



UNIVERSIDAD DE CHILE  
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE  
MICROONDAS DE BAJO RUIDO BASADO EN TRANSISTORES  
DISCRETOS

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

RODRIGO ANDRÉS PACHECO CABELLO

PROFESOR GUÍA:

SR. FAUSTO PATRICIO MENA MENA

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:

SR. HÉCTOR MILER AGUSTO ALEGRÍA.

SR. NICOLÁS ANDRÉS REYES GUZMÁN

SANTIAGO DE CHILE

2013

RESUMEN DE LA MEMORIA  
PARA OPTAR AL TÍTULO DE  
INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA  
POR: RODRIGO PACHECO CABELLO  
FECHA: AGOSTO 2013  
PROF. GUÍA: SR. PATRICIO MENA MENA

## “DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN AMPLICADOR DE MICROONDAS DE BAJO RUIDO BASADO EN TRANSISTORES DISCRETOS”

El Departamento de Ingeniería Eléctrica (DIE) y el Departamento de Astronomía (DAS) de la Universidad de Chile se encuentran desarrollando un prototipo de receptor superheterodino para la denominada Banda 1, que abarca el rango de frecuencias desde 31 a 45 GHz. Este trabajo se enmarca dentro del proyecto ALMA (Atacama Large Millimeter Array), que consistirá en el mayor arreglo de antenas para interferometría del mundo, y en el que trabajan diferentes organismos alrededor del mismo.

El principal objetivo del presente trabajo de título consiste en el diseño y construcción de un amplificador de microondas de bajo ruido utilizando componentes discretos, que será utilizado como preamplificador en el receptor superheterodino mencionado anteriormente. Otros objetivos de esta memoria son el diseño y construcción de la empaquetadura para el amplificador, así como también sus circuitos de polarización y fuente de poder.

La primera etapa consistió en el diseño de los distintos componentes. El amplificador se basó en estudios y simulaciones previas, logrando un diseño que permite la adecuada conexión de sus elementos. Para mantener un estándar, la empaquetadura mantuvo las dimensiones exteriores de los diseños que la precedían, sin embargo sus dimensiones interiores fueron diseñadas según las características de los elementos a montar en ella. Los circuitos de polarización fueron diseñados de acuerdo a los requerimientos de las distintas etapas del amplificador. La fuente de poder se basó en un diseño anterior que permite el ajuste de diferentes voltajes y corrientes de polarización, proyectándola además, para trabajos futuros.

La segunda etapa corresponde a la fabricación de todos los elementos, mientras que la tercera etapa consiste en sus respectivos montajes en la empaquetadura y las uniones de todos ellos. Estos procesos fueron realizados mayoritariamente en el laboratorio del DAS, mediante la utilización de distintas técnicas.

Finalmente, se analiza el desempeño de cada etapa de amplificación de manera independiente, comprobando su correcto funcionamiento en cada una de ellas y logrando resultados cercanos a las simulaciones. Además, fue posible obtener variadas consideraciones, las que podrían ser utilizadas para mejorar el desempeño en trabajos futuros.

# Tabla de contenido

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Objetivos del trabajo de título . . . . .	1
1.2. Estructura del informe . . . . .	3
<b>2. Marco Teórico</b>	<b>5</b>
2.1. Antecedente Generales . . . . .	5
2.1.1. Señales del espacio . . . . .	5
2.1.2. Detección de señales . . . . .	7
2.1.3. Proyecto ALMA . . . . .	11
2.2. Transistor HEMT . . . . .	16
2.3. Configuraciones de diseños . . . . .	19
2.3.1. Estabilidad . . . . .	21
2.3.2. Ganancia . . . . .	23
2.3.3. Bajo Ruido . . . . .	26
<b>3. Diseños y Simulaciones</b>	<b>27</b>
3.1. Amplificadores de Bajo Ruido . . . . .	27
3.1.1. Componentes . . . . .	27
3.1.2. Diseño eléctrico . . . . .	34
3.1.3. Diseño mecánico . . . . .	42
3.2. Empaquetamiento . . . . .	43
3.2.1. Diseño mecánico . . . . .	43
3.2.2. Diseño de conexiones . . . . .	47

3.3. Circuito de Polarización . . . . .	48
3.3.1. Diseño de la fuente de poder . . . . .	48
<b>4. Fabricación y montaje de los elementos</b>	<b>50</b>
4.1. Fabricación del Amplificador . . . . .	50
4.2. Fabricación del Empaquetamiento . . . . .	52
4.3. Fabricación de Líneas de Circuitos de Polarización . . . . .	53
4.4. Montaje . . . . .	54
4.5. Fabricación de Fuente de Poder . . . . .	62
<b>5. Conclusiones</b>	<b>64</b>
5.1. Diseño . . . . .	64
5.2. Fabricación . . . . .	66
5.3. Montaje . . . . .	67
5.4. Pruebas . . . . .	68
<b>6. Trabajo Futuro</b>	<b>70</b>
<b>Referencias</b>	<b>73</b>
<b>Anexos</b>	<b>75</b>

# Índice de tablas

2.1. Lista de bandas y sus especificaciones [1]. . . . .	15
2.2. Principales líneas de transición observadas en el espectro de la Banda 1. . . . .	16
3.1. Parámetros de ruido a $V_{ds} = 2V$ , $I_{ds} = 14mA$ . . . . .	28
3.2. Parámetros del circuito equivalente EC2612 [15]. . . . .	29
3.3. Propiedades del sustrato CuFlon [16]. . . . .	31
3.4. Características mecánicas de los capacitores. . . . .	33
3.5. Características mecánicas de las resistencias [17]. . . . .	34
3.6. Valores de voltajes y corrientes para la polarización de los HEMT. . . . .	35
3.7. Distribución de conexiones en el Case. . . . .	48
4.1. Relación temperatura-tiempo de curado del epóxico H20E. . . . .	56
A.1. Parámetros-S del transistor a $V_{ds} = 3[V]$ , $I_{ds} = 30[mA]$ . . . . .	76
A.2. Parámetros-S del transistor a $V_{ds} = 2[V]$ , $I_{ds} = 10[mA]$ . . . . .	77
A.3. Designación de los pines del conector de polarización (a), señales de control (b) y alimentación del circuito (c). . . . .	85

# Índice de figuras

1.1. <i>Ruido esperado para un amplificador para Banda 1.</i> . . . . .	3
2.1. <i>Esquema del receptor superheterodino.</i> . . . . .	7
2.2. <i>Diseño del receptor superheterodino.</i> . . . . .	9
2.3. <i>Esquema de antenas para un interfeómetro de dos elementos [1].</i> . . . . .	12
2.4. <i>Foto satelital del complejo ALMA.</i> . . . . .	13
2.5. <i>Esquema de un transistor FET [1].</i> . . . . .	17
2.6. <i>Esquema de un transistor HEMT.</i> . . . . .	19
2.7. <i>Modelo de un transistor amplificador de microondas [12].</i> . . . . .	20
3.1. <i>Circuito equivalente EC2612.</i> . . . . .	28
3.2. <i>Curvas características del transistor.</i> . . . . .	29
3.3. <i>Figuras de ruido y ganancias asociadas en función de <math>I_{ds}</math> (a) y frecuencia (b).</i> . . . . .	30
3.4. <i>Dimensiones (en <math>\mu\text{m}</math>) del transistor.</i> . . . . .	31
3.5. <i>Esquema físico de los capacitores.</i> . . . . .	32
3.6. <i>Características de VSWR y pérdida de retorno de las resistencias de <math>50 \Omega</math> [17].</i> . . . . .	33
3.7. <i>Esquema físico de las resistencias.</i> . . . . .	34
3.8. <i>Curvas de voltaje de la puerta.</i> . . . . .	36
3.9. <i>Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del circuito de polarización de la puerta de la primera etapa.</i> . . . . .	37
3.10. <i>Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del circuito de polarización del drenador de la primera etapa</i> . . . . .	37

3.11. Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del circuito de polarización de la puerta de la segunda a cuarta etapa. . . . .	38
3.12. Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del circuito de polarización del drenador de la segunda a cuarta etapa. . . . .	38
3.13. Desempeño en la primera iteración, donde $S_{21}$ representa la ganancia, $S_{11}$ la reflexión en la entrada, $S_{22}$ reflexión en la salida y $te(2)/10$ la temperatura de ruido. . . . .	39
3.14. Desempeño en la segunda iteración. . . . .	40
3.15. Desempeño en la tercera iteración representado en las líneas marcadas (LNA6). Las líneas finas representan la iteración anterior a modo de comparación. . .	41
3.16. Diseño mecánico del LNA en el software ADS. . . . .	42
3.17. Guías de onda en la parte inferior (a) y superior (b) del empaquetamiento. .	43
3.18. Canales para el bias en la parte inferior (a) y superior (b) del empaquetamiento.	44
3.19. Cavidad para el conector en la parte inferior (a) y superior (b) del empaquetamiento. . . . .	44
3.20. Canal posterior para cables de polarización del gate. . . . .	45
3.21. Detalle del diseño de las cavidades. . . . .	46
3.22. Disposición de los pernos en la parte inferior (a) y superior (b) del empaquetamiento. . . . .	46
3.23. Conector de polarización del Case. . . . .	47
4.1. Máquina CNC del taller mecánico del DAS. . . . .	51
4.2. Cuello de la antena a la entrada (a) y salida (b) del amplificador. . . . .	52
4.3. Case dorado. . . . .	52
4.4. Líneas del circuito de polarización de los drenadores (a) y las puertas (b). . .	53
4.5. Cara inferior del empaquetamiento, donde se aprecian los cables de los circuitos de polarización de las puertas. . . . .	54
4.6. Componentes montados en el empaquetamiento (a) y detalle de la PCB (b). .	55
4.7. Caja con componentes y una punta de cactus. . . . .	56

4.8. <i>Bonding Machine.</i> . . . . .	58
4.9. <i>Conexiones entre resistencias y condensadores.</i> . . . . .	59
4.10. <i>PCB cortada(a) y detalle de estos cortes (b)(c).</i> . . . . .	60
4.11. <i>Montaje finalizado de los componentes en el bloque.</i> . . . . .	61
4.12. <i>Conectores de alimentación, control y monitoreo.</i> . . . . .	62
4.13. <i>Circuito de polarización armado donde se aprecia la cara de los componentes (a) y la cara de las soldaduras (b).</i> . . . . .	63
A.1. <i>Diseño esquemático de la primera iteración.</i> . . . . .	78
A.2. <i>Diseño esquemático de la segunda iteración.</i> . . . . .	79
A.3. <i>Diseño esquemático de la tercera iteración.</i> . . . . .	80
A.4. <i>Esquemático una etapa.</i> . . . . .	81
A.5. <i>Esquemático completo.</i> . . . . .	82
A.6. <i>Distribución de los elementos en la placa de polarización.</i> . . . . .	83
A.7. <i>Lado de los componentes del circuito de la placa de polarización.</i> . . . . .	83
A.8. <i>Lado de soldaduras del circuito de la placa de polarización.</i> . . . . .	84

# Capítulo 1

## Introducción

La Universidad de Chile está desarrollando un prototipo de receptor para la Banda 1. La necesidad de detectores de bajo ruido y alta estabilidad implica el uso de tecnologías del estado del arte para alcanzar los mejores desempeños posibles.

Previo a este trabajo, se desarrolló y construyó la primera etapa de amplificación para este receptor, utilizando tecnología MMIC comercial. El trabajo a realizar en esta memoria, consistirá en la construcción de un amplificador utilizando tecnología híbrida para reemplazar el amplificador de tecnología MMIC, esperando obtener un mejor desempeño.

### 1.1. Objetivos del trabajo de título

#### Objetivos generales

El objetivo principal del presente trabajo de título es diseñar y construir un amplificador de microondas de bajo ruido (LNA) utilizando componentes discretos. A esta estrategia de diseño se le denomina “Tecnología Híbrida”. La ventaja de esta tecnología sobre su alternativa “MMIC” es un 30 % menos de ruido, lo que puede llegar a resultar fundamental debido a la baja intensidad de las señales implicadas en las aplicaciones astronómicas. En contraparte, sus desventajas son el tiempo de construcción y la compleja manipulación de los componentes.

El amplificador constará de varias etapas, con distintos objetivos. Para cada una de estas

será necesario entonces el diseño y construcción de un circuito de polarización particular, dependiendo de su finalidad.

El amplificador y sus circuitos de polarización serán instalados en un *Case* o empaquetadura. Ésta también deberá ser diseñada y construída, considerando la alimentación y comunicación del amplificador, además de las guías de onda necesarias para confinar las ondas. Finalmente para polarizar el circuito será necesaria la construcción de una fuente de poder adecuada para los distintos requerimientos.

### **Objetivos específicos**

El amplificador deberá cumplir con una serie de especificaciones detalladas a continuación.

- Debe tener una temperatura de ruido de 10 K sobre 80 % de la banda y una especificación relajada de 21 K sobre el 100 % de la banda, tal como se señala en la Figura 1.1.
- La ganancia debe ser alrededor de 30-35 dB.
- La pérdida de retorno en la entrada debe ser menor a -10 dB sobre toda la banda.
- La pérdida de retorno en la salida debe ser menor a -5 dB sobre toda la banda.
- Debe ser condicionalmente estable para frecuencias hasta 80 GHz.

Por otro lado, el empaquetamiento deberá mantener las dimensiones exteriores de diseños anteriores, por lo que la distribución interna de los elementos quedará sujeta a esta limitación. Finalmente la fuente de poder necesaria para la polarización deberá proveer voltajes y corrientes particulares para cada etapa de amplificación, de acuerdo a la función para la cual fue diseñada. Los detalles de estos voltajes y corrientes serán descritos en el Capítulo 3, “Diseños y Simulaciones”.

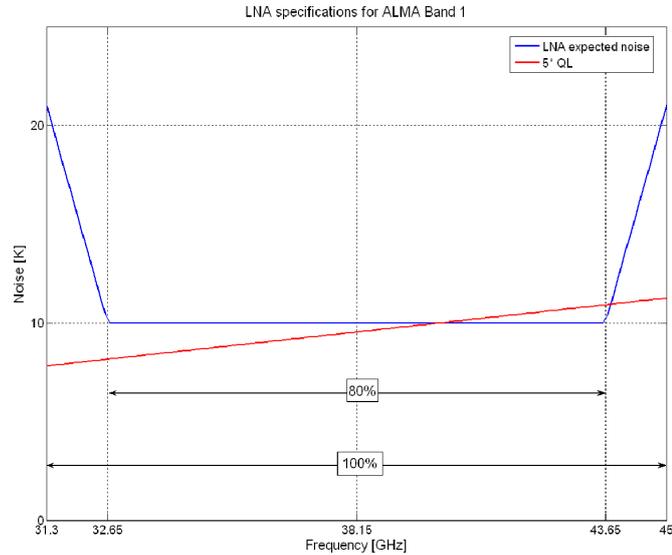


Figura 1.1: *Ruido esperado para un amplificador para Banda 1.*

## 1.2. Estructura del informe

En el Capítulo 2, Marco Teórico, se detallarán los diferentes antecedentes y áreas en las que se enmarca este trabajo de título. Se describirá el proyecto ALMA, sus participantes, alcances y especificaciones técnicas; las señales del espacio que se pretenden captar y sus mecanismos de radiación; los mecanismos de detección de estas señales, el concepto de interferometría, el receptor proyectado y el problema provocado por el ruido. Se analizará también el funcionamiento y estructura del transistor HEMT, como componente principal del circuito a diseñar y fabricar. Otro punto señalado serán las distintas configuraciones en las que se pueden enfocar los diseños de circuitos de microondas, haciendo hincapié en estabilidad, ganancia y bajo ruido.

El Capítulo 3 tratará sobre los procesos de diseños, tanto eléctricos como mecánicos, del amplificador de bajo ruido, empaquetadura y circuito de polarización, además de sus respectivas simulaciones. En el caso del LNA, se detallarán también las características de los

distintos componentes utilizados en su fabricación.

En el Capítulo 4 se hablará sobre la fabricación del LNA, empaquetadura y circuito de polarización y el montaje de los elementos. Finalmente el Capítulo 5 mostrará los resultados del trabajo y sus conclusiones, mientras que el Capítulo 6 detallará las mejoras a realizar.

# Capítulo 2

## Marco Teórico

### 2.1. Antecedente Generales

#### 2.1.1. Señales del espacio

A comienzos de la década de los 30, se descubrió una fuente de ruido que interfería con las telecomunicaciones, este ruido parecía provenir desde el espacio y se determinó posteriormente que provenía específicamente desde el centro de la galaxia. Este descubrimiento abrió una ventana a nuevas técnicas de observación astronómica que trabajan la información obtenida en diferentes frecuencias. Si bien el procesamiento de la información obtenida no varía mayormente para las diversas banda de frecuencia, no podemos decir lo mismo de sus técnicas de observación.

El motivo por el cual se estudian distintas bandas de frecuencia es que muchos objetos son observables solamente en longitudes de onda particulares, por lo que al obtener información de varias bandas de frecuencia distintas se amplía la gama de objetos observados. Por ejemplo, el centro de nuestra galaxia es visible en la banda de radiofrecuencia, pero invisible en la banda óptica. Esto se debe a que el polvo presente en la región, partículas de tamaño menor a  $10\ \mu\text{m}$ , no permite la propagación de la luz visible. En cambio esto no ocurre con la radiación electromagnética que posee longitudes de onda mayores a  $1\ \text{mm}$ [1].

Es de interés para el presente trabajo la banda de microondas, que abarca desde los 10 a

los 500 GHz. El desarrollo de nuevas tecnologías enfocadas en la detección de señales a estas frecuencias ha permitido numerosos estudios durante los últimos años.

### Mecanismos de radiación

De acuerdo a la teoría cuántica, tanto átomos como moléculas poseen niveles definidos de energía. Un compuesto sólo puede emitir y absorber fotones con una energía determinada, la cual es dada por la diferencia de energía entre dos de sus estados permitidos. Ya que la energía y frecuencia de un fotón están relacionadas por la fórmula  $E = h\nu$ , se deduce que un compuesto puede emitir y absorber frecuencias determinadas. Se dice que en estas frecuencias se produce una línea espectral del compuesto.

Otro mecanismo de radiación es producto de la agitación térmica de las moléculas de un cuerpo. Debido a que los distintos elementos que componen un cuerpo pueden emitir radiación en frecuencias determinadas, se tiene que un cuerpo negro emitirá una cantidad de radiación en un intervalo  $\partial\nu$  que depende de la temperatura de acuerdo a la Ecuación 2.1, donde  $c$  representa la velocidad de la luz,  $h$  la constante de Plank e  $I(\nu)$  la potencia radiada por unidad de área, ángulo sólido y frecuencia, en unidades MKS.

$$I(\nu)\partial\nu = \frac{2h\nu^3}{c^2(e^{h\nu/KT} - 1)}\partial\nu \quad (2.1)$$

Existen otros mecanismos de radiación, llamados mecanismos no térmicos, entre los cuales destacan la radiación *free-free* y la radiación sincrotónica. Esta última ocurre debido a efectos relativísticos sobre la radiación producida por electrones acelerados en un campo magnético.

## 2.1.2. Detección de señales

### Receptor Superheterodino

El receptor Superheterodino, *Heterodyne Receiver* en inglés, es el receptor más utilizado en radioastronomía. Su propósito es convertir la señal de alta frecuencia que se pretende estudiar, en una señal de baja frecuencia conservando sus características. Se puede apreciar un esquema de su estructura en la Figura 2.1.

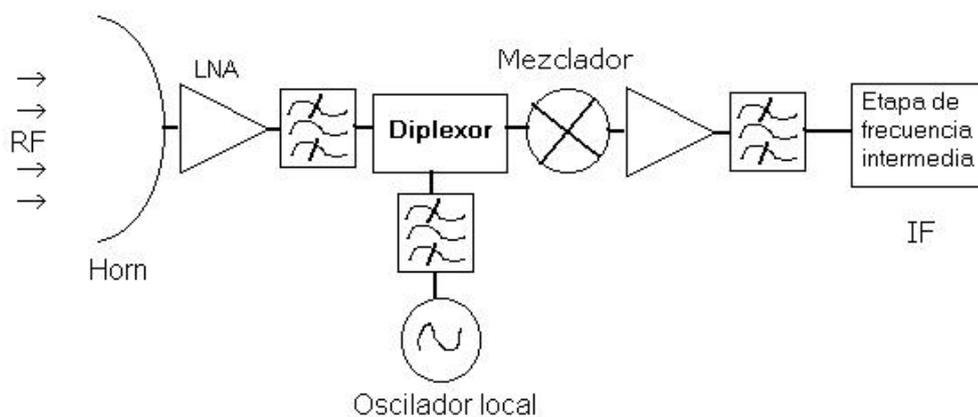


Figura 2.1: Esquema del receptor superheterodino.

La bocina confina la señal a una guía de onda, la cual será luego preamplificada por un amplificador de bajo ruido (LNA), siendo los *HEMT* (Transistores de alta movilidad de electrones) los amplificadores más utilizados hoy en día [2], pudiendo utilizarse hasta en frecuencias un poco mayores a 100 GHz. Si la frecuencia a estudiar es superior a 100 GHz, no es preamplificada y llega al mezclador directamente.

Luego la señal pasa por el mezclador, el cual realiza la conversión de frecuencia. El mezclador es un dispositivo no lineal que opera con dos señales, la señal a estudiar proveniente del preamplificador (o de la bocina, dependiendo de la frecuencia) y una señal proveniente de un oscilador local. El mezclador arrojará una serie de intermodulaciones entre ambas señales,

donde se selecciona, a través de un filtro pasa bandas, una señal de frecuencia igual a la resta entre las señales con las que se opera ( $\Delta = \omega_{LO} - \omega_{RF}$ ) y amplitud directamente proporcional a la amplitud de las señal estudiada.

Para evitar el problema de que la señal y su imagen sean trasladados al mismo intervalo de frecuencias, existen distintas técnicas. Por ejemplo, se puede utilizar un mezclador con separación de bandas [3] o utilizar un filtro pasa banda para filtrar la frecuencia de la imagen antes de que llegue al mezclador. En cualquier caso se obtendrá una señal de frecuencia intermedia (IF) a la salida del mezclador, la cual será amplificada nuevamente. Esta señal es, generalmente, de unos pocos GHz.

La última etapa consiste en procesar la señal mediante un espectrógrafo o un detector de ley cuadrática, dependiendo de los análisis a realizar. Con esto es posible determinar la cantidad de potencia recibida por unidad de frecuencia, identificando así líneas espectrales y sus respectivos corrimientos. En la Figura 2.2 se puede apreciar el diseño del receptor que está siendo desarrollado por la Universidad de Chile.

### **Problema del Ruido**

El ruido de un sistema determinará el umbral mínimo de potencia que podrá detectar un receptor. Los elementos más significativos de este ruido son el generado por la atmósfera y el generado en el receptor. La única forma de contrarrestar en parte el ruido atmosférico, es la instalación del telescopio en un lugar lo más idóneo posible. Por otro lado, el ruido generado en el receptor puede ser minimizado si su diseño es el adecuado, por esta razón es que se detallarán la procedencia de este ruido y las formas de disminuirlo.

El ruido térmico es una forma de ruido presente en todos los componentes eléctricos. Es producto de la agitación térmica de los electrones por lo que esta directamente determinado por la temperatura del componente en cuestión. La potencia de este ruido es  $P = kT\partial\nu$ , don-



Figura 2.2: *Diseño del receptor superheterodino.*

de  $k$  es la constante de Boltzman y  $T$  es la temperatura absoluta. Otras fuentes de ruido son el ruido de disparo (*shot noise*, el ruido de centelleo (*flicker noise*) y el ruido de Josephson [4].

Suponiendo el caso de que el receptor no reciba ninguna señal, existirá un nivel de potencia a la salida del sistema producido por el ruido en el receptor determinando un umbral. No podrá ser posible medir una señal con una potencia menor a este umbral pues se confundirá con el ruido. Si se integra la señal obtenida será posible disminuir el ruido del sistema, por lo que el umbral de sensibilidad del receptor quedará dado según la Ecuación 2.2, donde  $\Delta T_{min}$  corresponde a la mínima variación de temperatura que el receptor puede distinguir,  $\Delta\nu$  corresponde al ancho de banda del sistema,  $t$  es el tiempo de integración y  $T_{sistema}$  es la

temperatura de ruido del receptor más la contribución de la atmósfera [5][6]. Es necesario señalar que los conceptos de temperatura y potencia en radioastronomía son análogos y se encuentran relacionados de acuerdo a  $P = kTB$ , siendo  $k$  la constante de Boltzman,  $T$  la temperatura absoluta y  $B$  el ancho de banda.

$$\Delta T_{min} = \frac{T_{sistema}}{\sqrt{\Delta \nu t}} \quad (2.2)$$

Para caracterizar el ruido generado por un componente o sistema se utiliza la temperatura de ruido. Para ello, se considera todo el ruido generado por un componente como si fuese generado por una resistencia a una temperatura  $T$ , llamada temperatura de ruido del componente. Nótese que esta temperatura es diferente de la temperatura a la que se encuentra el componente, aunque ambas cantidades se encuentran relacionadas. Cuando varios dispositivos con distintas ganancias y distintas temperaturas de ruido son utilizados en cadena, la temperatura de ruido del sistema completo viene dada por la Ecuación 2.3 [4], donde  $T_i$  y  $G_i$  corresponden a la temperatura de ruido y ganancia del componente  $i$  respectivamente.

$$T_{receptor} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_n}{\prod G_i} \quad (2.3)$$

De acuerdo a esto podemos apreciar que son los primeros dispositivos los que tienen una mayor influencia en la temperatura de ruido del receptor. Por esta razón es que la primera etapa del receptor es enfriada con nitrógeno ( $77^\circ K$ ) o helio ( $4^\circ K$ ), de manera de reducir a lo mínimo posible el ruido térmico. Si el amplificador es de alta ganancia, entonces, las contribuciones se minimizan de acuerdo a la Ecuación 2.3.

Otro factor que limita la sensibilidad del receptor es la variación aleatoria de ganancia del sistema. Existen dos formas de que esto ocurra, producto de la ganancia inestable presente en algún dispositivo amplificador, o producto de la variación de amplitud en la señal del oscilador local. Para estas situaciones la Ecuación 2.2 puede ser descrita como la Ecuación 2.4, donde  $G$  es la ganancia del sistema y  $\Delta G$  es la varianza de la ganancia.

$$\Delta T_{min} = T_{sistema} \sqrt{\frac{1}{\Delta \nu t} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2} \quad (2.4)$$

Aquí radica la importancia de un adecuado diseño de manera de que ningún amplificador presente inestabilidad ni variaciones de ganancia. Es por esta razón que se debe evitar la fluctuación (*ripple*) en el voltaje de alimentación de los amplificadores, así como la presencia de ondas estacionarias a la salida de estos.

### 2.1.3. Proyecto ALMA

#### Interferometría

Una solución para el problema del tamaño de las antenas, que limita la máxima resolución angular, consiste en utilizar arreglos de antenas, conocidos como interferómetros, en donde la resolución angular viene dada por  $\partial\theta = \lambda/D$ , pero esta vez  $D$  corresponde a la distancia entre las antenas. Esta técnica es conocida como interferometría.

Combinando señales de dos antenas, los objetos pueden ser observados como si la resolución angular no fuese determinada por el radio de la antena, si no por la separación entre estas dos antenas. Por lo tanto se pueden alcanzar resoluciones mucho mejores a las obtenidas con mediciones ópticas sintetizando imágenes utilizando múltiples antenas [7].

La interferometría se basa en el comportamiento ondulatorio de la luz. Si dos ondas en fase recorren caminos de distinta longitud crearán un patrón de interferencia al mezclarse, esta interferencia puede ser constructiva o destructiva dependiendo de las fases, tal y como ocurre en el experimento de la doble rendija de Young. El patrón de la intensidad recibida dependerá entonces de la separación entre las rendijas y sus anchos.

Si un interferómetro simple de dos elementos es apuntado hacia una fuente de emisión, las ondas generalmente alcanzarán una antena antes que la otra, por lo tanto, existirá una diferencia de caminos entre las ondas al llegar al interferómetro generando un “retraso geométrico”  $\tau$  [8]. El retraso geométrico es  $\tau = s \cdot b/c$ , donde  $s$  es un vector que apunta a la fuente y  $b$  el vector que separa las antenas [7], tal como se puede apreciar en la Figura 2.3. El interferómetro de dos elementos puede ser ampliado a arreglos de telescopios los cuales, variando la separación de las antenas, pueden resolver estructuras de pequeño tamaño angular.

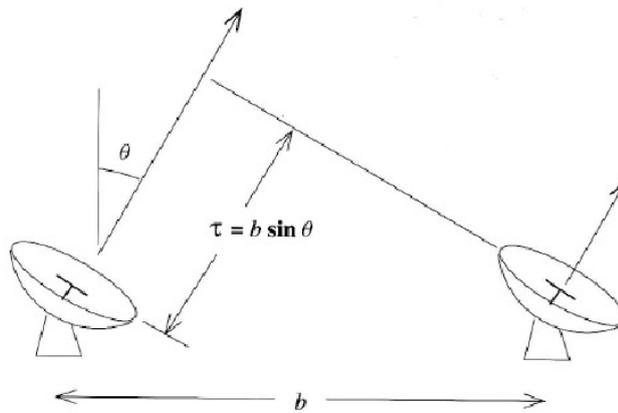


Figura 2.3: Esquema de antenas para un interferómetro de dos elementos [1].

## Descripción

El proyecto ALMA (Atacama Large Millimeter Array) es el mayor proyecto de interferometría en el mundo. En él participan países de Europa, Norteamérica y Asia del Este.

El proyecto está siendo construido en el llano de Chajnantor, a 5.000 m de altitud, en desierto de Atacama. En la Figura 2.4 se puede apreciar una foto satelital de su ubicación. Está proyectado que esté completamente operativo el presente año 2013. ALMA constará de 66 radiotelescopios de alta precisión funcionando juntas en longitudes de onda milimétricas y submilimétricas, con una posible extensión en el futuro.

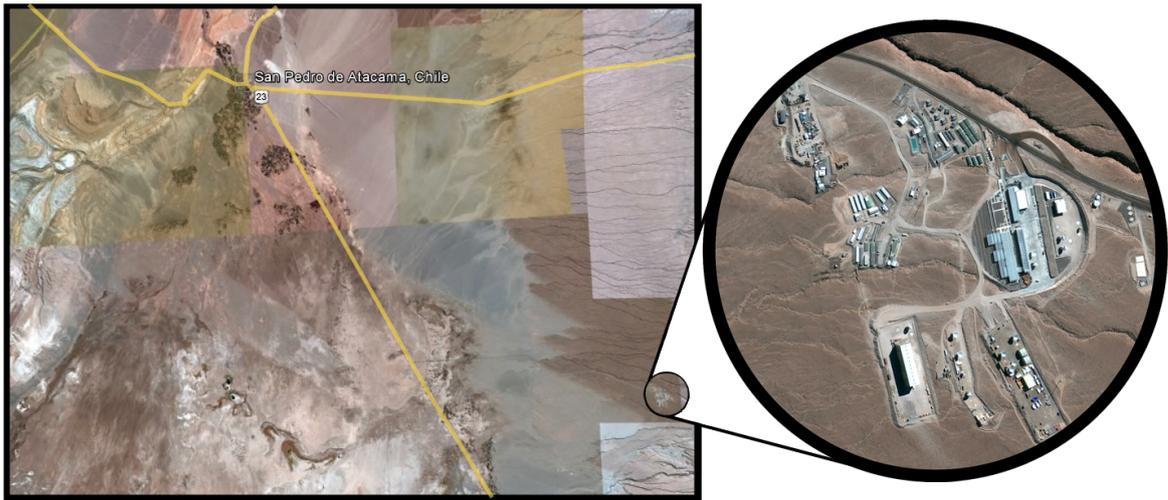


Figura 2.4: *Foto satelital del complejo ALMA.*

El origen de ALMA se remonta al final del siglo pasado. Astrónomos europeos, norteamericanos y japoneses estudiaron la posibilidad de construir grandes conjuntos de radiotelescopios milimétricos/submilimétricos y discutieron los distintos observatorios posibles. Después de investigaciones minuciosas, se hizo evidente que los ambiciosos proyectos de todos estos estudios difícilmente podrían ser realizados por una sola comunidad. Por consiguiente, la comunidad norteamericana, representada a través de la NSF (Fundación Nacional para la Ciencia) y la comunidad europea, representada a través de la ESO (Organización Europea para la Investigación Astronómica en el Hemisferio Austral) firmaron un primer Memorándum en 1999, seguido en 2002 por un acuerdo para construir ALMA en el altiplano en Chile.

Posteriormente, Japón, a través del NAOJ (Observatorio Astronómico Nacional de Japón),

trabajó con los otros socios para definir y formular su participación en el proyecto ALMA. Un acuerdo oficial trilateral entre la ESO, la NSF y los Institutos Nacionales para las Ciencias Naturales (NINS, Japón) referente a la construcción del Atacama Large Millimeter/submillimeter Array se firmó en septiembre de 2004. Este acuerdo fue enmendado en julio de 2006.

NAOJ proveerá cuatro antenas de 12 metros de diámetro y doce antenas de 7 metros de diámetro para el conjunto compacto (ACA por su sigla en inglés), el correlacionador del ACA y tres bandas de los receptores. Con la inclusión de los socios asiáticos, ALMA se ha convertido en una instalación astronómica verdaderamente global, implicando a científicos de cuatro continentes diferentes.

### **Especificaciones técnicas**

ALMA operará en frecuencias que van desde los 31 GHz a los 950 GHz, es decir, longitudes de onda milimétricas y submilimétricas. Este amplio espectro será a su vez subdividido en 10 Bandas, tal como se muestra en la Tabla 2.1.

En estos momentos, receptores para las Bandas 3, 6, 7 y 9 se encuentran en etapa de producción, mientras que las Bandas 4, 8 y 10 se encuentran en una etapa de prototipos. Charlmsers University, Suecia, está desarrollando ocho receptores para Banda 5. Banda 1, por su parte, ha sido declarada como de alta prioridad científica por el ALMA Scientific Advisory Committe (ASAC).

Trabajar con este rango de frecuencias permitirá el estudio de la física del universo frío, regiones oscuras en el espectro óptico, pero intensamente visibles en el espectro electromagnético. De esta manera, ALMA proveerá a los científicos con imágenes exactas de galaxias en formación vistas como eran hace doce mil millones de años, y revelará la composición química

Banda de ALMA	Rango de Frecuencia (GHz)	Ruido del Receptor sobre el 80% de la Banda RF	Temperatura (K) en cualquier Frecuencia RF	A ser producido por <sup>1</sup>	Tecnología del Receptor
1	31-45	17	26	asd	HEMT
2	67-90	30	47	asd	HEMT
3	84-116	37	60	HIA	SIS
4	125-163	51	82	NAOJ	SIS
5*	163-211	65	105	OSO	SIS
6	211-275	83	136	NRAO	SIS
7	275-373	147	219	IRAM	SIS
8	385-500	196	292	NAOJ	SIS
9	602-720	175	261	NOVA	SIS
10	787-950	230	344	NAOJ	SIS
		<sup>1</sup> asd: a ser decidido IRAM: Institut de Radio Astronomie Millimétrique (Grenoble, Francia) HIA: Herzberg Institute of Astrophysics (Victoria, Canadá) NAOJ: National Astronomical Observatory of Japan (Mitaka, Japón) NOVA: Nederlandse Onderzoekschool voor Astronomie (Groningen, Holanda) NRAO: National Radio Astronomy Observatory (Charlottesville, EE.UU.) OSO: Onsala Space Observatory/Chalmers University (Onsala, Suecia) *Receptores EU FP6 de Onsala			

Tabla 2.1: *Lista de bandas y sus especificaciones [1].*

de estrellas y planetas desconocidos hasta este momento, todavía en su proceso de formación.

## Banda 1

La denominada Banda 1 corresponde al espectro de frecuencia que va desde los 31 GHz a los 45 GHz y la tecnología escogida para la primera etapa de amplificación de sus receptores corresponde a los transistores HEMT. La importancia de esta Banda es que permitirá el estudio de diversos fenómenos con una sensibilidad y resolución angular nunca antes vistas. Algunos de estos estudios se detallarán a continuación.

Una de las principales finalidades será la detección de líneas de transición. Las líneas de

transición mas importantes que podrán ser observadas en Banda 1 son las de las moléculas descritas en la Tabla 2.2, junto a su respectiva frecuencia.

Molécula	Frecuencia [GHz]
$HC_5N$	31,951
$HCCCN$	36,481
$CH_3OH$	37,703
$C_4H$	38,049
$HC_5N$	39,939
$^{30}SiO$	42,373
$SiO$	42,519
$SiO$	43,122

Tabla 2.2: Principales líneas de transición observadas en el espectro de la Banda 1.

También es posible detectar las emisiones de monóxido de carbono ( $CO$ ), las cuales tienen una frecuencia mayor a 100 GHz pero, debido al efecto Doppler, sus líneas de transición se mueven en el rango de frecuencias de Banda 1. La importancia de  $CO$  radica en que sirve para rastrear el hidrógeno molecular ( $H_2$ ), el gas molecular y segunda molécula más abundante del espacio. El  $H_2$  no posee transiciones para ser estudiado directamente, por lo que es caracterizado a través del  $CO$ .

Otro estudio que podrá ser realizado en Banda 1 serán mediciones de alta resolución del efecto Sunyaev Zel'dovich, el que provoca un cambio en el brillo aparente de la radiación de fondo de microondas.

## 2.2. Transistor HEMT

HEMT es un acrónimo para *High Electron Mobility Transistor*, es decir, *Transistor de electrones de alta movilidad*. Este tipo de transistores pertenecen a la familia de los FET (*Field Effect Transistor*). Los FET están compuestos por tres capas de portadores,  $p-n-p$ ,

y constan de tres compuertas: drenador (*drain*), puerta (*gate*) y fuente (*source*), tal como se puede apreciar en la Figura 2.5. Otra característica de los FET, consiste en su muy alta impedancia de entrada en la puerta (generalmente del orden de  $M\Omega$ ), por lo que una señal de baja potencia puede funcionar perfectamente como señal moduladora. Debido a esto, los FET se posicionan como una buena alternativa para amplificar señales sumamente débiles [9].

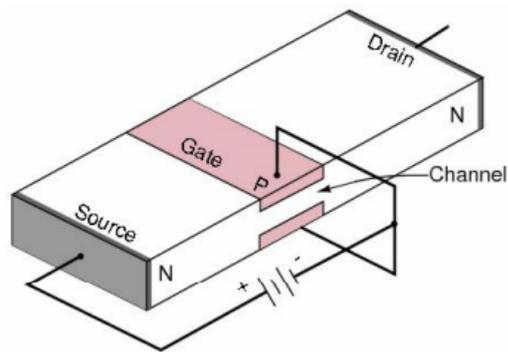


Figura 2.5: Esquema de un transistor FET [1].

Aplicando un voltaje a la puerta se genera un canal de conducción entre las compuertas fuente y drenador, donde el flujo de corriente en este canal es modulado por dicho voltaje. Esto se debe a que la tensión aplicada a la puerta afecta directamente el número de portadores presentes en el canal, mientras que por su parte, la corriente depende de la cantidad de portadores. Es así como se tiene que el voltaje en la puerta controla la conductancia del dispositivo.

Mientras el dispositivo se encuentra en estado de conducción, los portadores que transitan en el canal sufren dispersión, es decir, chocan con la red cristalina del transistor, o bien, con las impurezas del sustrato. Este fenómeno tiene como consecuencias:

- Limitar la movilidad de los portadores, lo que restringe la máxima frecuencia a la que puede operar el transistor.
- Aumento del ruido, debido a que los choques incrementan la energía cinética de la red

cristalina y, por ende, la del transistor.

- Generación de portadores que se moverán en forma aleatoria, reduciendo la movilidad total de los portadores.

en otras palabras, la dispersión limita la frecuencia máxima de operación del transistor y aumenta su temperatura de ruido.

La máxima frecuencia de operación está determinada por el tiempo de tránsito de los portadores a través del canal. Este tiempo es definido por el largo del canal y la velocidad de los portadores. La velocidad de los portadores dependerá de la movilidad de los portadores y del voltaje de polarización aplicado entre el drenador y la fuente. Se define el parámetro “velocidad de saturación” a la velocidad máxima que pueden alcanzar los portadores producto del incremento en el voltaje de polarización entre el drenador y la fuente, dada la movilidad de los portadores.

Por lo tanto, aumentar la máxima frecuencia de operación por medio de la polarización está limitado por la velocidad de saturación. La alternativa entonces, es mejorar el proceso de fabricación para lograr menores largos de canal y mayor movilidad en los portadores.

El funcionamiento de los dispositivos HEMT consiste en crear una zona, llamada hetero-juntura, cuya principal característica es que posee dispersión nula, lo que implica una alta movilidad de los portadores. Esta zona, de un ancho de  $10 \text{ \AA}$  y que no posee iones dopados, se logra mediante varias capas de AlGaIn, AlGa y GaAs que generan un pozo de potencial entre dos semiconductores, logrando así que los electrones queden atrapados en la hetero-juntura. De esta manera, los portadores se pueden mover sin sufrir dispersión, y su concentración, al igual que en el FET, será controlada mediante una señal aplicada en la puerta. Se puede apreciar un esquema del transistor HEMT en la Figura 2.6, donde la hetero-juntura es denotada como *channel* y las capas que generan el pozo de potencial como *barrier*.

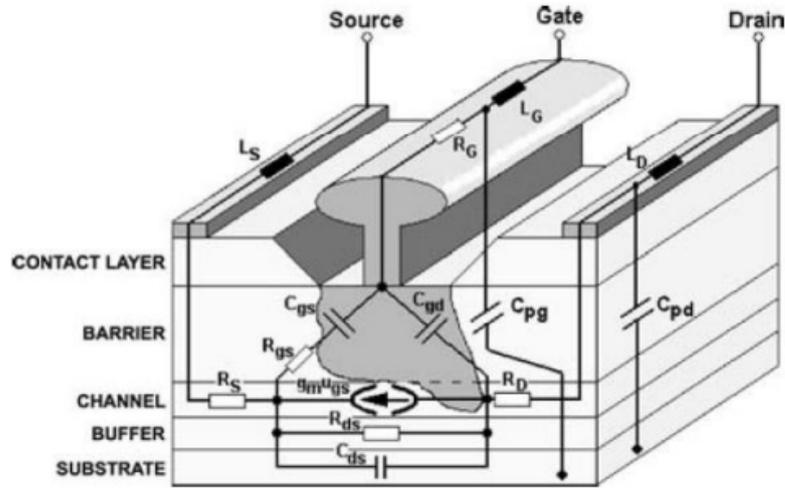


Figura 2.6: Esquema de un transistor HEMT.

La estructura de los HEMT ha sido optimizada con el tiempo, lográndose la construcción de complejas estructuras llamadas HEMT pseudomórficos (p-HEMT), cuyos desempeños mejoran notoriamente comparados con los primeros prototipos [10].

### 2.3. Configuraciones de diseños

Para el diseño de amplificadores de microondas existen tres consideraciones importantes a tener en cuenta: estabilidad, ganancia y bajo ruido. Naturalmente existe un compromiso entre estas tres consideraciones por lo que no es posible obtener el máximo de alguna de estas sin sacrificar desempeño en otra. Por esta razón los amplificadores se diseñan con varias etapas, donde se enfocarán en distintas configuraciones.

Para hablar de estos conceptos debemos primero modelar una etapa de amplificación [12]. La Figura 2.7 representa un modelo para un transistor amplificador de una etapa, donde circuitos de adaptación son usados tanto en la entrada como en la salida del transistor para transformar las impedancias de la fuente y la carga en la impedancia característica del tran-

sistor ( $Z_0$ ).

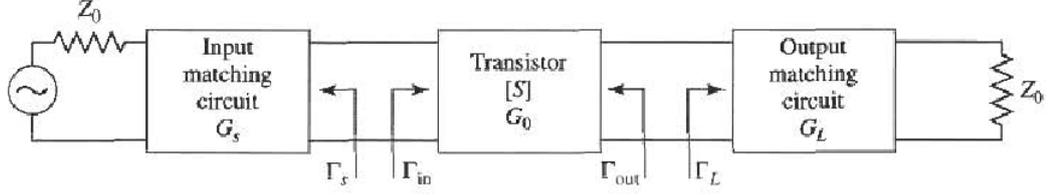


Figura 2.7: Modelo de un transistor amplificador de microondas [12].

$\Gamma_{in}$  y  $\Gamma_{out}$  corresponden a los coeficientes de reflexión en la entrada y salida del transistor, mirando hacia el transistor, y  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  corresponden a los coeficientes de reflexión mirando hacia los circuitos de adaptación de entrada y salida respectivamente. La relación entre estos parámetros será:

$$\begin{aligned} |\Gamma_{in}| &= \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| \\ |\Gamma_{out}| &= \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| \end{aligned} \quad (2.5)$$

donde  $S_{ij}$  corresponden a los parámetros de dispersión del transistor.

Se definen los factores de ganancia efectiva para el circuito de adaptación en la entrada, el transistor y el circuito de adaptación en la salida como:

$$\begin{aligned} G_S &= \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} \\ G_0 &= |S_{21}|^2 \\ G_L &= \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{out}\Gamma_L|^2} \end{aligned} \quad (2.6)$$

entonces la ganancia total quedará dada por  $G_T = G_S G_0 G_L$ .

Si el transistor es unidireccional tendremos que  $S_{12} = 0$ , esto implicaría que  $\Gamma_{in} = S_{11}$  y  $\Gamma_{out} = S_{22}$  y se obtendría una ganancia unidireccional total dada por  $G_{TU} = G_{SU}G_0G_{LU}$ , donde

$$\begin{aligned} G_{SU} &= \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \\ G_0 &= |S_{21}|^2 \\ G_{LU} &= \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \end{aligned} \quad (2.7)$$

estos resultados dependerán, entonces, de los parámetros de dispersión (o simplemente parámetros-S) del transistor.

### 2.3.1. Estabilidad

En el circuito de la Figura 2.7 es posible que aparezca una oscilación si la impedancia de entrada o salida tiene una componente real negativa, esto implicaría que  $|\Gamma_{in}| > 1$  y  $|\Gamma_{out}| > 1$ . Dado que  $\Gamma_{in}$  y  $\Gamma_{out}$  dependen de los circuitos de adaptación de entrada y salida, la estabilidad del amplificador dependerá de  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$ . Por lo tanto se tendrán dos tipos de estabilidad:

- *Estabilidad Incondicional*: El circuito es incondicionalmente estable si  $|\Gamma_{in}| < 1$  y  $|\Gamma_{out}| < 1$  para todas las impedancias pasivas de entrada y salida (i.e.,  $|\Gamma_S| < 1$  y  $|\Gamma_L| < 1$ ).
- *Estabilidad Condicional*: El circuito es condicionalmente estable si  $|\Gamma_{in}| < 1$  y  $|\Gamma_{out}| < 1$  sólo para cierto rango de impedancias pasivas de entrada y salida. Este caso también es llamado como potencialmente inestable.

La condición de estabilidad dependerá de la frecuencia, por lo que es posible que un amplificador sea estable para la frecuencia diseñada, pero inestable para otras.

Aplicando la condición de estabilidad incondicional a la Ecuación 2.5, tendremos que  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  deberán satisfacer las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned} |\Gamma_{in}| &= \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \\ |\Gamma_{out}| &= \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \end{aligned} \quad (2.8)$$

si el transistor es unidireccional ( $S_{12} = 0$ ), entonces las condiciones se reducen simplemente a  $|S_{11}| < 1$  y  $|S_{22}| < 1$ . De no ser unidireccional, las inecuaciones 2.8 definen un rango de valores donde  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  el amplificador será estable.

Alternativamente se puede demostrar que el amplificador será incondicionalmente estable si las siguientes condiciones necesarias y suficientes se cumplen:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.9)$$

y

$$|\Delta| < 1 \quad (2.10)$$

donde  $\Delta$  corresponde al determinante de la matriz de Scattering ( $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ ).

Si el dispositivo es condicionalmente estable, se deben escoger puntos de operación para  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  en la región estable y es recomendable revisar la estabilidad en frecuencias cercanas a las del diseño. De ser posible sacrificar ganancia, el transistor puede ser convertido en incondicionalmente estable usando cargas resistivas [11].

Aunque la prueba  $K - \Delta$  es una condición matemáticamente rigurosa para la estabilidad incondicional, no puede ser usada para comparar la estabilidad relativa de dos o más dispositivos, puesto que involucra restricciones en dos parámetros. Sin embargo, recientemente se ha derivado a un nuevo criterio que combina los parámetros  $K - \Delta$  en una nueva

prueba que involucra solo un parámetro,  $\mu$  [12], por lo tanto, si  $\mu > 1$  el dispositivo es incondicionalmente estable. Además, se puede decir que a mayores valores de  $\mu$ , mayor estabilidad.

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21} S_{12}|} > 1 \quad (2.11)$$

### 2.3.2. Ganancia

Dadas las ecuaciones 2.6, se puede notar que  $G_0$  está determinado por el transistor, por lo que la ganancia total del amplificador será controlada por las ganancias  $G_S$  y  $G_L$ . De acuerdo a la Figura 2.7, la máxima transferencia de potencia desde el circuito de adaptación de entrada ocurrirá cuando

$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^* \quad (2.12)$$

y la máxima transferencia de potencia desde el transistor al circuito de adaptación de salida ocurrirá cuando

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^* \quad (2.13)$$

entonces la ganancia máxima quedará dada por

$$G_{Tmax} = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (2.14)$$

En general, para un transistor bidireccional,  $\Gamma_{in}$  es dependiente de  $\Gamma_{out}$  y vice-versa, por lo que los circuitos de entrada y salida deben ser adaptadas simultáneamente. Dadas las condiciones señaladas para obtener la máxima ganancia, se tendrá que

$$\begin{aligned} \Gamma_S^* &= S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \\ \Gamma_L^* &= S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \end{aligned} \quad (2.15)$$

luego de un trabajo matemático, estas ecuaciones pueden ser reducidas a

$$\begin{aligned}\Gamma_S &= \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|}}{2C_1} \\ \Gamma_L &= \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|}}{2C_2}\end{aligned}\tag{2.16}$$

donde

$$\begin{aligned}B_1 &= 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \\ B_2 &= 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \\ C_1 &= S_{11} - \Delta S_{22}^* \\ C_2 &= S_{22} - \Delta S_{11}^*\end{aligned}\tag{2.17}$$

El caso del transistor unidireccional es mucho más simple. Dado que  $S_{12} = 0$ , entonces  $\Gamma_S = S_{11}^*$  y  $\Gamma_L = S_{22}^*$ , y la ganancia máxima se reduce a

$$G_{TUmax} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}\tag{2.18}$$

En muchos casos, es preferible un diseño con una ganancia inferior al máximo posible, para aumentar el ancho de banda u obtener un valor específico de ganancia. Esto puede ser logrado introduciendo desadaptaciones para reducir la ganancia total. En muchos casos prácticos  $|S_{12}|$  es lo suficientemente pequeño para ser ignorado y el dispositivo puede considerarse unidireccional, por simplificación sólo se hará referencia para este caso.

El error en la ganancia, causado por aproximar  $|S_{12}|$  a cero, está dado por la relación  $G_T/G_{TU}$ . Se puede demostrar que la relación queda limitada por

$$\frac{1}{(1+U)^2} < G_T/G_{TUmax} < \frac{1}{(1-U)^2}\tag{2.19}$$

donde

$$U = \frac{|S_{12}||S_{21}||S_{11}||S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (2.20)$$

Usualmente un error de décimas de decibel justifican la aproximación.

Si a las ecuaciones de ganancia unidireccional  $G_{SU}$  y  $G_{LU}$  dadas en 2.7, se les aplica el criterio de maximización unidireccional ( $\Gamma_S = S_{11}^*$  y  $\Gamma_L = S_{22}^*$ ), se obtiene

$$\begin{aligned} G_{SUmax} &= \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \\ G_{LUmax} &= \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Ahora se define el factor de ganancia normalizada  $g_{SU}$  y  $g_{LU}$  como

$$\begin{aligned} g_{SU} &= \frac{G_{SU}}{G_{SUmax}} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} (1 - |S_{11}|^2) \\ g_{LU} &= \frac{G_{LU}}{G_{LUmax}} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} (1 - |S_{22}|^2) \end{aligned} \quad (2.22)$$

entonces se obtiene  $0 \leq g_{SU} \leq 1$  y  $0 \leq g_{LU} \leq 1$ .

Utilizando la carta Smith se pueden obtener familias de círculos de ganancia constante para la entrada y salida. Entonces  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  pueden ser escogidos a través de estos círculos para obtener la ganancia deseada. Las soluciones para  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  no son únicas, pero es preferente escoger puntos que minimicen el desacople y maximicen el ancho de banda.

### 2.3.3. Bajo Ruido

En los receptores, generalmente es requerida la presencia de un preamplificador con una figura de ruido lo más baja posible, ya que la primera etapa del front-end del receptor tiene un efecto dominante en el desempeño del ruido en todo el sistema. Por lo general no es posible obtener una figura de ruido mínima y una ganancia máxima en un amplificador, existe un compromiso entre ambos y se debe sacrificar alguno en beneficio del otro.

La figura de ruido para un amplificador de dos puertas puede ser expresada como:

$$F = F_{min} + \frac{4R_N}{Z_0} \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2)|1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (2.23)$$

donde

$F_{min}$  = Figura de ruido mínima del transistor.

$R_N$  = Resistencia de ruido equivalente del transistor.

$\Gamma_S$  = Coeficiente de reflexión definido en la Figura 2.7.

$\Gamma_{opt}$  =  $\Gamma_S$  óptimo que permite la mínima figura de ruido.

Los parámetros  $F_{min}$ ,  $R_N$  y  $\Gamma_{opt}$  son característicos del transistor en particular y se les llama *parámetros de ruido* del dispositivo. Estos son facilitados por el fabricante de dichos dispositivos o pueden ser medidos. Utilizando la carta Smith se pueden obtener familias de círculos de figura de ruido constante. Graficándolos junto a los círculos de ganancia es posible hacer un compromiso adecuado entre figura de ruido y ganancia.

# Capítulo 3

## Diseños y Simulaciones

En este capítulo se detalla el proceso de diseño del amplificador, el *Case* y el circuito de polarización y sus respectivas simulaciones cuando corresponda. Se hablará también de los distintos componentes utilizados, en particular para el amplificador, especificando sus características y dimensiones.

### 3.1. Amplificadores de Bajo Ruido

#### 3.1.1. Componentes

##### Transistor

Los transistores a utilizar serán *EC2612*, 40 GHz *Super Low Noise PHEMT* (Pseudomorphic HEMT). Estos elementos son fabricados por *United Monolithic Semiconductors*, quienes fabrican dispositivos de GaAs. El EC2612 es un p-HEMT basado en tecnología de  $0,15 \mu\text{m}$  con la puerta en forma de “T”. Presenta baja resistencia y excelente fiabilidad. El dispositivo muestra una muy alta transconductancia lo que conlleva a altos desempeños en frecuencia y bajo ruido, tal como se puede apreciar en la Tabla 3.1. Además presenta una ganancia de 9.5 dB a 40 GHz.

Su circuito equivalente es el presentado en la Figura 3.1, donde sus parámetros son los de la Tabla 3.2. Sus parámetros de dispersión son presentados en los Anexos en la Tabla A.1 y

Frecuencia [GHz]	NF min [dB]
30	1.07
32	1.137
35	1.223
38	1.307
40	1.362
42	1.415
45	1.493

Tabla 3.1: *Parámetros de ruido a  $V_{ds} = 2V$ ,  $I_{ds} = 14mA$ .*

Tabla A.2. Esta información será utilizada durante las simulaciones.

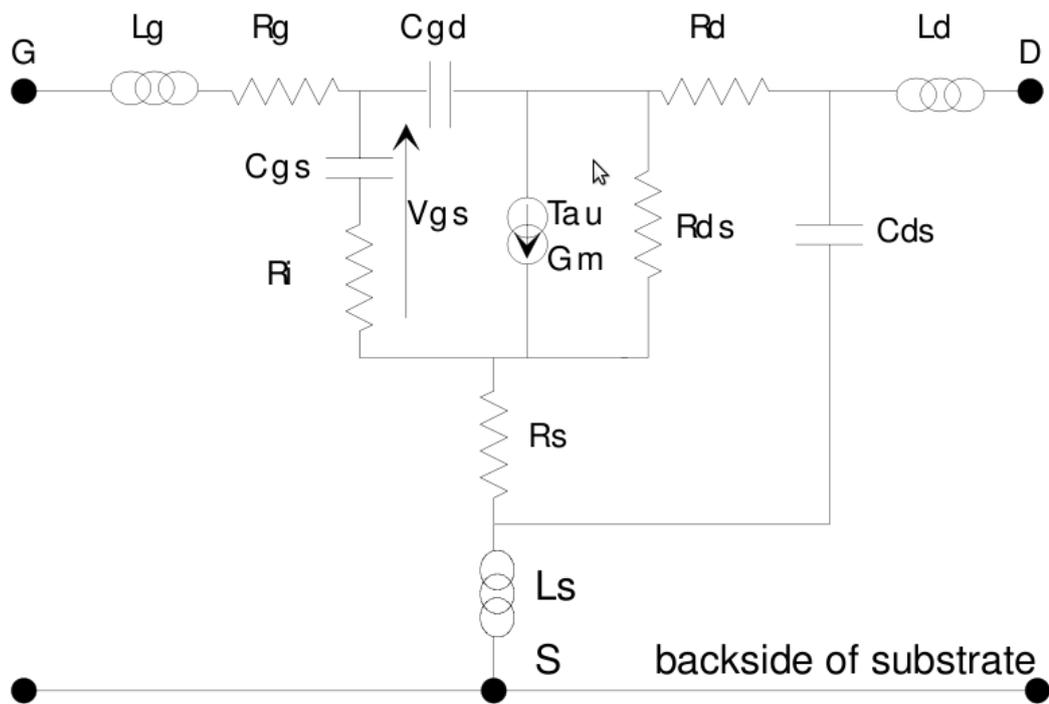


Figura 3.1: *Circuito equivalente EC2612.*

En la Figura 3.2 se grafican las curvas características del transistor, mientras que en la Figura 3.3 se grafican su figura de ruido y ganancia asociada en función de  $I_{ds}$  (con  $V_{ds} = 2V$ ) y en función de la frecuencia. En la Figura 3.4 se detallan las dimensiones en  $\mu m$  del transistor,

Parámetro	Valor	Unidad
$L_g$	152.54	pH
$R_g$	0.13	$\Omega$
$C_{gs}$	142.6	fF
$R_i$	3.2	$\Omega$
$C_{gd}$	39.35	fF
$R_s$	2.83	$\Omega$
$L_s$	0.11	pH
$G_m$	98.14	mS
$Tau$	2.8	ps
$C_{ds}$	46.84	fF
$R_{ds}$	116.8	$\Omega$
$R_d$	2.83	$\Omega$
$L_d$	117.01	pH

Tabla 3.2: Parámetros del circuito equivalente EC2612 [15].

cabe señalar que su grosor es de 100  $\mu\text{m}$ .

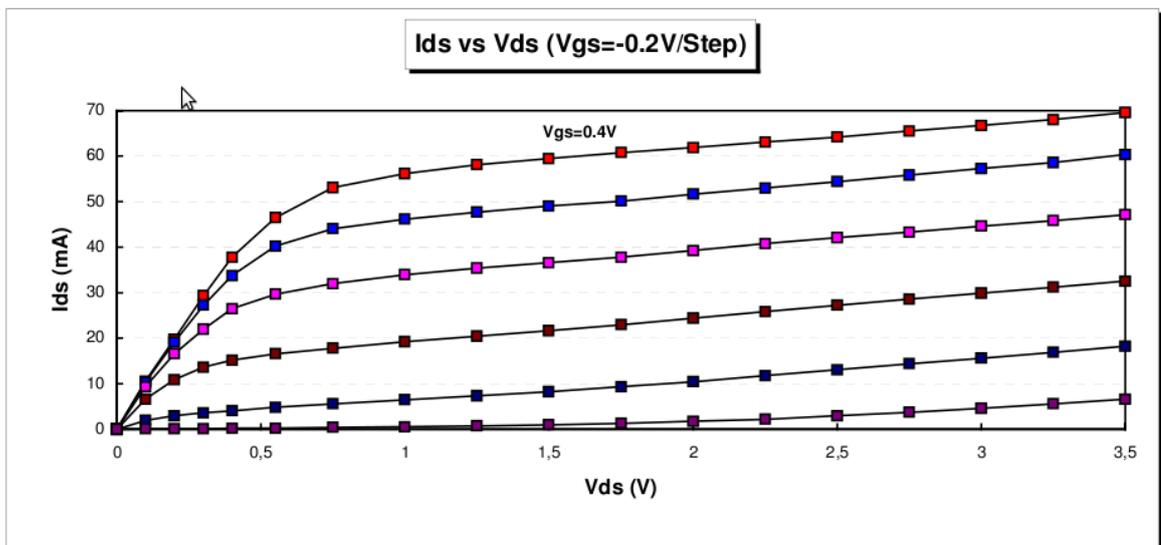
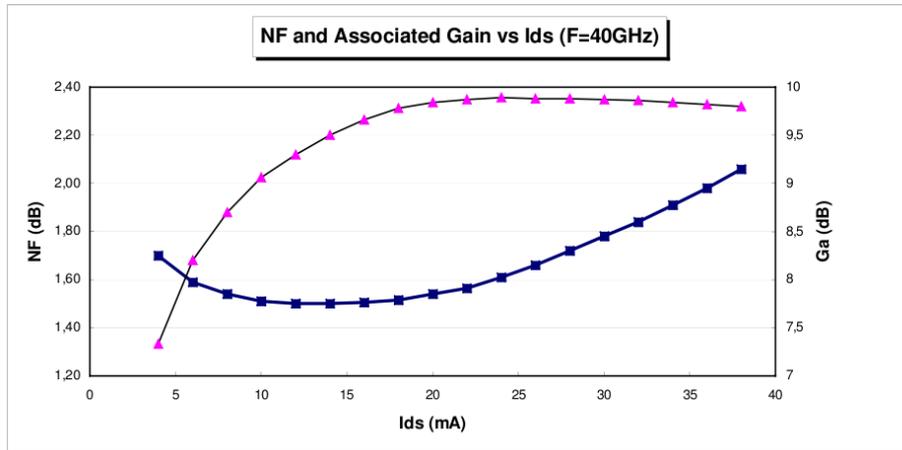
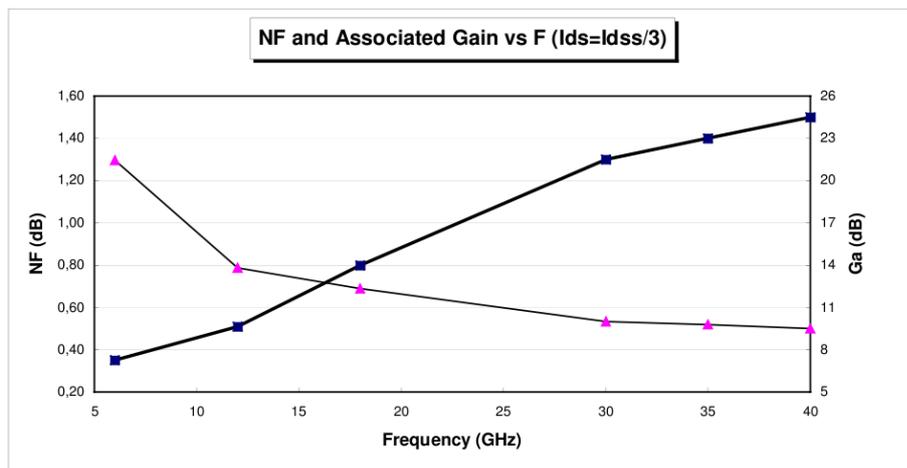


Figura 3.2: Curvas características del transistor.



(a)



(b)

Figura 3.3: Figuras de ruido y ganancias asociadas en función de  $I_{ds}$  (a) y frecuencia (b).

### Sustrato para los circuitos de microcinta

El sustrato seleccionado es *CuFlon Microwave Substrate*, fabricado por la compañía *Polyflon*. *CuFlon* es un material consistente de resina pura de teflon (PTFE) electroplatinada con cobre usando un proceso desarrollado por *Polyflon*. Este proceso crea un sustrato de microondas con un alto desempeño en lo referente a pérdidas [16].

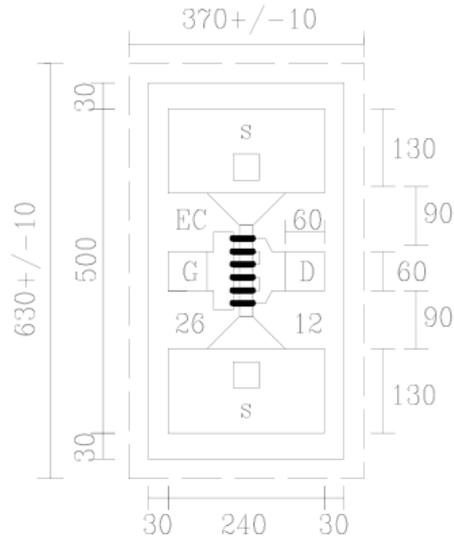


Figura 3.4: Dimensiones (en  $\mu\text{m}$ ) del transistor.

De acuerdo al fabricante, el teflón tiene propiedades físicas y eléctricas únicas como un factor de disipación y tangente de pérdidas bajo, constante dieléctrica muy baja, resistividad volumétrica y superficial alta, alta estabilidad química y absorción de agua casi nula. Los valores de estas y otras propiedades se pueden apreciar en la Tabla 3.3.

Propiedad	Valor	Unidad
Constante dieléctrica	$2.05 \pm .05$	-
Factor de disipación	0.00045	-
Resistividad volumétrica	$10^{16}$	$\Omega \cdot \text{cm}$
Temperatura máxima	225	$^{\circ}\text{C}$
Conductividad térmica	0.25	$\text{W}/\text{m}/^{\circ}\text{C}$
Expansión térmica	129	$\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$
Absorción de agua	<.01	%
Temperatura de operación	-55 a 175	$^{\circ}\text{C}$

Tabla 3.3: Propiedades del sustrato CuFlon [16].

Específicamente las dimensiones del panel escogido corresponden a  $9 \times 9$  pulgadas, mientras que el grosor del dieléctrico es de 0.003 pulgadas ( $76 \mu\text{m}$ ). Por otra parte, el peso del

cobre será de  $\frac{1}{4}$  oz/ft<sup>2</sup>, es decir, de un grosor de 9  $\mu$ m.

## Capacitores

Los condensadores a usar son fabricados por *Dielectric Laboratories, Inc.*. En particular se utilizarán condensadores tipo *Di-Cap* de 50 V, los cuales son capacitores de una capa con alto desempeño para aplicaciones de radiofrecuencia, microondas y ondas milimétricas.

Sus dimensiones son las señaladas en la Tabla 3.4 en relación a la Figura 3.5. El largo ( $L$ ) variará según las capacitancias, siendo su máximo el valor señalado en la Tabla 3.4. Se utilizarán condensadores de valor 0.1 pF, 0.4 pF, 1 pF y 10 pF.

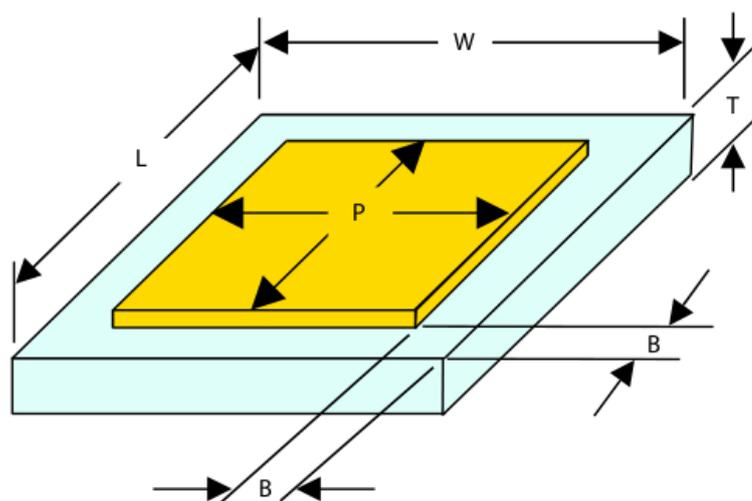


Figura 3.5: Esquema físico de los capacitores.

## Resistencias

Las resistencias que se utilizarán son *S0202AF High Frequency Thin Film Resistor*, fabricadas por la empresa *State of the Art, Inc.*.

	<i>pulgadas</i>	<i>mm</i>
Largo (L)	.010	.254
Ancho (W)	.010 ± .003	.254 ± .076
Alto (T)	.004 ± .001	.102 ± .025

Tabla 3.4: *Características mecánicas de los capacitores.*

De acuerdo a la información entregada por el fabricante, son resistencias basadas en nitrado de tantalio, el cual es extremadamente estable con el tiempo, temperatura y frecuencia. Tiene un buen comportamiento sobre un amplio rango de frecuencia, exhibiendo una baja respuesta *VSWR* desde una fuente DC a 20 GHz y más. Sus terminales permiten soldar a circuitos de microondas manteniendo un excelente comportamiento de pérdida de retorno. Su reactancia parásita es muy baja con capacitancias típicamente menores a 0.1 pF. La respuesta en frecuencia graficada en la Figura 3.6 muestra un ejemplo de *VSWR* en una resistencia de 50  $\Omega$  con contactos de presión. Las resistencias soldadas debiesen mostrar un mejor desempeño.

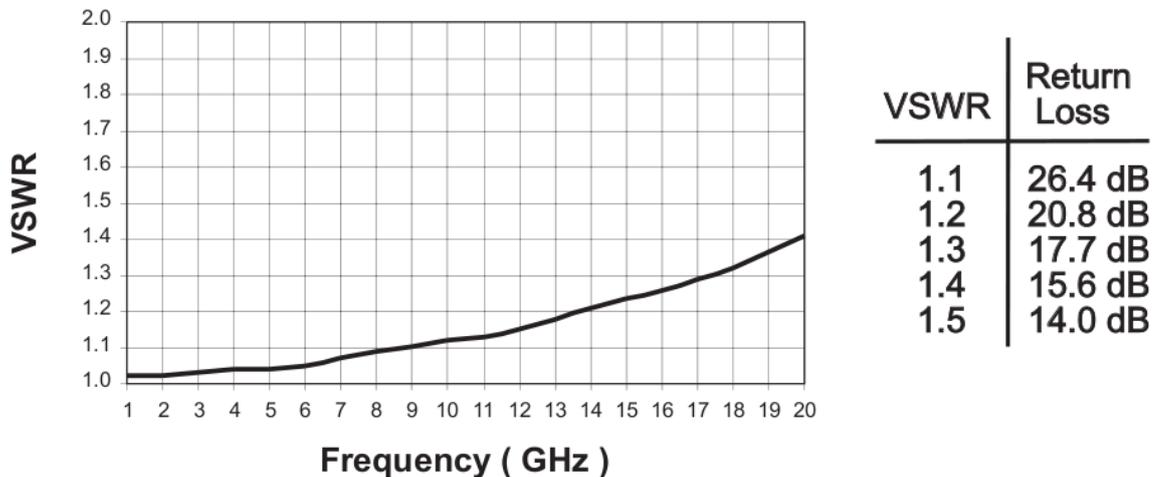


Figura 3.6: *Características de VSWR y pérdida de retorno de las resistencias de 50  $\Omega$  [17].*

Para el circuito de polarización, se utilizarán en el drenador resistencias de 50  $\Omega$ , mientras

que en la puerta resistencias de 1 k $\Omega$ . Sus características mecánicas son las mostradas en la Tabla 3.5 y Figura 3.7, con un error de  $\pm 0.08$  pulgadas (0.2 mm).

	<i>pulgadas</i>	<i>mm</i>
Largo (L)	.022	.056
Ancho (W)	.02	.051
Alto (T)	.01	.025

Tabla 3.5: *Características mecánicas de las resistencias [17].*

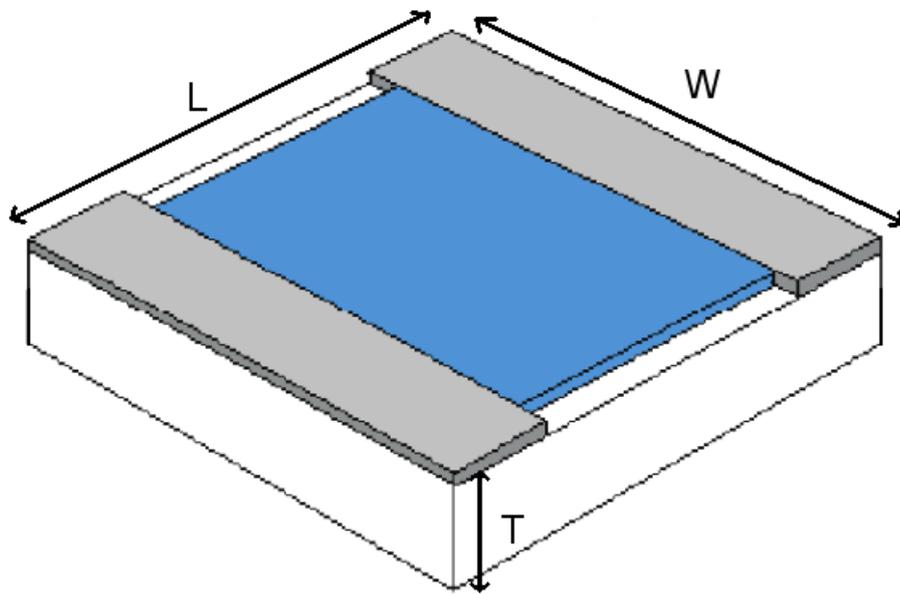


Figura 3.7: *Esquema físico de las resistencias.*

### 3.1.2. Diseño eléctrico

El diseño eléctrico tanto del circuito de polarización como el del LNA, se basaron en los diseños realizados en [13], utilizando el software *Advance Design Systems*.

## Circuito de Polarización

Debido a la excesiva ganancia de los transistores a bajas frecuencias, se presenta un comportamiento inestable. Para impedir que el amplificador se vuelva inestable, la polarización debe ser diseñada de manera adecuada. Es por esto que la polarización debe actuar como una conexión a tierra para bajas frecuencias y como alta impedancia para las frecuencias de interés. La alta impedancia se logra mediante una conexión de  $\lambda/4$  seguido de un condensador. La conexión de  $\lambda/4$  transforma la baja impedancia del condensador en una alta impedancia para la banda de interés. Usando conexiones adicionales, que se comportarán como inductancias, y resistencias, se obtiene un filtro *RLC* adecuado que mejorará la respuesta del circuito de polarización. Para lograr un desacople entre la entrada y el circuito de polarización se utiliza un condensador de 10 pF.

Dado que las etapas de amplificación cumplen propósitos distintos, se requerirá también de polarizaciones distintas para los transistores. Las dos primeras etapas están enfocadas al *Bajo Ruido*, por lo que se necesitará en el drenador un voltaje  $V_{drain} = 2V$  y una corriente  $I_{drain} = 14mA$ . Por otro lado las dos últimas etapas están enfocadas a *Potencia*, es por esto que se ocupará en el drenador un voltaje  $V_{drain} = 3V$  y una corriente  $I_{drain} = 30mA$ . La corriente en el drenador es controlada a través del voltaje en la puerta de acuerdo a los valores que se pueden apreciar en la Figura 3.8.

	$V_{drain} V$	$I_{drain} mA$	$V_{gate} V$
<i>HEMT 1</i>	2	14	$\sim -0,25$
<i>HEMT 2</i>	2	14	$\sim -0,25$
<i>HEMT 3</i>	3	30	$\sim -0,1$
<i>HEMT 4</i>	3	30	$\sim -0,1$

Tabla 3.6: *Valores de voltajes y corrientes para la polarización de los HEMT.*

En resumen, se requerirán los valores detallados en la Tabla 3.6. Una de las dificultades será mantener fija la corriente en el drenador, esto ya que su relación con el voltaje en la

puerta depende de la transconductancia del transistor, la cual no es constante, por lo que el valor del voltaje en la puerta ( $V_G$ ) tendrá necesariamente que variar.

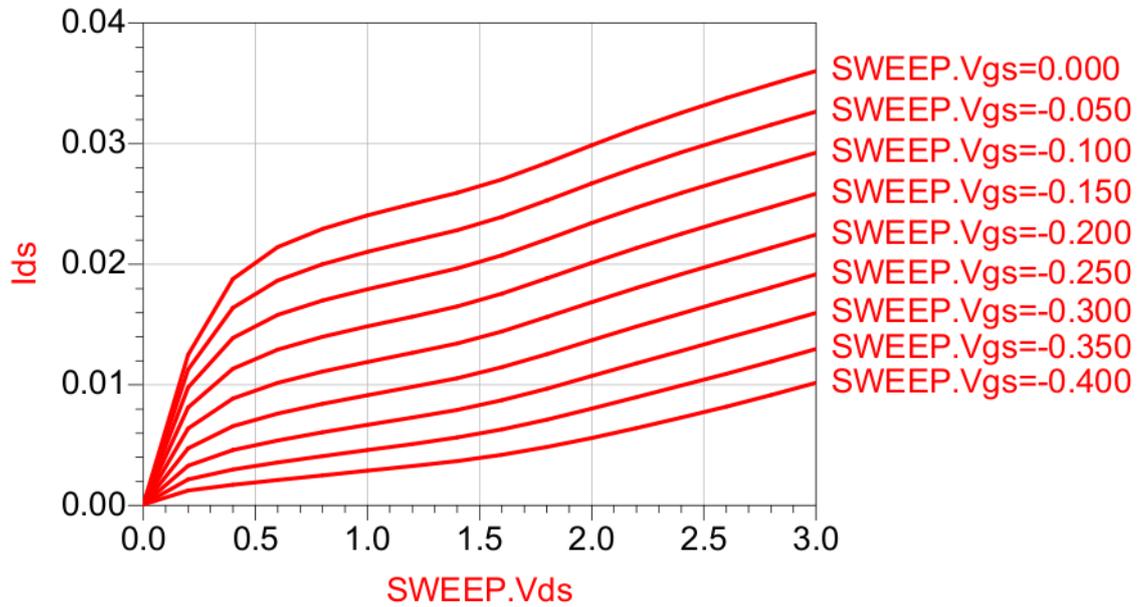
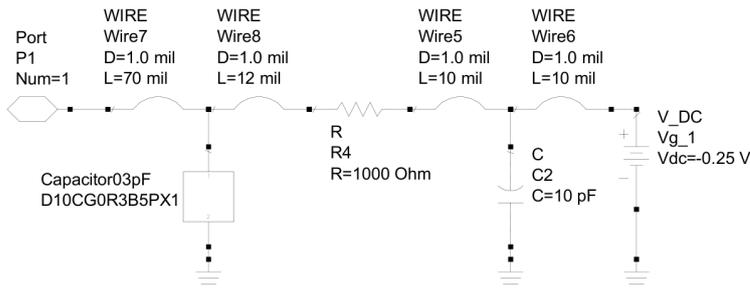
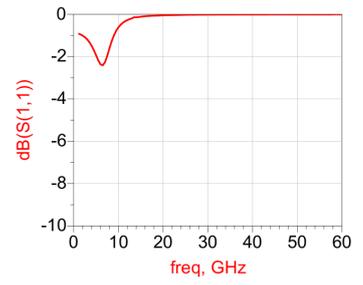


Figura 3.8: *Curvas de voltaje de la puerta.*

El diseño de los circuitos de polarización de la puerta y el drenador de la primera etapa se encuentran detallados en la Figura 3.9 y Figura 3.10 respectivamente, junto a los gráficos de respuesta en frecuencia para cada uno. La Figura 3.11 y Figura 3.12 muestran los diseños (a) y respuestas en frecuencia (b) de los circuitos de polarización de la segunda a cuarta etapa. Los condensadores fueron reemplazados por el circuito equivalente provisto por el fabricante.

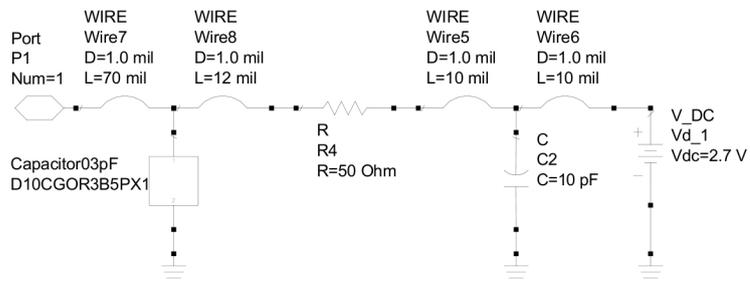


(a)

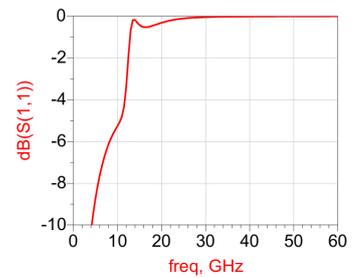


(b)

Figura 3.9: *Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del circuito de polarización de la puerta de la primera etapa.*



(a)



(b)

Figura 3.10: *Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del circuito de polarización del drenador de la primera etapa.*

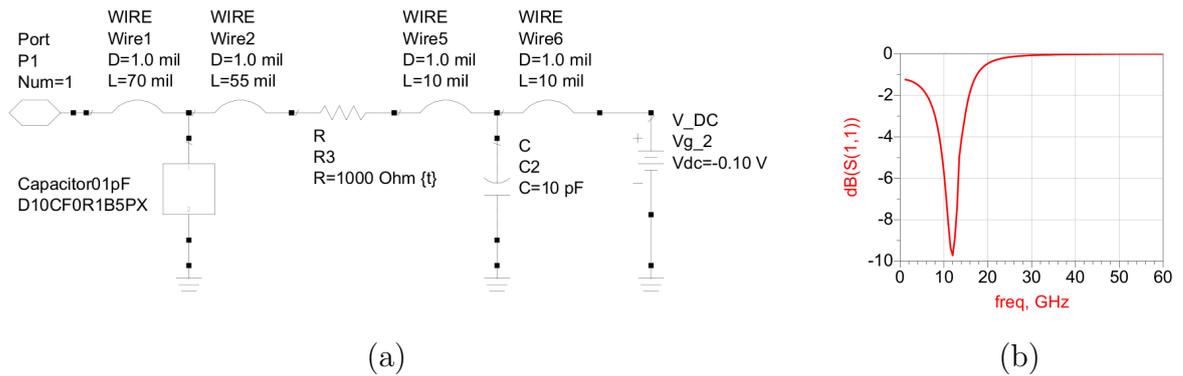


Figura 3.11: Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del circuito de polarización de la puerta de la segunda a cuarta etapa.

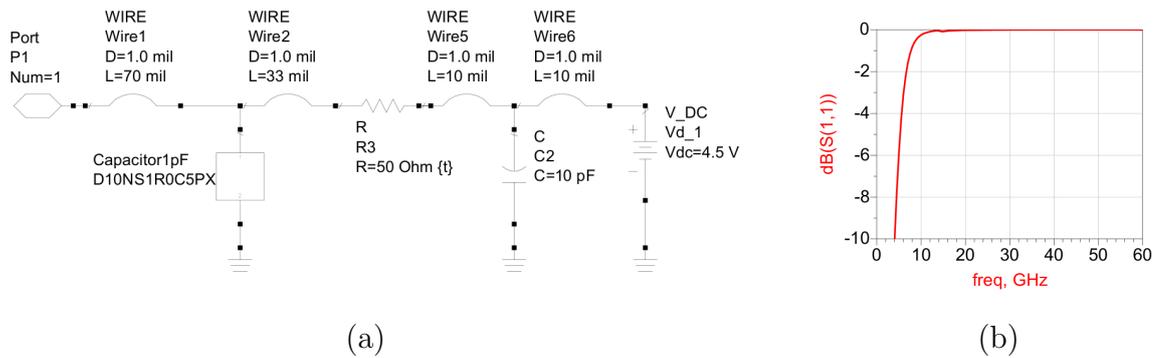


Figura 3.12: Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del circuito de polarización del drenador de la segunda a cuarta etapa.

## LNA

El amplificador fue diseñado en varias iteraciones, primero utilizando componentes ideales como líneas de transmisión para modelar conexiones y líneas de microcinta, luego reemplazándolos por modelos físicos más precisos y finalmente el modelo del transistor es reemplazado por sus parámetros de dispersión.

La primera iteración consiste en la creación del amplificador utilizando componentes ideales. La primera y segunda etapa de amplificación fueron optimizadas para bajo ruido y buen

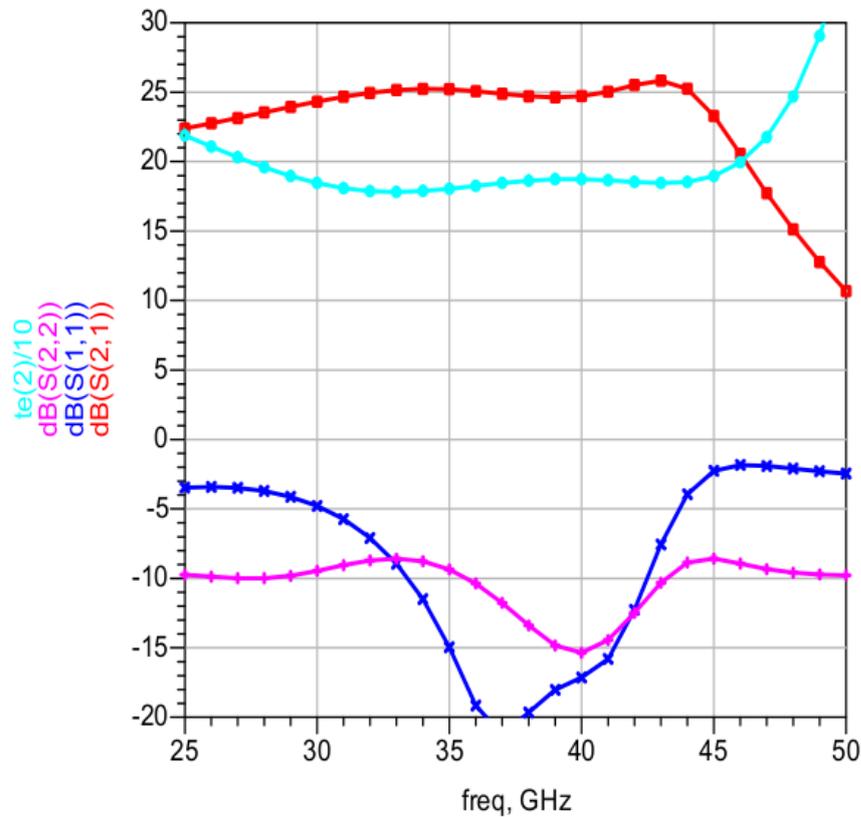


Figura 3.13: *Desempeño en la primera iteración, donde  $S_{21}$  representa la ganancia,  $S_{11}$  la reflexión en la entrada,  $S_{22}$  reflexión en la salida y  $te(2)/10$  la temperatura de ruido.*

$S_{11}$ . La siguientes dos etapas fueron diseñadas para obtener una ganancia estable. Finalmente la etapa de salida fue provista de una adaptación de salida de  $50 \Omega$ .

El diseño inicial es mostrado en los Anexos en la Figura A.1. El desempeño predicho en este diseño es mostrado en la Figura 3.13, donde se puede apreciar una ganancia de alrededor de 25 dB sobre toda la banda con una estabilidad de 4 dB, una reflexión en la entrada inferior a los  $-5$  dB sobre toda la banda, una reflexión en la salida de alrededor de  $-10$  dB y una temperatura de ruido entre los 170 y 180 K. La estabilidad fue confirmada usando el factor de estabilidad de Rollet y la conclusión fue de que el amplificador es incondicionalmente estable sobre el rango 1-100 GHz. La segunda iteración resulta ser más realista. Basado en

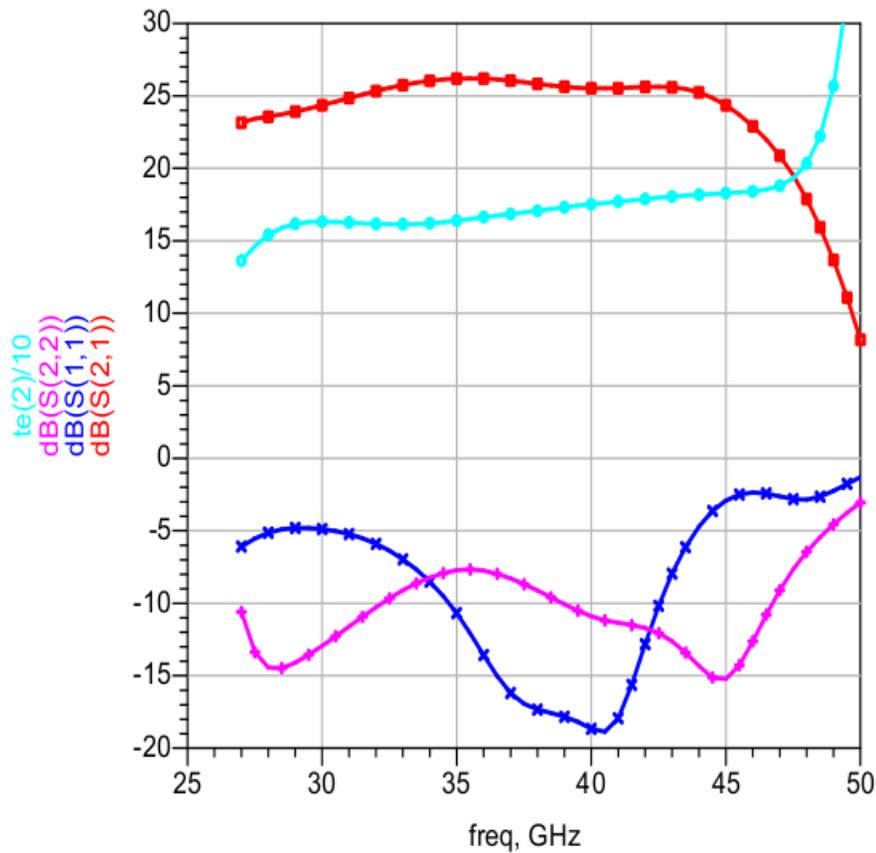


Figura 3.14: *Desempeño en la segunda iteración.*

la experiencia del amplificador de Planck de 30 GHz se escoge *CuFlon* 0.003 pulgadas como sustrato del amplificador de Banda 1.

La primera iteración diseñada fue modificada reemplazando las líneas de transmisión ideales por modelos físicos de líneas de microcinta sobre *CuFlon*. Las conexiones fueron modeladas por los modelos del paquete “*bondwire*” en *ADS*. También los puertos de entradas y salidas fueron reemplazados por los Parámetros-S de la transición de microstrip a guía de onda sobre *CuFlon* simulado en el software *HFSS*.

Posteriormente el modelo fue optimizado automáticamente utilizando la opción de optimización genética en *ADS*. El nuevo esquemático es presentado en los Anexos en la Figura

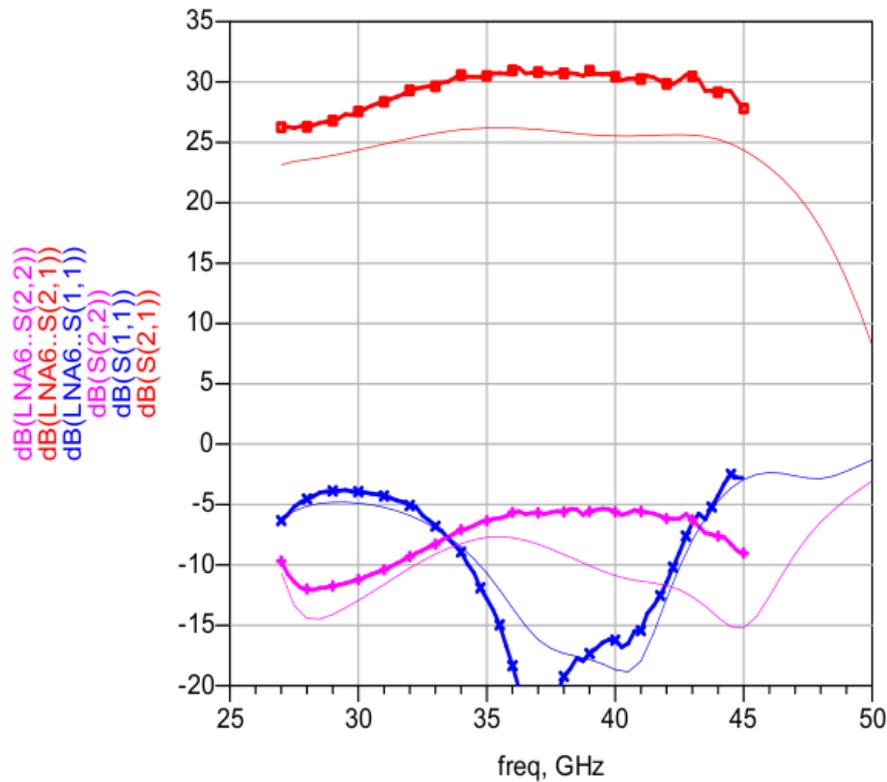


Figura 3.15: Desempeño en la tercera iteración representado en las líneas marcadas (LNA6). Las líneas finas representan la iteración anterior a modo de comparación.

A.2 y sus resultados en la Figura 3.14, donde se puede apreciar una mejoría en la estabilidad de la ganancia. Las líneas de microcinta mejoraron el circuito de adaptación en la entrada lo que se tradujo en una pequeña baja en la temperatura de ruido.

Finalmente en una tercera iteración el modelo del transistor fue reemplazado por Parámetros -S previamente medidos. Las primeras dos etapas fueron reemplazadas por los parámetros del transistor polarizado a  $V_{drain} = 2V$  y  $I_{drain} = 14mA$ , el cual es el punto de polarización para el menor ruido de acuerdo a las especificaciones del fabricante. La tercera y cuarta etapa fueron reemplazados por los parámetros del transistor polarizados a  $V_{drain} = 3V$  y  $I_{drain} = 30mA$  el cual provee mayor ganancia, permitiendo al amplificador alcanzar alrededor de 30 dB de ganancia.

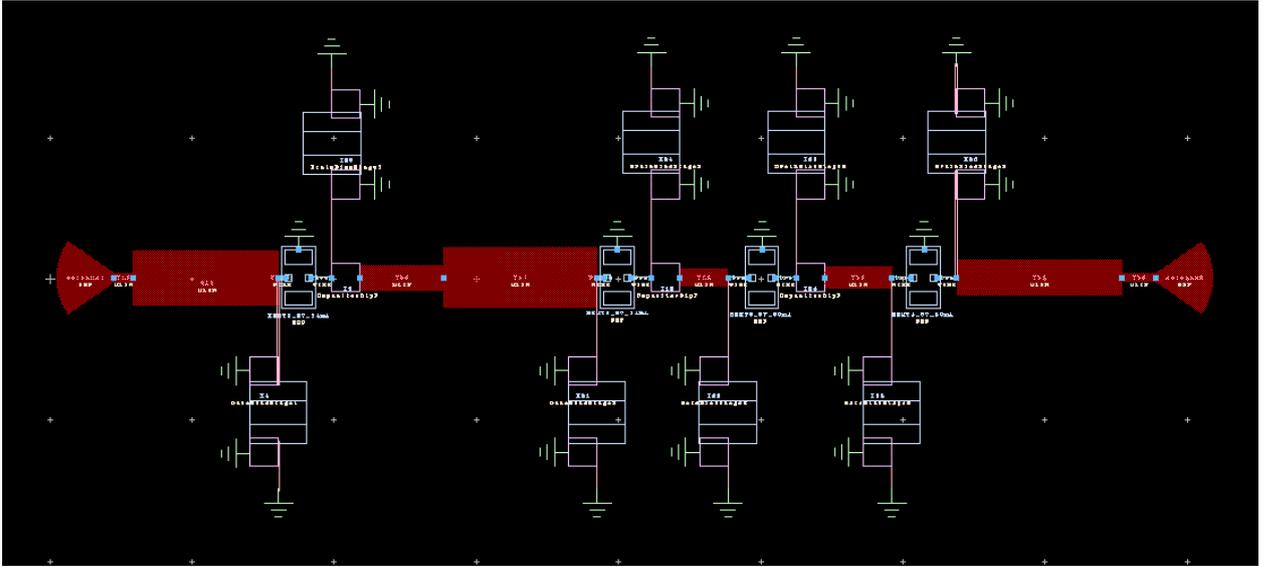


Figura 3.16: *Diseño mecánico del LNA en el software ADS.*

Luego de reemplazar el modelo del transistor, el diseño fue optimizado por *ADS* para mejorar la estabilidad de la ganancia y la pérdida de retorno tanto en la entrada como en la salida. La primera etapa no fue modificada y fue afinada para lograr el mejor comportamiento de ruido posible. El diseño final es mostrado en los Anexos en la Figura A.3 y sus resultados en la Figura 3.15 donde se comparan con respecto a la iteración anterior (líneas delgadas), se puede apreciar un aumento en la ganancia debido a los aportes en las etapas 3 y 4, además de cierta similitud en las reflexiones.

### 3.1.3. Diseño mecánico

El diseño mecánico tanto de los circuitos de polarización como del amplificador fue realizado primero mediante *ADS*, tal como se muestra en la Figura 3.16. De esta manera se obtiene un esquema con las dimensiones reales del diseño. A las conexiones se les aplica un *ArcFactor* de 0.8, este parámetro está relacionado con la altura del arco de la conexión. Conociendo estas dimensiones, el diseño es traspasado al programa *TopSolid*, donde se unirá con

el diseño del empaquetamiento, esto será detallado en la sección 3.2.

## 3.2. Empaquetamiento

### 3.2.1. Diseño mecánico

El empaquetamiento fue diseñado en TopSolid conservando las dimensiones del diseño creado por Claudio Jarufe en [1]. Este diseño tendrá variaciones en su interior, el tamaño de la PCB del amplificador será más corta, por lo que el posicionamiento de las guías de onda será también distinto, esto se puede apreciar en la Figura 3.17.

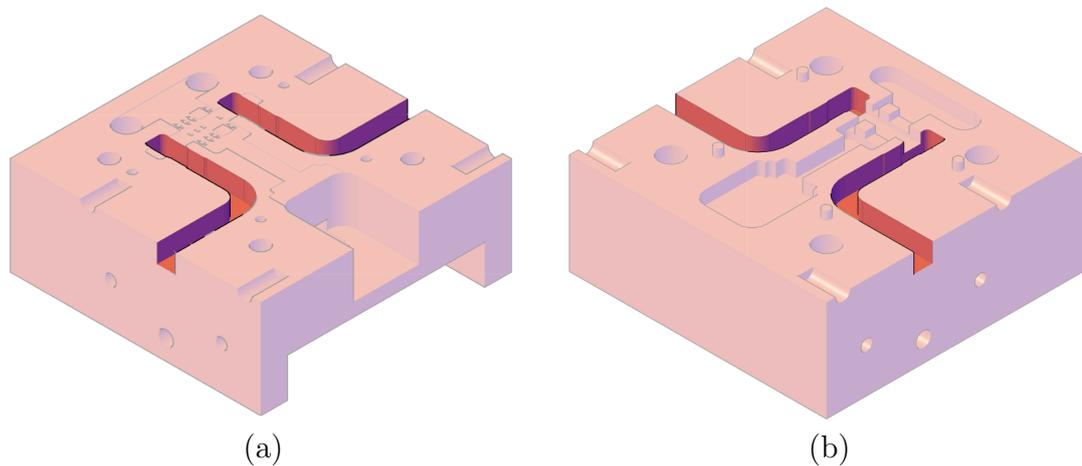


Figura 3.17: *Guías de onda en la parte inferior (a) y superior (b) del empaquetamiento.*

También se deben considerar los elementos de circuito de polarización. Dados los tamaños de estas conexiones, el drenador será diseñado por la parte superior del amplificador, mientras que la puerta por su parte inferior. Es necesario establecer divisiones entre cada línea del circuito de polarización, pues si el canal es muy ancho, podría comportarse como una guía de ondas. Lo ideal hubiese sido crear un canal independiente para cada línea, pero por razones de tamaño y espacio no fue posible. Es por esto que se diseña solo con una división, entre la primera y segunda etapa, pues es donde existe el mayor espacio para lograr este objetivo. El

detalle de esto se puede ver en la Figura 3.18 (b).

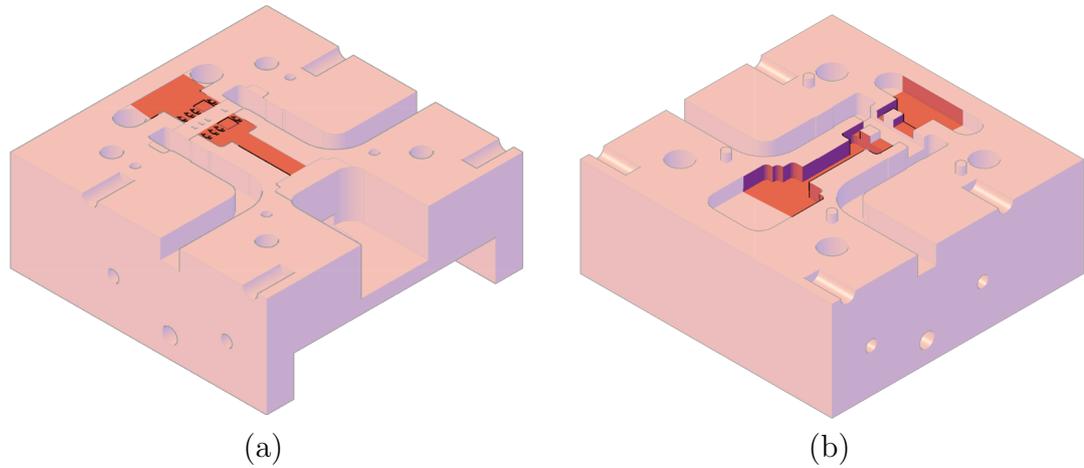


Figura 3.18: Canales para el bias en la parte inferior (a) y superior (b) del empaquetamiento.

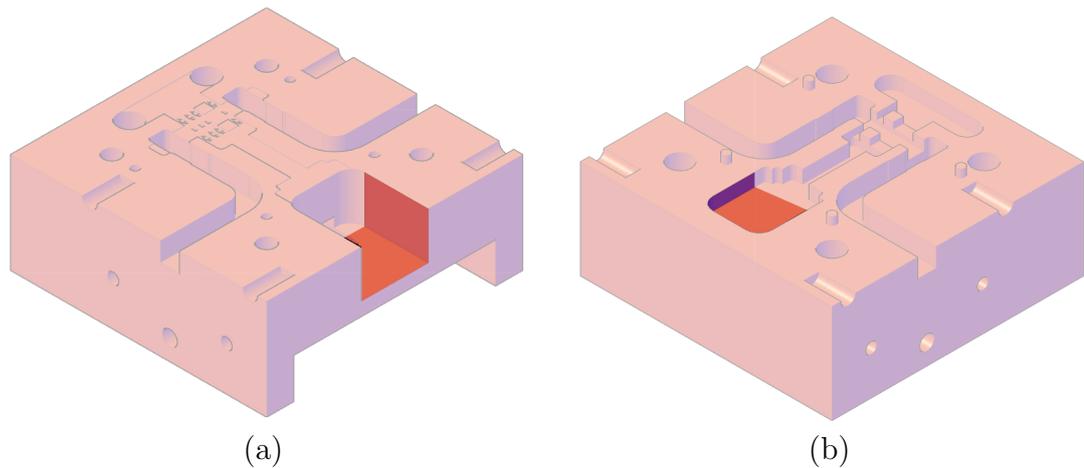


Figura 3.19: Cavidad para el conector en la parte inferior (a) y superior (b) del empaquetamiento.

Al igual que en el diseño de Jarufe, se utilizará un conector de 9 pines para las señales de polarización. Se considera el espacio necesario tanto para el conector en sí, como para los cables a soldar, esto se detalla en la Figura 3.22. Debido a la configuración de la puerta y drenador escogida, se requerirá un canal para los cables que llevan las señales de la puerta,

tal como se aprecia en la Figura 3.20.

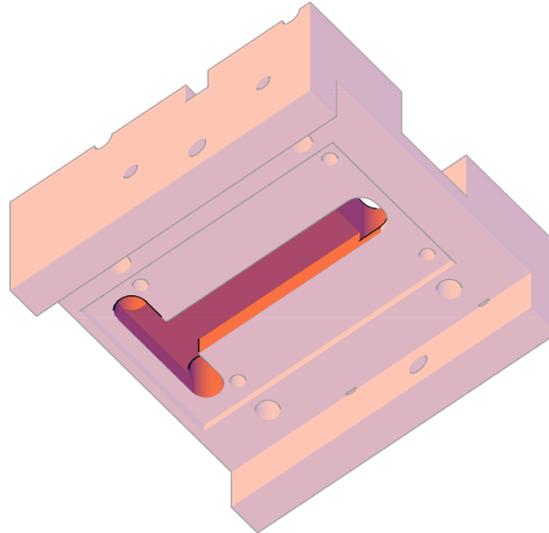


Figura 3.20: *Canal posterior para cables de polarización del gate.*

El empaquetamiento también contará con cavidades para las PCB del circuito de polarización, en estas PCB se soldarán los cables del conector de polarización. Las PCB se unirán a su vez a los elementos del circuito de polarización a través de una conexión. En la Figura 3.18 (a) se ven las cavidades mencionadas.

En la sección superior del empaquetamiento deberá existir el espacio suficiente que garantice a todas las conexiones un correcto funcionamiento. Se puede observar en la Figura 3.18 (b) como todos estos criterios son considerados.

Se decide crear pequeñas cavidades para ubicar los elementos como capacitores, resistencias y transistores. Estas cavidades tendrán una profundidad de  $20 \mu\text{m}$  y su finalidad será ayudar en la ubicación de los elementos y la aplicación de la resina epóxica para su fijación. En la Figura 3.21 se pueden observar dichas cavidades.

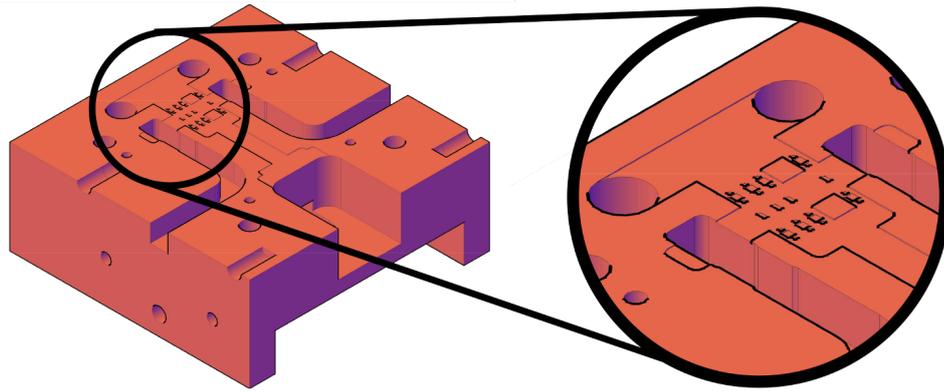


Figura 3.21: *Detalle del diseño de las cavidades.*

Finalmente en la Figura 3.22 vemos el detalle de las perforaciones para los pernos que sellarán el empaquetamiento, así como también los pernos de guías de onda y el conector de las señales de polarización.

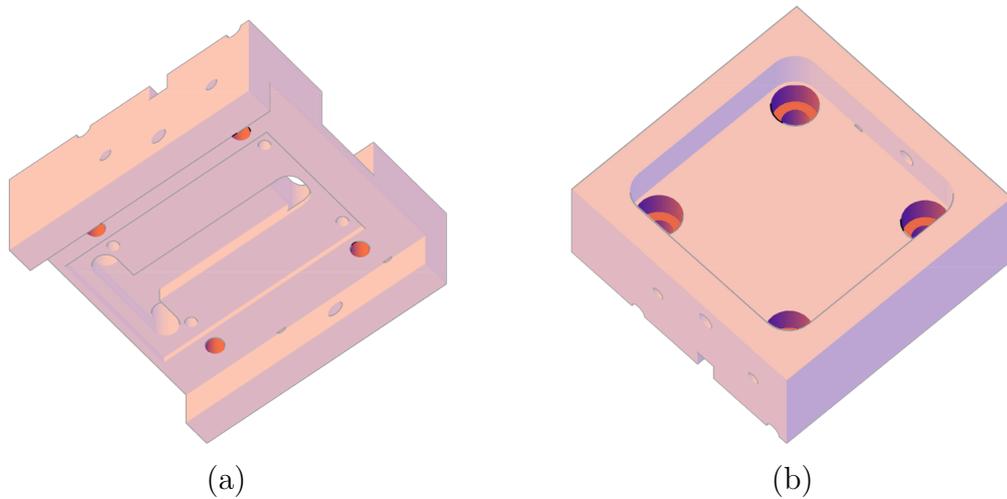


Figura 3.22: *Disposición de los pernos en la parte inferior (a) y superior (b) del empaquetamiento.*

### 3.2.2. Diseño de conexiones

El empaquetamiento contará con un conector como el de la Figura 3.23 que le permitirá recibir los voltajes del drenador y la puerta para cada transistor. Las salidas de este conector serán soldadas a dos grupos de pistas, una que alimentará las compuertas del drenador de los transistores, y una segunda que alimentará las compuertas de la puerta, tal como se podrá apreciar más adelante en la Figura 4.4.

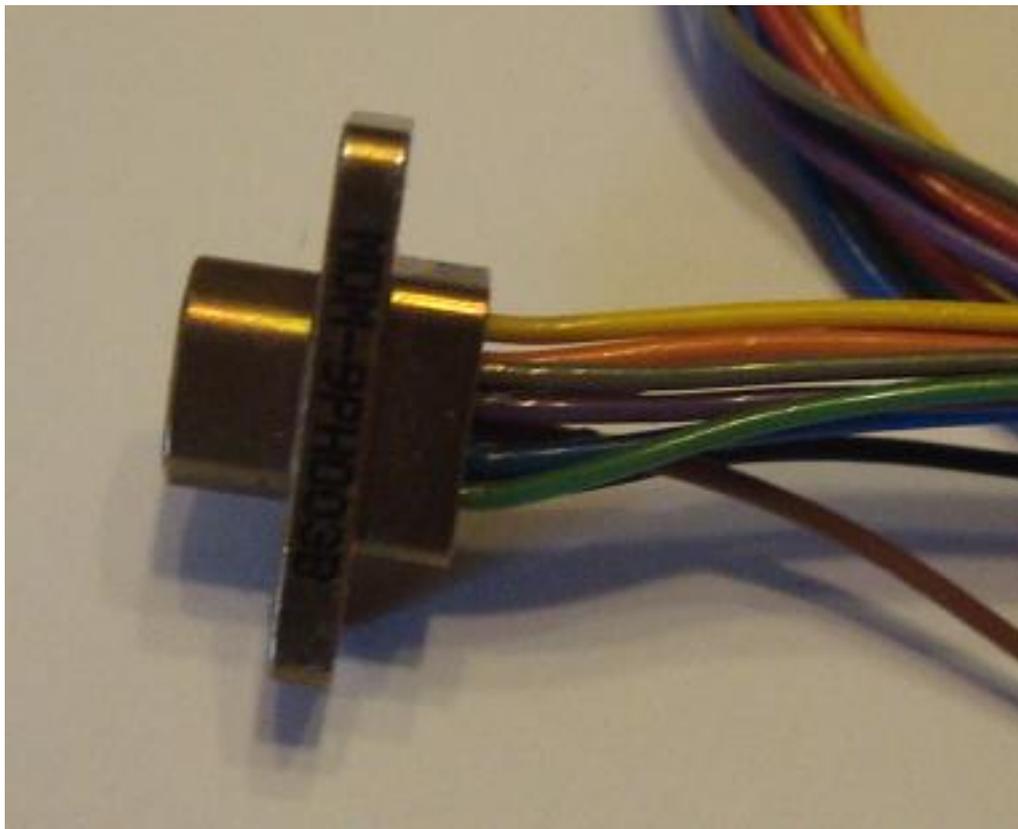


Figura 3.23: *Conector de polarización del Case.*

La distribución de las señales está indicada en la Tabla 3.7. Esta distribución fue escogida de acuerdo a las limitaciones de espacio dentro del empaquetamiento y es diferente de la distribución a la salida del circuito de polarización, por lo que se debe tener precaución al realizar esta conexión.

<b>Pin</b>	<b>Designación</b>
1	<i>GND</i>
2	<i>DRAIN 4</i>
3	<i>DRAIN 3</i>
4	<i>DRAIN 2</i>
5	<i>DRAIN 1</i>
6	<i>GATE 4</i>
7	<i>GATE 3</i>
8	<i>GATE 2</i>
9	<i>GATE 1</i>

Tabla 3.7: *Distribución de conexiones en el Case.*

### 3.3. Circuito de Polarización

Para satisfacer los requerimientos del circuito de polarización, se fabricará una fuente de poder variable basado en un diseño creado en el Centro Astronómico de Yebes (España) para propósitos similares [14]. Esta fuente se conectará directamente al empaquetamiento. Dentro del empaquetamiento será necesaria la utilización de pistas para la polarización de cada transistor.

#### 3.3.1. Diseño de la fuente de poder

La fuente de poder permitirá el ajuste y monitoreo de cuatro etapas de amplificación de manera independiente. Los parámetros que permiten controlar son el voltaje en el drenador ( $V_{drain}$ ) y su corriente ( $I_{drain}$ ), mientras que se puede monitorear tanto los voltajes y corrientes en el *drain* ( $V_{drain}$  e  $I_{drain}$ ) como en voltaje en la puerta ( $V_{gate}$ ). La señal de monitoreo de la corriente del drenador entrega una lectura de voltaje proporcional a dicha corriente (0.1 V por 1 mA).

El voltaje y corriente deseados en el drenador de cada etapa es seleccionado mediante potenciómetros. La fuente de poder fijará un valor adecuado para el voltaje en la puerta. De esta manera, cualquier cambio en la transconductancia del HEMT es compensado cambiando el voltaje en la puerta, manteniendo así constante la corriente en el drenador.

En los Anexos, la Figura A.4 detalla el diseño esquemático para una etapa. Se pueden observar las salidas al HEMT (DRAIN y GATE), las señales de monitoreo ( $V_d$ ,  $I_d$  y  $V_g$ ) y los circuitos de ajuste mediante potenciómetros (POTENCIOMETER STABILIZER).

En la Figura A.5 de los Anexos, se puede apreciar el diseño esquemático completo, incluyendo en detalle el conector a los HEMT y polarización del circuito, los conectores de monitoreo para cada etapa y el circuito de referencia de  $10[V]$  y  $-10[V]$  de alta precisión.

El circuito de la fuente será construido en doble capa de acuerdo a los diseños mecánicos descritos en los Anexos en la Figura A.6. Se obtuvo este diseño en tamaño 1:1 con el Centro Astronómico de Yebes (España) en un archivo en formato DXF, el cual permite el manejo para su fabricación.

Las señales de la fuente de poder serán transmitidas a través de 2 conectores. El primero será un conector de 9 pines que dispondrá las señales para los transistores además de una conexión a la referencia  $GND$ . El segundo conector corresponde para las señales de control, este será un conector conector de 15 pines. Por otro lado, la alimentación del circuito se efectuará por medio de un tercer conector. En resumen, existirán tres conectores, cuya distribuciones son las señaladas en la Tabla A.3 de los Anexos.

# Capítulo 4

## Fabricación y montaje de los elementos

En el presente capítulo se detallarán los procesos de fabricación del amplificador y empaquetamiento, y el posterior montaje de los componentes. Además se explicará la fabricación del circuito de polarización.

### 4.1. Fabricación del Amplificador

Luego de dos intentos fallidos, se logró fabricar el amplificador utilizando la fresadora de control numérico por computador (CNC) del taller mecánico del Departamento de Astronomía (DAS) de la Universidad de Chile, mostrada en la Figura 4.1.

Primero, un trozo de *CuFlon* fue dorado mediante un proceso de electroplatinado. Una pequeña sección de este sustrato dorado fue pegada con *crystalbond* a un bloque de aluminio previamente nivelado, luego se realizaron mediciones para comprobar que no existiesen desniveles importantes en el sustrato. Finalmente, mediante la CNC, se fabricaron cuatro PCBs. Lamentablemente no fue posible remover todo el cobre debido a lo delgado del sustrato. El cobre restante fué retirando depositando pequeñas cantidades de ácido férrico con una punta de cactus.



Figura 4.1: *Máquina CNC del taller mecánico del DAS.*

Una vez removido todo el excedente de cobre, se calienta el bloque de aluminio para despegar la PCB a utilizar, luego se limpia el pegamento con acetona y algodones. Al ser el sustrato tan delgado, estos procedimientos harán que se curve. Otro factor que puede aumentar este fenómeno son las resinas de pegamento que quedan en él. Para combatir esta situación se somete la PCB a un planchado entre 2 placas de aluminio, a  $120\text{ }^{\circ}\text{C}$  durante 10 minutos.

Es probable que las microcintas que siguen a las antenas, se hayan fracturado al curvarse la PCB debido a que son extremadamente delgadas, tal como se muestra en la Figura 4.2. Es muy difícil de verificar esto pues es apenas visible en el microscopio, en el que se ve que el oro está fracturado, pero no se puede asegurar lo mismo del cobre. Ante la duda, se optará por reparar estas microcintas más adelante.

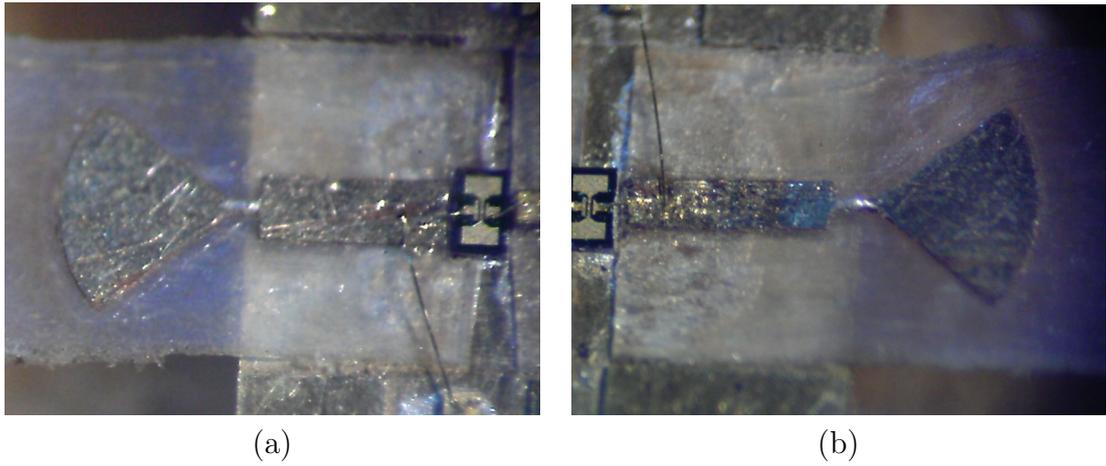


Figura 4.2: *Cuello de la antena a la entrada (a) y salida (b) del amplificador.*

## 4.2. Fabricación del Empaquetamiento

El empaquetamiento también fue fabricado en la CNC a partir de un bloque de bronce. Una vez realizadas ambas partes del bloque, este fue dorado mediante electroplatinado. En la Figura 4.3 se puede apreciar el empaquetamiento ya dorado.

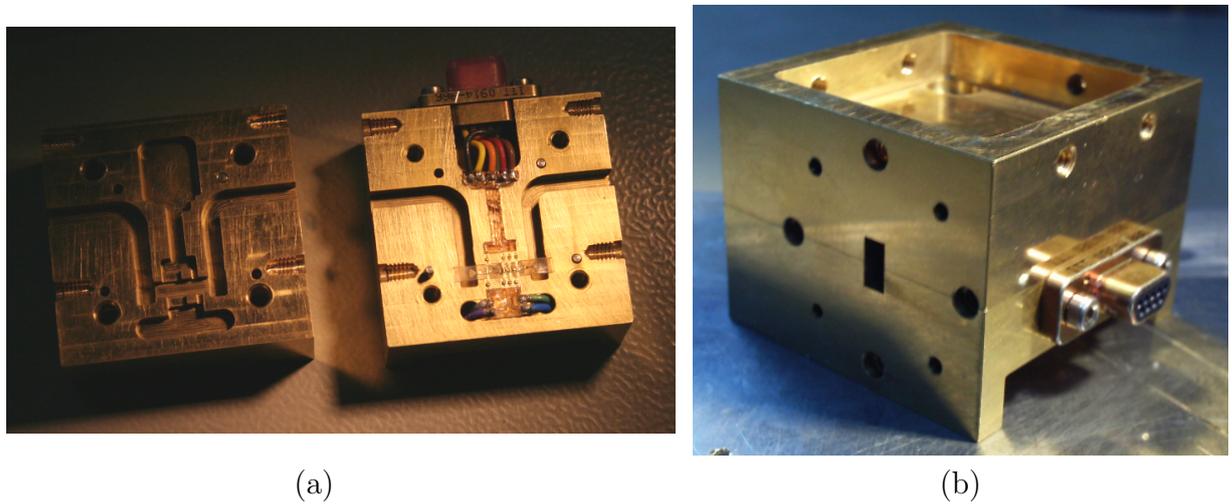


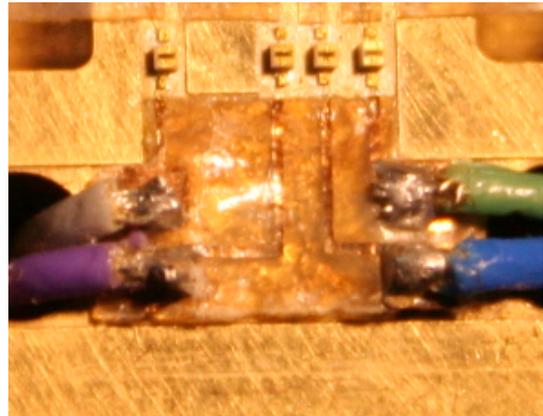
Figura 4.3: *Case dorado.*

### 4.3. Fabricación de Líneas de Circuitos de Polarización

Las líneas del circuito de polarización, que originalmente serían fabricadas en *Micro-Chem, Inc.*, finalmente fueron fabricadas mediante el método de fotolitografía en el laboratorio de ondas milimétricas del DAS. Unos de los problemas surgidos por este método fue que al cortar las líneas usando bisturí, sus bordes se comenzaron a deshilachar. Esto es apreciable solo al microscopio, pero afectará el montaje de las líneas. La solución fue lijar sus bordes y cortar estos remanente con bisturí. Se optó incluso por disminuir un poco su tamaño, sin afectar las líneas, con tal de no tener problemas en el montaje. Las líneas se pueden ver en la Figura 4.4.



(a)



(b)

Figura 4.4: Líneas del circuito de polarización de los drenadores (a) y las puertas (b).

## 4.4. Montaje

El montaje fue realizado en el laboratorio de ondas milimétricas del DAS. Es un proceso que requiere sumo cuidado y bastante precisión. Primero se montaron en el bloque el conector y las líneas del circuito de polarización. Estas últimas fueron pegadas con cianocrilato (“La Gotita”), un adhesivo de fraguado rápido. Los cables que alimentan las puertas, y que pasan por la cara inferior del empaquetamiento, como se puede apreciar en la Figura 4.5, fueron fijados con un adhesivo. Ya fijados el conector y las líneas, se soldaron los cables a su respectivas líneas del circuito de polarización, tal como se muestra en la Figura 4.5.

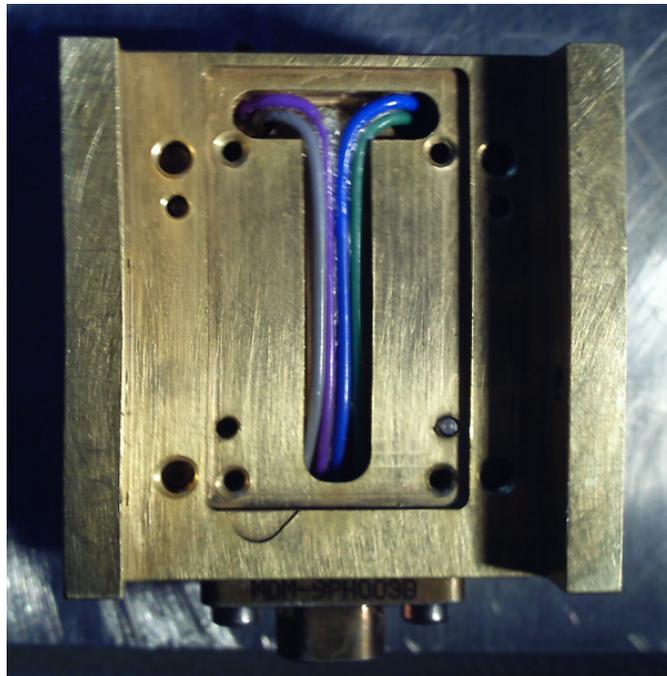
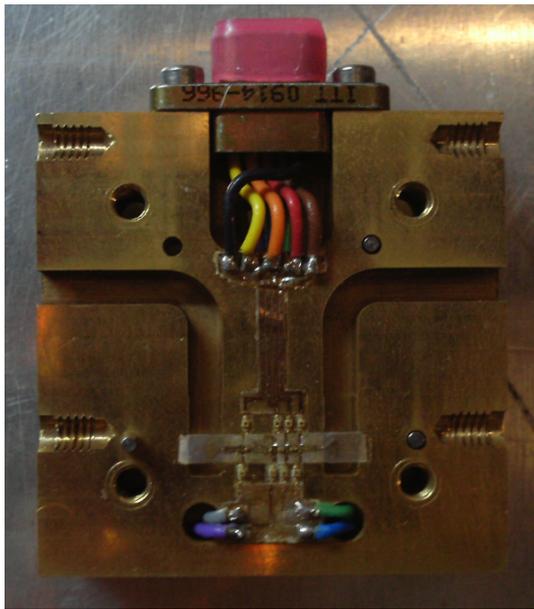
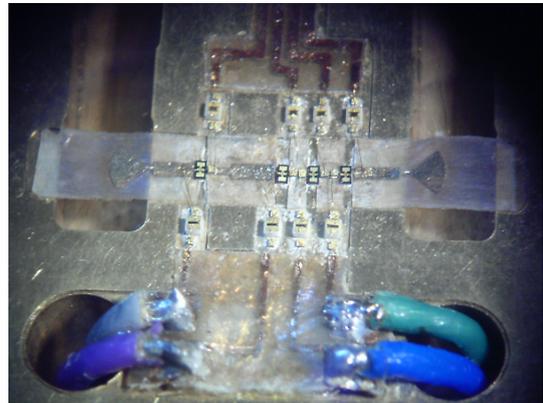


Figura 4.5: *Cara inferior del empaquetamiento, donde se aprecian los cables de los circuitos de polarización de las puertas.*

Posteriormente se montó la PCB que contiene las microcintas ya fabricadas. Esta también fue fijada con cianoacrilato. Fue necesario tener cuidado con posicionar bien las antenas en las guías de onda, así como las perforaciones para los transistores en sus respectivas cavidades. Un problema que se presentó en esta etapa, fue que la PCB no calzaba perfectamente con



(a)



(b)

Figura 4.6: Componentes montados en el empaquetamiento (a) y detalle de la PCB (b).

la cavidad diseñada. Esto puede ser producto del dorado del empaquetamiento, sumado a la posible dilatación del sustrato debido a las altas temperaturas a las que ha sido sometido. Esto se solucionó realizando pequeños cortes en sus bordes y posteriormente lijándola. En la Figura 4.6 se aprecia la PCB montada.

El próximo paso fue el montaje de las resistencias, condensadores y transistores. Para fijar estos componentes se utilizó *H20E Epo-Tek*. Este es un epóxico conductor de plata que consta de dos componentes (“*Silver Conductive Epoxy - Part A - Resin*” y “*Silver Conductive Epoxy - Part B - Hardener*”), los cuales deben ser mezclados en proporción 1:1. Una vez aplicado el epóxico, debe ser curado para que solidifique, las relaciones temperatura-tiempo se detallan en la Tabla 4.1. Sólo una vez solidificado, el epóxico comenzará a conducir. Considerando la temperatura de operación del sustrato, el epóxico es curado a aproximadamente  $100^{\circ}\text{C}$  por aproximadamente 30 minutos.

Temperatura [ $^{\circ}C$ ]	Tiempo
175	45[seg]
150	5[ <i>min</i> ]
120	15[ <i>min</i> ]
80	90[ <i>min</i> ]

Tabla 4.1: *Relación temperatura-tiempo de curado del epóxico H20E.*

La aplicación del H20E se realiza con una punta de cactus. Se debe ser muy cuidadoso con la cantidad aplicada, pues si es demasiada, el epóxico puede rebosar y cortocircuitar los componentes. Al contrario, pero si es muy poco, el epóxico podría no quedar uniforme bajo el componente lo que posiblemente traería problemas durante la realización de conexiones eléctricas entre los componentes.

Para manipular los componentes hay que ser sumamente cuidadoso. Debido a su reducido tamaño, estos pueden “saltar” fácilmente, ya sea por una prequeña presión aplicada, algún golpe o simplemente por soplar sobre ellos. Se recomienda evitar todas estas situaciones y, además, trabajar con bastante iluminación y sobre una superficie blanca, de manera de ubicar con más facilidad aquellos componente que llegasen a “saltar”.

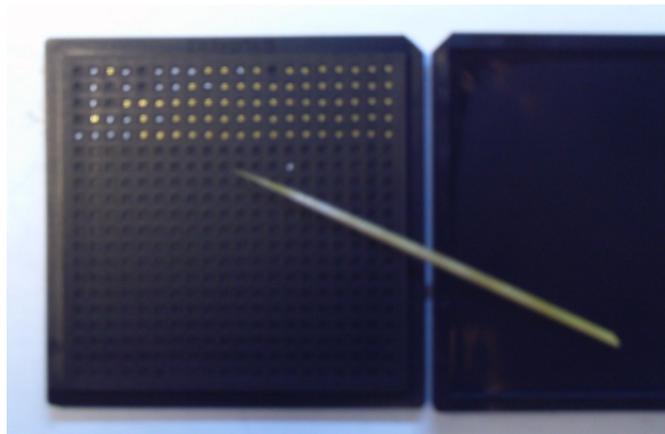


Figura 4.7: *Caja con componentes y una punta de cactus.*

Los componentes vienen en pequeñas cajas como las de la Figura 4.7. Estas cajas deben ser abiertas con cuidado para que su contenido no “salte”. Ya que las pinzas son demasiado grandes para manipular estos elementos, cada componente es trasladado sobre el empaquetamiento utilizando una punta de cactus con una pequeña gota de agua. La tensión superficial de la gota de agua “atrapará” el componente permitiendo moverlo con facilidad. Una vez ubicado sobre el empaquetamiento, el componente se alinea en el sentido que será montado. Luego nuevamente se levanta con una pequeña gota de agua en una punta de cactus y se ubica en su posición final. Entonces con una punta de cactus seca se acomoda para que el epóxico quede de manera uniforme bajo el componente y este quede en el sentido correcto. Se montan aproximadamente tres elementos antes de curarlos. Esto se debe a que en caso de que un elemento quede mal ubicado o el epóxico mal aplicado, debe limpiarse con acetona y se removerá también el epóxico de los otros componentes que no han sido curados. Ya que el tiempo de curado es extenso y la ubicación de los elementos debe ser muy precisa, esta parte del proceso es lenta y tediosa. Los grupos se montaron de aproximadamente tres elementos cada uno, en el siguiente orden:

1. Condensadores de desacople del drenador.
2. Condensadores de desacople de la puerta.
3. Condensadores del drenador.
4. Condensadores de la puerta.
5. Resistencias del drenador.
6. Resistencias de la puerta.
7. Condensadores de acoplamiento de etapas (sobre la PCB).
8. Transistores.

Después de posicionar cada grupo de componentes, el epóxico es curado. Debido a la falta de condensadores de 10 pF para el desacople, fue necesaria la utilización de dos capacitores

de 8,2 pF. Además, dentro de los condensadores con los que se contaba en el laboratorio, no existen de capacitancia 0,3 pF, por lo que son reemplazados por los de capacitancia 0,4 pF.

Una de las dificultades que se presentan fue que cada vez que se utilizaba acetona para limpiar el epóxico, el acianocrilato también se veía afectado, por lo que las líneas del circuito de polarización y la PCB del LNA terminaron por desprenderse. Para volver a fijarlas se depositó pequeñas cantidades de acianoacrilato mediante una punta de cáctus.



Figura 4.8: *Bonding Machine*.

Una vez fijos todos los componentes se debe realizar el paso final que consiste en las conexiones. Esto se realizó en el Laboratorio de Instrumentación Astronómica del Departamento de Ingeniería Eléctrica (DIE) de la Universidad de Chile, utilizando la *Bonding Machine* modelo 4526 de la empresa *Kulicke & Soffa*. Esta máquina la podemos observar en la Figura 4.8. Su microscopio es mucho más potente que los utilizados en el Laboratorio de Ondas Milimétricas del DAS, y además, al estar posicionado en forma diagonal permite una mejor visualización de los componentes instalados y sus características, en particular el excesivo grosor de las resistencias.

Las conexiones se realizan siguiendo las instrucciones detalladas en [1]. Primero se realizaron las conexiones de las líneas de los circuitos de polarización a los condensadores de desacople. Aquí se pudo comprobar que el sustrato es altamente “blando”, pues la aguja de la máquina lo hunde, aún fijando el parámetro de presión al mínimo.

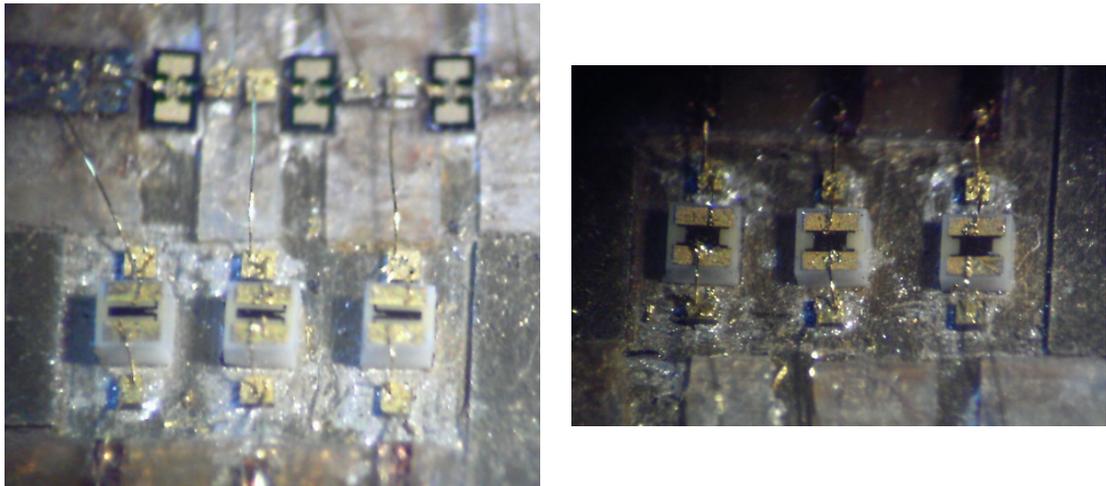
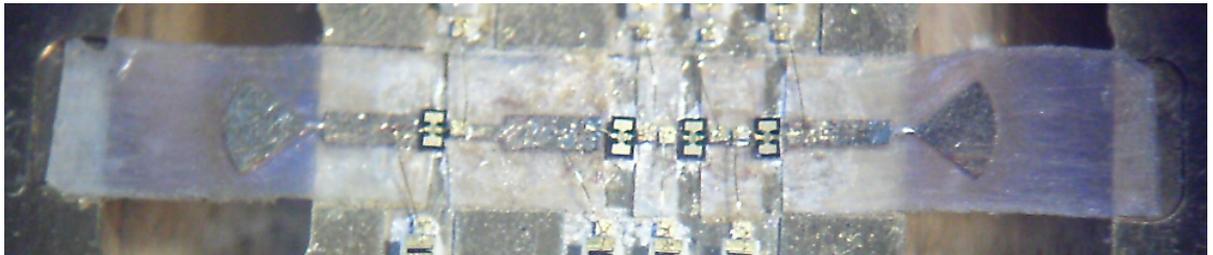


Figura 4.9: *Conexiones entre resistencias y condensadores.*

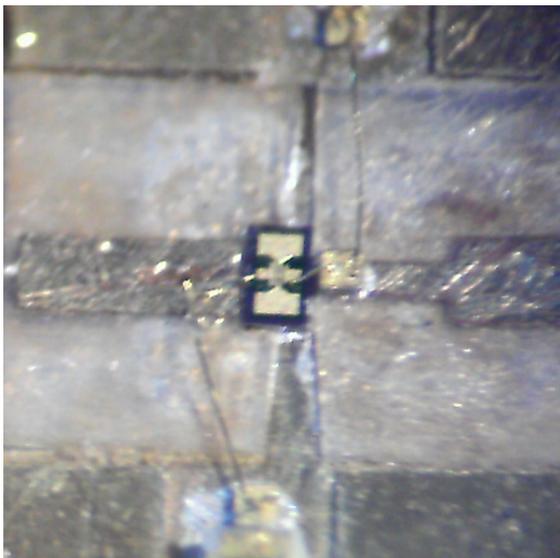
El próximo paso es realizar las conexiones entre los condensadores y las resistencias. En este punto es donde el grosor de las resistencias cobró importancia, pues la gran diferencia de altura a los condensadores, equivaldrán a dificultades para realizar la conexión, ya que la máquina trabaja con diferencias de altura mínimas entre las superficies a unir y no las presentadas en estos casos. Esto fue solucionado simplemente creando una conexión más larga de lo necesitado, lo suficiente de manera que la aguja al bajar sobre el condensador estirara la conexión sin llegar a soltarla. Ejemplos de esto se pueden apreciar en la Figura 4.9.

El siguiente paso fue realizar las conexiones desde los condensadores de los circuitos de polarización a los condensadores en la PCB o directamente sobre las líneas de la PCB según sea el caso. Aquí es donde se presentó uno de los problemas más graves. Primero, la PCB no

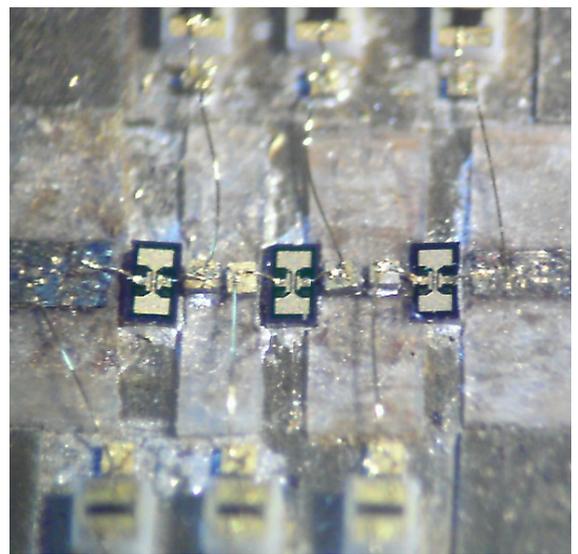
quedó pareja al ser pegada en el empaquetamiento, esto no pudo ser detectado hasta ser visto bajo el microscopio de la *Bonding Machine*. Lo segundo fue que el acianocrilato removido por la acetona y posteriormente reemplazado no quedó lo suficientemente firme. Es por estas razones que cuando se intentó realizar las conexiones sobre las líneas o condensadores de la PCB que esta terminó por despegarse del empaquetamiento, siendo imposible realizar las conexiones.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.10: *PCB cortada(a) y detalle de estos cortes (b)(c).*

Un segundo problema grave se presentó al momento de intentar realizar las conexiones sobre los transistores. El epóxico utilizado para fijar algunos de los transistores no quedó re-

partido de manera uniforme bajo estos, resultando imposible verificar este hecho pues el mismo transistor cubre el epóxico colocado debajo de él. Debido a esto, al intentar realizar las conexiones sobre estos transistores en particular, la presión ejercida por la máquina rompe los transistores cuando el epóxico bajo estos no se encuentra parejo.

Por último, el tercer problema grave ocurrió en las líneas de adaptación entre la segunda y tercera etapa y entre la tercera y cuarta etapa. Estas líneas resultaron ser demasiado cortas para montar el condensador y además realizar dos conexiones sobre ellas.

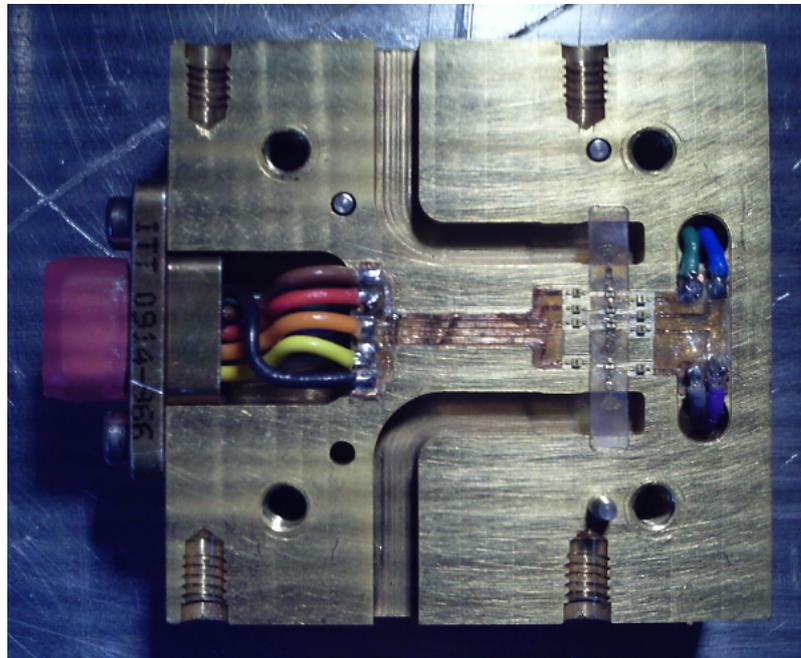


Figura 4.11: *Montaje finalizado de los componentes en el bloque.*

En resumen, se logró reparar la PCB recurriendo a cambios radicales. El sustrato fue cortado por etapas de manera de simplificar tanto su montaje como el de los transistores ya que estos tendrán más espacio. Un detalle de esto se puede apreciar en la Figura 4.10. Además, sobre la línea de adaptación entre el segundo y tercer transistor y la línea entre el tercer y cuarto transistor, que son demasiado pequeñas, se monta un segundo condensador

para facilitar la realización de las conexiones, tal como se aprecia en la figura 4.10(c). Las capacitancias de estos condensadores son de 0,5 pF y 1 pF respectivamente. El largo de las conexiones también se modificó, dejándolos finalmente de 160  $\mu\text{m}$  y 230  $\mu\text{m}$  respectivamente. De esta forma, se trato de alterar lo menos posible la adaptación entre las etapas.

En la Figura 4.11 se puede apreciar el amplificador montado y sus conexiones correspondientes. De esta manera se finaliza con la construcción del amplificador lo que permitirá la posterior caracterización experimental de este amplificador.

## 4.5. Fabricación de Fuente de Poder

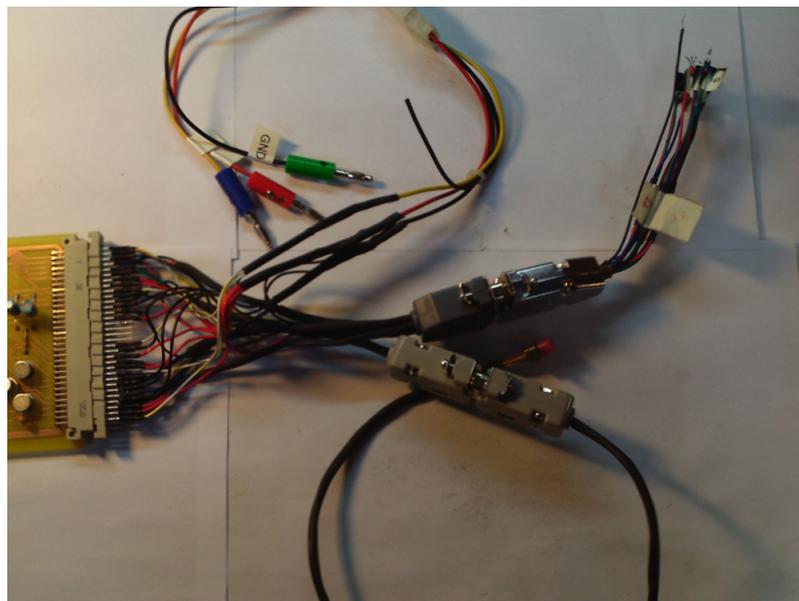
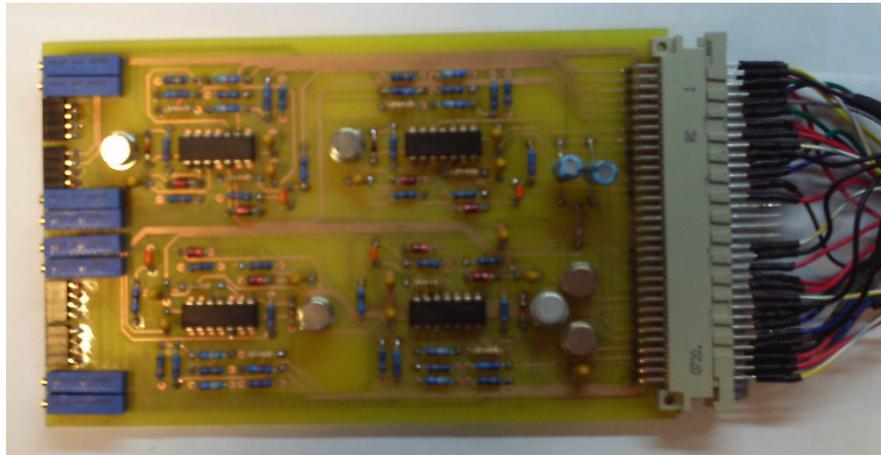


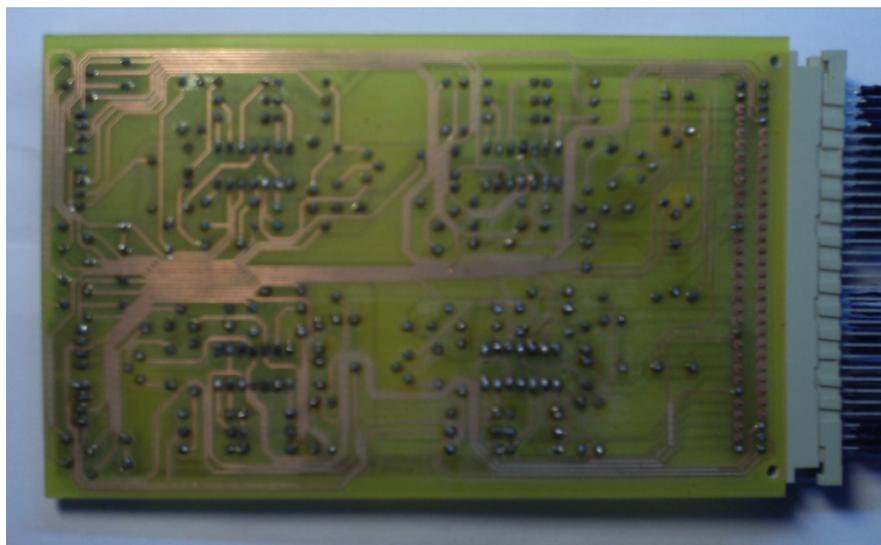
Figura 4.12: *Conectores de alimentación, control y monitoreo.*

La fabricación de la fuente de poder se realizó de manera paralela al montaje de los componentes mencionados en la sección anterior. La placa del circuito fue elaborada utilizando una trazadora de PCBs (*LPKF*), instalada en el DIE. Una vez finalizada la placa fueron soldados los respectivos componentes y se procedió entonces con la fabricación de todos los

conectores necesarios para su funcionamiento y monitoreo, tal como se señaló en el capítulo anterior. En la Figura 4.12 se muestran los conectores, mientras que en la Figura 4.13 se puede apreciar el circuito construido.



(a)



(b)

Figura 4.13: *Circuito de polarización armado donde se aprecia la cara de los componentes (a) y la cara de las soldaduras (b).*

# Capítulo 5

## Conclusiones

En términos generales, se cumple con el objetivo principal de diseñar y construir un amplificador de microonadas de bajo ruido basado en transistores discretos y los componentes necesarios para su funcionamiento, a pesar de que durante el proceso de fabricación ocurrieron inconvenientes que obligaron a efectuar modificaciones sobre lo diseñado. No obstante lo anterior, se logró obtener buenos resultados para cada una de las etapas de amplificación, tal como se detalla en la sección 5.4 en las conclusiones acerca de las pruebas.

Debido a las numerosas etapas de trabajo para los distintos componentes, se concluirá detalladamente para cada una de ellas de manera independiente.

### 5.1. Diseño

Para la etapa de diseño de los distintos componentes el sistema, se destacan los siguientes puntos como las principales conclusiones:

- Para el diseño del LNA, fue necesario efectuar modificaciones al circuito esquemático provisto, debido a que al hacer el traspaso al diseño mecánico, existían dimensiones muy reducidas en líneas y conexiones, lo que restringía su fabricación. Por lo demás, la ubicación de algunos elementos del circuito de polarización en el diseño esquemático provisto, provocaba que estos quedasen superpuestos en la PCB, es por esta razón, que

fue necesario modificar las conexiones de éstas piezas.

- No fue necesario modificar las líneas del circuito de polarización provisto. Sin embargo, para la disposición física de dichas líneas se determinó la posición de los elementos, ubicando las polarizaciones de las compuertas “puerta” en su parte inferior y “drenador” en su parte superior.
- El diseño del empaquetamiento fue desarrollado manteniendo las dimensiones exteriores de los diseños previos. Adicionalmente, el diseño estuvo condicionado a las dimensiones de las guías de onda y conectores que se utilizaron.
- Otro aspecto relacionado específicamente con el diseño del empaquetamiento, es la pequeña distancia a la que se encuentran entre sí la segunda, tercera y cuarta etapa del LNA. Esta situación es inalterable, puesto que un cambio en dicha disposición alteraría de manera significativa el desempeño del amplificador. Por ende, sus respectivos circuitos de polarización también se encontrarán a corta distancia, y al no existir una separación adecuada entre ellos, este espacio generado podría actuar como guía de ondas para el LNA, lo que también podría afectar su comportamiento.
- Finalmente, se destaca que el diseño de la fuente de poder se ha basado en el modelo creado previamente en el Centro Astronómico de Yebes, al cual no se le efectuó modificaciones, puesto que la fuente se utilizará para futuros amplificadores y se desea mantener las características del diseño original.

## 5.2. Fabricación

Durante la etapa de fabricación de los componentes, se obtuvo numerosos resultados, que serán señalados a continuación:

- En un principio, la fabricación del LNA se solicitaría a la empresa *Microchem, inc.* en Estados Unidos, sin embargo, el alto costo de esta alternativa determinó su descarte. Como segunda opción, se intentó fabricar el circuito en una PCB mediante el método de fotolitografía, pero este carecía de la precisión requerida. Es por esta razón, que finalmente se opta por fabricar el LNA utilizando la CNC, donde se obtuvo resultados satisfactorios.

A pesar de que fabricar la PCB mediante la CNC resultó ser un método mucho más eficiente que los anteriores, no estuvo exento de complicaciones, puesto que requirió la eliminación de una parte considerable de cobre remanente utilizando ácido férrico. Este es un proceso que demandó bastante tiempo, ya que para depositar el ácido en los lugares deseados se requirió de alta precisión con el fin de no afectar el resto del circuito, sumado a que el ácido requiere de un tiempo importante para eliminar del cobre indeseado.

Si bien lo último mencionado añade pequeñas imperfecciones en las microcintas del LNA, el método de fabricación obtuvo resultados satisfactorios.

- Las pistas del circuito de polarización se fabricaron por el método de fotolitografía, debido a que para este caso no era necesaria una precisión mayor como lo era para la PCB del LNA. Las imperfecciones que se produjeron en el proceso, fueron corregidas utilizando el epóxico H20E.
- La fabricación de empaquetamiento fue óptima, puesto que se realizó acorde a lo planificado y siguiendo lo estipulado en la etapa de diseño, es decir, fue construido en la

CNC y luego dorado en la empresa *Química Prato y Cía. Ltda.*

- La fuente de poder se intentó fabricar por el método de fotolitografía, sin embargo, esto no fue posible debido al gran tamaño del circuito, lo que imposibilitó pintar correctamente la PCB antes de ser expuesta a la radiación ultravioleta. Finalmente, esta placa fue construída exitosamente en la LPKF ubicada en el DIE. El montaje de sus componentes se efectuó de forma manual y por etapas.

La disposición de los pines de salida de la placa de polarización se realizó respetando el circuito original creado en el Centro Astronómico de Yebes. Debido a que la disposición de los elementos en el empaquetamiento no permite que el orden de los pines en su conector sea acorde con el orden de los pines del conector de la placa de polarización, el cable se fabricó considerando los cruces necesarios para establecer las conexiones adecuadas entre los pines de ambos terminales, y de esta manera, se logra la correcta transmisión de las señales requeridas.

Adicionalmente, para evitar que interferencias afectaran el desempeño del amplificador a través de los circuitos de polarización, el cable con el que se conecta la fuente de poder al amplificador se blindó con papel aluminio.

### **5.3. Montaje**

Para fabricar la PCB en la CNC fue necesario fijar el sustrato a un bloque de aluminio, pero al despegarlo, sufrió modificaciones físicas y no quedó plano. Esto traería complicaciones en la etapa de montaje, puesto que impidió la correcta fijación de la PCB al empaquetamiento.

Como solución a este problema, se decidió planchar la PCB para lograr que el sustrato quedara nuevamente plano, sin embargo, esta operación trajo consigo un problema adicional ya que el sustrato era más sensible de lo esperado al calor. Como consecuencia, sus extremos

se curvaron de manera crítica, quebrando los cuellos de las antenas. La reparación de los cuellos se llevó a cabo mediante el epóxico H20E.

Finalmente, la mejor alternativa para poder fijar la PCB al empaquetamiento, debido a la difícil manipulación por ser la placa muy delgada, fue particionar el sustrato en bloques. De esta manera se logró el montaje de la PCB.

Otros inconvenientes presentes en esta etapa, tiene referencia con las conexiones. La fijación del extremo del hilo de oro a la PCB fue dificultosa debido a que el sustrato es demasiado blando. Para solucionar este problema, se decidió extender la superficie de contacto *empaquetamiento-microcinta*. Por otro lado, la excesiva diferencia de altura de algunos componentes, conllevó a que se tuviesen que realizar conexiones mucho más largas, que finalmente alejaron el resultado del diseño original.

## 5.4. Pruebas

En primer lugar, se realizaron pruebas a la fuente de poder comprobando que ésta funciona de manera correcta, y es capaz de polarizar las etapas de amplificación de acuerdo a las necesidades requeridas.

Para llevar a cabo las pruebas al amplificador, fue necesario polarizarlo de acuerdo a los requerimientos de cada etapa y conectarlo a un *Vector Network Analyzer* (VNA), no obteniendo buenos resultados en primera instancia. Se corroboró que la reparación a los cuellos de las antenas no fue exitosa, puesto que, a pesar de existir conductividad entre las antenas y el circuito, las señales no eran transmitidas a través de ellas de manera eficiente.

A pesar de lo anterior, fue posible realizar las pruebas respectivas para cada una de las etapas del amplificador de manera independiente, comprobando su correcto funcionamiento

en cada una de ellas.

Respecto a los resultados de cada etapa de amplificación, se obtuvo que estos distan levemente de los entregados por las simulaciones a causa de los variados cambios posteriormente aplicados, los que permitieron su funcionamiento, pero a un costo en su desempeño. Sin embargo, estos son cercanos a lo esperado y cumplen con los objetivos planteados para cada una de las etapas de amplificación.

# Capítulo 6

## Trabajo Futuro

El resultado de la fabricación del amplificador podría ser mejor a lo obtenido, si se tubiesen en cuenta las siguientes consideraciones:

- Es necesario encontrar mejores alternativas para la fabricación de la PCB del LNA, preferentemente una que entregue la precisión adecuada para los requerimientos del amplificador, que evite el uso de ácido férrico para la eliminación de los remanentes indeseados de cobre y que adicionalmente, no curve el sustrato en el proceso, con la finalidad de evitar daños en las microcintas y facilitar su fijación en la empaquetadura.
- Modificar el uso de piscinas para ubicar los componentes, pues no cumplieron su cometido de ayudar en el posicionamiento y fijación de estos últimos, ya que al impedir ver bajo los componentes se corre el riesgo de dejar vacíos de aire obteniendo una fijación débil. Además, estos vacíos de aire pueden impedir una correcta conexión de los transistores, cuya base corresponde al terminal fuente, a la empaquetadura.

Aplastar los componentes para intentar una correcta fijación a la empaquetadura no resulta una buena opción, pues esta acción por lo general rebalsa la piscina, corriendo un alto riesgo de cortocircuitar elementos que no corresponden.

Una modificación para solucionar este tema puede ser el reemplazo de las piscinas por resaltos independientes para fijar cada elemento.

- Reemplazar los condensadores de los circuitos de polarización que se encuentran junto a las pistas de polarización de  $10[\mu\text{m}]$  por condensadores de igual capacidad pero de  $20[\mu\text{m}]$ . Este cambio facilitaría su manipulación para efectos de montaje, además de permitir realizar mejores conexiones a las resistencias que se encuentran junto a ellos, ya que éstas también son de  $20[\mu\text{m}]$ .

Cabe destacar, que los condensadores de los circuitos de polarización junto a la PCB del LNA no pueden ser modificados por condensadores de  $20[\mu\text{m}]$ , debido a que al tener mayor tamaño poseen más componentes parásitos, por lo que su comportamiento como componente discreto es mucho menor que el de los condensadores de  $10[\mu\text{m}]$ .

- Cortar la PCB facilita en gran medida su manipulación en la etapa del montaje. Como este cambio fue adoptado durante esta etapa, no se modelaron los efectos reales en el desempeño del amplificador.

Para aplicar correctamente esta alternativa, debe ser considerada desde un comienzo en la etapa de diseño, obteniendo de esta manera, un modelo más acertado. Las nuevas dimensiones de cada uno de estos bloques, también traerán consigo cambios significativos en el diseño mecánico de la empaquetadura.

- La fabricación de las pistas de polarización podría simplificarse de gran manera utilizando *Duroid* en vez de *CuFlon* como sustrato, ya que el primero no se ve afectado por el calor y, al tener mayor espesor, es también más fácil de manipular y fijar a la empaquetadura.

Este cambio no debiese afectar el desempeño del amplificador, puesto que las pistas de polarización se encuentran desacoplados del LNA y su distorsión es mínima.

- Cambiar la forma de las pistas de polarización por pistas cuyos extremos terminen en forma triangular, para lograr una fabricación y montaje más sencillos. Además, se podría aumentar sus tamaños, con el fin de obtener un mayor espacio para los *pads* donde se soldarán los cables provenientes del conector, en especial la pista de polarización correspondiente a la puerta, debido a su reducido espacio de maniobra.
- Finalmente, se recomienda el estudio de nuevas formas para fijar las distintas PCB a la empaquetadura, ya que el *crystalbound* resultó no ser muy práctico en caso necesitar removerlo por alguna eventualidad. Cianocrilato podría ser una buena opción, ya que es fácil de limpiar, pero su fijación no es tan fuerte como la del *H20E*. Otras alternativas podrían ser los adhesivos curados por radiación UV, como *Permabond*.

# Referencias

- [1] Jarufe C., “Diseño y fabricación de un amplificador de microondas de bajo ruido para la banda de 31-45GHz”, Memoria para optar al título de Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, 2010
- [2] Gaier T., “MMIC HEMT radiometry“, Presentado en *International Microwave Symposium - Radiometer Workshop Philadelphia, PA, USA*. [Online]. Available: <http://hdl.handle.net/2014/7212>
- [3] Vielma M., “Diseño de un receptor para radioastronomía milimétrica utilizando amplificadores HEMT“, Memoria para optar al título de Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile, 2006
- [4] Collin R., *Foundations for microwave engineering*, Wiley-IEEE Press, second edition, 1992
- [5] K.Rohlfs and T.Wilson, *Tools for radio astronomy*, A& A Library, second edition, 1990
- [6] Kraus J.D., *Radio Astronomy*, McGraw-Hill, first edition, 1966
- [7] Burke, B.F, Graham-Smith, *An introduction to Radio Astronomy*, Cambridge University Press, first edition, 1997
- [8] Thompson, A. R. 1999, *Synthesis Imaging in Radio Astronomy II*, G.B. Taylor, C.L. Carilli, R.A. Perley, Eds., APS Conference Series, 180, 11
- [9] Allison J., *Electronic Engineering Semiconductors and Devices*, McGraw-Hill, second edition, 1990

- [10] M. W. Pospieszalski, "Ultra-low-noise receivers for the 1 to 120 GHz frequency range", in *Proc. of 23rd European Microwave Conf., Madrid, Spain*, 1993, pp. 73-79
- [11] F. T. Ulaby, R. K. Moore, A.K. Fung, *Microwave Remote Sensing: Active and Passive, Volume I, Microwave Remote Sensing, Fundamentals and Radiometry*, Addison-Wesley, Reading, Mass.,1981
- [12] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, third edition, John Wiley & Sons, inc., 2005
- [13] Nicolás Reyes, "ALMA BAND 1 LNA development", Informe para ALMA, 2010
- [14] "Cryogenic Amplifier Report, YCA 2012 0703", Centro Astronómico de Yebes, España, 2003
- [15] "EC2612 data sheet", United Monolithic Semiconductors S.A.S, France, 2000
- [16] "CuFlon Microwave Substrates data sheet", Polyflon Company, USA, 2007
- [17] "S0202AF High Frequency Thin Film Chip Resistor data sheet", State of the Art, Inc., USA, 2005

# Anexos

Freq. [GHz]	$S_{11}$ [dB]	$S_{11}$ [ $^{\circ}$ ]	$S_{12}$ [dB]	$S_{12}$ [ $^{\circ}$ ]	$S_{21}$ [dB]	$S_{21}$ [ $^{\circ}$ ]	$S_{22}$ [dB]	$S_{22}$ [ $^{\circ}$ ]
1	-0,14	-11,0	-34,26	81,5	15,88	169,7	-4,78	-8,8
2	-0,19	-21,6	-28,41	76,1	15,69	162,2	-4,89	-18,3
3	-0,35	-32,3	-25,12	70,0	15,48	154,5	-5,11	-27,2
4	-0,62	-42,5	-22,92	64,0	15,20	146,7	-5,39	-36,0
5	-0,89	-52,5	-21,36	58,1	14,87	139,3	-5,80	-44,4
6	-1,12	-62,2	-20,14	52,2	14,53	132,3	-6,19	-53,5
7	-1,39	-71,9	-19,30	46,4	14,16	125,7	-6,67	-61,5
8	-1,70	-80,5	-18,69	42,0	13,74	119,5	-7,07	-68,5
9	-1,96	-88,2	-18,10	38,0	13,34	113,9	-7,38	-75,6
10	-2,15	-95,9	-17,61	33,5	12,96	108,3	-7,69	-83,2
11	-2,34	-104,1	-17,23	29,4	12,57	103,0	-8,04	-90,1
12	-2,47	-111,8	-16,88	25,8	12,23	97,6	-8,30	-96,9
13	-2,62	-118,7	-16,56	22,1	11,83	92,4	-8,55	-104,7
14	-2,78	-125,5	-16,35	18,7	11,40	87,4	-8,85	-111,9
15	-2,91	-132,8	-16,23	15,4	11,02	82,5	-9,03	-118,3
16	-3,00	-138,8	-16,11	12,9	10,60	78,1	-9,20	-123,8
17	-3,05	-144,2	-15,89	10,0	10,24	73,7	-9,29	-130,8
18	-3,08	-150,1	-15,79	6,7	9,86	69,5	-9,28	-137,3
19	-3,13	-156,5	-15,82	4,1	9,49	65,2	-9,34	-143,2
20	-3,17	-161,6	-15,77	1,5	9,14	61,2	-9,38	-148,9
21	-3,24	-166,5	-15,80	-2,0	8,75	57,2	-9,45	-155,9
22	-3,26	-171,9	-15,90	-4,8	8,40	53,3	-9,47	-160,6
23	-3,30	-176,7	-16,00	-6,9	8,02	50,0	-9,50	-164,8
24	-3,27	179,3	-15,96	-9,8	7,68	46,8	-9,43	-169,2
25	-3,26	175,8	-16,06	-12,6	7,39	43,6	-9,31	-174,6
26	-3,20	172,0	-16,12	-14,9	7,12	40,4	-9,20	-177,9
27	-3,17	167,4	-16,14	-17,2	6,86	37,1	-9,13	177,8
28	-3,15	163,5	-16,16	-20,0	6,62	33,4	-9,06	173,5
29	-3,19	159,2	-16,36	-22,2	6,28	29,7	-8,95	168,4
30	-3,15	155,1	-16,39	-23,1	5,98	26,5	-8,81	166,0
31	-3,10	151,2	-16,29	-24,9	5,70	23,1	-8,67	161,3
32	-3,03	147,7	-16,37	-27,5	5,40	19,5	-8,59	155,5
33	-2,99	144,1	-16,54	-28,8	5,12	16,7	-8,45	152,7
34	-2,98	139,8	-16,62	-30,6	4,89	13,4	-8,38	150,0
35	-2,97	136,5	-16,74	-32,6	4,68	10,1	-8,34	145,6
36	-2,89	132,3	-16,88	-34,5	4,51	6,4	-8,26	141,4
37	-2,85	128,2	-16,84	-36,4	4,24	3,0	-8,10	138,3
38	-2,83	124,9	-16,86	-39,7	4,04	-0,7	-7,89	133,7
39	-2,82	121,6	-17,04	-43,4	3,84	-4,4	-7,77	129,7
40	-2,83	116,9	-17,11	-46,0	3,47	-8,6	-7,71	127,3

Tabla A.1: *Parámetros-S del transistor a  $V_{ds} = 3[V]$ ,  $I_{ds} = 30[mA]$ .*

Freq. [GHz]	$S_{11}$ [dB]	$S_{11}$ [°]	$S_{12}$ [dB]	$S_{12}$ [°]	$S_{21}$ [dB]	$S_{21}$ [°]	$S_{22}$ [dB]	$S_{22}$ [°]
1	-0,11	-10,5	-33,67	82,3	13,52	170,6	-4,76	-7,4
2	-0,26	-20,7	-27,77	77,0	13,38	163,7	-4,81	-16,4
3	-0,45	-29,8	-24,45	71,2	13,22	156,4	-4,99	-24,5
4	-0,66	-38,4	-22,20	65,4	13,01	149,0	-5,21	-32,6
5	-0,85	-47,7	-20,57	59,6	12,74	141,8	-5,56	-40,5
6	-1,03	-56,5	-19,27	53,7	12,48	135,0	-5,88	-49,0
7	-1,20	-65,7	-18,36	47,9	12,19	128,5	-6,29	-56,6
8	-1,41	-73,9	-17,68	43,3	11,85	122,4	-6,65	-63,3
9	-1,64	-81,2	-17,04	39,2	11,51	116,7	-6,91	-70,0
10	-1,85	-88,7	-16,49	34,5	11,19	111,0	-7,19	-77,4
11	-2,04	-96,7	-16,08	30,1	10,85	105,6	-7,53	-84,0
12	-2,19	-104,2	-15,69	26,3	10,56	100,1	-7,78	-90,6
13	-2,35	-111,0	-15,33	22,3	10,22	94,7	-8,03	-98,0
14	-2,51	-117,8	-15,09	18,5	9,82	89,6	-8,34	-105,2
15	-2,66	-125,3	-14,94	14,9	9,49	84,5	-8,49	-111,6
16	-2,78	-131,4	-14,82	12,0	9,12	79,9	-8,67	-117,1
17	-2,86	-136,9	-14,57	8,9	8,78	75,2	-8,82	-124,0
18	-2,92	-142,9	-14,47	5,3	8,43	70,9	-8,91	-130,5
19	-3,00	-149,4	-14,48	2,3	8,08	66,4	-9,02	-136,3
20	-3,08	-154,6	-14,41	-0,5	7,76	62,2	-9,07	-141,9
21	-3,15	-159,8	-14,41	-4,3	7,40	58,0	-9,18	-149,1
22	-3,20	-165,3	-14,50	-7,5	7,07	54,0	-9,27	-154,0
23	-3,23	-170,4	-14,60	-9,8	6,72	50,4	-9,29	-158,4
24	-3,25	-174,7	-14,56	-12,9	6,38	47,1	-9,27	-162,8
25	-3,26	-178,3	-14,65	-16,0	6,10	43,6	-9,22	-168,4
26	-3,27	177,7	-14,71	-18,5	5,83	40,3	-9,16	-171,9
27	-3,27	173,0	-14,72	-21,1	5,57	36,8	-9,08	-176,3
28	-3,26	169,0	-14,74	-24,0	5,34	33,1	-9,05	179,2
29	-3,25	164,6	-14,93	-26,6	5,03	29,3	-8,91	174,0
30	-3,21	160,2	-15,00	-27,9	4,73	26,0	-8,80	171,5
31	-3,18	156,1	-14,93	-30,1	4,47	22,4	-8,67	166,5
32	-3,13	152,5	-15,01	-33,0	4,18	18,6	-8,58	160,6
33	-3,09	148,6	-15,21	-34,6	3,91	15,8	-8,49	157,5
34	-3,07	144,3	-15,27	-36,7	3,69	12,3	-8,39	154,9
35	-3,03	140,9	-15,31	-39,8	3,49	9,0	-8,30	151,3
36	-3,00	136,6	-15,48	-42,0	3,33	5,2	-8,20	146,8
37	-2,98	132,1	-15,49	-44,1	3,07	1,7	-8,08	143,3
38	-2,97	128,6	-15,53	-47,7	2,89	-2,2	-7,95	138,6
39	-2,94	125,3	-15,77	-50,7	2,67	-6,0	-7,86	133,6
40	-2,93	120,6	-15,86	-53,4	2,33	-10,2	-7,78	131,3

Tabla A.2: *Parámetros-S del transistor a  $V_{ds} = 2[V]$ ,  $I_{ds} = 10[mA]$ .*

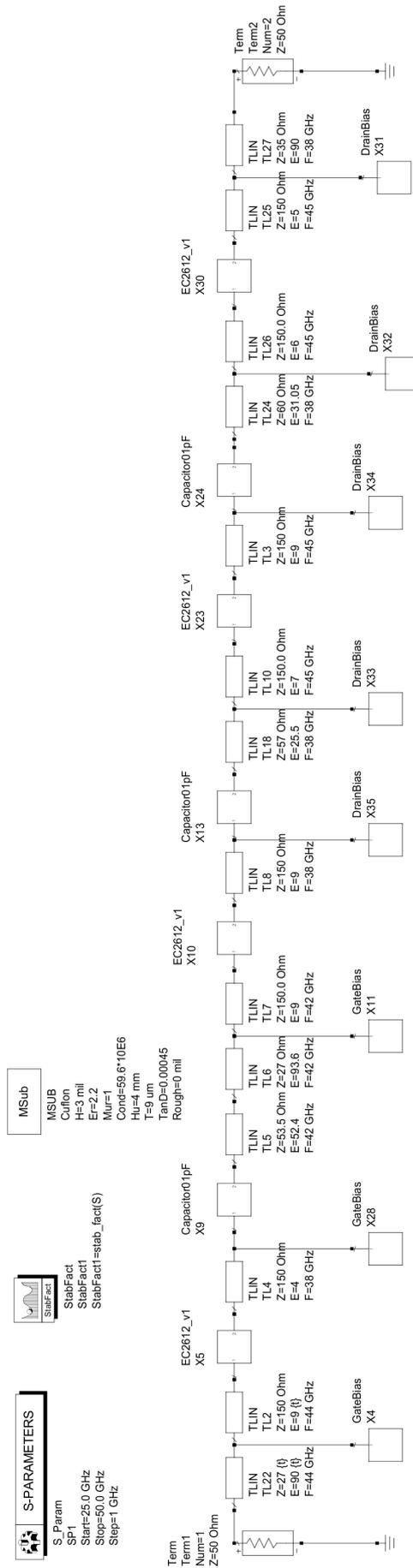
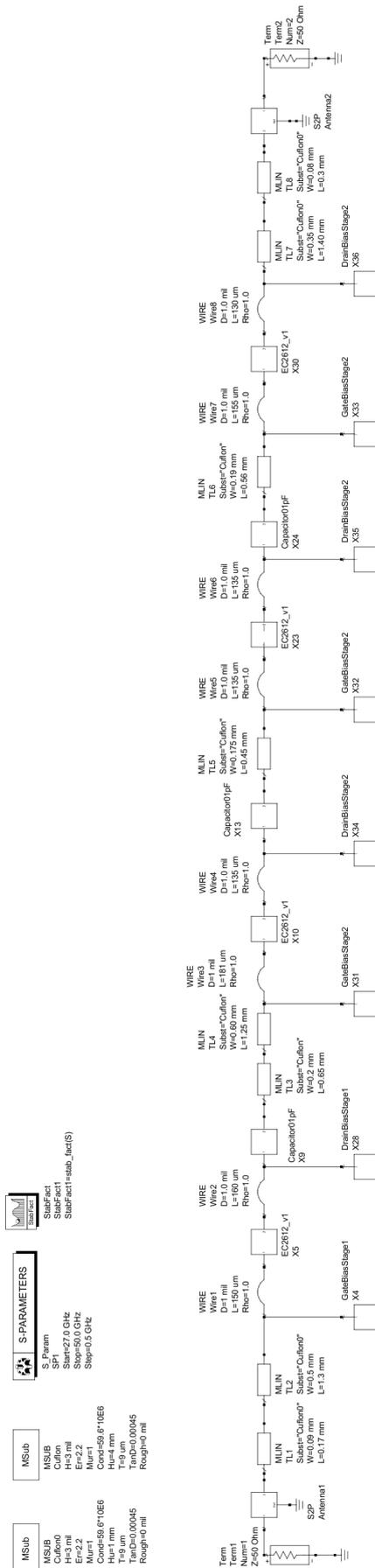


Figura A.1: Diseño esquemático de la primera iteración.



**MSUB**  
MSUB  
Cutoff0  
Erf=2.2  
MUr=1  
Cond=59.61UE6  
Tol=0.00045  
Rough=0 mil

**S-PARAMETERS**  
S\_Param  
Start=27.0 GHz  
Stop=50.0 GHz  
Step=0.5 GHz

**SubFact**  
SubFact=math\_incl(S)

Figura A.2: Diseño esquemático de la segunda iteración.

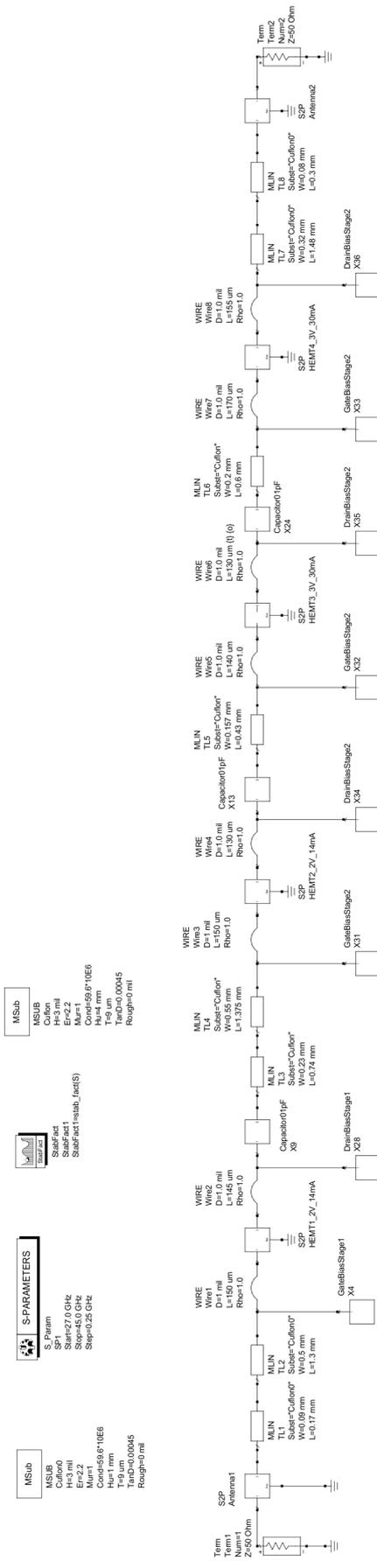
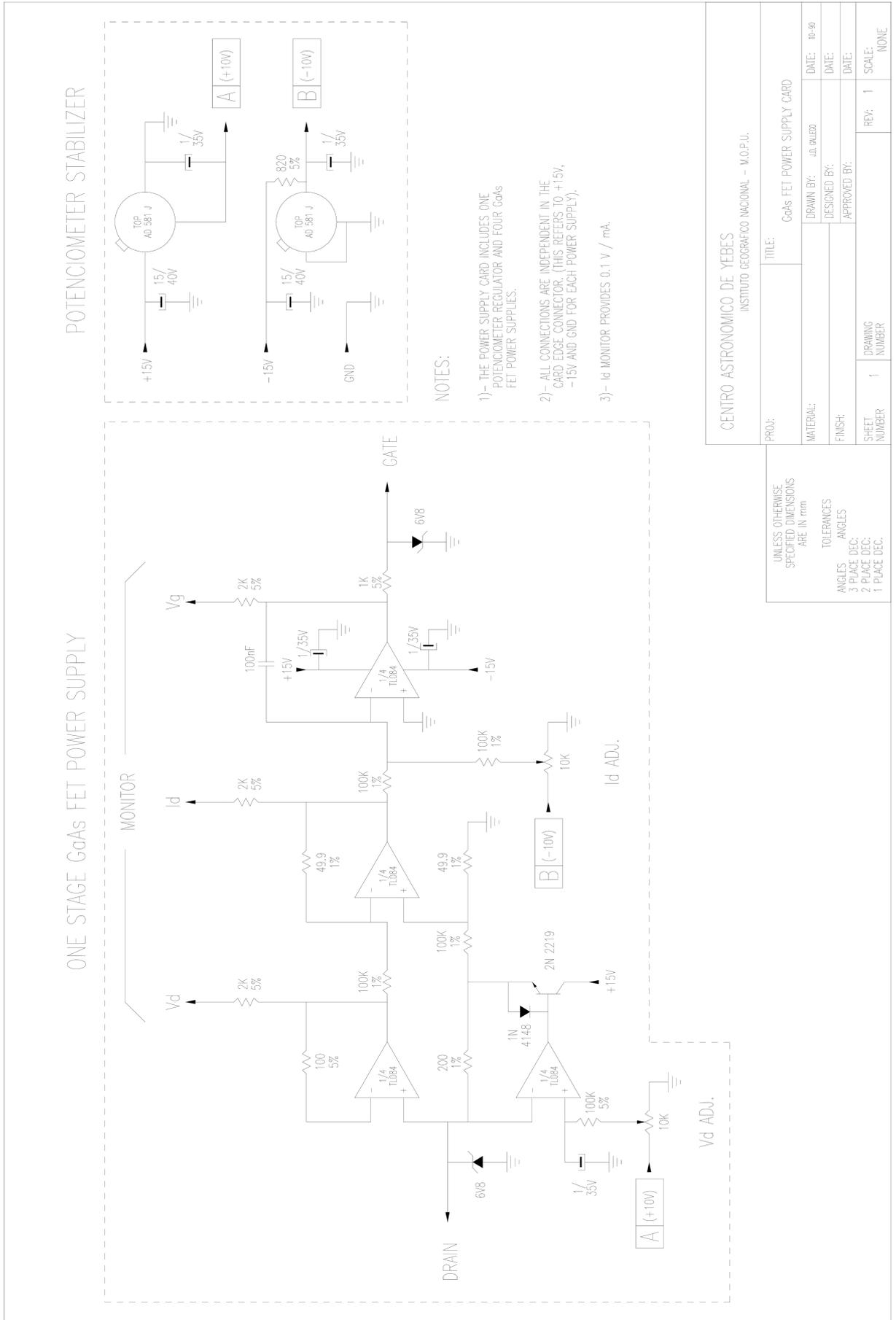


Figura A.3: Diseño esquemático de la tercera iteración.



CENTRO ASTRONÓMICO DE YEBES INSTITUTO GEOGRÁFICO NACIONAL - M.O.P.U.	
PROJ:	TITLE:
GdAs FET POWER SUPPLY CARD	
MATERIAL:	DRAWN BY: J.D. OJALEGO
FINISH:	DESIGNED BY:
SHEET NUMBER	APPROVED BY:
1	DRAWING NUMBER
1	REV: 1
	SCALE: NONE
	DATE: 10-90
	DATE:
	DATE:

UNLESS OTHERWISE SPECIFIED DIMENSIONS ARE IN mm

TOLERANCES

ANGLES

3 PLACE DEC.

2 PLACE DEC.

1 PLACE DEC.

Figura A.4: Esquemático una etapa.



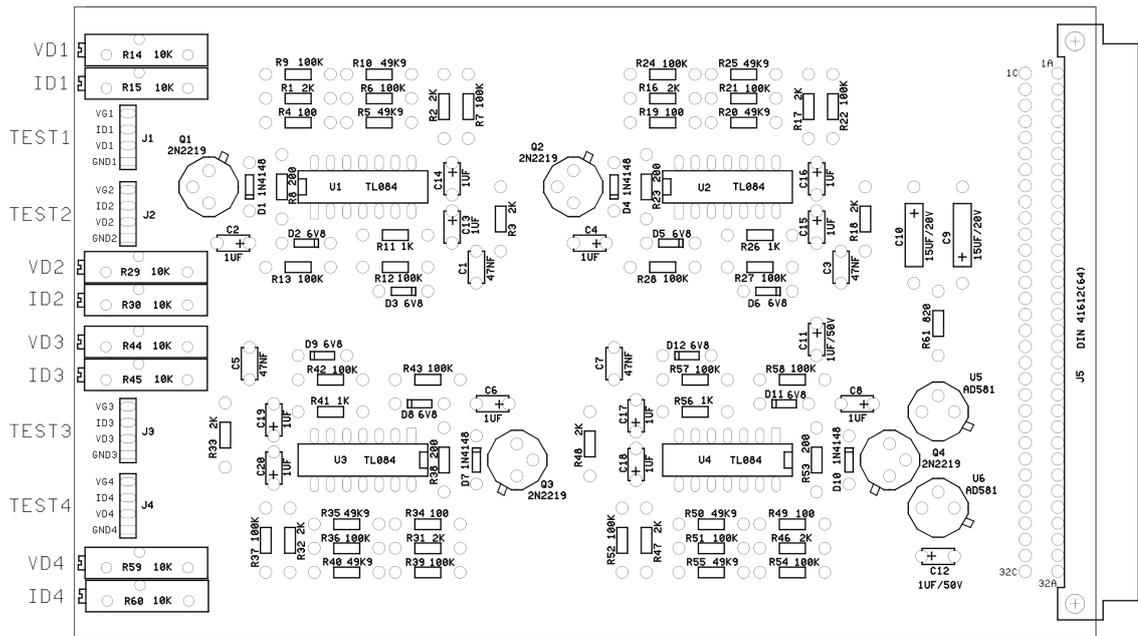


Figura A.6: Distribución de los elementos en la placa de polarización.

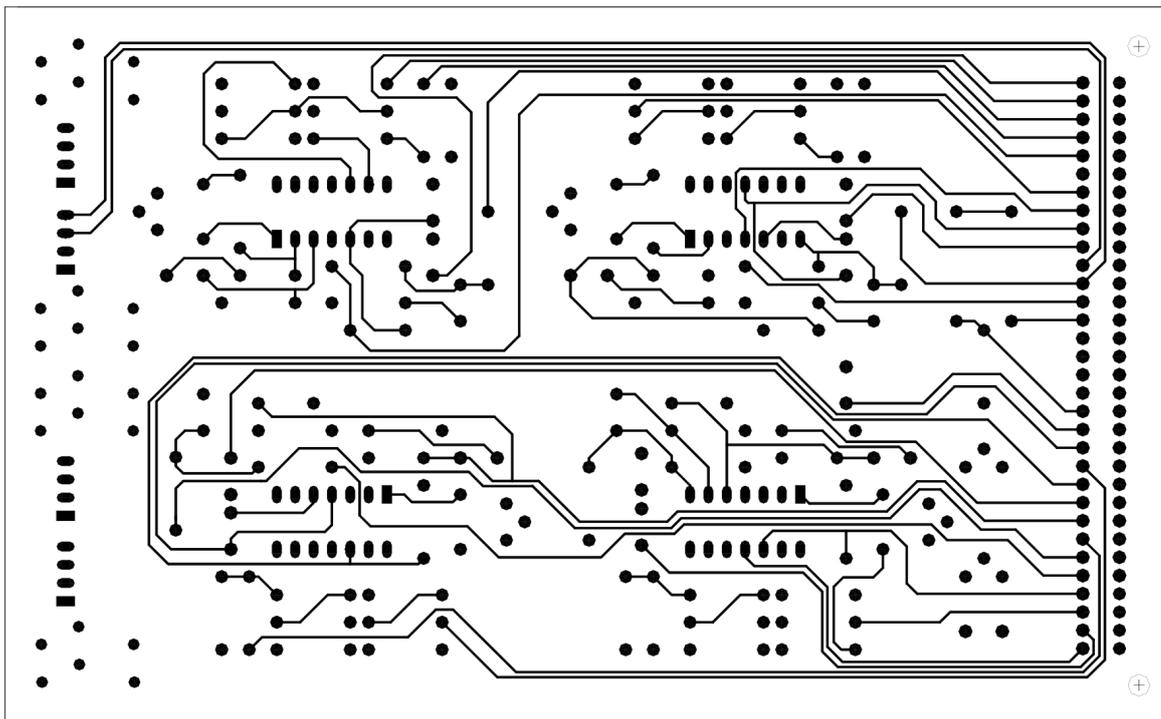


Figura A.7: Lado de los componentes del circuito de la placa de polarización.

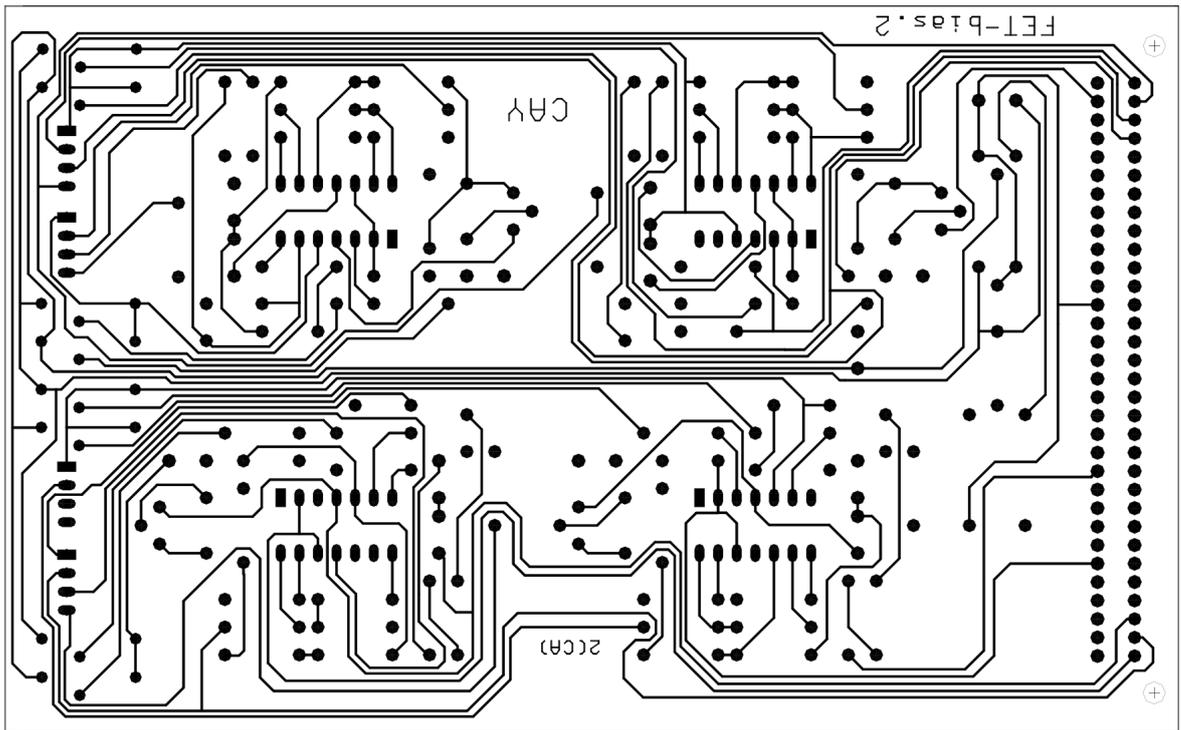


Figura A.8: Lado de soldaduras del circuito de la placa de polarización.

Pin	Designación
1	<i>GND</i>
2	<i>DRAIN 1</i>
3	<i>GATE 1</i>
4	<i>DRAIN 2</i>
5	<i>GATE 2</i>
6	<i>DRAIN 3</i>
7	<i>GATE 3</i>
8	<i>DRAIN 4</i>
9	<i>GATE 4</i>

(a)

Pin	Designación
1	<i>GND</i>
2	$V_d 1$
3	$I_d 1$
4	$V_g 1$
5	$V_d 2$
6	$I_d 2$
7	$V_g 2$
8	$V_d 3$
9	$I_d 3$
10	$V_g 3$
11	$V_d 4$
12	$I_d 4$
13	$V_g 4$
14	-
15	-

(b)

Pin	Designación
ROJO	+15[V]
NEGRO	<i>GND</i>
AMARILLO	-15[V]

(c)

Tabla A.3: Designación de los pines del conector de polarización (a), señales de control (b) y alimentación del circuito (c).