



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA



PONTIFICIA
**UNIVERSIDAD
CATÓLICA**
DEL PERÚ

**DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR RF PARA COMUNICACIONES
CELULARES CON PARÁMETROS S**

Tesis para optar el Título de **INGENIERO ELECTRÓNICO**, que presenta el bachiller:

Anita Angela Mandujano Tolentino

ASESOR: Dr. Manuel Augusto Yarleque Medina

Lima, febrero de 2014

RESUMEN

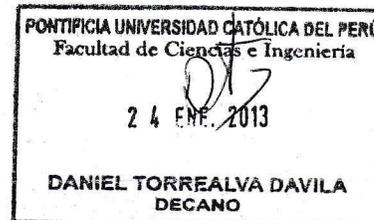
Cuando una comunicación celular se ve afectada por pérdidas e interferencia es necesario añadir equipos que contrarresten estas pérdidas de modo que se tenga una comunicación efectiva. Para solucionar esa problemática, actualmente destacan el uso de repetidores de señal, amplificadores y de femtoceldas. Del estudio de estos se desprende que los amplificadores resultan ser soluciones sencillas de implementar y económicas respecto de las femtoceldas. Al analizar los repetidores se observa que su componente principal es un amplificador RF; de la consideración de los tipos de este amplificador se encuentra que el más relevante dentro de un repetidor es el amplificador de bajo ruido (LNA) ya que asegura que la señal se amplificará añadiendo el menor ruido posible respecto del que se tenga en la entrada del sistema. De la investigación de la tecnología de transistores, se determina el uso de un PHEMT. Por lo tanto, el asunto de estudio se restringe al diseño de un LNA a partir de un PHEMT a través del empleo de parámetros S y el software de diseño ADS. La técnica de diseño a emplear es en una sola etapa por adaptación de impedancias a través del emparejamiento reflectante. El diseño se elabora en los rangos de emisión 824-849MHz y 869-894MHz de recepción, logrando una ganancia superior a los 13dB con una figura de ruido inferior a los 5dB. Previamente al diseño de las redes de adaptación en el software ADS se elaboró un módulo de evaluación para comprobar que el transistor elegido cumplía con las características deseadas en cuanto a frecuencia y ganancia. Los resultados se verificaron a través de simulaciones en software respecto a la figura de ruido y a la ganancia, ambas variables en el rango de frecuencia deseado. Asimismo, se comprobó solamente la ganancia sobre circuitos prototipo debido a que no se contaba con un generador de ruido.

A la memoria de Yolanda Tolentino Sovero, por sus últimos años.



TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO

Título : Diseño de un amplificador RF para comunicaciones celulares con parámetros S
Área : Electrónica # 1083
Asesor : Dr. Manuel Yarleque Medina
Alumno : Anita Angela Mandujano Tolentino
Código : 20052296
Fecha : 29 de noviembre del 2012



Descripción y Objetivos

Actualmente con el boom de la masificación de uso de comunicaciones celulares a lo largo y ancho del territorio nacional se hace muy necesario que exista un buen soporte en la cobertura radioeléctrica, sobre todo en las zonas cuya lejanía impide el buen funcionamiento de esta tecnología y zonas que se hallan saturadas de usuarios. Una alternativa para paliar la baja cobertura radioeléctrica de estas zonas es el empleo de amplificadores de señal. Actualmente, estos equipos se importan y en ello radica su elevado costo.

Los amplificadores RF han ido evolucionando en el tiempo, de tal manera que su tecnología no solo es aplicable a nivel de comunicación celular, sino también en televisión digital y telecomunicaciones en general. En este contexto, los dispositivos HEMT y HBT constituyen una base fiable para el desarrollo de este tipo de circuitos debido a sus excelentes características.

Por lo tanto, el objetivo del presente asunto de estudio es el diseño de un amplificador RF para comunicaciones celulares que sirva para contrarrestar la baja cobertura radioeléctrica en zona rural y/o lugares saturados de usuarios, donde son necesarios equipos sencillos y de funcionalidad práctica. La banda de operación del amplificador RF va de 824 MHz a 849 MHz y de 864 MHz a 894 MHz, con una ganancia mínima de 13 dB, y figura de ruido menor a 5 dB.

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
SECCIÓN ELECTRICIDAD Y ELECTRÓNICA

Dr. Ing. BENJAMÍN CASTAÑEDA APHAN
Coordinador de la Especialidad de Ingeniería Electrónica



TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO ELECTRÓNICO

Título : Diseño de un amplificador RF para comunicaciones celulares con parámetros S

Índice

Introducción

1. PROBLEMÁTICA DE BAJA COBERTURA RADIOELÉCTRICA EN LAS COMUNICACIONES CELULARES: ZONA RURAL Y SATURACIÓN DE USUARIOS.
2. AMPLIFICADORES RF EN COMUNICACIONES CELULARES.
3. DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR RF PARA COMUNICACIONES CELULARES.
4. SIMULACIÓN Y RESULTADOS FINALES.

Conclusiones

Recomendaciones

Bibliografía

Anexos

MÁXIMO 50 PÁGINAS

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
SECCIÓN ELECTRICIDAD Y ELECTRÓNICA

Dr. Ing. BENJAMÍN CASTAÑEDA APHAN
Coordinador de la Especialidad de Ingeniería Electrónica

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1: PROBLEMÁTICA DE BAJA COBERTURA RADIOELÉCTRICA EN LAS COMUNICACIONES CELULARES: ZONA RURAL Y SATURACIÓN DE USUARIOS	2
1.1 LAS COMUNICACIONES CELULARES Y FACTORES QUE LA AFECTAN	2
1.2 LA BAJA COBERTURA RADIOELÉCTRICA Y MODOS DE MITIGARLA	4
1.2.1 BAJA COBERTURA RADIOELÉCTRICA	4
1.2.2 LOS AMPLIFICADORES RF Y SU CONTEXTO	4
1.2.3 FEMTOCELDAS	6
1.3 PROCESO	7
1.3.1 DEFINICIÓN DE VARIABLES INTERNAS	7
1.3.2 ANÁLISIS DEL PROCESO	9
1.4 DECLARACIÓN DE LA PROBLEMÁTICA	9
1.5 OBJETIVO GENERAL	10
CAPÍTULO 2: AMPLIFICADORES RF EN COMUNICACIONES CELULARES	11
2.1 ESTADO DEL ARTE	11
2.1.1 AMPLIFICADORES COMO TRANSISTORES	11
2.1.2 AMPLIFICADORES COMO SOLUCIONES COMPLETAS	13
2.2 AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO O LNA	14
2.3 FABRICANTES DE TRANSISTORES LNA	15
2.4 PARÁMETROS S Y CONCEPTOS DERIVADOS	18
2.4.1. DESCRIPCIÓN DE PARÁMETROS S	18
2.4.2 GANANCIA	20
2.4.3 FIGURA DE RUIDO	21
2.4.4 LINEALIDAD	21
2.4.5 ESTABILIDAD	22
2.5 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	23
2.6 REDES DE ADAPTACIÓN	25
2.7 SOFTWARE DE DISEÑO	25
2.8 MODELO TEÓRICO	26

CAPÍTULO 3: DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR RF EN COMUNICACIONES CELULARES	28
3.1 INTRODUCCIÓN	28
3.2 ELECCIÓN DEL TRANSISTOR	30
3.3 MÓDULO DE EVALUACIÓN	32
3.4 DISEÑO EN ADS	35
3.4.1 DEFINICIÓN DE FRECUENCIAS CENTRALES	35
3.4.2 DESCRIPCIÓN DEL DISEÑO PLANTEADO	35
3.4.3 OBTENCIÓN DE PARÁMETROS S	36
3.4.4 EVALUACIÓN DE ESTABILIDAD	36
3.4.5 COEFICIENTES DE REFLEXIÓN	37
3.4.6 LONGITUD ELÉCTRICA	37
3.4.7 CÁLCULO DE LONGITUD DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	38
3.5 ELABORACIÓN DEL LAYOUT	39
3.5.1 CONSIDERACIONES PRELIMINARES DEL LAYOUT	39
3.5.2 LAYOUT PRELIMINAR	39
3.5.3 LAYOUT FINAL	40
3.6 ELABORACIÓN DEL PROTOTIPO	41
3.6.1 ELABORACIÓN MANUAL	42
3.6.2 ELABORACIÓN POR SERIGRAFÍA	43
CAPÍTULO 4: SIMULACIÓN Y RESULTADOS FINALES	44
4.1 INTRODUCCIÓN	44
4.2 CIRCUITOS ESQUEMÁTICOS A EMPLEAR	44
4.2.1 ESQUEMÁTICO DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN GENERALES	44
4.2.2 ESQUEMÁTICO LAYOUT PRELIMINARES	45
4.2.3 ESQUEMÁTICOS DE LAYOUTS FINALES	46
4.3 EVALUACIÓN DE GANANCIA EN EL ADS	47
4.4 EVALUACIÓN DE FIGURA DE RUIDO EN ADS	48
4.5 EVALUACIÓN EN PROTOTIPO	49
4.5.1 EVALUACIÓN DE GANANCIA EN PRIMEROS PROTOTIPOS	49
4.5.2 EVALUACIÓN DE GANANCIA EN SEGUNDOS PROTOTIPOS	51
CONCLUSIONES	53
RECOMENDACIONES	54
BIBLIOGRAFÍA	55
ANEXOS	57

INTRODUCCIÓN

Actualmente con el boom de la masificación de uso de comunicaciones celulares a lo largo y ancho del territorio nacional se hace muy necesario que exista un buen soporte en la cobertura radioeléctrica sobre todo en las zonas cuya lejanía impide el buen funcionamiento de esta tecnología y zonas que se hayan saturadas de usuarios. Para hacerle frente a la baja cobertura radioeléctrica destacan las tecnologías de amplificadores de señal y también las femtoceldas. Por su implementación y mayor prestación en cuanto a su aplicación los amplificadores de señal poseen una gran ventaja frente a las femtoceldas debido a que estas dependen de un operador y se ven limitadas por la conexión a Internet que requieren para su funcionamiento.

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

Por lo tanto, se plantea el estudio de los amplificadores RF para comunicaciones celulares desde equipos completos hasta la tecnología de transistores envuelta en ese marco. De ahí la identificación de un amplificador de bajo ruido o LNA como componente primordial del amplificador RF. De ese modo, el presente asunto de estudio se enfoca en el diseño de un amplificador RF para comunicaciones celulares que sirva para contrarrestar la baja cobertura radioeléctrica, orientado a dar una solución básica, práctica y de bajo costo a la problemática planteada. Siendo así, el presente documento consta del estudio del contexto de la problemática, el desarrollo de conceptos a emplear, el proceso de diseño y la verificación del mismo.

CAPÍTULO 1:

PROBLEMÁTICA DE BAJA COBERTURA RADIOELÉCTRICA EN LAS COMUNICACIONES CELULARES: ZONA RURAL Y SATURACIÓN DE USUARIOS

1.1 LAS COMUNICACIONES CELULARES Y FACTORES QUE LA AFECTAN

Las comunicaciones celulares consisten en un sistema de servicio público de telecomunicaciones basado en el uso del espectro radioeléctrico como medio de acceso a la red celular lo que permite a los usuarios mantener comunicación mientras se hallan en movimiento. El espectro radioeléctrico es administrado y regulado por los gobiernos de cada país. En el Perú, las comunicaciones celulares básicas operan en la banda de 824-849MHz (emisión o uplink) y 869-894MHz (recepción o downlink) de dicho espectro correspondiendo a estas las técnicas de multiplexación por división de código, tiempo y frecuencia (TDM/ FDMA y CDMA/FDMA). [1] La FIG 1.1 muestra el proceso de comunicación celular, el equipo celular emite ondas de radio las cuales llegan a una antena receptora y enviada por esta a la estación base del clúster al cual pertenece el teléfono móvil, tras lo cual va a la red telefónica conmutada e identifica la celda correspondiente al teléfono receptor tras lo cual finaliza el viaje de la señal inicial.



FIGURA1.1 Ciclo de comunicación celular

Fuente:

http://sistemasdetelecomunicacionesii.wikispaces.com/file/view/20070821klpinginf_26.Ees.SCO_rtc.png/186414293/20070821klpinginf_26.Ees.SCO_rtc.png

Las comunicaciones en telefonía móvil se establecen entre dos terminales móviles o entre un terminal móvil y un terminal fijo. Para garantizar la calidad de la comunicación se debe asegurar una transmisión aceptable tanto en el tramo de acceso radio (móvil) como en el tramo de transmisión por red fija [2]. La comunicación en telefonía móvil se ve afectada principalmente en el tramo de acceso radio en la cual se tienen efecto de pérdida:

- **Pérdidas por propagación:** producidas por la distancia entre emisor y receptor, depende de los entornos, urbano, rural y suburbano. En zonas rurales muy alejadas este es un factor predominante.
- **Por configuración del terreno:** obstáculos en el camino, ya sean por paisaje natural o construcciones humanas, también conocido como desvanecimiento.
- **Por efecto multicamino:** se producen cuando el emisor y el receptor se encuentran muy separados y se produce una señal receptora que es la suma de varias señales generadas por reflexiones sucesivas en elementos que rodean el emisor y el receptor.

Los sistemas celulares pueden ser afectados por la interferencia provocada por el propio sistema, esto quiere decir que la calidad de la comunicación está dada por la relación de potencias entre la señal útil y la señal interferente dentro del sistema. Las interferencias en los sistemas celulares pueden ser de dos formas [3]:

- **Interferencia cocanal:** Las celdas cocanales son celdas que utilizan el mismo conjunto de canales, y la interferencia se presenta cuando dos o más comunicaciones utilizan el mismo canal o la misma frecuencia desde diferentes celdas, esto hace que la antena receptora reciba la señal de la comunicación que tiene establecida y también señales de otras comunicaciones.
- **Interferencia de canal adyacente:** es aquella generada por comunicaciones establecidas en la misma celda o en celdas vecinas y que utilizan una frecuencia adyacente a la utilizada en la comunicación en curso. Dichas interferencias son causadas por imperfecciones en el diseño de los sistemas de modulación, filtrado y etapas de potencia, que provocan interferencias en los canales adyacentes.

1.2 LA BAJA COBERTURA RADIOELÉCTRICA Y MODOS DE MITIGARLA

1.2.1 BAJA COBERTURA RADIOELÉCTRICA

La cobertura radioeléctrica se define como un valor de potencia en la señal de interés, un valor mínimo aceptable que equivale a una buena transmisión, este valor es definido por las entidades reguladoras de cada país. En nuestro caso, para medir la calidad en el servicio de comunicación celular, se emplea la norma de OSIPTEL N° 029-2009-CD/OSIPTEL, que declara el indicador de cobertura radioeléctrica o CR y es definido como el porcentaje de mediciones de nivel de señal recolectadas en pruebas de campo que fueron superiores o iguales al valor límite de -95dBm , por ejemplo si durante la recolección de la información se tomaron 100 mediciones de nivel de señal y 95 de ellas fueron superiores a -95dBm entonces el CR sería 95%. [4]

1.2.2 LOS AMPLIFICADORES RF Y SU CONTEXTO

Cuando una señal de RF se ve decaída por pérdidas e interferencias una manera de robustecerla es a través del uso de un amplificador, el cual magnifica la amplitud del fenómeno físico en cuestión. El término amplificador RF es el genérico de una gama de posibilidades que involucran desde equipos robustos hasta un sencillo transistor, hablando de un sistema de comunicación RF en el cual se enmarca el sistema de comunicación celular, un amplificador RF aparece dentro del esquema general de comunicaciones.

En la FIG 1.2 se muestra el esquema general de las comunicaciones en el que $g(t)$ es la señal que corresponde a la voz del emisor en la comunicación celular, denominada también de banda base. En este caso el canal es el aire donde la propagación se hace en forma de ondas electromagnéticas con el objetivo de que lleguen a su destino. Luego, hay un bloque emisor que modifica $g(t)$ para adaptarla al canal (mejorar su propagación) y un receptor al otro extremo del canal para volver a recuperar la información contenida en $g(t)$ [5].

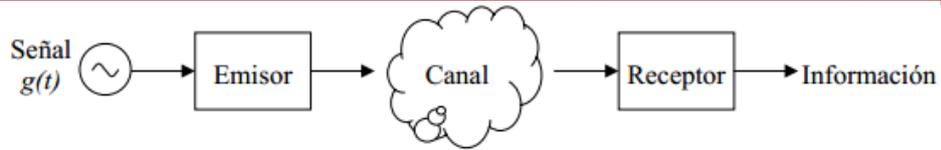


FIGURA1.2 Sistemas de comunicaciones

Fuente: http://www.uib.es/depart/dfs/GTE/education/telematica/sis_ele_comunicacio/Apuntes/Capitulo%201.pdf

Como se muestra en la FIG 1.3, en el emisor destacan tres elementos para este asunto de estudio, los cuales tienen equipos respectivos: pre amplificador o amplificador de bajo ruido, amplificador de potencia y antena. En el receptor tenemos del mismo modo, amplificadores y antenas. De manera similar, en la FIG 1.4 se exponen los elementos del receptor:

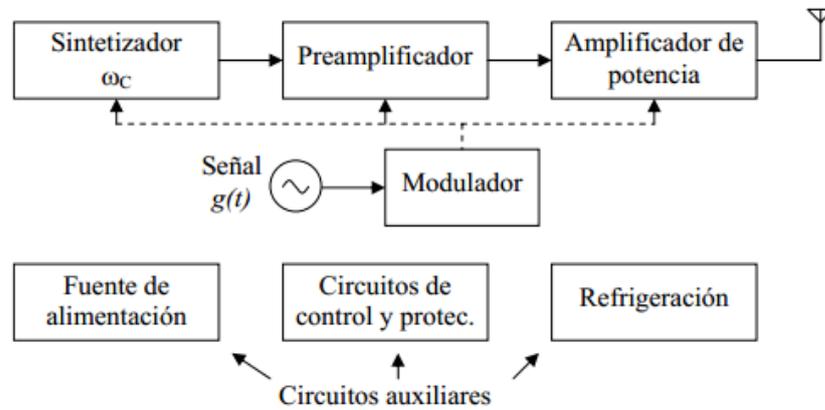


FIGURA1.3 Diagrama de bloques del emisor

Fuente: http://www.uib.es/depart/dfs/GTE/education/telematica/sis_ele_comunicacio/Apuntes/Capitulo%201.pdf

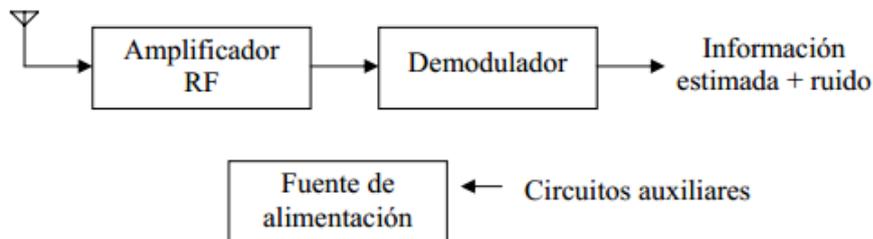


FIGURA1.4 Diagrama de bloques del receptor

Fuente: http://www.uib.es/depart/dfs/GTE/education/telematica/sis_ele_comunicacio/Apuntes/Capitulo%201.pdf

En seguida, se observa que la amplificación en el emisor consta de dos partes: pre amplificador y amplificador de potencia; en tanto que en el receptor se observa que el amplificador RF básico empleado a la entrada del receptor RF es un amplificador de bajo ruido o LNA, este es un componente clave ya que amplifica la señal recibida por la antena añadiendo el menor ruido posible antes que la señal ingrese al mezclador para su conversión a una frecuencia intermedia (IF) de tal modo que

incrementa el rango dinámico del receptor, lo que se aprecia en la FIG 1.5. Se desprende así la distinción entre el término amplificador RF como un equipo completo conocido también como signal booster o repetidor y el amplificador RF propiamente dicho inmerso como base del equipo mencionado.

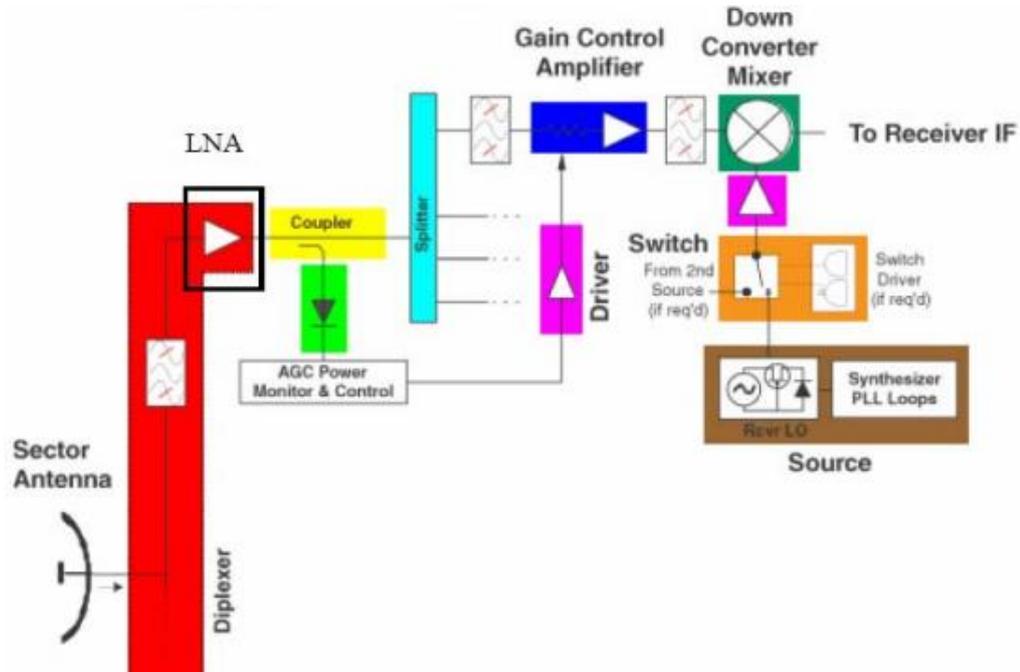


FIGURA1.5 Diagrama de bloques de la entrada del receptor RF

Fuente: http://www1.ceit.es/asignaturas/labmedidas/Archivos/Practice_4.pdf

1.2.3 FEMTOCELDAS

Las femtoceldas son pequeñas estaciones base que sirven para conectar terminales móviles convencionales a las redes de las operadoras utilizando conexiones residenciales de Banda Ancha como ADSL, Cable, o Fibra Óptica y manteniendo la tecnología de red móvil existente (por ejemplo 3G o LTE) lo que produce un incremento en el costo para usuarios comunes al tener que mantener una estación convencional y la de femtoceldas debido al poco arraigo del uso de las mismas actualmente, su principal ventaja radica en que es un medio económico de incrementar la cobertura radioeléctrica en zonas muy alejadas pues requiere de poco mantenimiento y abastece más usuarios por estación que las estaciones convencionales y su desventaja es que depende de una conexión a Internet y de un operador en un contexto como el nuestro. [6]

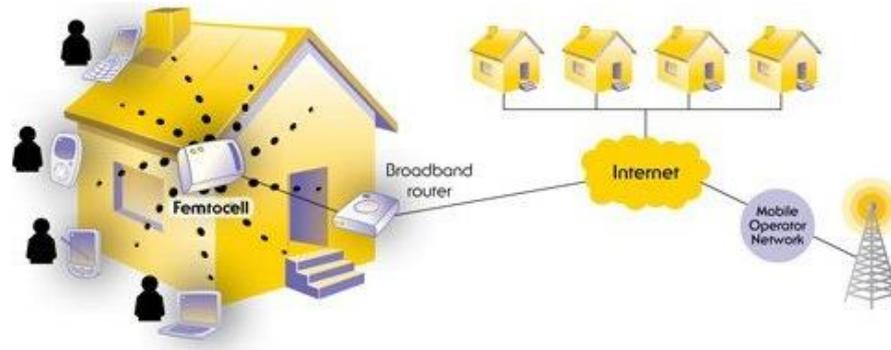


FIGURA 1.6 Esquema de conexión de Femtoceldas

Fuente: <http://www.coit.es/publicaciones/bit/bit170/50-52.pdf>

1.3 PROCESO

1.3.1 DEFINICIÓN DE VARIABLES INTERNAS

La FIG 1.7 presenta el diagrama de flujo correspondiente al proceso que acontece en el asunto de estudio en ciernes, de él se desprenden las variables internas señalizadas en color rojo. Esencialmente, el trabajo consiste en la exploración de las soluciones existentes para afrontar la baja cobertura radioeléctrica, la comparación entre dichas tecnologías y un proceso de elección lo que desembocaría en el diseño con todos los factores limitantes: complejidad, costo, tiempo y verificación del funcionamiento del mismo.

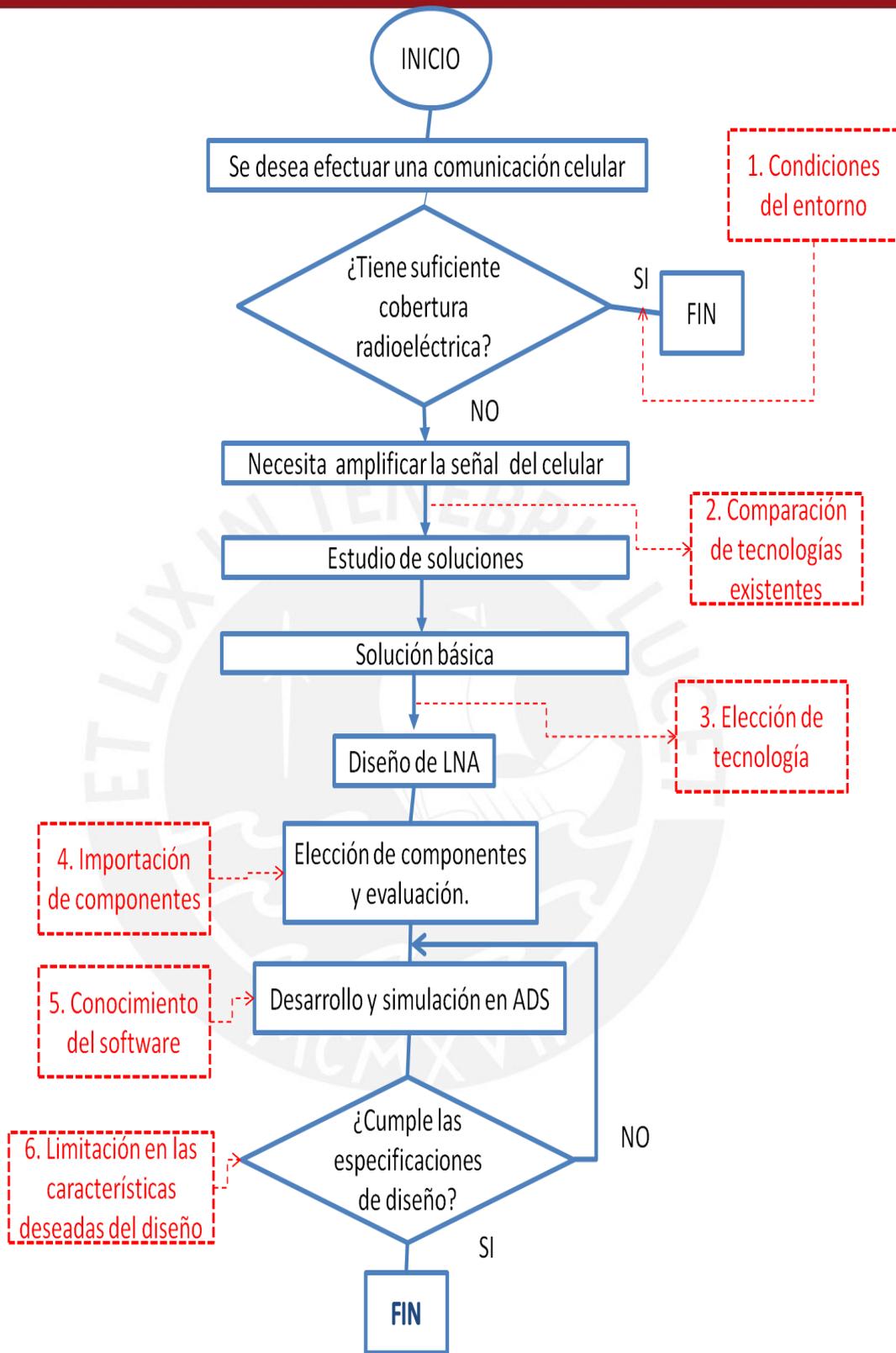


FIGURA1.7 Variables internas

1.3.2 ANÁLISIS DEL PROCESO

Se describen los problemas identificados como variables internas del proceso.

TABLA 1.1 Análisis de variables internas del proceso

N°	PROBLEMAS	EXPLICACIÓN
1	Condiciones del entorno	La señal de comunicaciones celulares se ve afectada por factores de pérdida e interferencia previamente mencionadas produciéndose la baja cobertura radioeléctrica.
2	Comparación de tecnologías existentes	Es necesario conocer los tipos de solución ante la baja cobertura radioeléctrica, desde equipos complejos hasta soluciones sencillas que se pueden implementar.
3	Elección de tecnología	Se elige la mejor de las opciones considerando costos y complejidad de la solución, además, una vez que se opte por una solución a diseñar, esta misma involucra la elección de sus componentes primordiales.
4	Importación de componentes	Todos los componentes primordiales del diseño son importados fuera del mercado local, lo que genera incremento en los costos y el tiempo del desarrollo.
5	Conocimiento del software	Es necesario aprender el uso de una herramienta de software para el diseño en microondas.
6	Limitaciones en las características deseadas para el diseño.	Las limitaciones del diseño serán evaluadas respecto de su desarrollo y la tecnología con que se cuente para su elaboración y pruebas pertinentes.

1.4 DECLARACIÓN DE LA PROBLEMÁTICA

Existe el problema de baja cobertura radioeléctrica en comunicaciones celulares en diferentes puntos del país debido a pérdidas e interferencia en las ondas de radiofrecuencia como muestran los valores de CR menores a 95% proporcionados en la web de OSIPTEL. Destacan como solución repetidores, femtoceldas y transistores amplificadores propiamente dichos, siendo los dos primeros equipos caros y dependientes del operador. Sin embargo, un amplificador RF propiamente dicho constituye una solución básica porque aumenta el nivel de señal directamente para el usuario final. Por lo tanto, ante la búsqueda de una solución sencilla y de costo moderado destaca el uso de un amplificador RF para mejorar la amplitud de la señal de entrada con la menor adición de ruido en ella, esto es, el diseño de un LNA.

1.5 OBJETIVO GENERAL

El objetivo del presente asunto de estudio es el diseño de un amplificador RF para comunicaciones celulares que sirva para contrarrestar la baja cobertura radioeléctrica en zona rural y/o lugares saturados de usuarios, donde son necesarios equipos sencillos y de funcionalidad práctica.



CAPÍTULO 2:

AMPLIFICADORES RF EN COMUNICACIONES CELULARES

2.1 ESTADO DEL ARTE

El presente acápite consta del estudio de la evolución de transistores RF, la explicación de los amplificadores RF como soluciones completas y la descripción del amplificador LNA.

2.1.1 AMPLIFICADORES COMO TRANSISTORES

Los circuitos integrados para microondas en las bandas de comunicación celular se denominan MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) fabricados usualmente con substrato semiconductor como arseniuro de galio GaAs, un subgrupo de los MMIC son los dispositivos activos para microondas de tres terminales, tales como: BJT, HBT, FET, MESFET, HEMT, etc cuya construcción se basa en silicio. En 1979 se patentó por primera vez un dispositivo de tipo HEMT en Francia, aunque había trabajos similares en Japón y Estados Unidos. Los dispositivos HEMT (High Electron Mobility Transistor) revolucionaron el mercado de los transistores empleados en radiofrecuencia por mostrar una mejor performance que sus antecesores en cuanto a frecuencia de operación, ganancia y manejo de ruido principalmente. [7]

Los HEMT resultan del deseo de obtener una respuesta rápida ante el ingreso de una señal en el transistor, rasgo crucial en radiofrecuencia debido a que la frecuencia es inversamente proporcional a la longitud de onda. Por ello los HEMT, tienen como principal rasgo la gran velocidad con que se desplazan los electrones en lo que se conoce como el superlátice de heteroestructura, creado por la unión de materiales de diferente banda prohibida que forman una fuente en la banda de conducción, en la que los electrones pueden moverse sin colisionar con ninguna impureza porque la banda de conducción no está dopada y además no pueden salir de dicha banda. Producto de ello, se tiene una capa muy delgada de alta movilidad de electrones con gran concentración obteniéndose de ese modo un canal de baja resistividad. Al principio se empleaban los compuestos AlGaAs/GaAs para fabricar estos componentes, pero en 1986, se hizo una renovación de materiales en pro de

incrementar la velocidad de los electrones, aumentar la frecuencia de operación y disminuir la figura de ruido, la nueva interfaz se denominó Pseudomórfico (pseudomorphic) HEMT o pHEMT, con esto en los noventas se consiguió operar este transistor hasta en 94GHz, con una figura de ruido 2.1dB y una ganancia de 6.3dB. Por esto, se puede afirmar que la tecnología pseudomórfica es ya madura y los MMIC basados en este material son recomendables por su buena performance en las bandas de frecuencia de comunicaciones celulares. [8].

Posteriormente, se desarrolla EPHEMT (Enhancement-mode pseudomorphic high-electron-mobility transistors) logrando como principal característica que puede operar sin fuente de voltaje negativo a diferencia de su antecesor PHEMT convirtiéndose en una excelente opción para manejar costos más bajos procedentes de la reducción en fuentes de energía y con gran funcionalidad. Muchas empresas se han dedicado a comercializar EPHEMT y PHEMT desde 1994, sin embargo, destaca la empresa AVAGO Technologies ya que desde 1996 se ha especializado en investigación y desarrollo de mejoras en la tecnología PHEMT y EPHEMT, brindando productos accesibles e idóneos, de entre pocas alternativas, para ser empleados en comunicaciones celulares. [9] La TABLA 2.1 compendia la superioridad de prestaciones de Los transistores de RF de la tecnología basada en GaAs en detrimento de las prestaciones dadas por la familia basada en silicio.

TABLA 2.1 Comparación de rendimiento entre dispositivos de tecnología RF

Traducido de: <http://www.mantech.org/Digests/1999/PDF/59.pdf>

PARÁMETRO	Tecnología basada en GaAs			Tecnología basada en Si	
	MESFET	HEMT	HBT	Si BJT	SiGe HBT
Bajo ruido					
LF<100MHz	o	o	+	++	++
RF 2GHz	++	++	++	+	+
RF 10GHz	+	++	+		o
Ganancia	+	++	++	++	++
Potencia					
<0.5W	++	++	++	+	+
>2.0W	++	++	++		
Eficiencia	+	++	+	o	o
Bajo voltaje	+	++	+	+	+
Integración RF/RF	++	++	++	o	o
Integración RF/digital	o	o	o	++	++
Fuente de alimentación	+	+	++	++	++
<i>Leyenda:</i> ++= mejor +=bueno o=moderado					

2.1.2 AMPLIFICADORES COMO SOLUCIONES COMPLETAS

Actualmente cuando se habla de soluciones completas de amplificación para comunicaciones móviles los equipos más conocidos son los repetidores, signal boosters o amplificadores. Estos equipos constan del amplificador propiamente dicho y otros dispositivos tales como antenas, demoduladores, etc. Dentro de su gama de variedades se manejan tres tipos básicos; el primero de ellos es denominado amplificador para unidades móviles, que cubre las necesidades de amplificación de señal celular para usuarios en el interior de un vehículo en pleno transporte. Por otro lado, se tienen los amplificadores para edificios o de interiores, empleados en zonas fijas residenciales o de oficina, poseen mejor ganancia que los primeros. Finalmente tenemos a los amplificadores para exterior con un mayor nivel de potencia para cubrir grandes áreas. [10]

En cuanto a los amplificadores móviles comerciales, operan en doble banda celular, de 824-849MHz, 869-894MHz; 1850-1910MHz, 1930-1990MHz, con ganancia entre los 25-45dB y baja figura de ruido. Los amplificadores de interiores suelen ser bidireccionales, opera en doble banda, se reconoce la ganancia total del sistema ya que depende también de una antena y de la señal en el exterior, en general si hay un aumento de 10dB en la ganancia de cualquiera de los componentes del amplificador de interior representan un aumento de 2,5 a 3 veces la cobertura inicial, tiene la desventaja de reducir la ganancia o bloquear el equipo en caso de que sus antenas de uplink y downlink no tengan una buena separación, brinda una ganancia de 55-75dB de ganancia ajustable en ese rango [11]. En cuanto a los amplificadores para exteriores, cubren distancias de entre 0,5km y 5km, esta cobertura depende de los equipos interiores, la antena donadora y las condiciones geográficas de la zona, brindan una ganancia de más de 45dB hasta los 95dB, a diferencia de sus antecesoras móviles y de interiores se alimenta de fuentes de corriente alterna [12]. De entre los fabricantes se pueden citar:

- **Shenzhen Lianstar Technology Co. Limite**

En el presente asunto de estudio destacan los modelos UNPG3 (GSM850), UNPC (CDMA800), de aplicación para interiores. La tabla siguiente nos muestra las especificaciones para el amplificador mencionado. [13]

TABLA 2.2 Características amplificadores comerciales LIANSTARFuente: <http://www.lianstar.com/es/amplificador-celular-gsm850-cdma800.php>

Artículo		A	B
Frecuencia de trabajo (personalizable)	Uplink	824~849MHz	
	Downlink	869~894MHz	
Potencia de salida		10 dBm (0.01W)	23 dBm (0.2 W)
Ganancia automática		35dB	
Figura de Ruido		≤ 5dB	

- **Wilson Electronics Inc.**

Los productos de interés para el presente asunto de estudio se caracterizan por:

- Envío directo de la señal mejorada al teléfono o a la tarjeta de datos.
- Buen funcionamiento en lugares remotos y zona rural, también sirve para interiores, necesita una antena dipolo exterior y un adaptador de antena exterior.
- El kit consta únicamente de un amplificador, cable coaxial y cable de energía.

Se tienen los siguientes modelos: [14]

TABLA 2.3 Amplificadores Wilson Electronics

Elaboración propia por recopilación en web del fabricante

MODELO	GANANCIA (dB)	FUENTE	FIGURA DE RUIDO (dB)
SIGNAL BOOST 811210 interiores	Controlada por estaciones	12VDC /2A máximo	3.5
SIGNAL SLEEK 815226 móvil	35	12VDC	-

Los precios de los signal boosters oscilan desde los 150 hasta los 400 dólares americanos. [15]

2.2 AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO O LNA

Su principal función es amplificar señales extremadamente bajas sin añadir ruido a la vez que preserva el valor requerido de razón señal a ruido (SNR) del sistema cuando se tienen valores muy bajos de potencia. En alta frecuencia, el LNA amplifica la señal recibida sin introducir ninguna distorsión, lo que elimina las

interferencias existentes. Por lo tanto debe tener ganancia en potencia elevada y figura de ruido baja, un ancho de banda adecuado, sus impedancias de entrada y salida deben estar adaptadas a la antena y a la siguiente etapa, respectivamente. No todas estas características se pueden conseguir a la vez, por lo que se debe llegar a un compromiso de diseño aceptable [16].

En la FIG 2.1 se tiene el diagrama de bloques de un amplificador RF de tipo LNA que consta de bloques de entrada y salida de adaptación de impedancias, transistor LNA, polarización, alimentación, malla a tierra y capacitores de bloqueo entre los conectores de la señal de entrada (RF_{in}) y de salida amplificada (RF_{out}). [17].

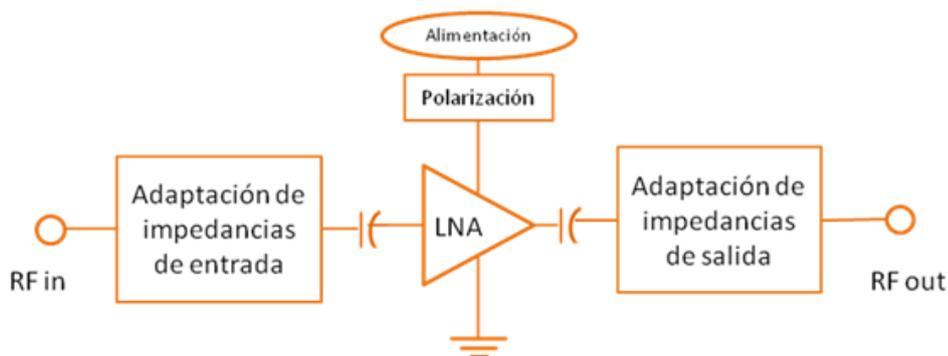


FIGURA 2.1 Diagrama general del amplificador RF tipo LNA

Fuente: Elaboración propia

2.3 FABRICANTES DE TRANSISTORES LNA

- **AVAGO TECHNOLOGIES**

Avago Technologies (AVAGO) es una compañía de Singapur con filiales en USA y es la proveedora primigenia de HP y Agilent Technologies. Con respecto a su división de componentes para RF y microondas, han sido los innovadores en dar el instrumental para la revolución wireless. Además, ofrece una amplia gama de amplificadores de potencia (PA), amplificadores de bajo ruido (LNA) diseñados para aplicación en comunicación celular y diversas aplicaciones como WiMAX, WLAN y en requerimientos de microondas. Destaca en el desarrollo de componentes PHEMT Y EPHEMT logrando la menor figura de ruido en la industria además de una excelente ganancia y linealidad. En cuanto a amplificadores de bajo ruido destacan los siguientes modelos con tecnología GaAs para el presente tema de estudio.

TABLA 2.4 Cuadro comparativo LNA de Avago
Elaboración propia en base a hojas de datos varias del fabricante

Modelo	Figura de ruido (dB)	Ganancia (dB)	Corriente de drenaje máxima (mA)	Costo (\$)	Tecnología	Potencia de disipación (mW)
ATF-34143	0.5	17.5	145	2.93	PHEMT	725
ATF-54143	0.5	16.6	120	3.53	EPHEMT	720
ATF-541M4	0.5	17.5	120	3.53	EPHEMT	360
VMMK-1225	1	11	50	6.1	EPHEMT	250
ATF-33143	0.5	15	305	3.43	PHEMT	600
ATF-53189	0.85	15.5	300	4.23	EPHEMT	1000

- **MITSUBISHI ELECTRIC**

Destaca su línea de componentes GaAs, basada en componentes tipo FET da prestaciones para aplicaciones en internet de alta velocidad, video, redes comunicación móviles, satélites, estaciones base en sistemas celulares y teléfonos móviles. [18] Brindan gran eficiencia y baja distorsión. De la FIG 2.2 se deduce que los amplificadores de tipo LNA de este fabricante operan a frecuencia superiores a las deseadas en el presente asunto de estudio.

GaAs FET SERIES FOR MICROWAVE-BAND LOW-NOISE AMPLIFIERS

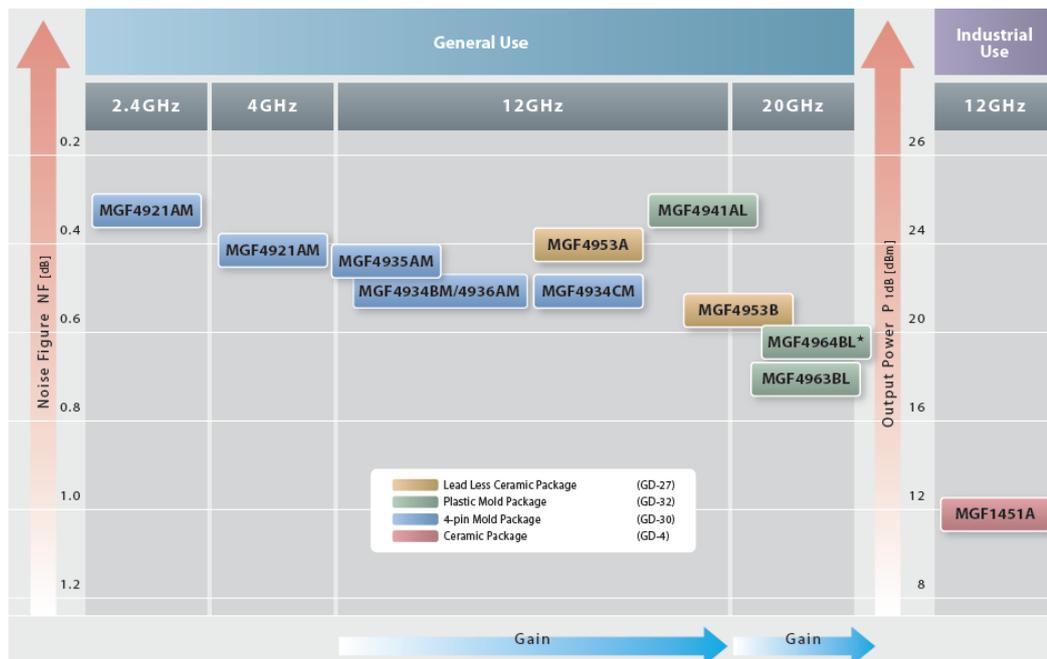


FIGURA 2.2 LNA GaAs FET de Mitsubishi

Fuente: http://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/products/hf/gaastransistor/images/fig_01.jpg

Para el caso de un LNA, Mitsubishi cuenta con tecnología HEMT, con la serie MGF, estos transistores tienen las siguientes características.

TABLA 2.5 Cuadro comparativo LNA Mitsubishi

Elaboración propia en base a hojas de datos varias del fabricante

MODELO	GANANCIA (dB)	Corriente de drenaje máxima (mA)	FIGURA DE RUIDO (dB)	Potencia disipada (mW)
MGF4921AM	18	150	0.55	130
MGF4931AM	11.5	60	0.8	50
MGF4934BM	12.5	60	0.8	50
MGF4934CM	13	60	0.75	50

- **TRIQUINT**

TriQuint Semiconductor Designs, desarrolla y ofrece productos con una buena performance para soluciones en RF basados en tecnología de Galio Arsénico (GaAs), Galio nitrógeno (GaN), etc. Son los líderes en cuanto a la fabricación de amplificadores para necesidades específicas. Tiene una plataforma de diseño llamada Worldwide Network. [19] Los LNA Triquint adecuados para el presente asunto de estudio son de tecnología GaN y se muestran en la tabla siguiente. Cabe destacar que el precio de la tecnología GaAs es económico respecto a GaN.

TABLA 2.6 Cuadro comparativo LNA's Triquint

Elaboración propia en base a hojas de datos varias del fabricante

MODELO	GANANCIA (dB)	Corriente de drenaje máxima (mA)	FIGURA DE RUIDO (dB)	PRECIO (\$)	APLICACIÓN
TGA2806-SM	25	380	1.7	21.66	CATV
TQM640002	16	5	1.56	50.00	GPS

2.4 PARÁMETROS S Y CONCEPTOS DERIVADOS

2.4.1 DESCRIPCIÓN DE PARÁMETROS S

A altas frecuencias, el modelo de transistores es muy complicado expresar matemáticamente ya que aparecen muchas capacitancias e inductancias propias del transistor, por ello se emplea los parámetros S que caracterizan todos esos rasgos complejos propios del transistor en alta frecuencia a través de un modelo de red de dos puertos como se muestra en la FIG 2.3. Los parámetros S o de dispersión nos permiten definir relaciones de entrada-salida de una red en términos de ondas viajeras incidente (a) y reflejada (b).



FIGURA 2.3 Diagrama de red de dos puertos

Fuente: Elaboración propia

Los parámetros S se originan al representar un circuito como un cuadripolo o bipuerto, se considera al circuito como una caja negra descrita por una serie de parámetros, relacionados con sus impedancias en cada una de las puertos y su función de transferencia. Su modelo matricial es muy útil para caracterizar componentes o secciones de circuitos sin tener que descender hasta los componentes primarios a la hora de analizar una red grande. [20]

$$\begin{Bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{Bmatrix} \quad (2.4.1.a)$$

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2.4.1.b)$$

Del mismo modo, en la FIG 2.4 se tienen los parámetros a estudiar en la red de dos puertos, variables correspondientes a los coeficientes de reflexión vistas por carga y fuente (Γ_L y Γ_S) y por el dispositivo bajo prueba tanto en entrada como en salida (Γ_{IN} y Γ_{OUT}), considerando una impedancia característica Z_0 de las líneas de transmisión. De tal modo, la matriz expresada en la ecuación (2.4.1.a) se ve explicada de la siguiente manera:

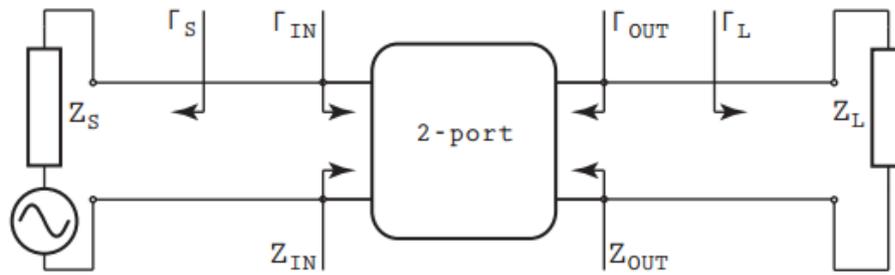


FIGURA 2.4 Parámetros en una red de dos puertos

Fuente: <http://epubl.ltu.se/1402-1617/2008/230/LTU-EX-08230-SE.pdf>

S11 es el coeficiente de reflexión a la entrada, con la salida terminada en carga adaptada, es decir, $Z_L = Z_o$ (la impedancia de carga es igual a la impedancia característica de la línea).

S22 es el coeficiente de reflexión a la salida con la entrada terminada en carga adaptada, es decir, $Z_s = Z_o$ (la impedancia de fuente es igual a la impedancia característica de la línea).

S12 es la ganancia de transmisión directa con la salida terminada en carga adaptada. Indica la amplificación de la red en sentido directo.

S21 es la ganancia de transmisión inversa, con la entrada terminada en carga adaptada. Indica la amplificación de la red en sentido inverso.

Los parámetros S se miden a partir de la interacción entre el módulo del transistor a evaluar y el VNA (Vector Network Analyzer), el cual permite obtener valores de dichos parámetros tanto en magnitud como en fase. El equipo nos permite activar circuitos RF y analizar su desenvolvimiento en el rango de frecuencia deseado. La información dada por este equipo es usada para asegurar que el diseño en RF sea óptimo o también indica los factores que impedirán el buen desenvolvimiento del circuito RF. Se conecta a los respectivos módulos de evaluación (DUT-device under test) como se muestra en la FIG 2.5.

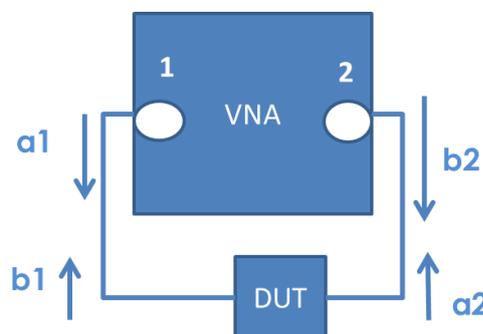


FIGURA 2.5 Diagrama de bloques para medición de parámetros S.

Fuente: Elaboración propia

En circuitos de alta frecuencia, la corriente, voltaje o potencia que es entregada por una fuente de impedancia Z_S y que es entregada a una carga Z_L se considera como un par de ondas electromagnéticas reflejadas e incidente, conocidas como ondas viajeras, que van en direcciones opuestas a lo largo de la línea de transmisión.

Los coeficientes de reflexión indican la cantidad de onda reflejada respecto a un determinado nivel de onda incidente y su valor está por lo general entre cero y uno. Por tanto, el coeficiente de reflexión de entrada (Γ_{IN}) depende del coeficiente de reflexión de la carga (Γ_L) vista por éste y el coeficiente de reflexión de salida (Γ_{OUT}) depende del coeficiente de reflexión de la fuente vista por el dispositivo (Γ_S). Dichos coeficientes se relacionan a través de las expresiones (2.4.1.c) y (2.4.1.d).

$$\Gamma_{IN} = \frac{Z_{IN} - Z_O}{Z_{IN} + Z_O} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}} \quad (2.4.1.c)$$

$$\Gamma_{OUT} = \frac{Z_{OUT} - Z_O}{Z_{OUT} + Z_O} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - \Gamma_S S_{11}} \quad (2.4.1.d)$$

2.4.2 GANANCIA

La ganancia del dispositivo es su habilidad para amplificar la amplitud o la potencia de su señal de entrada. Se define como la razón entre la señal de salida respecto a la de entrada y se expresa en términos de decibeles de forma genérica, sin embargo, para un cuádrupolo se distinguen los siguientes tipos de ganancia. [21]

- **Ganancia de potencia:**

$$G = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{IN}|^2) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.4.2.a)$$

- **Ganancia disponible:**

$$G_A = \frac{|S_{22}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{OUT}|^2)} \quad (2.4.2.b)$$

- **Ganancia de transducción:**

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_{IN} \Gamma_s|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (2.4.2.c)$$

Técnicamente el parámetro S_{21} permite evaluar la ganancia asociada de un diseño, sin embargo se debe tener muy en cuenta que se trata de un valor generado a partir de relaciones de onda incidente y reflejada. Se tiene como caso particular $G = |S_{21}|^2$ cuando ocurre reflexión nula ($\Gamma_L = \Gamma_s$), lo cual se conoce como adaptación de impedancias por emparejamiento reflectante. Para su medición en prototipo se requiere de un VNA.

2.4.3 FIGURA DE RUIDO

Se cuantifica a través del parámetro F (factor de ruido), el cual es definido como la razón entre la potencia de ruido a la salida del amplificador y el valor de entrada correspondiente, cuando se expresa en decibelios se llama NF (figura de ruido) (ecuación 2.4.3.a). Expresado como la razón de potencia entre la señal y la potencia del ruido se conoce como SNR (razón señal a ruido) (ecuación 2.4.3.b) Para su medición se requiere de un generador de ruido y un VNA.

$$NF = 10 \log(F) = 10 \log\left(\frac{SNR_{IN}}{SNR_{OUT}}\right) \quad (2.4.3.a)$$

$$SNR = \frac{P_{SEÑAL}}{P_{RUIDO}} \quad (2.4.3.b)$$

2.4.4 LINEALIDAD

Indica que tan proporcional es la señal de entrada a la señal de salida. No obstante, los dispositivos amplificadores son intrínsecamente no lineales. Incluso las más ligeras no linealidades en los amplificadores pueden ocasionar que una señal telefónica interactúe con otras, lo cual indica que parte de su energía se transfiere a las demás señales. Una señal de un canal que transfiera una pequeña parte de su energía a otros canales provoca un ruido ininteligible de fondo conocido como diafonía.

La operación lineal es crucial en un LNA en especial cuando la señal de entrada es débil en relación al ruido cercano que pueda presentarse. El parámetro IP3 (intercepción de tercer orden) y el punto de compresión de -1dB (P_{1dB}) miden la linealidad, a. P_{1dB} muestra a qué nivel de potencia la salida decae 1dB a consecuencia de las no linealidades. Por otro lado, se conoce como IIP3 Y OIP3 a los valores de IP3 en la entrada y salida del LNA respectivamente. El valor de IP3 se puede cuantificar por la relación (2.4.4.a). [22]

$$IP3 = P_{1dB} + 10 \quad (\text{dBm}) \quad (2.4.4.a)$$

2.4.5 ESTABILIDAD

Al diseñar un LNA se puede obtener un estado incondicionalmente estable y otro, potencialmente inestable, la estabilidad nos indica que un amplificador no se comportará como un oscilador ante su interacción con sus fuentes de alimentación y la carga que se le conecte. En una red de dos puertos la oscilación puede ocurrir cuando alguna de las impedancias de las terminales ya sean de carga o fuente contengan una parte real negativa, esto ocurre cuando se da la realimentación no deseada y/o un exceso de ganancia fuera del rango de frecuencias del diseño. Se suele asegurar ese efecto añadiendo carga resistiva y filtros para atenuar la ganancia indeseada. Matemáticamente, la condición para tener estabilidad incondicional viene dada en términos de parámetros S.

$$k = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{12}s_{21}|} \quad (2.4.5.a)$$

$$\Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21} \quad (2.4.5.b)$$

Si $\begin{cases} k > 1 \rightarrow \text{completamente estable a una frecuencia dada} \\ k < 1 \rightarrow \text{potencialmente inestable a una frecuencia dada} \end{cases}$

El obtener factor de Rollet , k, mayor a la unidad nos habla de estabilidad en el sistema pero no dice nada sobre qué tan lejos se hallan los círculos de estabilidad de la Carta de Smith, para ello existen otros dos factores conocidos como Mu (μ) y Mu prima (μ') que dan una mejor visión al respecto, Mu es la distancia desde el centro de la Carta de Smith al punto más cercano de inestabilidad del círculo de

estabilidad de salida (carga), μ prima es esa misma distancia, pero respecto al círculo de entrada (fuente). Las cuales se definen:

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{12} \times S_{21}|} \quad (2.4.5.c)$$

$$\mu' = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - S_{22}^* \Delta| + |S_{12} \times S_{21}|} \quad (2.4.5.d)$$

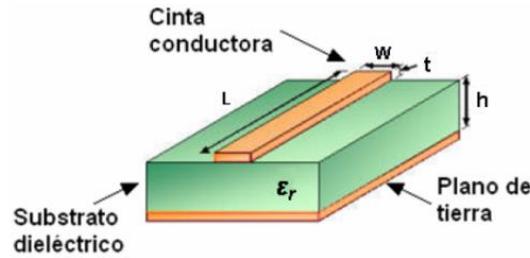
Valores de μ y μ' mayores a la unidad revelan condición necesaria y suficiente para tener estabilidad incondicional en la red de dos puertos.

2.5 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Son tecnologías que permiten la comunicación entre un emisor y receptor, en este caso, en el rango de las microondas, los factores para determinar qué línea de transmisión es adecuada son: rango de frecuencias, ancho de banda, atenuación, facilidad de fabricación y capacidad de potencia. Se tienen los tipos guía de onda, cable coaxial, fibra óptica y microcintas. Para el presente asunto de estudio destacan las microcintas por tratarse de la realización de un circuito impreso y el uso de MMICs.

Las microcintas son líneas de transmisión planas que empezaron a popularizarse en los años 60. Como detalla la FIG 2.5 consisten en una placa superior conductora de ancho W , espesor " t " y una contracara de plano de tierra separado por una capa dieléctrica de espesor H . Su principal ventaja reside en que todos los componentes pueden ser montados en una sola cara y su desventaja radica en la dificultad que se presenta cuando se tienen componentes que deben ir aislados del conjunto, además de que pueden irradiar causando comportamiento no deseado del circuito.

Cuando la señal viaja a través de microcintas, parte de ella existe en el aire por ello una característica importante en estas es la constante dieléctrica (o permitividad relativa ϵ_r), sin embargo, la constante efectiva viene dada en función de las dimensiones mencionadas anteriormente. Así:


FIGURA 2.5 Características de las microcintas

 Fuente: <http://proyectequip1.files.wordpress.com/2012/04/imagen-microcinta2.png>

$$\text{Cuando } \left(\frac{W}{H}\right) < 1: \quad \epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \left(\frac{W}{H}\right)\right)^{\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{H}\right)^2 \right]$$

$$\text{Cuando } \left(\frac{W}{H}\right) \geq 1: \quad \epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \left(\frac{W}{H}\right)\right)^{\frac{1}{2}}$$

Todas las ecuaciones para microcintas son aproximadas, la impedancia característica Z_0 que se considera es por lo general de 50Ω debido a que a finales de los años 20 en los laboratorios Bell se determinó que se tenían mejores resultados para alta potencia, alto voltaje y baja atenuación cuando se trabajaba con líneas de ohmioje entre 33 y 77 respectivamente. Son permitividades de materiales conocidos: alúmina ($\epsilon_r=9.8$), fibra de vidrio FR4 ($\epsilon_r=4.4$), PTFE ($\epsilon_r=2.2$). Para lograr una impedancia característica de 50Ω , la relación W/H es cercana a tres. [23] Caracterizadas por su ancho W y largo L , las microcintas pueden también ser descritas por su longitud eléctrica, esto es la longitud de la microcinta expresada en el número de ondas de la señal propagándose en el medio. Una vez determinada la constante dieléctrica efectiva de una microcinta, se obtiene la longitud de onda guiada del modo cuasi-TEM viene dada por la relación $\lambda_g \sqrt{\epsilon_e} = \lambda_0$, en la que λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre a la frecuencia de funcionamiento f . Por otro lado, se tiene la constante de propagación β asociada tal que $\beta = 2\pi/\lambda_g$. De dichas iteraciones se obtiene la longitud eléctrica (E) como $E = \beta L$ en la que L corresponde a la longitud física de la microcinta.

2.6 REDES DE ADAPTACIÓN

Las redes de adaptación consisten en el arreglo dimensionado de las microcintas tal que se igualen los coeficientes de reflexión de entrada y salida con el coeficiente de fuente y carga respectivo con la finalidad de obtener la mayor transferencia de potencia en el circuito tal que la carga se halle conformada al sistema disminuyendo la cantidad de onda reflejada que atraviesa la red de dos puertos. Las redes de adaptación pueden ser elaboradas a partir de parámetros distribuidos y parámetros concentrados. Los parámetros concentrados hacen referencia al uso de elementos pasivos, en tanto que los distribuidos incluyen el modelado de microcintas, tal que se alcance respuesta óptima en el circuito. Las microcintas son las más empleadas en altas frecuencias por su impacto favorable en el costo del circuito, por la reducción de tamaño de la placa respecto al incremento de frecuencia y por ser más accesibles de perfilar con software de tipo CAD. Los parámetros concentrados tienen la desventaja de precisar valores de resistencia, inductancia y capacitancia poco comerciales según sea el diseño por lo que son desaconsejables para esquemas complejos. Por lo general el diseño de redes de adaptación se da en dos etapas: red de adaptación de entrada y red de adaptación de salida de la señal, tal que una determinada red de dos puertos funcione de la manera deseada ante la presencia de fuentes de alimentación, señal de interés del circuito y la carga final a la que se le administrará la señal procesada.



FIGURA 2.6 Esquema de red de adaptación

Fuente: Elaboración propia

2.7 SOFTWARE DE DISEÑO

El uso de paquetes de software es muy importante en el diseño en RF, ya que previene costosos procesos de rediseño y producción de prototipos. En el mercado hay software pagado y software libre, siendo el más completo el software pagado [24]. Se tienen cuatro destacados programas de diseño completo para circuitos de microondas, estas son:

- **RF/Microwave Circuit Design Software.** - Microwave Office® sirve para diseño electrónico de todo tipo y circuitos de microondas, es el software que tiene la interfaz más amigable. Es la herramienta más completa e innovadora en cuanto al diseño en alta frecuencia. [25]
- **AnSoft DesignerRF.**- DesignerRF™ es el software ideal para el diseño de circuitos integrados y dispositivos de RF. También sirve para hacer simulaciones. Costoso y compatible solo con archivos de ADS y Microwave Office. [26]
- **Agilent Genesys.**- De interfaz amigable y basada en Windows, tiene ciertas limitantes en comparación a paquetes más completos como ADS (ambas son software de Agilent), su ventaja radica en la precisión que brinda respecto a sus paquetes hermanos. [27]
- **Advanced Design System (ADS).**- Es el líder mundial en herramientas de diseño en RF, microondas y aplicaciones digitales de gran velocidad, Sin embargo su interfaz no es amigable y requiere de mucho entrenamiento y práctica. [28]

Conseguir una versión de prueba de estos programas requiere de un trámite y es accesible solo a universidades y clientes potenciales, la Pontificia Universidad Católica del Perú, cuenta en sus laboratorios de Telecomunicaciones con el Advanced Design System (ADS) 2011.

2.8 MODELO TEÓRICO

En la FIG 2.7 se aprecian de forma conjunta todas las ideas vertidas a lo largo del capítulo 2, las que conducirán a la puesta en marcha del diseño del amplificador RF. El mapa mental describe el proceso de elección de las tecnologías y técnicas a emplear en el diseño y desemboca en delimitar los aspectos que debe considerar el diseño, esto es: rangos de frecuencia, estabilidad, figura de ruido, ganancia, etc.

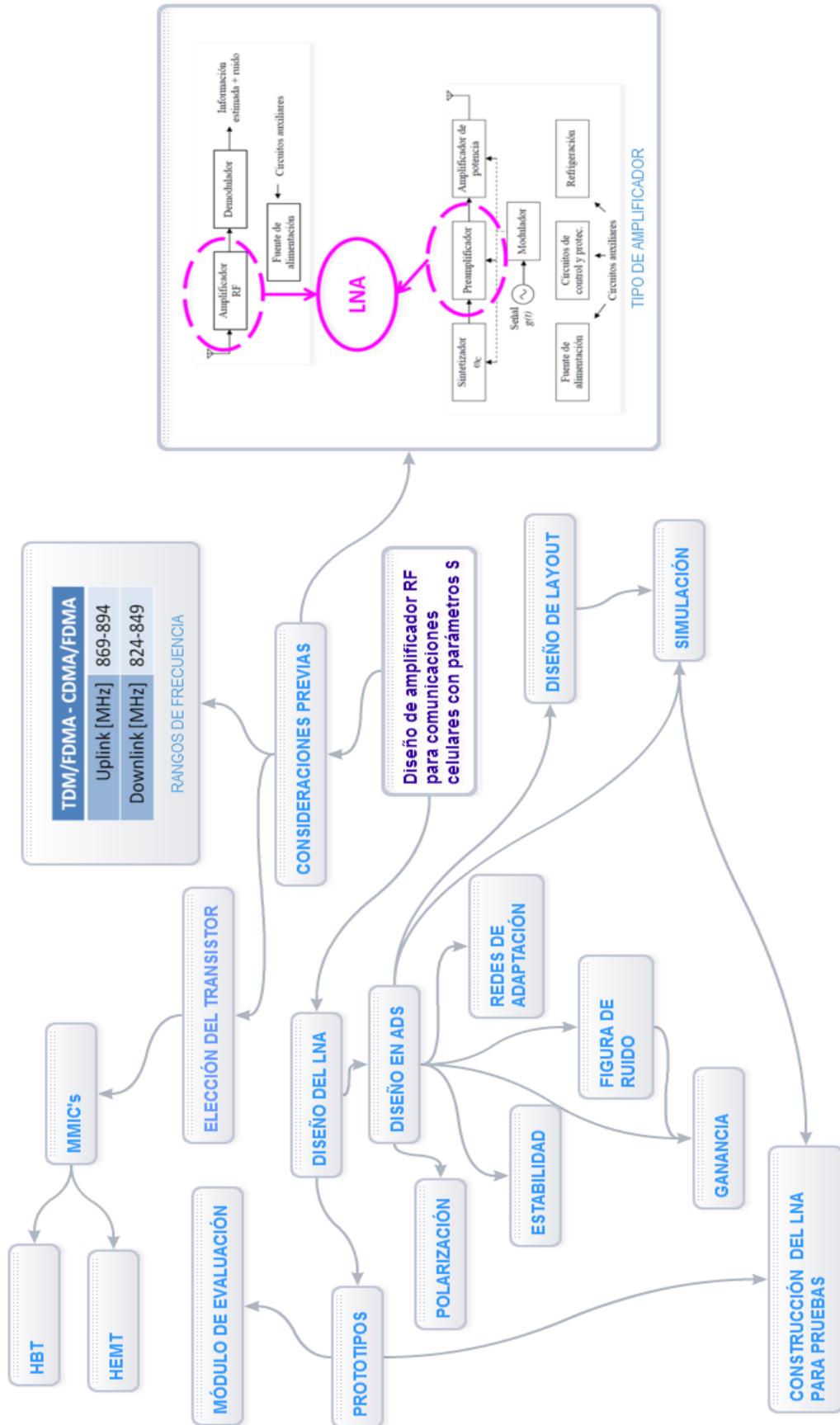


FIGURA 2.7 Mapa mental

Fuente: Elaboración propia

CAPÍTULO 3

DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR RF EN COMUNICACIONES CELULARES

3.1 INTRODUCCIÓN

En el contexto de las comunicaciones celulares, de entre los dispositivos empleados destaca el uso del amplificador de bajo ruido tanto en el tramo emisor y receptor como se observa en la FIG 3.1, de ello se puede afirmar la importancia de un LNA en esta trama. Siguiendo el orden de los signal boosters previamente estudiados, el diseño de este amplificador se efectuará para las bandas de operación de 824 MHz a 849 MHz y de 869 MHz a 894 MHz. De los estudios realizados respecto a la ganancia que puede obtener un repetidor, el cual consta de más de una etapa de amplificación, se deduce que la ganancia que aporta el LNA es inferior a la ganancia total y dependerá del transistor con el que se diseñe este. Se proyecta de ese modo el diseño orientado a un LNA y de los valores vistos en las TABLAS 2.4 y 2.5 se establece para el presente diseño una ganancia mínima de 13dB con una figura de ruido no mayor a los 5dB a partir de los valores comerciales brindados por los repetidores, siendo estos valores de ganancia y figura de ruido los principales requerimientos del diseño.

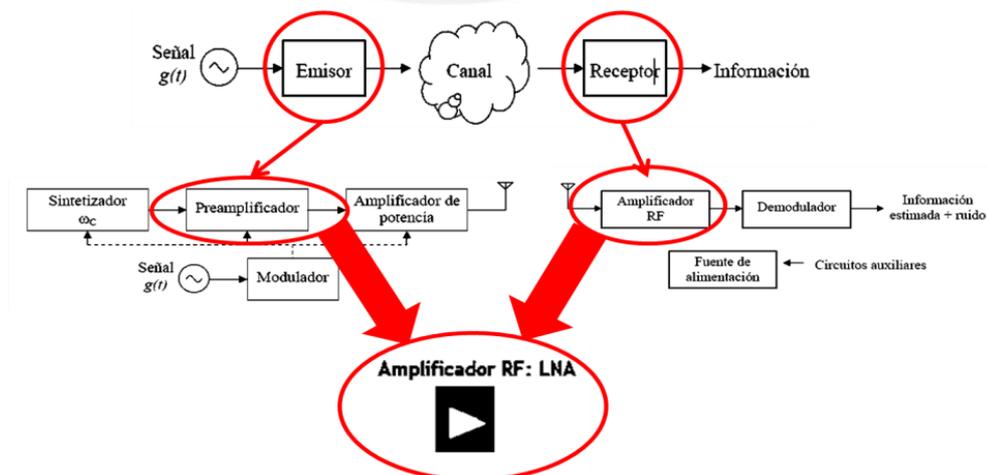


FIGURA 3.1 LNA en emisor y receptor

Fuente: Elaboración propia

La metodología a emplear involucra el uso de los parámetros S y conceptos derivados en base a estos. Además, para el diseño de empleará la técnica de adaptación de impedancias por emparejamiento reflectante con parámetros distribuidos en microcintas. De ese modo, el siguiente diagrama de bloques en la FIG 3.2 muestra las partes que tendrá el diseño a efectuar.

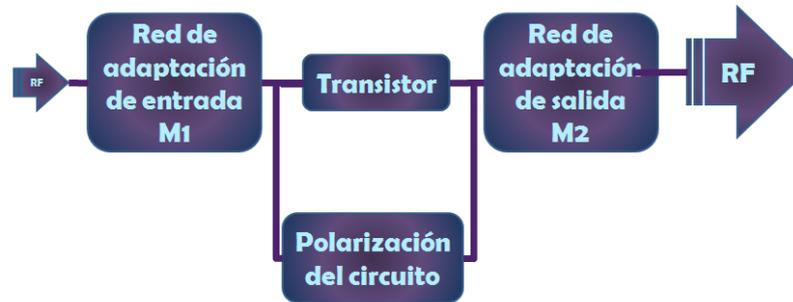


FIGURA 3.2 Diagrama de bloques del diseño

Fuente: Elaboración propia

De izquierda a derecha vemos en primer lugar el ingreso de la señal RF débil que se expresa en el diagrama a través de una flecha pequeña conteniéndola, esta se incorpora a la red de adaptación de entrada que estará diseñada de tal forma que se adapte el transistor elegido el cual se encargará de robustecerla a condición de no incrementar el ruido en la señal, por eso elegirá un transistor orientado a bajo ruido, la señal amplificada pasará luego a la red de adaptación de salida y lo que se obtendrá a la salida es la señal RF con un valor múltiplo de la que teníamos a la entrada, la cual se expresa con una flecha más grande. Paralelo al diseño de lo descrito, que constituye la principal línea de transmisión se tiene el circuito que permitirá asegurar el funcionamiento del transistor en el punto de operación que permita obtener la ganancia deseada, esto es: el circuito de polarización.

Para determinar los valores que permitirán obtener la ganancia en el rango de frecuencia deseado se procederá elaborar un módulo evaluación que permitirá validar la elección del transistor, es decir, seleccionar los valores de las fuentes de alimentación. Luego se planteará el diseño en el software ADS a partir de la selección de componentes de los kits de diseño que proporcionan los fabricantes para este programa tales como Murata, Panasonic, Hittite, entre otros. En seguida las redes de adaptación serán modeladas en el mismo software de modo que se logre establecer reflexión nula (emparejamiento reflectante). Se harán pruebas en el simulador del programa lo que permitirá verificar la ganancia y figura de ruido esperado en el rango de frecuencia establecido, y por otro lado se comprobará

solamente la ganancia del diseño sobre prototipos puesto que no se cuenta con un generador de ruido disponible.

3.2 ELECCIÓN DEL TRANSISTOR

De los fabricantes expuestos, se seleccionaron los siguientes transistores en la TABLA 3.1 como posibles alternativas para este diseño.

TABLA 3.1 Comparación de dispositivos LNA

Modelo	Figura de ruido (dB)	Ganancia (dB)	Costo (\$)	Tecnología	Potencia de disipación (mW)
ATF-34143	0.5	17.5	2.93	PHEMT	725
ATF-54143	0.5	16.6	3.53	EPHEMT	720
ATF-541M4	0.5	17.5	3.53	EPHEMT	360
VMMK-1225	1	11	6.1	EPHEMT	250
ATF-33143	0.5	15	3.43	PHEMT	600
ATF-53189	0.85	15.5	4.23	EPHEMT	1000
MGF4934CM	0.75	13	-	HEMT	50

De los requerimientos planteados para el presente diseño, se concluye del cuadro anterior que las mejores características en cuanto a ganancia, figura de ruido y costo las brinda el transistor ATF-34143. El transistor ATF34143 es de tipo PHEMT NFET MESFET orientado a bajo ruido, con valores de trabajo típico de hasta 1.9GHz, 4V, 60mA, 0.5dB de figura de ruido y 17.5dB de ganancia asociada. Sus aplicaciones más comunes son amplificador de bajo ruido para señal celular y wireless LAN, amplificador de torre y de propósito general para amplificadores de ultra bajo ruido. Su modelo indica que se puede considerar como un FET tal como se ve en la FIG 3.2, según lo indica su hoja de datos. En la FIG 3.3 se aprecia la descripción de sus pines, consta de un pin de compuerta (GATE), un pin de drenador (DRAIN) y dos pines de surtidor (SOURCE) y viene en encapsulado de tipo SOT 343.

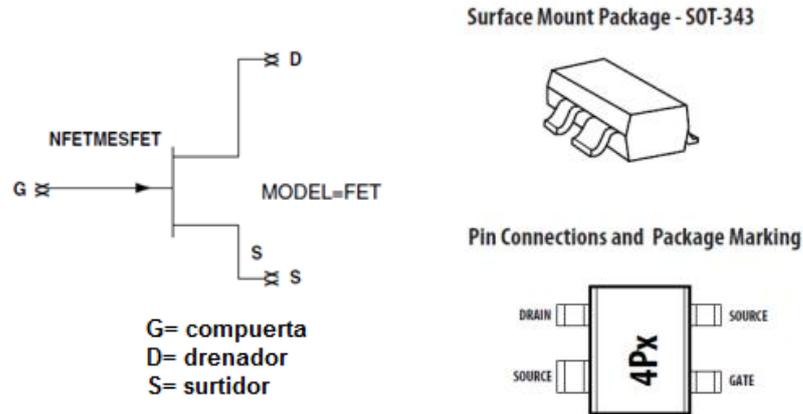


FIGURA 3.3 Modelado como FET y diagrama de encapsulado del ATF-34143
Fuente: Fuente: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1283EN>

Por otro lado, para este diseño consideraremos primordialmente la curva IV asociada a este transistor expresada en la FIG 3.4 y también las curvas de ganancia asociada y figura de ruido mínima, estas dos últimas como función de la frecuencia en la FIG 3.5.

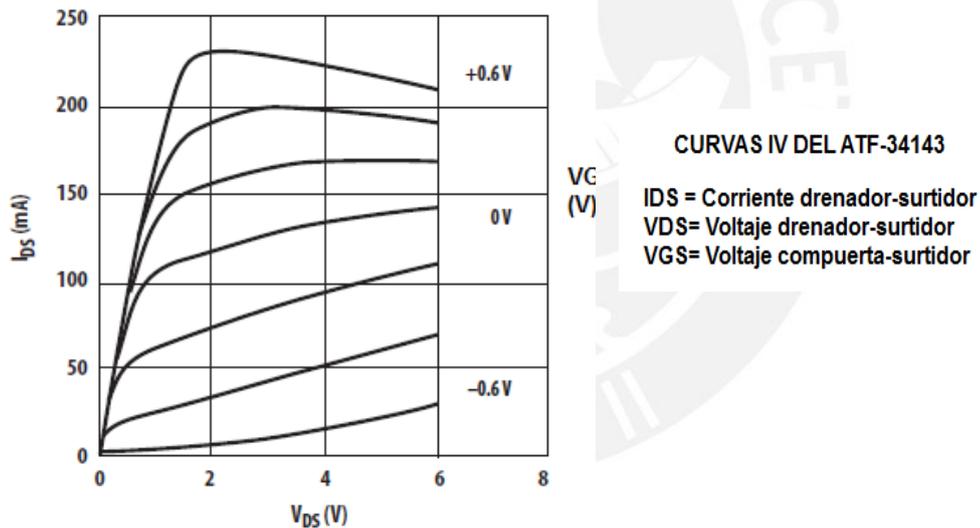


FIGURA 3.4 Curvas IV del transistor elegido
Fuente: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1283EN>

De la imagen anterior podemos observar que este transistor puede operar solamente con una fuente de alimentación, sin embargo para lograr una menor corriente se debería contar con una fuente DC de voltaje negativo. Si operamos con la curva correspondiente a $V_{GS}=0$ con $V_{DS}=4V$ nos aproximamos a $I_{DS}=125mA$. Para disminuir este valor de corriente y acercarnos a $60mA$ debemos emplear entonces una fuente en V_{GS} no menor a $-0.5V$

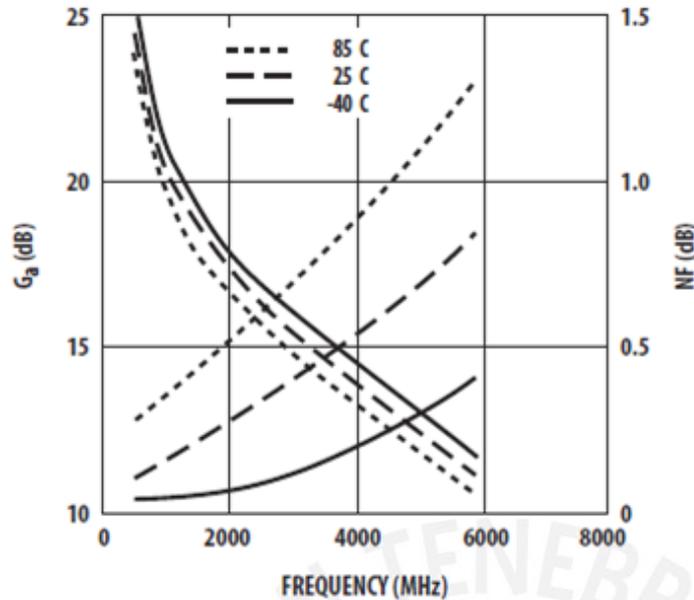


Figura de ruido mínima ($F_{mín}$) y Ganancia asociada (G_a) vs. Frecuencia y temperatura a $V_{DS}=4V$, $I_{DS}=60mA$

FIGURA 3.5 Curvas de figuras de mérito del transistor elegido

Fuente: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1283EN>

De la FIG 3.5 se observa que entre 824MHz y 894MHz se obtiene una ganancia de entre 20 y 25 dB con una figura de ruido de hasta 0.5Db dependiendo de la temperatura del sistema. Con estas consideraciones iniciales se procederá a evaluar el comportamiento del transistor elegido mediante la elaboración de un módulo de evaluación.

3.3 MÓDULO DE EVALUACIÓN

El planteamiento del módulo de evaluación parte de la idea de observar el comportamiento real del transistor elegido a la frecuencia deseada, de tal modo que se seleccione el punto de operación que permita obtener la mayor ganancia posible. El circuito planteado es el que se muestra en la FIG 3.6 y consta del transistor ATF-34143 conectado a la señal RF a través de microcintas no adaptadas, unidas a este mediante capacitores C1 y C5 de 22uF, en tanto que la red de polarización se construye en base a capacitores C2 (polarizado de 100uF), C3 y C4 (ambos de 47pF) para compuerta y C6, C7 (ambos de 47pF) y C8 (polarizado de 100uF) para drenador. Se eligen los valores de capacitancia en base a la concordancia de la información de las hojas de aplicaciones para módulos de evaluación del fabricante y las prestaciones del mercado local. Al ser microcintas no dimensionadas se parte de la idea de obtener líneas lo más cortas posibles para evitar generar más ruido del debido, agujeros pasantes varios cercanos al transistor para disipar potencia y

vías más anchas con respecto a las de polarización para una buena difusión de la señal generada en el VNA. Además este diseño considera la variabilidad de los voltajes para VGS y VDS. Se trabajó además con conectores SMA hembra de 3.5mm para circuito impreso.

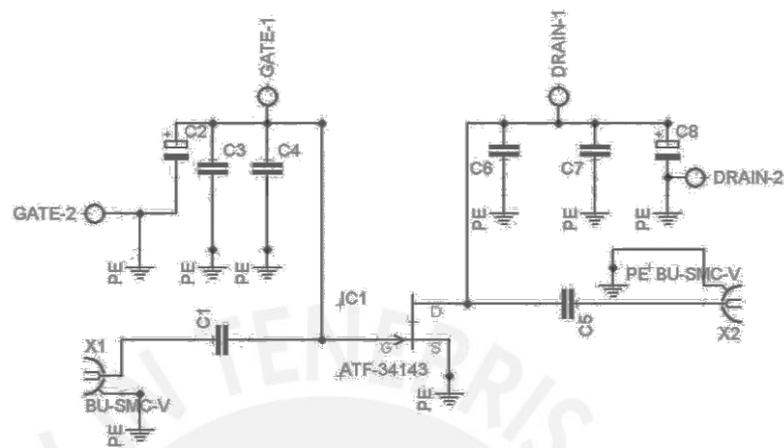


FIGURA 3.6 Diagrama esquemático del módulo de evaluación

Todas las líneas de transmisión del módulo de evaluación fueron elaboradas a través del software CadSoft Eagle teniéndose como arte final el que se muestra en la FIG 3.7 y el módulo en físico en la FIG 3.8

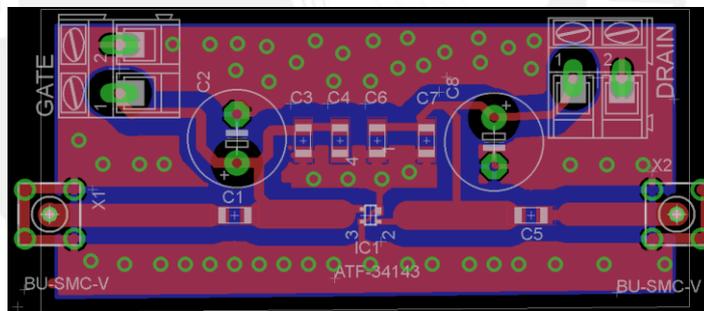


FIGURA 3.7 Diagrama de pistas del módulo de evaluación

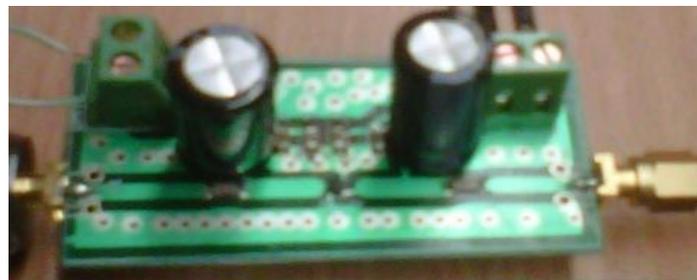


FIGURA 3.8 Módulo de evaluación en físico

La FIG 3.9 muestra el montaje de las pruebas hechas al módulo de evaluación y en la FIG 3.10 se observa los resultados que permitieron obtener una serie de consideraciones pertinentes para proceder con el diseño del amplificador en sí,

principalmente que el transistor puede alcanzar una ganancia entre 10dB a 20dB para todo el rango de frecuencia deseada entre 824 y 894MHz. Además de ello:

- El transistor disipa mucho calor, con una corriente de 190mA en drenador por lo que sería mejor polarizar con inductancias.
- Se obtuvieron mejores valores de ganancia con $V_{GS}=0.1V$ y $V_{DS}=4V$
- La malla de tierra cercana a los pines surtidores debe ser lo más extensa posible.
- Un mayor número de agujeros pasantes disipa mejor el calentamiento del circuito.

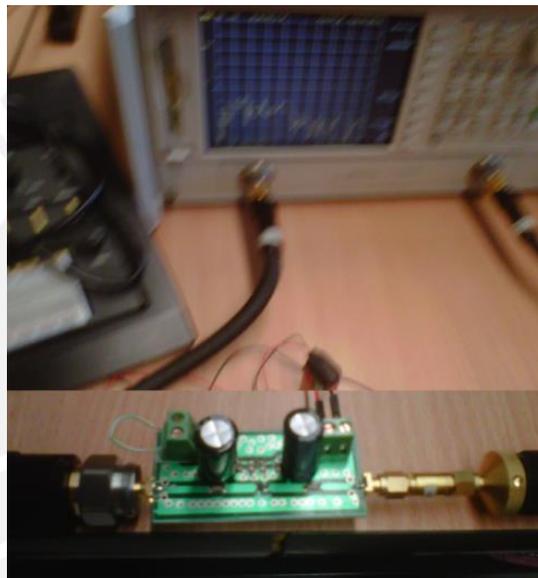


FIGURA 3.9 Vista de las pruebas

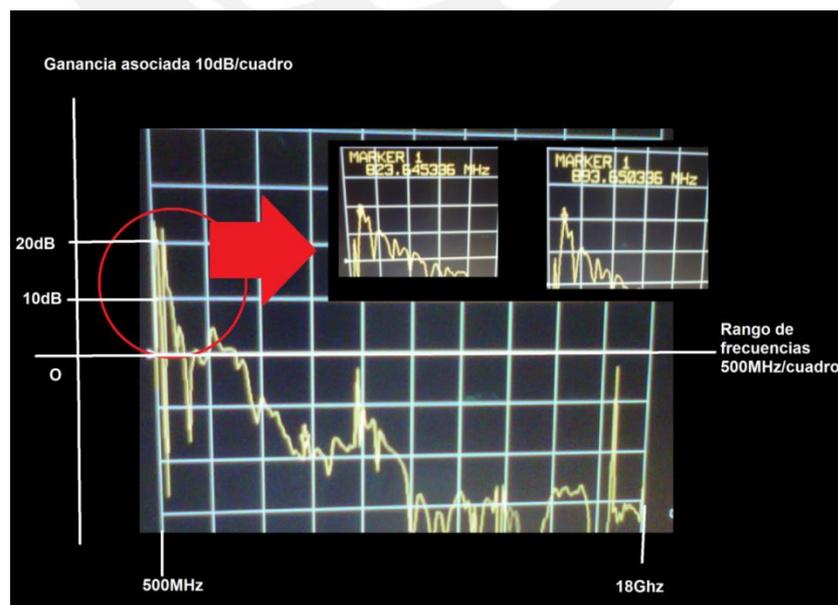


FIGURA 3.10 Resultados de la prueba del módulo de evaluación

3.4 DISEÑO EN ADS

3.4.1 DEFINICIÓN DE FRECUENCIAS CENTRALES

Se partió de la obtención de la frecuencia central en ambas bandas como la media aritmética de cada rango de operación para poder desarrollar el ensayo de parámetros S en el software.

$$f_{c1} = 824 + \frac{824 - 849}{2} = 836.5 \text{ MHz} \quad f_{c2} = 864 + \frac{894 - 864}{2} = 879 \text{ MHz}$$

3.4.2 DESCRIPCIÓN DEL DISEÑO PLANTEADO

Para ambas bandas de frecuencia se planteó el siguiente circuito de polarización dado en la FIG 3.11, cuya variante es la configuración de la herramienta S-PARAMETERS del ADS con respecto a la frecuencia central en cada caso.

Se destaca el hecho de que la elección de componentes parte del manejo de los kits de diseño que brindan los fabricantes para el programa ADS, para el caso presente se tienen componentes pasivos de las marcas Panasonic y Murata con kits de diseño para ADS con un número finito de componentes y restringido a cierto tipo de empaques. De ese modo, de entre dichos componentes, con base en la frecuencia a la que operará el circuito y la corriente predicha por el módulo de evaluación se eligieron los siguientes componentes que aparecen en la FIG 3.11 y cuyos valores y funciones se expresan en la TABLA 3.2. Además, se ven los valores de voltaje $V_{GS}=0.1V$ y $V_{DS}=4V$.

TABLA 3.2 Descripción de componentes

Parte	Modelo	Marca	Valor	Función
C1, C2	GRM31CC70J226KE15	Murata	22uF@ 6.3V	Bloqueo
L1, L2	ELJQF5N6	Panasonic	5.6nH@340mA	Polarización
R1	ERJ2GEJ150	Panasonic	15 Ω	Estabilidad
X1	ATF34143	Avago	-	Amplificar

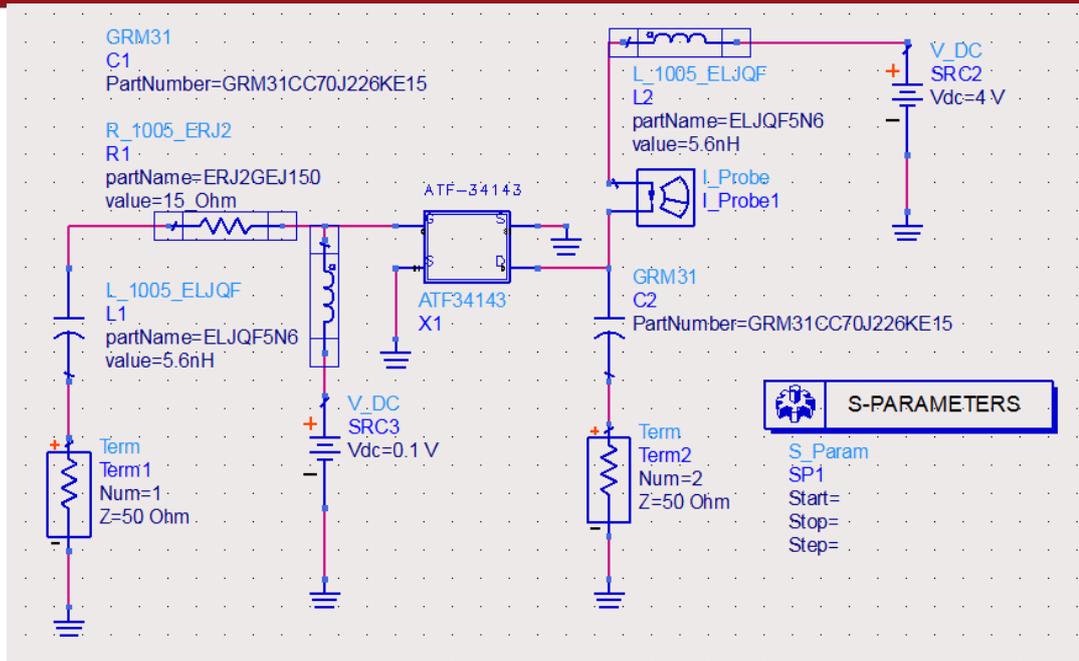


FIGURA 3.11 Circuito de polarización

3.4.3 OBTENCIÓN DE PARÁMETROS S

Los parámetros S los calculan directamente del software con la herramienta S-PARAMETERS. Los resultados se muestran a continuación.

TABLA 3.3 Parámetros S obtenidos

f_c (MHz)	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}
836.5	0.760 \angle 85.527°	0.017 \angle 171.675°	5.609 \angle 107.060°	0.722 \angle 118.892°
879.0	0.788 \angle 79.342°	0.020 \angle 175.805°	6.202 \angle 112.338°	0.705 \angle 115.085°

3.4.4 EVALUACIÓN DE ESTABILIDAD

Se consiguió para las bandas dadas los siguientes valores mostrados en la TABLA 3.4 en las respectivas frecuencias centrales. Para usos del ADS, k se reconoce como StabFact, $|\Delta|$ como StabMeas, μ como Mu y μ' como Muprime.

TABLA 3.4 Parámetros de estabilidad

f_c (MHz)	K	$ \Delta $	μ	μ'
836.5	1.407	0.689	1.149	1.122
879.0	1.132	0.726	1.072	1.046

De los anteriores valores se desprende que para la polarización planteada el diseño se mantendrá suficientemente alejado de oscilación.

3.4.5 COEFICIENTES DE REFLEXIÓN

Considerando que el transistor elegido es de diseño orientado a bajo ruido, en el presente diseño se priorizó ganancia sobre figura de ruido, con lo que se obtienen los coeficientes de reflexión Γ_{IN} y Γ_{OUT} (SmGamma1 y SmGamma2 para el ADS respectivamente) con los cuales se procederá al diseño por adaptación de impedancias, mostrando además la máxima ganancia esperada para el mismo. Los valores se muestran en el siguiente cuadro.

TABLA 3.5 Coeficientes de reflexión y máxima ganancia

f_c (MHz)	Γ_{IN}	Γ_{OUT}	Ganancia máxima (dB)
836.5	$0.755 \angle -75.494^\circ$	$0.711 \angle -105.992^\circ$	21.385
879.0	$0.833 \angle -67.477^\circ$	$0.755 \angle -94.157^\circ$	22.724

3.4.6 LONGITUD ELÉCTRICA

Siguiendo el diseño de las redes de adaptación para entrada y salida, se obtuvo el valor de longitud eléctrica E [°] a partir de la herramienta Tune Parameters y de los componentes TLOC y TLIN como líneas de transmisión ideal con impedancia de 50Ω (terminación como circuito abierto y brazo de transmisión respectivamente). Se muestran la configuración esquemática en la FIG. 3.12 y los valores de longitud eléctrica en la TABLA 3.6. Privilegiando ganancia, lo que se hará es obtener un valor de E, tal que el valor de Γ_{IN} y Γ_{OUT} se equipare al valor de S11 para cada caso.

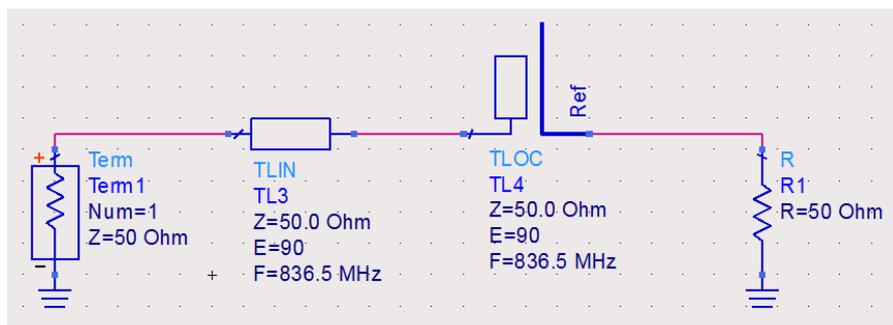


FIGURA 3.12 Esquemático para cálculo de Longitud Eléctrica

TABLA 3.6 Longitudes eléctricas

Frecuencia central	E de red de entrada		E de red de salida	
	TLIN	TLOC	TLIN	TLOC
f_{C1}	58.2547°	156.497°	30.6687°	26.29°
f_{C2}	50.5568°	161.6°	67.577°	156.51°

3.4.7 CÁLCULO DE LONGITUD DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Haciendo uso de los valores de longitud eléctrica y la herramienta LineCalc del ADS se logró determinar los valores de longitud en milímetros de las líneas de transmisión de las redes de adaptación para ambas bandas. Se emplean los componentes MLIN y MLOC del software con la configuración de circuito mostrada en la FIG 3.13.

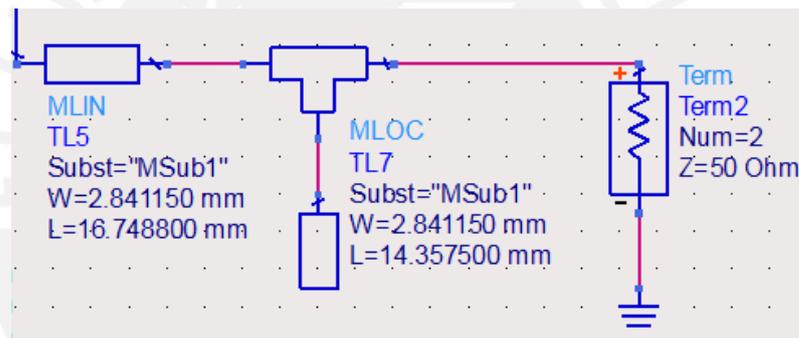


FIGURA 3.13 Esquemático para cálculo de longitudes de línea

En la TABLA 3.7 figuran los valores de las características físicas del sustrato fibra de vidrio FR4 los cuales se deben configurar en la herramienta LineCalc.

TABLA 3.7 Características físicas del sustrato

Parámetro	Valor
Er	4.4
Mur	1
H	1.5mm
Hu	3.9e34mil
T	20um
Zo	50Ω
TanD	0

En la TABLA 3.8 figuran los resultados finales para los valores de MLIN y MLOC cuyos subíndices 1 y 2 corresponden a la red de adaptación de la entrada y a la red de adaptación de salida respectivamente.

TABLA 3.8 Longitudes finales de las líneas de transmisión

[mm]	Longitudes de línea de transmisión (mm)			
	MLIN1	MLOC1	MLIN2	MLOC2
BANDA 1 W=2.841150	31.814100	85.466400	16.748800	14.357500
BANDA 2 W=2.841080	26.272000	83.976100	34.077400	81.331100

3.5 ELABORACIÓN DEL LAYOUT

3.5.1 CONSIDERACIONES PRELIMINARES DEL LAYOUT

- El transistor empleado ATF-34143 no contaba con empaque generado para el layout, por lo que a partir de las medidas dadas por el fabricante se procede a realizarlo en el ADS como se muestra en la FIG 3.14

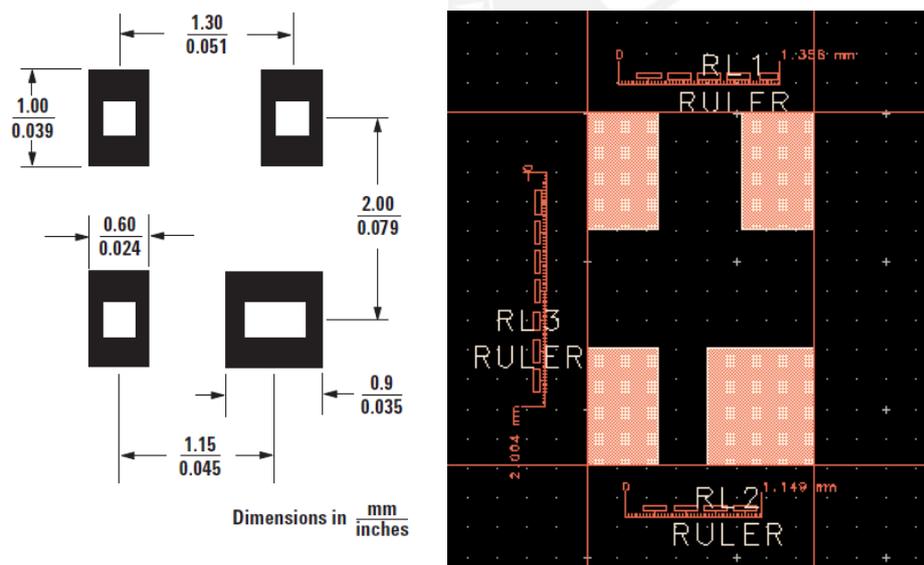


FIGURA 3.14 Layout sugerido por el fabricante para empaque SOT 343 y modelo elaborado en el ADS

Fuente: Hojas de datos del fabricante y elaboración propia

3.5.2 LAYOUT PRELIMINAR

Como se ve en la TABLA 3.9, se elaboraron los layouts preliminares considerando la longitud para las líneas de transmisión obtenidas y con las microcintas completamente rectas tal y como se muestra para ambas bandas.

TABLA 3.9 Tamaño de layouts preliminares

<p>Banda 1: 96.35mmx67.02mm</p>	<p>Banda 2: 153.75mmx139.15mm</p>

3.5.3 LAYOUT FINAL

Para la elaboración del layout final se empleó además de MLIN y MLOC, el componente MCORN en pro de lograr mantener la longitud y ancho de línea previamente calculada, pero reduciendo las dimensiones del layout preliminar a través de modelar los brazos más largos en forma de serpentín. Se tuvieron en cuenta además el espacio destinado para los conectores SMA, la malla a tierra y los agujeros metalizados. Los agujeros pasantes se elaboraron a través de la operación booleana DIFF entre las capas cond (vía principal), cond2 (plano de tierra) y hole en cada caso, cabe destacar que una modificación en el layout implica una modificación en el esquemático del ADS por lo que la posición de los componentes en el esquemático afecta directamente la posición de los mismos en el layout. Son herramientas útiles del ADS en esta parte del diseño: Rule, Line Construction, Create Clearance y Update Layout/Schematic. Finalmente, en la TABLA 3.10 se aprecia el tamaño de los layouts, en tanto que la TABLA 3.11 permite observar la vista panorámica de los mismos y la TABLA 3.12 muestra el detalle de la distribución de componentes.

TABLA 3.10 Tamaño de layouts finales

<p>Banda 1: 75.87mm x61mm</p>	<p>Banda 2: 75.1mmx59mm</p>

TABLA 3.11 Vista panorámica de layouts finales
Elaboración propia

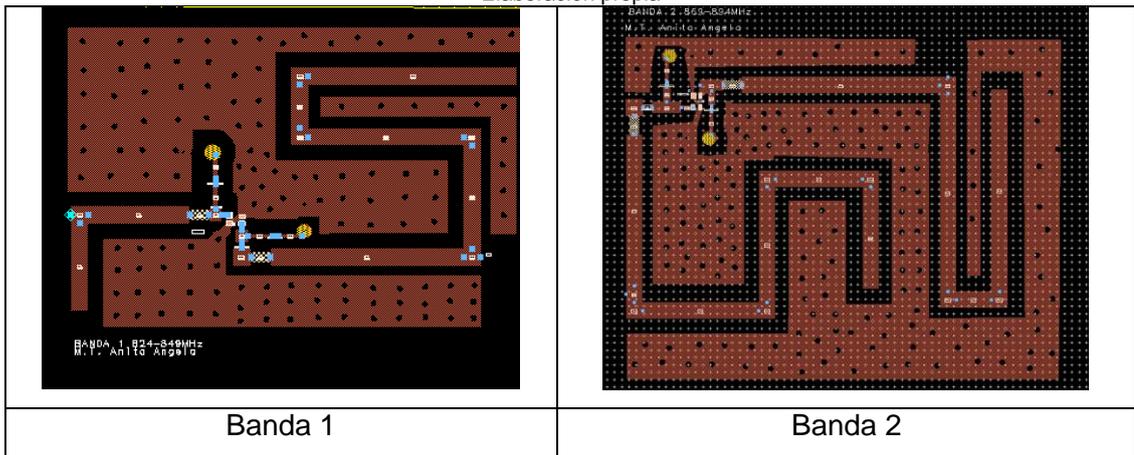
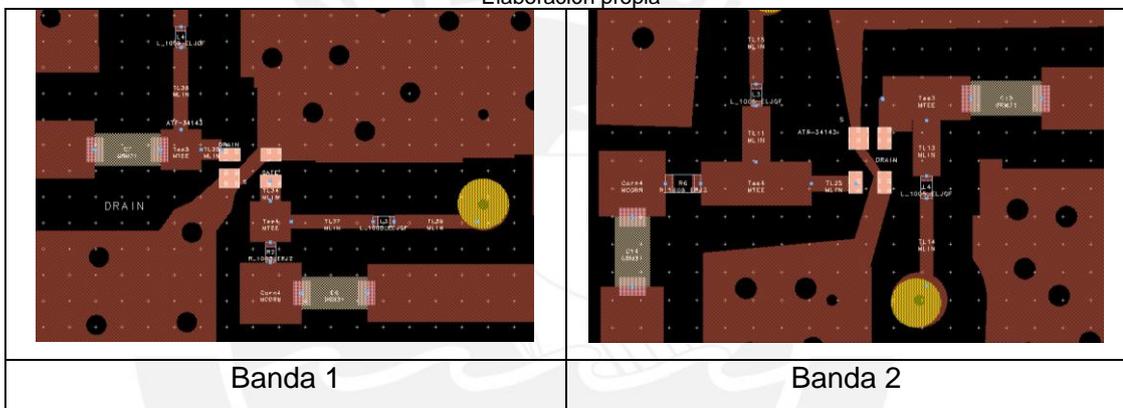


TABLA 3.12 Distribución de componentes de layouts finales
Elaboración propia



3.6 ELABORACIÓN DEL PROTOTIPO

Se fabricó el prototipo en fibra de vidrio de doble cara y se metalizó los agujeros de manera artesanal a través del soldado de filamentos de cobre de cable número 16 AWG. Inicialmente se trabajó con transferencia hecha de manera manual y decapado con persulfato de sodio y en un segundo prototipo se trabajó con transferencia por serigrafía. Se elaboraron dos prototipos debido a que el primer par, elaborado con transferencia manual, alteró la longitud y formas de las microcintas lo que conllevó a su mal funcionamiento.

3.6.1 ELABORACIÓN MANUAL

Para la elaboración de los primeros prototipos se aprecia en la FIG 3.15 la transferencia manual de la imagen y los resultados finales para cada banda en las FIG 3.16. Se aprecia que el acabado de las microcintas no luce completamente recto y se observa el metalizado manual ya terminado.

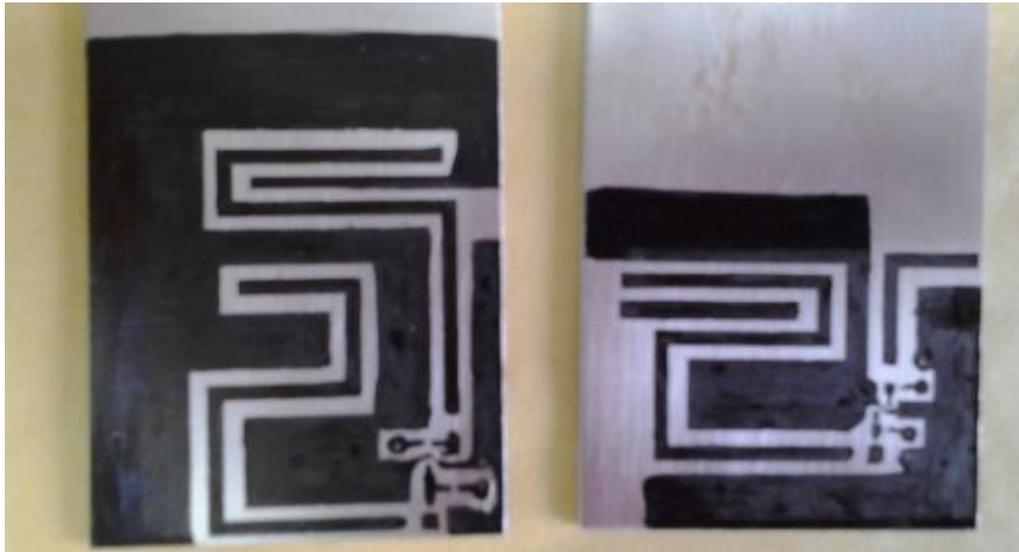


FIGURA 3.15 Elaboración manual del prototipo

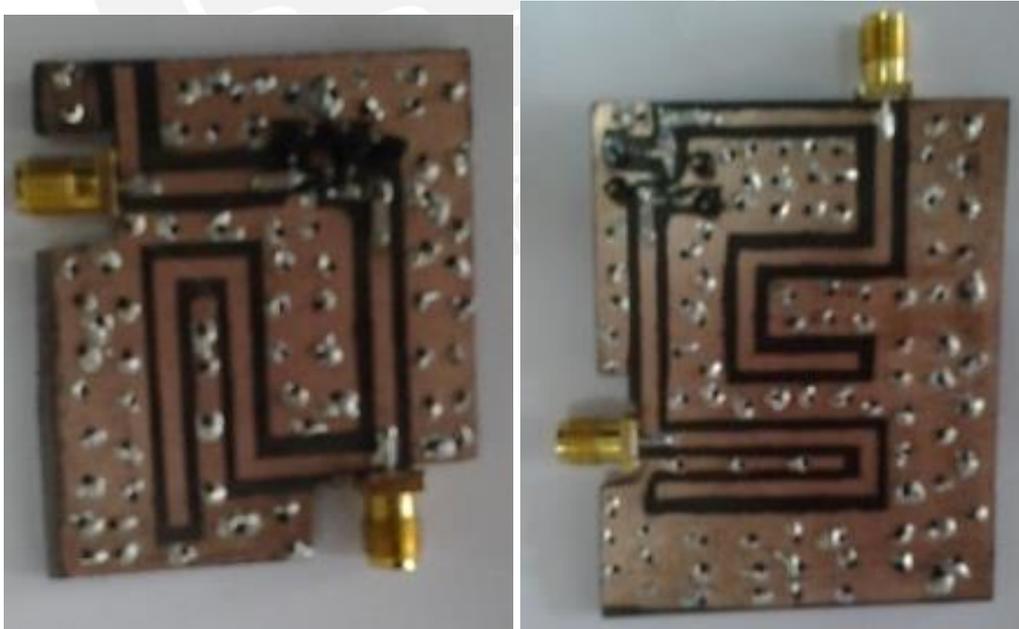


FIGURA 3.16 Prototipo 1 para la primera banda y para la segunda banda

3.6.2 ELABORACIÓN POR SERIGRAFÍA

En la FIG 3.17 se aprecian los resultados de la fabricación de tarjetas por serigrafía, las microcintas tienen mejor definición. En la FIG 3.18 se tienen las placas de los segundos prototipos ya implementados tanto con sus agujeros metalizados, también elaborados a mano y el montaje de sus componentes.

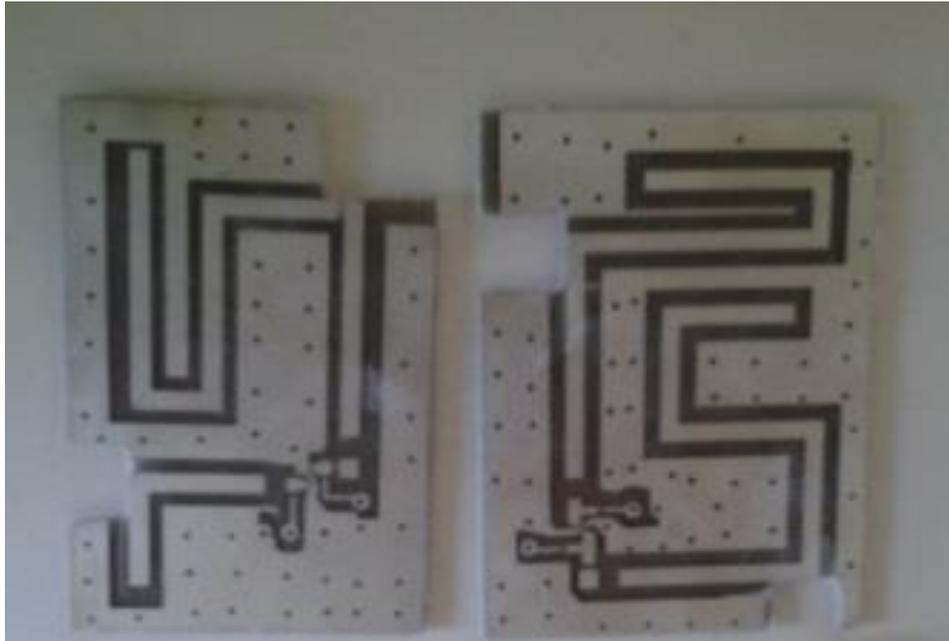


FIGURA 3.18 Prototipos elaborados por proceso serigráfico



FIGURA 3.19 Segundos prototipos para bandas 1 y 2 respectivamente

CAPÍTULO 4:

SIMULACIÓN Y RESULTADOS FINALES

4.1 INTRODUCCIÓN

Se simulará en el ADS tanto ganancias como figura de ruido. En el prototipo solo se evaluará la ganancia debido a que no se cuenta con un generador de ruido. Respecto a la simulación en ADS se compara los valores obtenidos tanto para la configuración con líneas de transmisión generales (TLIN y TLOC) y las microcintas de layout (MLIN, MCORN y MLOC), tanto para ruido y ganancia. En cuanto a la evaluación de ganancia se observará el parámetro de dispersión S21 y para la figura de ruido se observarán las variables $nf(2)$ y NFmin correspondientes a la figura de ruido respecto de la salida del sistema y la figura de ruido mínima.

4.2 CIRCUITOS ESQUEMÁTICOS A EMPLEAR

4.2.1 ESQUEMÁTICO DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN GENERALES

De la TABLA 3.6 son conocidos los valores de longitud eléctrica tanto para entrada y salida en cada banda, por lo que siguiendo la configuración de circuito de la FIG 3.11 se procede a añadirle los componentes TLIN y TLOC para simular la ganancia tal como se muestra en la FIG 4.1.

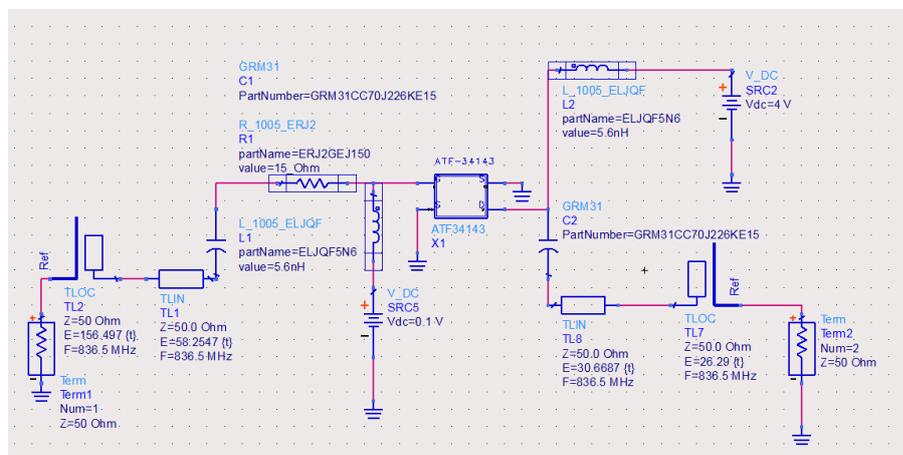


FIGURA 4.1 Diagrama esquemático de simulación

4.2.2 ESQUEMÁTICO DE LAYOUTS PRELIMINARES

Los layouts preliminares mostrados en la FIG 3.16 tienen su correspondiente esquemático en las FIGS 4.2 y 4.3 respectivamente a ser empleadas en las subsiguientes evaluaciones.

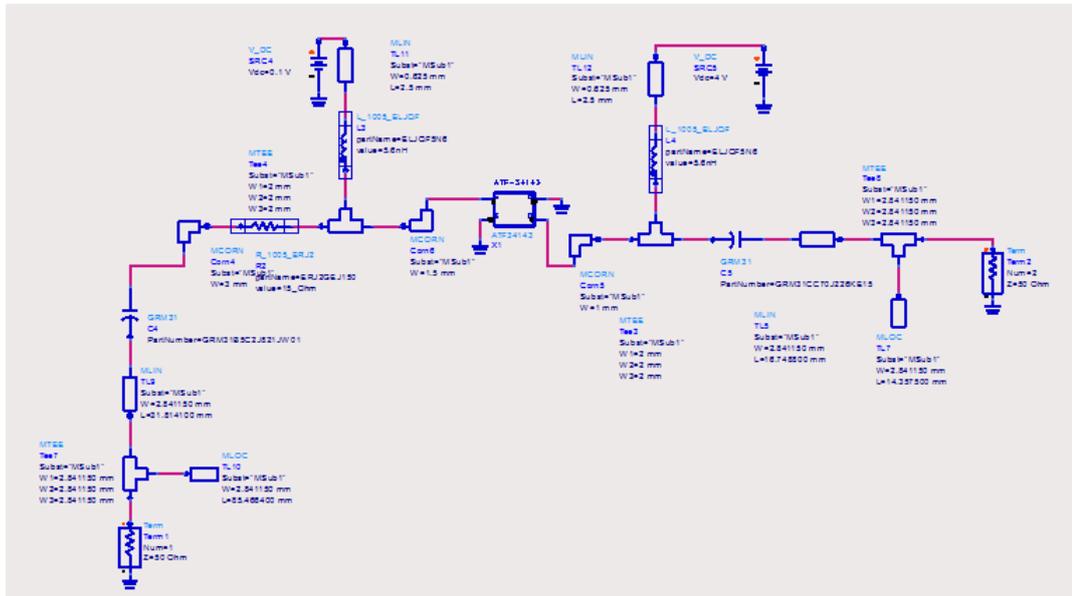


FIGURA 4.2 Esquemático de layout preliminar banda 1

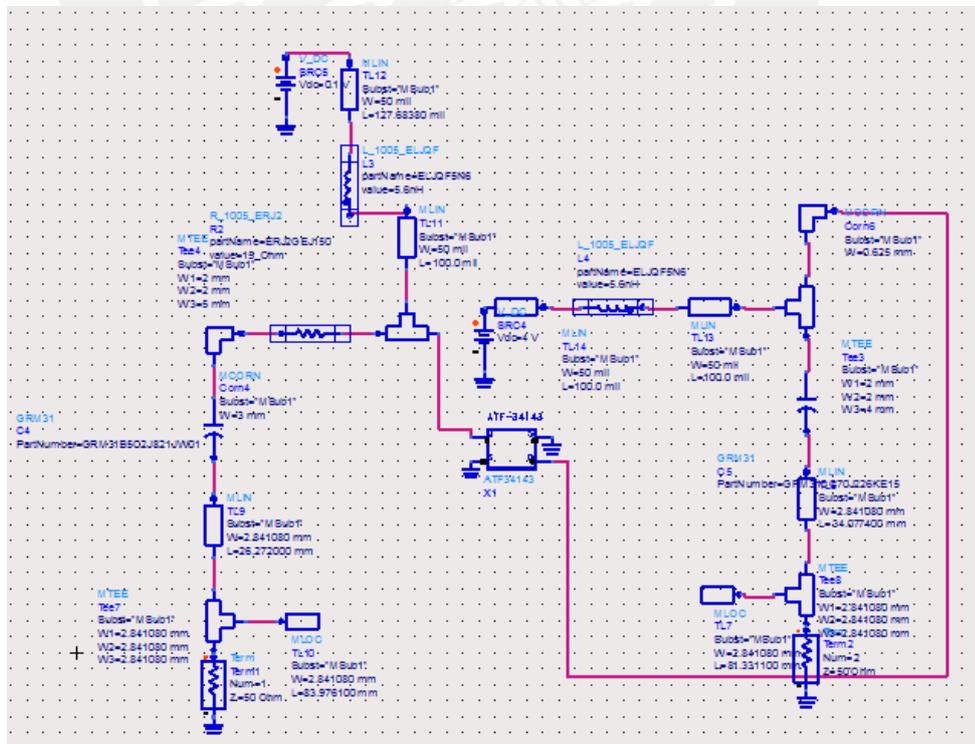


FIGURA 4.3 Esquemático de layout preliminar banda 2

4.2.3 ESQUEMÁTICOS DE LAYOUTS FINALES

La FIG 3.18 que muestra los layouts finales tienen por esquemático correspondiente las FIG 4.4 y FIG 4.5 para primera y segunda banda respectivamente.

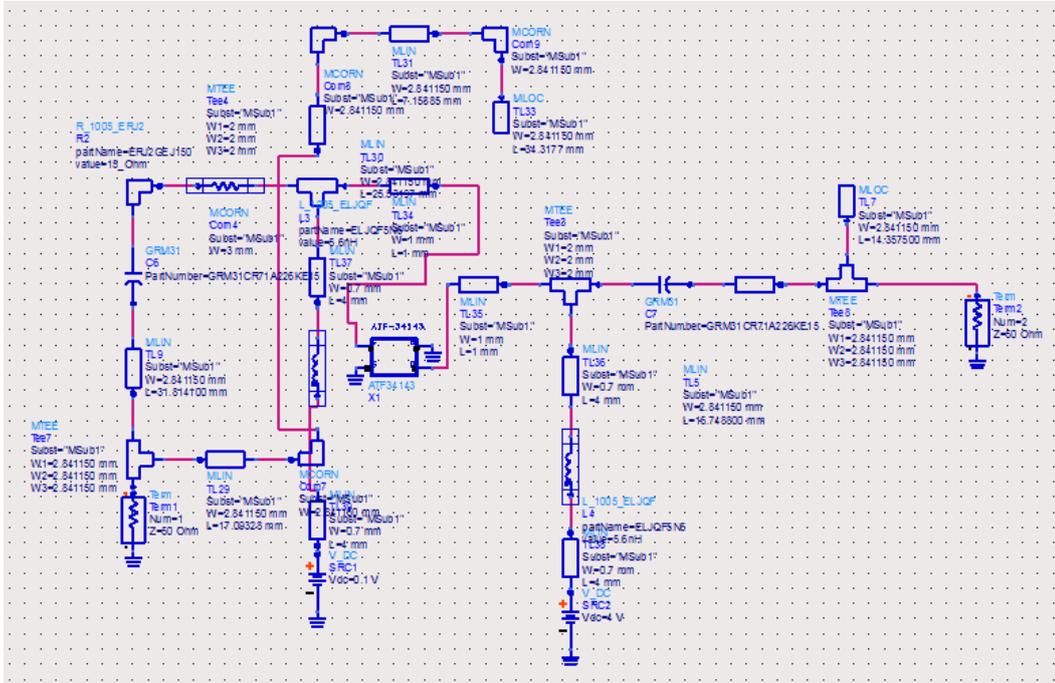


FIGURA 4.4 Diagrama esquemático final para banda1

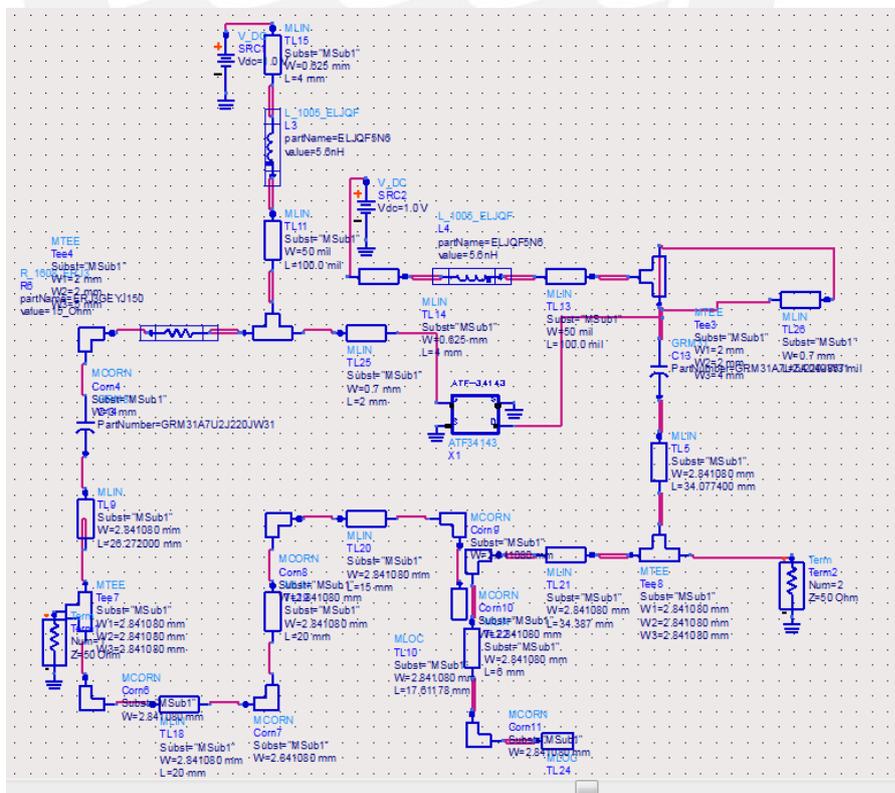
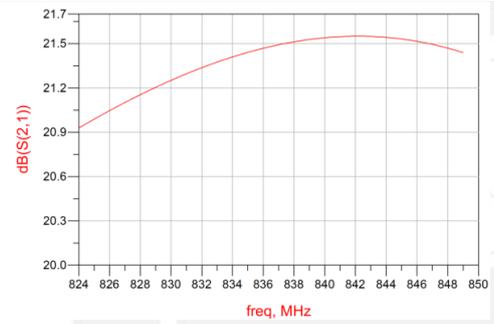
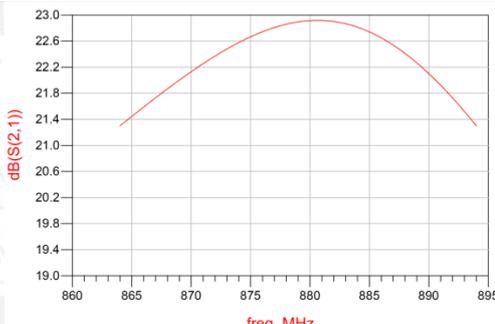
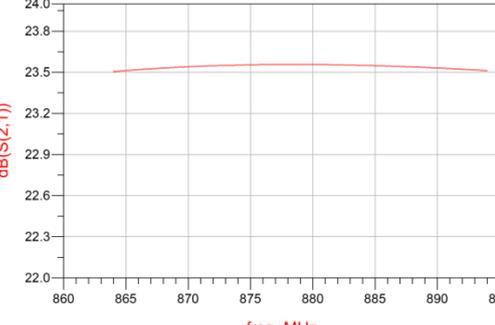
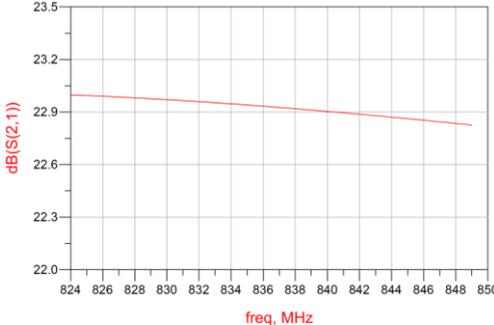
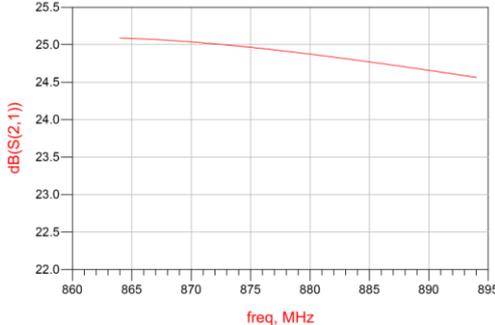


FIGURA 4.5 Diagrama esquemático final para banda 2

4.3 EVALUACIÓN DE GANANCIA EN EL ADS

A continuación en la TABLA 4.1 observamos los gráficos para la ganancia en primera y segunda banda para las tres configuraciones esquemáticas previamente mencionadas: líneas de transmisión generales, layout preliminar y layout final. Se observa para la primera banda una mejora en la ganancia del layout final respecto del layout preliminar en 3dB, sin embargo, esta tiende a decrecer, en tanto que en líneas generales la tendencia es al incremento, la ganancia para esta banda se sitúa entonces entre 19.55dB y 23dB. Para la segunda banda se aprecia la misma tendencia respecto de cada esquemático y la ganancia se sitúa entre los 21.4dB y 25dB.

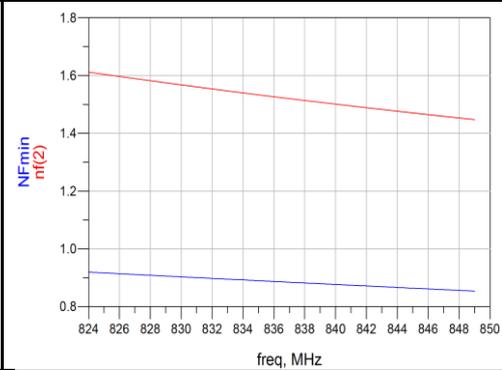
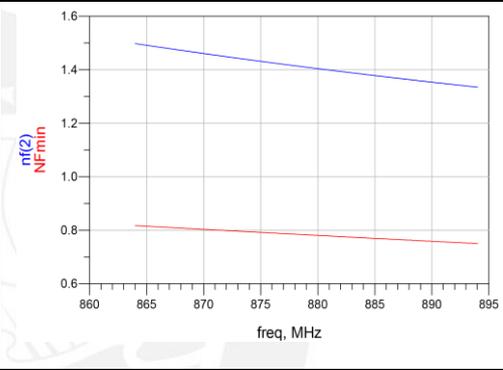
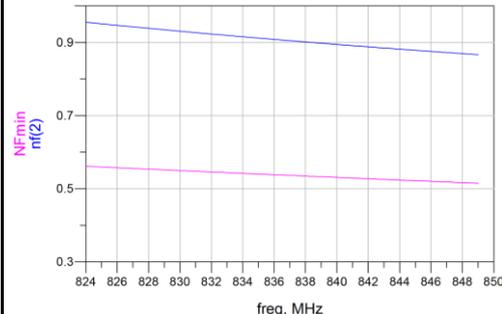
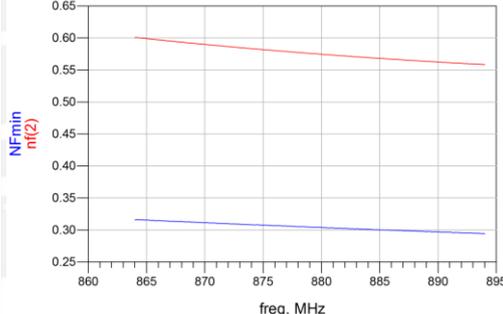
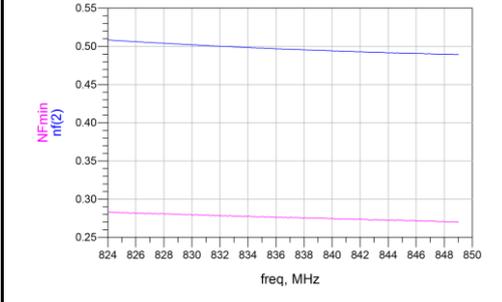
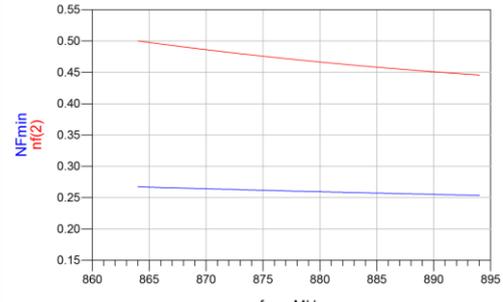
TABLA 4.1 Simulación de ganancia en ADS

	PRIMERA BANDA	SEGUNDA BANDA
Líneas generales		
Layout preliminar		
Layout final		

4.3 EVALUACIÓN DE FIGURA DE RUIDO EN ADS

En la tabla 4.2 se presentan los gráficos de figura de ruido mínima y figura de ruido en la salida de la red bipuerto para primeras y segundas bandas respectivamente correspondientes a las tres configuraciones esquemáticas. Para la primera banda se concluye que la mínima figura de ruido alcanzada es 0.28dB y un máximo de 1.6dB, mientras que para la segunda banda se observa una mínima figura de ruido de 0.25dB y un máximo de 1.5dB.

TABLA 4.2 Simulación de figura de ruido en ADS

	PRIMERA BANDA	SEGUNDA BANDA
Líneas generales		
Layout preliminar		
Layout final		

4.5 EVALUACIÓN EN PROTOTIPO

Los prototipos fueron implementados casi en su totalidad con los componentes con los cuales se efectuaron las simulaciones en ADS. Se realizó la implementación con el transistor ATF-34143 y las bobinas de la simulación. Sin embargo, no se emplearon los productos de marca de la simulación para los condensadores de bloqueo ni la resistencia de estabilidad debido a una dilación en la importación. En su lugar se emplearon los mismos dispositivos en cuanto a valores, esto es condensadores de 22 μ F y la resistencia de 15 Ω , pero no de marca y no se puede conocer el comportamiento en la frecuencia deseada de los capacitores porque no se consiguió su hoja de datos. Dichos productos fueron del mercado local.

4.5.1 EVALUACIÓN DE GANANCIA EN PRIMEROS PROTOTIPOS

Para la prueba del primer prototipo, solo se tuvieron resultados apreciables respecto del correspondiente a la primera banda debido a que el propio de la segunda banda empezó a generar oscilación lo que se tradujo en un incremento de corriente sobre los 200mA en compuerta. La FIG 4.6 muestra el montaje de equipos (fuente y VNA) y el prototipo. Se generó resultado exitoso en cuanto al valor de ganancia obtenida y ancho de banda, sin embargo hubo un traslado en frecuencia, los factores que afectaron la prueba fueron la calidad del circuito impreso y el no contar con los capacitores de bloqueo ni la resistencia de estabilidad con los que se simuló en ADS. En la FIG 4.7 se aprecia la variación de la ganancia a partir de la magnitud de S21 en la pantalla del VNA.

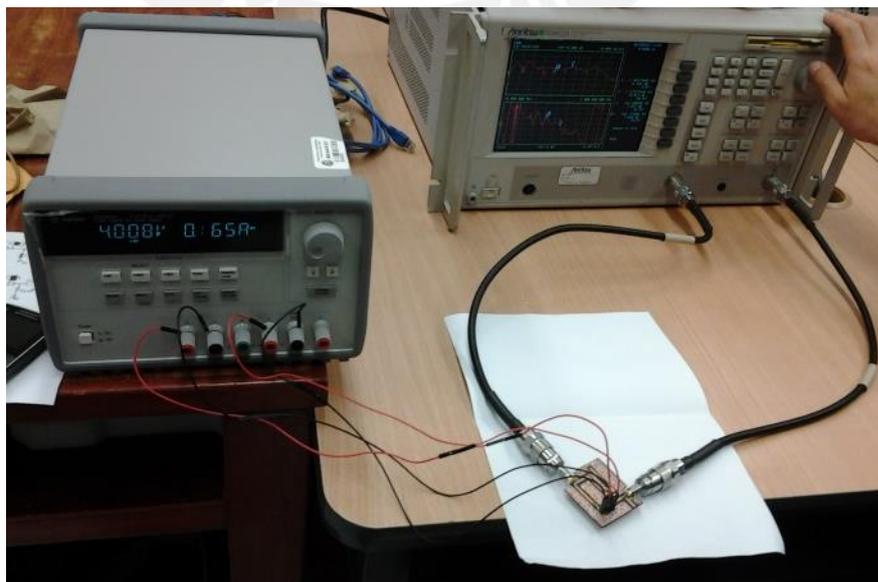


FIGURA 4.6 Conexiones para la prueba de prototipos

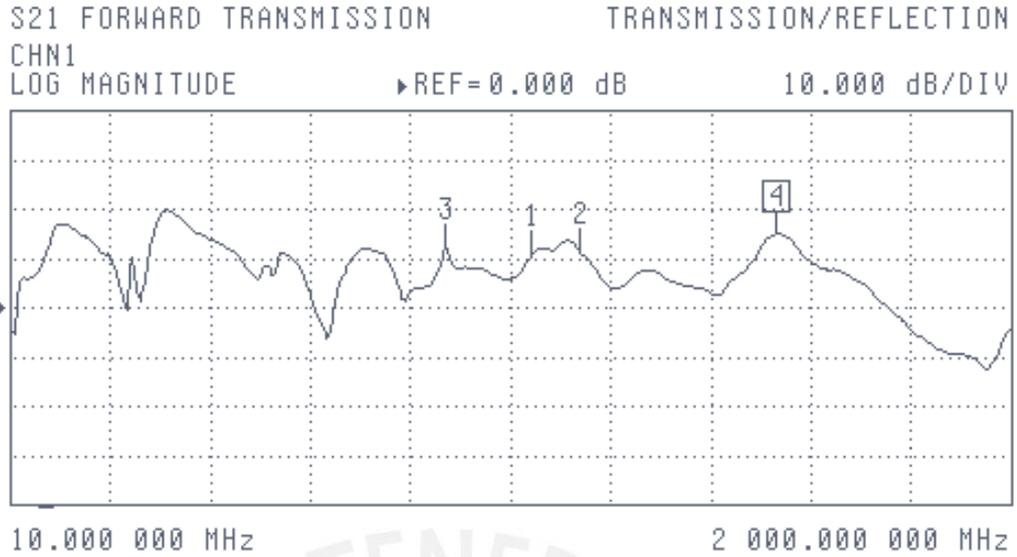


FIGURA 4.7 Magnitud de S21 en el VNA

Por otro lado, del archivo a2.DAT generado por el VNA para el ensayo se procesaron los valores de S21 para generar la imagen de la ganancia plasmada en la FIG 4.8 donde se puede apreciar el traslado en frecuencia y la conservación de un ancho de banda de 24.875MHz (el ancho de banda esperado era 849-824=25MHz), en tanto que el conservado resulta de la diferencia de 1194.05-1169.175=24.875MHz con una ganancia promedio de 20.27dB.

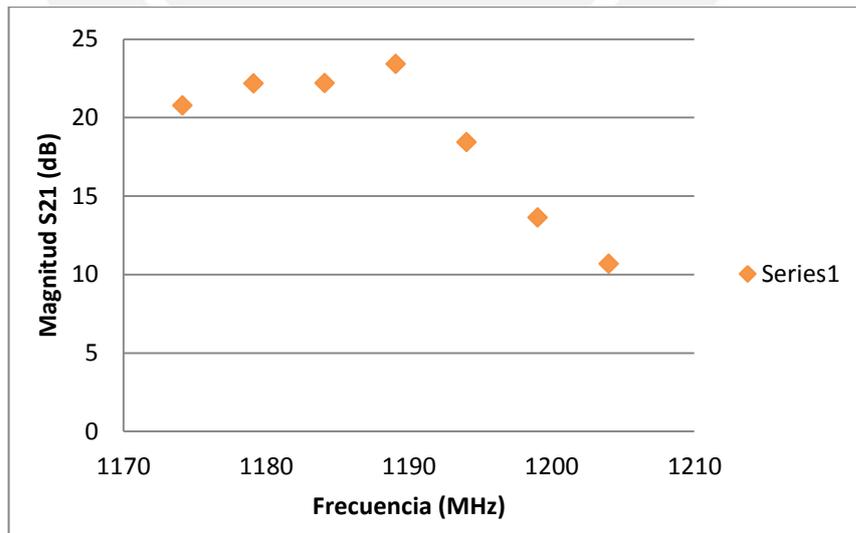


FIGURA 4.8 Ganancia trasladada en frecuencia

4.5.2 EVALUACIÓN DE GANANCIA EN SEGUNDOS PROTOTIPOS

La FIG 4.9 corresponde a la magnitud de S21 para el circuito de la primera banda, destaca el hecho de que la ganancia se mantiene estable en un ancho de banda superior al planteado, cada cuadro horizontal equivale a 150MHz por lo que desde los 800MHz a 1250MHz se tiene una ganancia promedio de 16dB. En la FIG 4.10 se tiene el arreglo a partir del archivo AMP1.DAT de los valores de ganancia para la primera banda únicamente, con lo que se manifiesta una ganancia mínima de 15.9dB y una máxima de 16.89dB.

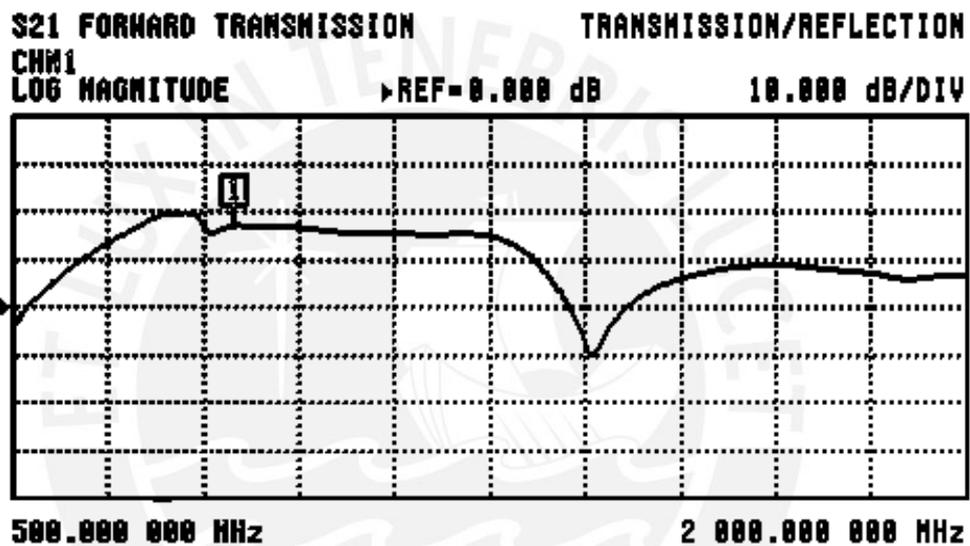


FIGURA 4.9 Magnitud S21 en el VNA para el primer circuito

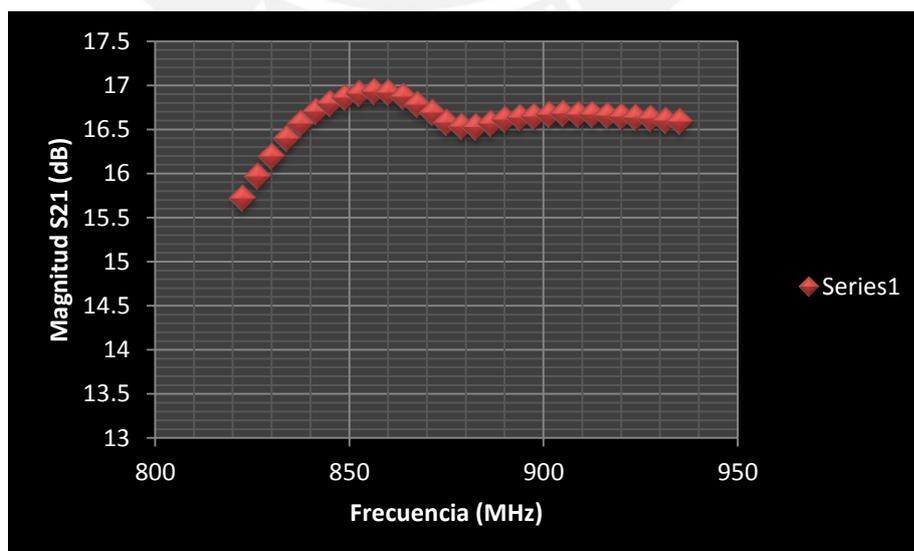


FIGURA 4.10 Magnitud S21 para la primera banda

Para el prototipo correspondiente a la segunda banda, en la FIG 4.11 se puede ver un incremento mucho mayor en la región que tiene una ganancia estable, va de los 800MHz hasta los 1400MHz con ganancia promedio de 10.9dB, restringiendo el arreglo del archivo AMP122.DAT mostrado en la FIG 4.12 se tiene para la segunda banda únicamente una ganancia entre 10.86dB y 10.95dB.

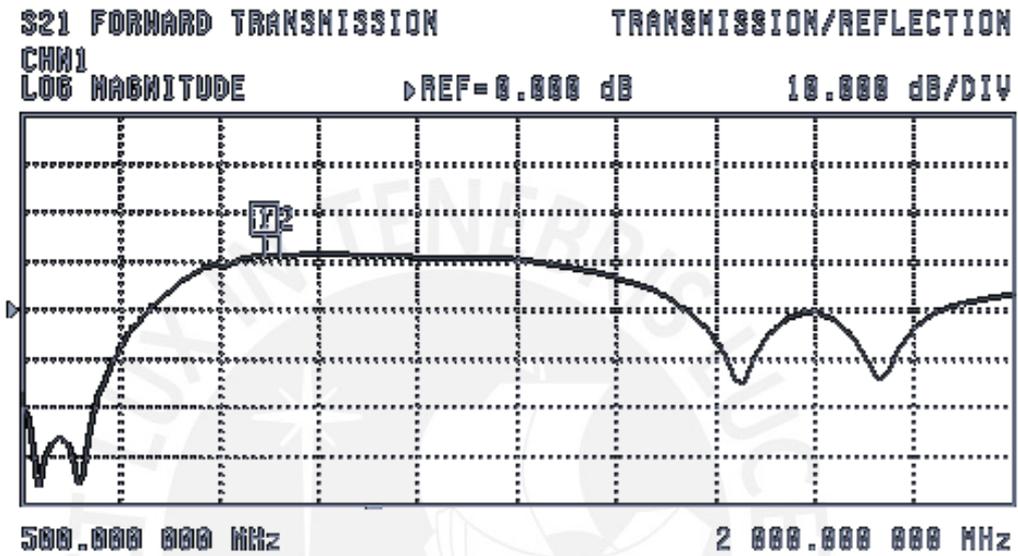


FIGURA 4.11 Magnitud S21 en el VNA para el segundo circuito

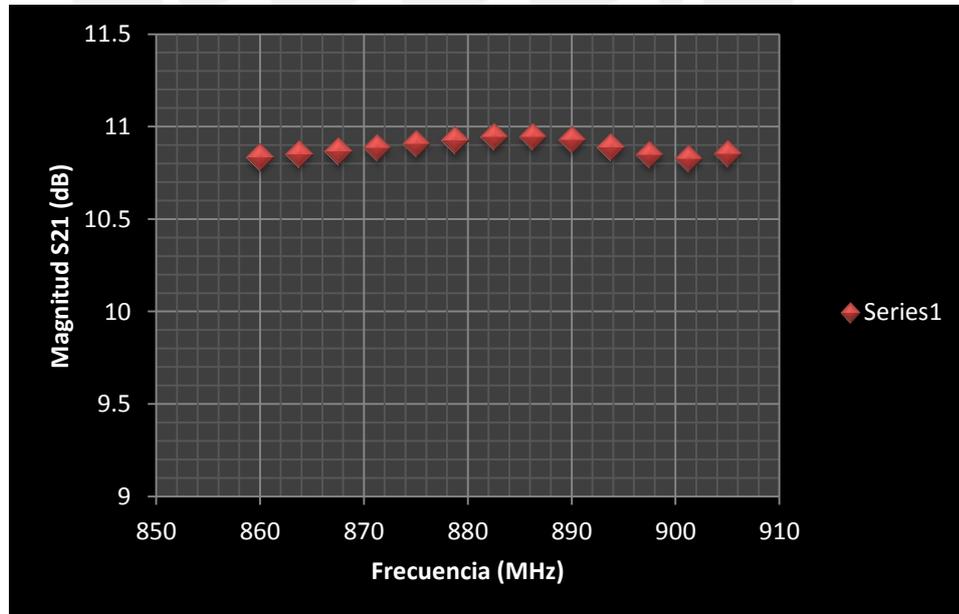


FIGURA 4.12 Magnitud S21 para la segunda banda

CONCLUSIONES

1. Se logró elaborar un equipo sencillo y de funcionalidad práctica que incrementa la señal de comunicación celular, pero no se puede afirmar que funcione en zonas saturadas de usuarios ni rurales debido a que no se ha probado el diseño en ese contexto.
2. Se logró alcanzar ganancias superiores a los 13dB y una figura de ruido inferior a los 5dB para el diseño en ambas bandas a través de la simulación hecha por el software ADS.
3. Se logró ganancia superior a los 13dB a partir de la evaluación en prototipo para la primera banda. Sin embargo, para la segunda banda solo se alcanzó una ganancia de 10.9dB, se notó que para este rango de frecuencia el ancho de banda se incrementó hasta los 600MHz pudiendo ser esta la causa del decremento en ganancia, esto se respalda por el hecho de que en un primer prototipo se consiguió una ganancia de 20dB con un ancho de banda de 25MHz, además, se hizo estas pruebas con condensadores de bloqueo diferentes al modelo con que se simuló en ADS.
4. Se implementó el prototipo con un arte sencillo y se le califica como LNA por el bajo valor de figura de ruido alcanzado y el elevado valor de ganancia conseguido.
5. El diseño cuenta con una ganancia inferior a la de un signal booster debido a que este solo es de una etapa correspondiente a un preamplificador.
6. Mantener estable el voltaje con que se alimenta el circuito resulta crucial para evitar oscilación, lo cual se logra añadiendo capacitores en paralelo a las fuentes de alimentación.
7. El contenido del presente asunto de estudio resulta valioso porque abarca de manera práctica conceptos de electrónica para radiofrecuencia lo cual puede resultar beneficioso a quienes apenas inician su aprendizaje en dicho campo.

RECOMENDACIONES

1. Se recomienda probar con valores de resistencia para compuerta inferiores a los 20 ohmios para lograr la estabilidad del circuito pues es un rango estrecho en el que se logra obtener el resultado deseado.
2. Elaborar un circuito tal que conmute entre las bandas de frecuencia deseados según sea el caso.
3. El diseño se puede optimizar eligiendo un transistor de mejores características y que cuente con su modelo correspondiente para el layout en ADS lo que permitiría optimizar el diseño al poder analizar el comportamiento electromagnético del mismo.
4. Contar con todos los componentes necesarios antes diseñar las microcintas resulta crucial en este caso para evitar dilaciones.
5. El empleo de condensadores electrolíticos en paralelo a las fuentes de alimentación es un gran coadyuvante ante oscilaciones por lo que se recomienda añadirlos en las pruebas a efectuar con el ADS.
6. Explorar el arte de la elaboración de circuitos de doble capa con agujeros metalizados es trascendente para este asunto de estudio si se quiere ampliar la aplicación.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] A. Merino-Reyna, "Optimización de la zona centro-norte de la red GSM de un operador móvil en lima a nivel de radio," Tesis Ing. Telecomunicaciones. PUCP., Lima., 2011.
- [2] C. Sotelo. (2010) Sistemas de comunicaciones móviles [Biblioteca PUCP]. Fondo Editorial de la Universidad de San Martín de Porres (USMP).
- [3] M. Gorricho, J. Gorricho. (2004) Comunicaciones móviles [Biblioteca PUCP]. Ediciones UPC.
- [4] OSIPTEL. (2012, 08). Indicadores de Calidad en Centros Poblados Urbanos. [WEB].
<http://www.osiptel.gob.pe/WebSiteAjax/WebFormGeneral/sector/VerIndCalidadCP.aspx>
- [5] APUNTES UIB (2012, 08) Comunicaciones RF [WEB]
http://www.uib.es/depart/dfs/GTE/education/telematica/sis_ele_comunicacio/Apuntes/Capitulo%201.pdf
- [6] J. M. Huidobro, "Femtoceldas," en BIT, Qué es. Revista BIT, n0. 170, pp. 50-52. 08, 2008. [WEB]
<http://www.coit.es/publicaciones/bit/bit170/50-52.pdf>
- [7] S. S. Iqbal, "Microwave Integrated Circuits," EE 407, Lecture 27-28. University of Petroleum & Minerals, Saudi Arabia. 2008. [WEB]
http://faculty.kfupm.edu.sa/EE/sheikhsi/EE_407_Microwave_Engineering/EE407_lec_27_28_1.pdf
- [8] J. J. Bautista, "HEMT Low-Noise Amplifiers," DESCANSO: Chapter 5 [WEB]
http://descanso.jpl.nasa.gov/Monograph/series10/05_Reid_chapt+5.pdf
- [9] AVAGO Technologies. Development of E-pHEMT Technology [WEB]
<http://www.avagotech.com/docs/AV02-2026EN>
- [10] SYSCOM. Amplificadores para Celular y Nextel [WEB]
<http://www.syscom.com.mx/PDF/PreguntasYRespuestasAmplificadoresParaCelularYNextel.pdf>
- [11] Tecnología en Proyectos Informáticos. Amplificadores de Señal Celular [WEB]
<http://technoproyectos.com/amplificadores.html>
- [12] SYSCOM. Catálogo de radiocomunicación y sistemas radioeléctricos [WEB]
<http://www.syscom.mx/principal/pages/id:49>
- [13] Shenzhen Lianstar Technology Co., Limited. Amplificador celular (Amplificador de señal móvil) [WEB] <http://www.lianstar.com/es/amplificador-celular.php?qclid=Clr5nKeKja8CFcWP7QodxVggxw>
- [14] Wilson Electronics
<http://www.wilsonelectronics.com/spanish/>
- [15] Consulta de precios de repetidores [WEB]
<http://www.ebay.com/bhp/wilson-cell-phone-booster>
<http://www.ebay.co.uk/sch/Signal-Boosters-/68030/i.html>

- [16] E. García. “LNAs y Mezcladores,” Universitat de les Illes Balears 2012 [WEB]
http://www.uib.es/depart/dfs/GTE/education/telematica/sis_ele_comunicacio/Apuntes/Capitulo%205.pdf
- [17] LNA's. Enciclopedia de microondas. [WEB]
<http://www.microwaves101.com/encyclopedia/lina.cfm>
- [18] Amplificadores Mitsubishi [WEB]
<http://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/products/hf/gaastransistor/index.html>
- [19] Amplificadores Triquint [WEB]
<http://www.triquint.com/products/markets/mobile-devices/gsm-gprs-edge.cfm>
- [20] G. Gonzáles. (1996) Microwave transistor amplifiers: analysis and design. [Biblioteca PUCP]. Segunda edición, capítulos 2,3,4. Prentice Hall.
- [21] D.M Pozar. (2012) Microwave engineering. [Biblioteca PUCP]. Hoboken, NJ : Wiley.
- [22] I. Rosu (2010) LNA Design. Greek Microwave Group. [WEB]
<http://www.microwave.gr/content/LNAdesign.pdf>
- [23] J. A. Ruiz. “Diseño de acopladores direccionales de microondas para matrices de Butler,” Universidad Autónoma de Madrid. Madrid., 2009. [WEB]
<http://arantxa.ii.uam.es/~jms/pfcsteleco/lecturas/20090514AngelSeco.pdf>
- [24] R. Jenkins et all. “Comparison of software tools for the design of microwave components,” Canfield University, UK. [WEB]
<http://www.armms.org/media/uploads/1335467278.pdf>
- [25] Descripción de RF/Microwave Circuit Design Software [WEB]
<http://www.awrcorp.com/products/microwave-office>
- [26] Descripción de AnSoft DesignerRF [WEB]
http://www.figes.com.tr/english/ansoft/designer_rf.php
- [27] Descripción de Genesys RF [WEB]
<http://www.home.agilent.com/en/pc-1297125/genesys-rf-and-microwave-design-software>
- [28] Descripción de Agilent ADS [WEB]
<http://www.home.agilent.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads>

ANEXOS

Los anexos van incluidos en el CD el cual consta del siguiente contenido:

- Hoja de datos del transistor ATF -34143
- Hoja de datos de los componentes pasivos empleados.
- Archivo de ADS del diseño completo.
- Archivos DAT generados por el VNA
- Hojas de aplicaciones del fabricante para el transistor ATF-34143
- Memoria de la tesis

