

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 ELÉCTRICO

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 ENERO 2012

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

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

RODRIGO ANDRÉS PACHECO CABELLO

COMISIÓN EXAMINADORA			CALIFICACION	ES
		NOTA (n^o)	(Letras)	FIRMA
PROFESOR GUÍA				
SR. PATRICIO MENA	:			
PROFESOR CO-GUÍA				
SR. HÉCTOR AGUSTO	:			
PROFESOR INTEGRANTE				
SR. NICOLÁS REYES	:			

NOTA FINAL EXAMEN DE TÍTULO :

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA SANTIAGO DE CHILE ENERO 2012

RESUMEN DE LA MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA POR: RODRIGO PACHECO CABELLO FECHA: 27 DE ENERO DE 2012 PROF. GUÍA: SR. PATRICIO MENA MENA

"DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN AMPLICADOR DE BAJO RUIDO BASADO EN TRANSISTORES DISCRETOS"

Índice General

1.	Intr	oducci	ón	10
	1.1.	Objeti	vos del trabajo de título	10
	1.2.	Estruc	tura del informe	12
2.	Mar	rco Teć	órico	14
	2.1.	Antece	edente Generales	14
		2.1.1.	Señales del espacio	14
		2.1.2.	Detección de señales	16
		2.1.3.	Proyecto ALMA	22
	2.2.	Transis	stor HEMT	26
	2.3.	Config	uraciones de diseños	29
		2.3.1.	Estabilidad	30
		2.3.2.	Ganancia	32
		2.3.3.	Bajo Ruido	35
3.	Dise	eños y	Simulaciones	37
	3.1.	Low N	oise Amplifier	37
		3.1.1.	Componentes	37
		3.1.2.	Diseño eléctrico	44
		3.1.3.	Diseño mecánico	52
	3.2.	Case		53
		3.2.1.	Diseño mecánico	53
		3.2.2.	Diseño de conexiones	56

	3.3. Circuito de Polarización		
		3.3.1. Diseño de la fuente de poder	58
4.	Fab	ricación y montaje de los elementos	61
	4.1.	Fabricación	61
	4.2.	Montaje	64
	4.3.	Fabricación del Circuito de Polarización	73
5.	Con	clusiones	75
6.	6. Trabajo Futuro80		
Referencias 83			
Aı	Anexos 85		

Índice de tablas

2.1.	Lista de bandas y sus especificaciones	24
2.2.	Principales líneas de transición observadas en el espectro de la Banda 1	25
3.1.	Parámetros de ruido a $V_{ds} = 2[V], I_{ds} = 14[mA].$	38
3.2.	Parámetros del circuito equivalente EC2612	39
3.3.	Propiedades del sustrato CuFlon.	41
3.4.	Carácteristicas mecánicas de los capacitores	43
3.5.	Carácteristicas mecánicas de las resistencias	44
3.6.	Valores de voltajes y corrientes para la polarización de los HEMT	46
3.7.	Distribución de conexiones en el Case	58
3.8.	Designación de los pines del conector de polarización (a), señales de control	
	(b) y alimentación del circuito (c). \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots	59
4.1.	Relación temperatura-tiempo de curado del epóxico H20E	67
6.1.	Parámetros-S del transistor a $V_{ds} = 3[V], I_{ds} = 30[mA].$	86
6.2.	Parámetros-S del transistor a $V_{ds} = 2[V], I_{ds} = 10[mA]$	87

Índice de figuras

1.1.	Montaje finalizado de los componentes en el bloque	12
2.1.	Esquema del receptor superheterodino	16
2.2.	Diseño del receptor superheterodino	18
2.3.	Esquema de antenas para un interfeómetro de dos elementos	21
2.4.	Foto satelital del complejo ALMA	22
2.5.	Esquema de un transistor FET	26
2.6.	Esquema de un transistor HEMT	28
2.7.	Modelo de un transistor amplificador de microondas	29
3.1.	Circuito equivalente EC2612	38
3.2.	Curvas características del transistor.	39
3.3.	Figuras de ruido y ganancias asociadas en función de I_{ds} (a) y frecuencia (b).	40
3.4.	Dimensiones (en μ m) del transistor	41
3.5.	Esquema físico de los capacitores.	42
3.6.	Características de VSWR y ReturnLoss de las resistencia de $50[\Omega]$	44
3.7.	Esquema físico de las resistencias	45
3.8.	Curvas de voltaje de gate	46
3.9.	Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del bias del gate de la primera etapa.	47
3.10.	Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del bias del drain de la primera etapa	47
3.11.	Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del bias del gate de la segunda a	
	cuarta etapa.	48

3.12.	Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del bias del drain de la segunda a	
	cuarta etapa.	48
3.13.	Desempeño en la primera iteración.	49
3.14.	Desempeño en la segunda iteración	50
3.15.	Desempeño en la tercera iteración.	51
3.16.	Diseño mecánico del LNA en el software ADS	52
3.17.	Guías de onda en la parte inferior (a) y superior (b) del Case	53
3.18.	Canales para el bias en la parte inferior (a) y superior (b) del Case. \ldots .	54
3.19.	Cavidad para el conector en la parte inferior (a) y superior (b) del Case. $\ .$	54
3.20.	Canal posterior para cables de polarización del gate	55
3.21.	Detalle del diseño de las "piscinas"	56
3.22.	Disposición de los pernos en la parte inferior (a) y superior (b) del Case	56
3.23.	Conector de polarización del Case.	57
4.1.	Máquina CNC del taller mecánico del DAS.	62
4.2.	Cuello de la antena a la entrada (a) y salida (b) del amplificador. \ldots .	63
4.3.	Case dorado.	63
4.4.	Líneas de bias del drain (a) y gate (b)	64
4.5.	Cara inferior del Case, donde se aprecian los cables de bias del gate	65
4.6.	PCB montada.	66
4.7.	Caja con componentes y una punta de cáctus.	68
4.8.	Bonding Machine	69
4.9.	Bondings entre resistencias y condensadores.	70
4.10.	Diagrama de los cortes en la PCB (a), su montaje (b) y el detalle $(c)(d)$	71
4.11.	Montaje finalizado de los componentes en el bloque	72
4.12.	Conectores de alimentación, control y monitoreo.	73
4.13.	Circuito de polarización armado.	74
6.1.	Diseño esquemático de la primera iteración.	88

6.2.	Diseño esquemático de la segunda iteración.	89
6.3.	Diseño esquemático de la tercera iteración	90
6.4.	Esquemático una etapa	91
6.5.	Esquemático completo.	92
6.6.	Distribución de los elementos en la placa de polarización	93
6.7.	Lado de los componentes del circuito de la placa de polarización	93
6.8.	Lado de soldaduras del circuito de la placa de polarización. \ldots \ldots \ldots	94

Capítulo 1 Introducción

La Universidad de Chile esta desarrollando un prototipo de receptor para 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.

Con anterioridad se desarrolló y construyó la primera etapa de amplificación para este receptor, utilizando tecnología MMIC. El trabajo a realizar 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. En contraparte, su desventaja es el tiempo de construcción, el cual es bastante mayor, además de 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 construccion de un circuito de polarización particular, dependiendo de su finalidad.

El amplificador y sus circuitos de polarización serán instalados en un *Case* o empaquetadura, esta 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 perdida de retorno en la entrada debe ser menor a -10 dB sobre toda la banda.
- La perdida de retorno en la salida debe ser menor a -5 dB sobre toda la banda.
- Debe ser incondicionalmente estable para frecuencias sobre 80[GHz].

Por otro lado, el *Case* 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



Figura 1.1: Montaje finalizado de los componentes en el bloque.

cual fue diseñada. Los detalles de estos voltajes y corrientes serán descritos en el Capítulo 3, "Diseños y Simulaciones".

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 compo-

nente 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 incapié en estabilidad, ganancia y el bajo ruido.

El Capítulo 3 tratará sobre los procesos de diseños, tanto eléctricos como mecánicos, del Low Noise Amplifier, Case 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, Case y Circuito de Polarización y el montaje de los elementos.

El Capítulo 5 mostrará los resultados del trabajo, las conclusiones y 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 amplia la gama de objetos observados. Por ejemplo, el centro de nuestra galaxia es visible en la banda RF, pero invisible en la banda óptica. Esto se debe a que el polvo presente en la región, particulas de tamaño menor a $10[\mu m]$, no permite la propagación de la luz, en cambio esto no ocurre con la radiación electromagnética, que posee longitudes de onda mayores a 1[mm][1]. Es de interés para el presente trabajo la banda de microondas, que abarca desde los 10[GHz] 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 absorver 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 tiene por lo tanto que un compuesto puede emitir y absorver frecuencias determinadas. Se dice que en estas frecuencias en 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 contante de Plank y $I(\nu)$ la potencia radiada por unidad de área, ángulo sólido y frecuencia, en unidades MKS.

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

El *Horn* confina la señal a una guía de onda, la cual será luego preamplificada por un amplificador de bajo ruido, siendo los *HEMT* los amplificadores mas utilizados hoy en día [2]. 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 del *Horn*, 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.

El filtro pasa banda ubicado a continuación, selecciona la componente de frecuencia $\Delta = \omega_{LO} - \omega_{RF}$, de amplitud directamente proporcional a la amplitud de la señal estudiada.

Para evitar el problema de que la señal como su imagen sean trasladados al mismo punto existen distintas técnicas, como por ejemplo, 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.

Se obtendrá entonces una señal de frecuencia intermedia (IF) a la salida del mezclador, la cual será luego, 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 repectivos corrimientos.

En la Figura 2.2 se puede apreciar el diseño del receptor que está siendo desarrollado por la universidad.

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



Figura 2.2: Diseño del receptor superheterodino.

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 $P = kT\partial\nu$, donde k es la constante de Boltzman y T es la temperatura absoluta. Otras fuentes de ruido son el shot noise, el 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 ΔT_{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 encuentras relacionados de acuerdo a P = KT, siendo K la constante de Boltzman.

$$\Delta T_{min} = \frac{T_{sistema}}{\sqrt{\Delta\nu t}} \tag{2.2}$$

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.

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

De acuerdo a esto podemos apreciar que son los primeros dispositivos los que tienen una mayor inferencia en la temperatura de ruido del receptor. Por esta razón es que la primera etapa del receptor es enfriada con nitrógeno (77°K) o helio (4°K), de manera de reducir a lo mínimo posible el ruido térmico. Como el preamplificador a que se esta diseñando es de alta ganancia, su aporte al ruido del sistema corresponde a la mayor parte de este, por esta razón se debe ser cuidadoso en el diseño, de manera que la relación entre ganancia y ruido minimice la temperatura de ruido de la totalidad del sistema.

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 ΔG es la varianza de la ganancia.

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

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 el ripple en el voltaje de alimentación de los amplificadores, así como la presencia de ondas estacionarias a la salida de estos.

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 alcanzaran 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" τ [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.



Figura 2.3: Esquema de antenas para un interfeómetro de dos elementos.

El interferómetro de dos elementos puede ser ampliado a arreglos de telescopios los cuales,

variando la separación de las antenas, pueden resolver estructuras de gran tamaño angular.

2.1.3. Proyecto ALMA

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 su construcción esté lista el año 2012, de manera tal de que esté completamente operativo el 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 un 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 AL-MA. 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, que se encuentran en el espectro de ondas de radio y ondas infrarojas. Este amplio espectro será a su vez subdividido en 10 Bandas, tal como se muestra en la Tabla 2.1.

Banda	Rango de	Ruido del Receptor	Temperatura (K) en	A ser	Tecnología del
de	Frecuencia	sobre el 80% de la	cualquier Frecuencia RF	producido	Receptor
ALMA	(GHz)	Banda RF		por ¹	
1	31-45	17	26	asd	HEMT
2	67-90	30	47	asd	HEMT
3	84-116	37	60	HIA	SIS
	105 160				
4	125-163	51	82	NAOJ	SIS
C *	162-211	65	105	020	CIC
5	103-211	05	105	050	515
6	211-275	83	136	NRAO	SIS
Ŭ	211 275	00	100	NIL-S	515
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
		¹ asd: a ser decidido			
		IRAM: Institut de Radio	Astronomie Millimetrique	(Grenoble, Fi	rancia)
		NAO1: National Astronor	mical Observatory of Japa	n (Mitaka, 12	apón)
		NOVA: Nederlandse Ond	lerzoekschool voor Astron	omie (Gronin	gen, Holanda)
		NRAO: National Radio As	stronomy Observatory (Ch	arlottesville,	, EE.UU.)
		OSO: Onsala Space Ol	bservatory/Chalmers Unive	ersity (Onsal	a, Suecia)
		*Receptores EU FP6 de 0	Onsala		

Tabla 2.1: Lista de bandas y sus especificaciones.

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

Banda 1

Ls denominada Banda 1 corresponde al espectro de frecuencia que va desde los 31[GHz] a los 45[GHz] y la tecnología escogida para sus receptores corresponde a los transistores HEMT.

La importancia de esta Banda es que permitirá el estudio de diversos fenómenos con una sensitividad 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 lineas 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 transición 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: drain, gate y 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 el gate (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.

Aplicando un voltaje al *gate* se genera un canal de conducción entre las compuertas *source* y *drain*, donde el flujo de corriente en este canal es modulado por dicho voltaje. Esto se debe

a que la tensión aplicada al *gate* 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 el *gate* controla la conductancia del dispositivo.

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

- 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 enegía 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.

es decir, el *scattering* 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 *drain* y el *source*. 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 *drain* y el *source*, dada la movilidad de los portadores.

Por lo tanto, aumentar la máxima frecuencia de operación por medio de la polarización es 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 heterojuntura, cuya principal característica es que posee *scattering* nulo, lo que implica una alta movilidad de los portadores. Esta zona, de un ancho de 10[Å] y que no posee iones dopados, se logra mediante varias capas de AlGaN, 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 *scattering*, y su concentración, al igual que en el FET, será controlada mediante una señal aplicada en el *gate*. Se puede apreciar un esquema del transistor HEMT en la Figura 2.6, donde la heterojuntura es denotada como *channel* y las capas que generan el pozo de pontencial como *barrier*.



Figura 2.6: Esquema de un transistor HEMT.

Esta estructura de los HEMT ha sido optimizada con el tiempo, logrando 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 disenãn con varias etapas, donde se enfocarán en distintas configuraciones.

Para hablar de estos conceptos debemos primero modelar una etapa de amplificación. 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 transistor (Z_0) .



Figura 2.7: Modelo de un transistor amplificador de microondas.

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

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

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right|$$
(2.5)

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:

$$G_{S} = \frac{1 - |\Gamma_{S}|^{2}}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_{S}|^{2}}$$

$$G_{0} = |S_{21}|^{2}$$

$$G_{L} = \frac{1 - |\Gamma_{L}|^{2}}{|1 - \Gamma_{out}\Gamma_{L}|^{2}}$$
(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

$$G_{SU} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2}$$

$$G_0 = |S_{21}|^2$$

$$G_{LU} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$$
(2.7)

Estos resultados dependerán entonces de los parámetros de Scattering (o simplemente parámetros-S) del transistor.

2.3.1. Estabilidad

En el circuito de la Figura 2.7 es posible la 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 Γ_{in} y Γ_{out} dependen de los circuitos de adaptación de entrada y salida, la estabilidad del amplificador dependerá de Γ_S y Γ_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 Γ_S y Γ_L deberán satisfacer las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned} |\Gamma_{in}| &= \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \\ \Gamma_{out}| &= \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \end{aligned}$$
(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 Γ_S y Γ_L el amplificador será estable.

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

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

у

 $|\Delta| < 1 \tag{2.10}$

donde Δ corresponde al determinante de la matriz de Scattering ($\Delta = S_{11}S22 - S_{12}S_{21}$).

Si el dispositivo es condicionalmente estable, se deben escoger puntos de operación para Γ_S y Γ_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 mas dispositivos, puesto que involucra restricciones en dos parametros. Sin embargo, recientemente se ha derivado a un nuevo criterio que combina los parametros $K - \Delta$ en una nueva prueba que involucra solo un parámetro, μ [12].

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

Por lo tanto, si $\mu > 1$ el dispositivo es incondicionalmente estable. Además, se puede decir que a mayores valores de μ , mayor estabilidad.

2.3.2. Ganancia

Dadas las ecuaciones 2.6, se puede notar que G_0 esta 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

$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^* \tag{2.12}$$

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

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^* \tag{2.13}$$

entonces la ganancia máxima quedará dada por

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

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

$$\Gamma_{S}^{*} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{L}}{1 - S_{22}\Gamma_{L}}$$

$$\Gamma_{L}^{*} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{S}}{1 - S_{11}\Gamma_{S}}$$
(2.15)

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

$$\Gamma_{S} = \frac{B_{1} \pm \sqrt{B_{1}^{2} - 4|C_{1}|}}{2C_{1}}$$

$$\Gamma_{L} = \frac{B_{2} \pm \sqrt{B_{2}^{2} - 4|C_{2}|}}{2C_{2}}$$
(2.16)

 ${\rm donde}$

$$B_{1} = 1 + |S_{11}|^{2} - |S_{22}|^{2} - |\Delta|^{2}$$

$$B_{2} = 1 + |S_{22}|^{2} - |S_{11}|^{2} - |\Delta|^{2}$$

$$C_{1} = S_{11} - \Delta S_{22}^{*}$$

$$C_{2} = S_{22} - \Delta S_{11}^{*}$$

$$(2.17)$$

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

$$G_{TUmax} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$
(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 hara referencia para este caso.

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

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

donde

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

$$G_{SUmax} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2}$$

$$G_{LUmax} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$
(2.21)

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

$$g_{SU} = \frac{G_{SU}}{G_{SUmax}} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} (1 - |S_{11}|^2)$$

$$g_{LU} = \frac{G_{LU}}{G_{LUmax}} = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} (1 - |S_{22}|^2)$$
(2.22)

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

Utilizando la carta Smith se pueden obtener familias de círculos de ganancia constante para la entrada y salida. Entonces Γ_S y Γ_L pueden ser escogidos a través de estos círculos para obtener la ganancia deseada. Las soluciones para Γ_S y Γ_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:

$$F = F_{min} + \frac{4R_N}{Z_0} \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2)|1 + \Gamma_{opt}|^2}$$
(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 Γ_{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 seleccionar un *trade-off* adecuado entre figura de ruido y ganancia.
Capítulo 3 Diseños y Simulaciones

En este capítulo se detallará 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. Low Noise Amplifier

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 $15[\mu m]$ con el gate en forma de "T" de $120[\mu m]$. 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 paramentros son los de la Tabla 3.1. Sus parámetros de Scattering son presentados en el Capítulo Anexos en la

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 $V_{ds} = 2[V], I_{ds} = 14[mA].$

Tabla 6.1 y Tabla 6.2. 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 ganacia asociada en función de I_{ds} (con $V_{ds} = 2[V]$) y en función de la frecuencia.

Parámetro	Valor	Unidad
Lg	152.54	pН
Rg	0.13	Ω
Cgs	142.6	fF
Ri	3.2	Ω
Cgd	39.35	fF
Rs	2.83	Ω
Ls	0.11	pН
Gm	98.14	mS
Tau	2.8	\mathbf{ps}
Cds	46.84	fF
Rds	116.8	Ω
Rd	2.83	Ω
Ld	117.01	pН

Tabla 3.2: Parámetros del circuito equivalente EC2612.



Figura 3.2: Curvas características del transistor.





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

En la Figura 3.4 se detallan las dimensiones en μm del transistor, cabe señalar que su grosor es de $100[\mu m]$.

Sustrato

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



Figura 3.4: Dimensiones (en μm) del transistor.

de microondas con un alto desempeño en lo referente a pérdidas.

De acuerdo al fabricante, el teflón tiene propiedades físicas y eléctricas unicas 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}	$\Omega \cdot cm$
Temperatura máxima	225	$^{\circ}C$
Conductividad térmica	0.25	$W/m/^{\circ}C$
Expansión térmica	129	$ppm/^{\circ}C$
Absorción de agua	<.01	%
Temperatura de operación	-55 a 175	$^{\circ}C$

Tabla 3.3: Propiedades del sustrato CuFlon.

Específicamente las dimensiones del panel escogido corresponden a $9 \times 9[inch]$, mientras que el grosor del dieléctrico es de 0.003[inch] (76[μm]). Por otra parte, el peso del cobre será de $\frac{1}{4}[oz/ft^2]$, es decir, de un grosor de $9[\mu m]$.

Capacitores

Los condesandores 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.



Figura 3.5: Esquema físico de los capacitores.

Se utilizarán condensadores de valor 0.1[pF], 0.4[pF], 1[pF] y 10[pF].

	[inch]	[mm]
Largo (L)	.010	.254
Ancho (W)	$.010 \pm .003$	$.254 \pm .076$
Alto (T)	$.004 \pm .001$	$.102 \pm .025$

Tabla 3.4: Carácteristicas mecánicas de los capacitores.

Resistencias

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

De acuerdo a la información entregada por el fabricante, son resistencias basadas en tantalum - nitride, 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 una excelente ReturnLoss. 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[Ω] con contactos de presión. Las resistencias soldadas debiesen mostrar un mejor desempeño.

Para el circuito de *bias*, se utilizarán en el *drain* resistencias de 50[Ω], mientras que en el *gate* resistencias de 1[$k\Omega$].

Sus carácteristicas mecánicas son las mostradas en la Tabla 3.5 y Figura 3.7, con un error de $\pm 0.08[inch](0.2[mm])$.



Figura 3.6: Características de VSWR y ReturnLoss de las resistencia de $50[\Omega]$.

	[inch]	[mm]
Largo (L)	.022	.056
Ancho (W)	.02	.051
Alto (T)	.01	.025

Tabla 3.5: Carácteristicas mecánicas de las resistencias.

3.1.2. Diseño eléctrico

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

BIAS

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 un *bonding* de $^{\lambda}/_{4}$ seguido de un condensador. El *bonding* de $^{\lambda}/_{4}$ transforma la baja impedancia del condensador en una alta impedancia para la banda de interés. Usando *bondings* adicionales, que se comportarán como inductan-



Figura 3.7: Esquema físico de las resistencias.

cias, y resistencias, se obtiene un filtro RLC adecuado que mojorará la respuesta del bias. Para lograr un desacople entre la entrada y el bias 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 *drain* un voltaje $V_{drain} = 2[V]$ y una corriente $I_{drain} = 14[mA]$. Por otro lado las dos últimas etapas están enfocadas a *Potencia*, es por esto que se ocupará en el *drain* un voltaje $V_{drain} = 3[V]$ y una corriente $I_{drain} = 30[mA]$.

La corriente en el *drain* es controlada a través del voltaje en el *gate* de acuerdo a los valores que se pueden apreciar en la Figura 3.8.

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



Figura 3.8: Curvas de voltaje de gate.

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

	$V_{drain}[V]$	$I_{drain}[mA]$	$V_{gate}[V]$
HEMT1	2	14	~ -0.25
HEMT 2	2	14	~ -0.25
HEMT3	3	30	~ -0.1
HEMT4	3	30	~ -0.1

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

El diseño del *gate* y *drain* de la primera esta se encuentra detallado 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 la segunda a cuarta etapa. Los condensadores fueron reemplazados por el circuito equivalente provisto por el fabricante.



Figura 3.9: Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del bias del gate de la primera etapa.



Figura 3.10: Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del bias del drain de la primera etapa



Figura 3.11: Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del bias del gate de la segunda a cuarta etapa.



Figura 3.12: Diseño (a) y respuesta en frecuencia (b) del bias del drain de la segunda a cuarta etapa.

LNA

El amplificador fue diseñado en varias iteraciones, primero utilizando componentes ideales como lineas de transmisión para modelar *bondings* y lineas de *microstrip*, luego reemplazándolos por modelos físicos más precisos y finalmente el modelo del transistor es reemplazado por sus parámetros de *Scattering*.

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 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 Ω .

El disenõ inicial es mostrado en el Capítulo Anexos en la Figura 6.1. El desempeño predecido 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 (S_{21}) con una estabilidad de 4 dB, una reflexión en la entrada inferior a los -5 dB (S_{11}) sobre toda la banda, una reflexión en la salida de alrededor de -10 dB (S_{22}) y una temperatura de ruido entre los 170K y 180K (te(2)/10). 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].



Figura 3.13: Desempeño en la primera iteración.

La segunda iteración resulta ser mas realista. Basado en la experiencia del amplificador de Planck de 30[GHz] se escoje CuFlon 0.003[inch] como sustrato del amplificador de Banda 1.

La primera iteración diseñada fue modificada reemplazando las lineas de transmisión ideales por modelos físicos de de lineas de *microstrip* sobre CuFlon. Los *bondings* fueron modelados por los modelos de *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 HFSS.



Figura 3.14: Desempeño en la segunda iteración.

Finalmente el modelo fue optimizado automaticamente utilizando la opción de optimi-

zación genética en *ADS*. El nuevo esquemático es presentado en el Capítulo Anexos en la Figura 6.2 y sus resultados en la Figura 3.14, donde se puede apreciar una mejoría en la estabilidad de la ganacia, las líneas de *microstrip* 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 $V_{drain} = 2[V]$ y $I_{drain} = 14[mA]$, el cual es el punto de polarización para el menor ruido de acuerdo al *datasheet*. La tercera y cuarta etapa fueron reemplazados por los parámetros del transistor polarizados a $V_{drain} = 3[V]$ y $I_{drain} = 30[mA]$ el cual provee mayor ganancia, permitiendo al amplificador alcanzar alrededor de 30[dB] de ganancia.



Figura 3.15: Desempeño en la tercera iteración.

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 el Capítulo Anexos en la Figura 6.3 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 *bias* 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 los *bondings* se les aplica un *ArcFactor* de 0.8, este parámetro esta relacionado con la altura del arco del *bonding*.



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

Conociendo estas dimensiones, el diseño es traspasado al programa TopSolid, donde se

unirá con el diseño del Case, esto será detallado en la sección 4.2.

3.2. Case

3.2.1. Diseño mecánico

El case 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 mas corta, por lo que el posicionamineto 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 Case.

También se deben considerar los elementos de *bias*. Dados los tamaños de estas conexiones, el *drain* será diseñado por la parte superior del amplificador, mientras que el *gate* por su parte inferior. Es necesario establecer divisiones entre cada linea de *bias*, pues si el canal es muy ancho, podría comportarse como una guía de ondas. Lo ideal hubiese sido crear un canal independiente para cada linea, 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 estapa, 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 Case.



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

Al igual que en el diseño anterior, 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 *gate* y *drain* escogida, se requerirá un canal para los cables que llevan las señales del *gate*, tal como se

aprecia en la Figura 3.20.



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

El *Case* también contará con cavidades para las PCB de *bias*, en estas PCB se soldarán los cables del conector de polarización, estas se unirán a su vez a los elementos del *bias* a traves de un *bonding*. En la Figura 3.18 (a) se ven las cavidades mencionadas.

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

Se decide crear pequeñas "piscinas" para ubicar los elementos como capacitores, resistencias y transistores, estas "piscinas" tendran una profundidad de $20[\mu m]$ 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 "piscinas".

Finalmente en la Figura RRR vemos el detalle de las perforaciones para los pernos que



Figura 3.21: Detalle del diseño de las "piscinas".

sellarán en *Case*, 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 Case.

3.2.2. Diseño de conexiones

El Case contará con un conector como el de la Figura 3.23 que le permitirá recibir los voltajes de *drain* y *gate* para cada transistor.



Figura 3.23: Conector de polarización del Case.

Las salidas de este conector serán soldadas a dos grupos de pistas, una que alimentará las compuertas *drain* de los transistores, y una segunda que alimentará las compuertas *gate*, tal como se podrá apreciar más adelante en la Figura 4.4.

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

Pin	Designación			
1	GND			
2	DRAIN 4			
3	DRAIN 3			
4	DRAIN 2			
5	DRAIN 1			
6	GATE4			
7	GATE3			
8	GATE 2			
9	GATE1			

Tabla 3.7: Distribución de conexiones en el Case.

3.3. Circuito de Polarización

Para satisfacer los requerimientos de *bias*, 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 Case. Dentro del Case 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 permite controlar son el voltaje en el drain (V_{drain}) y la corriente en el drain (I_{drain}) , mientras que se puede monitorear tanto los voltajes y corrientes en el drain $(V_{drain} \in I_{drain})$ como en voltaje en el gate (V_{gate}) . La señal de monitoreo de la corriente de drain entrega una lectura de voltaje proporcional a dicha corriente (0,1[V] por 1[mA]).

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

En la Figura 6.4 se detalla el diseño esquemático para una etapa. Se pueden observar las salidas al HEMT (DRAIN y GATE), las señales de monitoreo (Vd, Id y Vg) y los circuitos de ajuste mediante potenciómetros (POTENCIOMETER STABILIZER).

En la Figura 6.5 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.

		Pin	Designación		
		1	GND		
		2	$V_d 1$		
Pin	Designación	3	$I_d 1$		
1	GND	4	$V_g 1$		
2	DRAIN 1	5	$V_d 2$		
3	GATE1	6	$I_d 2$	Pin	Designación
4	DRAIN 2	7	$V_g 2$	ROJO	+15[V]
5	GATE2	8	$V_d 3$	NEGRO	GND
6	DRAIN 3	9	$I_d 3$	AMARILLO	-15[V]
7	GATE3	10	$V_g 3$		
8	DRAIN 4	11	$V_d 4$		
9	GATE4	12	$I_d 4$		
		13	$V_g 4$		
		14	-		
		15	-		
	(a)		(b)	(c)

Tabla 3.8: Designación de los pines del conector de polarización (a), señales de control (b) y alimentación del circuito (c).

El circuito de la fuente será construido en doble capa de acuerdo a los diseños mecánicos descritos en el Capítulo Anexos en la Figura 6.6. Se obtuvo este disenõ 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 coneccioón a la referencia *GND*. El segundo conector correspondrá 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 serán las señaladas en la Tabla 3.8.

Capítulo 4 Fabricación y montaje de los elementos

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

4.1. Fabricación

Luego de dos intentos fallidos, finalmente se logró fabricar el amplificador utilizando la fresadora de control numérico por computador (CNC) del taller mecánico del DAS, 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, pero 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 cáctus.



Figura 4.1: Máquina CNC del taller mecánico del DAS.

Una vez removido todo el exedente 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 °C durante 10 minutos.

Es probable que las *microstrip* inmediatamente conjutas a las antenas, se hayan fracturado al curvarse la PCB. Esto debido a que son extremadamente delgadas, como se muestra en la Figura 4.2. Es muy difícil de verificar 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 estos *microstrips* más adelante.



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

El *Case* también fue fabricado en la CNC a partir de un bloque de bronce, basado en los diseños descritos en el capítulo anterior. Una vez realizadas ambas partes del bloque, este fue dorado mediante electroplatinado. En la Figura 4.3 se puede apreciar el *Case* ya dorado.



Figura 4.3: Case dorado.

Las lineas de *bias*, que originalmente serían fabricadas en *Micro-Chem, Inc.*, finalmente fueron fabricadas mediante el método de fotolitografía. Unos de los problemas surgidos por

este método fué 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. Esto se solucionó lijando sus bordes y cortando estos remanente con bisturí. Se optó incluso por disminuir un poco su tamaño, sin afectar las lineas propiamente tal, con tal de no tener problemas en el montaje. Las líneas se pueden ver en la Figura 4.4.



Figura 4.4: Líneas de bias del drain (a) y gate (b).

4.2. 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 el conector y las lineas de *bias*, estas ultimas fueron pegadas con cianocrilato ("La Gotita"), un adhesivo de fraguado rápido. Los cables que alimentas el *gate*,

y que pasan por la cara inferior del *Case*, 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 de *bias*, tal como se muestra en la Figura 4.4.



Figura 4.5: Cara inferior del Case, donde se aprecian los cables de bias del gate.

Luego de esto, fue el turno de montar la PCB. 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 "piscinas". Un problema que se presentó en esta etapa, fué que la PCB no calzaba perfectamente con la cavidad diseñada. Esto puede ser producto del dorado del *Case*, 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 lijandola. En la Figura 4.6 se aprecia la PCB montada.



Figura 4.6: 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 conductivo 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 $100^{\circ}C$ por aproximadamente 30 minutos.

La aplicación del H20E se realiza con una punta de cáctus. Se debe ser muy cuidadoso con la cantidad aplicada, pues si es demasiada, el epóxico puede "rebalsar" y cortocircuitar los componentes, pero si es muy poco, el epóxico podría no quedar uniforme bajo el componente lo que posiblemente traería problemas durante el proceso de *bonding*.

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

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

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, algun golpe o simplemente por soplar sobre ellos. Se recomienda intentar 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".

Los componentes vienen en pequeñas cajas como las de la Figura 4.7. Estas cajas deben ser abierta 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 *Case* utilizando una punta de cáctus 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 *Case*, el componente se alinea en el sentido que será montado, luego nuevamente se levanta con una pequeña gota de agua en una punta de cáctus y se ubica en su posición final, luego con una punta de cáctus 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 será lento y tedioso.



Figura 4.7: Caja con componentes y una punta de cáctus.

Se montaron grupos de aproximadamente tres elementos cada uno, en el siguiente orden:

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

Despues 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 acinoacrilato también se veía afectado, por lo que las lineas de *bias* y la PCB del LNA terminaron por despegarse. Para volver a fijarlas se depositó pequeñas cantidades de acinoacrilato mediante una punta de cáctus.

Una vez fijos todos los componentes se debe realizar el paso final que consiste en los bondings. Esto se realizó en el Laboratorio de Instrumentación Astronómica del DIE, utilizando la *Bonding Machine* modelo 4526 de la empresa *Kuliche & Soffa*. Esta maquina 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.



Figura 4.8: Bonding Machine.

Los *bondings* se realizan siguiendo las instrucciones detalladas en [1].

Primero se realizaron los *bondings* de las líneas de *bias* 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.

El próximo paso es realizar los bondings entre los condensadores y las resistencias. En este punto es donde el grosor de las resistencias cobro importancia, pues la gran diferencia de altura a los condensadores, equivaldrán a dificultades para realizar el *bonding*, pues 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 un *bonding* más largo de lo necesitado, lo suficiente de manera que la aguja al bajar sobre el condensador estirara el *bonding* sin llegar a soltarlo. Ejemplos de esto se pueden apreciar en la Figura 4.9.



Figura 4.9: Bondings entre resistencias y condensadores.

El siguiente paso fue realizar los *bondings* desde los condensadores de *bias* a los condensadores en la PCB o directamente sobre las líneas de la PCB según sea el caso. Aquí es donde se presento uno de los problemas más graves. Primero, la PCB no quedó pareja al ser pegada en el *Case*, esto no pudo ser detectado hasta ser visto bajo el microscopio de la *Bonding Machine*. Lo segundo fué que el acianoacrilato removido por la acetona y posteriormente reemplazado no quedo lo suficientemenet firme. Es por estas razones que cuando se intentó realizar los *bondings* sobre las líneas o condensadores de la PCB que esta terminó por despegarse del *Case*, siendo imposible realizar los *bondings*.



Figura 4.10: Diagrama de los cortes en la PCB (a), su montaje (b) y el detalle (c)(d).

Un segundo problema grave se presentó al momento de intentar realizar los *bondings* sobre los transistores. El epóxico utilizado para fijar algunos de los transistores no quedó repartido de manera uniforme bajo estos, resultando imposible verificar este hecho pues el mismo transistor cubre por completo su respectiva "piscina" de epóxico. Debido a esto, al intentar

(a)

realizar los *bondings* 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 lineas de adaptación entre la segunda y tercera etapa y entre la tercera y cuarta etapa. Estas lineas resultaron ser demasiado cortas para montar el condensador y además realizar dos *bondings* sobre ellas.

Finalmente se logro 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.



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

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 los *bondings*, tal como se aprecia en la figura 4.10(d). Las capacitan-
cias de estos condensadores son de 0.5[pF] y 1[pF] respectivamente. El largo de los *bondings* también se modificó, dejandolos finalmente de $160[\mu m]$ y $230[\mu m]$ 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 *bondings* correspondientes. De esta manera se finaliza con la construcción del amplificador y se procederá a realizarse las pruebas respectivas.

4.3. Fabricación del Circuito de Polarización

La fabricación del circuito de polarización se realizo de manera paralela al montaje de los componentes mencionado en la sección anterior. La placa del circuito fue elaborada utilizando la *LPKF*, una *PCB-Plotter*, instalada en el DIE.



Figura 4.12: Conectores de alimentación, control y monitoreo.

Una vez finalizada la placa fueron soldados los respectivos componentes y se procedió en-

tonces con la fabricación de todos los conectores necesarios para su funcionamiento y monitoreo, tal como se señalo en el capítulo anterior.

En la Figura 4.13 se puede apreciar el circuito construído, mientras que en la Figura 4.12 se muestran los respectivos conectores.



Figura 4.13: Circuito de polarización armado.

Capítulo 5 Conclusiones

Una vez finalizado el desarrollo de este trabajo de título, se concluye que el diseño no cumplió a cabalidad los objetivos planteados, debido a que los cuellos de ambas antenas se rompieron imposibilitando el correcto funcionamiento del amplificador. Por consiguiente, los objetivos específicos para el amplificador no se cumplieron, sin embargo, el *Case*, a pesar de las modificaciones, junto con la fuente de polarizacion satisfacen sus respectivos objetivos.

Respecto al diseño del LNA, se realizaron modificaciones al circuito esquemático provisto, ya que al pasar al diseño mecánico existían dimensiones demasiado pequeñas en lineas y *bondings*, lo que hacía imposible su fabricación. Además la ubicación de algunos elementos de *Bias* en el diseño esquemático provisto, hacia que estos quedasen superpuestos en la PCB, por lo que fue necesario modificar los *bondings* de éstas piezas.

Las líneas de *Bias* del circuito esquemático provisto no fueron modificadas. Para la disposición física de dichas lineas, se determinó la posición de los elementos, ubicando las polarizaciones de las compuertas *drain* en su parte superior y la de las puertas *gate* en su parte inferior.

El diseño del *Case* fue desarrollado manteniendo las dimensiones exteriores de los diseños previos. Adicionalmente, el diseño estuvo sujeto a las dimensiones de las guías de onda y conectores que se utilizarán.

Otro punto a considerar en el diseño del *Case*, es que la segunda, tercera y cuarta etapa del LNA se encuentran a muy corta distancia. Debido a que esto no se puede modificar, puesto que alteraría de manera significativa el desempeño del amplificador, es que sus respectivos circuitos de *Bias* también se encontrarán a corta distancia, lo que imperdirá una separación adecuada entre estas etapas en el *Case*. Al no existir ésta separación, el espacio que quedará podría actuar como guía de ondas para el LNA, lo que afectaría el comportamiento de éste.

Respecto al diseño del circuito de polarización, éste se basó en el diseño creado en el Centro Astronómico de Yebes. No se efectuaron modificaciones puesto que esta misma fuente se utilizará para futuros amplificadores, y se desea mantener las caracteristicas del diseño original.

Respecto a la etapa de fabricación del LNA, se presentaron diferentes eventualidades. Al fabricar el circuito en la PCB el método de fotolitografía no fue efectivo, debido a que no es lo suficientemente preciso como se requería para este caso. Es por esta razón, que se opta por fabricar la PCB en la CNC, obteniendo así mejores resultados. Sin embargo, se requirió eliminar una parte considerable de cobre utilizando ácido férrico. Este proceso demanda mucho tiempo, ya que para depositar el ácido en los lugares donde se necesitaba se requiería de alta precisión, con el fin de no afectar el resto del circuito. Además, cabe destacar que el ácido ocupa un tiempo importante en la eliminación del cobre indeseado.

A pesar de que fabricar la PCB mediante la CNC, es un método mucho más preciso que el de la fotolitografía, no es el ideal, ya que se habrían obtenido mejores resultado si la fabricación hubiese sido realizada por *Microchem, inc.* en Estados Unidos, como se pensó en un principio. Lamentablemente, debido al alto costo en el que incurría al elegir esta alternativa, se determinó desechar esta opción. A esto se suma el hecho de que elimiar el cobre remanente mediante ácido añade imperfecciones en los microstrips de la PCB.

Las pistas de Bias se fabricaron por el método de fotolitografía, ya que para este caso no era necesaria una precisión tan alta como para la PCB del LNA. Las imperfecciones fueron corregidas utilizando el epóxico H20E.

En la fabricación de *Case* no se presentó ningún problema. 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 cual 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, para evitar confusiones.

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 *Case* no siempre permite que el orden de los pines en su conector se condiga con el orden de los pines del conector de la placa de polarizacion, se debe considerar que la construcción del cable que conecte ambos terminales realice de manera adecuada las conexiones de cada pin, pues será a través de este cable que se logrará la correcta transmisión de las señales requeridas. Para evitar que interferencias afectaran el desempeño del amplificador a través del BIAS, el cable con el que se conecta la fuente de poder al amplificador debió ser blindado con papel aluminio.

Al fabricar la PCB en la CNC fue necesario fijar el sustrato a un bloque de aluminio, pero al despegarla del bloque esta no quedó plana, y es durante la etapa de montaje donde ocurre el problema más crítico del proyecto, ya que por esta condición no se pudo fijar la PCB al Case.

Para poder solucionar este problema, se decidió planchar la PCB para lograr que el sustrato quedara estirado. Sin embargo, al realizar esta operación se presentó otro problema, debido que el sustrato era más sensible de lo esperado al calor, por lo que sus extremos se curvaron de manera crítica, quebrando los cuellos de las antenas.

Se intetó reparar los cuellos mediante H20E, pero de igual manera esta técnica no resultó exitosa, por lo que las antenas no cumplieron el propósito esperado.

Finalmente la mejor alternativa para poder fijar la PCB al *Case*, debido a la difícil manipulación por ser la placa muy delgada, fue particionar el sustrato en bloques. De esta manera se solucionó parte del problema comentado anteriormente.

Otros inconvenientes que se presentaron en la etapa de montaje fueron respecto a los *bondings*. Por ser el sustrato demasiado blando, fue difícil fijar el extremo del hilo de oro a la PCB. Esto, se solucionó alargando la superficie de contacto *bonding-microstrip*.

Por otro lado, la excesiva diferencia de altura de algunos componentes, provocó que se tubiesen que realizar *bondings* mucho más largos, que finalmente alejan el resultado del diseño original.

A pesar de todo lo anteriormente señalado, el amplificador fue polarizado de acuerdo a los requerimientos de cada etapa. Realizando las pruebas respectivas con el VNA se corroboró que cada una de estas funcionaban correctamente de manera independiente.

A pesar de que el sistema en su conjunto no tuvo el desempeño esperado, los variados cambios aplicados permitieron finalmente obtener un resultado medianamente favorable, pero a un costo en el desempeño del amplificador.

Capítulo 6 Trabajo Futuro

El resultado de la fabricación del amplificador podría ser diferente 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 *microstrips* y facilitar su fijación en el *Case*.
- 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 *source*, al *Case*.

Aplastar los componentes para intentar una correcta fijación al *Case* 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 modificiación para solucionar este tema puede ser el reemplazo de las piscinas por resaltos independientes para fijar cada elemento.

Reemplazar los condensadores de bias que se encuentran junto a las pistas de polarización de 10[μm] por condensadores de igual capacidad pero de 20[μm]. Este cambio facilitaría su manipulación para efectos de montaje, además de permitir realizar mejores bondings a las resistencias que se encuentran junto a ellos, ya que éstas también son de 20[μm].

Cabe destacar, que los condensadores de *bias* junto a la PCB del LNA no pueden ser modificados por condensadores de $20[\mu m]$, 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 $10[\mu m]$.

 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 del *Case*.

 La fabricación de las pistas de *bias* podría simplificarse de gran manera utilizando *Du*roid en vez de *CuFlon*, ya que el primero no se ve afectado por el calor y, al tener mayor espesor, es también más fácil de manipular y fijar al *Case*. Este cambio no debiese afectar el desempeño del amplificador, puesto que las pistas de *bias* 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 bías correspondiente al *gate*, debido a su reducido espacio de maniobra.
- Finalmente, se recomienda el estudio de nuevas formas para fijar las distintas PCB al Case, ya que el cristalbound 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

- 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
- Gaier T., "MMIC HEMT radiometry", Presentado en International Microwave Symposium - Radiometer Workshop Philadelphia, PA, USA. [Online]. Avaible: 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, 1966
- [7] Burke, B.F, Graham-Smith, An introduction to Radio Astronomy, Cambridge Univesity Press, 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] E.C. Okress, Microwave Power Engenieering, Academic Press, N. Y., 1968
- [13] Nicolás Reyes, "ALMA BAND 1 LNA development", 2010
- [14] "Cryogenic Amplifier Report, YCA 2012 0703", Centro Astronómico de Yebes, España, 2003

Anexos

Freq.	S_{11}	S_{11}	S_{12}	S_{12}	S_{21}	S_{21}	S_{22}	S_{22}
[GHz]	[dB]	[/°]	[dB]	[/°]	[dB]	[/°]	[dB]	[/°]
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 6.1: Parámetros-S del transistor a $V_{ds} = 3[V]$, $I_{ds} = 30[mA]$.

Freq.	S_{11}	S_{11}	S_{12}	S_{12}	S_{21}	S_{21}	S_{22}	S_{22}
[GHz]	[dB]	[/°]	[dB]	[/°]	[dB]	[/°]	[dB]	[/°]
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	$3,\!\overline{07}$	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 6.2: Parámetros-S del transistor a $V_{ds} = 2[V]$, $I_{ds} = 10[mA]$.



Figura 6.1: Diseño esquemático de la primera iteración.



Figura 6.2: Diseño esquemático de la segunda iteración.



Figura 6.3: Diseño esquemático de la tercera iteración.



Figura 6.4: Esquemático una etapa.



Figura 6.5: Esquemático completo.



Figura 6.6: Distribución de los elementos en la placa de polarización.



Figura 6.7: Lado de los componentes del circuito de la placa de polarización.



Figura 6.8: Lado de soldaduras del circuito de la placa de polarización.