	14,84	-0,6	9,5
12,3	20,9	18,98	9,8	16,59
12,4	23,48	20,6	11,58	13,7
12,5	19,6	17,65	10,76	11,5
12,6	17,36	14,6	9,08	8,9
12,7	19,56	17,89	9,26	6,26
12,8	14,14	11,97	4,1	1,6
12,9	17,4	15,86	6,8	6,7
13	18,3	16,4	9,72	8,02
13,1	19,29	16,6	10,6	10,2
13,2	17,89	17,49	5,5	5,4
13,3	21,6	18,5	12,15	9,95
13,4	19,8	16,8	6,2	3,5
13,5	21,9	19,98	14,9	14,1
13,6	19,86	17,37	8,3	8,2
13,7	22,78	21,57	14,35	12,25
13,8	18,84	17,76	10,5	9,9
13,9	21,57	21,32	10,8	8,3
14	19,31	18,72	14,58	12,28
14,1	18,4	17,59	10,4	8,2
14,2	19,36	18,68	17	14,6
14,3	18,1	16,82	9,24	7,84
14,4	18,23	17,53	13,03	12,93
14,5	15,3	12	4,3	2
14,6	18	16,9	7,7	5,3
14,7	16,3	16,3	4,2	2,6
14,8	19,62	18,52	7	4,4
14,9	16,88	16,38	6,2	6
15	18,6	18,5	6,5	6,4
15,1	16,6	15,5	5,8	5
15,2	16,44	14,54	4,65	4,35
15,3	14,96	13,86	7,5	7
15,4	14,86	13,46	3,2	1,9
15,5	13,6	13,3	7,1	5,1
15,6	12,61	12,41	1,5	-1,4
15,7	11,29	8,79	4,8	2,5
15,8	10,7	8,1	-0,7	-3,4

15,9	9,52	7,82	2,4	2
16	9,9	8	1,4	-1,2
16,1	8,8	6	1,4	0,9
16,2	12,27	9,47	5,14	4,44
16,3	11	10	2,54	0,24
16,4	11,8	10,1	7,5	4,8
16,5	11,9	9,7	5,2	3,5
16,6	11,9	9,7	8,5	7,1
16,7	12,36	12,06	6,86	5,96
16,8	11,9	10,6	8,75	8,15
16,9	11,3	11	6,89	4,99
17	11,8	11,1	7,8	5,6
17,1	12,98	12,98	7,28	6,88
17,2	12,4	11	7,8	5,1
17,3	14,1	12,2	8,41	7,11
17,4	12,6	9,7	8,2	7,6
17,5	13,1	11,3	7,8	6,8
17,6	13,6	10,9	8,5	8,4
17,7	14,52	13,92	6,22	5,22
17,8	16,7	14,3	8,09	6,39
17,9	14,37	14,27	5,07	4,37
18	16,48	14,78	6,88	5,38
18,1	14,05	13,25	5,32	5,02
18,2	16,52	15,22	8,02	5,32
18,3	12,98	10,18	11,85	9,15
18,4	16,53	14,63	18,14	17,94
18,5	13	12,3	14,5	14,3
18,6	16,2	13,6	16,7	14,2
18,7	13,9	12,6	12,55	11,25
18,8	14,34	13,34	13,44	10,94
18,9	13,84	13,94	12,13	10,53
19	12,88	12,08	11,61	11,41
19,1	12,04	11,64	14,46	13,36
19,2	9,09	8,29	12,12	10,82
19,3	10,72	9,62	15,82	13,32
19,4	8,16	7,76	12,76	11,16
19,5	14,3	13	16,29	16,19
19,6	9,21	6,91	12,16	11,46
19,7	15,44	14,74	15,4	13,6
19,8	12,2	11	11,1	10,6
19,9	14,34	13,54	10,28	8,38
20	5,59	3,59	2	1,7



epoch

Dirección de Bibliotecas y
Recursos del Aprendizaje

**UNIDAD DE PROCESOS TÉCNICOS Y ANÁLISIS BIBLIOGRÁFICO Y
DOCUMENTAL**

REVISIÓN DE NORMAS TÉCNICAS, RESUMEN Y BIBLIOGRAFÍA

Fecha de entrega: 08 / 12 / 2023

INFORMACIÓN DEL AUTOR/A (S)
Nombres – Apellidos: EDISON ENRIQUE GARZÓN ZAPATA
INFORMACIÓN INSTITUCIONAL
Facultad: INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA
Carrera: TELECOMUNICACIONES
Título a optar: INGENIERO EN ELECTRÓNICA, TELECOMUNICACIONES Y REDES
f. Analista de Biblioteca responsable: Lcdo. Holger Ramos, MSc.

2064-DBRA-UPT-2023

