

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATOLICA DEL PERÚ**  
**FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA**



PONTIFICIA  
**UNIVERSIDAD**  
**CATÓLICA**  
DEL PERÚ

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE AMPLIACIÓN DE COBERTURA CELULAR  
PARA LAS BANDAS DE FRECUENCIA EN 850 MHz Y 1900 MHz**

Tesis para optar el Título de Ingeniero de las Telecomunicaciones, que  
presenta el bachiller:

**Raúl Alexander Huamán Palma**

**ASESOR: Dr. Manuel Yarlequé Medina**

**Lima, enero del 2018**



## ***Dedicatoria***



A mis padres y hermana por ser el pilar fundamental en mi vida y brindarme su incondicional apoyo, comprensión y amor en todo momento.

A mi abuelo Alejandro, que a pesar que no se encuentre hoy en día conmigo, siempre llevo en mi corazón sus enseñanzas y sabios consejos.

A mi amada hija Alexandra, quien alegra cada uno de mis días con sus ocurrencias y muestras de afecto desde el primer día que entró a mi vida

## **Agradecimientos**



A mis padres y hermana, por su constante motivación y ser el soporte que me permitió culminar con este logro académico.

A mis familiares, por su apoyo y palabras de aliento durante toda mi carrera universitaria.

Al profesor Manuel Yarlequé, por sus enseñanzas, consejos y exigencia, durante el tiempo que se estuvo realizando este trabajo.

A mis amigos, por los gratos momentos y apoyo durante la carrera.

## **Resumen**

En el presente proyecto de tesis, se busca diseñar e implementar un sistema prototipo de bajo costo en tecnología *microstrip* que amplifique señales con bajos niveles de potencia con el fin de ampliar la cobertura celular en las bandas de frecuencia en 850 MHz y 1900 MHz. Este sistema sería beneficioso para zonas rurales que por su condición socioeconómica y ubicación geográfica carecen de este servicio.

El primer capítulo presenta el contexto y definición del problema, donde se establece a la carencia de cobertura móvil como la principal causa del mismo, y por qué se necesita implementar un sistema con las características mencionadas. Adicionalmente, se presentan los distintos escenarios donde este sistema podría ser implementado.

El segundo capítulo muestra los principales conceptos sobre la arquitectura que se deben considerar en el diseño de amplificadores de microondas y el diseño de antenas de parche rectangulares. También, se menciona el estado del arte donde se menciona el uso de nuevos tipos de amplificadores para los futuros despliegues de redes de acceso móvil.

El tercer capítulo muestra el proceso de diseño, simulación, implementación y medición de cada uno de los componentes activos y pasivos que conformarán, siguiendo una determinada topología, el sistema de ampliación de cobertura celular.

El cuarto capítulo presenta la evaluación de las etapas finales presentes en el sistema prototipo en las líneas de transmisión y en las salidas al ambiente de RF. Este proceso de medición se realizará mediante el uso de distintos equipos como analizadores de espectro y medidores de potencia. A partir de esta evaluación, se determinará si el sistema es óptimo para utilizarse en la ampliación de cobertura móvil.

Por último, se destacan las conclusiones y recomendaciones para el presente trabajo a partir de la teoría y experiencia empírica adquirida en todo el proceso de diseño e implementación.

### TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO DE TELECOMUNICACIONES

Título : Diseño de un sistema de ampliación de cobertura celular para las bandas de frecuencia en 850MHz y 1900 MHz.  
Área : Radiofrecuencia y Microondas # 237  
Asesor : Dr. Manuel Yarlequé  
Alumno : Raúl Alexander Huamán Palma  
Código : 20102556  
Fecha : 26-09-2014



#### Descripción y Objetivos

La ausencia del servicio móvil en distintos sectores rurales del mundo aumenta la brecha digital existente, limita la capacidad de conectividad entre las personas, y dificulta el intercambio de conocimiento e información en distintos países. Esto conlleva a un deficiente desarrollo social, económico y educativo en dichos sectores.

Este problema crítico en el acceso a dicho servicio generalmente se ocasiona por dificultades en el alcance de la cobertura móvil. Dentro de los factores que ocasionan este problema tenemos los siguientes: La atenuación de las ondas electromagnéticas producida por la lejanía de la antena radiante y la presencia de obstáculos de gran magnitud, como cerros y montañas.

Las bandas del espectro radioeléctrico que ofrecen el servicio de telefonía móvil con tecnologías GSM/ GPRS/ EDGE y UMTS WCDMA/HSPA/HSPA+ son las de 850 MHz y 1900MHz que son las más utilizadas por países latinoamericanos, incluyendo Perú. Adicionalmente a las tecnologías móviles mencionadas, encontramos una red 4G LTE operando en la banda de 1900 MHz. Todo esto muestra la importancia de las bandas celulares ya mencionadas.

En el contexto presentado, el presente trabajo de tesis tiene como objetivo diseñar e implementar un sistema de bajo costo en tecnología microstrip que posea las siguientes etapas o fases:

- Una fase de selección, detección y transmisión de señales inalámbricas mediante el uso de antenas directivas para el rango de frecuencias en Uplink y Downlink.
- Una etapa basada en un arreglo de amplificadores que permita distribuir la potencia para luego ser amplificadas y así obtener una máxima transferencia de potencia.

Todo este esquema permitiría elevar los bajos niveles de potencia de las señales electromagnéticas de las bandas de telefonía móvil en 850 MHz y 1900 MHz a un nivel de potencia entre 1 a 5 W. Con ello se lograría ampliar la cobertura celular, reduciendo la ausencia del servicio móvil en sectores rurales.

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ  
Especialidad de Ingeniería de las Telecomunicaciones

  
Ing. GUERCIINDO BARTRA GARDINI  
Coordinador



TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO DE  
TELECOMUNICACIONES

Título : Diseño de un sistema de ampliación de cobertura celular para las  
bandas de frecuencia en 850MHz y 1900 MHz.

**Índice**

Introducción

1. Marco Problemático
2. Fundamentos teóricos y Estado del arte.
3. Ingeniería del proyecto
4. Pruebas y resultados

Conclusiones

Recomendaciones

Bibliografía

Anexos

*Máximo: 100 páginas*

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ  
Especialidad de Ingeniería de las Telecomunicaciones

  
Ing. GUMERCINDO BARTRA GARDINI  
Coordinador



# Índice

<b>Lista de Figuras .....</b>	<b>vi</b>
<b>Lista de Tablas .....</b>	<b>xi</b>
<b>Glosario de Términos .....</b>	<b>xii</b>
<b>Introducción .....</b>	<b>1</b>
<b>Capítulo 1</b>	
<b>1. Marco Problemático .....</b>	<b>2</b>
1.1. Aspectos Generales .....	2
1.2. Análisis de la Problemática .....	3
1.3. Hipótesis y Objetivos .....	5
1.4. Aplicaciones del sistema .....	6
1.4.1. Outdoor .....	6
1.4.2. Indoor .....	8
<b>Capítulo 2</b>	
<b>2. Fundamentos Teóricos y Estado del Arte .....</b>	<b>9</b>
2.1. Parámetros de Dispersión .....	9
2.2. Amplificadores de microondas .....	10
2.2.1. Red T de polarización ( <i>Bias Tee</i> ) .....	11
2.2.2. Arquitecturas de Amplificadores .....	12
2.2.2.1 Amplificadores Balanceados .....	12
2.2.2.2 Combinación de potencia .....	13
2.3. Antena <i>Microstrip</i> .....	14
2.3.1. Antena de Parche Rectangular .....	14
2.3.1.1. Mecanismo de Radiación .....	15
2.3.1.2. Característica del Sustrato Dieléctrico .....	15
2.3.1.3. Métodos de Alimentación .....	16
2.4. Estado del Arte .....	19
2.4.1. Amplificador de Nitruro de Galio (GaN) .....	19
<b>Capítulo 3</b>	
<b>3. Ingeniería del Proyecto .....</b>	<b>21</b>
3.1. Diseño e Implementación de Amplificadores .....	24
3.1.1. Selección de los Transistores .....	24

3.1.2.	Modelado de los Amplificadores en ADS .....	25
3.1.2.1.	Diseño e Implementación del Amplificador de bajo ruido (LNA) HMC-374....	25
3.1.2.2.	Diseño e Implementación del Amplificador de media potencia (MA) HMC-580ST89E .....	30
3.1.2.3.	Diseño e Implementación del Amplificador de media potencia (MA) HMC-589ST89E .....	34
3.1.2.4.	Diseño e Implementación del Amplificador de media potencia (MA) ADL-5536 .....	38
3.1.2.5.	Diseño e Implementación del Amplificador de potencia (PA) HMC-453ST89E para las bandas de 850 MHz y 1900 MHz.....	42
3.2.	Diseño e Implementación del Divisor de Potencia Wilkinson de Banda Ancha .....	50
3.2.1.	Implementación de un divisor de potencia de 1 a 8 para aplicaciones en Combinación/Distribución de Potencia.....	58
3.3.	Diseño e Implementación de amplificadores de potencia balanceados para las bandas de Frecuencia en 850 MHz y 1900 MHz.....	62
3.4.	.... Implementación de Antenas Selectivas para las Bandas de Frecuencia en 850 MHz y 1900 MHz.....	69
<b>Capítulo 4</b>		
<b>4.</b>	<b>Pruebas y Resultados.....</b>	<b>73</b>
4.1.	Implementación de la Etapa de Amplificadores en Paralelo para aplicar Combinación de Potencia RF .....	73
4.2.	Evaluación en el Espectro de Frecuencias de las Etapas que conforman el Sistema .	75
4.3.	Evaluación final del sistema de ampliación de cobertura celular .....	84
<b>Conclusiones .....</b>		<b>90</b>
<b>Recomendaciones .....</b>		<b>91</b>
<b>Bibliografía .....</b>		<b>92</b>

## Lista de Figuras

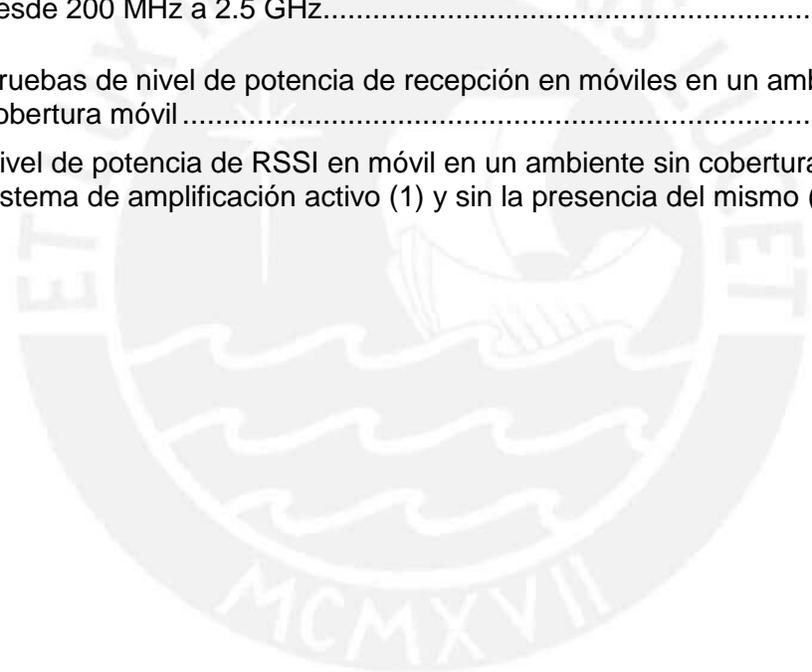
Figura 1.1	Subscripciones móviles y celulares, totales y por cada 100 habitantes, correspondiente al periodo 2005 - 2016 (Estimado) .....	3
Figura 1.2	Radioenlace en 1900 MHz obstruido por montañas en un área rural. ....	3
Figura 1.3	Simulación del área de cobertura sobre un sector rural de la estación base (NodeB) que opera en la banda 1900 MHz.....	5
Figura 1.4	Aplicación del sistema de ampliación celular en ambiente Outdoor donde no existe LoS.....	7
Figura 1.5	Arquitectura general de la instalación del sistema de ampliación celular en un ambiente Outdoor .....	7
Figura 1.6	Distribución de los elementos de RF de un sistema de ampliación celular para un ambiente Indoor.....	8
Figura 1.7	Solución de ampliación de cobertura móvil para vehículos. ....	8
Figura 2.1	Diagrama general de un transistor como red de dos puertos.....	10
Figura 2.2	Representación del esquemático de una red T de polarización .....	11
Figura 2.3	Configuración de amplificadores balanceados utilizando acopladores híbridos.....	13
Figura 2.4	Configuración de amplificadores en combinación de potencia.....	13
Figura 2.5	Estructura de una antena de parche rectangular <i>microstrip</i> .....	15
Figura 2.6	Alimentaciones por línea <i>microstrip</i> : Conexión directa en la antena <i>microstrip</i> (a) y conexión por medio de un <i>insert</i> (b).....	17
Figura 2.7	Alimentación por línea coaxial. ....	17
Figura 2.8	Alimentación por proximidad.....	18
Figura 2.9	Acoplamiento por apertura.....	18
Figura 2.10	Tarjeta de evaluación de un amplificador GaN .....	20
Figura 3.1	Diagrama de flujos del sistema de ampliación celular para el canal de radio en <i>Downlink</i> (a) y para el canal de radio en <i>Uplink</i> (b) en las bandas de 850 MHz y 1900 MHz .....	22
Figura 3.2	Arquitectura propuesta para de la red amplificación en <i>Uplink</i> o <i>Downlink</i> para las bandas de 850 MHz y 1900 MHz .....	23
Figura 3.3	Esquemático (a) y Respuesta en parámetros S (b) de la evaluación directa del transistor HMC-374.....	26
Figura 3.4	Esquemático del circuito de evaluación del amplificador HMC-374 en ADS ....	27
Figura 3.5	Respuesta en parámetros S del circuito de evaluación del amplificador HMC-374 .....	28
Figura 3.6	<i>Layout</i> (a) y tarjeta de evaluación (b) del amplificador HMC-374.....	29

Figura 3.7	Resultados de la evaluación de la ganancia (S21) y pérdida de retorno (S11) en el amplificador HMC-374 .....	30
Figura 3.8	Esquemático (a) y Respuesta en parámetros S (b) de la evaluación directa del transistor HMC-580ST89E incluyendo el factor $\mu$ para el análisis de estabilidad .....	31
Figura 3.9	Esquemático del circuito de evaluación del amplificador HMC-580ST89E en ADS .....	32
Figura 3.10	Respuesta en parámetros S del circuito de evaluación del amplificador HMC-580ST89E .....	33
Figura 3.11	<i>Layout</i> (a) y tarjeta de evaluación (b) del amplificador HMC580ST89E .....	33
Figura 3.12	Resultados de la evaluación de la ganancia (S21) y pérdida de retorno (S11) en el amplificador HMC580ST89E.....	34
Figura 3.13	Esquemático (a) y Respuesta en parámetros S (b) de la evaluación directa del transistor HMC-589ST89E incluyendo el factor $\mu$ para el análisis de estabilidad .....	35
Figura 3.14	Esquemático del circuito de evaluación del amplificador HMC-589ST89E en ADS .....	36
Figura 3.15	Respuesta en parámetros S del circuito de evaluación del amplificador HMC-589ST89E .....	37
Figura 3.16	<i>Layout</i> CAD (a) e implementación física (b) del amplificador HMC-589ST89E	38
Figura 3.17	Resultados de la evaluación de la ganancia (S21) y pérdida de retorno (S11) en el amplificador HMC589ST89E.....	38
Figura 3.18	Esquemático (a) y Respuesta en parámetros S (b) de la evaluación directa del transistor ADL-5536 incluyendo el factor $\mu$ para el análisis de estabilidad .....	39
Figura 3.19	Esquemático del circuito de evaluación del amplificador ADL-5536 en ADS ...	40
Figura 3.20	Respuesta en parámetros S del circuito de evaluación del amplificador ADL5536 .....	41
Figura 3.21	<i>Layout</i> CAD (a) e implementación física (b) del amplificador ADL-5536 .....	41
Figura 3.22	Resultados de la evaluación de la ganancia (S21) y pérdida de retorno (S11) en el amplificador ADL5536.....	42
Figura 3.23	Esquemático (a) y Respuesta en parámetros S (b) de la evaluación directa del transistor HMC-453ST89E incluyendo el factor $\mu$ para el análisis de estabilidad .....	43
Figura 3.24	Esquemático del circuito de evaluación del amplificador HMC-453ST89E en ADS para la banda de 850 MHz .....	45
Figura 3.25	Esquemático del circuito de evaluación del amplificador HMC-453ST89E en ADS para la banda de 1900 MHz .....	46
Figura 3.26	Respuesta en parámetros S del circuito de evaluación del amplificador HMC453ST89E para las bandas de 850 MHz (a) y 1900 MHz (b) .....	47
Figura 3.27	<i>Layout</i> de la tarjeta de evaluación del amplificador HMC453ST89E para las bandas en 850 MHz (a) y 1900 MHz (b) .....	48

Figura 3.28	Tarjeta de evaluación del amplificador HMC453ST89E para las banda en 850 MHz (a) y 1900 MHz (b) .....	48
Figura 3.29	Resultados de la evaluación de la ganancia (S21) y pérdida de retorno (S11) en el amplificador HMC453ST89E para la banda de 850 MHz .....	49
Figura 3.30	Resultados de la evaluación de la ganancia (S21) y potencia de retorno (S11) en el amplificador HMC453ST89E para la banda de 1900 MHz .....	49
Figura 3.31	Modelo teórico del divisor Wilkinson para el rango de frecuencia entre 710 y 2050 MHz .....	51
Figura 3.32	Simulación de los parámetros S del divisor de potencia Wilkinson (modelo teórico) que opera en el rango de 710 a 2050 GHz .....	53
Figura 3.33	Topología del divisor de potencia Wilkinson de banda ancha modelado en tecnología <i>Microstrip</i> utilizando el software ADS .....	54
Figura 3.34	<i>Layout</i> del divisor de potencia Wilkinson de banda ancha a implementar .....	55
Figura 3.35	Simulación de la respuesta en parámetros S del divisor de potencia Wilkinson de banda ancha a implementar .....	56
Figura 3.36	Divisor de potencia Wilkinson de banda ancha.....	57
Figura 3.37	Medición en dB de los parámetros S del divisor de potencia Wilkinson implementado .....	57
Figura 3.38	Medición en fase de los parámetros S21 y S11 de del divisor de potencia Wilkinson implementado .....	58
Figura 3.39	Esquema de dos sustratos dieléctricos que comparten el mismo plano tierra .	59
Figura 3.40	<i>Layout</i> del divisor de Potencia Wilkinson de 1 a 8 distribuido en dos sustratos dieléctricos superior (rojo) e inferior (azul), que serán conectados mediante <i>Via Holes</i> .....	60
Figura 3.41	Divisor de potencia Wilkinson de banda ancha implementado con un factor de distribución de 1 a 8.....	60
Figura 3.42	Respuesta en parámetros S del divisor de potencia Wilkinson de 1 a 8 para determinar la pérdida de retorno en el puerto de entrada y la distribución de potencia en las salidas (a) .....	61
Figura 3.43	Respuesta en parámetros S del divisor de potencia Wilkinson de 1 a 8 para determinar el aislamiento entre los puertos de salida (b) .....	62
Figura 3.44	Esquemático del acoplador <i>Branch Line</i> para el rango de frecuencias de 824 a 849 MHz .....	63
Figura 3.45	Esquemático del acoplador <i>Branch Line</i> para el rango de frecuencias de 869 a 894 MHz .....	64
Figura 3.46	Esquemático del acoplador <i>Branch Line</i> para el rango de frecuencias de 1850 a 1990 MHz (c).....	64
Figura 3.47	Resultados en parámetros S (dB) de la simulación EM del <i>Branch Line coupler</i> para el rango de frecuencias en 824 a 849 MHz.....	65
Figura 3.48	Resultados en parámetros S (dB) de la simulación EM del <i>Branch Line coupler</i> para el rango de frecuencias en 869 a 894 MHz.....	65

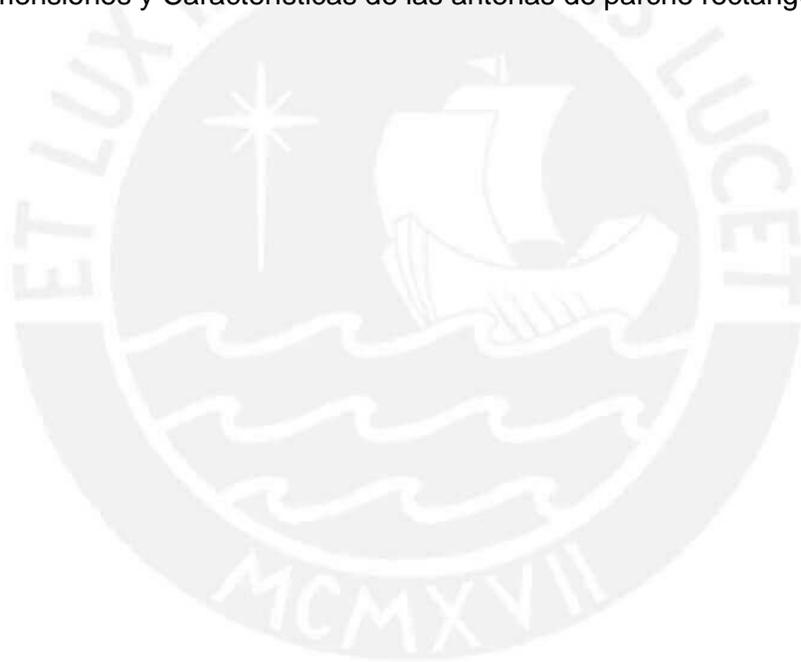
Figura 3.49	Resultados en parámetros S (dB) de la simulación EM del <i>Branch Line coupler</i> para el rango de frecuencias en 1850 a 1990 MHz.....	66
Figura 3.50	<i>Balanced Power Amplifiers</i> para las bandas de frecuencia en 824-849 MHz (a), 869-894 MHz (b) y 1850-1990 MHz (c).....	66
Figura 3.51	Evaluación en parámetros S del <i>Balanced Power Amplifier</i> optimizado para el rango de frecuencias en 824 a 849 MHz .....	67
Figura 3.52	Evaluación en parámetros S del <i>Balanced Power Amplifier</i> optimizado para el rango de frecuencias en 869 a 894 MHz .....	68
Figura 3.53	Evaluación en parámetros S del <i>Balanced Power Amplifier</i> optimizado para el rango de frecuencias 1850-1990 MHz (c).....	68
Figura 3.54	Antenas de parche rectangulares implementadas para las bandas de 1900 MHz-UL (a), 1900 MHz-DL (b), 850 MHz-UL (c) y 850 MHz-DL (b) .....	70
Figura 3.55	Unión de varios sustratos dieléctricos mediante tornillos de nylon como técnica para ampliar el ancho de banda en una antena de parche. ....	71
Figura 3.56	Medición del ancho de banda para antenas de parche selectivas que operan en las bandas de 850 MHz-UL (Naranja) y 850 MHz-DL (Azul) .....	71
Figura 3.57	Medición del ancho de banda para antenas de parche selectivas que operan en las bandas de 1900 MHz-UL (Azul) y 850 MHz-DL (Plomo) .....	72
Figura 4.1	Vista superior e inferior de la etapa de combinación y distribución de potencia que opera en banda ancha .....	74
Figura 4.2	Escenario de evaluación y equipos a utilizar en el proceso de medición .....	76
Figura 4.3	Evaluación de un LNA HMC374 en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm).....	76
Figura 4.4	Evaluación de dos LNA HMC374 en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm) .....	77
Figura 4.5	Evaluación de un MA HMC589ST89E en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm) .....	77
Figura 4.6	Evaluación de un MA HMC580ST89E en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm) .....	78
Figura 4.7	Evaluación de un MA ADL5536 en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm).....	78
Figura 4.8	Evaluación de los amplificadores de entradas LNA y MA para el énfasis de una señal débil. ....	79
Figura 4.9	Evaluación de la red de amplificadores de entrada en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm).....	80
Figura 4.10	Escenario de evaluación de la etapa de combinación de potencia considerando un atenuador de 30 dB .....	80
Figura 4.11	Evaluación de la etapa de combinación de potencia en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm).....	81
Figura 4.12	Escenario de evaluación de la etapa de combinación de potencia junto al balanced power amplifier en 1900 MHz (a) y 850 MHz (b).....	82
Figura 4.13	Evaluación de la etapa de combinación de potencia junto al <i>balanced power amplifier</i> en 884 MHz en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm) .....	82

Figura 4.14	Evaluación de la etapa de combinación de potencia junto al <i>balanced power amplifier</i> en 838 MHz en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm) .....	83
Figura 4.15	Evaluación de la etapa de combinación de potencia junto al <i>balanced power amplifier</i> en 1960 MHz en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm) .....	83
Figura 4.16	Red de amplificación conjunta para las bandas de frecuencia en 850 MHz y 1900 MHz .....	84
Figura 4.17	Evaluación del sistema de ampliación de cobertura celular en la salida correspondiente a la banda de 850 MHz en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm) .....	85
Figura 4.18	Evaluación del sistema de ampliación de cobertura celular en la salida correspondiente a la banda de 1900 MHz en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm) .....	85
Figura 4.19	Escenario de evaluación del sistema de ampliación celular, incorporando dos antenas selectivas de las bandas de frecuencia en 850 MHz y 1900 MHz. ....	86
Figura 4.20	Medición en potencia (dBm) del ambiente de RF para el rango de frecuencia desde 200 MHz a 2.5 GHz.....	87
Figura 4.21	Pruebas de nivel de potencia de recepción en móviles en un ambiente sin cobertura móvil .....	88
Figura 4.22	Nivel de potencia de RSSI en móvil en un ambiente sin cobertura móvil con el sistema de amplificación activo (1) y sin la presencia del mismo (2).....	89



## Lista de Tablas

Tabla 1.1	Frecuencias asignadas a los operadores móviles en las bandas de 850 y 1900 MHz .....	4
Tabla 2.1	Comparación entre los sustratos dieléctricos gruesos y delgados.....	16
Tabla 3.1	Parámetros principales de los transistores a utilizar .....	24
Tabla 3.2	Valores de los elementos discretos presentes en el amplificador HMC453ST89E para las bandas de 850 MHz y 1900 MHz.....	44
Tabla 3.3	Valores de impedancia para las líneas de transmisión en los acopladores de cuarto de longitud de onda y resistencias del divisor Wilkinson mostrado en la figura 3.31 .....	52
Tabla 3.4	Dimensiones de los acopladores de cuarto de longitud de onda según el valor de impedancia en la línea de transmisión. ....	55
Tabla 3.5	Dimensiones y Características de las antenas de parche rectangulares .....	69



## Glosario de Términos

<b>Término</b>	<b>Significado</b>
ADS	<i>Advanced Design System</i>
DL	<i>Downlink</i>
UL	<i>Uplink</i>
EM	Electromagnética
G	Ganancia
IM	<i>Intermodulation Product</i> (Productos de intermodulación)
IP3	<i>Third-Order Intermodulation Products</i> (Productos de intermodulación de tercer orden)
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i> (Amplificador de bajo ruido)
LoS	<i>Line-of-Sight</i> (Línea de vista)
MA	<i>Medium Amplifier</i> (Amplificador de media potencia)
NF	<i>Noise Figure</i> (Figura de ruido)
PA	<i>Power Amplifier</i> (Amplificadores de alta potencia)
P1dB	Punto de compresión a 1-dB
RF	Radiofrecuencia

## Introducción

Actualmente los operadores de telefonía móvil brindan cobertura tanto en la ciudad de Lima como en provincias. En Lima, dicha cobertura abarca casi la totalidad de su territorio; sin embargo, en provincias solamente se brinda cobertura en localidades que presenten una cantidad considerable de pobladores o sean puntos estratégicos a nivel comercial. Esto deja en desventaja a ciertos centros poblados que hoy en día no cuentan con servicio móvil. Para estos casos, se puede hacer uso de dispositivos de ampliación de cobertura celular, los cuales reciben un bajo nivel de potencia de las señales móviles y la amplifican para así poder extender la cobertura del servicio en mención.

Estos equipos cuentan con diversas etapas: una etapa de recepción de la señal electromagnética (EM) atenuada y conversión a señal eléctrica mediante el uso de antenas; una etapa de filtrado en entrada para obtener el rango de frecuencia de interés; una etapa de amplificación, donde se aumenta el nivel de potencia de la señal recibida; otra etapa de filtrado de salida para eliminar cualquier señal generada fuera del rango de operación; y finalmente un etapa de transmisión de la señal amplificada, donde se hace uso de otra antena para transformar la señal eléctrica en una onda EM.

Por lo tanto, se plantea en el siguiente documento el diseño e implementación de un sistema de amplificación RF para un repetidor de celular que funcione en las bandas móviles de 850 MHz y 1900 MHz. Esto incluye, en primer lugar, el diseño de los amplificadores de bajo nivel de ruido (LNA), amplificadores de media potencia (MA) y los amplificadores de potencia (PA). Luego se procede a diseñar los divisores y combinadores de potencia para amplificar la señal de manera correcta. Finalmente se procede a implementar los elementos antes mencionados en tarjetas de fibra vidrio y realizar las respectivas pruebas de funcionamiento del sistema.

## **Capítulo 1**

### **MARCO PROBLEMÁTICO**

#### **1.1. Aspectos Generales**

En nuestros días, es notorio el abrumador aumento de la tendencia en relación a las tecnologías de información y comunicación (TIC). Como muestra de ello, a finales del 2016 prácticamente 1000 millones de personas en el mundo cuentan con acceso a Internet; sin embargo, a pesar de los buenos números, aun mas de la mitad de la población mundial sigue sin utilizar Internet [1] [2]. El Perú es un caso representativo de este crecimiento, pues se estima que al primer trimestre del 2017, el 93% de los hogares tiene acceso a por lo menos una TIC [3].

En un esquema más específico, el mayor despliegue y desarrollo de las TIC se ha presentado en el área de telefonía móvil [4], ya que para finales del 2016 se contaría con más de 7 billones de suscripciones de equipos móviles en todos los países del mundo [5] [6]. En la figura 1.1 se muestra el crecimiento del número de suscripciones celulares y móviles en países desarrollados y en vías de desarrollo.

En américa latina, el 60% de sus ingresos en telefonía celular se encuentra representado por los poblados rurales; pese a ello, existen serias deficiencias para acceder a los distintos servicios de telecomunicaciones en dichas zonas, en especial para los segmentos de población más alejados y de menores ingresos donde, como consecuencia, podrían generar mayores índices de pobreza y exclusión social [7] [3].

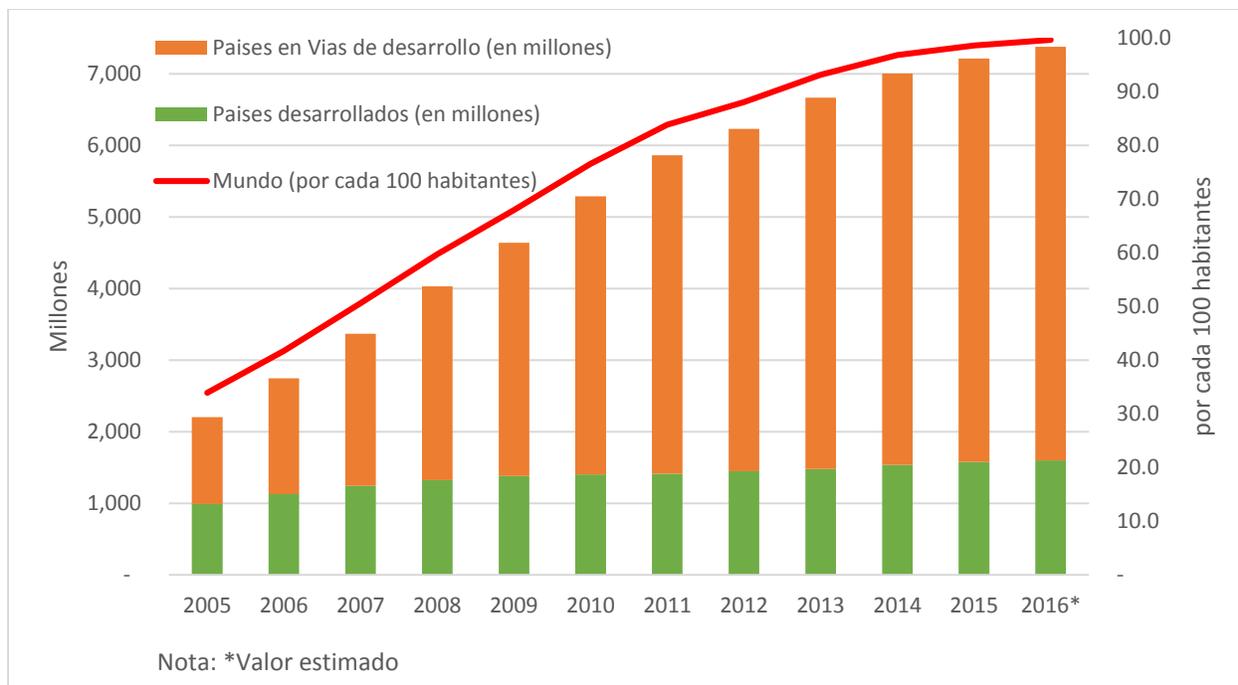


Figura 1.1 Suscripciones móviles y celulares, totales y por cada 100 habitantes, correspondiente al periodo 2005 - 2016 (Estimado)

Fuente: [1],[6]

## 1.2. Análisis de la Problemática

La ausencia del servicio móvil en distintos sectores rurales del mundo aumenta la brecha digital existente, limita la capacidad de conectividad entre las personas, y dificulta el intercambio de conocimiento e información en distintos países. Esto conlleva a un deficiente desarrollo social, económico y educativo en dichos sectores [8].

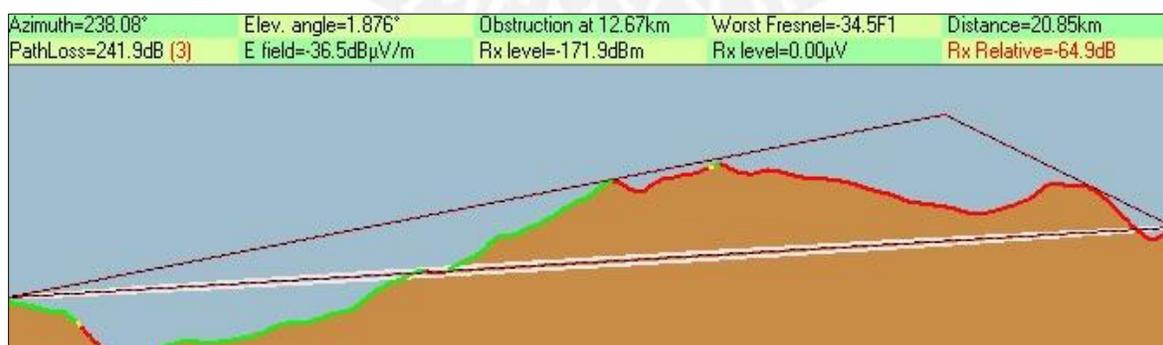


Figura 1.2 Radioenlace en 1900 MHZ obstruido por montañas en un área rural.

Fuente: "Elaboración Propia"

Este problema crítico en el acceso a dicho servicio generalmente se ocasiona por dificultades en el alcance de la cobertura móvil. Dentro de los factores que ocasionan este problema tenemos los siguientes: La atenuación de las ondas electromagnéticas producida por la lejanía de la antena radiante y la presencia de obstáculos de gran magnitud, como cerros y montañas, un ejemplo de esto observamos en la figura 1.2 [9].

Las bandas del espectro radioeléctrico que ofrecen el servicio de telefonía móvil con tecnologías GSM/ GPRS/ EDGE y UMTS WCDMA/HSPA/HSPA+ son las de 850 MHz y 1900MHz que son las más utilizadas por países latinoamericanos, incluyendo Perú. Adicionalmente a las tecnologías móviles mencionadas, encontramos una red 4G LTE operando en la banda de 1900 MHZ. Todo esto muestra la importancia de las bandas celulares ya mencionadas [11][12].

Tabla 1.1 Frecuencias asignadas a los operadores móviles en las bandas de 850 y 1900 MHz

Banda	Rango de Frecuencias(MHz)		Empresa	Área de Asignación	Cantidad (MHz)
	Ida	Retorno			
850-A	824-835	869-880	Telefónica Móviles S.A.	A Nivel Nacional	2 x 11
	845-846,5	890-891,5			2 x 1,5
850-B	835-845	880-890	América Móvil Perú S.A.C	A Nivel Nacional	2 x 10
	846,5-849	891,5-894			2 x 2,5
1900-A	1850-1865	1930-1945	América Móvil Perú S.A.C.	A Nivel Nacional	2 x 15
1900-D	1865-1870	1945-1950	Entel Peru S.A.	A Nivel Nacional	2 x 5
1900-B	1870-1882,5	1950-1962,5	Telefónica Móviles S.A.	A Nivel Nacional	2 x 12,5
1900-E	1882,5-1895	1962,5-1975	Entel Peru S.A.	A Nivel Nacional	2 x 12,5
1900-F	1895-1897,5	1975-1977,5	América Móvil Perú S.A.C.	A Nivel Nacional	2 x 2,5
1900-C	1897,5-1910	1977,5-1990	Viettel Perú S.A.C.	A Nivel Nacional	2 x 12,5

Fuente: Ministerio de Transportes y Comunicaciones, [10]

En el Perú, cuatro operadores tienen desplegados sus redes móviles en distintos rangos de las bandas de frecuencia previamente mencionadas, asignadas a través de licitaciones por el Ministerio de Transportes y Comunicaciones. En la tabla 1.1 se puede observar los rangos de frecuencias licitados por distintos operadores móviles en el mercado peruano.

En general, las áreas de cobertura celular para las bandas celulares en 850 y 1900 MHz se ven seriamente afectadas por distintos obstáculos que reflejan y atenúan la mayor parte de la potencia irradiada por las antenas de la estación base lo cual afecta negativamente a usuarios con equipos terminales móviles que se encuentran en áreas rurales con geografía compleja o en edificaciones que limitan la propagación de las señales radioeléctricas. En la figura 1.3 se muestra una simulación del área de cobertura de una estación base (NodeB) en 1900 MHz para

un área rural ubicada en un sector con geografía montañosa; esta simulación fue realizada con el software Radio Mobile donde se logra apreciar como decaen los niveles de potencia de la señal transmitida luego de interactuar con la región montañosa. Esto conlleva a que el equipo móvil del usuario (UE) no reciba una intensidad de señal adecuada para establecer una comunicación de voz o datos.

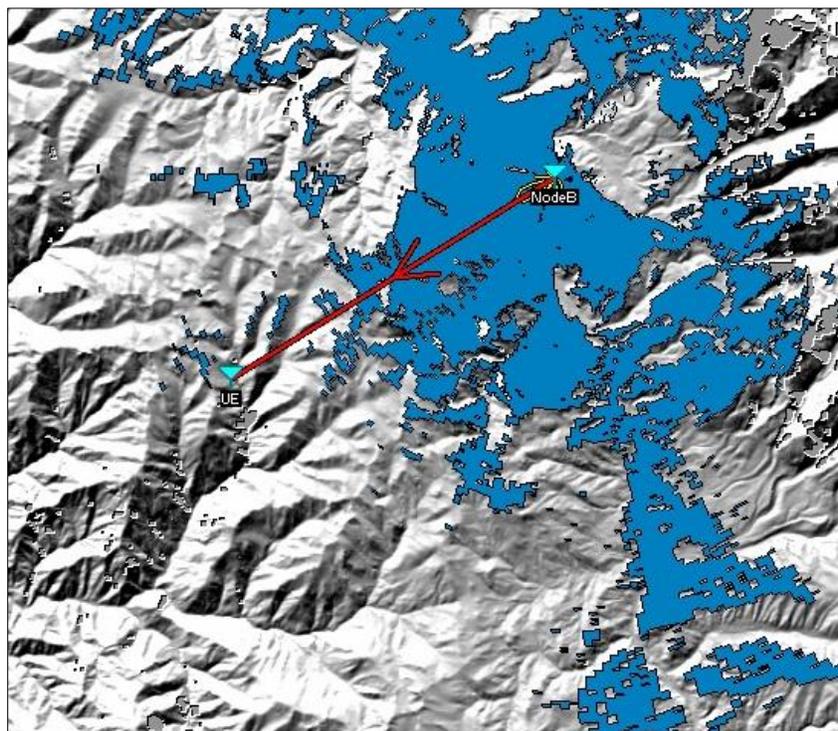


Figura 1.3 Simulación del área de cobertura sobre un sector rural de la estación base (NodeB) que opera en la banda 1900 MHz.

Fuente: "Elaboración Propia"

### 1.3. Hipótesis y Objetivos

El diseño e implementación de un sistema prototipo de bajo costo que amplifique los bajos niveles de potencia de las señales en las bandas celulares de 850 y 1900 MHz ampliaría la cobertura móvil en los sectores que carezcan de ella, con el fin de generar desarrollo socioeconómico y mejorar la conectividad de los usuarios móviles.

Con la hipótesis planteada, el presente trabajo de tesis tiene como objetivo diseñar dicho sistema a bajo costo en tecnología *microstrip* que posea las siguientes etapas o fases:

- ✓ Una fase de selección, detección y transmisión de señales inalámbricas mediante el uso de antenas directivas para el rango de frecuencias en *Uplink* y *Downlink*. Las antenas

serán del tipo parche con sustratos dieléctricos de mayor espesor en comparación al modelo comercial para lograr un mayor y óptimo ancho de banda.

- ✓ Una fase media de amplificación mediante una red amplificadores de bajo nivel de ruido y media potencia para incrementar el nivel de potencia de la señal inalámbrica recibida. Los amplificadores de media potencia deberán conformar un esquema de división y combinación de potencia RF en banda ancha, a fin de alcanzar mayores niveles de potencia a los que ya se encuentran limitados sus transistores, y entregar un mayor nivel de potencia a la última etapa de amplificación.
- ✓ Una última etapa, previa a la radiación por medio de las antenas, conformada por amplificadores de potencia (PA) que deberán presentar el esquema de amplificadores balanceados con el fin de obtener una óptima potencia de retorno en la banda de operación. Adicionalmente se podrá transferir mayor potencia de los permitidos por los valores límites de los transistores.

Todo estas secciones en conjunto permitirían elevar los bajos niveles de potencia de las señales electromagnéticas en las bandas de telefonía móvil en 850 MHz y 1900 MHz a un nivel de potencia en transmisión entre 1 a 5 W. Con ello se reduciría la ausencia del servicio móvil en sectores rurales.

#### **1.4. Aplicaciones del sistema**

El presente sistema al tener la funcionalidad de ampliar la cobertura móvil en ambientes que carezcan de ella puede tener distintas aplicaciones para los usuarios. Estas aplicaciones en general son clasificadas según el tamaño y tipo de ambiente en el que se pretenda optimizar y ampliar la cobertura donde las que más se destacan son las siguientes:

##### **1.4.1. Outdoor**

En el caso de aplicaciones en ambientes de exteriores (*Outdoor*), este tipo de sistema podría utilizarse para ampliar el área de cobertura de una estación base hacia un área con geografía compleja para la propagación de señales electromagnéticas como zonas montañosas, cañones, áreas rurales y túneles, los cuales presentan obstáculos que afectan la línea de vista (LoS) hacia un zona determinada, como se observa en la figura 1.4.



Figura 1.4 Aplicación del sistema de ampliación celular en ambiente *Outdoor* donde no existe LoS

Fuente: "Elaboración Propia"

Al estar en un ambiente *Outdoor* rural se suele trabajar a potencias elevadas, mayores a 10 w con antenas directivas que optimicen el aislamiento entre la zona de cobertura de la estación base donadora y el área de cobertura del sistema de ampliación, y además se debe localizar un ubicación estratégica sin muchos elementos reflectivos alrededor de las antenas y que tenga una adecuada LoS con el área que se desea ampliar la cobertura. En la figura 1.5 se observa la arquitectura general de instalación del sistema de mencionado celular en un ambiente *Outdoor*.

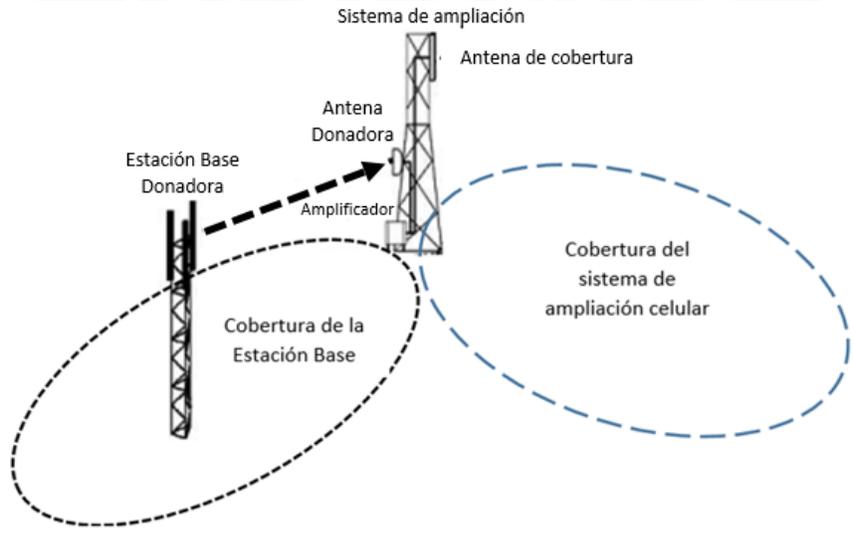


Figura 1.5 Arquitectura general de la instalación del sistema de ampliación celular en un ambiente *Outdoor*

Fuente: [24]

### 1.4.2. Indoor

Otro tipo de aplicación para este sistema es en ambientes de interiores (*Indoor*), donde el objetivo es ampliar y distribuir la cobertura móvil dentro una edificación por medio de una serie de antenas en el interior, una antena donadora externa y un sistema de ampliación de media potencia como se observa en la figura 1.6.

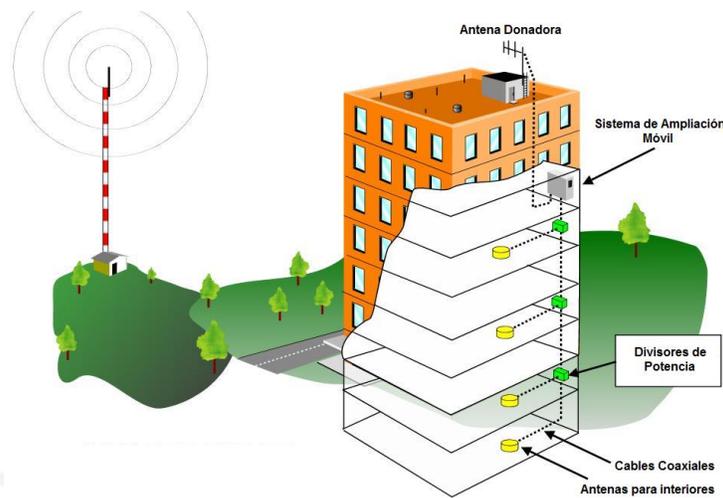


Figura 1.6 Distribución de los elementos de RF de un sistema de ampliación celular para un ambiente *Indoor*

Fuente: <http://harriscommunications.net/blog/513/>

También se pueden observar soluciones de este tipo para vehículos como en la figura 1.7, con el fin de mantener una óptima intensidad de señal en el automóvil a pesar de encontrarse en puntos conflictivos por obstáculos y áreas de baja intensidad de señal, además estas soluciones se han vuelto comerciales por su bajo consumo en potencia, pues solo se alimenta del cigarrero del vehículo; también, por su fácil instalación y baja potencia de radiación.

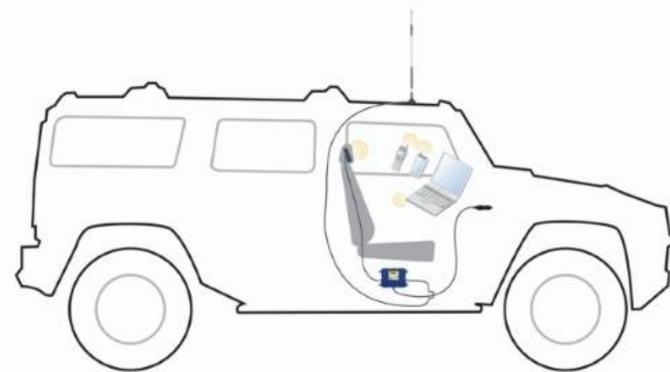


Figura 1.7 Solución de ampliación de cobertura móvil para vehículos.

Fuente: <http://www.wilsoelectronics.com>

## Capítulo 2

### FUNDAMENTOS TEÓRICOS Y ESTADO DEL ARTE

En este capítulo se definirán algunos conceptos importantes a tener cuenta en el diseño e implementación de la arquitectura de elementos activos y pasivos del sistema de ampliación de cobertura celular.

Si en caso estos conceptos requiera de alguna base teórica adicional para su adecuada comprensión, se debería revisar el anexo 1, con el fin de entender a plenitud toda la teoría que involucra este proyecto de ingeniería.

#### 2.1. Parámetros de Dispersión

Los parámetros de dispersión o parámetros S (*Scattering parameters*) son variables que nos permite relacionar las ondas de voltaje incidentes y reflejadas en los distintos N puertos de una red. A continuación se muestra una matriz de parámetros S de dos puertos.

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

Donde los elementos  $S_{ij}$  representan a la relación entre la onda de voltaje reflejada en el puerto  $i$  ( $V_i^-$ ) respecto a la onda voltaje incidente en el puerto  $j$  ( $V_j^+$ ) [16]. Con ello podemos establecer

que  $S_{11}$  y  $S_{22}$  son considerados como los coeficientes de reflexión y  $S_{12}$  y  $S_{21}$  como los coeficientes de transmisión de la red mostrada [15].

El conocimiento de los parámetros de dispersión es vital en el estudio de la presente tesis, ya que la respuesta electromagnética de cualquier diseño que se implemente deberá ser analizada obteniendo dicha matriz con ayuda de analizadores vectoriales de redes (Vector Network Analyzer).

## 2.2. Amplificadores de microondas

La etapa más importante para el desarrollo del presente trabajo de tesis es la de amplificación, ya que es la que va a permitir elevar los bajos niveles de potencia de recepción a un nivel adecuado en la transmisión.

Un amplificador de microondas combina elementos activos (transistores) con elementos pasivos (elementos concentrados y líneas de transmisión) para proveer la capacidad de elevar los niveles de potencia en un sistema de microondas. Para poder diseñar circuitos de amplificación utilizando transistores, se requiere utilizar conocimientos de líneas de transmisión, redes de dos puertos y carta de Smith.

El transistor es el elemento básico para el diseño de amplificadores, generalmente los proveedores brindan la data de parámetros S para poder realizar un correcto análisis y modelamiento del mismo. En la figura 2.1 se observa el diagrama general de un transistor considerado como red de dos puertos [16][17][18].

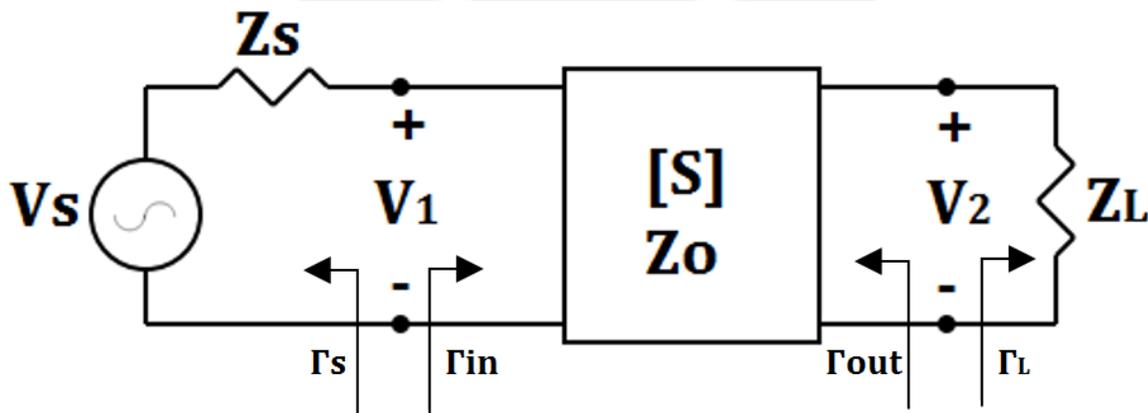


Figura 2.1 Diagrama general de un transistor como red de dos puertos.

Fuente: "Elaboración propia"

### 2.2.1. Red T de polarización (*Bias Tee*)

Una red T de polarización se puede definir como una red de tres puertos que nos permite alimentar voltaje DC de polarización hacia un determinado dispositivo activo, como un amplificador de RF, sin afectar a otros conectados a este. Tomando como referencia a la figura 2.2, se procederá a explicar el funcionamiento de esta red: Cuando una señal DC es insertada por el puerto 1, esta es capaz de llegar al puerto 2 donde se encontraría el dispositivo a alimentar, pero no pasa hacia el puerto de RF, debido a la presencia de un capacitor de bloqueo cuya función principal es la de bloquear cualquier voltaje DC. De forma similar, cuando el dispositivo es alimentado y genera una señal de RF que ingresa por el puerto 2 (RF + DC), esta señal EM logra atravesar el capacitor de bloqueo DC hacia la salida RF, debido a la baja impedancia en serie que el capacitor ofrece con la línea de transmisión. El valor de capacitancia de este componente debe generar una impedancia baja, de preferencia mucho menor a 10 ohmios; con ello, se consigue que la señal de RF no tenga problemas al pasar por él. También, se aprecia que la señal de RF no puede llegar al puerto de alimentación DC, gracias al inductor de polarización que permite el paso de voltaje DC, pero tiene un valor de inductancia que genera una alta impedancia, por lo general mayor a 200 ohmios, que conlleva a tener un coeficiente de reflexión alto a la entrada del inductor y, con ello, que la potencia se refleje y se dirija hacia la salida de RF [29].

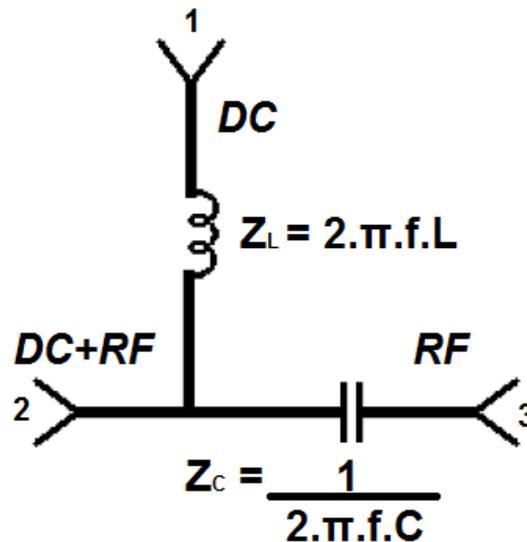


Figura 2.2 Representación del esquemático de una red T de polarización.

Fuente: [29]

También se suelen añadir capacitores a la línea de alimentación DC con el fin de estabilizar la corriente y voltaje de polarización y optimizar el funcionamiento del dispositivo. En este proyecto de tesis va a ser necesario el uso de la red T de polarización, con el fin de suministrar voltaje a los transistores y de bloquear las salidas de voltaje, a través de los puertos de salida, que pudiesen afectar o dañar a los demás elementos electrónicos.

## **2.2.2. Arquitecturas de Amplificadores**

En distintos sistemas de RF y microondas se suelen aplicar ciertas arquitecturas o técnicas a los amplificadores con el fin de poder cumplir con determinados objetivos que estos no podrían alcanzar mediante una implementación clásica. A continuación se detallará sobre estas arquitecturas, las cuales serán ventajosas de implementar en el sistema propuesto.

### **2.2.2.1 Amplificadores Balanceados**

Los amplificadores balanceados (*balanced amplifiers*) es una técnica muy práctica para obtener un amplificador con baja potencia de retorno (SWR bajo) tanto en el puerto de entrada como en el de salida con una ganancia plana de banda ancha. La configuración más utilizada de este tipo de arquitectura consiste en el uso de acopladores híbridos de -3 dB (media potencia) junto a dos amplificadores a optimizar, tal como se observa en la figura 2.3. En este esquema, la señal que ingresa por el puerto de entrada del acoplador híbrido se divide de forma equitativa hacia los amplificadores (PA), y luego las señales amplificadas son combinadas hacia el puerto de salida. Esta técnica nos permite manejar un mayor valor de potencia a la salida por la recombinación de potencias, pero lo más destacable de la misma es el manejo de las señales reflejadas. Las señales reflejadas en las entradas y salidas de los amplificadores, producto de un desacoplamiento, son direccionadas hacia las cargas y las que llegan a los puertos de entrada y salida son eliminadas producto de una interferencia destructiva que se generan entre ellas, gracias a los desfases que agregan los acopladores híbridos [18][16].

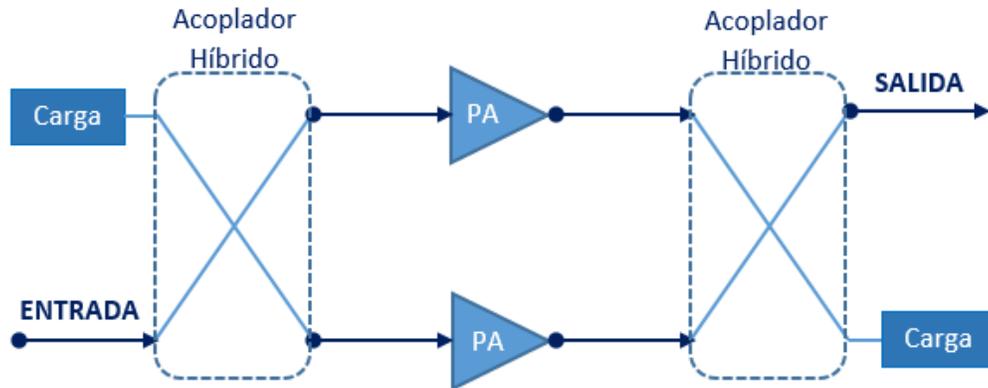


Figura 2.3 Configuración de amplificadores balanceados utilizando acopladores híbridos

Fuente: “Elaboración Propia”

### 2.2.2.2 Combinación de potencia

En muchos sistemas de RF y microondas, es común requerir que los dispositivos brinden potencias que superen sus capacidades o limitantes. Esta necesidad se observa más, cuando se trabaja con amplificadores de microondas; por ello, una técnica que permite extender la potencia de operación de estos componentes es la división y combinación de potencia de varios amplificadores en paralelo, como se observa en la figura 2.4.

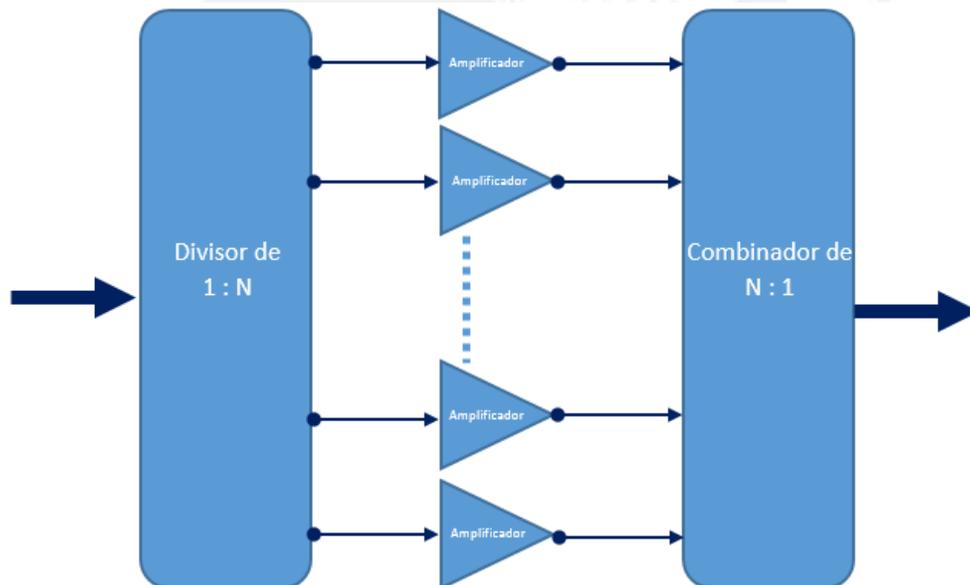


Figura 2.4 Configuración de amplificadores en combinación de potencia

Fuente: “Elaboración Propia”

Esto se aplica con el objetivo de brindar a la salida del amplificador una mayor potencia de la que soportan los componentes activos y reduciendo la aparición elevados niveles de armónicos, ya que estos suelen ser más notorios cuando los elementos activos se encuentran en saturación. Para la división y combinación de potencia es necesario usar divisores con salidas equitativas tanto en potencia como en fase, con un buen nivel de aislamiento con el fin de poder evitar algún bucle por realimentación de potencia. También, es necesario recalcar que este esquema solo es aplicable cuando los componentes activos a utilizar tienen las mismas características, esto quiere que deben tener misma ganancia, mismo SWR, mismo desfase, entre otros, porque si no se obtendrían respuestas que no son las deseadas [28][16][30].

Para poder comprender los conceptos intrínsecos en el proceso de diseño de amplificadores como el análisis de estabilidad, el principio de máxima transferencia de potencia, la ganancia, e diseño de amplificadores de máxima ganancia, la linealidad, la figura de ruido y otros parámetros básicos, se recomienda revisar la sección de Amplificadores de microondas en el anexo 1.

### **2.3. Antena Microstrip**

En el presente proyecto se requerirá utilizar antenas planares para la transmisión y recepción de señales EM en la bandas de telefonía móvil; por ello, en esta sección se explicará sobre los principales parámetros a tener en cuenta en un tipo especial de antena planar, la antena de parche rectangular.

#### **2.3.1. Antena de Parche Rectangular**

A diferencia de otras antenas de microondas las antenas *microstrip* son caracterizadas a partir de varios factores dependientes de los parámetros físicos de la antena. De este tipo de antenas se pueden destacar 3 grupos importantes: Antenas de parche *microstrip*, dipolos en *microstrip* y antenas impresas con *slots*. La antena de parche rectangular *microstrip*, es un modelo de antena que, como se observa en la figura 2.5, consiste de una muy delgada tira metálica rectangular (parche) con un espesor ( $t$ ) mucho menor que la longitud de onda en el vacío ( $\lambda_0$ ), ubicada a una pequeña separación de un plano de tierra. Ambos planos, parche y plano tierra, se encuentran separados por un sustrato dieléctrico. La longitud del parche metálico es usualmente considerada como la mitad de la longitud de onda propagándose en el medio dieléctrico con el fin de garantizar la resonancia en la antena.

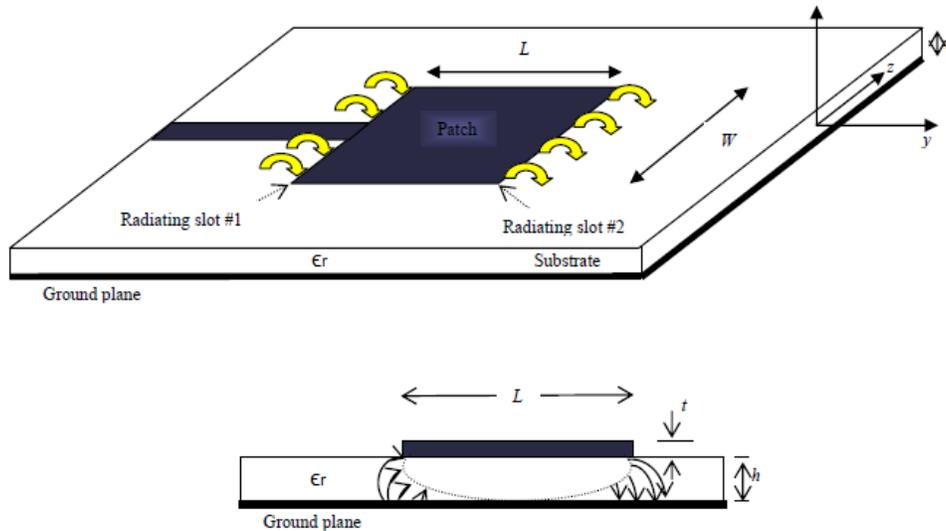


Figura 2.5 Estructura de una antena de parche rectangular *microstrip*

Fuente: [36]

### 2.3.1.1. Mecanismo de Radiación

El parche metálico superior junto al plano de tierra inferior forma una cavidad resonadora como se observa en la figura 2.5, donde el parche y la tierra son la parte superior e inferior, respectivamente, de la cavidad resonante [37]. Con ello, la radiación en esta antena *microstrip* se forma a partir de los campos de borde que se generan en las fronteras de la cavidad conformada por el parche y la tierra [36]. Los bordes de la antena actúan como una frontera en circuito abierto, con esta condición se puede establecer que la antena de parche de media longitud de onda opera en modo fundamental donde el campo eléctrico es cero en el centro del parche y máximo en los bordes radiantes [37][38]. El campo eléctrico dentro de la antena de parche no se detiene de forma abrupta en los bordes, algo que si sucedería en una cavidad resonadora cerrada, sino que se extiende más allá de los bordes formando los campos de borde, previamente comentados, los cuales generan que la antena empieza a irradiar. Mayormente cuando se analiza el modelo de radiación teórico de una antena de parche, se utiliza este concepto de cavidad con fugas [38].

### 2.3.1.2. Característica del Sustrato Dieléctrico

Existen muchos tipos de sustratos dieléctricos que pueden ser utilizados en el modelamiento e implementación de una antena de parche rectangular. Usualmente, se suelen utilizar sustratos con permitividad dieléctrica relativa en el rango de 2.2 a 12. Tanto el ancho del sustrato como su permitividad dieléctrica son importantes para obtener una mejor eficiencia, mayor ancho de banda y menores pérdidas en la radiación del campo eléctrico al espacio. Por un lado, se prefiere

utilizar sustratos gruesos con baja permitividad dieléctrica a fin de obtener una mejor respuesta y performance de la antena, pero en el caso que se requiera trabajar en circuitos de microondas con antenas incorporadas, se prefiere utilizar sustratos delgados de alta permitividad para minimizar el tamaño de la circuitería, reducir el acoplamiento entre líneas de transmisión y minimizar las interferencias espurias del ambiente radioeléctrico, a pesar que ello implique menor eficiencia y menor ancho de banda en la antena *microstrip* [36].

En la tabla 2.1 se aprecia un cuadro comparativo sobre el uso de sustratos dieléctricos gruesos y delgados.

Tabla 2.1 Comparación entre los sustratos dieléctricos gruesos y delgados

Sustrato dieléctrico grueso	Sustrato dieléctrico delgado
Baja permitividad dieléctrica relativa	Alta permitividad dieléctrica relativa
Mejor eficiencia	Baja eficiencia
Mayor ancho de banda	Menor ancho de banda
Elementos más grandes en la circuitería	Elementos más pequeños en la circuitería
Mayor peso	Menor peso
Mayor pérdida en el dieléctrico	Menor pérdida en el dieléctrico

Fuente: [36]

### 2.3.1.3. Métodos de Alimentación

El método de alimentación en una antena *microstrip* muy importante, ya que si no se realiza correctamente, será inútil la precisión que se tuvo en el proceso de diseño del elemento radiante. Existen distintas formas para poder alimentar una antena y acoplar adecuadamente una señal de RF/Microondas. De estas, a continuación se detallarán cuatro métodos muy utilizados en antenas *microstrip*: Alimentación por línea *microstrip*, alimentación por coaxial, acoplamiento por proximidad y acoplamiento por apertura [36][33].

- ✓ **Alimentación por línea *microstrip*:** Como se puede observar en la figura 2.6, en este método se utiliza una tira conductora de menor ancho que la antena de parche como alimentación de señal de RF. Esta técnica es muy sencilla de construir pero reduce la eficiencia del ancho de banda y el acoplamiento. Las formas más utilizadas en este tipo de alimentación son mediante una línea *microstrip* conectada directamente, figura 2.6.a,

y mediante el uso de una inserción en la antena, figura 2.6.b. En el primer caso, la posición de la línea *microstrip* en el borde de la de parche determinará el factor de acoplamiento en la antena mientras que en el segundo caso, el acoplamiento quedara establecido por la profundidad de la inserción en la antena [33][36].

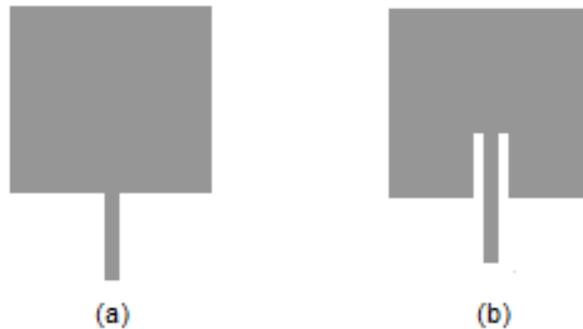


Figura 2.6 Alimentaciones por línea *microstrip*: Conexión directa en la antena *microstrip*(a) y conexión por medio de una inserción (b).

Fuente: [38]

- ✓ **Alimentación por coaxial:** La alimentación por línea coaxial como se muestra en la figura 2.7, consiste en conectar directamente el conductor interno del coaxial en la antena de parche y el conductor externo a la tierra de la antena. En este la eficiencia del acoplamiento depende de la posición en la que se coloque el conductor interno dentro del parche metálico. Es uno de los métodos más utilizado pese a que se necesite perforar el sustrato, la tierra y el parche para poder soldarla de forma adecuada [33].

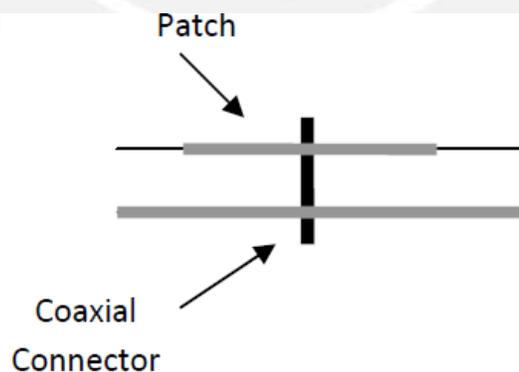


Figura 2.7 Alimentación por línea coaxial.

Fuente: [36]

- ✓ **Acoplamiento por proximidad:** Como se observa en la figura 2.8, el acoplamiento por proximidad tiene una estructura compleja para implementar, pero es sencilla de modelar y posee un gran ancho de banda. En este caso la alimentación no tiene contacto con el elemento radiante sino que el acoplamiento es electromagnético. El parche se coloca sobre un sustrato dieléctrico y debajo se tiene una línea de transmisión sobre otro sustrato dieléctrico. Este método permite optimizar de forma distinta tanto el parche como la línea *microstrip* y además no se tiene que hacer ninguna perforación a la antena para que esta empiece a irradiar [36][33].

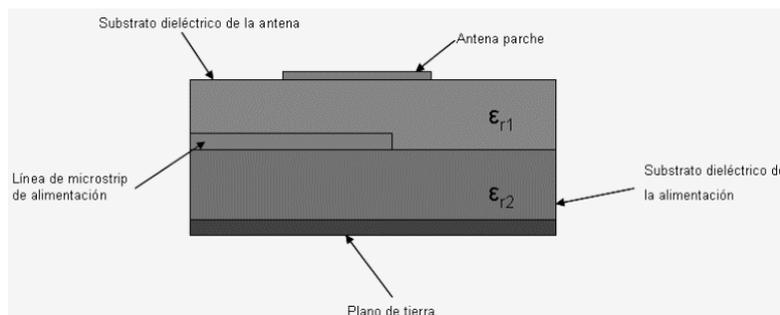


Figura 2.8 Alimentación por proximidad  
Fuente: [39]

- ✓ **Acoplamiento por apertura:** El acoplamiento por apertura, como se observa en la figura 2.9 es una de las técnicas de alimentación más difíciles de implementar y además tiene un reducido ancho de banda; sin embargo, es sencilla de modelar. Esta técnica consiste de dos sustratos separados por un plano de tierra donde un parche va en la parte superior y una línea *microstrip* de alimentación en la parte inferior. El plano de tierra tiene una ranura que va permitir realizar el acoplamiento adecuado de la línea *microstrip* al parche. Una de las principales ventajas de este modelo es que al estar debajo la línea *microstrip*, la radiación de esta no interferirá con la de la antena de parche. [36][33]

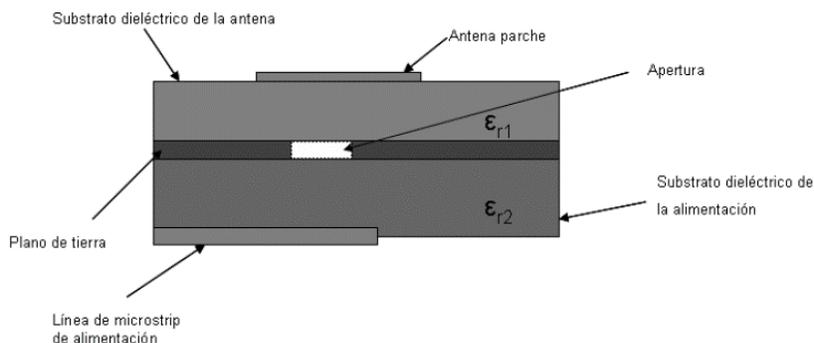


Figura 2.9 Acoplamiento por apertura  
Fuente: [39]

Para poder entender los parámetros de evaluación básicos en una antena *microstrip* como el patrón de radiación, SWR, ganancia, ancho de banda, polarización, entre otros, revisar la sección de Amplificadores *microstrip* en el anexo1.

## 2.4. Estado del Arte

A continuación se describen una de las principales tecnologías que son utilizadas en los actuales sistemas de telefonía móvil, y que está en proceso de desarrollo.

### 2.4.1. Amplificador de Nitruro de Galio (GaN)

Los actuales sistemas de radiofrecuencia y microondas requieren componentes que soporten elevados niveles de potencia de saturación, altos voltajes de ruptura o altos niveles de corriente. Esto normalmente se obtiene, como se explicó en la sección 2.2.2.2, utilizando una configuración de combinación de potencia colocando varios dispositivos en paralelo, pero este esquema agranda la dimensión de todo el sistema de amplificación [17]. En la actualidad, en lo relacionado al uso de amplificadores, las estaciones base utilizan amplificadores con transistores de Si-LDMOS (*Silicon-based Lateral Double Metal Oxide Semiconductor*) debido a sus distintas ventajas como su alta eficiencia, alta densidad de potencia y elevada conductividad térmica. Sin embargo, a pesar de estas notables ventajas y de lo madura de esta tecnología en arquitecturas UMTS, los transistores Si-LDMOS tienen un limitado rango de frecuencias de operación debido al uso de redes de adaptación. Estos transistores tienen un mal acoplamiento en la salida; por ello, se requiere el uso de redes de acoplamiento en la salida para transformar la impedancia de salida a 50 ohmios; sin embargo, el uso de estas redes limita el rango de frecuencias de correcto funcionamiento. Por lo explicado, sería inadecuado el uso de transistores Si-LDMOS para las futuras redes de acceso en telefónica móvil, como las estaciones base reconfigurables multi-estándar, ya que este tipo de estaciones base requerirán de amplificadores de banda ancha con el fin de poder soportar distintas tecnologías móviles.

En este escenario, frente a la necesidad de elementos activos que se mantengan estables frente a elevados niveles de potencia y con un gran rango de frecuencias de operación en los actuales y futuros sistemas inalámbricos, surgen los transistores basados en Nitruro de Galio (GaN) [40]. Una estructura GaN está formada por semiconductores compuestos con capacidad para aplicaciones de alta frecuencia, además por su capacidad de soportar altas densidades de

potencia lo hace ideal para transistores en amplificadores que operarán en los futuros sistemas inalámbricos móviles. En adición, los transistores GaN son superiores a otro tipo de materiales usados, pues tiene una alta conductividad térmica, lo que permite entregar más potencia con menores requerimientos de enfriamiento.

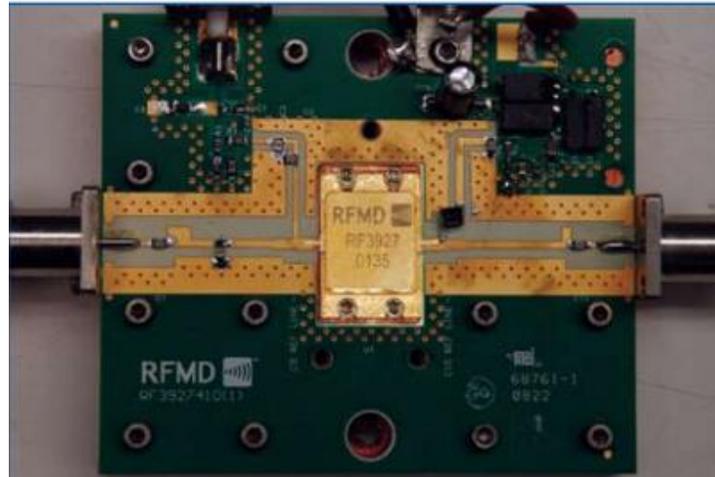


Figura 2.10 Tarjeta de evaluación de un amplificador GaN

Fuente: [23]

Desde el punto de vista de diseño en una tarjeta de evaluación, el alto valor de impedancia a la salida del transistor permite utilizar una red de adaptación simple, con lo cual se puede operar a un mayor rango de frecuencias y, además, al soportar un mayor voltaje de polarización, se puede operar a niveles más altos de potencia. Como consecuencia, una tarjeta de evaluación de un amplificador GaN como la de la figura 2.10, puede trabajar con altos niveles de temperatura, altos niveles de potencia y en un amplio rango de frecuencias [17][40].

Todo esto nos lleva a deducir que los actuales amplificadores de alta potencia utilizados en aplicaciones de RF serán desplazados por transistores basados en GaN. Esta sería la nueva visión para los futuros nuevos sistemas inalámbricos en tecnología móviles como LTE-4G donde los requerimientos claves son mayor ancho de banda y mayor potencia [23][17].

En este capítulo se explicó los conceptos pilares que se tendrán en cuenta para el diseño del sistema propuesto. No se mencionó teoría sobre *Branch line couplers* y divisores de potencia Wilkinson, ya que existe mucha información sobre este tipo de elementos pasivos en distintos libros sobre microondas; sin embargo en la sección Divisor de potencia y Redes de cuatro puertos del anexo 1, se podrá encontrar información detallada sobre este tipo de elementos pasivos.

### **Capítulo 3**

## **INGENIERÍA DEL PROYECTO**

En el presente trabajo de tesis, como se mencionó en la sección de objetivos del capítulo 1, se propone desarrollar un sistema de radiofrecuencia capaz de elevar bajos niveles de potencia de distintas señales inalámbricas. Estas señales deberán pertenecer a las bandas de frecuencia de 850 MHz y 1900 MHz; en las cuales se encuentran los canales radioeléctricos de *Uplink* y *Downlink* pertenecientes a los servicios de acceso móvil.

Para lograr cumplir con el objetivo se requerirá el uso de elementos activos, que en este caso serán amplificadores de microondas. Estos elementos activos serán los componentes principales de la circuitería a implementar que permitirán aumentar la magnitud de las señales EM.

En este capítulo se mostrará el proceso de diseño e implementación todos los componentes necesarios en el sistema de ampliación celular: Amplificadores de bajo ruido (LNA), Amplificadores de media potencia (MA), amplificadores de potencia (PA), divisores de potencia de banda ancha, acopladores híbridos y antenas.

En la figura 3.1.a y 3.1.b se aprecia el diagrama de flujos del sistema a implementar, donde se aprecia todas las etapas requeridas en el proyecto. En la figura 3.2 se muestra una arquitectura detallada de la red de elementos activos del sistema, tomando como referencia el diagrama de flujos presentado.

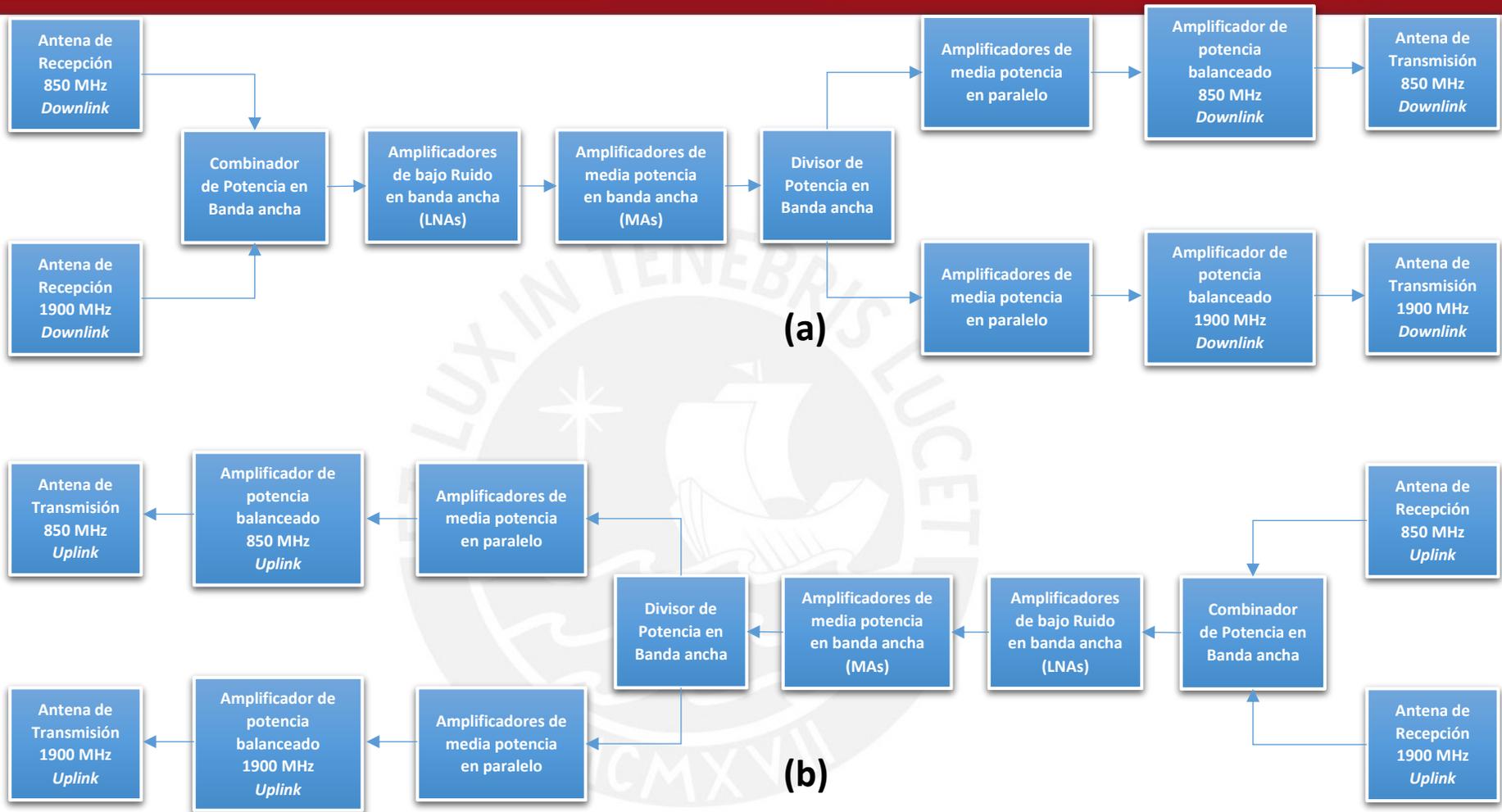


Figura 3.1 Diagrama de flujos del sistema de ampliación celular para el canal de radio en *Downlink* (a) y para el canal de radio en *Uplink* (b) en las bandas de 850 MHz y 1900 MHz

Fuente: "Elaboración Propia"

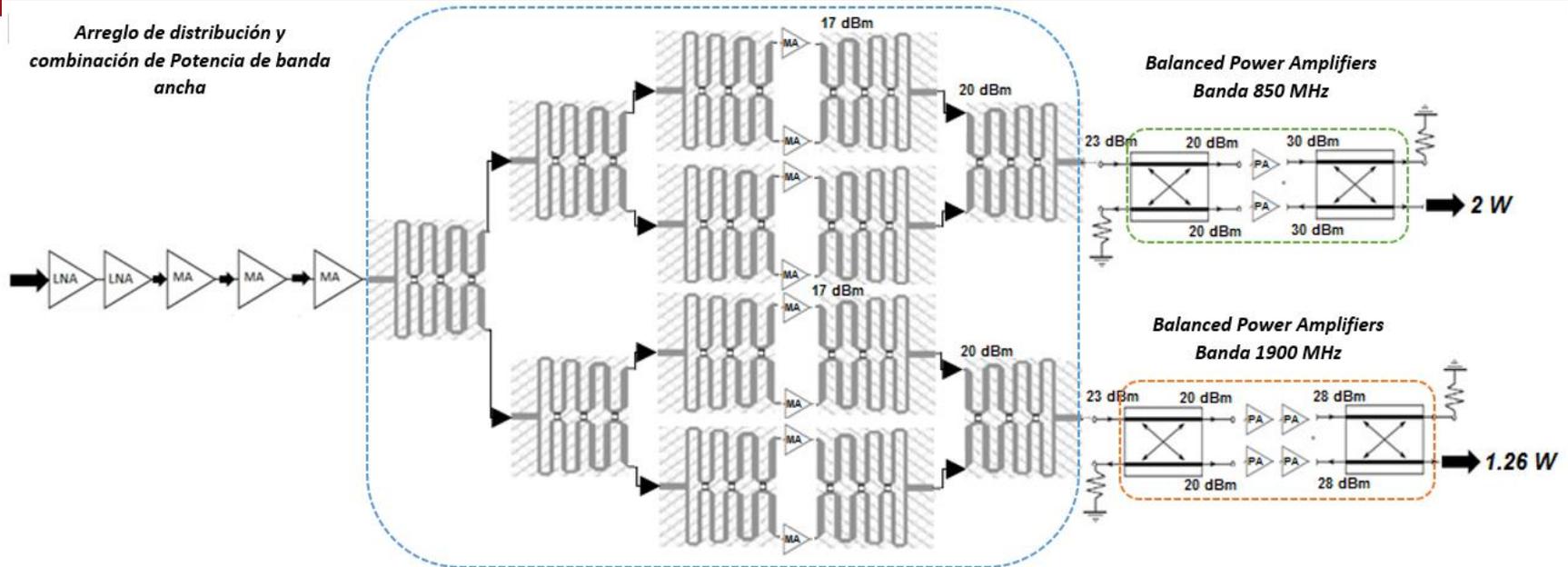


Figura 3.2 Arquitectura propuesta para de la red amplificación en *Uplink* o *Downlink* para las bandas de 850 MHz y 1900 MHz

Fuente: "Elaboración Propia"

El diagrama de flujos y la arquitectura detallada del sistema, nos brinda la noción general de lo que se busca implementar. Todas las estructuras y elementos que utilizará el sistema serán modelados y simulados con el software *Advanced Design System* (ADS), programa de la empresa Agilent Technologies. Este programa es muy utilizado para evaluar el comportamiento electromagnético de distintos componentes de RF que se deseen implementar en tecnología *microstrip*.

### 3.1. Diseño e Implementación de Amplificadores

Como se observa en la topología de la figura 3.2, los amplificadores son el componente elemental del sistema a implementar. Por ello, se deben escoger y evaluar los transistores que cumplan con los objetivos del sistema y luego diseñar la red de acoplamiento y polarización, que permite obtener un amplificador acoplado, con una potencia de retorno aceptable.

#### 3.1.1. Selección de los Transistores

Para este proyecto, se decidió utilizar transistores de los fabricantes *Avago Technologies* y *Hittite Microwave*, por su reconocimiento en el mercado de productos de RF y microondas, por la baja complejidad en los encapsulados de los transistores, y porque proveían Kits de diseño compatibles con el software ADS.

Tabla 3.1 Parámetros principales de los transistores a utilizar

Transistor	Ganancia (dB)	NF (dB)	P1dB (dBm)	Potencia de Saturación (dBm)	IP3 (dBm)	Corriente de polarización(5V) (mA)	Tipo de función
HMC-374	15	1.5	22	23	37	90	LNA
HMC-580ST89E	17	2.8	19	20	33	110	MA
HMC-589ST89E	19	4	19	20	33	102	MA
ADL-5536	18	2.7	19.9	20.9	41.5	105	MA
HMC-453ST89E (810-960 MHz)	14.5	6.5	31.5	31.75	47	725	PA
HMC-453ST89E (1710-1990 MHz)	8.5	7	32	32.5	49	725	PA

Fuente: "Elaboración Propia"

En la tabla 3.1 se observa los modelos seleccionados sobre los que se realizará el proceso de evaluación y diseño en ingeniería. En dicha tabla se puede apreciar los principales parámetros del transistor como la ganancia, potencia de saturación, figura de ruido (NF), etcétera, pero

también el tipo de función que tendrán en el sistema: Amplificador de bajo nivel de ruido (LNA), amplificador de media potencia (MA) y amplificador de potencia (PA). En los anexos se encuentran las hojas técnicas de los amplificadores seleccionados.

Para poder definir si un transistor es del tipo LNA, MA o PA, se debe revisar sus características. A continuación se indicará que criterios nos permiten separar un tipo de amplificador de otro:

- ✓ Los amplificadores de bajo ruido (LNA) van a permitir que una señal muy débil pueda resaltar por encima del piso de ruido; por ello, para poder decir que un amplificador pertenece a esta categoría debe tener una baja figura de ruido (cercana a 1) y generar un bajo nivel de ruido térmico que viene intrínsecamente relacionado con una baja corriente de polarización, lo que genera como resultado una menor disipación de calor. Por tener dichas características, estos amplificadores suelen tener una potencia de saturación baja (menor a 23 dBm) y un alto valor de IP3, indicador del nivel de potencia de la portadora respecto a los armónicos.
- ✓ Los amplificadores de media potencia (MA), representan etapas intermedias en el proceso de amplificación, con mayor ganancia que un LNA, una figura de ruido aceptable, un alto valor de IP3, pero con una potencia de saturación en general menor a 23 dBm.
- ✓ Los amplificadores de potencia (PA), serían la etapa final de la red de amplificación; estos por lo general tienen una mayor figura de ruido (en comparación con un LNA o MA), disipan mucho calor (elevado nivel de corriente de polarización), tienen un alto nivel de IP3, pero su principal ventaja, es su alto nivel de potencia de saturación. Esto le permite manejar potencias a la salida superiores a 1 Watt (30 dBm) sin problema alguno.

### 3.1.2. Modelado de los Amplificadores en ADS

Con los transistores ya seleccionados, según el tipo de función que tendrán en la arquitectura del sistema, se debe proceder a evaluarlo y diseñar su red de adaptación utilizando el software ADS.

#### 3.1.2.1. Diseño e Implementación del Amplificador de bajo ruido (LNA) HMC-374

Utilizando el kit de diseño y los parámetros S del transistor HMC-374, provistos por *Hittite Microwave Corporation*, cargados en el software ADS, se empieza a realizar la evaluación del mismo.

Como se observa en la figura 3.3.a, se procede a conectar el transistor con dos cargas de evaluación de 50 ohmios, a fin de establecer si es necesario modelar una red de adaptación que pudiese limitar su ancho de banda de operación.

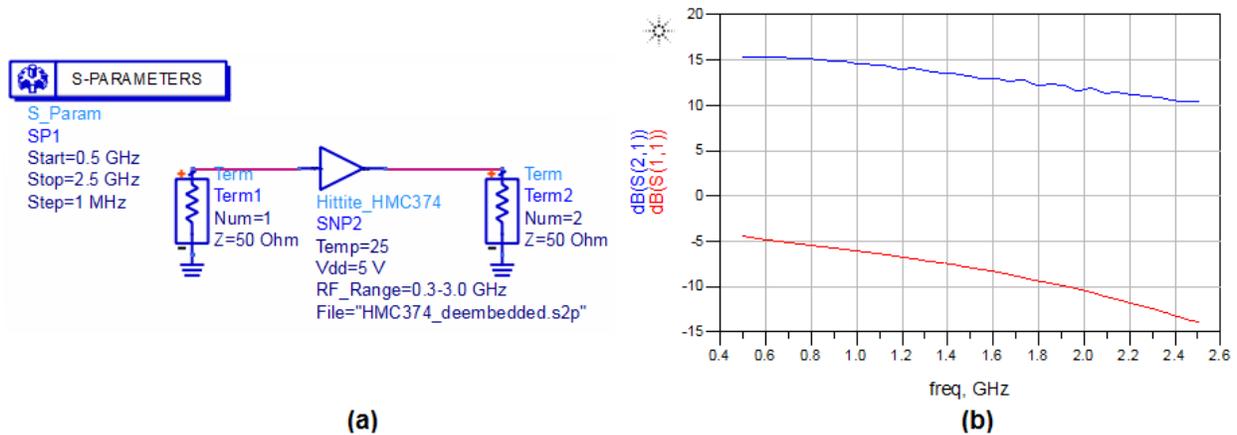


Figura 3.3 Esquemático (a) y Respuesta en parámetros S (b) de la evaluación directa del transistor HMC-374

Fuente: "Elaboración Propia"

A través del simulador de parámetros S para el rango de 0.5 GHz a 2.5 GHz se obtiene la respuesta mostrada en la figura 3.3.b. En este diagrama de resultados en frecuencia vs dB, la línea roja corresponde al valor del parámetro S11 o la potencia de retorno del transistor y la línea azul representa al parámetro S21, que en este caso sería la ganancia del dispositivo. Como se observa la ganancia del dispositivo es mayor a 10 dB en todo el rango y la potencia que retorna al sistema es menor a -5 dB, lo que implica que solo el 30% de la potencia que ingresa retorna al sistema, lo cual es aceptable, ya que al ser utilizado como LNA, va a manejar señales EM de amplitud débil.

Una vez evaluado directamente el amplificador y definido que no tiene problemas para el acoplamiento, se debe diseñar la tarjeta de evaluación, donde se incluya la red de polarización, los capacitores de bloqueo DC e inductores de bloqueo de R

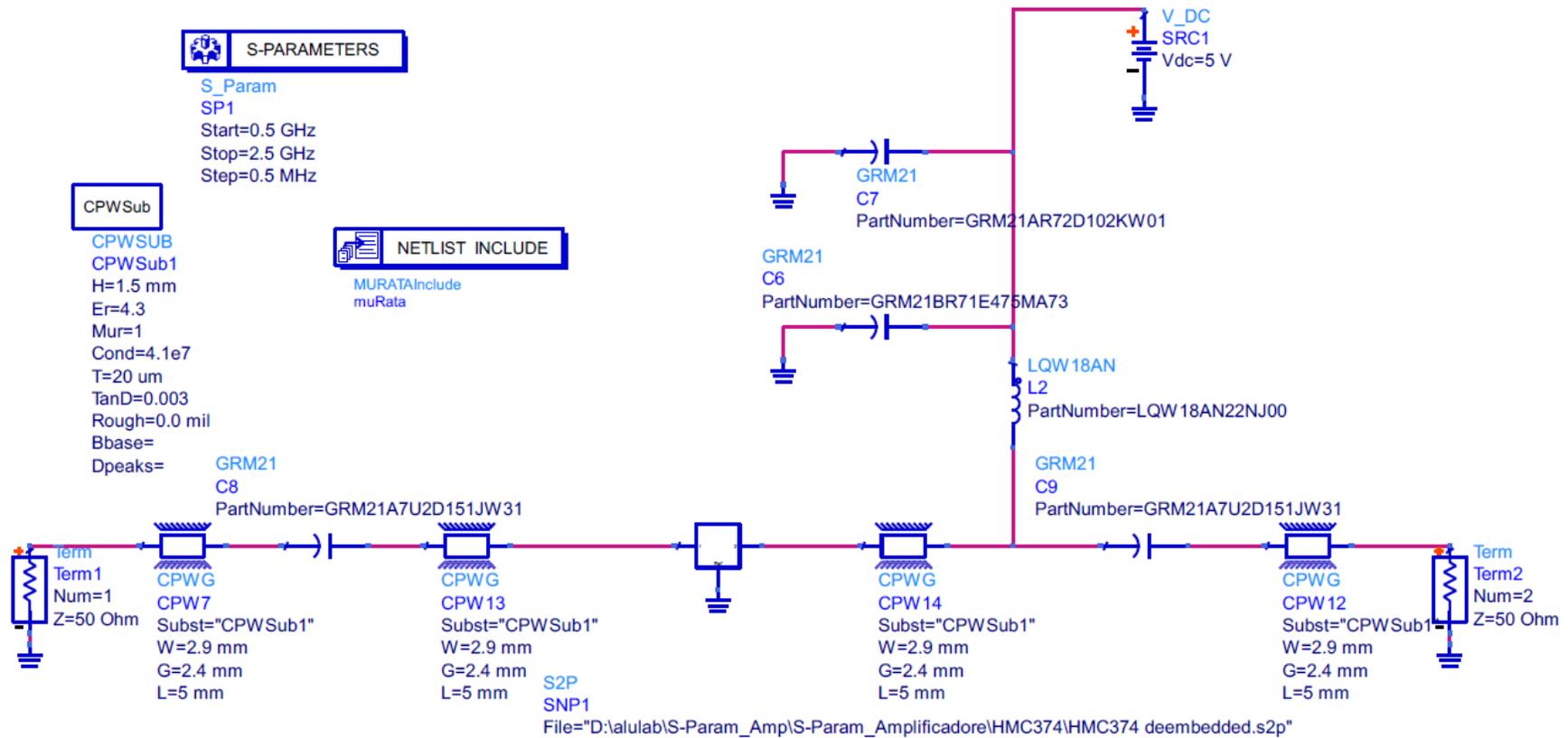


Figura 3.4 Esquemático del circuito de evaluación del amplificador HMC-374 en ADS

Fuente: "Elaboración propia"

En la figura 3.4, se muestra el circuito de evaluación completo para el transistor HMC-374, donde se incluyen las líneas de transmisión de 50 ohmios con un ancho de 2.9 mm. Las dimensiones de estas líneas de transmisión, se estiman con la calculadora LineCalc del software ADS considerando un sustrato de fibra de vidrio de constante dieléctrica igual a 4.3, con espesor de 1.5 mm y tangente de pérdida igual a 0.003. En este caso las líneas de transmisión solo se utilizan para dar espacio en la tarjeta sin afectar el acoplamiento en la entrada y salida.

Como se observa, también se incluye la red de polarización de la señal DC y capacitores para la estabilización de la misma. Como se comentó en la sección 2.2.1, para poder incluir una red de alimentación DC en las líneas de transmisión de RF, se utiliza una red T de polarización. En la figura planteada se observa el uso de un inductor de 22 nH y dos capacitores de 150 pF, uno en la entrada y otro a salida, los cuales representan un inductor de bloqueo de RF y un capacitor de bloqueo DC. En el primer caso, el inductor debe generar una impedancia alta mayor a 200 ohmios para que bloquee el paso de la señal de RF hacia la fuente DC; por ello con el uso de un inductor de valor comercial igual a 22 nH y considerando una frecuencia central de 1600 MHz, se obtiene una impedancia de 221 ohmios, con lo que cumple con su fin establecido. Para el caso del capacitor de bloqueo de DC, este debe generar una impedancia reactiva en serie menor a 1 para evitar alterar la línea de transmisión de 50 ohmios tanto en la entrada como en la salida.

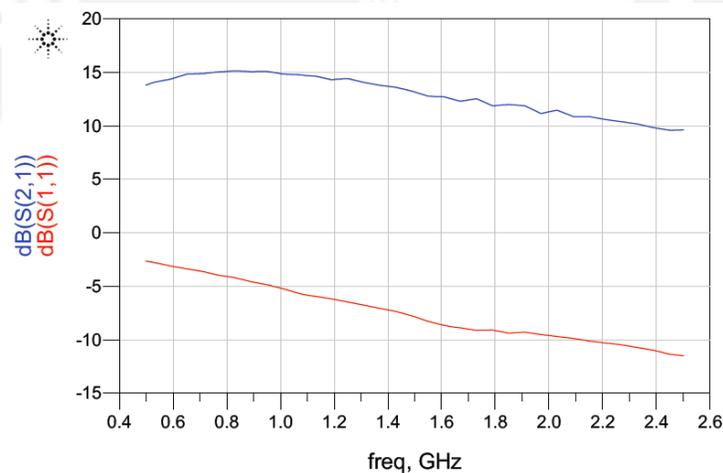


Figura 3.5 Respuesta en parámetros S del circuito de evaluación del amplificador HMC-374

Fuente: "Elaboración Propia"

Los valores comerciales más utilizados para estos capacitores con 100 pF y 150 pF, en este caso por disponibilidad de materiales en la implementación, se escogió utilizar un capacitor de 150 pF, que genera una impedancia reactiva en serie de 0.66 ohmios, con lo cual no afectaría a la señal

de RF que se propaga por las líneas de transmisión pero impediría el paso de señal DC hacia otros elementos.

En la figura 3.5, se aprecia la respuesta en parámetros S de la tarjeta de evaluación diseñada, donde se logra observar que su respuesta en ganancia y potencia de retorno es similar al caso en el que se analizó directamente el transistor. Con la tarjeta de evaluación del amplificador ya simulada y evaluada, se genera el archivo CAD (figura 3.6.a), para su posterior implementación en una placa de fibra de vidrio

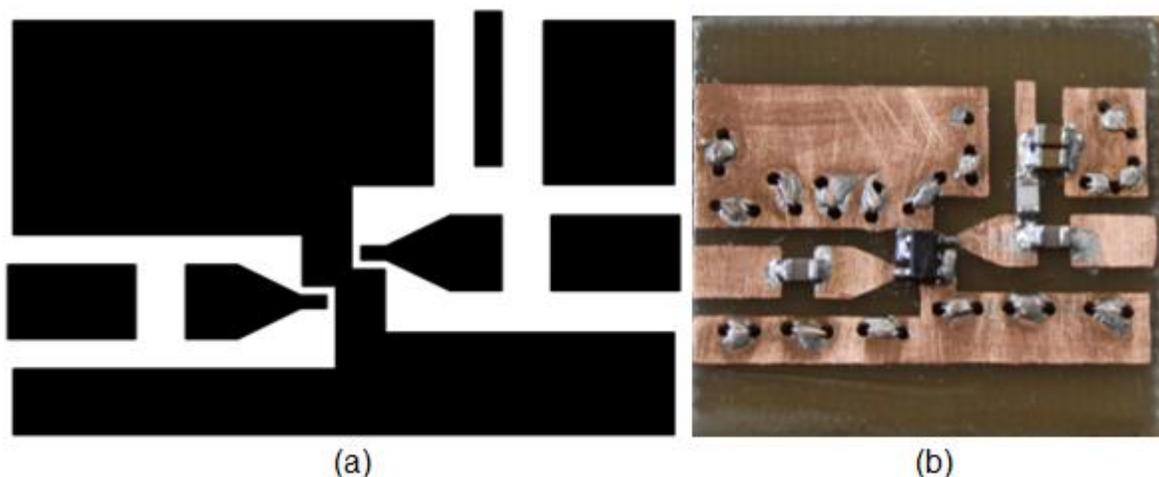


Figura 3.6 Diseño (a) y tarjeta de evaluación (b) del amplificador HMC-374

Fuente: "Elaboración Propia"

Con el diseño definido y la simulación ya realizada, se procede a implementar el amplificador, considerando que se debe realizar la conexión entre la tierra inferior y superior mediante puentes (*Via hole*).

Se debe colocar un buen número de puentes a fin de tener una mejor referencia de tierra para los componentes de la tarjeta y para reducir la inductancia parasítica que se produce por los mismos; a mayor número de puentes, la inductancia parasítica total minimiza su valor, pues cada uno de ellos se comporta como un inductor y al tener varios en paralelo, la inductancia total es menor. Una vez que se implementan los puentes, se procede a soldar todos los componentes del circuito de evaluación según el esquemático en la figura 3.4, con ello se obtendría el circuito final que se observa en la figura 3.6.b.

Mediante el uso del analizador de redes vectoriales (VNA), se comprueba el correcto funcionamiento de este amplificador, y su similitud con el modelo simulado implementado tal como se aprecia en la gráfica 3.7.

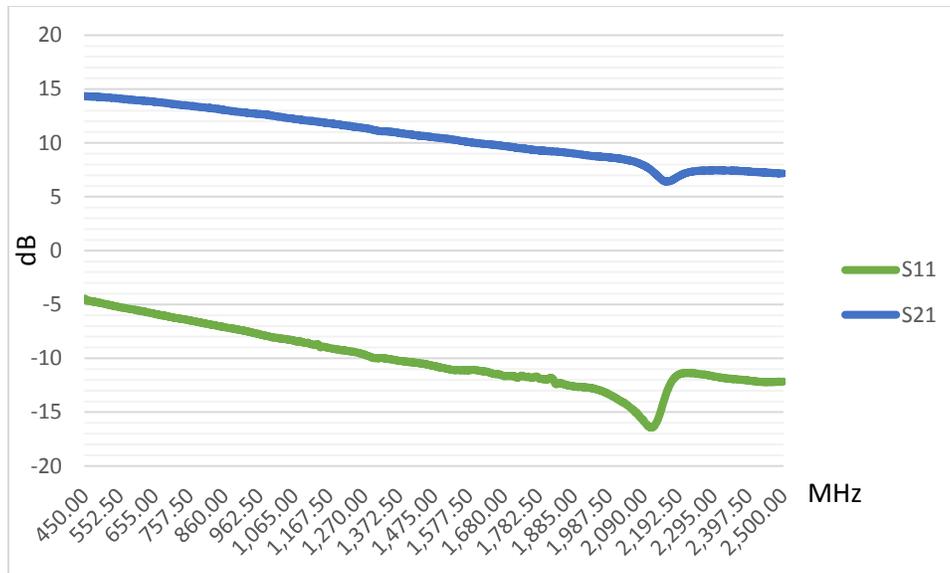


Figura 3.7 Resultados de la evaluación de la ganancia (S21) y pérdida de retorno (S11) en el amplificador HMC-374

Fuente: "Elaboración Propia"

### 3.1.2.2. Diseño e Implementación del Amplificador de media potencia (MA) HMC-580ST89E

El proceso de diseño y evaluación es similar al amplificador mostrado de la sección 3.1.2.1; por ello, primero se procede a evaluar directamente el transistor, conectando dos cargas de 50 ohmios como se muestra en la figura 3.8.a.

En la figura 3.8.b, se muestra la respuesta en parámetros S, luego de la simulación directa del transistor. Como se observa, la gráfica de S (2,1) nos indica que la ganancia de este MA está por encima de los 10 dB para el rango entre 0.5 GHz y 2 GHz, y el parámetro S (1,1), nos indica que la potencia en retorno es muy inferior a -10 dB. En general, la regla es que la potencia de retorno debe ser menor a -10 dB en este tipo de amplificadores, ya que indica que menos del 10% de la potencia incidente está retornando a la entrada. Adicionalmente, se incluye la respuesta del factor  $\mu$ , donde se observa que este es mayor a 1 en todo el rango analizado, lo que indica que el transistor es incondicionalmente estable para dicho rango de frecuencias. A partir de estos resultados, se puede determinar que el transistor se encuentra acoplado para un amplio ancho

de banda, con lo que solo se procede adicionar la red T de polarización y los capacitores de bloqueo DC.

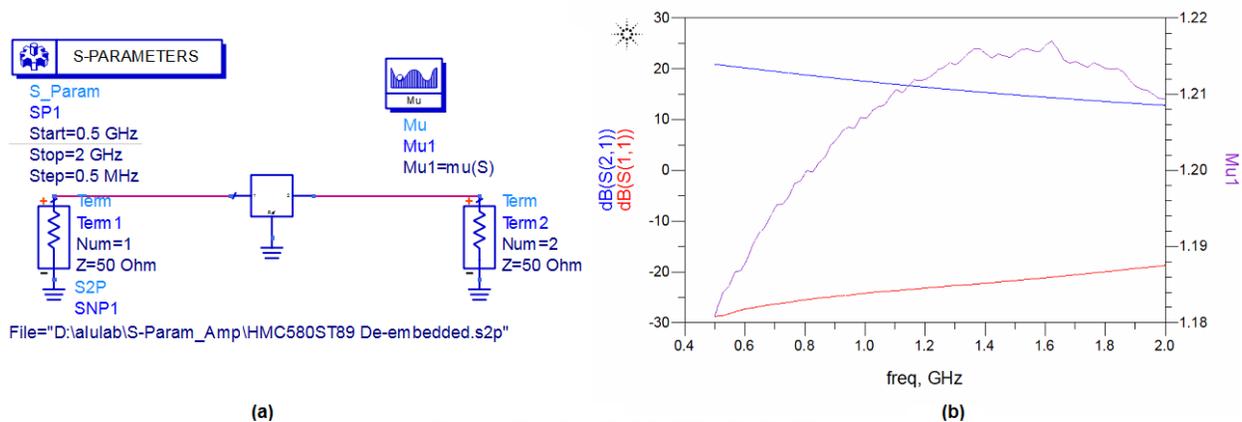


Figura 3.8 Esquemático (a) y Respuesta en parámetros S (b) de la evaluación directa del transistor HMC-580ST89E incluyendo el factor  $\mu$  para el análisis de estabilidad

Fuente: “Elaboración Propia”

Para el Inductor de bloqueo RF se considerara una inductancia igual a 56 nH que para una frecuencia central de 1600 MHz equivale a una impedancia de 562 ohmios (ideal para el bloque de señales de RF) y para los capacitores de bloqueo de DC se considerara una capacitancia de 100 pF, lo que implica, a 1600 MHz, un impedancia reactiva igual a 0.99 ohmios, valor adecuado para no afectar a la señal EM que se propaga.

Los valores para los capacitores e inductores, se asignaron de acuerdo a los requerimientos de la red T de polarización y de la disponibilidad de materiales a implementar. Una vez definidas, se agregan líneas de transmisión de 50 ohmios y se modela la tarjeta de evaluación tal como se observa en la figura 3.9. Luego de la simulación de la topología mencionada se obtiene la respuesta en parámetros S de la figura 3.10.

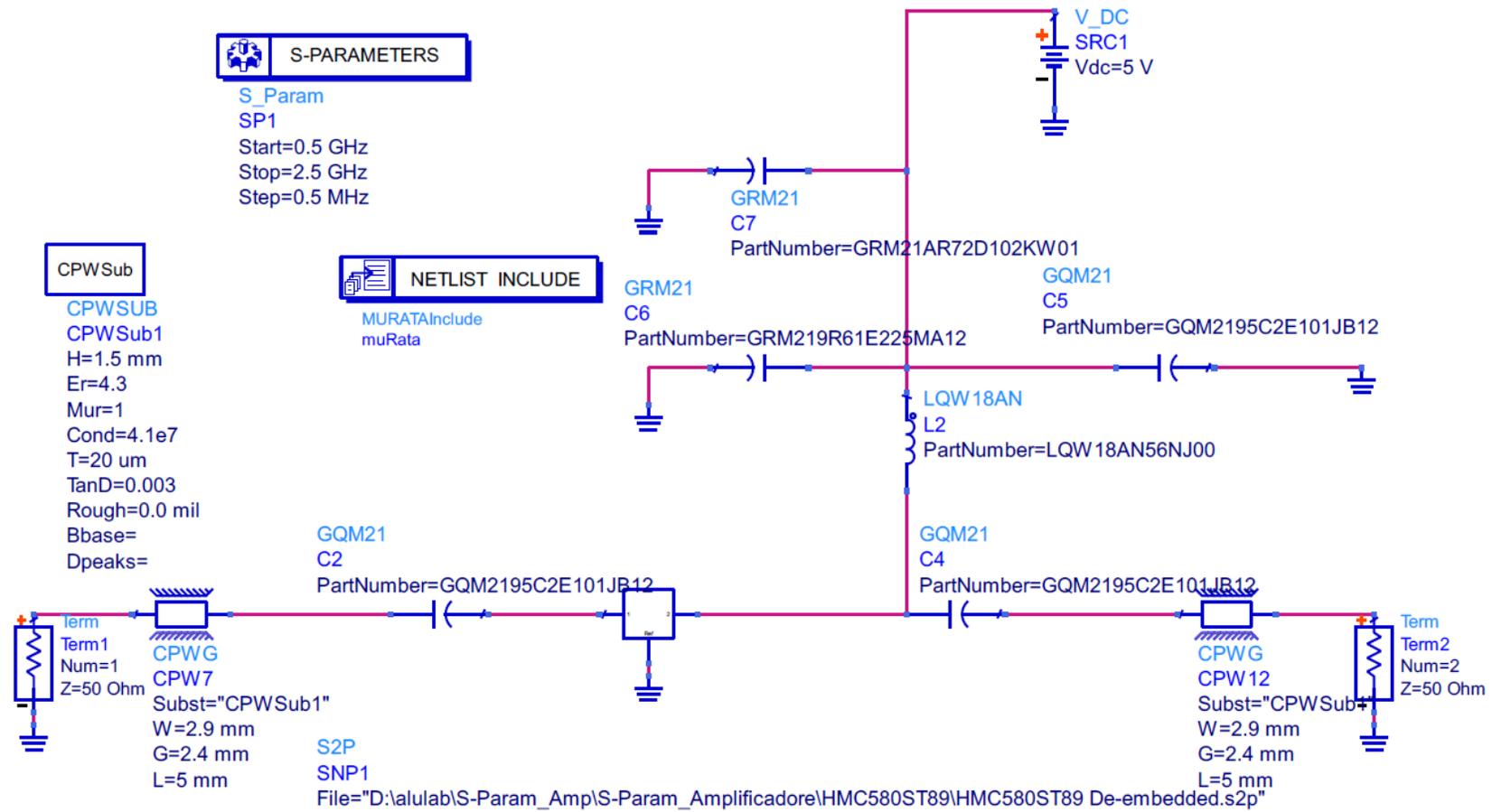


Figura 3.9 Esquemático del circuito de evaluación del amplificador HMC-580ST89E en ADS

Fuente: "Elaboración propia"

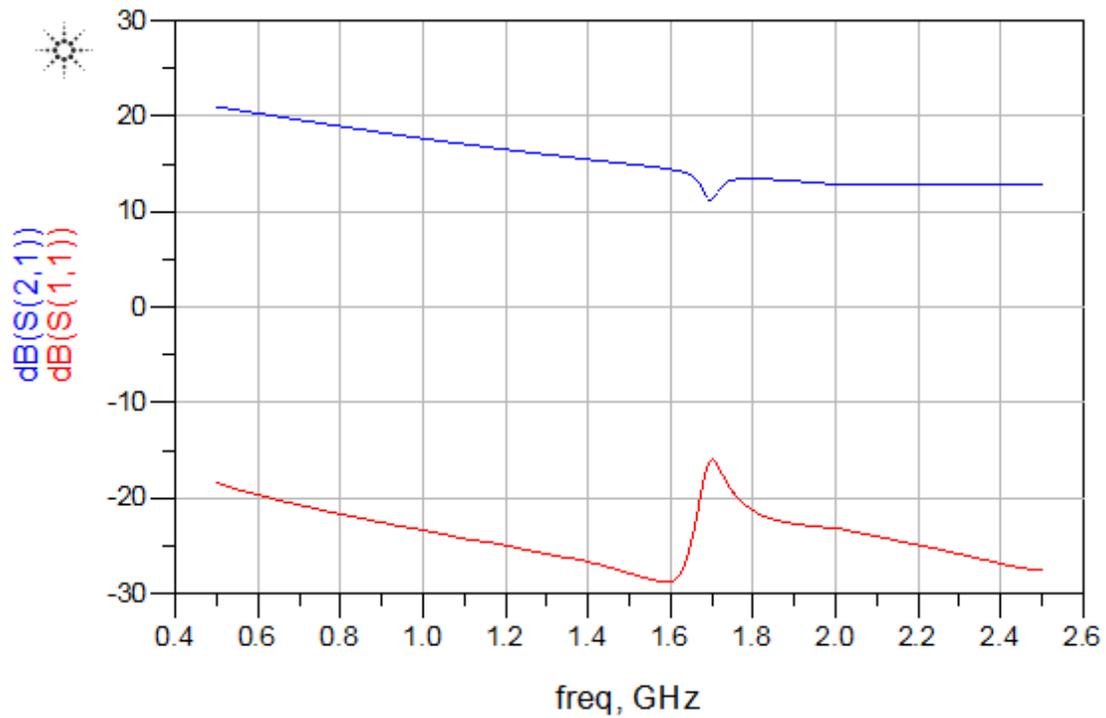


Figura 3.10 Respuesta en parámetros S del circuito de evaluación del amplificador HMC-580ST89E

Fuente: "Elaboración Propia"

Luego de verificar que la ganancia y potencia de retorno es óptima para el amplificador, se procede a extraer el diseño de tipo CAD. En la figura 3.11.a se observa el diseño de la tarjeta de evaluación a implementar.

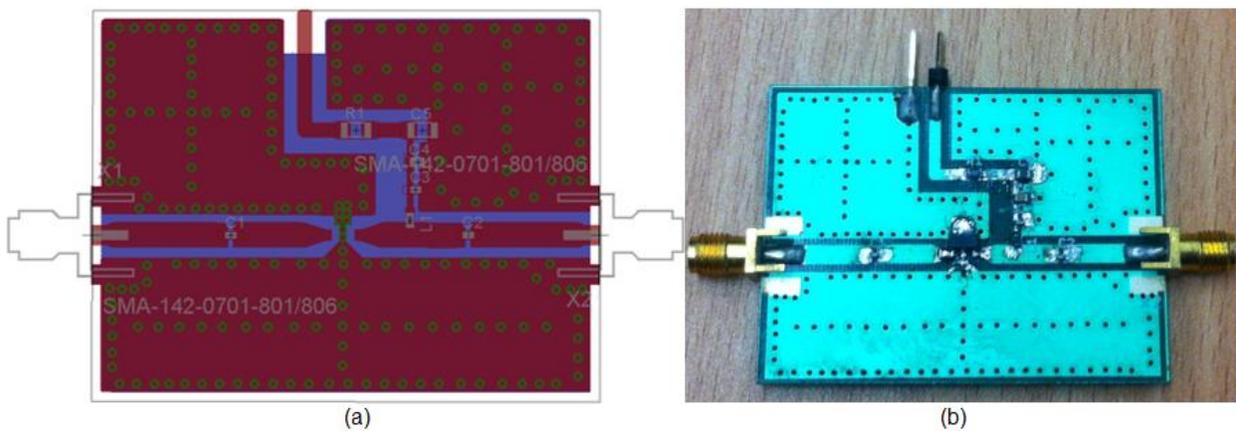


Figura 3.11 Diseño (a) y tarjeta de evaluación (b) del amplificador HMC580ST89E

Fuente: "Elaboración Propia"

Con el diseño definido, se procede a implementar el PCB en una placa de fibra de vidrio con sus respectivos puentes. Luego de dicho proceso y del soldado de todos los componentes respectivos según la topología en la figura 3.9 se obtiene la tarjeta de evaluación de la figura 3.11.b.

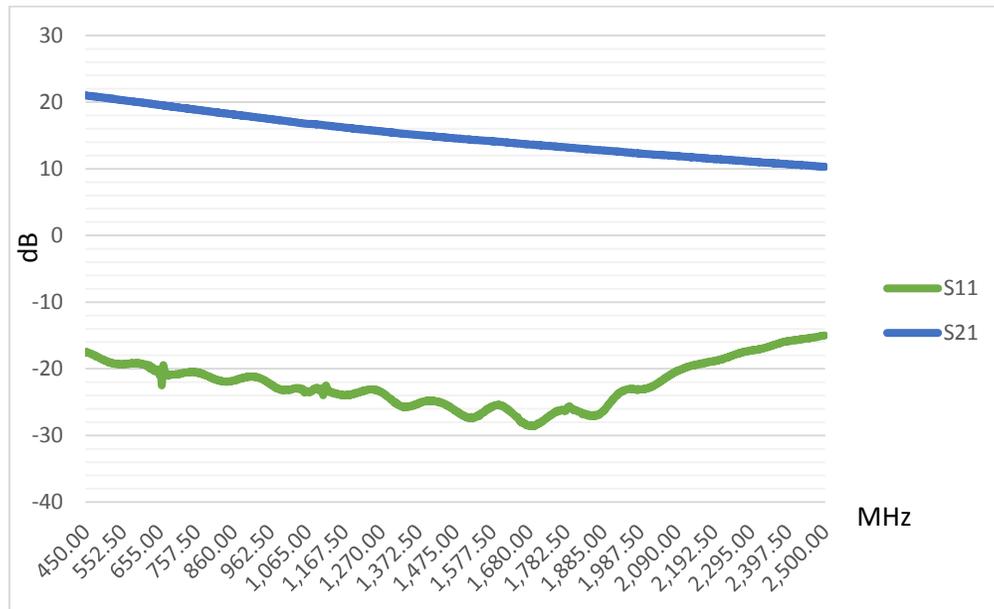


Figura 3.12 Resultados de la evaluación de la ganancia (S21) y pérdida de retorno (S11) en el amplificador HMC580ST89E

Fuente: "Elaboración Propia"

A fin de analizar las mediciones reales de ganancia y coeficiente de reflexión en el amplificador, se procede a extraer los principales parámetros S por medio del VNA. La figura 3.12 muestra los resultados obtenidos luego de esta evaluación. Acorde con los resultados, se comprueba la óptima respuesta del amplificador y su similitud con la respuesta del modelo simulado.

### 3.1.2.3. Diseño e Implementación del Amplificador de media potencia (MA) HMC-589ST89E

Se inicia con la evaluación directa del transistor, conectando dos cargas de 50 ohmios como se muestra en la figura 3.13.a.

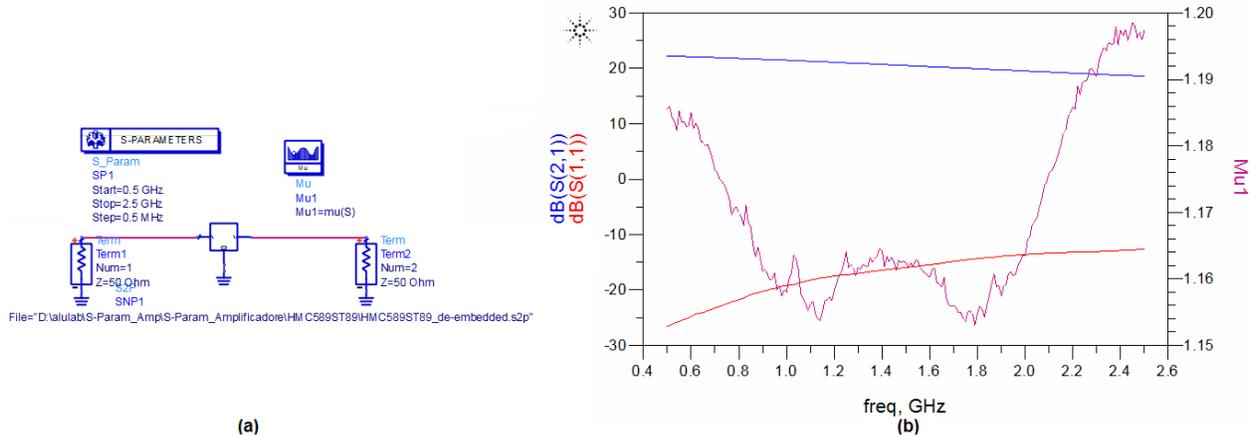


Figura 3.13 Esquemático (a) y Respuesta en parámetros S (b) de la evaluación directa del transistor HMC-589ST89E incluyendo el factor  $\mu$  para el análisis de estabilidad

Fuente: “Elaboración Propia”

En la figura 3.13.b, se muestra la respuesta en parámetros S, luego de la simulación directa del transistor. El patrón S (2,1) nos indica que la ganancia de este amplificador está por encima de los 18.5 dB para el rango entre 0.5 GHz y 2.5 GHz, y la línea S (1,1), nos indica que la potencia en retorno es muy inferior a -10 dB, menos del 10% de la potencia incidente está retornando a la entrada. También, se muestra la respuesta del factor  $\mu$ , donde se observa que es mayor a 1 en todo el rango analizado, lo que indica que el transistor es incondicionalmente estable para dicho rango de frecuencias. Con ello, se establece que el transistor se encuentra acoplado para un amplio ancho de banda, con lo que solo se procede adicionar la red T de polarización para la alimentación y los capacitores de bloqueo DC.

Para este amplificador, el inductor de bloqueo RF tendrá una inductancia igual a 56 nH que para una frecuencia central de 1600 MHz equivale a una impedancia de 562 ohmios (ideal para el bloque de señales de RF) y para los capacitores de bloqueo de DC se considerara una capacitancia de 100 pF, lo que implica, a 1600 MHz, un impedancia reactiva igual a 0.99 ohmios. Los valores para los capacitores e inductores, se asignaron de acuerdo a la disponibilidad de materiales y requerimientos de la red T de polarización. En la figura 3.14, se tiene la tarjeta de evaluación de este transistor a simular, que incluye la red de polarización y las líneas de transmisión correspondientes.

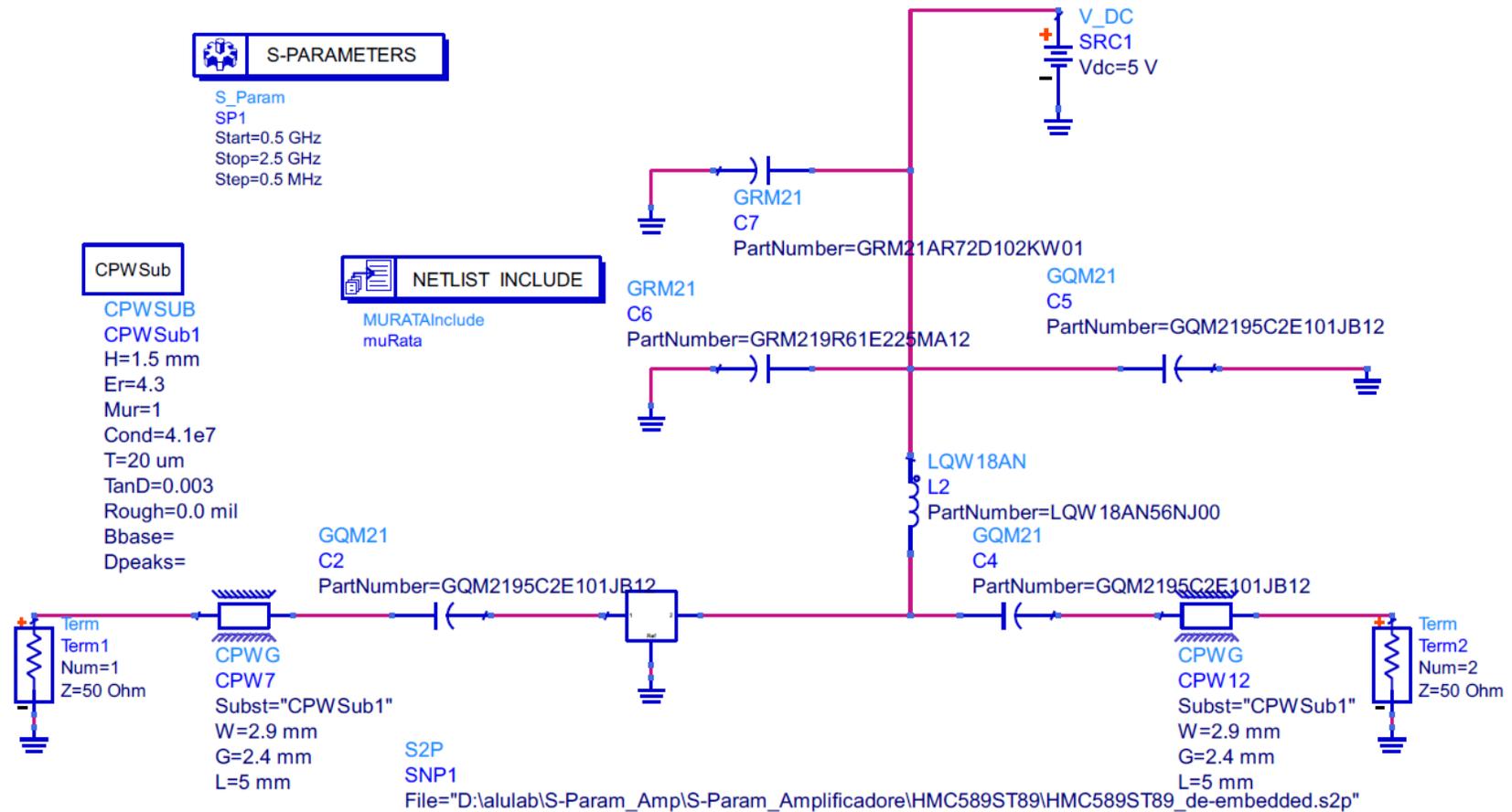


Figura 3.14 Esquemático del circuito de evaluación del amplificador HMC-589ST89E en ADS

Fuente: "Elaboración propia"

Realizando la simulación respectiva con el software ADS se obtiene la respuesta en parámetros S que se muestra en la figura 3.15, con ello, verificando el correcto funcionamiento del amplificador se procede a extraer el diseño en formato CAD (Figura 3.16.a), para su implementación en una placa PCB donde se incluyen los puentes y componentes correctamente soldados según su topología respectiva tal como se muestra en la figura 3.16.b

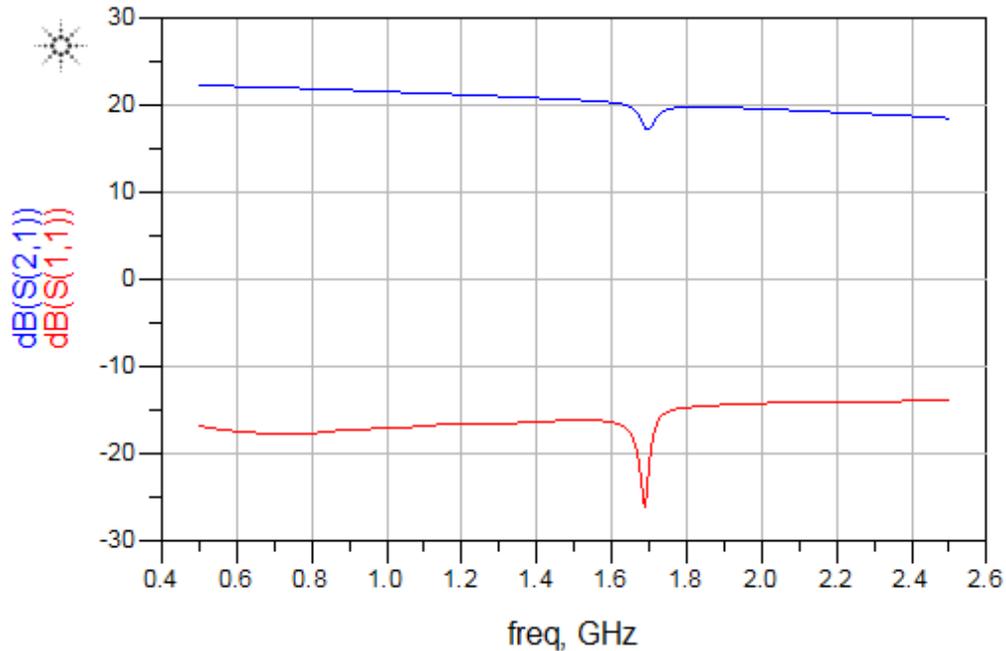


Figura 3.15 Respuesta en parámetros S del circuito de evaluación del amplificador HMC-589ST89E

Fuente: "Elaboración Propia"

Luego de la implementación física del amplificador HMC589ST89E, se procede a evaluar su respuesta en parámetros S. Los resultados de esta evaluación se observan en la figura 3.17, donde se aprecia que tanto la ganancia y el SWR tienen un valor adecuado que conlleva a que el uso de este amplificador será favorecedor en el sistema de ampliación en desarrollo.

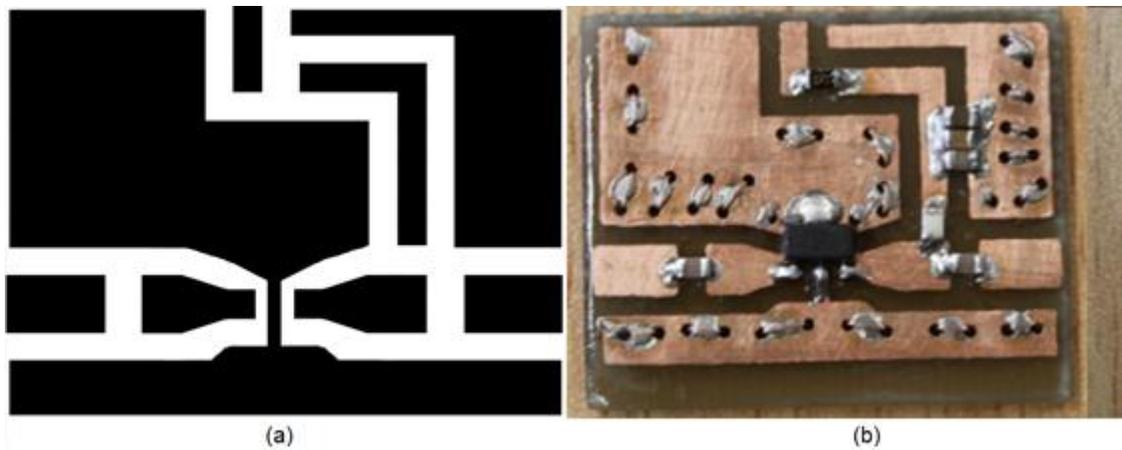


Figura 3.16 *Layout* CAD (a) e implementación física (b) del amplificador HMC-589ST89E

Fuente: "Elaboración Propia"

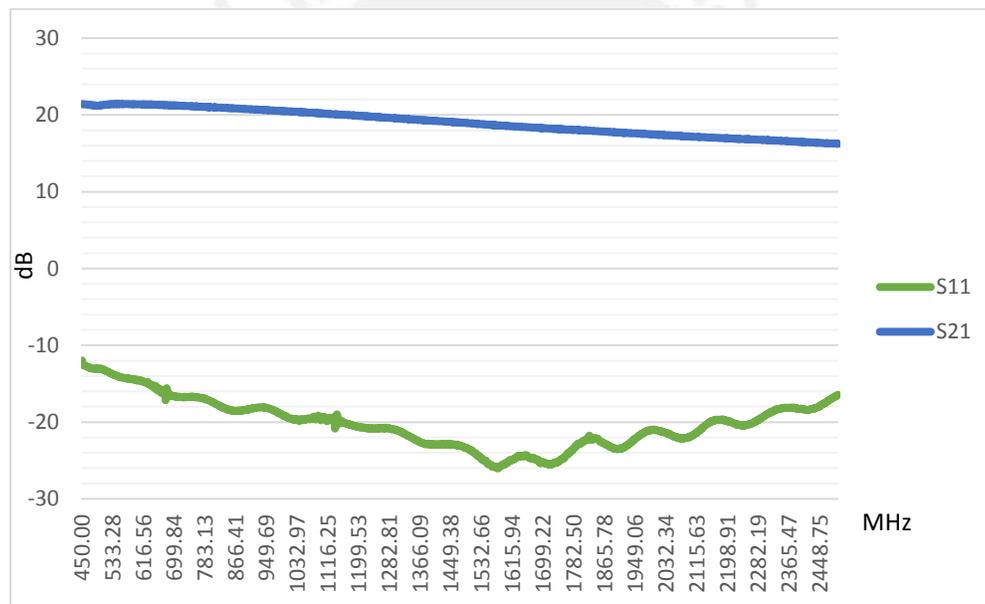


Figura 3.17 Resultados de la evaluación de la ganancia (S21) y pérdida de retorno (S11) en el amplificador HMC589ST89E

Fuente: "Elaboración Propia"

#### 3.1.2.4. Diseño e Implementación del Amplificador de media potencia (MA) ADL-5536

Este transistor pertenece a la marca Avago Technologies y cuenta con encapsulado sencillo de soldar. Su evaluación se inicia con la simulación directamente del transistor, conectando dos cargas de 50 ohmios como se muestra en la figura 3.18.a.

La evaluación de sus parámetros S se observa en la figura 3.18.b, donde al observar la gráfica del factor  $\mu$  vemos que no se cumple, para el rango entre 0.5 y 2.5 GHz, la estabilidad incondicional ( $\mu > 1$ ); sin embargo para las bandas de interés de 850 MHz y 1900 MHz, esta condición si cumple, por lo que se puede decir que en dichas bandas de servicio móvil el amplificador se comporta como incondicionalmente estable. En adición, se aprecia que se tiene una ganancia mayor a 14.5 dB y una pérdida de retorno mayor a 10 dB, con lo que se establece su adecuado funcionamiento.

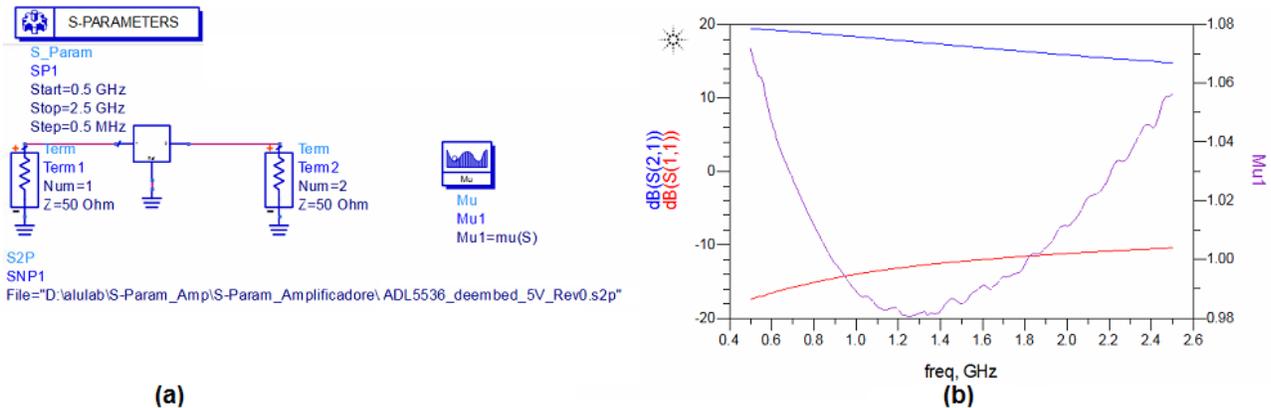


Figura 3.18 Esquemático (a) y Respuesta en parámetros S (b) de la evaluación directa del transistor ADL-5536 incluyendo el factor  $\mu$  para el análisis de estabilidad

Fuente: “Elaboración Propia”

Luego de verificada la estabilidad y el correcto acoplamiento del transistor por sí mismo, se procede a añadir la respectiva red T de polarización, con los capacitores de bloqueo DC y las líneas de transmisión de 50 ohmios correspondiente, como se observa en la figura 3.19.

Para este caso, por disponibilidad de inductores, se utilizará un inductor de bloqueo de RF con una inductancia igual 470 nH que para una frecuencia central de 1600 MHz genera una impedancia de 4724 ohmios, valor ideal para producir restringir el paso de la señal de RF, y se considerará el uso de capacitores de bloqueo de DC de 100 pF que implica una impedancia reactiva de 0.99 ohmios a 1600 MHz. Con ello, se genera la simulación de parámetros S de la circuitería propuesta y se obtiene los resultados que se muestran en la figura 3.20.

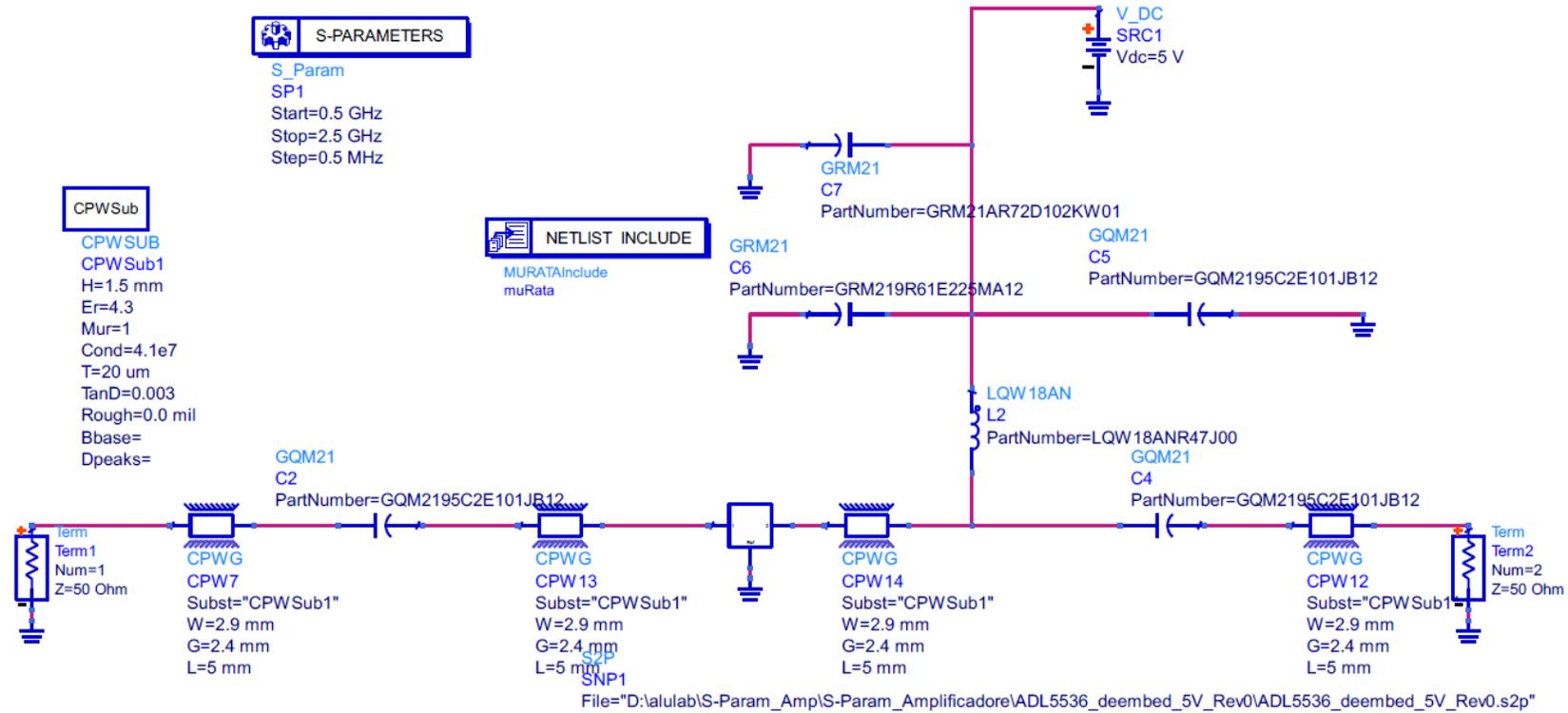


Figura 3.19 Esquemático del circuito de evaluación del amplificador ADL-5536 en ADS

Fuente: "Elaboración propia"

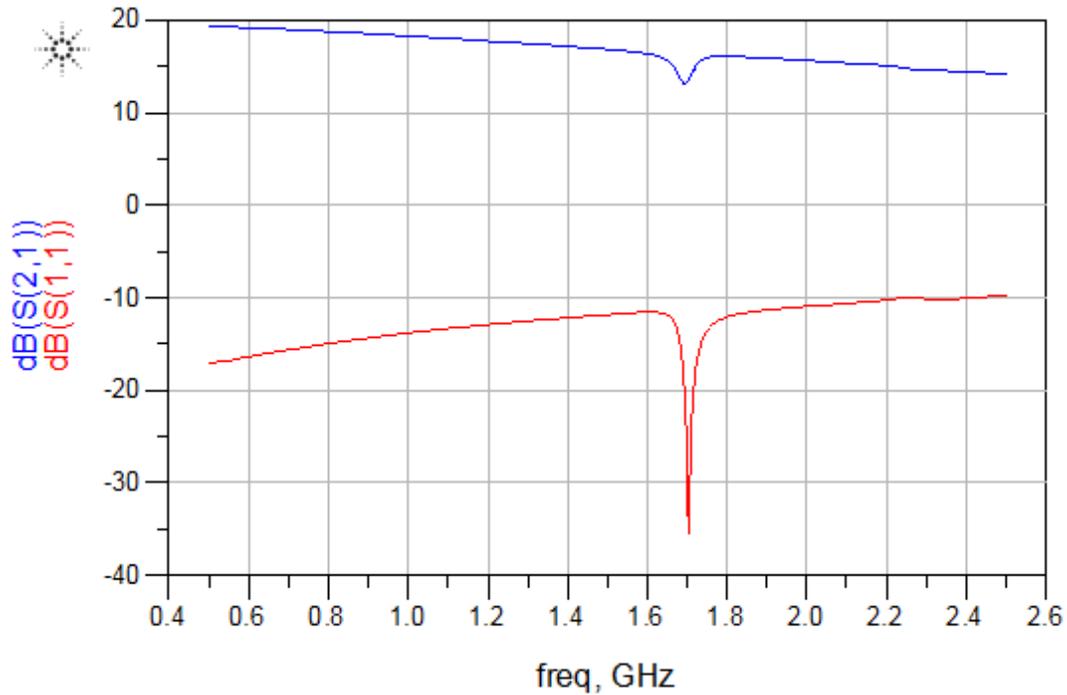


Figura 3.20 Respuesta en parámetros S del circuito de evaluación del amplificador ADL5536

Fuente: “Elaboración Propia”

Como se observa, se verifica que la ganancia y potencia de retorno opera según lo esperado; por ello, se procede a extraer el diseño de tipo CAD como se muestra en la figura 3.21.a.

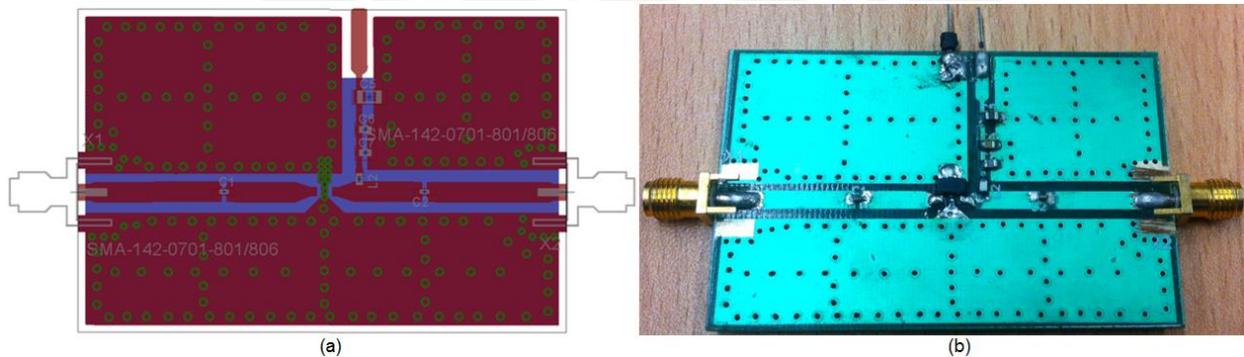


Figura 3.21 Diseño CAD (a) e implementación física (b) del amplificador ADL-5536

Fuente: “Elaboración Propia”

A partir de este diseño, al igual que los amplificadores previamente evaluados, se procede a la implementación PCB con los respectivos puentes. Después de dicho proceso, se sueldan los componentes pasivos y activos, y se obtiene la tarjeta de evaluación que se muestra en la figura

3.21.b. Luego de este proceso, se procede a la evaluación de parámetros S en el amplificador. Los resultados de este proceso se aprecian en la gráfica 3.22.

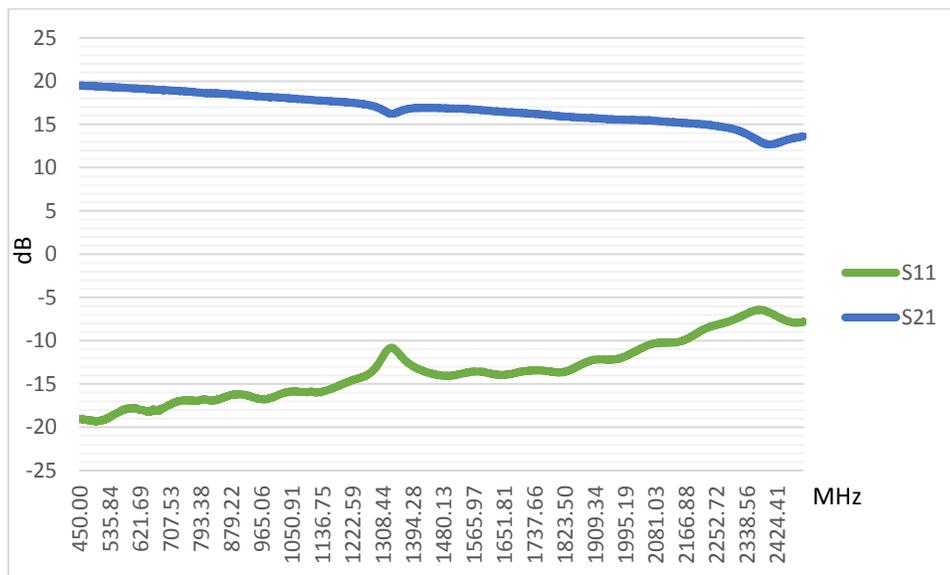


Figura 3.22 Resultados de la evaluación de la ganancia (S21) y pérdida de retorno (S11) en el amplificador ADL5536

Fuente: “Elaboración Propia”

Se observa que esta tarjeta de evaluación tienen una óptima ganancia y que la potencia que retorna al puerto de entrada es menor al 10% de la potencia incidente.

### 3.1.2.5. Diseño e Implementación del Amplificador HMC-453ST89E para las bandas de 850 MHz y 1900 MHz

Luego del diseño e implementación de los amplificadores LNA y MA, toca el turno de modelar el diseño del transistor considerado como *Power Amplifier*, el HMC453ST89E. Como en los anteriores diseños, primero se evalúa directamente el transistor, a fin de establecer si se encuentra adaptado sin necesidad de redes de acoplamiento. En la figura 3.23.a se observa este proceso de análisis, acoplando cargas de 50 ohmios a la salida y entrada del transistor. El resultado de este análisis, en parámetros S, se muestra en la figura 3.23.b, donde se observa que el amplificador no se encuentra acoplado, por el elevado valor de su potencia de retorno, mayor a -2 dB. Si se evalúa el factor  $\mu$  de estabilidad, se observa que su valor es mayor a 1 lo que indica que el transistor es incondicionalmente estable. Por ello, al no estar correctamente acoplado el transistor, se debe empezar a diseñar redes de adaptación para las bandas de 850

MHz y 1900 MHz, con el fin de que el amplificador pueda ser utilizado en el sistema de RF propuesto.

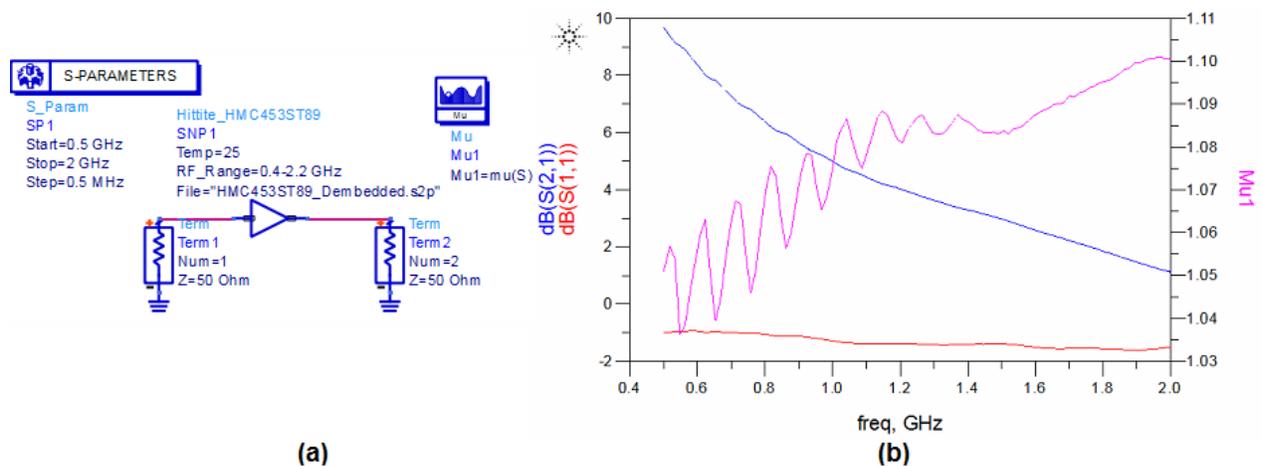


Figura 3.23 Esquemático (a) y Respuesta en parámetros S (b) de la evaluación directa del transistor HMC-453ST89E incluyendo el factor  $\mu$  para el análisis de estabilidad

Fuente: “Elaboración Propia”

Entonces, se debe diseñar una red de adaptación para la banda de 850 MHz, la cual abarca desde los 824 MHz hasta los 894 MHz, y otra para la banda de 1900 MHz, que va desde 1850 MHz y 1990 MHz. Para este objetivo se utilizarán redes de acoplamiento basadas en elementos discretos de montaje y líneas de transmisión con el fin de optimizar el espacio en el circuito amplificador. Con ayuda del software ADS y su función de sintonización, se alteró las longitudes de las líneas de transmisión en serie y los valores de capacitancia de los capacitores en paralelo, que actuarán como brazos de reactancia para corregir la impedancia reactiva y lograr la máxima transferencia de potencia. Para la sintonización de los capacitores se tuvo en consideración los valores disponibles en el mercado y en el laboratorio de implementación. Luego del proceso de modelamiento se obtuvieron las topologías que se muestran en la figura 3.24 y 3.25 para el amplificador HMC453ST89E que operará en la banda de 850 MHz y en la banda de 1900 MHz. En la tabla 3.2 se indican los valores de los componentes utilizados en las circuiterías mencionadas.

Tabla 3.2 Valores de los elementos discretos presentes en el amplificador HMC453ST89E para las bandas de 850 MHz y 1900 MHz

Elemento	Modelo	Valor	Función
<b>BANDA 850 MHz</b>			
<b>C1</b>	GQM2195C2E3R9CB12	3.9 pF	Acoplamiento
<b>C2</b>	GQM2195C2E3R6CB12	3.6 pF	Acoplamiento y DC Block
<b>C3</b>	GQM2195C2E4R7CB12	4.7 pF	Acoplamiento
<b>C4</b>	GQM2195C2A120JB01	12 pF	Acoplamiento y DC Block
<b>C5</b>	GQM2195C2E101JB12	100 pF	Estabilización
<b>C6</b>	GRM219R61E225MA12	2.2 uF	Estabilización
<b>R1</b>	-	4.7 ohmios	Estabilización
<b>L1</b>	LQW04AN15NJ00	15 nH	RF Choke
<b>BANDA 1900 MHz</b>			
<b>C1</b>	GQM2195C2E1R8CB12	1.8 pF	Acoplamiento
<b>C2</b>	GQM2195C2E2R4CB12	2.4 pF	Acoplamiento y DC Block
<b>C3</b>	GQM2195C2E3R9CB12	3.9 pF	Acoplamiento
<b>C4</b>	GQM2195C2E101JB12	100 pF	Acoplamiento y DC Block
<b>C5</b>	GQM2195C2E101JB12	100 pF	Estabilización
<b>C6</b>	GRM219R61E225MA12	2.2 uF	Estabilización
<b>R1</b>	-	4.7 ohmios	Estabilización
<b>L1</b>	LQW04AN13NJ00	13 nH	RF Choke

Fuente: "Elaboración Propia"

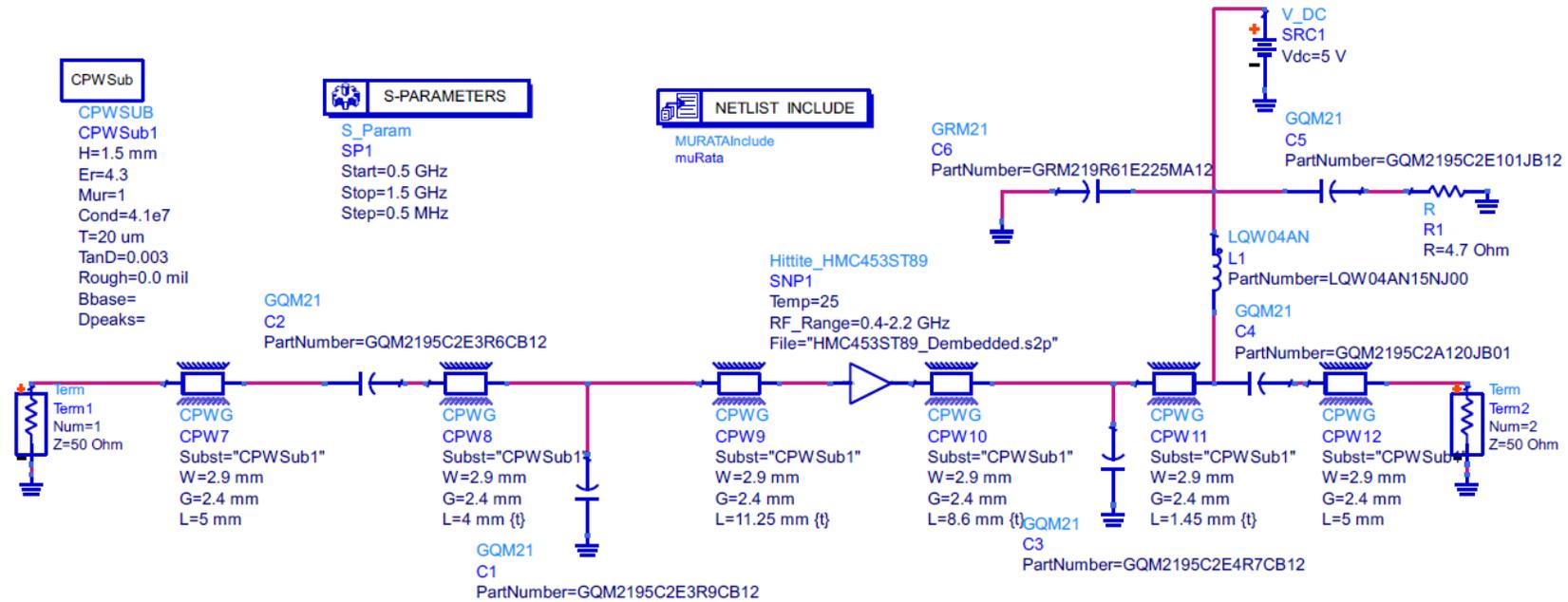


Figura 3.24 Esquemático del circuito de evaluación del amplificador HMC-453ST89E en ADS para la banda de 850 MHz

Fuente: "Elaboración propia"

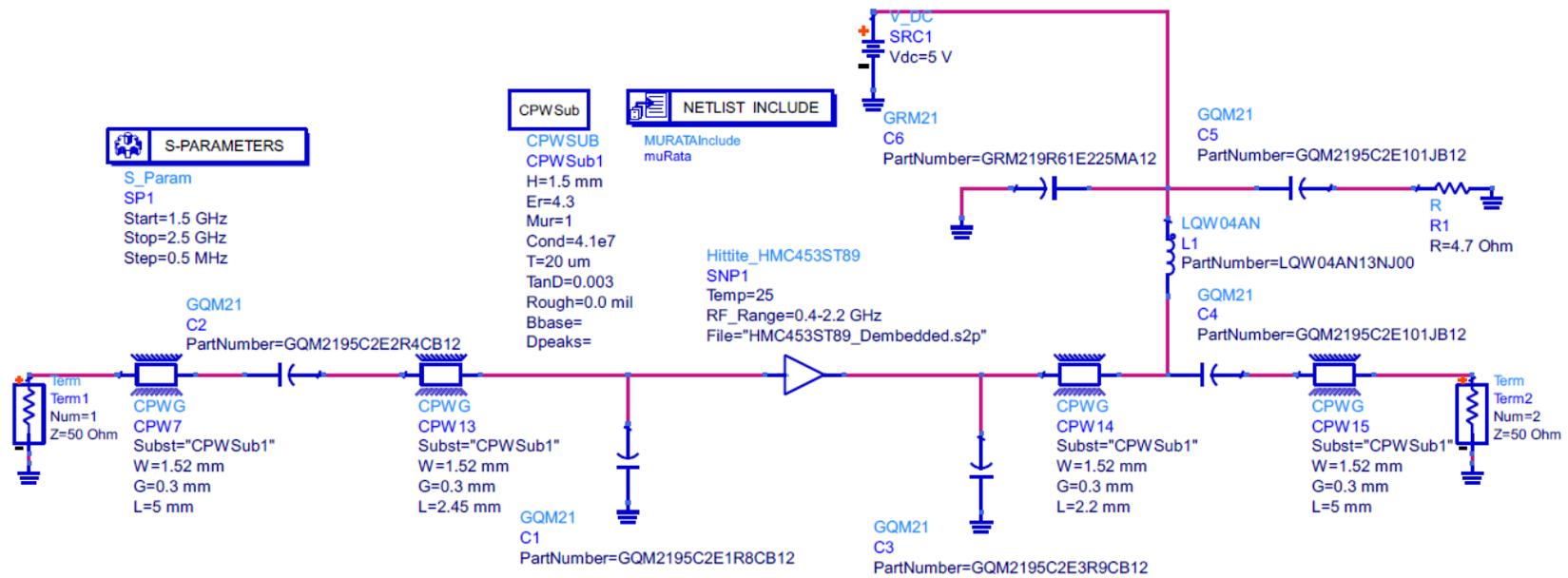


Figura 3.25 Esquemático del circuito de evaluación del amplificador HMC-453ST89E en ADS para la banda de 1900 MHz

Fuente: "Elaboración propia"

Una vez definido el modelo de evaluación del transistor en ADS se procede a simular su respuesta en parámetros S, con lo que se obtiene las respuestas para la banda de 850 MHz (figura 3.26.a) y 1900 MHz (figura 3.26.b).

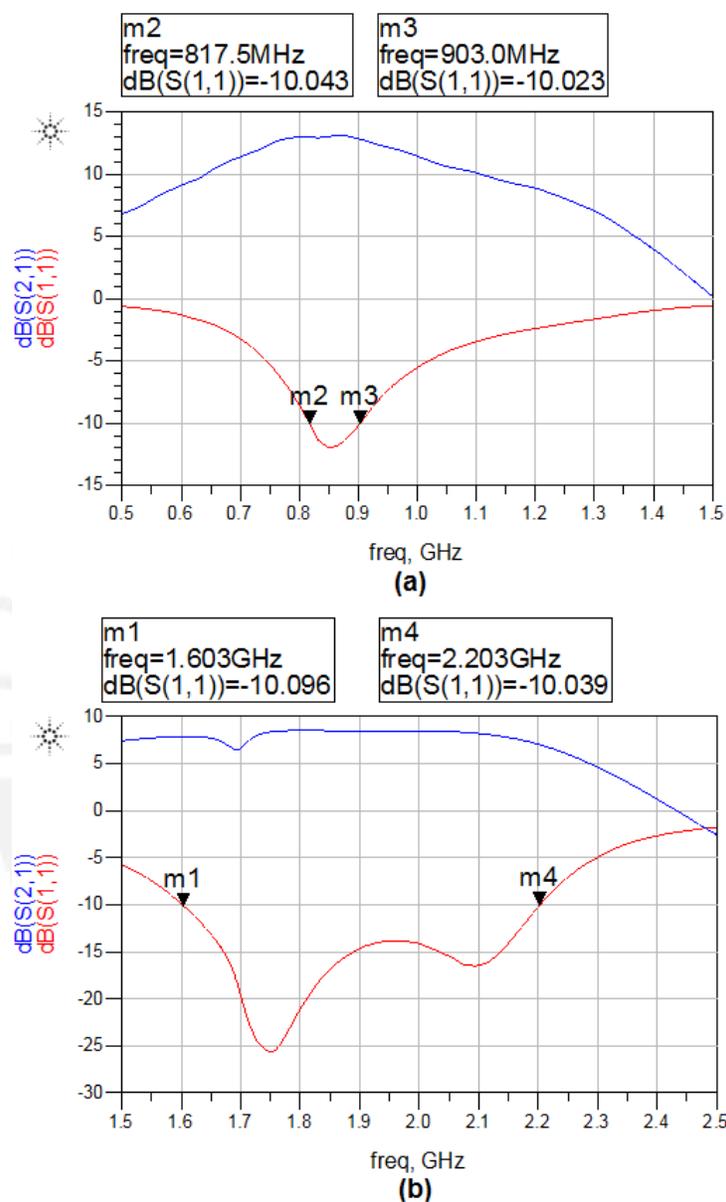


Figura 3.26 Respuesta en parámetros S del circuito de evaluación del amplificador HMC453ST89E para las bandas de 850 MHz (a) y 1900 MHz (b)

Fuente: “Elaboración Propia”

Como se observa en estas respuestas, las redes de acoplamiento modeladas, operan idóneamente para en ambas bandas de frecuencia, pues las respuestas en ganancia son similares a los parámetros indicados en las hojas técnicas y la potencia de retorno se menor a 10% de la potencia incidente en el puerto de entrada. Luego de esta validación, se procede a

extraer los diseños en formato CAD para el amplificador en 850 MHz (figura 3.27.a) y 1900 MHz (figura 3.27.b).

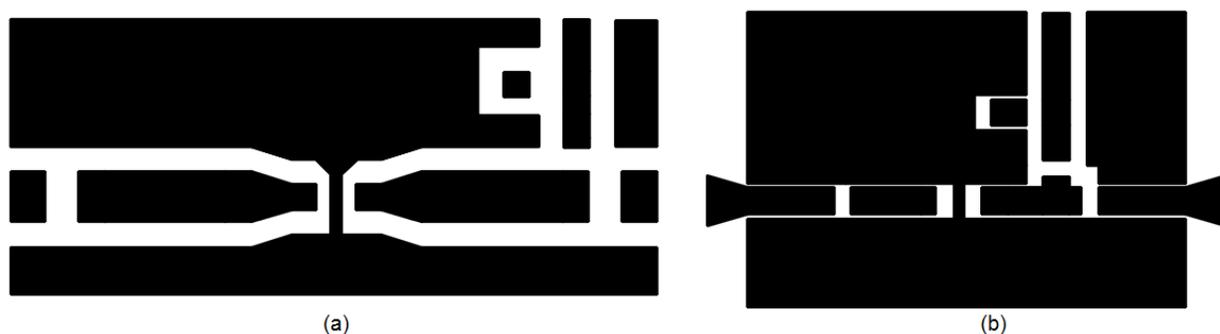


Figura 3.27 Diseño de la tarjeta de evaluación del amplificador HMC453ST89E para las bandas en 850 MHz (a) y 1900 MHz (b)

Fuente: "Elaboración Propia"

Finalmente, con los archivos CAD, se fabrica la tarjeta de evaluación, se colocan los puentes y se sueldan los componentes activos y pasivos para ambos amplificadores, tal como se observa en la figura 3.28.

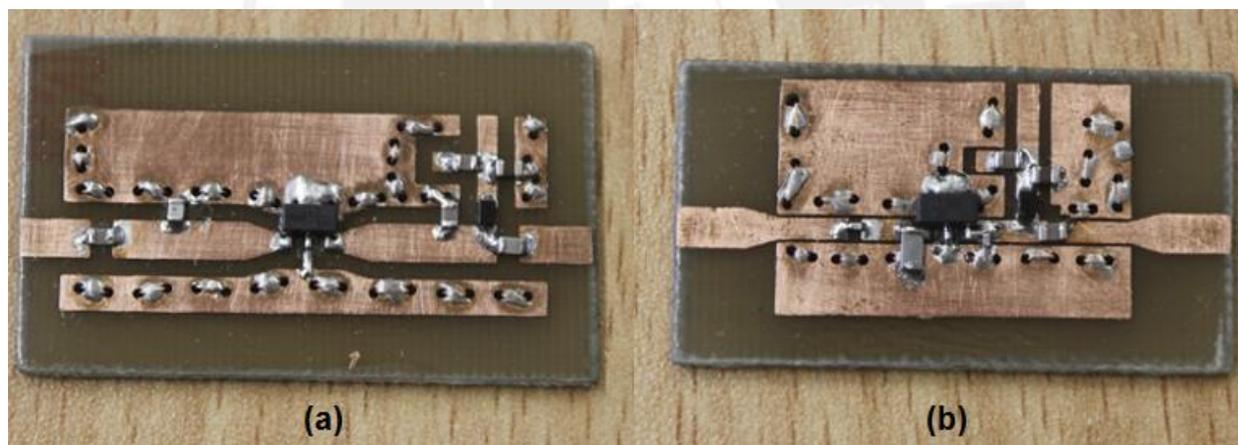


Figura 3.28 Tarjeta de evaluación del amplificador HMC453ST89E para las banda en 850 MHz (a) y 1900 MHz (b)

Fuente: "Elaboración Propia"

Finalmente, una vez implementados las tarjetas de evaluación, se procede a la evaluación de parámetros S en ambos amplificadores. Los resultados para cada banda de frecuencias de interés se observa en las figuras 3.29 y 3.30

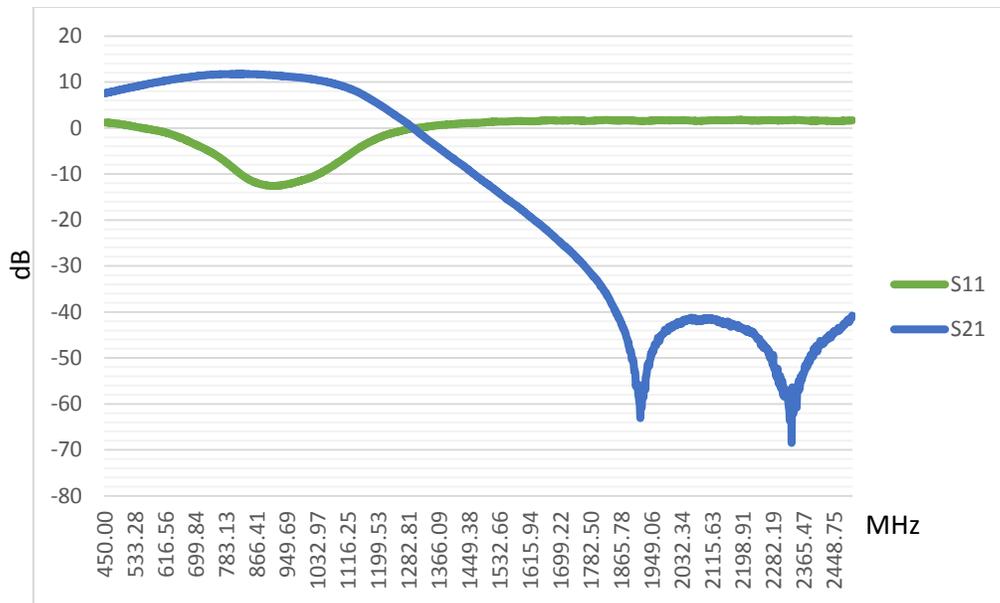


Figura 3.29 Resultados de la evaluación de la ganancia (S21) y pérdida de retorno (S11) en el amplificador HMC453ST89E para la banda de 850 MHz

Fuente: “Elaboración Propia”

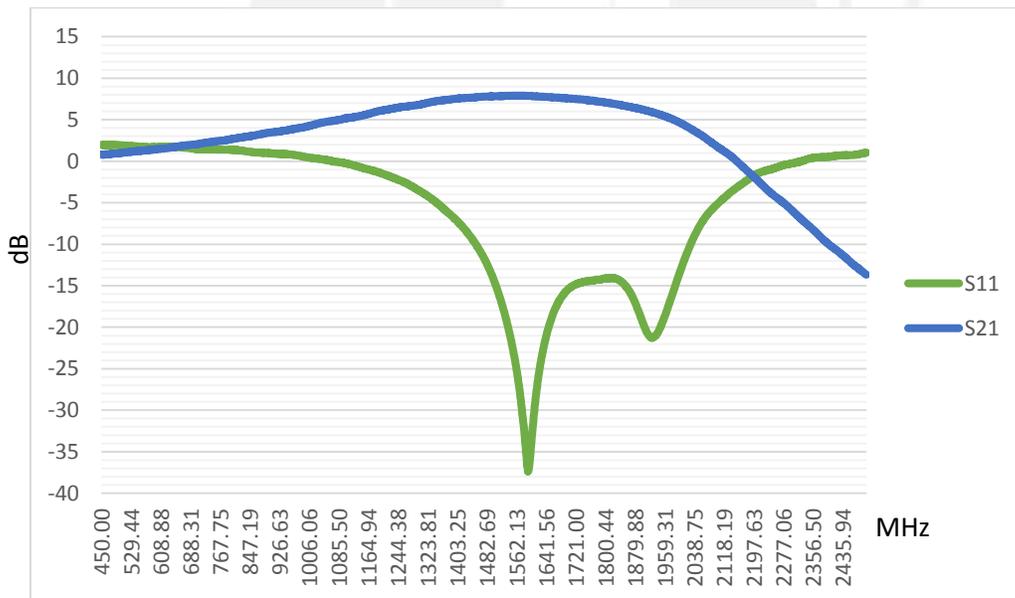


Figura 3.30 Resultados de la evaluación de la ganancia (S21) y potencia de retorno (S11) en el amplificador HMC453ST89E para la banda de 1900 MHz

Fuente: “Elaboración Propia”

Como se aprecia en ambos resultados, las redes de adaptación cumplieron su labor y permitieron optimizar los valores de ganancia y SWR para determinados rangos de frecuencias, según como

se había estimado en las simulaciones previas. Se corrobora que los amplificadores no tienen mucha ganancia como los anteriores modelos diseñados (10 dB para el caso de 850 MHz y 5 dB para el amplificador en la banda de 1900 MHz); sin embargo, en este tipo de amplificadores no es tan importante la ganancia sino el máximo nivel de potencia que el diseño pueda soportar a la salida, que en este caso según la hoja técnica es de 1 Watt aproximadamente.

### **3.2. Diseño e Implementación del Divisor de Potencia Wilkinson de Banda Ancha**

El uso de un divisor/combinador de potencia Wilkinson es ideal cuando se busca distribuir equitativamente la potencia hacia las salidas, con un mismo desfase, con un bajo SWR en la entrada y un alto aislamiento entre los puertos de salida. Por ello, este tipo de divisor es ideal para el proyecto planteado, ya que en muchas partes del sistema se requerirá una distribución y combinación de potencia con las características mencionadas. Sin embargo, este modelo tiene un problema, el limitado ancho de banda de operación, propio del acoplador de cuarto de longitud de onda que existe en su diseño; por ello, dada la necesidad de un divisor que opere en las bandas de frecuencia de 850 MHz y 1900 MHz se diseñará e implementará un divisor de potencia Wilkinson de banda ancha capaz de cubrir dichas bandas con una adecuada distribución de potencia, bajo SWR y alto aislamiento.

La idea principal para que un divisor clásico con acopladores de cuarto de longitud de onda puedan operar en mayores rangos de frecuencia es transformar un acoplador en múltiples acopladores de cuarto de longitud de onda. Si se utilizan óptimos acopladores de cuarta longitud de ondas en serie que realicen el mismo acoplamiento que en el caso que solo se hubiese utilizado uno de ellos, se obtendrá un mayor rango de frecuencias de operación. En síntesis, a mayor número de acopladores utilizados en un punto, se obtendrá un mayor ancho de banda de operación. En los papers [41], [42] y [43] se nos muestran el estudio sobre el proceso de modelamiento de acopladores de cuarto de longitud de onda en cascada y la respectiva tabla de los valores de impedancia con los que se puede trabajar para modelar estos acopladores según el rango de ancho de banda en el que se desee operar.

Otra investigación realizada en el paper [44], que incluye el estudio de acopladores en cascada mencionados previamente, se brinda tablas de valores de impedancia para el diseño de divisores Wilkinson de banda ancha. Este paper va a ser utilizado de referencia para el diseño del divisor de potencia.

Para iniciar, se debe establecer de cuantas etapas debe ser el divisor Wilkinson a diseñar. Según a referencia [44], el número de etapas depende de la relación de ancho de banda (*Bandwidth ratio*) que se requiera y de un valor de aislamiento mínimo. Con ello, considerando un rango de frecuencias desde 710 MHz a 2050 MHz, el cual asegura la cobertura de las bandas de frecuencia de interés (850 MHz y 1900 MHz), se procede a realizar el siguiente cálculo:

$$Bandwidth\ Ratio = \frac{Frecuencia\ final}{Frecuencia\ inicial} = \frac{2050}{710} = 2.88 \quad (3.1)$$

$$Fractional\ Bandwidth = \frac{Ancho\ de\ banda}{Frecuencia\ Central} = \frac{2050 - 710}{1380} = 0.97 \quad (3.2)$$

Con los valores determinados en 3.1 y 3.2, y según el documento [44], se asumiría una relación de ancho de banda igual a 3 lo que lleva a requerir un divisor de 3 etapas. Acorde con el paper, este divisor Wilkinson debería tener un aislamiento mínimo de 27.9 dB. Adicionalmente, se indica las impedancia para los acopladores de cuarto de longitud de onda en cascada y los valores para las resistencia requeridas; sin embargo, debido a que los valores teóricos de los resistores no son comerciales, se optó por modificarlos acorde a disponibilidad de valores comerciales y según un proceso de sintonización realizado en el software ADS. Vale recalcar que los valores de resistencia están directamente relacionadas con el valor de aislamiento en el divisor; por ello, se estará operando a un valor de aislamiento distinto al teórico. A partir de estas consideraciones se determinó los valores de impedancia para los acopladores y las resistencias que muestran en la tabla 3.3, donde se toma de referencia el divisor Wilkinson de la figura 3.31, el cual será simulado utilizando el software ADS.

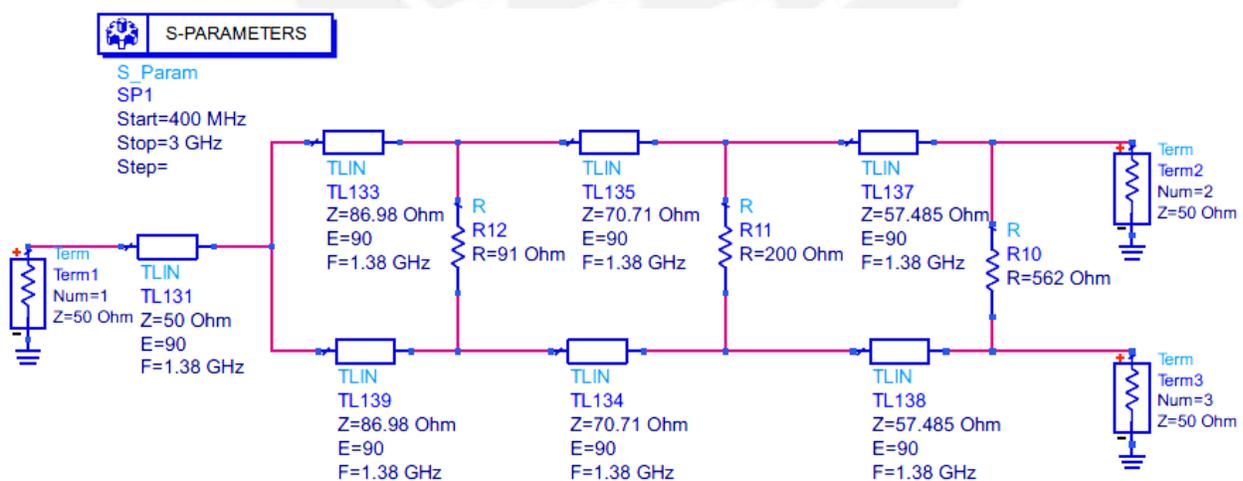


Figura 3.31 Modelo teórico del divisor Wilkinson para el rango de frecuencia entre 710 y 2050 MHz

Fuente: "Elaboración Propia"

En base al modelo teórico diseñado en ADS, se realiza la simulación del mismo a fin de determinar la correcta operación del divisor, a pesar de las variaciones realizadas en los valores de impedancia de las resistencias. La respuesta en parámetros S del modelo teórico se aprecia en la figura 3.32; como se observa en las gráficas, la distribución de potencia a las salidas (S21 y S31) es idónea ya que están cercanas a -3 dB, el aislamiento entre los puertos (S32 y S23) es mucho menor a -30 dB, con lo que se corrobora que son adecuados los valores de las resistencias escogidas, el nivel de SWR en las entradas (S11, S22 y S33) es óptimo, pues presenta un potencia de perdida de retorno mayor a 20 dB, y se verifica que no existe desfase entre los puertos de salida.

Tabla 3.3. Valores de impedancia para las líneas de transmisión en los acopladores de cuarto de longitud de onda y resistencias del divisor Wilkinson mostrado en la figura 3.31

Nombre del Elemento	Impedancia
Z1(TL133 y TL139)	86.98 ohmios
Z2(TL135 y TL134)	70.71 ohmios
Z3(TL137 y TL138)	57.485 ohmios
R12	91 ohmios
R11	200 ohmios
R10	562 ohmios

Fuente: [44]

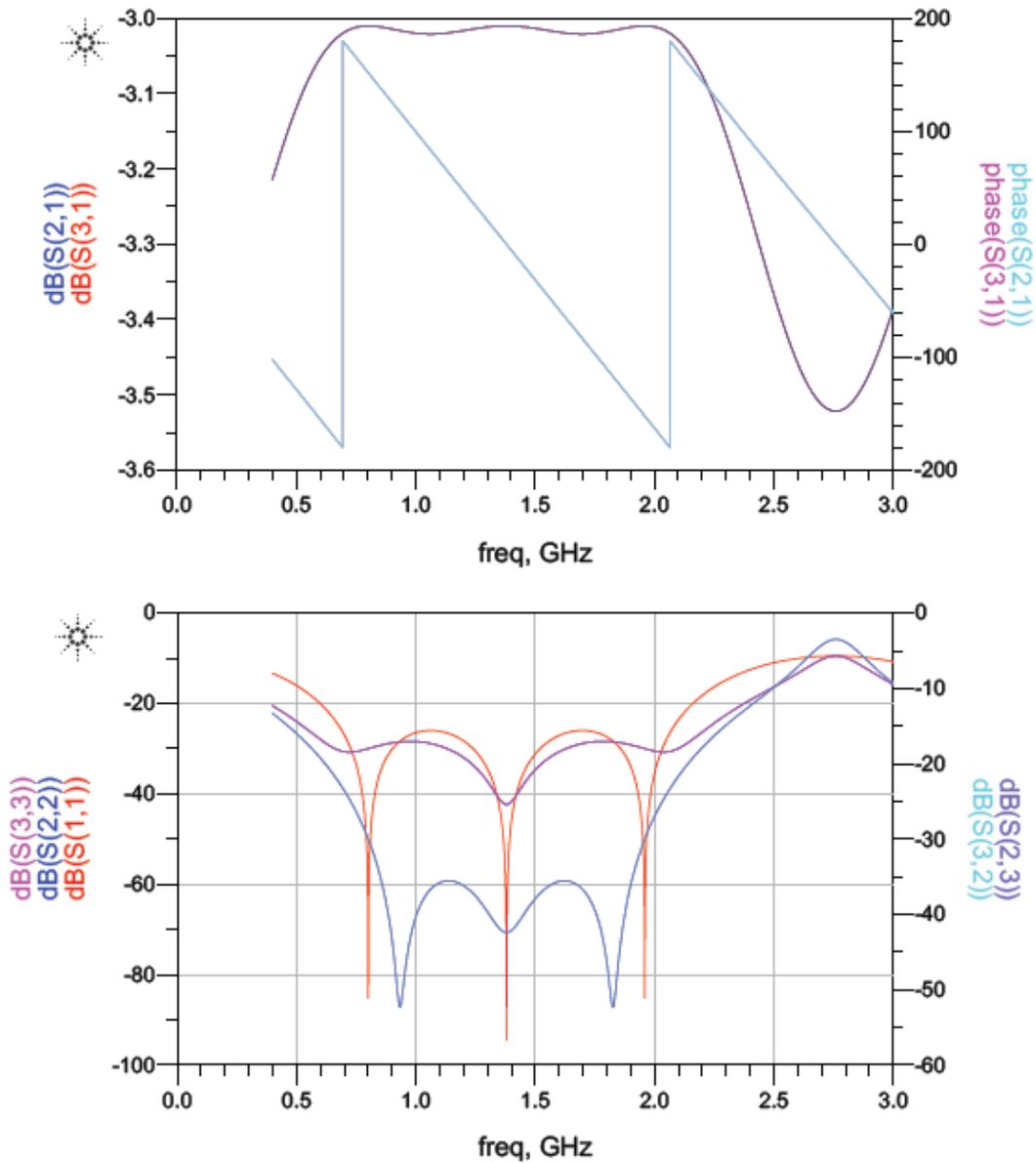


Figura 3.32 Simulación de los parámetros S del divisor de potencia Wilkinson (modelo teórico) que opera en el rango de 710 a 2050 GHz

Fuente: “Elaboración Propia”

Una vez que se verifica la correcta operación del modelo teórico, se procede a evaluar su implementación en líneas de transmisión *Microstrip*. Con ayuda del LineCal de ADS, se estiman las longitudes y anchos de las líneas de transmisión para una placa de fibra de vidrio de 1.5 mm de espesor con constante dieléctrica igual a 4.3 y una tangente de pérdida equivalente a 0.003.

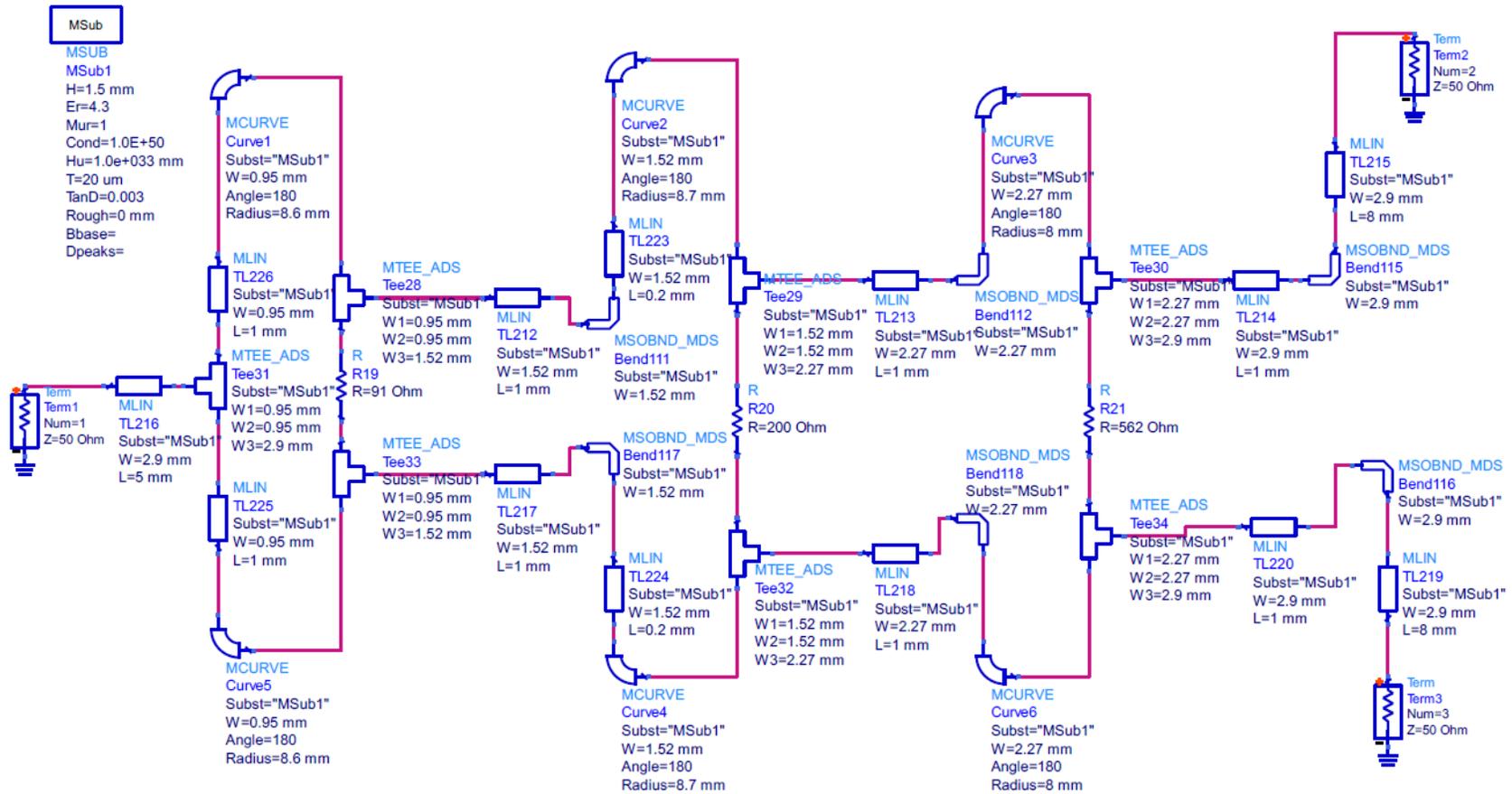


Figura 3.33 Topología del divisor de potencia Wilkinson de banda ancha modelado en tecnología *Microstrip* utilizando el software ADS

Fuente: "Elaboración Propia"

En la tabla 3.4 se muestran las dimensiones de los acopladores de cuarto de longitud de onda según su impedancia, luego de un proceso de optimización en busca de la mejor respuesta del divisor de potencia. Estos valores son utilizados en la topología del divisor de potencia Wilkinson de banda ancha que se muestra en la figura 3.33. Con el fin de optimizar el espacio y reducir el acoplamiento electromagnético entre líneas adyacentes, a los acopladores se les asigna forma semicircular tal como se observa en el diseño del divisor (figura 3.34).

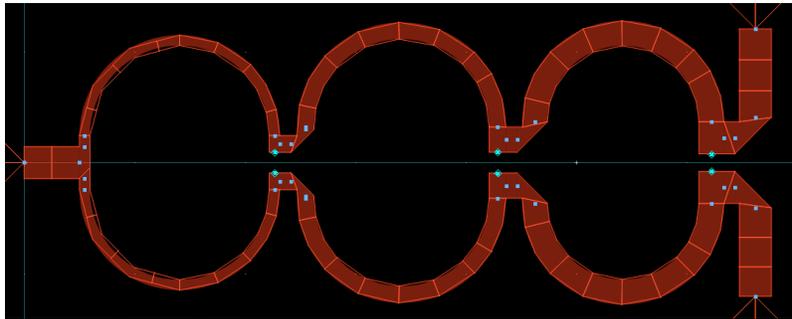


Figura 3.34 Diseño del divisor de potencia Wilkinson de banda ancha a implementar

Fuente: "Elaboración Propia"

Para la implementación del divisor/combinador de potencia se debe tener en consideración usar resistencias de montaje superficial, por la reducción del tamaño en el impreso y para evitar que aparezcan inductancias parasíticas que genera el clásico modelo de resistor utilizado en circuitos a nivel DC.

Tabla 3.4 Dimensiones de los acopladores de cuarto de longitud de onda según el valor de impedancia en la línea de transmisión.

Impedancia del acoplador de Cuarto de longitud de onda	Ancho de la línea de transmisión (mm)	Longitud de la línea de transmisión (mm)
86.98 ohmios	0.95	28
70.71 ohmios	1.52	28.53
57.485 ohmios	2.27	26.13

Fuente: "Elaboración Propia"

En base a la topología de la figura 3.33, se procede a simular la respuesta en parámetros S del divisor de potencia en tecnología *microstrip*, y se obtiene lo que se muestra en la figura 3.35. Se observa un buen nivel de acoplamiento en todos los puertos, S11, S22 y S33 menor a -20 dB;

una correcta distribución equitativa de la potencia incidente en las salidas, S21 y S31 cercano a -3 dB; un alto nivel de aislamiento, S23 y S32 menor a -20 dB; y una diferencia de fase entre las salidas de cero grados.

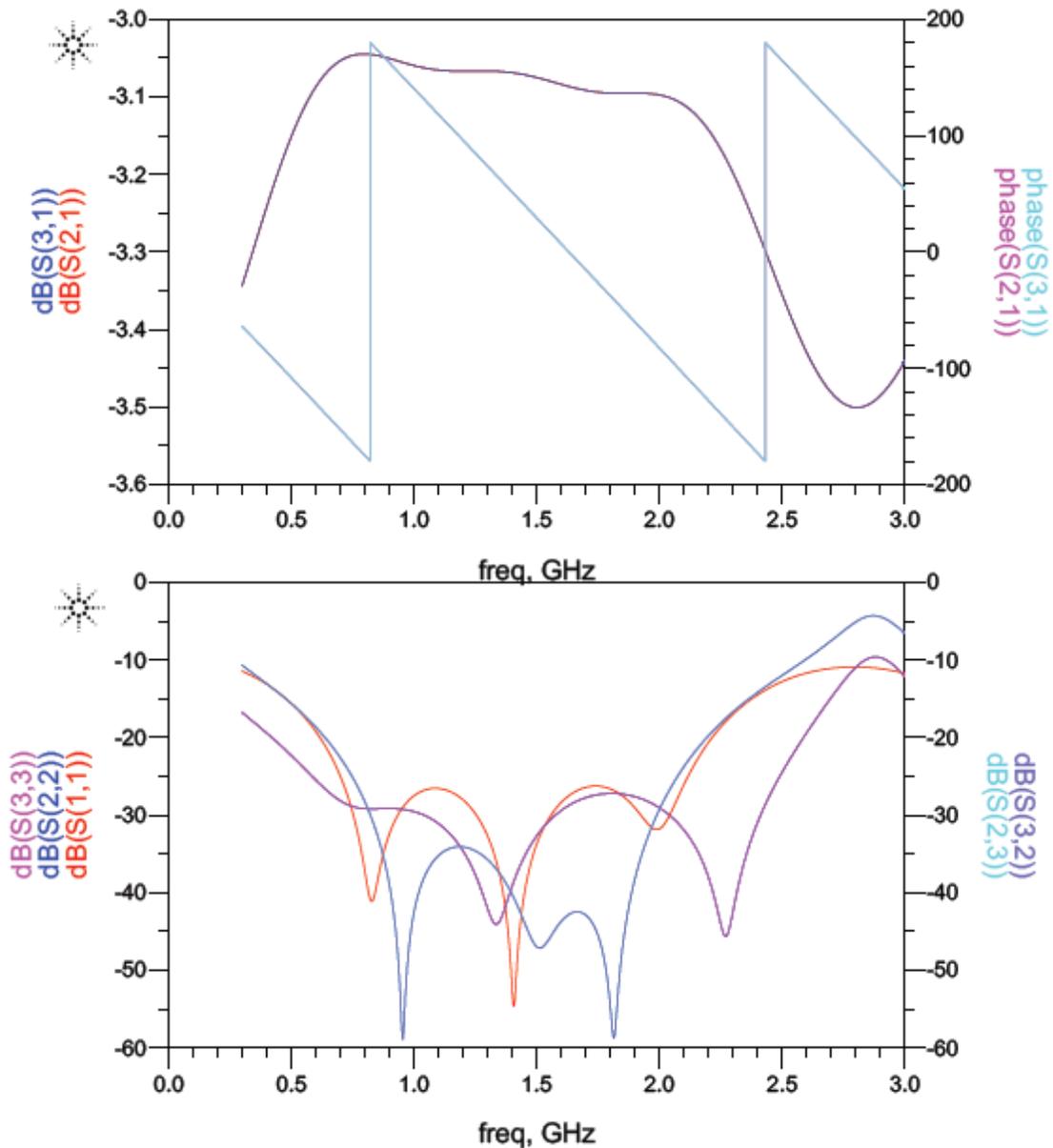


Figura 3.35 Simulación de la respuesta en parámetros S del divisor de potencia Wilkinson de banda ancha a implementar

Fuente: “Elaboración Propia”

Teniendo las consideraciones mencionadas sobre la implementación del divisor Wilkinson, tomando de referencia la topología en la figura 3.33 y utilizando el diseño en la figura 3.34, se

procede a construir el divisor de potencia. Como resultado de este procedimiento se obtiene la tarjeta de la figura 3.36:



Figura 3.36 Divisor de potencia Wilkinson de banda ancha

Fuente: "Elaboración Propia"

Luego de la implementación de la tarjeta, se procede a la medición real de su respuesta en parámetros S mediante el uso de un analizador de redes vectoriales (VNA). En la figura 3.37 y 3.38 se muestran las mediciones de los principales parámetros de evaluación (S11, S21, S31 y S23), para ver los demás parámetros revisar el anexo 16.

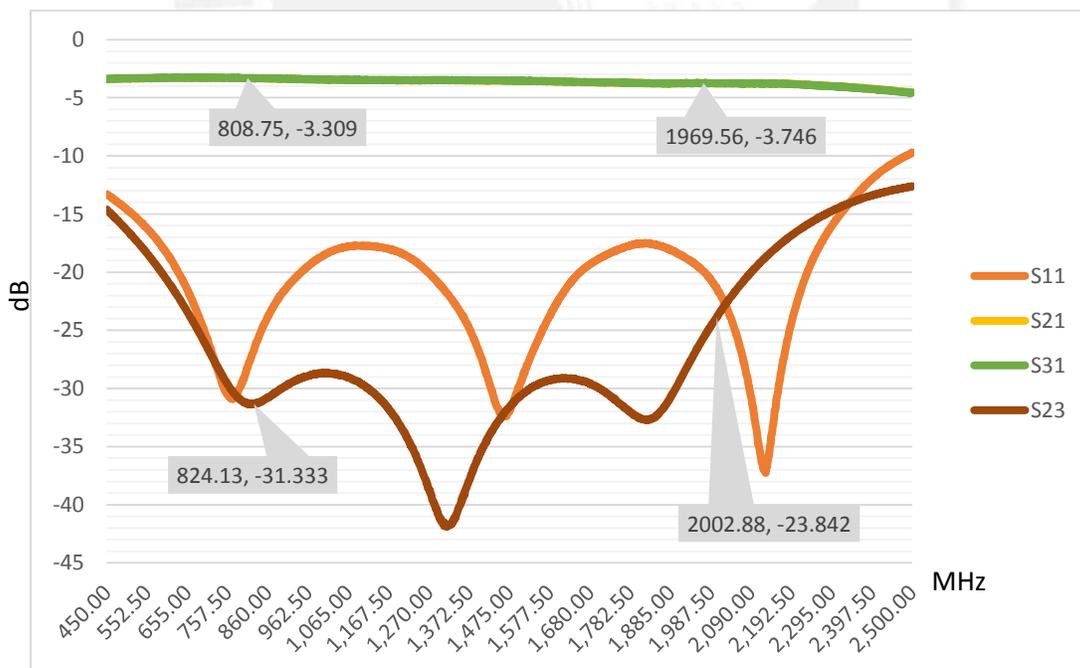


Figura 3.37 Medición en dB de los parámetros S del divisor de potencia Wilkinson implementado

Fuente: "Elaboración Propia"

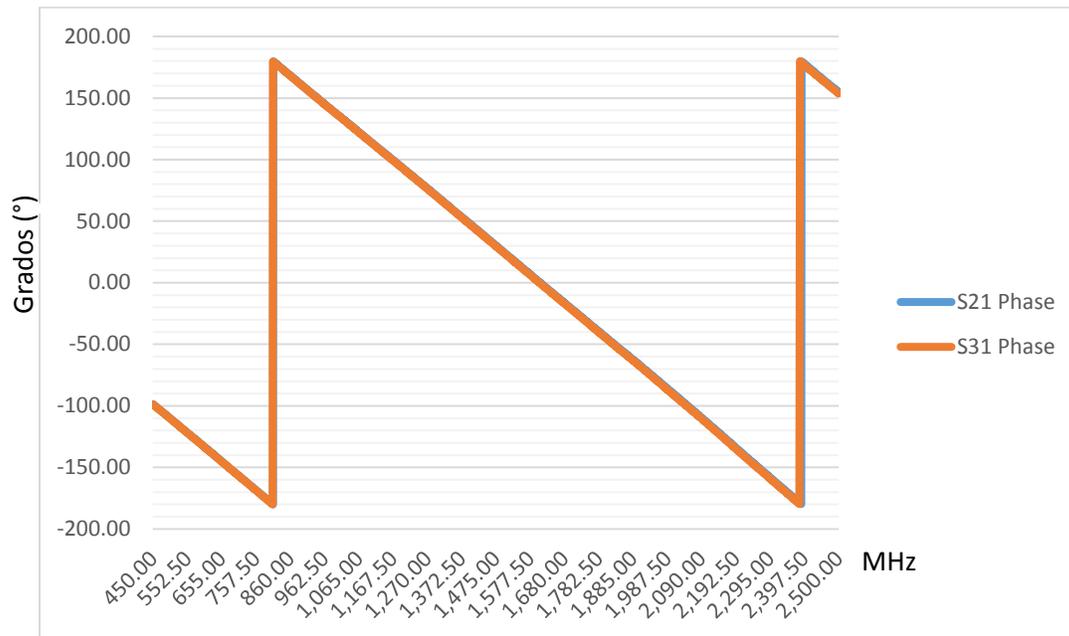


Figura 3.38 Medición en fase de los parámetros S21 y S11 de del divisor de potencia Wilkinson implementado

Fuente: “Elaboración Propia”

Se logra determinar a partir de las mediciones mencionadas que la distribución de potencia en las salidas es equitativa tanto en potencia como en fase, salvo unas ligeras pérdidas, con lo que se establece que el divisor es balanceado. También se verifica un óptimo SWR en la entrada y un alto aislamiento entre los puertos de salida (mayor a 24 dB). A partir de lo evaluado, se establece que este divisor de potencia puede ser utilizado como divisor/combinador de banda ancha en el sistema que operara en las bandas de 850 MHz y 1900 MHz.

### 3.2.1. Implementación de un divisor de potencia de 1 a 8 para aplicaciones en Combinación/Distribución de Potencia

Una vez establecida la adecuada respuesta de un divisor de potencia Wilkinson de tres puertos mostrado en la sección 3.2, se debe proceder a implementar una combinación de varios divisores con el fin de obtener distribución balanceada de la potencia entre varios puertos de salida. Por requerimientos del sistema, se necesita una red de división de potencia que opere adecuadamente con un factor de división de 1 a 8; esta red de distribución balanceada puede ser construida a partir de varios divisores de potencia Wilkinson en cascada. Por lo mencionado

y debido a las dimensiones de un solo divisor de potencia Wilkinson de banda ancha, como el implementado previamente, se deben aplicar técnicas para la optimización del espacio que albergará a este arreglo de división de potencia. La reducción del espacio en una placa de fibra de vidrio se puede alcanzar con un buen esquema de distribución espacial, teniendo siempre en consideración que la lejanía entre líneas adyacentes debe ser como mínimo uno y medio del ancho de la línea de transmisión *microstrip*.

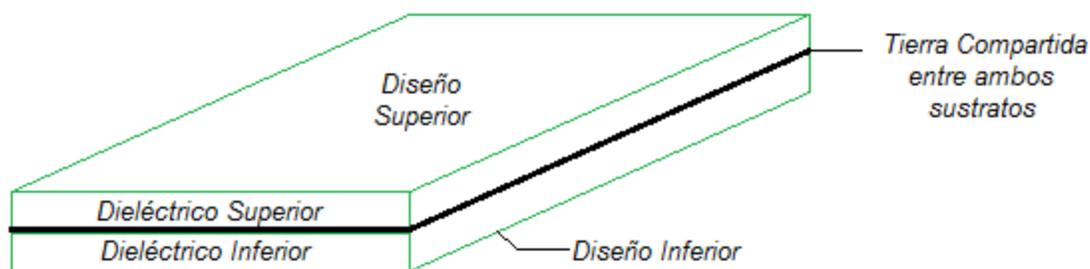


Figura 3.39 Esquema de dos sustratos dieléctricos que comparten el mismo plano tierra

Fuente: "Elaboración Propia"

Sin embargo, pese a un adecuado dimensionamiento espacial sobre una tarjeta, esto no suele ser suficiente para minimizar el espacio; por ello, en el presente proyecto se utilizó un esquema basado en la combinación de dos sustratos que comparten un mismo plano de tierra, donde los diseños de RF se modelan en ambos sustratos y se unen mediante puentes (*via holes*). Este esquema se muestra en la figura 3.39.

En base a la técnica mencionada para reducir y optimizar las dimensiones, se procede a diseñar el divisor de potencia con factor de 1:8. Con ello, se obtiene la arquitectura basada en divisores Wilkinson de banda ancha de la figura 3.40, donde el diseño en rojo se ubica en el sustrato superior y el diseño en azul en el sustrato inferior; ambos diseños de distribución de potencia compartirán el mismo plano de tierra de referencia y mantendrá continuidad por medio de puentes.

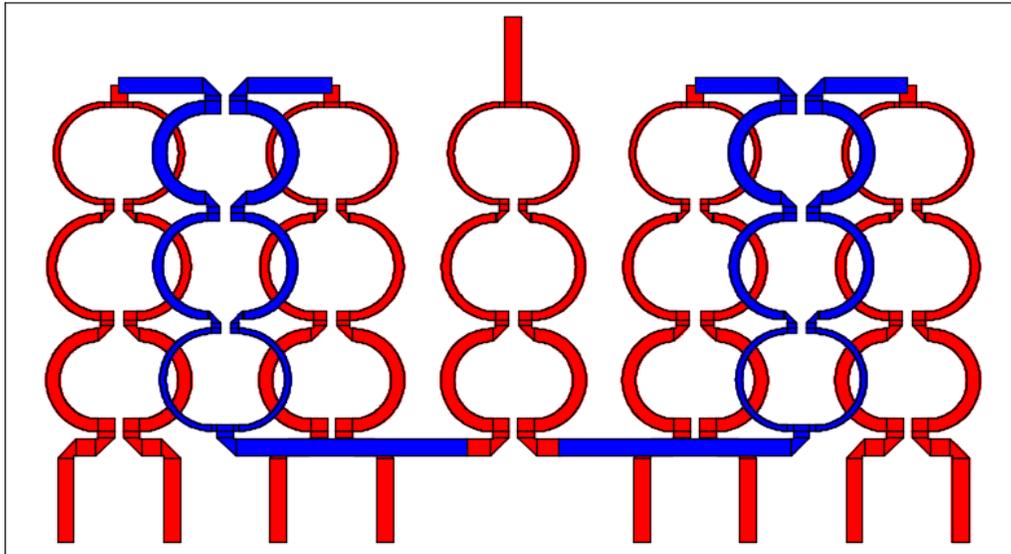


Figura 3.40 Diseño del divisor de Potencia Wilkinson de 1 a 8 distribuido en dos sustratos dieléctricos superior (rojo) e inferior (azul), que serán conectados mediante puentes (*via holes*)

Fuente: “Elaboración Propia”

A partir del diseño mostrado, y siguiendo el modelo de divisor Wilkinson de tres puertos previamente implementado, se construye la tarjeta que se muestra en la figura 3.41.



Figura 3.41 Divisor de potencia Wilkinson de banda ancha implementado con un factor de distribución de 1 a 8

Fuente: “Elaboración Propia”

Luego de la evaluación del divisor, por medio del analizador de redes vectoriales (VNA), se obtiene la respuesta en parámetros S que se presentan en las figuras 3.42 y 3.43.

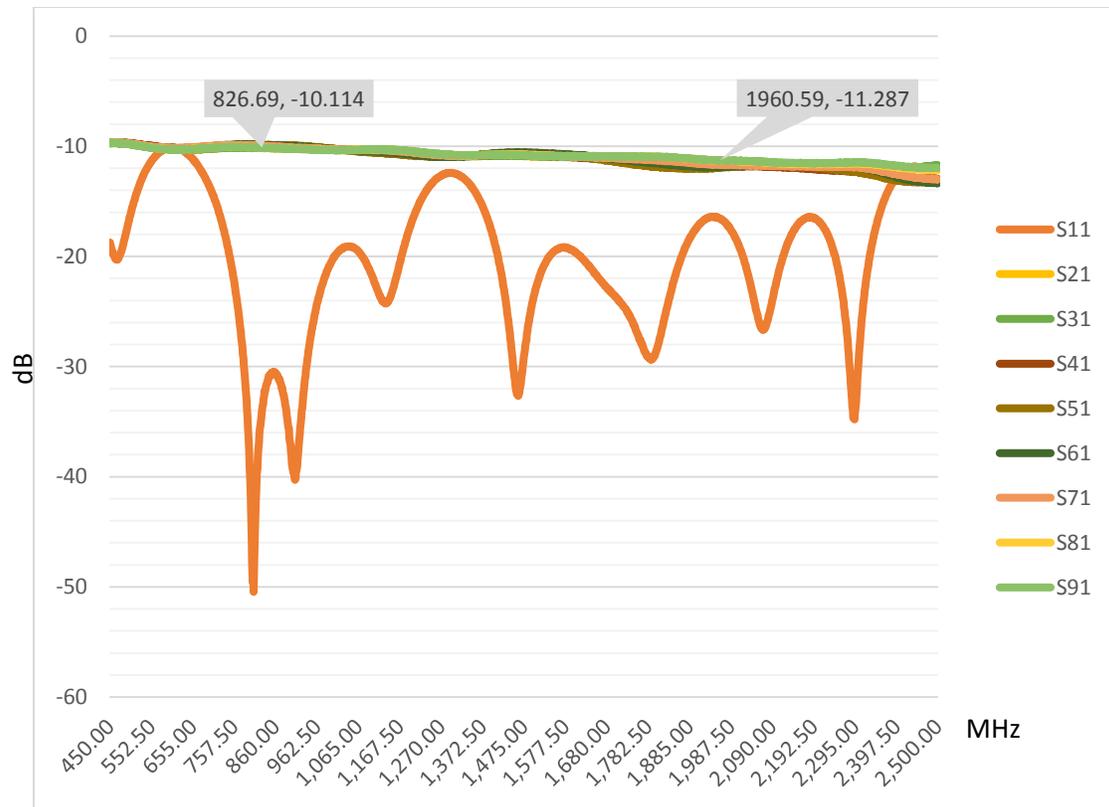


Figura 3.42 Respuesta en parámetros S del divisor de potencia Wilkinson de 1 a 8 para determinar la pérdida de retorno en el puerto de entrada y la distribución de potencia en las salidas (a)

Fuente: "Elaboración Propia"

En la figura 3.42, se aprecia el idóneo nivel de pérdida de retorno (mayor a 10dB) y que la distribución de potencia es balanceada a través los 8 puertos de salida en todo el rango de frecuencias de interés (banda de 850 MHz y 1900 MHz). En la figura 3.43, se observa las principales mediciones de aislamiento entre los puertos de salidas, donde el valor más bajo de aislamiento es de 15 dB. A partir de los mostrado, se establece el correcto funcionamiento de esta red como divisor de potencia balanceado con un óptimo nivel de aislamiento que impide cualquier realimentación de potencia al ser utilizado en una arquitectura con mayores elementos; por ello, este divisor será utilizado para la distribución/combinación de potencia en amplificadores en paralelo con los requerimientos previamente mencionados.

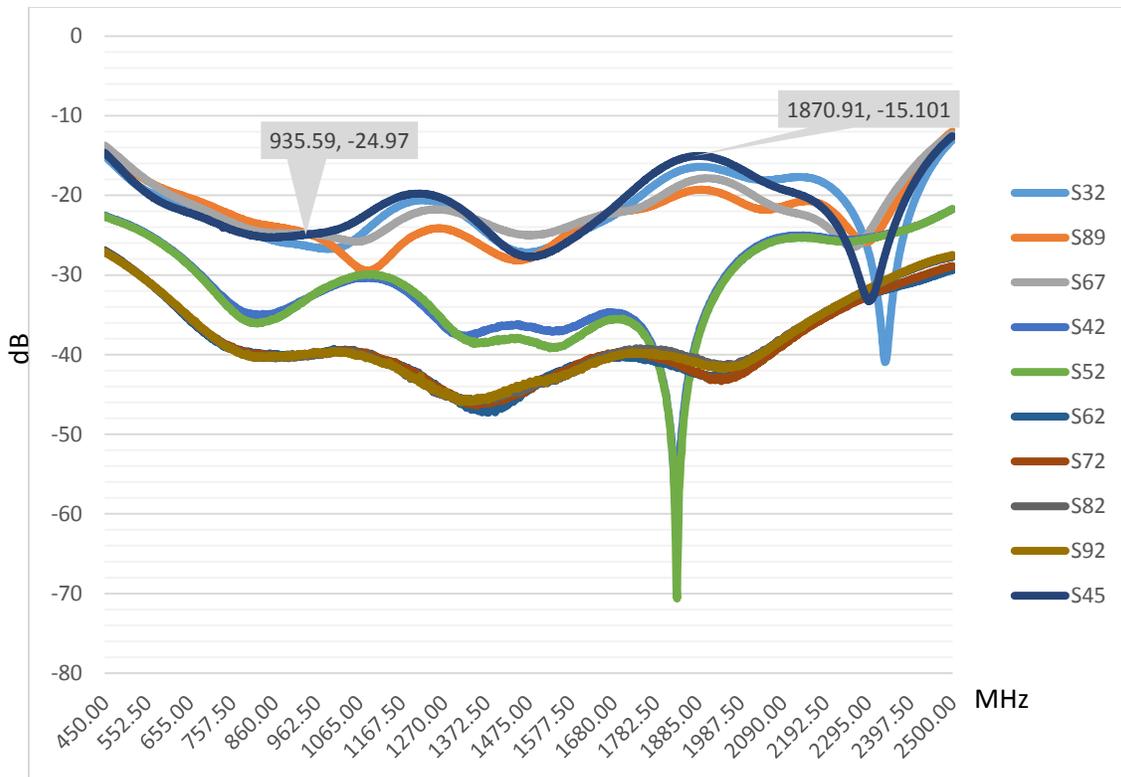


Figura 3.43 Respuesta en parámetros S del divisor de potencia Wilkinson de 1 a 8 para determinar el aislamiento entre los puertos de salida (b)

Fuente: "Elaboración Propia"á

### 3.3. Diseño e Implementación de amplificadores de potencia balanceados para las bandas de Frecuencia en 850 MHz y 1900 MHz

Partiendo de la teoría presentada en la sección 2.2.2.1 sobre amplificadores balanceados, se procede a implementar este esquema en los amplificadores de potencia (PA) de la última etapa de amplificación del sistema. Se opta por aplicar esta técnica con el fin de mejorar la potencia de retorno en las bandas de interés, pues estos amplificadores manejarán valores de potencia cercanos a 1 Watt que pudiesen regresar a la entrada y dañar el resto de elementos activos. De acuerdo a la teoría se requiere dos amplificadores y dos acopladores híbridos tipo *Branch Line* que operen en las frecuencias deseadas. Al tener ya definidos los diseños de los amplificadores de potencia HMC453ST89E a utilizar para las bandas de 850 MHz y 1900 MHz, se procede a diseñar los acopladores híbridos.

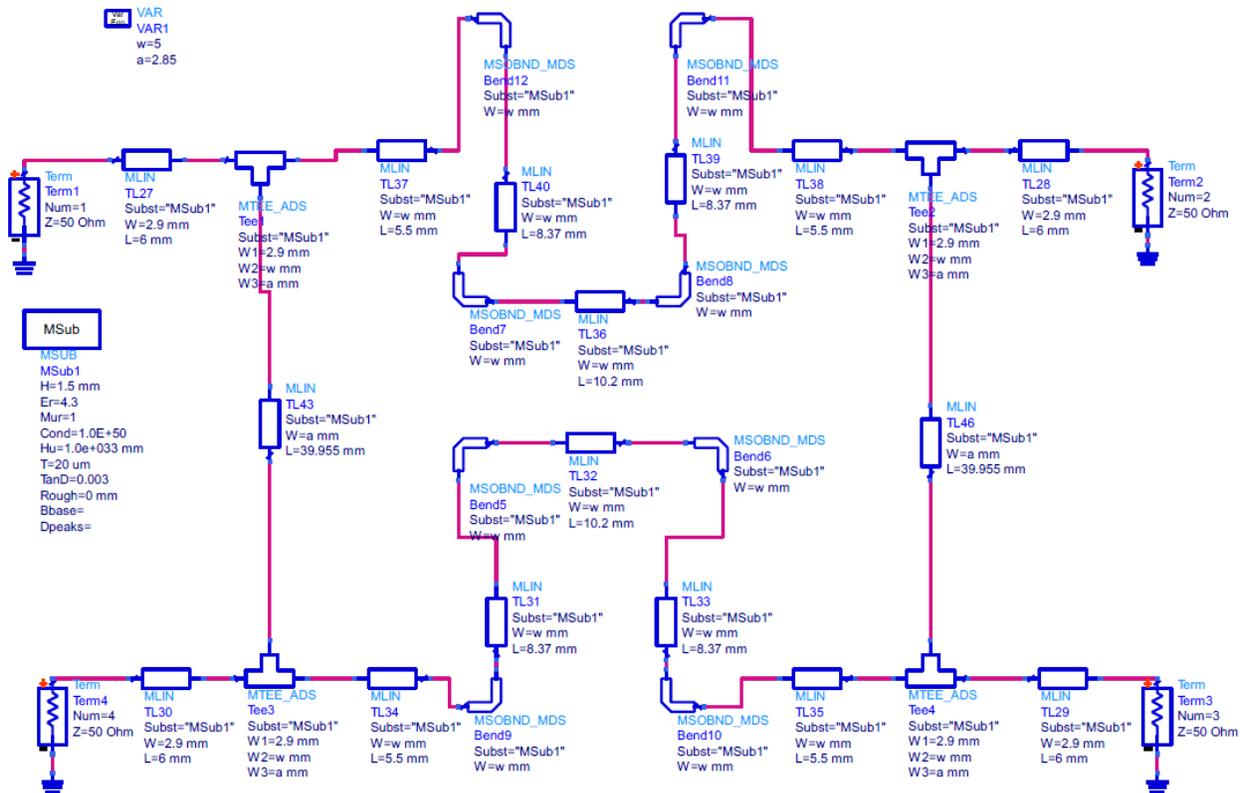


Figura 3.44 Esquemático del acoplador híbrido tipo *Branch Line* para el rango de frecuencias de 824 a 849 MHz

Fuente: "Elaboración Propia"

Se procede a diseñar los acopladores híbridos que operen en el rango de 824-849 MHz (Banda 850 MHz-Uplink), 869-894 MHz (Banda 850 MHz-Downlink) y 1850-1990 MHz (Banda 1900 MHz) en tecnologías microstrip, basados en el diseño teórico y con ayuda del software ADS, tal como se observan en las figuras 3.44, 3.45 y 3.46. Por medio del software ADS, se simula la respuesta EM de cada uno de estos acopladores y se obtiene los resultados en parámetros S que se muestran en las figuras 3.47, 3.48 y 3.49. Se valida el correcto funcionamiento de elementos diseñados, pues se observa un adecuado balanceo de potencia en las salidas, un alto nivel de aislamiento y que el desfase entre las salidas es cercano a los 90 grados (condición primordial para el balanceo de amplificadores). Con ello, se certifica que estos acopladores pueden utilizarse para implementar una arquitectura de amplificadores balanceados junto a amplificadores HMC453ST89E.

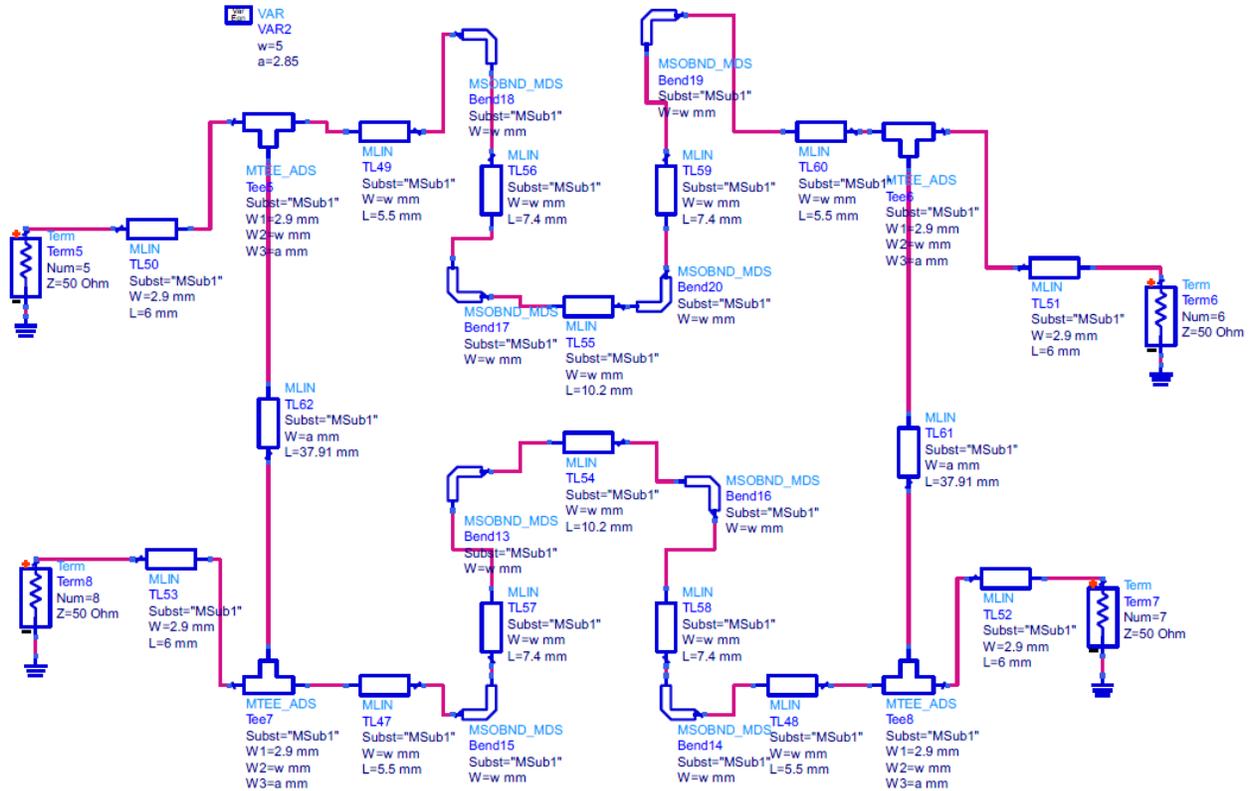


Figura 3.45 Esquemático del acoplador híbrido tipo *Branch Line* para el rango de frecuencias de 869 a 894 MHz

Fuente: "Elaboración Propia"

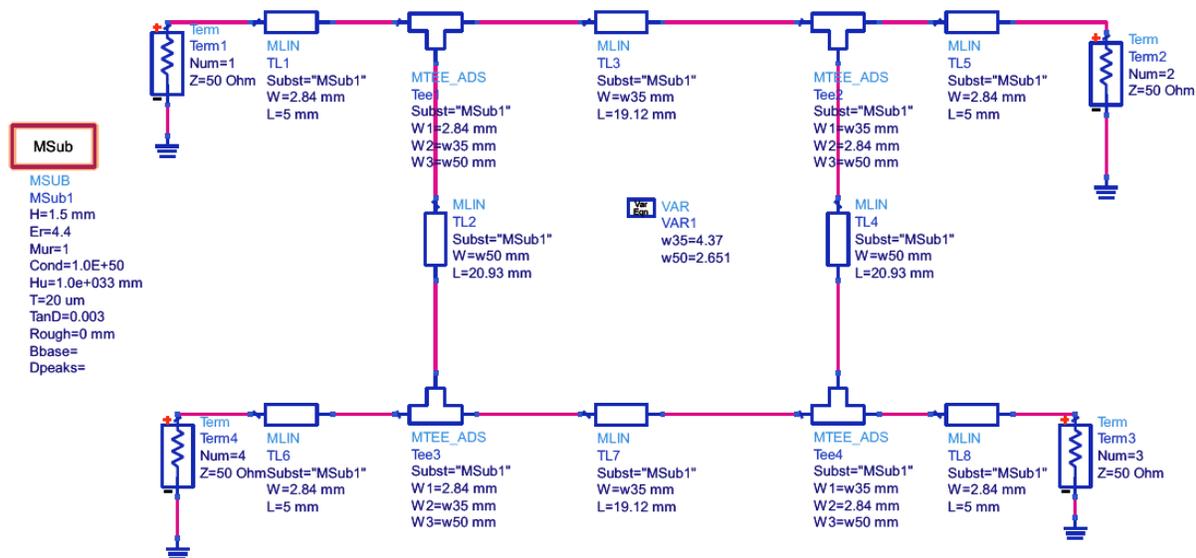


Figura 3.46 Esquemático del acoplador híbrido tipo *Branch Line* para el rango de frecuencias de 1850 a 1990 MHz (c).

Fuente: "Elaboración Propia"

En la figura 3.50 se observa la implementación de los amplificadores balanceados a partir de los acopladores híbridos simulados.

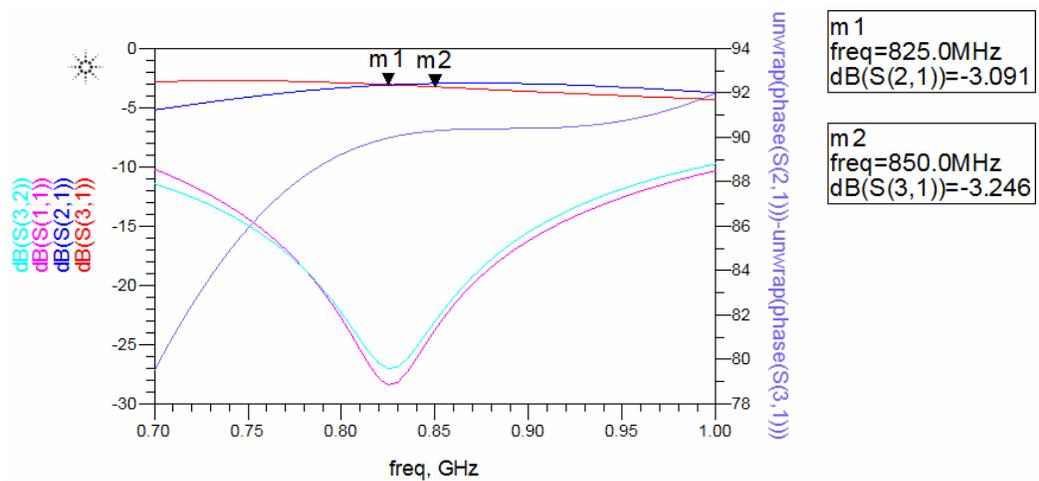


Figura 3.47 Resultados en parámetros S (dB) de la simulación EM del acoplador híbrido tipo *Branch Line* para el rango de frecuencias en 824 a 849 MHz

Fuente: “Elaboración Propia”

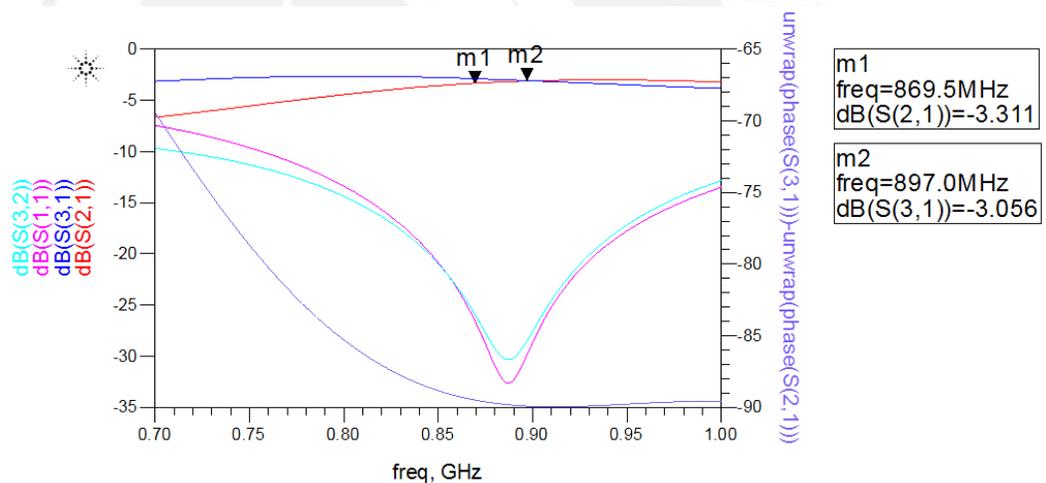


Figura 3.48 Resultados en parámetros S (dB) de la simulación EM del acoplador híbrido tipo *Branch Line* para el rango de frecuencias en 869 a 894 MHz

Fuente: “Elaboración Propia”

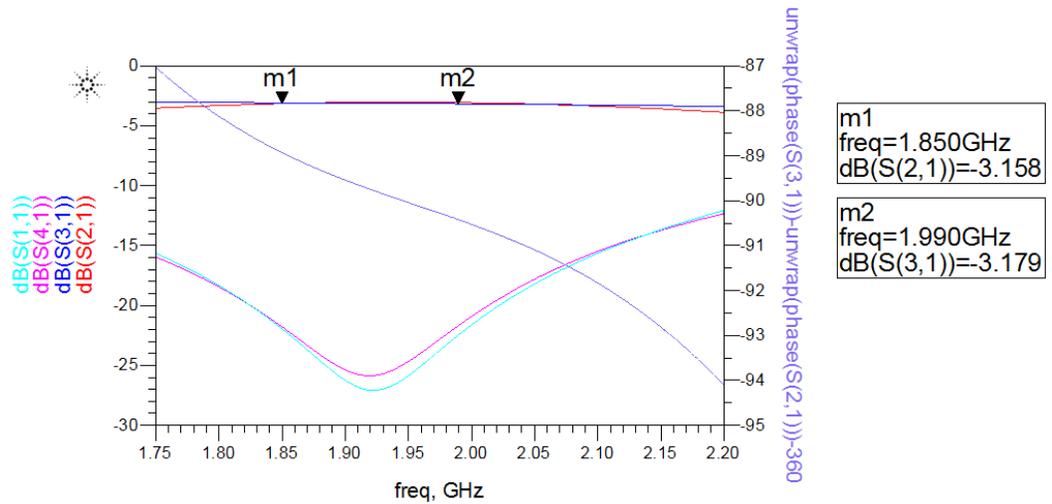


Figura 3.49 Resultados en parámetros S (dB) de la simulación EM del acoplador híbrido tipo *Branch Line* para el rango de frecuencias en 1850 a 1990 MHz

Fuente: “Elaboración Propia”

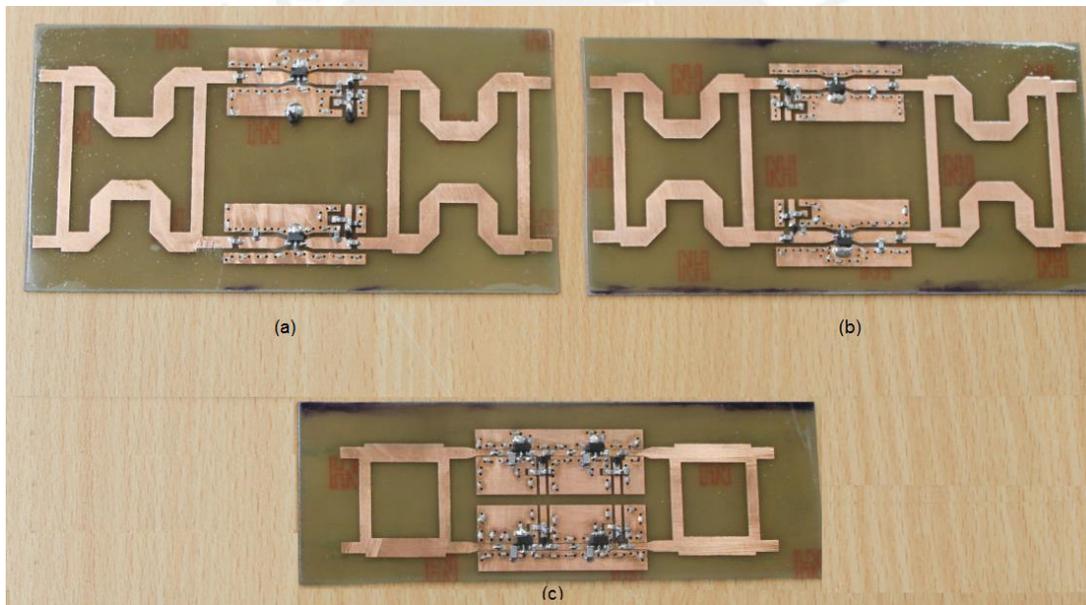


Figura 3.50 Amplificadores de potencia balanceados para las bandas de frecuencia en 824-849 MHz (a), 869-894 MHz (b) y 1850-1990 MHz (c).

Fuente: “Elaboración Propia”

Como se aprecia en las tarjetas implementada, para los amplificadores balanceados que operaran en las bandas de 850 MHz, solo se requerirán de dos transistores debido a que cada uno de estos tienen una ganancia cercana a 10 dB; sin embargo, el amplificador balanceado que trabajara en la banda de 1900 MHz, requerirá de cuatro transistores con sus respectivas redes

de acoplamiento, pues cada uno tiene una ganancia cercana a los 5 dB; por lo que se necesitan más elementos activos para llegar a aprovechar el conjunto de amplificadores.

Finalmente, con los amplificadores de potencia balanceados ya implementados, se procede a realizar la evaluación de los parámetros S por medio del analizador de redes vectoriales, a fin de determinar si cumplen con sus objetivos de diseño. Estos resultados se aprecian en las figuras 3.51, 3.52 y 3.53.

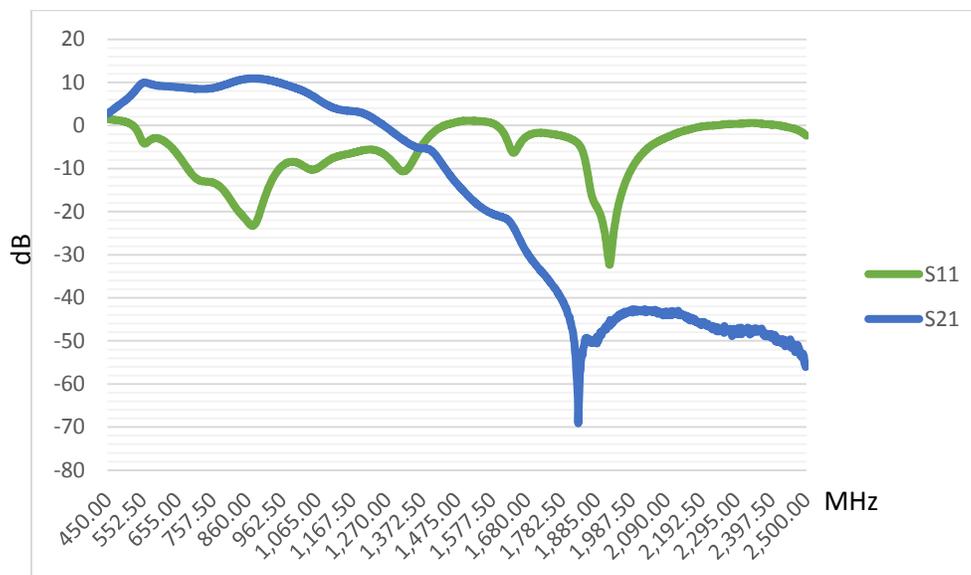


Figura 3.51 Evaluación en parámetros S del amplificador de potencia balanceado optimizado para el rango de frecuencias en 824 a 849 MHz

Fuente: "Elaboración Propia"

Como se observa en las figuras 3.51, 3.52 y 3.53, la ganancia para las bandas de 850 MHz se encuentra cercana a los 10 dB y en el caso de la banda de 1900 MHz, se encuentra alrededor de los 9 dB, por los dos transistores de más que utiliza. El parámetro más importante de evaluación es el de la potencia de retorno, como se aprecia en ambas graficas el factor S11 (potencia de retorno) tiene un valor muy bajo y óptimo para dichas bandas de interés, con lo que se ve justificado el uso de este tipo de arquitecturas. Además, gracias a la implícita combinación de potencia en la estructura, se puede llegar a tener una potencia de salida cercana a los 2 Watt, pese a que el límite de cada transistor es solo 1 Watt.

Para mayor detalle sobre los resultados en parámetros S de todos los amplificadores implementados en esta sección, revisar la relación de anexos N° 7 al 15.

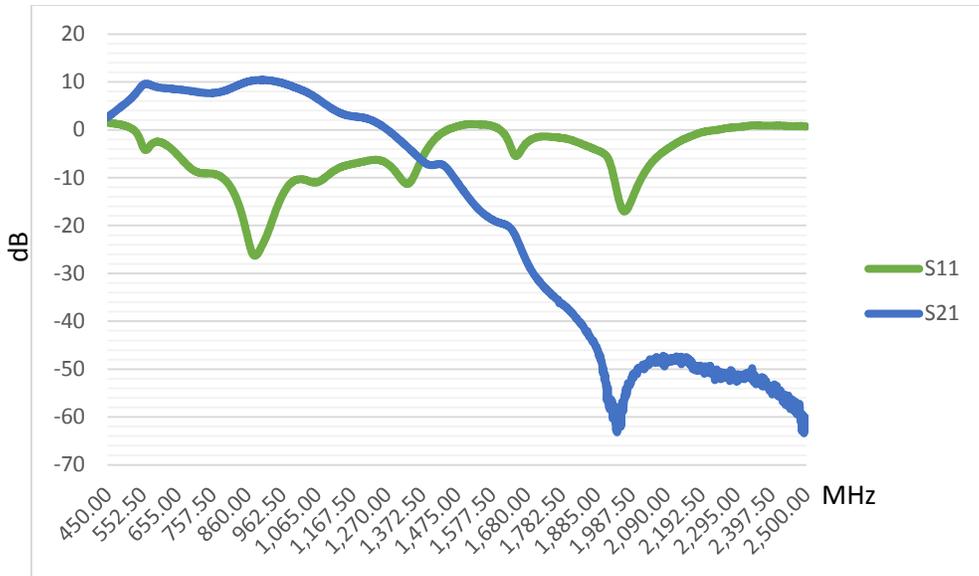


Figura 3.52 Evaluación en parámetros S del amplificador de potencia balanceado optimizado para el rango de frecuencias en 869 a 894 MHz

Fuente: "Elaboración Propia"

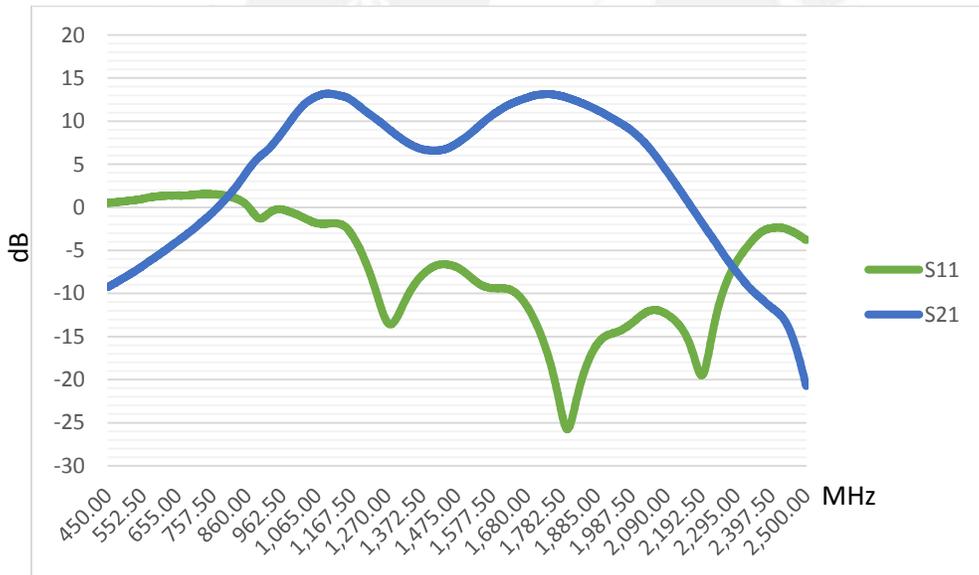


Figura 3.53 Evaluación en parámetros S del amplificador de potencia balanceado optimizado para el rango de frecuencias 1850-1990 MHz (c).

Fuente: "Elaboración Propia"

### 3.4. Implementación de Antenas Selectivas para las Bandas de Frecuencia en 850 MHz y 1900 MHz

En el sistema planteado no se incluyen filtros de RF que permitan controlar el contenido espectral que ingresa y sale del sistema; por ello, se utilizarán antenas selectivas que permitan regular el ingreso y salida de frecuencias pertenecientes a las bandas de 850 MHz y 1900 MHz para los canales de radio en *Uplink* y *Downlink*.

Las antenas que se utilizarán son las de tipo parche rectangulares, cuyas características se explicaron en la sección 2.3.1. Estas antenas se caracterizan por su ancho de banda angosto, por su sencilla topología y por tener una ganancia de 6 dBi aproximadamente. Para el modelado e implementación de estas antenas se tendrá mucho en consideración la experiencia empírica que se tiene en diseño, construcción y evaluación.

Para comenzar, se deben determinar las bandas de frecuencia en las que se desea operar, las características del sustrato que se empleará en la construcción y la longitud de la inserción que se necesita para el acoplamiento; por ello, con ayuda del LineCal de ADS y pruebas empíricas de la respuesta de la antena de parche a diferentes dimensiones. Se establece la tabla 3.5 con las dimensiones que requiere cada antena.

Tabla 3.5 Dimensiones y Características de las antenas de parche rectangulares

Rango de frecuencias a cubrir (MHz)	Frecuencia Central (MHz)	Longitud del parche metálico(mm)	Sustrato dieléctrico a utilizar	Permitividad del sustrato dieléctrico	Espesor del sustrato (mm)	Ancho del parche metálico	Longitud de inserción (mm)
824-849 MHz	836.5 MHz	86.1	Fibra de vidrio	4.3	6	86.3	17.85
869-894 MHz	881.5 MHz	79.41	Fibra de vidrio	4.3	6	86.3	11
1850-1910 MHz	1880 MHz	37.2	Fibra de vidrio	4.3	4.5	48.55	6
1930-1990 MHz	1960 MHz	35.55	Fibra de vidrio	4.3	4.5	48.55	3

Fuente: "Elaboración Propia"

Las antenas de parche suelen tener un ancho de banda muy limitado; por ello, dado que se necesita por los menos cubrir una banda de UL o DL, se aplica una técnica para aumentar el ancho de banda de operación que consiste en aumentar el espesor del sustrato dieléctrico; esto quiere decir, a mayor altura del sustrato se tendrá una mayor rango de frecuencias en resonancia.

En lo que respecta al uso de inserciones como alimentación de señal de RF, esta técnica nos permite controlar adecuadamente el acoplamiento de la antena; por ello, se opta por utilizarla pese al complejo proceso de sintonización que involucra.

Aplicando las dimensiones mostradas en la tabla 3.5 y considerando una línea de alimentación de 3 mm de ancho y 3 mm de separación para la inserción dentro del parche, se implementa las antenas que se muestran en la figura 3.54.

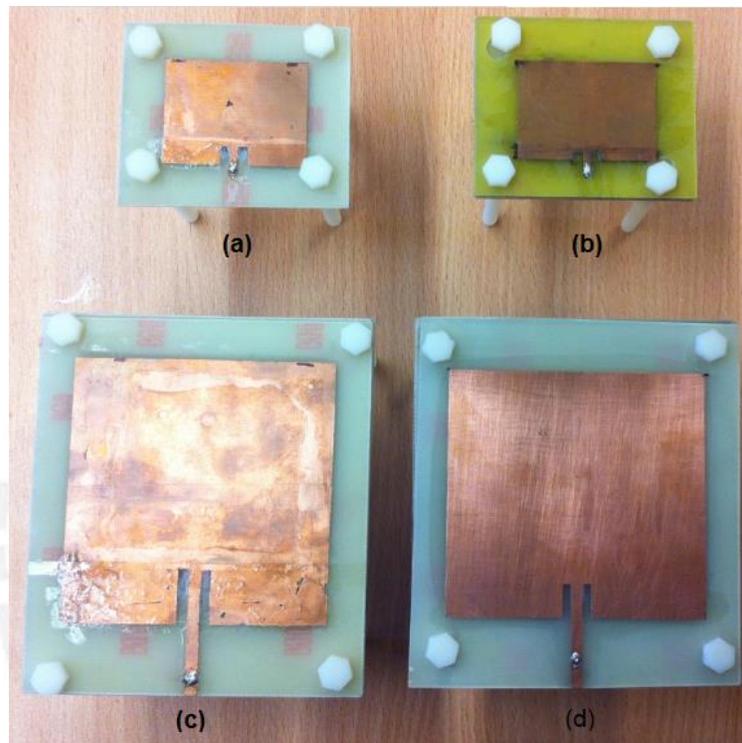


Figura 3.54 Antenas de parche rectangulares implementadas para las bandas de 1900 MHz-UL (a), 1900 MHz-DL (b), 850 MHz-UL (c) y 850 MHz-DL (d)

Fuente: "Elaboración Propia"

Para poder obtener un sustrato de un grosor superior al comercial, lo que se hizo fue juntar varios sustrato de fibra de vidrio de 1.5 mm de espesor con ayuda de tornillos de plástico para lograr que estos en conjunto funcionaran como un sustrato solo, tal como se observa en la figura 3.55. Vale recalcar que se debe tener mucho cuidado de evitar dejar espacios o gaps de aire, ya que estos influyen en la permitividad total del dieléctrico afectando la resonancia de la antena.

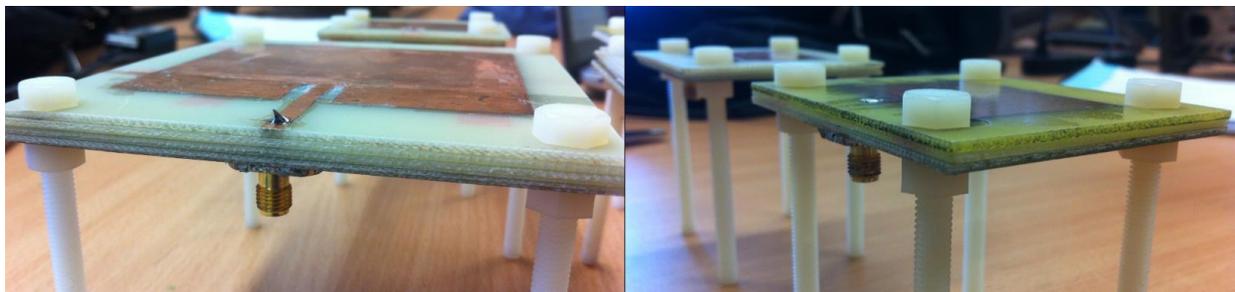


Figura 3.55 Unión de varios sustratos dieléctricos mediante tornillos de nylon como técnica para ampliar el ancho de banda en una antena de parche.

Fuente: “Elaboración Propia”

Finalmente, con las antenas implementadas se procede a evaluar el coeficiente de reflexión a la entrada de la antena para determinar el ancho de banda de operación. Este coeficiente de reflexión será evaluado mediante la relación de potencia de retorno respecto a la potencia incidente, también conocido como parámetro S11, teniendo en consideración que el rango de operación es aquel donde el S11 (dB) sea menor a -10 dB. Las mediciones de este parámetro se muestran en la figuras 3.56 y 3.57.

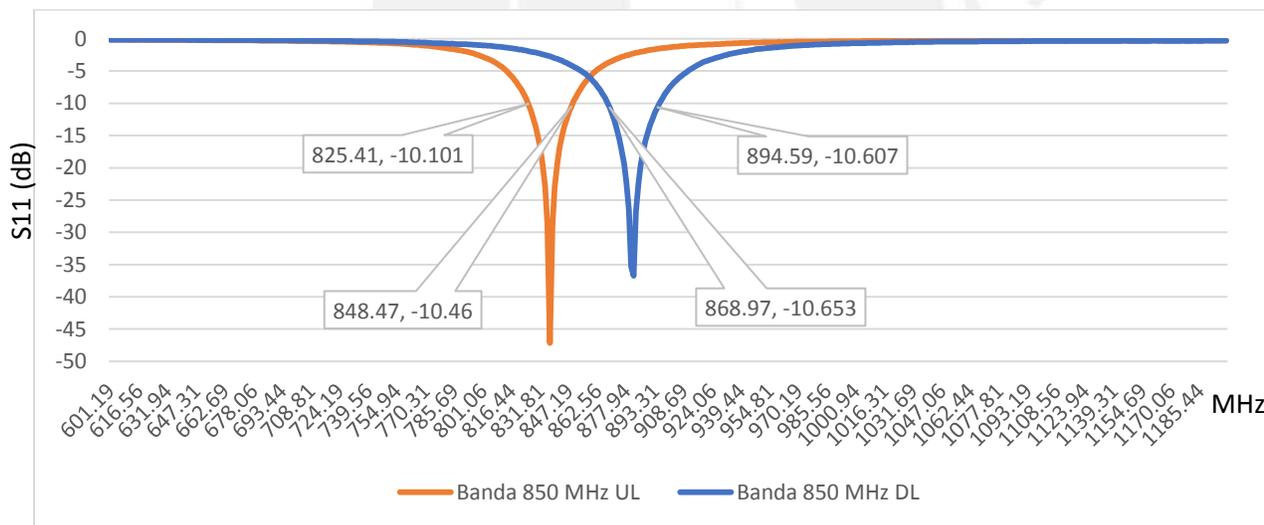


Figura 3.56 Medición del ancho de banda para antenas de parche selectivas que operan en las bandas de 850 MHz-UL (Naranja) y 850 MHz-DL (Azul)

Fuente: “Elaboración Propia”

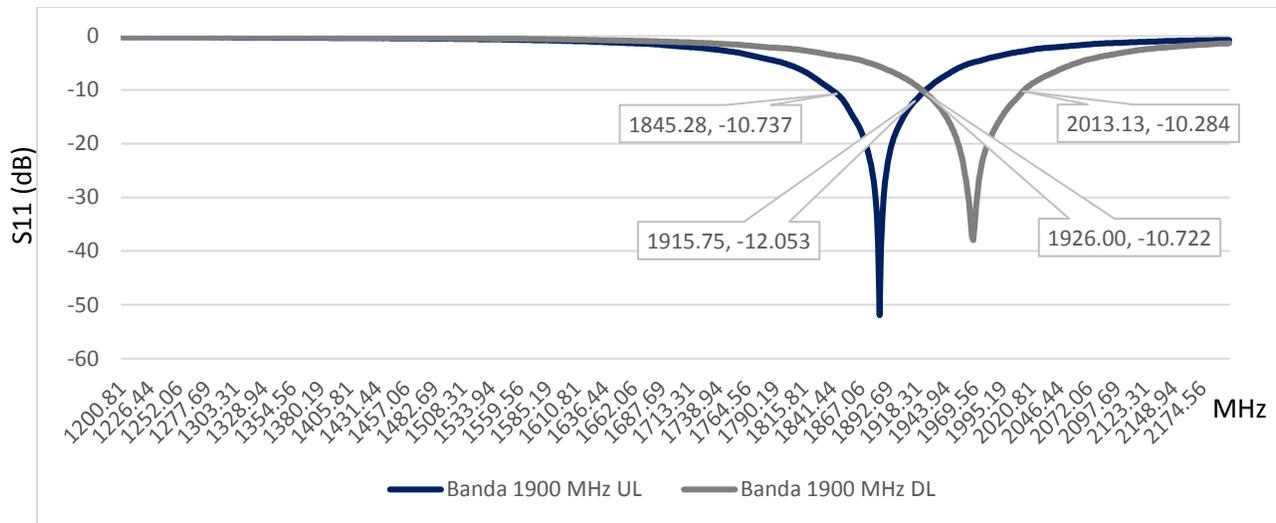


Figura 3.57 Medición del ancho de banda para antenas de parche selectivas que operan en las bandas de 1900 MHz-UL (Azul) y 850 MHz-DL (Plomo)

Fuente: “Elaboración Propia”

Con las mediciones se corrobora que las cuatro antenas implementadas tienen un comportamiento selectivo para las bandas de UL y DL, que les permitirá aislar las frecuencias en las que no les corresponda operar. Además, permitirá mejorar el aislamiento entre la red de amplificación de UL y DL, presentes en el sistema propuesto.

## **Capítulo 4**

### **PRUEBAS Y RESULTADOS**

En el capítulo 3 se realizó toda la ingeniería del proyecto que consistía en el diseño, implementación y evaluación de los componentes principales del sistema. Ahora, con la corroboración del correcto funcionamiento de todos los elementos activos y pasivos, se procede a utilizar todos estos en conjunto, como un sistema.

Este capítulo se centrará en la implementación final del sistema, en base al diagrama de flujos y a la topología mostrada en las figura 3.1 y 3.2, y los resultados finales luego de un proceso de evaluación en el espectro de frecuencias. Esta evaluación se realizará en las etapas internas del sistema y en las señales que salen de la antena hacia el ambiente radioeléctrico. Todo esto con el fin de analizar el comportamiento de las portadoras y el manejo de potencia de las señales EM.

#### **4.1. Implementación de la Etapa de Amplificadores en Paralelo para aplicar Combinación de Potencia RF**

En la sección teórica, se explicó los beneficios de utilizar el esquema de combinación de potencia en amplificadores para poder obtener una mayor potencia de salida, entre otros beneficios más;

por ello, se procederá a implementar dicha topología con el fin de entregar una adecuada potencia a los amplificadores de potencia balanceados que se encuentran a la salida del sistema.

Para la implementación de esta etapa, se requiere de amplificadores de media potencia (MA), dado que no generan mucha potencia a disipar y generan bajos niveles de corriente en la polarización. Dentro de todos los amplificadores construidos en la sección 3.1.2, se opta por utilizar el MA HMC589ST89E; ya que, tiene una ganancia superior a los 15 dB.

Adicionalmente, se requiere de un divisor de varias secciones para la distribución y respectiva combinación de potencia; por ello, se utilizará el divisor Wilkinson de 1 a 8 que opera en banda ancha implementado en la sección 3.2.1.

Utilizando estos elementos en conjunto, se procede a implementar la etapa de combinación de potencia, dando como resultado la tarjeta que se muestra en la figura 4.1.

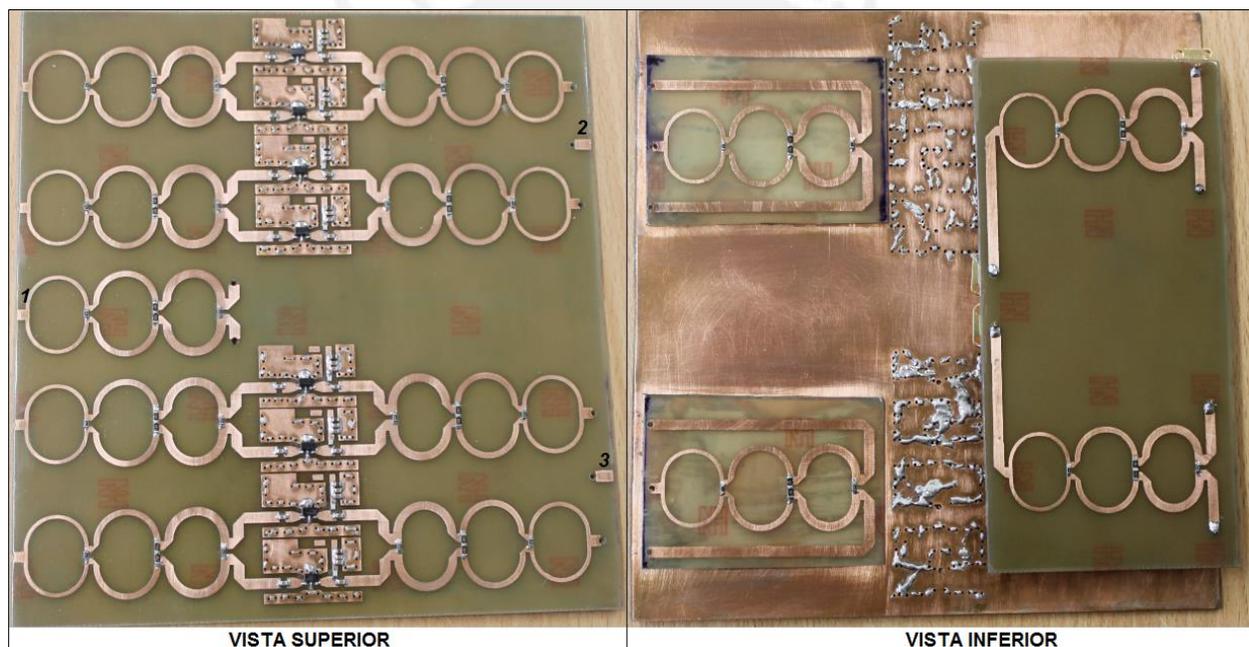


Figura 4.1. Vista superior e inferior de la etapa de combinación y distribución de potencia que opera en banda ancha

Fuente: "Elaboración Propia"

Como se observa en la gráfica, esta red se construyó a partir de divisores de potencia en banda ancha, considerando un óptimo uso del espacio, y ocho amplificadores de media potencia (MA). Esta tarjeta tiene un puerto de entrada (1) y dos puertos de salida (2 y 3). Por el puerto 1, deberían ingresar señales de RF de las bandas de 850 MHz y 1900 MHz, previamente elevadas en

magnitud por amplificadores LNA y MA, y luego de un proceso de combinación se debería distribuir la potencia hacia los puertos 2 y 3 donde irán conectados los amplificadores balanceados HMC453ST89E de las banda de 850 MHz y 1900 MHz acorde con la topología que se mostró en la figura 3.2. Esta etapa tendrá el fin de entregar a los puertos 2 y 3 como máximo 23 dBm, sin necesidad de saturar los transistores y generando un bajo nivel de potencia para los armónicos y productos de intermodulación.

#### **4.2. Evaluación en el Espectro de Frecuencias de las Etapas que conforman el Sistema**

Se empezará a evaluar cada sección de la red de amplificación mediante el uso de un analizador de espectros, con el fin de evaluar la intensidad de potencia y pureza espuria en el puerto de salida luego de la inyección de una señal de RF.

Previo al inicio de la evaluación, se detectó un problema en relación al ambiente radioeléctrico que afectaba el estudio del sistema, el cual se comentará a continuación: debido a las dimensiones de las líneas de transmisión usadas en la tarjetas, existía una alta sensibilidad frente a las señales de RF que están presentes en la mayor parte de ambientes en exteriores e interiores; por ejemplo las portadoras de servicio móvil; cuando se empieza a evaluar la red de amplificación, se logra observar que las señales presentes en 850 MHz y 1900 MHz del ambiente se insertan en las líneas de transmisión y se comportan como señales espurias de considerable magnitud que afectan el proceso de amplificación y, si no se controlan, podrían dañar los elementos activos del sistema. Para solucionar este problema y comenzar con un adecuado proceso de evaluación se tienen dos opciones: la primera, diseñar una estructura metálica que cubra totalmente el sistema para evitar la inserción de señales EM; la segunda, buscar un ambiente de evaluación donde no exista la presencia de señales de RF o que su nivel sea mínimo.

Para este proyecto de tesis, se optó por buscar un ambiente donde las señales de RF en el ambiente sean mínimas o no existan. Lo idóneo, para este tipo de evaluaciones, sería realizar las mediciones dentro de una cámara anecoica, pero, dado que no se tiene acceso a una, se decidió realizar todo el trabajo en el tercer sótano del pabellón A de la Pontificia Universidad Católica del Perú. Este escenario de evaluación se muestra en la figura 4.2 junto con los equipos a utilizar. Dada su ubicación, no se tienen lecturas de señales EM que se encuentren dentro del rango de 400 MHz a 2.5 GHz.

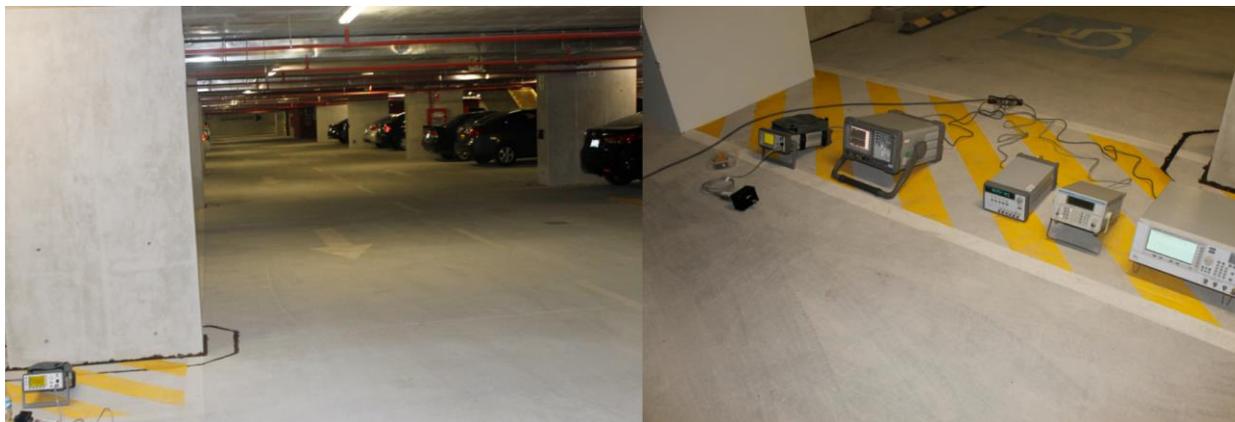


Figura 4.2 Escenario de evaluación y equipos a utilizar en el proceso de medición

Fuente: “Elaboración Propia”

Una vez establecida el área de trabajo se inicia con el proceso de evaluación: primero, se procede a la evaluación de un amplificador de bajo nivel de ruido HMC374 inyectando una señal con un nivel de potencia de -90 dBm a 850 MHz. En la figura 4.3 se aprecia la respuesta en frecuencia, donde se observa un tono con una intensidad de potencia en -76,46 dBm, lo cual tiene correlación con la ganancia esperada de aproximadamente 15 dB.

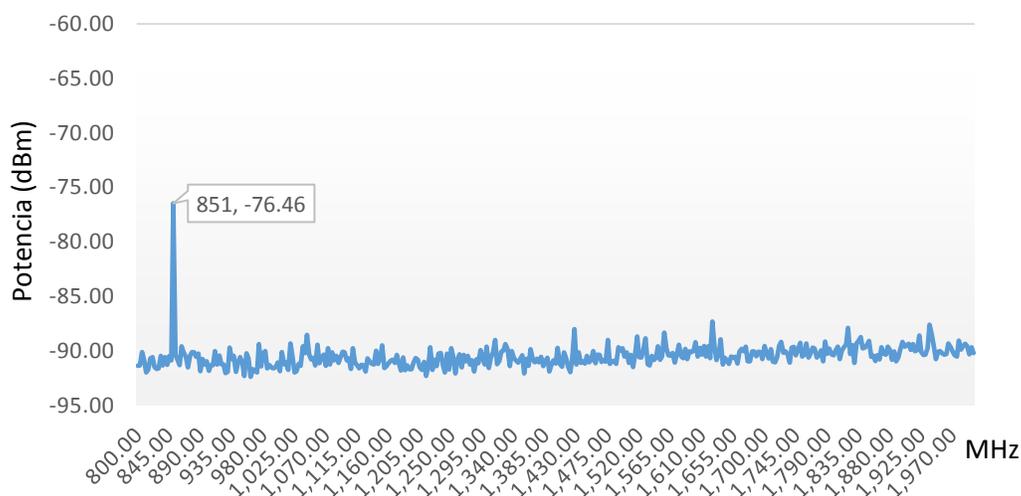


Figura 4.3 Evaluación de un LNA HMC374 en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm)

Fuente: “Elaboración Propia”

A continuación se muestra la salida en potencia para dos LNAs en serie con un tono de entrada de intensidad de potencia igual a -90 dBm, donde la señal de salida se ve amplificada a -63.94 dBm y no se observa la presencia de señales espurias.

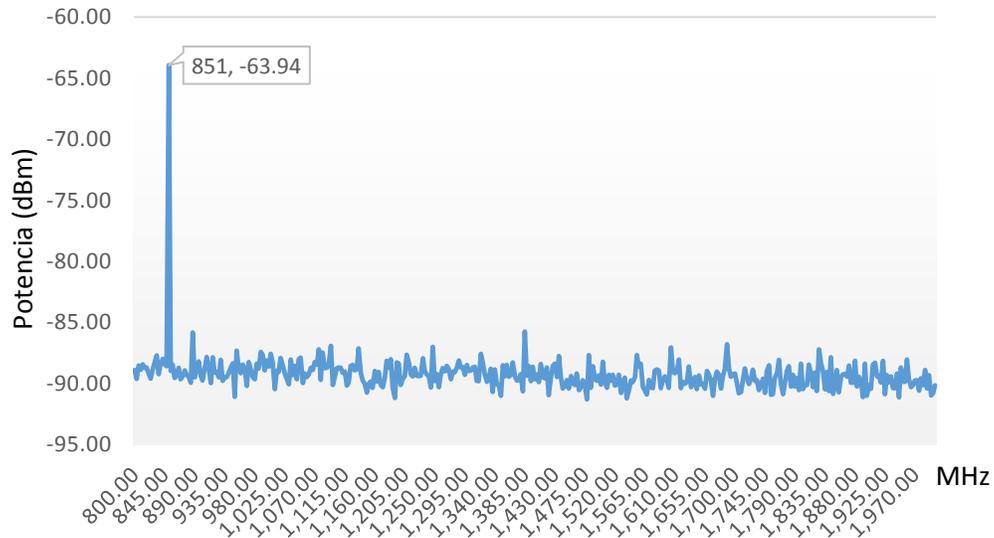


Figura 4.4 Evaluación de dos LNA HMC374 en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm)

Fuente: "Elaboración Propia"

Se procede a evaluar el amplificador de media potencia HMC589ST89E insertando una señal a 848 MHz de -40 dBm. Acorde con la medición que se muestra en la figura 4.5, se aprecia una ganancia de 20 dB que aparecen armónicos, pero en bandas que no son de interés y a más de 40 dB de diferencia del tono primario.

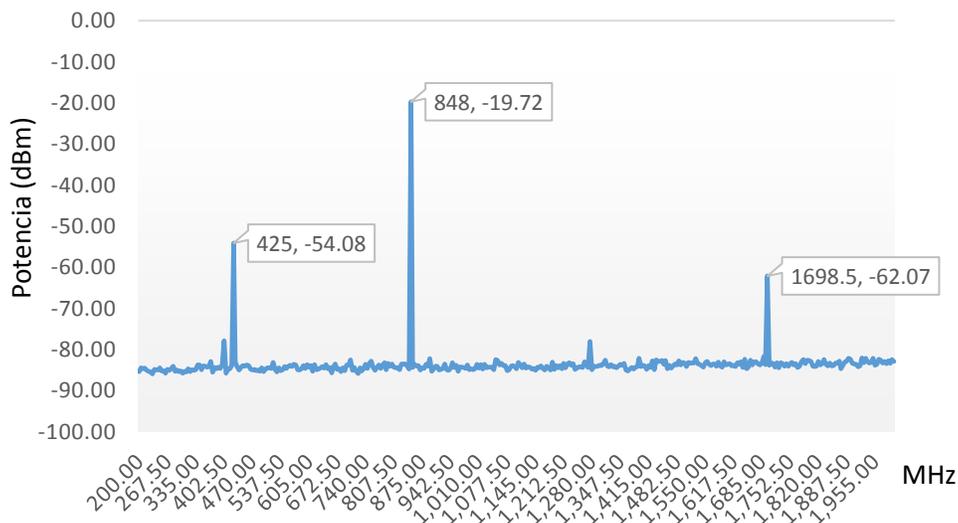


Figura 4.5 Evaluación de un MA HMC589ST89E en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm)

Fuente: "Elaboración Propia"

A continuación, en la figura 4.6, se muestra la respuesta del amplificador de media potencia HMC580ST89E en condiciones similares que el HMC589ST89E, donde se observa una

respuesta parecida al amplificador mencionado con una ganancia de 18 dB y una notable superioridad frente a los armónicos.

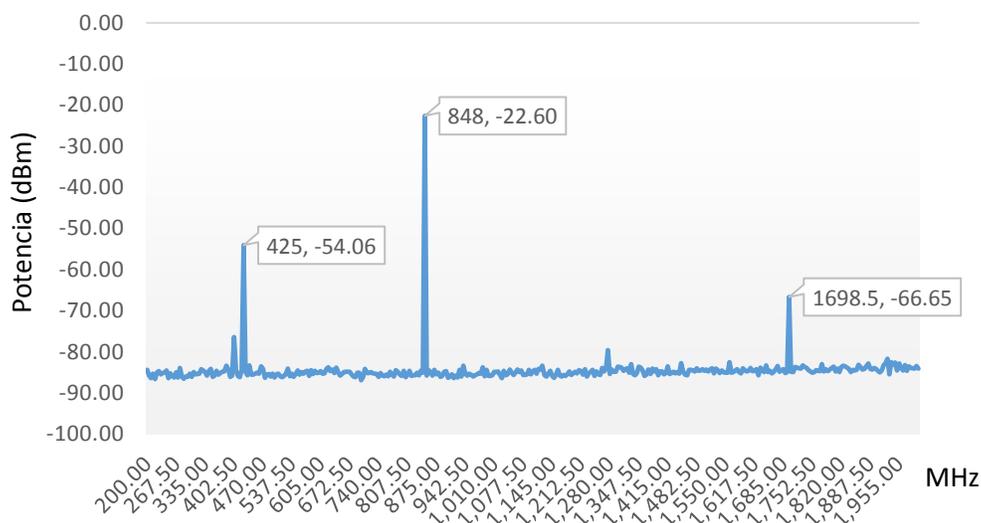


Figura 4.6 Evaluación de un MA HMC580ST89E en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm)  
Fuente: “Elaboración Propia”

De igual forma que para los amplificadores HMC589ST89E y HMC580ST89E, en la figura 4.7 se muestra la respuesta para el amplificador de la misma categoría modelo ADL5536, donde se confirma que tiene una ganancia aproximada de 19 dB.

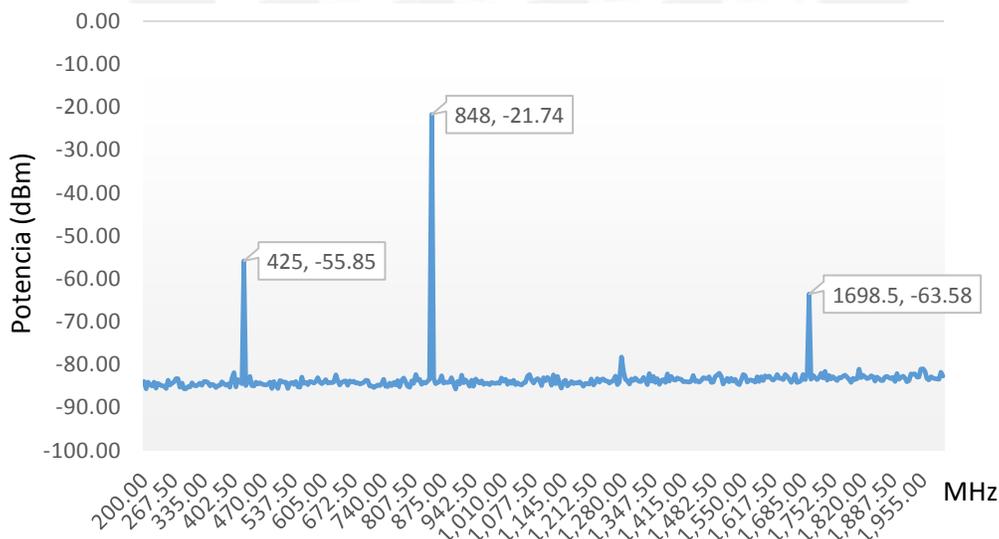


Figura 4.7 Evaluación de un MA ADL5536 en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm)  
Fuente: “Elaboración Propia”

Una vez analizados los amplificadores de bajo ruido y media potencia, se procede a determinar los amplificadores en serie que se ubicarán en la primera etapa de amplificación, y que manejarán

señales de bajo nivel de magnitud, entre -80 a -70 dBm; para este cometido, se planteará el uso de tres LNAs y dos MAs en serie con el fin de hacer más notorio el nivel tono primario en comparación al resto de armónicos que aparecerán producto de las no linealidades en el sistema. El orden de los amplificadores desde el puerto de entrada sería el siguiente: tres HMC374, un ADL5536 y un HMC850ST89e. Se puede tomar de referencia al escenario y la forma de evaluación que se muestra en la figura 4.8.

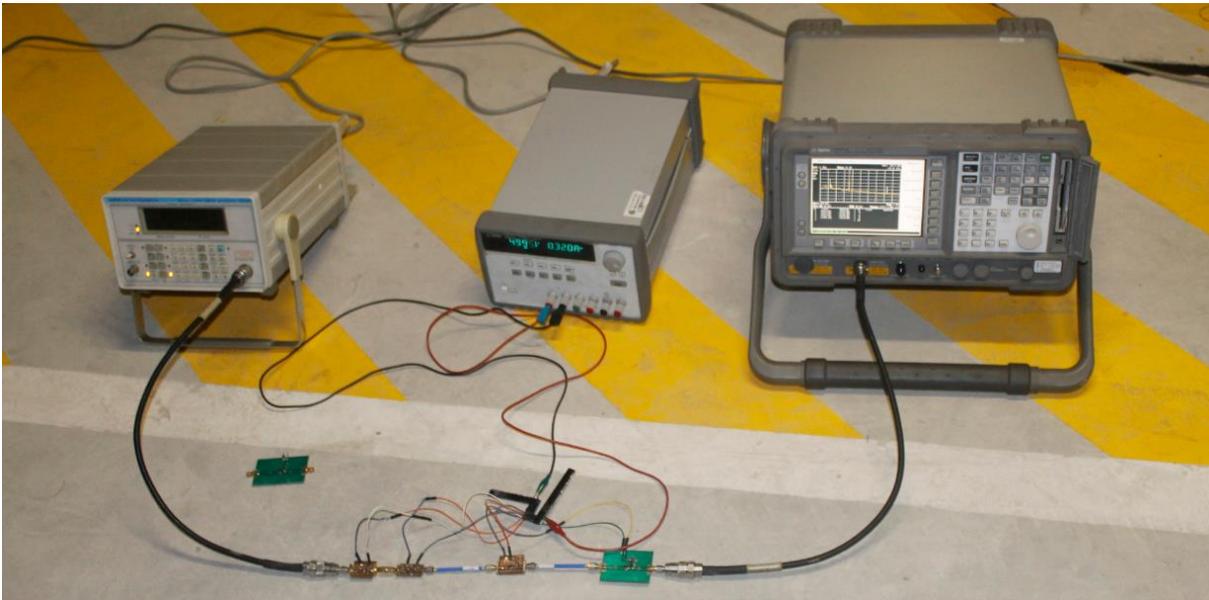


Figura 4.8. Evaluación de los amplificadores de entradas LNA y MA para el énfasis de una señal débil.

Fuente: "Elaboración Propia"

Producto de la combinación de componentes mencionada se tiene la respuesta en intensidad de potencia de la figura 4.9 para una señal de entrada a 850 MHz con un nivel de potencia de alrededor de -66 dBm. Como puede apreciarse, el piso de ruido se incrementa en forma decreciente con el aumento de frecuencia, esto debido a los distintos amplificadores por los que atraviesa y que, por ser un amplificador de banda ancha, su ganancia va decayendo a mayores frecuencias. Sin embargo, el tono primario se mantiene muy superior con respecto al piso de ruido, los armónicos y productos de intermodulación presentes a lo largo de este proceso.

Hasta el momento, se tiene una ganancia total de alrededor de 80 dB y se observa que la pureza del ambiente de señales espurias y ruido es aceptable, ya que las bandas de interés no se ven tan afectadas y aún es posible diferenciar portadoras dentro de las bandas de interés.

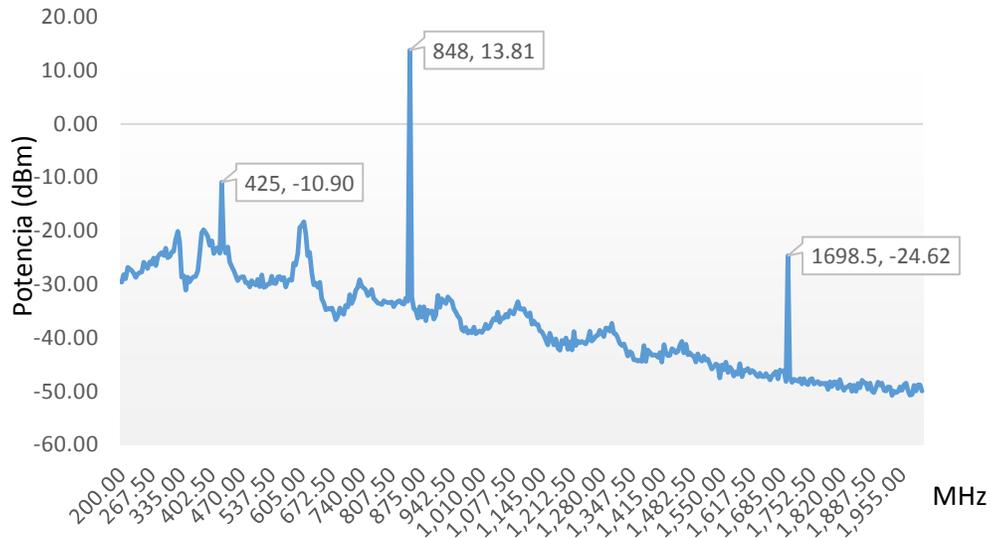


Figura 4.9 Evaluación de la red de amplificadores de entrada en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm)

Fuente: "Elaboración Propia"

Una vez establecido la red de amplificadores en serie para la entrada, ahora se procede a añadir la etapa de combinación de potencia implementada al inicio del capítulo. A partir de ese punto se empieza a trabajar con un alto nivel de potencia, que podría superar un Watt, que será entregado al equipo de medición; por ello, se utilizará un atenuador de 30 dB a la entrada del analizador de espectros a fin de protegerlo. Esto cambiará la medición de la pureza espectral de las señales electromagnéticas, ya que a todo lo registrado se le debe aumentar entre 30 a 31 dB, según la banda de frecuencia de operación, para así poder estimar el valor real de potencia que se tiene a la entrada del analizador.

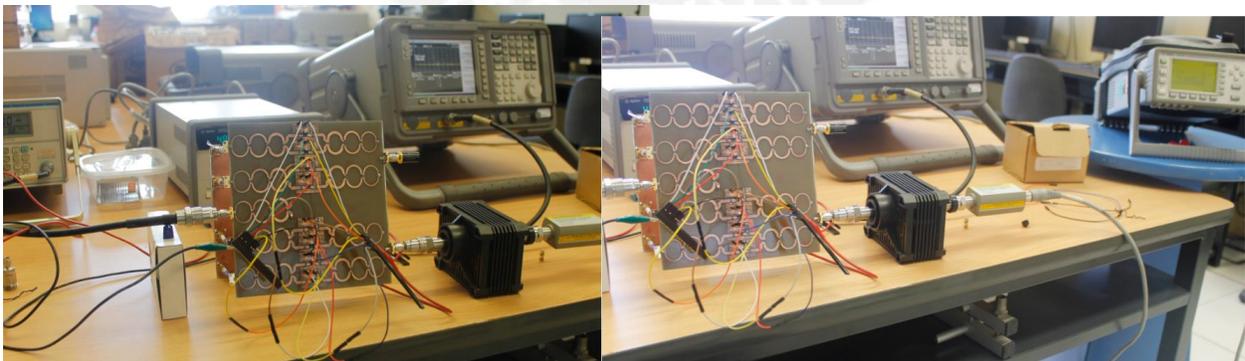


Figura 4.10 Escenario de evaluación de la etapa de combinación de potencia considerando un atenuador de 30 dB

Fuente: "Elaboración Propia"

Considerando el uso del atenuador en el proceso de medición, se procede a evaluar la etapa activa de combinación de potencia, este proceso de medición se muestra en la figura 4.10.

Para lograrlo, se inyecta una señal en 1900 MHz con un nivel de potencia de -25 dBm y un tono en 850 MHz con una potencia igual a -33 dBm. Esto se realiza con el fin de evaluar el proceso de distribución y combinación de señales EM, y la intensidad de los armónicos y productos de intermodulación que se generarían por la interacción de ambos tonos. Considerando la suma de 30.5 dB para la banda en 850 MHz y 31 dB para la banda de 1900 MHz, valores determinados por previa evaluación de las pérdidas del atenuador, se determinan los resultados que se presentan en la figura 4.11.

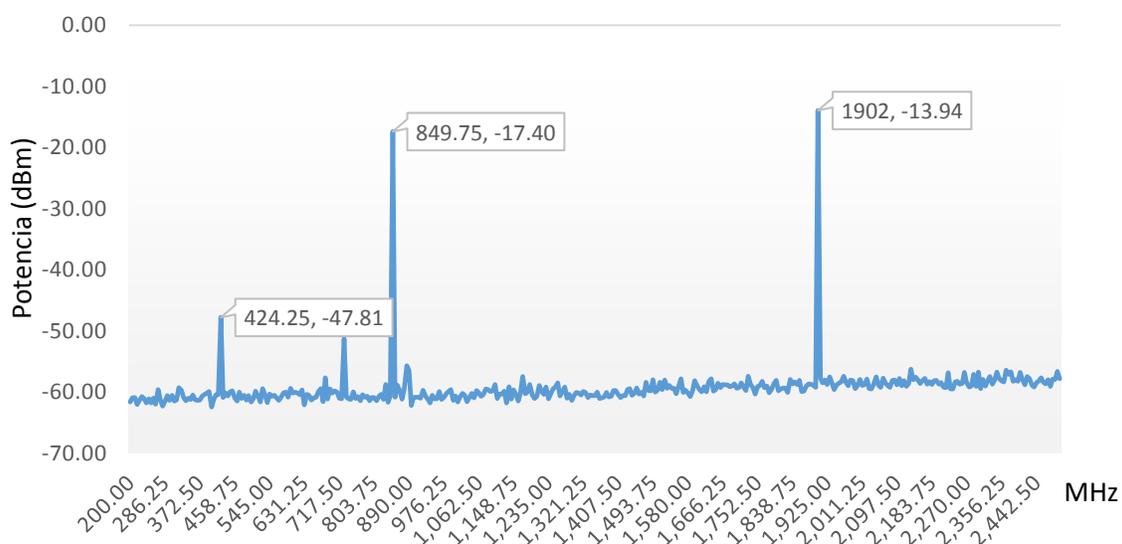


Figura 4.11 Evaluación de la etapa de combinación de potencia en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm)

Fuente: "Elaboración Propia"

A partir de estos resultados, se puede establecer que los niveles de los productos de intermodulación no son muy críticos, esto por el tipo de amplificador utilizado (MA con alto nivel de IP3) y por el nivel de potencia con el que se está realizando el proceso de evaluación. Además, se observa que la ganancia en el puerto de salida de 850 MHz es cercana a 16 dB y en el de 1900 MHz es de 11.5 dB, debido a las pérdidas propias de los divisores de potencia y porque se descuenta 3 dB por las dos salidas que tiene el sistema (una para la banda de 850 MHz y otra para 1900 MHz). Sin embargo, como se mencionó en la sección 4.1, el principal beneficio de esta sección es la capacidad de poder manejar altos niveles de potencia a la salida (mayor a 1 Watt).

Una vez establecido la óptima operación de esta etapa activa y ya habiendo determinado en el capítulo 3 las ganancias y pérdidas de retorno de los amplificadores de potencia balanceados, se procede a evaluar el comportamiento de la etapa de combinación de potencia junto a cada amplificador balanceado, según como se aprecia en la figura 4.12.

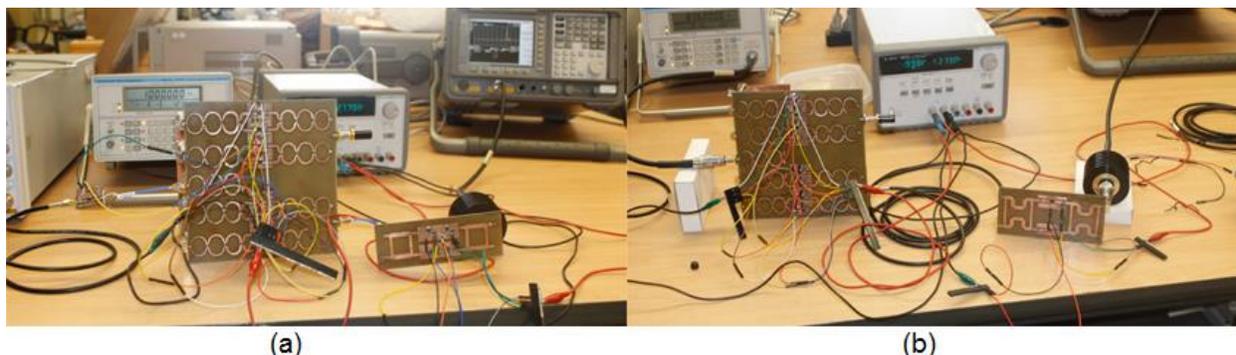


Figura 4.12 Escenario de evaluación de la etapa de combinación de potencia junto al amplificador de potencia balanceado en 1900 MHz (a) y 850 MHz (b)

Fuente: “Elaboración Propia”

Luego del proceso de evaluación de la sección de combinación de potencia junto a los amplificadores balanceados que operan en los rangos de frecuencia en 824 a 849 MHz y 869 a 894 MHz, se obtienen los resultados que se muestran en las figuras 4.13 y 4.14, para cada caso de evaluación considerando una potencia de entrada de 10 dBm.

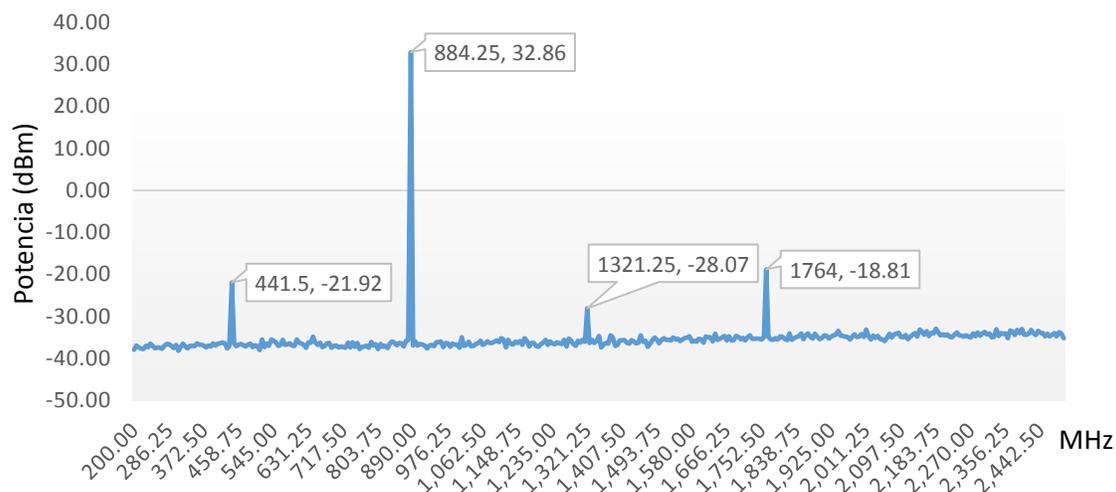


Figura 4.13 Evaluación de la etapa de combinación de potencia junto al amplificador de potencia balanceado en 884 MHz en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm)

Fuente: “Elaboración Propia”

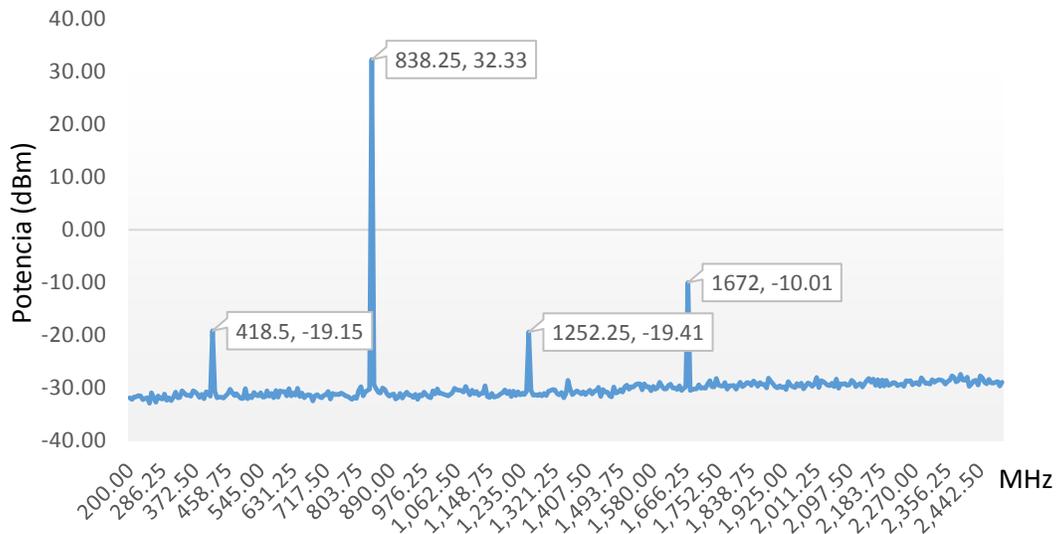


Figura 4.14 Evaluación de la etapa de combinación de potencia junto al amplificador de potencia balanceado en 838 MHz en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm)  
Fuente: "Elaboración Propia"

Como se aprecia en las gráficas 4.13 y 4.14, para ambas redes de amplificación se logra obtener una potencia de salida cercana a los 33 dBm (2 Watts); sin embargo, sacando un balance de potencia, se logra deducir que se tiene un ganancia total aproximada de 23 dB, cuando lo esperado era 25 dB, Esto se produce debido a que a mayor manejo de potencia en los transistores se genera una ligera caída de ganancia. Pese a ello, se establece que estas etapas activas están preparadas para manejar la potencia deseada en la banda de 850 MHz.

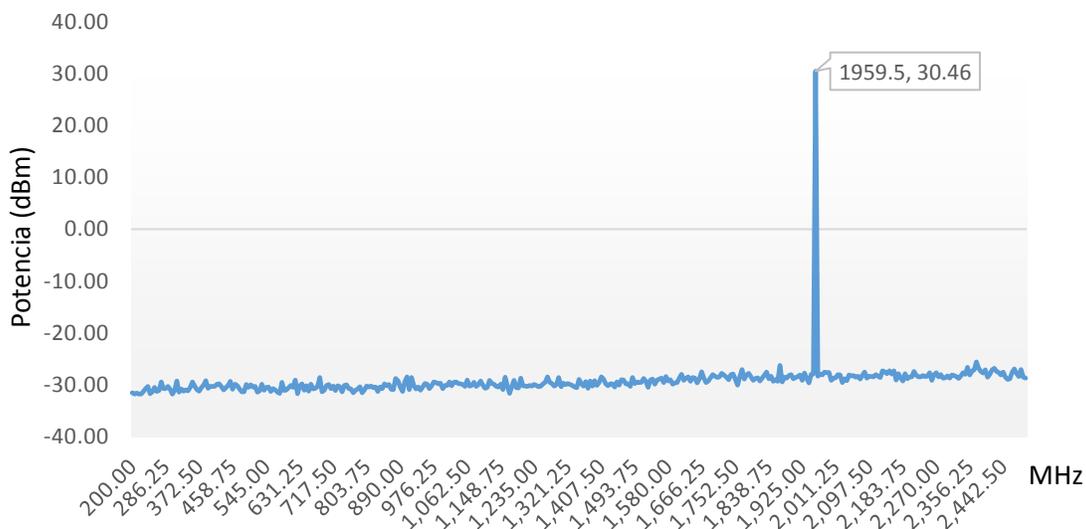


Figura 4.15 Evaluación de la etapa de combinación de potencia junto al amplificador de potencia balanceado en 1960 MHz en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm)  
Fuente: "Elaboración Propia"

De forma similar, se evalúa la red de amplificación para un tono en la banda de 1900 MHz, insertando una potencia de 11 dBm. Con este nivel de potencia a la entrada de las dos etapas de amplificación se obtiene la respuesta en potencia de la figura 4.15, donde se aprecia un adecuado comportamiento de los niveles de productos de intermodulación y una salida en potencia cercana a 30.5 dBm (1.12 Watts), con lo que se tiene una ganancia total de 19.5 dB. Con ello, se aprueba su uso como red de amplificación para la banda de 1900 MHz.

#### 4.3. Evaluación final del sistema de ampliación de cobertura celular

Ya establecido el correcto funcionamiento de las etapas activas del sistema propuesto, se procede a implementar toda la red de amplificación del sistema en conjunto según como se aprecia en la figura 4.16, que toma de referencia la arquitectura planteada al inicio del capítulo 3 en la figura 3.2.

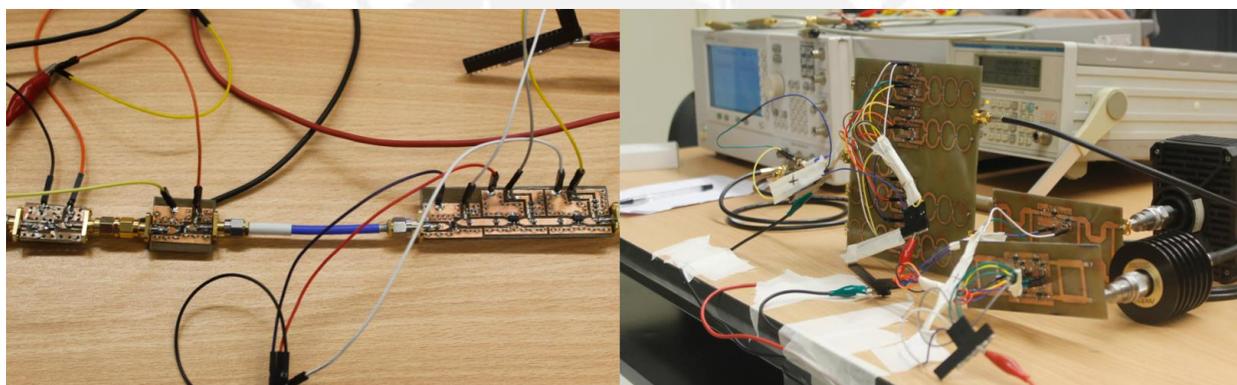


Figura 4.16 Red de amplificación conjunta para las bandas de frecuencia en 850 MHz y 1900 MHz

Fuente: "Elaboración Propia"

Para este propósito, se deben insertar dos portadoras de las bandas de frecuencia de 850 MHz y 1900 MHz a la entrada del sistema, específicamente, se utilizarán dos tonos con frecuencias de 850 MHz y 1900 MHz. Para esta prueba, la primera portadora (850 MHz) tendrá un nivel de potencia de -66 dBm y la segunda (1900 MHz) -44 dBm. Se trabajará con estos valores de potencia debido a que no se cuenta con más amplificadores implementados, pero bastaría con agregar un MA del modelo ADL5536 para operar con señales a la entrada del rango de -80 a 70 dBm en ambas bandas de frecuencias.

Ambos tonos son insertados al sistema y luego se procede a analizar sus respectivas salidas. En el caso de la salida diseñada para operar la banda de 850 MHz se tiene la medición en potencia

que se muestra en la figura 4.17 y para la otra salida (banda 1900 MHz) se obtiene la respuesta de la figura 4.18.

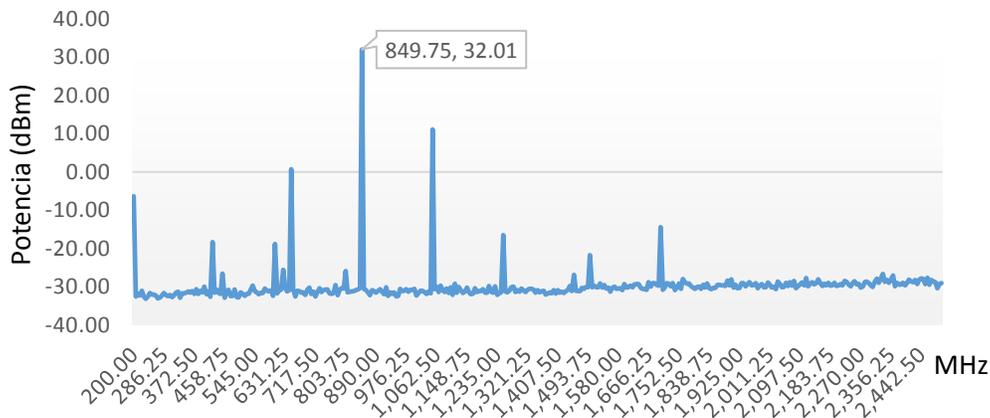


Figura 4.17 Evaluación del sistema de ampliación de cobertura celular en la salida correspondiente a la banda de 850 MHz en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm)

Fuente: "Elaboración Propia"

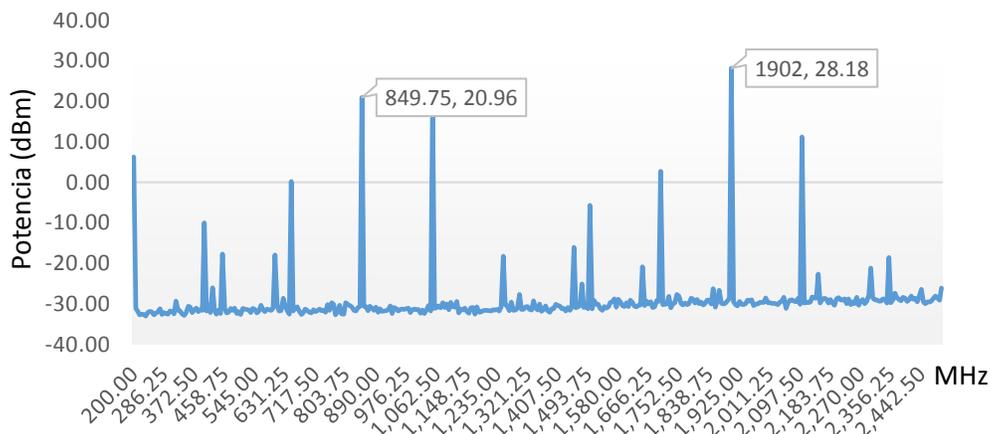


Figura 4.18 Evaluación del sistema de ampliación de cobertura celular en la salida correspondiente a la banda de 1900 MHz en frecuencia (MHz) vs Potencia (dBm)

Fuente: "Elaboración Propia"

Debido a que las portadoras atraviesan un considerable número de componentes activos, se produce una combinación de señales interferentes y productos de intermodulación, lo que justifica por qué se observa una salida en frecuencia considerablemente contaminada de señales no generadas al inicio. Además, el hecho de que el sistema no cuenta con una óptima red de filtros de RF/microondas aumenta el nivel de presencia de estas señales dañinas. Sin embargo, pese a tener una salida en frecuencia contaminada de señales espurias y armónicas igual se

podría seguir trabajando con el sistema, ya que por lo que se observa ninguna señal no deseada afecta las bandas de frecuencia de interés y además la incorporación de antenas selectivas limitaría la emisión de las mismas al ambiente radioeléctrico.

Finalmente, se incorporaría las antenas selectivas implementadas en la sección 3.4 al sistema de RF a fin de evaluar cómo se comporta el sistema implementado en el ambiente de RF. La incorporación de las antenas al sistema se muestra en la figura 4.19.



Figura 4.19 Escenario de evaluación del sistema de ampliación celular, incorporando dos antenas selectivas de las bandas de frecuencia en 850 MHz y 1900 MHz.

Fuente: "Elaboración Propia"

Considerando portadoras en 896 MHz y 1920 MHz y el mismo nivel de potencia de origen que en la medición previa, se empezará a irradiar a través ambas antenas implementadas. Se utilizará un analizador de espectros con una antena de banda ancha como receptor, con el fin de poder evaluar el comportamiento las señales EM emitidas al ambiente de RF.

En la figura 4.20, se observa las mediciones del ambiente radioeléctrico realizadas por el analizador de espectros, en el momento en que el sistema de ampliación celular se encuentra emitiendo. Se puede apreciar que las señales espurias que aparecieron a la salida del sistema se han visto notoriamente minimizados por efecto de las antenas selectivas, solo algunos armónicos cercanos a las bandas de interés han tenido una atenuación más baja que el resto debido a estar cerca del rango de operación de las antenas de parche. Por propiedades básicas de las señales EM, a mayor frecuencia la atenuación de la onda va a ser mayor en el medio de propagación; por ello, se aprecia que la señal EM en 896 MHz tiene una intensidad de potencias

más notable que la de 1920 MHz, considerando también que tuvo mayor potencia a la salida del sistema (cercana a 2 Watts).

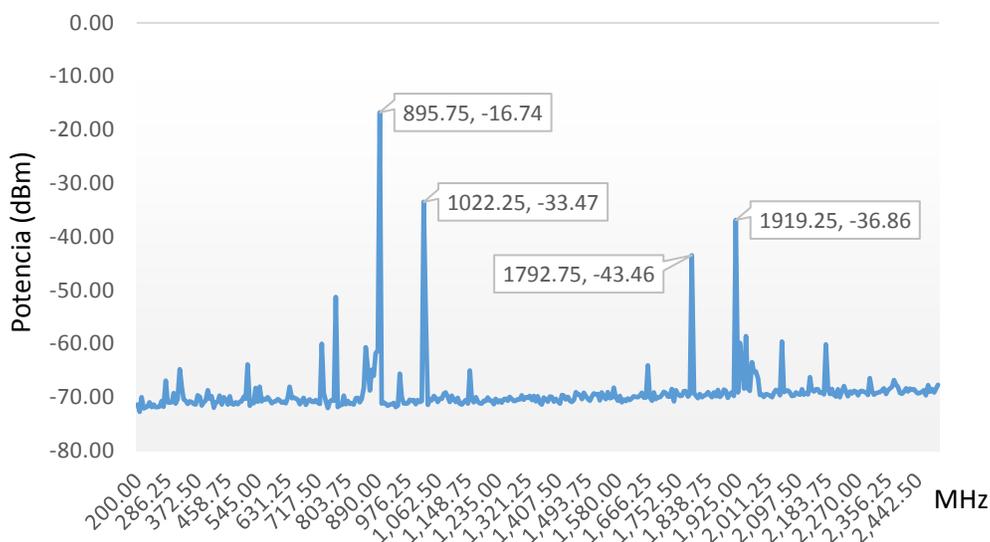


Figura 4.20 Medición en potencia (dBm) del ambiente de RF para el rango de frecuencia desde 200 MHz a 2.5 GHz

Fuente: "Elaboración Propia"

A partir de esta medición se establece que el sistema está preparado para cumplir con su objetivo de ampliar la cobertura celular a partir de una señal débil de RF en UL o DL que ingresaría por una antena de recepción, con un nivel de potencia entre -80 a -70 dBm, Para que el sistema este operativo se tendría que modelar una arquitectura igual a la evaluada para que opere en el otro canal radioeléctrico, UL o DL, según como se planteó en el diagrama de flujos de la figura 3.1.

Otro parámetro importante a considerar en la implementación del sistema es el aislamiento entre las antenas; para ello, es necesario seguir las recomendaciones del ITU-R M.2244 "*Isolation between antennas of IMT base stations in the land mobile service*", donde se plantean los siguientes puntos que permitirán tener un alto nivel de aislamiento entre las etapas de transmisión y recepción. Los puntos más importantes se mencionarán a continuación:

- ✓ Utilizar diferentes rangos de frecuencia de operación para las antenas en los canales radioeléctricos de UL y DL.
- ✓ Combinar polarización lineal +/- 45 grados entre antenas de UL y DL, para obtener polarización cruzada y minimizar la potencia transferida entre ellas.

- ✓ Aplicar una determinada lejanía entre antenas en el eje horizontal y vertical para optimizar el aislamiento entre canales de UL y DL.
- ✓ Variar la inclinación y azimut de las antenas de UL y DL para dirigir los lóbulos de la antena hacia direcciones donde se minimice la interferencia entre las mismas.

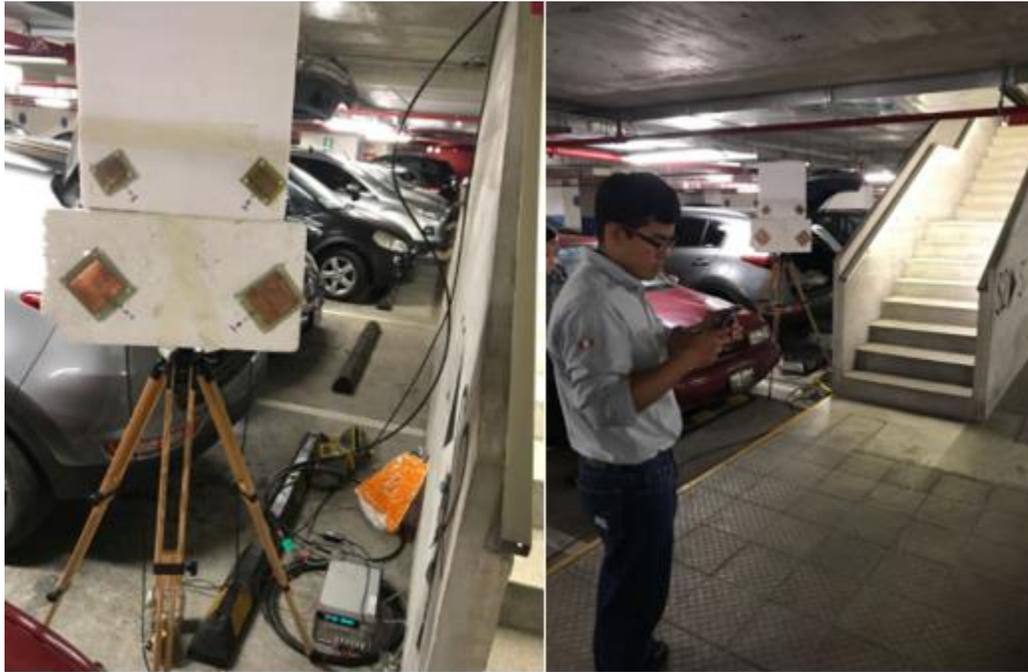


Figura 4.21 Pruebas de nivel de potencia de recepción en móviles en un ambiente sin cobertura móvil.

Fuente: "Elaboración Propia"

Como prueba adicional, se procedió a instalar el sistema de amplificación en DL en un ambiente sin cobertura móvil, según como se observa en la figura 4.21, localizado en el aula de Ciencias e Ingeniería de la PUCP, con el fin de evaluar la respuesta de móviles al interactuar con el cambio de niveles de potencia en el espectro.

Se aprecia que en un punto donde el nivel de señal era nula, se logró un leve incremento del nivel de RSSI percibido por el móvil de la señal entregada por las estaciones bases del exterior. Este resultado puede ser apreciado en la siguiente figura 4.22



Figura 4.21 Nivel de potencia de RSSI en móvil en un ambiente sin cobertura móvil con el sistema de amplificación activo (1) y sin la presencia del mismo (2).

Fuente: “Elaboración Propia”

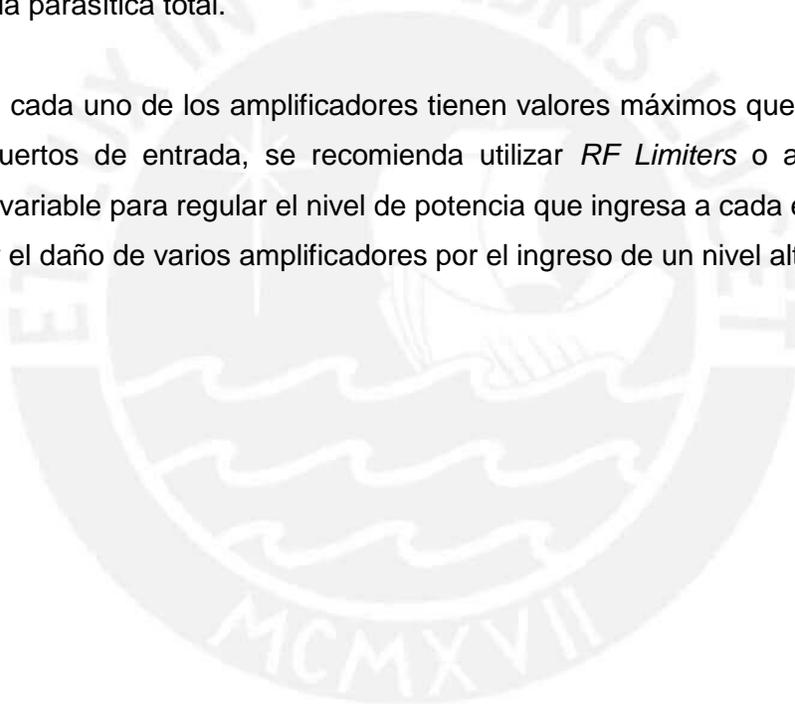
En este proyecto de tesis se logró implementar y evaluar, siguiendo los procesos adecuados que involucra la ingeniería, las etapas principales de un sistema basado en una red de elementos pasivos y activos que pudiesen operar con señales débiles en magnitud. Como una aplicación práctica de este sistema, se podría implementar para ampliar la cobertura del servicio móvil en un área que carezca de ella como los distintos poblados rurales que por su ubicación geográfica no cuentan con este servicio.

## Conclusiones

- 1) Se diseñó e implementó un sistema de ampliación de cobertura celular para la bandas de 850 MHz y 1900 MHz, obteniéndose una potencia de salida de 1.5 W para el enlace de bajada en la banda de 850 MHz y 0.657 W para la banda de 1900 MHz.
- 2) Se simuló e implementó un amplificador de microondas de bajo ruido con una ganancia promedio de 11 dB, una figura de ruido igual a 1.5 dB y una pérdida de retorno mínima de 5 dB para las bandas de 850 MHz y 1900 MHz.
- 3) Se desarrolló amplificadores de microondas de media potencia con una ganancia promedio de 18 dB y una pérdida de retorno mayor a 10 dB para las bandas de 850 MHz y 1900 MHz. Así mismo, se implementó un esquema de división y combinación de potencia con divisores Wilkinson de 1 a 8, lo cual permitió incrementar la potencia de estos amplificadores de 19 dBm a 25 dBm en la banda de 850 MHz y 20.5 dBm en la banda de 1900 MHz.
- 4) Se implementó amplificadores de potencia de microondas con una potencia de salida  $P_{1dB}$  de 1 W para las bandas de 850 MHz y 1900 MHz, una ganancia de 5 dB en banda 1900 MHz y 10 dB en banda 850 MHz, y una pérdida de retorno superior a los 10 dB. Además, se construyó un esquema de amplificadores balanceados, utilizando estos amplificadores, consiguiéndose una potencia de salida de 2 W con una pérdida de retorno de 18 dB en la banda de 850 MHz y 13 dB en la banda de 1900 MHz.
- 5) Se simuló y construyó antenas parches con un ancho de banda de 25 MHz para los canales de subida/bajada en la banda de 850 MHz, y un ancho de banda de 70 MHz para los canales de subida/bajada en la banda de 1900 MHz. Estos anchos de banda representan una mejora del 60% en comparación con una antena parche convencional, debido al aumento del espesor del dieléctrico y la longitud del puerto de inserción al parche.

## **Recomendaciones**

- 1) Para el proceso de diseño de los amplificadores se recomienda utilizar componentes de montaje de proveedores que brinden los respectivos kits de diseño que incluyen las mediciones del comportamiento EM de cada uno de los elementos discretos que tienen en venta.
- 2) Se recomienda utilizar un alto número de puentes (*via holes*) en las placas de tierra con el fin de minimizar la inductancia parasítica que genera cada puente. A mayor número de puentes, las inductancias de cada uno se sumarán en paralelo, obteniendo así una menor inductancia parasítica total.
- 3) Dado que cada uno de los amplificadores tienen valores máximos que pueden soportar en sus puertos de entrada, se recomienda utilizar *RF Limiters* o amplificadores de ganancia variable para regular el nivel de potencia que ingresa a cada etapa del sistema y prevenir el daño de varios amplificadores por el ingreso de un nivel alto de potencia.



## Bibliografía

- [1] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION (ITU)  
2016 *ICT Facts and Figures 2016*. Geneva: International Telecommunication Union.  
<https://www.itu.int/en/ITU-D/Statistics/Documents/facts/ICTFactsFigures2016.pdf>
- [2] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION (ITU)  
2016 *La UIT pública las cifras de 2016 de las TIC*. Geneva: International Telecommunication Union.  
<https://www.itu.int/es/mediacentre/Pages/2016-PR30.aspx>
- [3] INSTITUTO NACIONAL DE ESTADISTICAS E INFORMATICA (INEI)  
2017 *Estadísticas de las Tecnologías de Información y Comunicación en los Hogares. Enero - Febrero - Marzo 2017* [Informe]. Lima.  
[https://www.inei.gob.pe/media/MenuRecursivo/boletines/02-informe-tecnico-n02\\_tecnologias-de-informacion-ene-feb-mar2017.pdf](https://www.inei.gob.pe/media/MenuRecursivo/boletines/02-informe-tecnico-n02_tecnologias-de-informacion-ene-feb-mar2017.pdf)
- [4] GALPERIN Hernán y Judith MARISCAL  
2007 *Oportunidades Móviles: Pobreza y Telefonía Móvil en América Latina y el Caribe* [Reporte]. Lima: Dialogo Regional de Sociedad de la Información (DIRSI).  
[http://dirsi.net/sites/default/files/dirsi\\_07\\_MO\\_reg\\_es\\_0.pdf](http://dirsi.net/sites/default/files/dirsi_07_MO_reg_es_0.pdf)
- [5] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION (ITU)  
2013 *“Teléfonos móviles: ya son casi 7.000 millones ¿Tenemos casi todos un teléfono?”*. En *ITU News*. Consulta: 15 de mayo de 2017.  
<https://itunews.itu.int/es/3780-Telefonos-moviles-ya-son-casi-7000-millones-br-Tenemos-casi-todos-un-telefono.note.aspx>
- [6] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION (ITU)  
2016 *Key ICT indicators for developed and developing countries and the world (totals and penetration rates). 2005 al 2016*. En *ITU*. Consulta: 15 de mayo de 2017.  
[https://www.itu.int/en/ITU-D/Statistics/Documents/statistics/2016/ITU\\_Key\\_2005-2016\\_ICT\\_data.xls](https://www.itu.int/en/ITU-D/Statistics/Documents/statistics/2016/ITU_Key_2005-2016_ICT_data.xls)
- [7] OPORTO Daniel  
2013 *“Innovaciones móviles en zonas rurales”*. En *La Razón*. Consulta: 15 de mayo de 2017  
[http://www.la-razon.com/opinion/columnistas/Innovaciones-moviles-zonas-rurales\\_0\\_1819018090.html](http://www.la-razon.com/opinion/columnistas/Innovaciones-moviles-zonas-rurales_0_1819018090.html)
- [8] E-AGRICULTURE ORG  
s/f *“La telefonía móvil en las áreas rurales”*. En *E-Agriculture ORG*. Consulta: 17 de mayo de 2017  
<http://www.e-agriculture.org/es/la-telefon%C3%ADa-m%C3%B3vil-en-%C3%A1reas-rurales>

- [9] PADILLA Jhon  
s/f *Propagación por canales móviles* [Diapositiva]. Consulta: 17 de mayo de 2017.  
<http://jpadilla.docentes.upbbga.edu.co/moviles/4%20%20PROPAGACION%20POR%20CANALES%20MOVILES.pdf>
- [10] VELARDE Edgard  
s/f *Bandas en 850 MHz y 1900 MHz* [Diapositiva]. Consulta 18 de mayo de 2017.
- [11] ISLA Ronny  
2013 *“4G LTE en Perú: Fabricantes traerán Smartphones compatibles con la nueva banda”*. En *El Comercio*. Consulta 18 de mayo de 2017.  
<http://archivo.elcomercio.pe/economia/peru/4g-lte-peru-fabricantes-traeran-smartphones-compatibles-nueva-banda-noticia-1601429>
- [12] ISLA Ronny  
2014 *“4G LTE de Claro: Lo que tienes que saber sobre este servicio”*. En *El Comercio*. Consulta 18 de mayo de 2017.  
<https://elcomercio.pe/paginas/4g-lte-claro-tienes-servicio-321661>
- [13] HAYT William y John BUCK  
2006 *Teoría Electromagnética*. Séptima edición. México: MacGraw-Hill.
- [14] ULABY Fawwa  
2007 *Fundamentos de aplicaciones en electromagnetismo*. Quinta edición. México: Pearson Prentice Hall
- [15] HONG Jia-Sheng y M. J. LANCASTER  
2001 *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. Nueva York: John Wiley & Sons, Inc.
- [16] POZAR David  
2011 *Microwave Engineering*. Cuarta edición. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc.
- [17] YARLEQUE Manuel  
2008 *RF Power Amplifiers for Wireless Communication*. Tesis de doctorado en Ingeniería Eléctrica. Leuven: Universidad Católica de Leuven, Facultad de Ingeniería, Departamento de Ingeniería Eléctrica (ESAT), ESAT TELEMIC.
- [18] GONZALEZ Guillermo  
1984 *Microwave Transistor Amplifier Analysis and Design*. Nueva Jersey: Prentice-Hall, INC.
- [19] KIM Ernie  
2001 *“Microwave Amplifiers”*. Material del curso de *RF & Microwave Engineering*. San Diego: Universidad de San Diego.  
<http://home.sandiego.edu/~ekim/e194rfs01/rfamp.pdf>
- [20] NASSIRI A.  
2010 *Power Dividers and Couplers* [Diapositiva]. Consulta: 22 de junio de 2017.

<http://uspas.fnal.gov/materials/10MIT/Lecture8.pdf>

- [21] THUMN Manfred y Werner WIESBECK  
s/f *Microwave Branches and Couplers* [Diapositiva]. Consulta: 22 de junio de 2017
- [22] AIGNER Robert  
2008 *“SAW and BAW Technologies for RF Filter Applications: A Review of the Relative Strengths and Weaknesses”*. Ultrasonics Symposium, 2008. IUS 2008. IEEE.
- [23] AICHELE David y Matthew POULTON  
2009 *“Next-Generation, GaN-based Power Amplifiers for Radar Applications”*. MPD Microwave Product DIGEST.  
[https://www.rfmw.com/data/RFMD\\_Aichele\\_GaNPAs\\_Jan09\\_MPD.pdf](https://www.rfmw.com/data/RFMD_Aichele_GaNPAs_Jan09_MPD.pdf)
- [24] ANTONIO Marcos y Richard DEMO  
2008 *“On the Influence of a CDMA Cellular Repeater in the Capacity of a Donor Base Station”*. Wireless Communication Systems. 2008. ISWCS '08. IEEE International Symposium
- [25] EDWALL Marcus  
2008 *Low-Noise Amplifier Design and Optimization*. Tesis de maestría en Ingeniería Eléctrica. Luleå: Universidad Tecnológica de Luleå, Departamento de Ciencias de la Computación e Ingeniería Eléctrica, División EISLAB.
- [26] MANDUJANO Anita  
2014 *Diseño de un Amplificador RF para Comunicaciones Celulares con Parámetros S*. Tesis de licenciatura en Ciencias e Ingeniería con mención en Ingeniería Electrónica. Lima: Pontificia Universidad Católica del Perú, Facultad de Ciencias e Ingeniería.
- [27] BERENS Logan  
2012 *Design, Analysis, and Construction of an Equal Split Wilkinson Power divider*. Tesis de maestría en ciencias con mención en Electrónica y Telecomunicaciones. Wisconsin: Universidad Marquette.
- [28] WHITAKER Jerry  
2002 *The RF Transmission Systems Handbook*. California: CRC Press.
- [29] HITTITE MICROWAVE CORPORATION  
2010 *“Broadband Biasing of Amplifier”*. En *Analog*. Consulta: 5 de julio de 2017.  
[http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/Broadband\\_Biasing\\_of\\_Amplifiers\\_v00p1112.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/Broadband_Biasing_of_Amplifiers_v00p1112.pdf)
- [30] CARTER John y Joseph MCGOWAN  
1975 *Power Dividing and Combining Techniques for Microwave Amplifiers*. Patente US3928806 en Estados Unidos. Consulta: 5 de julio de 2017.  
<https://docs.google.com/viewer?url=patentimages.storage.googleapis.com/pdfs/US3928806.pdf>
- [31] BALANIS Constantine

- 2005 *Antenna Theory: Analysis and Design*. Tercera Edición. Nueva Jersey: John Wiley & Sons, Inc.
- [32] ALSAGER Ahmed
- 2011 *Design and Analysis of Microstrip Patch Antenna Arrays*. Tesis de maestría en ciencias con mención en Ingeniería Eléctrica-Comunicación y Procesamiento de Señales. Borås: Universidad de Boras, Escuela de Ingeniería.
- [33] VELAPATIÑO Marco
- 2012 *Diseño de una Antena Microstrip para el Rango de Frecuencias de 824 MHz a 1990 MHz*. Tesis de licenciatura en Ciencias e Ingeniería con mención en Ingeniería de las Telecomunicaciones. Lima: Pontificia Universidad Católica del Perú, Facultad de Ciencias e Ingeniería.
- [34] RUBIO Juan
- 2009 *Diseño de Elemento Radiante de Banda Ancha para una Antena Reconfigurable en Comunicaciones por Satélite y Móviles*. Tesis para optar por el título de Ingeniero de Telecomunicación. Madrid: Universidad Autónoma de Madrid, Escuela Politécnica Superior.
- [35] MARTÍNEZ Elizabeth y Leonardo HERNÁNDEZ
- 2007 *Diseño de un Sistema de Antena Impresa para Sistemas de Comunicaciones*. Tesis para optar por el título de Ingeniero Electrónico. Ciudad de México: Universidad Autónoma Metropolitana, División de Ciencias Básicas e Ingeniería Unidad Iztapalapa.
- [36] TZUNG-WERN Chiou y Kin-Lu WONG
- 2003 "A Compact Dual-Band Dual-Polarized De parche Antenna for 900/1800 MHz Cellular Systems". IEEE Transactions on Antennas and Propagation.
- [37] VARDHANA C. Vishnu y RANA Rahul
- 2009 *Design of Linearly Polarized Rectangular Microstrip De parche Antenna Using IE3D/PSO*. Tesis para optar por el título de Ingeniero Electrónico. Odisha: Instituto Nacional de Tecnología Rourkela, Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones.
- [38] ORBAN D. y G.J.K. MOERNAUT
- 2009 "The Basics of Patch Antennas, Updated". En *Orban Microwave*. Consulta: 8 de julio de 2017.
- <http://orbanmicrowave.com/wp-content/uploads/2014/12/Orban-Patch-Antennas-2009-rev.pdf>
- [39] ZURCHER Jean-Francois y Fred GARDIOL
- 1995 *Broadband Patch Antennas*. Michigan: Artech House.
- [40] CHALERMWISUTKUL Suramate
- 2007 *Large Signal Modeling of GaN HEMTs for UMTS Base Station Power Amplifier Design Taking into Account Memory Effects*. Tesis de doctorado en Ingeniería. Renania del Norte-Westfalia: Universidad Técnica de Aquisgrán, Facultad de Ingeniería Eléctrica y Tecnologías de la Información.

- [41] YOUNG L.  
1960 "*Optimum Quarter-Wave Transformers*". IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques.
- [42] YOUNG L.  
1960 "*Tables for Cascaded Homogeneous Quarter-Wave Transformers*". IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques.
- [43] YOUNG L.  
1960 "*Tables for Cascaded Homogeneous Quarter-Wave Transformers (Correction)*". IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques.
- [44] COHN S.B.  
1968 "*A Class of Broadband Three-Port TEM-Mode Hybrids*". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.



## Anexos

- Anexo 1 Conceptos Teóricos Básicos
- Anexo 2 Hoja Técnica del transistor HMC-374
- Anexo 3 Hoja Técnica del transistor HMC-580ST89E
- Anexo 4 Hoja Técnica del transistor HMC-589ST89E
- Anexo 5 Hoja Técnica del transistor ADL-5536
- Anexo 6 Hoja Técnica del transistor HMC-453ST89E
- Anexo 7 Parámetros S del amplificador HMC-374
- Anexo 8 Parámetros S del amplificador HMC-580ST89E
- Anexo 9 Parámetros S del amplificador HMC-589ST89E
- Anexo 10 Parámetros S del amplificador ADL-5536
- Anexo 11 Parámetros S del amplificador HMC-453ST89E Banda 850 MHz
- Anexo 12 Parámetros S del amplificador HMC-453ST89E Banda 1900 MHz
- Anexo 13 Parámetros S del amplificador Balanced Amplifier Banda 850 MHz - UL
- Anexo 14 Parámetros S del amplificador Balanced Amplifier Banda 850 MHz - DL
- Anexo 15 Parámetros S del amplificador Balanced Amplifier Banda 1900 MHz
- Anexo 16 Parámetros S del divisor Wilkinson de nueve puertos