

**UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID**  
**FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS**  
**Departamento de Física Aplicada III**



**TESIS DOCTORAL**

**Amplificadores criogénicos de bajo ruido para aplicaciones  
radioastronómicas y espaciales**

**MEMORIA PARA OPTAR AL GRADO DE DOCTOR**

**PRESENTADA POR**

**Ricardo Ignacio Amils Samalot**

**Directores**

**Juan Daniel Gallego Puyol  
Sagrario Muñoz San Martín  
Jesús Martín-Pintado Martín**

**Madrid, 2018**

**UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID**

FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS

DEPARTAMENTO DE FÍSICA APLICADA III



**Amplificadores criogénicos de bajo ruido para aplicaciones  
radioastronómicas y espaciales**

Memoria para optar al grado de Doctor presentada por:

**Ricardo Ignacio Amils Samalot**

Directores:

Juan Daniel Gallego Puyol

Sagrario Muñoz San Martín

Jesús Martín-Pintado Martín

Madrid, 2017



# Índice

<b>Agradecimientos .....</b>	<b>4</b>
<b>Acrónimos.....</b>	<b>5</b>
<b>Resumen.....</b>	<b>6</b>
<b>Abstract .....</b>	<b>8</b>
<b>1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>10</b>
<b>1.1. Contribuciones .....</b>	<b>10</b>
<b>1.2. Organización .....</b>	<b>11</b>
<b>1.3. Radioastronomía.....</b>	<b>11</b>
1.3.1. Marco histórico .....	11
1.3.2. Receptores.....	15
1.3.3. Tecnología de LNAs.....	17
<b>2. CONCEPTOS FUNDAMENTALES.....</b>	<b>19</b>
<b>2.1. Parámetros de caracterización de LNAs .....</b>	<b>19</b>
2.1.1. Estabilidad .....	20
2.1.2. Ganancia .....	21
2.1.3. Ruido .....	21
2.1.4. Reflexión de entrada y salida.....	24
<b>2.2. Medida de ruido.....</b>	<b>25</b>
2.2.1. Medida de parámetros de ruido .....	25
2.2.2. Medida de figura de ruido.....	25
2.2.3. Medida de ruido a temperatura criogénica .....	26
2.2.3.1. El método del atenuador enfriado.....	27
2.2.3.2. Carga de temperatura variable .....	27
<b>2.3. Dispositivos activos .....</b>	<b>29</b>
2.3.1. HEMTs de InP .....	29
2.3.2. Compromiso entre ruido y reflexión de entrada: realimentación inductiva de fuente .....	31
<b>2.4. Técnicas criogénicas .....</b>	<b>33</b>

2.4.1. Los criostatos utilizados .....	33
2.4.2. Pérdidas por radiación .....	35
2.4.3. Conductividad térmica.....	35
<b>2.5. Desarrollo de LNAs en el Observatorio de Yebes .....</b>	<b>37</b>
2.5.1. Diseño y fabricación de LNAs .....	37
2.5.2. Caracterización experimental de LNAs.....	40
<b>2.6. Aisladores criogénicos .....</b>	<b>42</b>
2.6.1. Efecto del desacoplo entre mezclador y LNA .....	42
2.6.2. Contribución al ruido de los aisladores criogénicos reales.....	46
2.6.3. Alternativas al uso de aisladores.....	50
2.6.3.1. Amplificadores balanceados .....	51
2.6.3.2. Integración de amplificador y mezclador .....	51
<b>3. CARACTERIZACIÓN DE LA CONDUCTIVIDAD TÉRMICA DE UN EPOXI CONDUCTOR EN EL INTERVALO 4-300 K.....</b>	<b>55</b>
<b>3.1. Introducción .....</b>	<b>55</b>
<b>3.2. Método experimental.....</b>	<b>56</b>
3.2.1. Dispositivo experimental y preparación de las muestras.....	56
3.2.2. Aislamiento térmico del montaje experimental.....	57
<b>3.3. Resultados.....</b>	<b>58</b>
<b>3.4. Conclusiones.....</b>	<b>59</b>
<b>4. AMPLIFICADORES CRIOGÉNICOS DE BAJO RUIDO Y BAJA REFLEXIÓN DE ENTRADA PARA APLICACIONES MULTIPÍXEL .....</b>	<b>60</b>
<b>4.1. Introducción .....</b>	<b>60</b>
<b>4.2. LNA criogénico con baja reflexión de entrada .....</b>	<b>61</b>
4.2.1. Dispositivos activos .....	61
4.2.2. Versiones del diseño .....	62
4.2.2.1. Primera versión.....	63
4.2.2.2. Amplificadores de una sola etapa .....	66
4.2.3. Prototipo final .....	69
4.2.3.1. Dispositivo activo de la primera etapa.....	70
4.2.3.2. Componentes pasivos .....	70
4.2.3.3. Diseño del amplificador.....	71
4.2.4. Resultados finales .....	75

4.2.4.1. Reflexión de entrada y salida.....	77
4.2.4.2. Temperatura de ruido y ganancia .....	78
4.2.4.3. Comparación de los resultados experimentales con el modelo .....	79
4.2.5. Comparación con amplificadores balanceados y aisladores criogénicos .....	80
<b>4.3. Conclusiones.....</b>	<b>83</b>
<b>5. FUENTE DE RUIDO CRIOGÉNICA DE PRECISIÓN BASADA EN UNA CARGA DE TEMPERATURA VARIABLE .....</b>	<b>84</b>
<b>5.1. Introducción .....</b>	<b>84</b>
<b>5.2. Descripción .....</b>	<b>85</b>
5.2.1. Carga de temperatura variable integrada en un chip .....	85
5.2.2. Módulo de ruido .....	86
5.2.1. Errores debidos a las pérdidas eléctricas en las líneas de transmisión .....	87
<b>5.3. Caracterización .....</b>	<b>87</b>
5.3.1. Reflexión de la carga de 50 $\Omega$ .....	88
5.3.2. Calibración del sensor de temperatura integrado.....	88
5.3.3. Determinación de la constante de tiempo térmica.....	90
5.3.4. Modelo de elementos finitos.....	91
<b>5.4. Medidas de ruido .....</b>	<b>94</b>
<b>5.5. Conclusiones.....</b>	<b>98</b>
<b>ANEXO A. TEMPERATURA DE EQUILIBRIO DE UN TRANSISTOR HEMT CRIOGÉNICO POLARIZADO .....</b>	<b>100</b>
<b>ANEXO B. RESULTADOS PRELIMINARES DE UN MEZCLADOR SIS CONECTADO DIRECTAMENTE A LNAS CON BAJA REFLEXIÓN DE ENTRADA.....</b>	<b>102</b>
<b>REFERENCIAS.....</b>	<b>104</b>

## Agradecimientos

Me gustaría expresar mi más profundo agradecimiento a los directores de este trabajo; Juan Daniel Gallego, Sagrario Muñoz y Jesús Martín-Pintado, por su generosidad y por compartir conmigo su tiempo y experiencia. También me gustaría agradecer la ayuda de Carmen Diez, Isaac López, Alberto Barcia, Inmaculada Malo, Jose Manuel Fernández, Rafael García y Gonzalo Martínez, porque ellos son tan merecedores como yo del reconocimiento por los resultados obtenidos. Deseo incluir una mención especial a Mar Gálvez por su ayuda en sacar adelante la parte administrativa de este trabajo. Asimismo, también quiero dar las gracias a todo el personal del Observatorio de Yebes y especialmente a su director, José Antonio López, por abrirme las puertas de una institución como la que representa.

A Olatz Arroyo porque es un apoyo fundamental en mi vida y porque juntos hemos creado a dos mujeres, Olivia y Joan, que van a conquistar todo lo que se propongan.

A mi hermana Ros, y a mis amigos quiero agradecerles su ayuda y ánimo para superar los altibajos que he encontrado en mi camino.

Por último, y sabiendo que cualquier palabra con la que intente expresarlo no va a ser suficiente, quiero agradecer a mis padres, Rosemary y Ricardo, el haberme dado la libertad, el amor y el apoyo que me han convertido en la persona que soy.

El trabajo realizado ha sido financiado en parte por una beca pre-doctoral PICATA del Campus de Excelencia Internacional Campus Moncloa (UCM-UPM, CSIC). La financiación para este proyecto ha sido proporcionada en parte por los *Joint Research Activities* AMSTAR+ y AETHER dentro proyecto RadioNet3 (FP-7). También se desea expresar gratitud al Programa de Grupos de Investigación UCM Santander por financiar el Grupo de Bioelectromagnetismo 910305.

## Acrónimos

ALMA: *Atacama Large Millimeter/submillimeter Array*

CAD: *Computer-Aided Design*, diseño asistido por ordenador

DUT: *Device Under Test*, dispositivo en pruebas

ENR: *Excess Noise Ratio*, exceso de ruido

FPA: *Focal Plane Array*, matriz en plano focal

HEMT: *High Electron Mobility Transistor*, transistor de alta movilidad de electrones

IAF: *Institut für Angewandte Festkörperphysik*, instituto de física del estado sólido aplicada

IF: *Intermediate Frequency*, frecuencia intermedia

IRAM: *Institut de Radioastronomie Millimétrique*, instituto de radioastronomía milimétrica

IRL: *Input Return Loss*, pérdidas de retorno a la entrada

LNA: *Low Noise Amplifier*, amplificador de bajo ruido

MIC: *Microwave Integrated Circuit*, circuito integrado de microondas

MIS: *Metal-Insulator-Semiconductor*, metal-aislante-semiconductor

MMIC: *Monolithic Microwave Integrated Circuit*, circuito integrado de microondas monolítico

NOEMA: *Northern Extended Millimeter Array*

OFHC: *Oxygen Free High Conductivity*, alta conductividad libre de oxígeno

ORL: *Output Return Loss*, pérdidas de retorno a la salida

RF: *Radio Frequency*, radio frecuencia

SIS: *Superconductor-Insulator-Superconductor*, superconductor-aislante-superconductor

VNA: *Vector Network Analyzer*, analizador vectorial de redes

## Resumen

Desde finales del siglo pasado una de las propuestas para la actualización de las grandes infraestructuras radioastronómicas es la de ampliar el campo de visión de las antenas instalando receptores multipixel. La idea fundamental detrás de este tipo de desarrollos es la de sustituir el receptor único típicamente instalado en el plano focal de estos instrumentos por una matriz bidimensional de receptores, implementando lo que habitualmente se conoce como una matriz en plano focal (*Focal Plane Array*, FPA). Este tipo de sistemas requiere simplificar la cadena de detección de cada uno de los pixeles para aprovechar al máximo el espacio disponible dentro del criostato que alberga los componentes críticos de los receptores. Esto implica modificar las distintas etapas involucradas incluso a expensas de asumir un determinado sacrificio en sensibilidad. En este contexto, uno de los elementos críticos para los receptores de radioastronomía son los amplificadores de bajo ruido (*Low Noise Amplifiers*, LNAs) criogénicos cuya contribución en ruido es muy significativa debido a su posición al principio de la cadena de detección. La fabricación de amplificadores criogénicos requiere no solo conocer el comportamiento eléctrico de los componentes, sino también una adecuada comprensión de las características térmicas de los materiales utilizados a la temperatura de trabajo y, por supuesto, la capacidad de llevar a cabo una correcta caracterización de su comportamiento con el fin de evaluar críticamente sus prestaciones.

El trabajo presentado gira en torno a distintos aspectos del desarrollo experimental de amplificadores de bajo ruido criogénicos. Concretamente se ha llevado a cabo la caracterización térmica de uno de los adhesivos conductores más utilizados en la fabricación de dispositivos electrónicos diseñados para funcionar a temperatura criogénica. Se ha desarrollado un prototipo de LNA específicamente diseñado para cumplir con las restricciones más importantes de los sistemas multipixel. Y se ha implementado una novedosa fuente de ruido basada en un chip para la medida precisa de ruido a temperaturas criogénicas. A continuación se procede a describir de forma más detallada cada una de estas aportaciones.

Uno de los ejes entorno a los que gira el trabajo desarrollado lo constituye la caracterización de la conductividad térmica en el intervalo de 4-300 K de uno de los epoxis conductores más utilizado en aplicaciones criogénicas, el EPO-TEK H20E. Para este estudio ha sido necesario el desarrollo de un dispositivo experimental capaz de proporcionar soporte mecánico a las muestras de adhesivo y de alojar los sensores y los otros elementos necesarios para la caracterización. El comportamiento térmico de este adhesivo ha resultado ser decisivo en el correcto funcionamiento de una novedosa fuente de ruido criogénica lo cual ha sido corroborado utilizando al técnica de elementos finitos. Así mismo los resultados obtenidos han permitido llevar a cabo una aproximación al cálculo del incremento de temperatura que experimenta un transistor, disipando una determinada potencia, como consecuencia de la barrera térmica introducida por el adhesivo empleado para su montaje. Este estudio es importante a la hora de evaluar críticamente las ventajas de llevar a cabo un enfriamiento adicional de los dispositivos activos empleados en LNAs criogénicos con el fin de mejorar sus prestaciones en ruido frente al incremento en la complejidad de diseño y carga térmica para el criostato. El trabajo desarrollado ha sido publicado en la revista *Cryogenics*.

Otro apartado importante de este trabajo lo constituye el desarrollo de un prototipo de LNA criogénico basado en componentes discretos (tecnología híbrida o MIC) para la banda de 4-12 GHz. El interés de este amplificador radica en un diseño optimizado para reducir el elevado coeficiente de reflexión de entrada normalmente asociado con los amplificadores de bajo ruido. Este tipo de LNAs será utilizado para simplificar los futuros receptores multipixel ya que permiten la eliminación de los aisladores criogénicos tradicionalmente utilizados. A partir de los resultados obtenidos ha sido posible establecer una medida experimental del sacrificio en términos de sensibilidad (ruido) que

implica esta mejora de la reflexión de entrada. Este prototipo ha sido evaluado críticamente frente a otros sistemas utilizados para afrontar la alta reflexión de entrada de los LNAs de frecuencia intermedia (*intermediate frequency*, IF) en la misma banda, un amplificador balanceado y un amplificador con un aislador criogénico conectado a su entrada. Los resultados obtenidos han sido publicados en la revista *Journal of Instrumentation*.

Finalmente se ha contribuido al área de la medida de ruido a temperaturas criogénicas mediante el desarrollo y caracterización de una novedosa fuente de ruido de precisión basada en una carga de temperatura variable monolítica construida en el *Fraunhofer - Institut für Angewandte Festkörperphysik* (IAF). Para ello se ha fabricado un módulo para poder hacer uso de la carga de temperatura variable en sistemas coaxiales y se ha realizado una completa caracterización térmica y eléctrica del mismo. Así mismo se ha demostrado el funcionamiento del módulo como parte de un sistema de medida de ruido criogénico mediante la comparación de resultados con los obtenidos por otros métodos de medida. Este trabajo y los resultados obtenidos han sido publicados en la revista *Microwave and Wireless Components Letters*.

## Abstract

Since the end of the last century, one of the proposed improvements of large radio astronomy infrastructures is to broaden the field of view of their antennas by installing multipixel receptors. The basic idea behind this type of development is to replace the single receiver normally installed in the focal plane of these instruments with a two-dimensional array of receivers, which is commonly known as a Focal Plane Array (FPA). For this type of system, the detection chain of each one of the pixels must be simplified in order to optimize the available space in the cryostat that houses the critical components of the receptors. This implies the modification of the various different stages involved, even at the expense of a certain degree of sacrifice in sensitivity. In this context, one of the critical elements for radio astronomy receptors are the cryogenic Low Noise Amplifiers (LNAs) whose noise contribution is quite significant due to their position at the beginning of the detector chain. Building cryogenic amplifiers requires not only knowledge of the electrical characteristics of the components, but also a solid grounding in the thermal characteristics of the materials employed at cryogenic temperatures, as well as the ability to correctly measure their behavior in order to make a critical evaluation of their performance.

This project examines several aspects of the experimental development of cryogenic low noise amplifiers. Specifically, the thermal conductivity of one of the most widely used conductive adhesives in cryogenic electronic applications has been measured. A prototype of an LNA was designed to address the most significant restrictions imposed by multipixel systems. In addition, a novel noise source based on a chip and used to precisely measure noise at cryogenic temperatures was implemented. A more detailed description of each of these developments follows.

One of key issues addressed is the characterization of thermal conductivity in the 4-300 K temperature range of one of the most popular epoxies used in cryogenic applications, EPO-TEK H20E. An experimental device capable of providing mechanical support for the adhesive samples as well as housing for the sensors and other elements needed for the characterization had to be designed specifically for the purposes of this study. The thermal behavior of this adhesive was shown to be decisive for the correct operation of a novel cryogenic noise source which has been corroborated by means of the finite element technique. The results obtained have made it possible to carry out a first approximation of the temperature increase that occurs in a transistor, dissipating a certain amount of power, as the result of the thermal barrier produced by the adhesive used in its assembly. This study is important to the critical evaluation of the advantages of carrying out additional cooling of the active devices used in cryogenic LNAs in order to improve their noise performance in the face of the increased complexity of design and thermal load of the cryostat. This work was published in the journal *Cryogenics*.

Another focus of this study is the development of a cryogenic LNA prototype using discrete components (hybrid technology or MIC) for the 4-12 GHz band. The interest of this amplifier stems from its optimized design that reduces the high input reflection coefficients normally associated with low noise amplifiers. This type of LNA could be used to simplify future multipixel receptors since it allows the elimination of the cryogenic insulators traditionally used. The results of this study show that it is possible to determine an experimental measurement of the sensitivity sacrifice (noise) that this improvement implies. This prototype has been critically compared with other systems used to deal with the high input reflection of intermediate frequency (IF) LNAs in the same frequency band, a balanced amplifier and an amplifier with a cryogenic insulator connected to its input. The results obtained were published in the "*Journal of Instrumentation*".

Finally, a contribution has been made to the field of noise measurement at cryogenic temperatures through the development and characterization of a novel precision noise source based on a monolithic variable temperature load built in the *Fraunhofer - Institut für Angewandte Festkörperphysik* (IAF). For this purpose, a module was built in order to use the variable temperature load in coaxial systems. The thermal and electric characteristics of this module were thoroughly examined. Additionally, the effectiveness of the module as part of a cryogenic noise measurement system has been demonstrated by means of the comparison of its results with those obtained by other methods. This work and its results were published in "Microwave and Wireless Components Letters".

# 1. Introducción

---

El objeto del trabajo desarrollado en esta tesis doctoral es el de contribuir al estudio, diseño y fabricación de amplificadores criogénicos de bajo ruido para su aplicación en receptores de radioastronomía y comunicaciones espaciales.

En este capítulo se procede a enmarcar el contexto del trabajo realizado dentro del campo de la radioastronomía y las comunicaciones espaciales. Para ello se incluye una descripción de los objetivos y la organización. También se presenta una breve introducción histórica de la radioastronomía en la que se incluye una descripción de los distintos tipos de receptores empleados para esta actividad, explicando el importante papel de los amplificadores de bajo ruido criogénicos.

## 1.1. Contribuciones

El trabajo realizado se centra en el estudio y desarrollo de amplificadores de bajo ruido criogénicos para radioastronomía y comunicaciones espaciales. Las principales contribuciones se detallan a continuación:

- Medida de la conductividad térmica en el rango 4-300 K de uno de los adhesivos más ampliamente utilizados en aplicaciones electrónicas criogénicas, el epoxi conductor basado en partículas de plata, EPO-TEK H20E [1]. Los resultados obtenidos han permitido validar el adecuado comportamiento térmico de un novedoso módulo de medida de ruido para temperaturas criogénicas por el método de elementos finitos revelando el papel fundamental de este epoxi. Así mismo también han permitido llevar a cabo una aproximación al estudio de la mejora en sensibilidad que cabría esperar de la reducción de temperatura de los amplificadores criogénicos cuando se toman en consideración las limitaciones térmicas impuestas por los materiales utilizados para su construcción.
- Estudio, diseño y construcción de un prototipo de LNA criogénico de IF en la banda de 4-12 GHz con baja reflexión de entrada para su uso con mezcladores SIS. La finalidad de este prototipo es la de lograr un amplificador que permita la eliminación de los aisladores tradicionalmente utilizados en este tipo de sistemas. En última instancia esta simplificación permitiría cumplir las importantes restricciones de espacio y masa existentes en un FPA<sup>1</sup>.
- Fabricación, caracterización y comprobación de funcionamiento de un novedoso módulo de medida de ruido de precisión a temperaturas criogénicas basado en una carga de temperatura variable integrada en un chip de GaAs construida en IAF [2] [3].

Los resultados obtenidos han sido presentados en las revistas *Microwave and Wireless Components Letters* [4], *Cryogenics* [5] y *Journal of Instrumentation* [6]. Así mismo se han presentado algunos resultados parciales en el congreso URSI 2014 [7]. El desarrollo de amplificadores con baja reflexión de entrada ha constituido una parte de la contribución del Observatorio de Yebes a los *Joint Research Activities* AMSTAR+ y AETHER del proyecto Europeo RadioNet3 (FP-7).

---

<sup>1</sup> Es común en la literatura el uso de manera indistinta de los términos FPA y/o multipixel para hacer referencia tanto a sistemas en los que se trabaja con múltiples haces paralelos como a sistemas en los que se busca la síntesis de un haz (ya sea mediante *beam forming* o por interferometría). Este estudio se enmarca dentro del desarrollo de sistemas del primer tipo, aunque su aplicación para la síntesis de haces podría ser una posible aplicación futura.

## 1.2. Organización

Esta tesis se distribuye en 5 capítulos. Los dos primeros están dedicados a la contextualización del trabajo realizado dentro de la radioastronomía y a la introducción de los conceptos básicos necesarios para su seguimiento. En el tercer capítulo se describe el método utilizado para evaluar la conductividad térmica de epoxis en el rango de temperaturas entre 4-300 K y los resultados obtenidos. El cuarto está dedicado a la descripción, fabricación y caracterización de un prototipo de LNA criogénico con baja reflexión de entrada. Finalmente, en el quinto capítulo se describe el procedimiento seguido para la caracterización y validación de un novedoso módulo de generación ruido basado en una carga de temperatura variable integrada en un chip.

## 1.3. Radioastronomía

### 1.3.1. Marco histórico

De manera indirecta puede establecerse a G. Marconi (1874-1937) (Premio Nobel 1909) como precursor de la radioastronomía por lograr la primera comunicación inalámbrica utilizando ondas de radio. Esto es debido a que fue la necesidad de perfeccionar este descubrimiento lo que condujo a K. G. Jansky a realizar la primera observación del cielo en este nuevo rango del espectro electromagnético.

El inicio de la radioastronomía entendida como una rama de la ciencia dedicada al estudio de los objetos celestes se atribuye sin lugar a dudas a K. G. Jansky (1905-1950), figura 1.1.

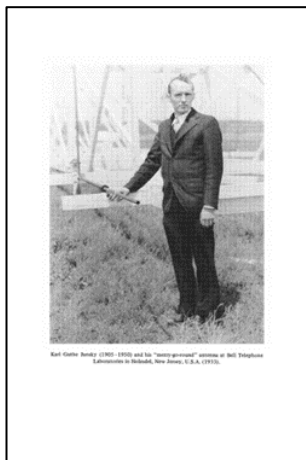


Figura 1.1. [8] Karl Guthe Jansky (1905-1950).

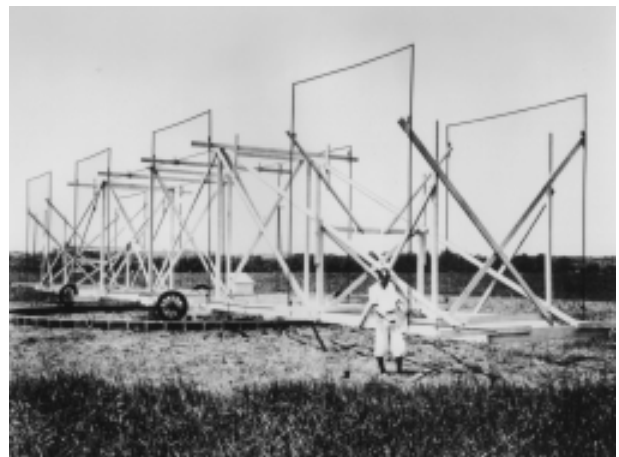


Figura 1.2. [9] Antena utilizada por Jansky para las primeras observaciones del cielo a 20.5 GHz.

Jansky [10] [11] [12], licenciado en ciencias físicas, comenzó a trabajar para Bell Labs en 1928 donde le fue encomendado el estudio de las posibles interferencias estáticas en las comunicaciones telefónicas transatlánticas a frecuencias por encima de los 60 kHz utilizadas en aquella época. Para ello diseñó y construyó una antena a 20.5 MHz de grandes dimensiones sobre una base de madera y orientable por rotación con el fin de detectar e identificar la dirección aproximada de las posibles fuentes de interferencia (figura 1.4). Durante un largo periodo de observaciones detectó múltiples fuentes de interferencias de radio entre las que sistemáticamente destacaba un siseo (*hiss*) de origen desconocido. Jansky dedicó dos años al estudio de esta fuente de interferencias, logrando inicialmente deducir que debía provenir de las estrellas fijas en el cielo como consecuencia de su periodicidad ligeramente inferior a 24 horas. Finalmente en 1933, logró establecer su origen en la región de Sagitario en el centro de la vía láctea, lo que llegó a ser noticia en los periódicos de la época (figura 1.3). Tras este importante descubrimiento intentó conseguir financiación para

construir una antena de 30 m pero no la logró por falta de interés por parte de Bell Labs y las dificultades financieras por la que estaba pasando Estados Unidos durante la gran depresión.



Figura 1.3. [13] Artículo del *New York Times* del 5 de Mayo de 1933 donde se explica el descubrimiento de las ondas de radio detectadas por Jansky.

Los descubrimientos de Jansky despertaron una gran fascinación pero pocas personas continuaron con su trabajo. Uno de los interesados fue un ingeniero de radio de Chicago, G. Reber (1911-2002) figura 1.4, que llegó a solicitar sin éxito un puesto en Bell Labs para trabajar con Jansky. Tras esta negativa decidió avanzar en el campo de la radioastronomía en su tiempo libre y con su propio dinero. En 1937 construyó un radiotelescopio de 9.5 m de diámetro en el patio de su casa pensado para detectar longitudes de onda cortas, inspirado por la interpretación de la naturaleza térmica de las señales detectadas por Jansky<sup>2</sup>, figura 1.5. Los dos primeros detectores, a 3.3 GHz y 900 MHz, no detectaron fuentes extraterrestres. Finalmente en 1938 usando su tercer receptor a 160 MHz logró confirmar la emisión de radio de la Vía Láctea.

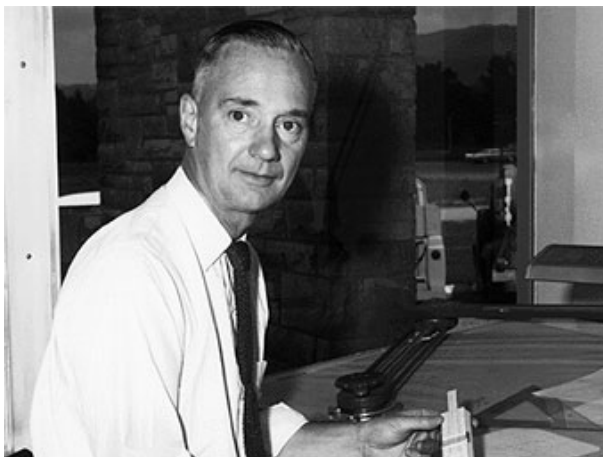


Figura 1.4. [9] Grote Reber (1911-2002).

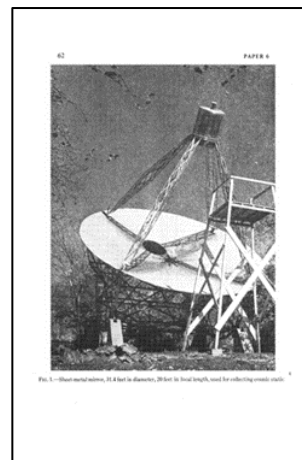


Figura 1.5. [14] de [8] Antena fabricada por Reber en 1937.

A partir de entonces Reber se dedicó a mapear la radiación procedente del cielo, figura 1.6, detectando el contorno de la vía láctea y otras fuentes brillantes utilizando una calibración en grados Kelvin, figura 1.7. Estos resultados fueron publicados en 1940 para un público tanto de perfil científico (*Astrophysical Journal*) como ingeniero (*Proceedings of the Institute of Radio Engineers*) [14] [15] [16]. Estos mapas dieron pie al estudio científico sistemático de la estructura de la galaxia.

<sup>2</sup> Hoy se sabe que la radiación detectada por Jansky no era de origen térmico, sino debida a la emisión de electrones muy energéticos atrapados en regiones de campo magnético intenso (radiación sincrotrón) cerca del centro de la vía láctea.

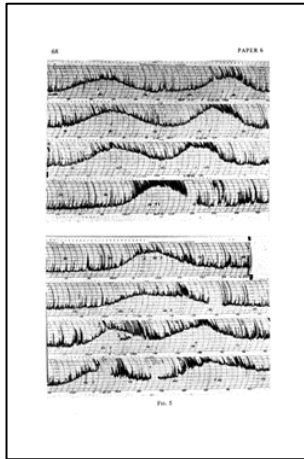


Figura 1.6. [14] de [8] Perfil de las señales del centro de la galaxia y el sol.

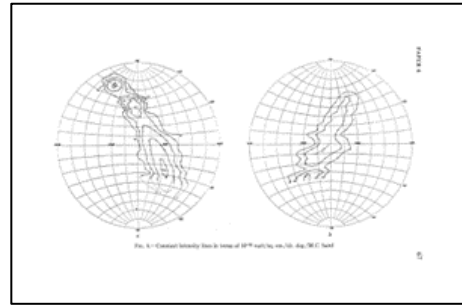


Figura 1.7. [14] de [8] Líneas de contorno de la radiación detectada por Jansky.

Siguiendo en orden cronológico, el siguiente hito en la historia del estudio de ondas de radio de origen extraterrestre lo constituye la corroboración de la existencia de la línea de emisión de 21 cm del hidrógeno atómico (HI) predicha en 1940. Este desarrollo teórico establece que el hidrógeno en su estado fundamental presenta una transición cuando su único electrón cambia el estado de su spin, de lo que se deduce [17]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta E = 9.41 \times 10^{-18} \text{ erg} \quad , \quad \nu = \frac{\Delta E}{h} = \frac{9.41 \times 10^{-18} \text{ erg}}{6.63 \times 10^{-27} \text{ erg s}} = 1.42 \text{ GHz} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \quad (1.1)$$

$$\Rightarrow \quad \lambda = \frac{c}{\nu} = \frac{3 \times 10^{10} \text{ cm s}^{-1}}{1.42 \times 10^9 \text{ Hz}} \approx 21 \text{ cm} \quad , \quad T_{21\text{cm}} \approx \frac{h\nu}{k} = \frac{9.41 \times 10^{-18} \text{ erg}}{1.38 \times 10^{-16} \text{ erg K}^{-1}} \approx 0.07 \text{ K}$$

Esta predicción dio lugar a una carrera por descubrir la línea de 21 cm que sería detectada por primera vez por H. Ewen y E. Purcell en 1951 [18] (Premio Nobel 1953), figura 1.8. La medida de esta línea sigue hoy siendo de gran utilidad para el estudio de la estructura de nuestra galaxia empleando el efecto Doppler y para el estudio de nubes interestelares [9].



Figura 1.8. [9] Antena utilizada para la primera detección de la línea de emisión de 21 cm.

Sin duda uno de los descubrimientos más trascendentes del entonces todavía joven campo de la radioastronomía fue la detección e interpretación del fondo de radiación cósmica de microondas. Este descubrimiento fue realizado por A. Penzias y R. Wilson entre los años 1964 y 1965 [19] (Premio Nobel 1978) en Bell Labs con una antena inicialmente concebida para comunicaciones vía satélite que presentaba un haz principal de muy alta directividad (figura 1.9). Tras un gran número de observaciones a 4.08 GHz conmutadas entre el cielo y una carga calibrada a la temperatura del

helio líquido concluyeron que detectaban sistemáticamente un exceso de temperatura de 3.5 K ( $\pm 1$  K) de origen desconocido. Esta radiación presentaba las características de ser no polarizada, anisótropa e independiente del tiempo. Finalmente lograron dar explicación a este descubrimiento postulando lo que hoy constituye el modelo de expansión del universo.

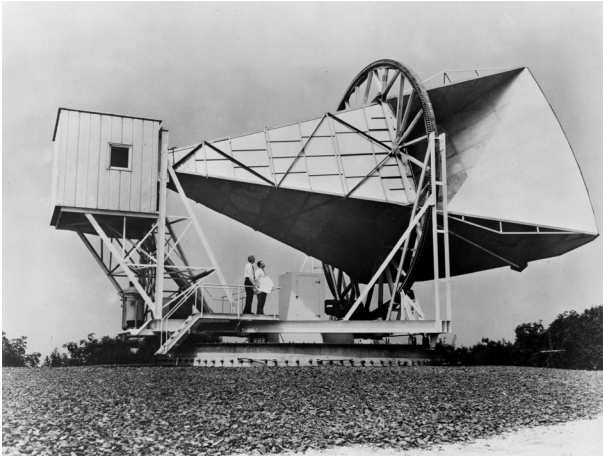


Figura 1.9. [20] Antena utilizada por A. Penzias y R. Wilson.

Como se ha descrito en términos de los principales hitos históricos, la radioastronomía ha supuesto la apertura de una segunda y amplia ventana para la observación del universo permitiendo dar una nueva visión al origen y formación de las distintas estructuras estelares. De manera aproximada y sobre la superficie de la tierra esta ventana se encuentra delimitada por las longitudes de onda de 30 m (10 MHz) como consecuencia de la absorción del plasma ionosférico y de 0.3 mm (1 THz) donde comienza a ser notable la absorción del vapor agua en la atmosfera, figura 1.10.

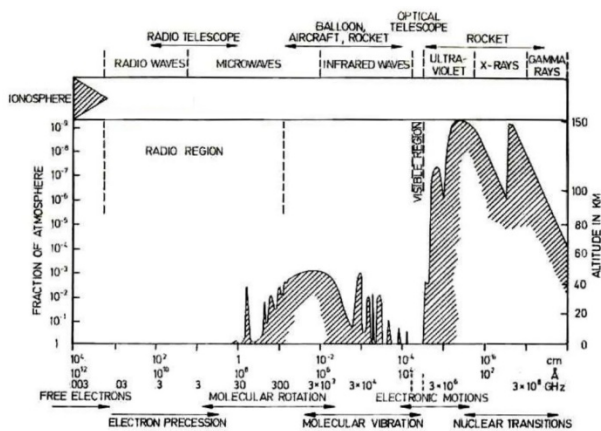


Figura 1.10. [17] Transmisión atmosférica de la radiación electromagnética.

Dos características hacen especialmente interesante esta nueva región del espectro:

- Su ancho de banda de aproximadamente 8 órdenes de magnitud que permite el estudio de una gran variedad de fenómenos naturales dando lugar a un campo científico amplio y prolífico.
- El hecho de que a estas frecuencias sea posible conservar la fase de la radiación, lo que amplía aún más las posibilidades de observación con la introducción de las técnicas interferométricas. Este tipo de observaciones permite aumentar la resolución angular o la formación de haces complejos (*beam forming*) a partir de la combinación de las señales recibidas desde distintos receptores.

Otro aspecto fundamental de este tipo de observaciones es que para lograr una resolución angular aceptable es necesario el uso de antenas de tamaños grandes ya que de manera aproximada se cumple [17]

$$\Delta\theta(\text{rad}) \approx 1.22 \frac{\lambda}{D} \quad (1.2)$$

donde  $\Delta\theta$  puede interpretarse como una medida de la anchura del haz principal de la antena de diámetro  $D$ , y  $\lambda$ , la longitud de onda de la radiación que se desea detectar. Esto ha dado lugar a la aparición de las antenas de clase 100 m como las antenas de Green Bank (NRAO) y Effelsberg (Max Planck), figuras 1.11 y 1.12. Estas presentan valores típicos de resolución angular de 10' a 21 cm (1.4 GHz) y 10" a 3.5 mm (86 GHz) con una precisión de puntería de 5" y parábolas cuyas superficies rondan una precisión de 0.5-1 mm.



Figura 1.11. [9] Radiotelescopio de Green Bank en NRAO, EEUU.



Figura 1.12. [21] Radiotelescopio de Effelsberg en el Max Planck Institute for Radio Astronomy, Alemania.

### 1.3.2. Receptores

La sensibilidad de un receptor se encuentra limitada por su temperatura de ruido,  $T_{\text{sys}}$ , que a su vez está compuesta por contribuciones de la antena, la electrónica, la atmósfera y el fondo cósmico. La contribución de la electrónica limita enormemente la sensibilidad<sup>3</sup> haciendo que los requerimientos de su contribución al ruido sean muy exigentes. Esto lleva a que sea una práctica habitual el enfriar criogénicamente el *front-end* de los receptores.

En términos de la aplicación para este trabajo el *front-end* de un receptor criogénico de ondas milimétricas está compuesto por un mezclador seguido de un LNA. La función del mezclador (típicamente una o varias uniones SIS) es la de realizar una conversión en frecuencia de la señal recolectada de la fuente (cientos de gigahercios) a una frecuencia más manejable (unos pocos gigahercios) denominada IF. La salida de IF es enviada al LNA encargado de amplificar la señal hasta niveles en los que ésta pueda ser procesada con componentes estándar a temperatura ambiente sin sufrir degradación adicional. El ancho de banda del LNA es decisivo para la ciencia que es posible desarrollar ya que define el ancho de banda instantáneo observable por el instrumento.

Como se describe en detalle en el capítulo 2, en la mayoría de los receptores actuales existe un aislador entre el mezclador y el LNA cuya única misión es la de eliminar las posibles señales reflejadas a la entrada del amplificador, figura 1.13. La necesidad de incluir aisladores en los sistemas como el descrito es debida a la dificultad de diseñar LNAs de gran ancho de banda con una mínima contribución en ruido y al mismo tiempo una baja reflexión de las señales a su entrada.

---

<sup>3</sup> En este contexto, se entiende por sensibilidad la señal mínima que se puede detectar para un tiempo de integración y ancho de banda determinados.

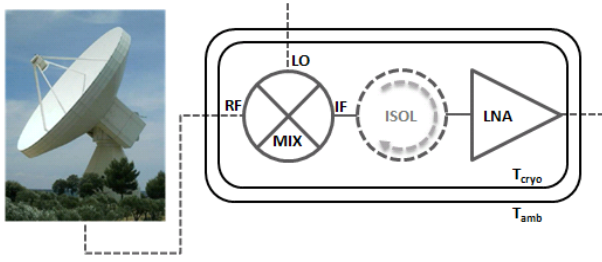


Figura 1.13. Esquema donde aparecen los elementos principales de un posible *front-end* de un receptor criogénico para aplicaciones radioastronómicas.

Siguiendo un esquema clásico [22], los receptores para radioastronomía pueden clasificarse en dos grandes grupos, los receptores de continuo y los de líneas espectrales. Los receptores de continuo, integran gran parte o todo el ancho de banda instantáneo recibido y son utilizados normalmente para labores de calibración y puntería de los radiotelescopios con fuentes extensas (planetas y cuásares) así como para el mapeado de este tipo de fuentes. Por otro lado, los receptores de líneas espectrales llevan a cabo una subdivisión del espectro recibido en distintos canales adyacentes de ancho de banda reducido que posteriormente son integrados individualmente para elaborar un espectro.

El problema en radioastronomía surge del hecho de estar observando fuentes extremadamente tenues, para solventar esto se recurre a la integración de la señal lo cual se evalúa empleando la ecuación del radiómetro

$$\Delta T = \frac{T_{\text{sys}}}{\sqrt{t_{\text{int}} \Delta f}} \quad (1.3)$$

donde  $t_{\text{int}}$  es el tiempo de integración y  $\Delta T$  es el mínimo incremento de temperatura producido por la fuente sobre la antena observable con un ancho de banda instantáneo de  $RF \Delta f$ . Si despejamos el tiempo de integración obtenemos

$$t_{\text{int}} = \left( \frac{T_{\text{sys}}}{\Delta T} \right)^2 \frac{1}{\Delta f} \quad (1.4)$$

Se observa que una reducción a la mitad de  $T_{\text{sys}}$  implica la necesidad de emplear solo una cuarta parte del  $t_{\text{int}}$ . Debido a este comportamiento cuadrático, incluso pequeñas mejoras de  $T_{\text{sys}}$  reducen considerablemente el tiempo de observación. Por tanto, desde el punto de vista del astrónomo, la temperatura de ruido del sistema siempre debe ser lo más baja posible ya que así se logran tiempos de observación menores permitiendo la observación de un mayor número de objetos. En la práctica aparecen problemas adicionales debidos a las fluctuaciones de ganancia y a que pueden existir fuentes de ruido que varían con el tiempo como las de *spillover* y atmosféricas [22] [23]. Por ejemplo si únicamente se tienen en cuenta la contribución de las fluctuaciones de ganancia, la ecuación del radiómetro adopta la forma

$$\Delta T = T_{\text{sys}} \sqrt{\frac{1}{t_{\text{int}} \Delta f} + \left( \frac{\Delta G}{G} \right)^2} \quad (1.5)$$

donde el termino  $\Delta G/G$  corresponde a las fluctuaciones de ganancia normalizadas de todo el receptor. Para solventar este problema lo que se hace es recurrir a una señal de referencia. En el caso de una observación de continuo, una manera de generar esta señal de referencia es utilizando una detección síncrona mediante lo que es conocido como un *switch* de tipo Dicke (Robert Dicke 1916-1997). En este tipo de detección se alterna la entrada del receptor entre la señal de antena proveniente de dos haces adyacentes en el cielo con idéntica elevación, uno de ellos conteniendo la fuente y el otro no. Si la alternancia es suficientemente rápida y se toma la diferencia entre las dos potencias de salida en sincronía con la conmutación de la antena, las variaciones en ganancia del

receptor serán mayormente canceladas. Es más, si los dos haces son bastante próximos en el cielo, es probable que los cambios en el ruido atmosférico tiendan a ser comunes y también se cancelen. Como se está tomando la diferencia entre las dos señales se dedica únicamente la mitad del tiempo a observar la fuente y por tanto el valor de  $\Delta T$  se verá incrementado en un factor  $2^{1/2}$ . En el caso de una observación de líneas espectrales la referencia se suele generar utilizando canales adyacentes para los que las variaciones en ganancia y en ruido atmosférico serán mayoritariamente comunes.

### 1.3.3. Tecnología de LNAs

El campo de la radioastronomía requiere del uso del estado arte en comportamiento en ruido para poder satisfacer la constante mejora en sensibilidad demandada por la comunidad científica. En aplicaciones de antena única puede darse una medida de la sensibilidad a partir del cociente entre la apertura efectiva del radiotelescopio y su temperatura de ruido [24]. Desde el punto de vista económico y atendiendo a la definición anterior la mejora de la sensibilidad es mucho más eficiente si se lleva a cabo a partir de la reducción de la temperatura de ruido del receptor que mediante la modificación de la superficie reflectora para lograr una mayor apertura<sup>4</sup>. Esta mejora en temperatura de ruido puede conseguirse utilizando el estado del arte en LNAs criogénicos fabricados con dispositivos activos de tipo HEMTs de InP y GaAs [25].

Para receptores en los que no se recurre al uso de etapas previas de mezclado, la tecnología HEMT criogénica ofrece buenos resultados hasta 100 GHz (3 mm). Por encima de esta frecuencia y hasta 1 THz se recurre a mezcladores SIS en combinación con amplificadores HEMT de IF [25]. En la figura 1.14 se representan algunos de los mejores resultados obtenidos en el Observatorio de Yebes utilizando este tipo dispositivos.

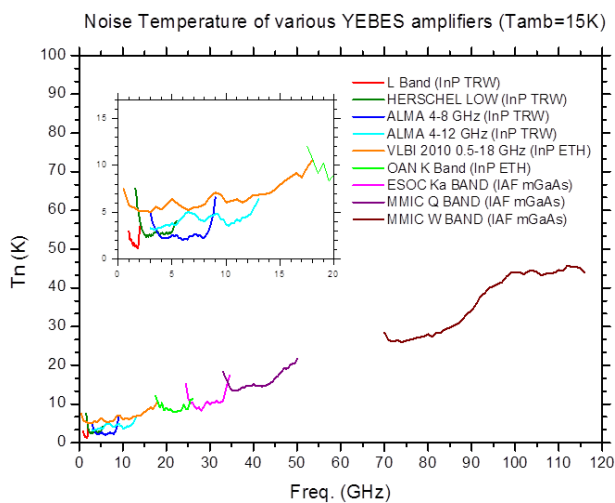


Figura 1.14. Resultados de amplificadores con mínimo ruido implementados en el Observatorio de Yebes utilizando transistores HEMTs de InP y GaAs.

En la figura 1.15 se representan algunos de los mejores resultados obtenidos por JPL (Estados Unidos) [26] utilizando este tipo de dispositivos.

<sup>4</sup> Este no deja de ser un argumento teórico ya que en un radiotelescopio real se actúa constantemente sobre todas las posibles fuentes de mejora entre las que por supuesto se encuentran la superficie reflectora y todas las posibles fuentes de ruido.

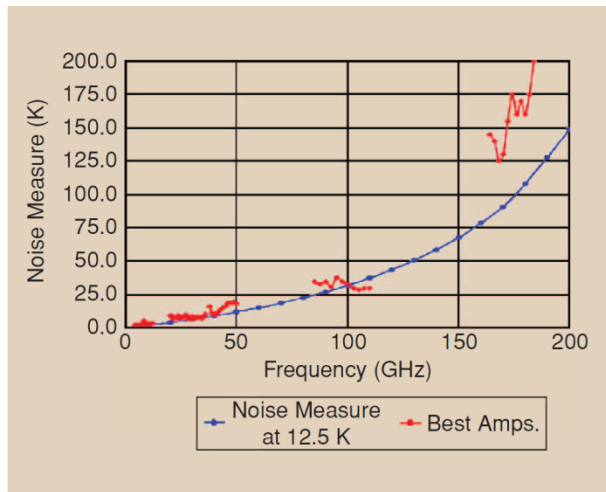


Figura 1.15. [25] Comparación entre la predicción realizada en 1992 de los resultados de mínimo ruido para HEMTs de InP de 100 nm y los mejores resultados de amplificadores utilizando dispositivos activos del JPL. Por debajo de 50 GHz: 4-8 GHz de Chalmers, bandas X, K, Ka y Q de NRAO. Por encima de 50 GHz: medidas correspondientes a resultados de dispositivos MMIC.

La tendencia de emplear dispositivos HEMT se mantiene en la actualidad debido a su inigualable comportamiento en términos de ancho de banda y ruido [27]. No obstante, desde mediados de los 90 los dispositivos bipolares de unión basados en SiGe han comenzado a dar resultados prometedores en las bandas de frecuencia más bajas [28] [29].

Existen dos tecnologías de fabricación de LNAs, MMIC y MIC, pudiéndose utilizar en ambas el mismo tipo de dispositivos activos. La tecnología MMIC implementa tanto los transistores como los componentes (resistencias y condensadores) y líneas de transmisión (microstrip o co-planar) sobre un mismo sustrato integrado en un único bloque semiconductor de dimensiones muy reducidas. El uso de esta tecnología se beneficia enormemente de la facilidad de fabricación del LNA final una vez se ha logrado el comportamiento deseado del chip y del menor comportamiento parásito de los componentes debido a su reducido tamaño. Por otro lado la tecnología MIC (o híbrida) combina el uso de transistores y componentes discretos con el diseño tradicional de circuitos microstrip o co-planar para la implementación de las líneas de transmisión unidos entre sí por algún tipo de bonding (hilo o cinta). La principal ventaja de esta tecnología híbrida radica en la capacidad de sintonización y modificación que proporciona la posibilidad de acceder a las líneas y los componentes utilizados. Una última técnica de fabricación podría encontrarse en la combinación de estas dos tecnologías empleando una red de adaptación de entrada e incluso una primera etapa en tecnología MIC y el resto del diseño como un único bloque MMIC.

## 2. Conceptos fundamentales

En este capítulo se procede a enumerar los conceptos fundamentales necesarios para el correcto seguimiento del trabajo desarrollado. Para ello se describen los principios de funcionamiento de los sistemas de medida utilizados, los dispositivos activos y las técnicas empleadas para el desarrollo de LNAs criogénicos. Finalmente se describe y contextualiza el trabajo realizado para hacer frente a la desadaptación entre mezclador y amplificador en un receptor criogénico multipixel de ondas milimétricas sin asumir un elevado sacrificio en términos de sensibilidad.

### 2.1. Parámetros de caracterización de LNAs

En este apartado se describen los parámetros que se emplean para caracterizar el comportamiento de un amplificador de microondas. Para ello partimos de un cuadripolo lineal como el que aparece en la figura 2.1 caracterizado por sus parámetros S (parámetros de scattering) [30] que supondremos referidos a una impedancia característica  $Z_0$ . A la entrada de dicho cuadripolo se introduce una fuente de impedancia  $Z_S$  y a su salida una carga de impedancia  $Z_L$ .

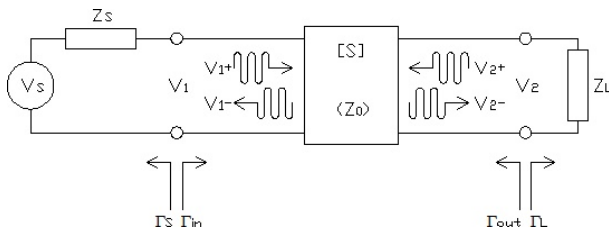


Figura 2.1. Cuadripolo caracterizado por sus parámetros S y terminado a su entrada por una fuente y a su salida por una carga.

En términos de los parámetros S, la impedancia característica, y las impedancias de fuente y de carga se definen los coeficientes de reflexión de la fuente y carga respectivamente

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (2.1)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.2)$$

así como los coeficientes de reflexión de entrada y de salida del cuadripolo [30] respectivamente

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.3)$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (2.4)$$

Observamos cómo  $\Gamma_{in}$  y  $\Gamma_{out}$  se transforman en los parámetros S de entrada ( $S_{11}$ ) y salida ( $S_{22}$ ) respectivamente en el caso de que el sistema sea unilateral ( $S_{12}=0$ ) o en el caso en el que exista una adaptación perfecta a la carga ( $\Gamma_L=0$ ) y la fuente ( $\Gamma_S=0$ ) respectivamente.

### 2.1.1. Estabilidad

La estabilidad del transistor es el primer aspecto que se ha de analizar cuando se aborda el diseño de un amplificador de microondas. De no existir ha de lograrse mediante la inserción de circuitos auxiliares [31]. Una vez realizado un diseño de amplificador se ha de evaluar también la estabilidad del conjunto con el fin de poder garantizar su correcto funcionamiento.

Un dispositivo activo se considera estable si no presenta tendencia a auto-oscilar en determinadas condiciones. Se dice que una red de dos puertos es incondicionalmente estable a una determinada frecuencia cuando los módulos de los coeficientes de reflexión de entrada y salida son menores que la unidad para toda combinación de cargas pasivas a su entrada y a su salida. La estabilidad incondicional de un dispositivo puede determinarse a partir de sus parámetros S mediante la denominada condición de Rollett

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.5)$$

y la condición auxiliar

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (2.6)$$

Este criterio permite establecer de manera inequívoca la estabilidad incondicional de un sistema, pero no permite comparar la estabilidad relativa entre distintos dispositivos activos o diseños de amplificadores. Para ello existe un criterio alternativo propuesto por Edwards et al. [32] que depende de un único parámetro y establece que se dan las condiciones de estabilidad incondicional si se verifica que

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*|^2 + |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.7)$$

y a su vez, valores mayores de  $\mu$  implican mayor estabilidad permitiendo establecer una escala comparativa.

Normalmente los transistores y amplificadores presentan valores del módulo de  $\Delta$  menores que la unidad por lo que es práctica habitual prescindir de este parámetro a la hora de evaluar la estabilidad. Se demuestra que el factor K de una red de dos puertos es invariante frente a la inserción de redes recíprocas y sin pérdidas a su entrada y/o a su salida [33]. Así mismo también es interesante destacar como este factor aumenta cuando se introducen elementos con pérdidas (disipativos) a su entrada y/o a su salida [34]. Esto último será de especial interés cuando se aborde la estabilización de los dispositivos activos utilizados para la realización de este trabajo y que será descrito en apartados posteriores de este capítulo.

Los sistemas condicionalmente estables son delicados, ya que aún habiendo realizado un buen diseño teórico en el que se conoce la estabilidad del sistema para unos determinados parámetros de entrada y salida, estos pueden verse modificados a alguna frecuencia al cargar el amplificador con (o siendo el amplificador carga de) sistemas que presentan impedancias características distintas a las de diseño.

### 2.1.2. Ganancia

Existen distintas definiciones de ganancia asociadas a un amplificador de microondas que dependen de las potencias que relacionan [30]. Una de ellas es la ganancia de transducción que relaciona la potencia cedida a la carga y la potencia disponible de la fuente

$$G_t = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{21}S_{12}\Gamma_L\Gamma_S|^2} \quad (2.8)$$

En el caso de una fuente y carga adaptadas ( $\Gamma_L=0$  y  $\Gamma_S=0$ ) la expresión anterior queda reducida a

$$G_t = |S_{21}|^2 \quad (2.9)$$

que corresponde al parámetro medido experimentalmente por los VNAs y es el presentado habitualmente en las medidas experimentales de este trabajo.

También se define la ganancia disponible como el cociente entre la potencia disponible a la salida y la potencia disponible de la fuente

$$G_a = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (2.10)$$

Esta definición es de especial interés ya que es la que se emplea para el cálculo de la contribución en ruido de una serie de etapas en cascada. Finalmente se define la ganancia en potencia a partir del cociente entre la potencia entregada a la carga y la potencia entregada a la entrada del cuadripolo

$$G_p = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.11)$$

Es interesante destacar como la ganancia de transducción depende tanto del coeficiente de reflexión de la fuente como del de la carga mientras que las ganancias disponible y en potencia dependen únicamente del coeficiente de reflexión de la fuente y de la carga respectivamente.

### 2.1.3. Ruido

Toda fuente de ruido con densidad espectral uniforme (ruido blanco) puede modelarse como una resistencia, R, que genera un valor *rms* de tensión de ruido entre sus terminales debida a la agitación térmica de los portadores de carga [30]

$$V_N = \sqrt{\frac{4hfBR}{e^{hf/kT} - 1}} \underset{f \sim GHz}{\approx} \sqrt{4kTBR} \quad (2.12)$$

donde k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura física de la resistencia y B el ancho de banda de ruido en el que éste presenta una distribución espectral uniforme. La potencia de ruido generada entre sus terminales será por tanto

$$P_N = \frac{V_N^2}{4R} = kTB \quad (2.13)$$

que es independiente del valor de la resistencia. Cualquier fuente de ruido con densidad espectral uniforme puede ser modelada como una resistencia con una temperatura equivalente de ruido  $T_e$  según [30]

$$T_e = \frac{P_N}{kB} \quad (2.14)$$

A la salida de un amplificador de microondas [30] de ganancia  $G$  y ancho de banda  $B$  se encuentran dos contribuciones a la potencia de ruido a) la que proviene de la terminación de entrada y que es amplificada a la salida y b) la que se genera en el interior del propio amplificador y cuya potencia de ruido denotaremos por  $N_o$ . Esta última contribución puede representarse como un incremento de la temperatura de la terminación de entrada. Recuperando la expresión (2.14) para la temperatura de ruido equivalente de una resistencia y teniendo en cuenta la ganancia del amplificador es posible expresar este exceso de temperatura como

$$T_e = \frac{N_o}{GkB} \quad (2.15)$$

donde  $T_e$  recibe el nombre de **temperatura equivalente de ruido** del amplificador.

Una manera alternativa de expresar el ruido de un dispositivo es con la denominada Figura de Ruido,  $F$  [30], que se puede definir como el cociente entre la relación señal-ruido a la entrada y a la salida de un amplificador suponiendo una terminación de entrada a la temperatura estándar,  $T_0$ , de 290 K, es decir

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (2.16)$$

y se demuestra que se relaciona con la temperatura de ruido según

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (2.17)$$

La figura de ruido suele expresarse en decibelios,  $NF_{dB}$ , según

$$NF_{dB} = 10 \log(F) \quad (2.18)$$

También es útil calcular el ruido equivalente de un conjunto de varias etapas en cascada. Para ello sean  $T_i$  y  $G_i$  el ruido y la ganancia disponible de una serie de  $n$  etapas, para las que la denominada Formula de Friiss establece que el ruido equivalente  $T_{e,eq}$  del conjunto viene dado por la expresión

$$T_{e,eq} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_n}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.19)$$

El análisis de esta expresión permite deducir que es más favorable introducir las etapas de menor ruido al principio de la cascada, lo cual es comprensible ya que cada nueva etapa amplifica tanto la señal como el ruido de las etapas previas.

En general, el ruido generado por un cuadripolo depende de la impedancia presentada a su entrada y esta dependencia puede caracterizarse a partir de la expresión [31] [34]

$$F = F_{\min} + \frac{1}{Z_0 r_n R_S} |Z_S - Z_{opt}|^2, \quad Z_S = R_S + jX_S \quad (2.20)$$

donde  $F_{\min}$  es la figura de ruido mínima del cuadripolo,  $Z_{opt}$  es la impedancia óptima de ruido y  $r_n$  es la resistencia de ruido normalizada. Esta expresión es especialmente interesante por su sencillez ya que simplemente establece que el ruido generado es proporcional al cuadrado de la desviación en módulo (distancia en el plano complejo) entre la impedancia de fuente y la impedancia óptima de ruido y la sensibilidad a esta desviación es inversamente proporcional al producto entre el parámetro  $r_n$  y la parte real de la impedancia de fuente. Puede reescribirse la expresión anterior en términos de coeficientes de reflexión como

$$F = F_{\min} + 4r_n \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2)(1 + |\Gamma_{opt}|^2)}, \quad \Gamma_{opt} = \frac{Z_{opt} - Z_0}{Z_{opt} + Z_0} \quad (2.21)$$

donde  $\Gamma_{opt}$  es el coeficiente de reflexión óptimo de ruido. Finalmente en términos de la temperatura de ruido la expresión (2.20) adopta la forma [29]

$$T_e = T_{\min} + 4T_0 r_n \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2)(1 + |\Gamma_{opt}|^2)} \quad (2.22)$$

Según [34] [35] para que los parámetros de ruido representen un dispositivo físico ha de verificarse

$$G_n = \frac{1}{Z_0 r_n} \geq 0, \quad 0 \leq T_{\min} \leq 4Z_0 r_n G_{opt} T_0 \quad (2.23)$$

donde  $G_{opt}$  es la conductancia óptima de ruido, obtenida de

$$Y_{opt} = \frac{1}{Z_{opt}} = G_{opt} + jB_{opt} \quad (2.24)$$

Se demuestra que en el caso de una red lineal de dos puertas pasiva su temperatura de ruido depende sólo de su temperatura física  $T_{ph}$  y de su ganancia disponible  $G_a$  según la siguiente relación [30]

$$T_e = \frac{1 - G_a}{G_a} T_{ph} \quad (2.25)$$

expresión que adopta la forma más conocida cuando la ganancia disponible se expresa como el inverso de las pérdidas disponibles de la red

$$T_e = (L - 1) T_{ph} \quad (2.26)$$

En el caso de una línea de transmisión adaptada y con pérdidas sometida a un gradiente lineal de temperatura se puede demostrar que la temperatura equivalente de ruido a su salida viene dada por la expresión [34] [36]:

$$T_{e,eq} = \frac{T_{e1}}{L} + \left(1 - \frac{1-1/L}{L'}\right) T_{ph2} - \left(\frac{1}{L} - \frac{1-1/L}{L'}\right) T_{ph1}, \quad L' = \frac{10\log(L)}{10\log(e)} \quad (2.27)$$

siendo  $T_{ph1}$  y  $T_{ph2}$  las temperaturas físicas en los extremos de entrada y salida respectivamente y  $L$  las pérdidas totales de la línea. En el caso de que la distribución de temperaturas sea constante e igual a  $T_{ph}$  la expresión anterior se transforma en

$$T_{e,eq} = \frac{T_{e1}}{L} + \left(1 - \frac{1}{L}\right) T_{ph} \quad (2.28)$$

#### 2.1.4. Reflexión de entrada y salida

Las reflexiones de entrada y de salida son parámetros de gran importancia en el diseño de circuitos de microondas ya que expresan que parte de la energía incidente es reflejada a la entrada y salida del circuito respectivamente. Los parámetros utilizados en la práctica para caracterizar estas reflexiones son las pérdidas de retorno a la entrada y a la salida, respectivamente IRL y ORL, definidas como:

$$IRL = 20\log|\Gamma_{in}| \quad (2.29)$$

$$ORL = 20\log|\Gamma_{out}| \quad (2.30)$$

Atendiendo a las definiciones introducidas para  $\Gamma_{in}$  y  $\Gamma_{out}$ , (2.3) y (2.4) respectivamente, para el caso de una fuente y carga perfectamente adaptadas a la impedancia característica del sistema, es decir  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  nulas, las expresiones anteriores se reducen a

$$IRL = 20\log|S_{11}| \quad (2.31)$$

$$ORL = 20\log|S_{22}| \quad (2.32)$$

que corresponden a los parámetros medidos experimentalmente y representados en este trabajo.

La desadaptación entre componentes unidos por líneas de transmisión da lugar a la creación de un patrón de ondas estacionarias que en última instancia se manifiesta como un rizado de la ganancia del sistema. Este rizado presentará una periodicidad en frecuencia proporcional a la longitud de la línea de transmisión que une las etapas y una amplitud que depende de la desadaptación entre las mismas. Un problema añadido de este tipo de situaciones es que pueden producir la desestabilización (oscilación) de un circuito diseñado para funcionar entre etapas perfectamente adaptadas. Para paliar estos efectos negativos, en muchos casos se introducen aisladores entre las distintas etapas para eliminar las ondas reflejadas. En apartados posteriores se procederá al análisis de los problemas derivados del uso del este tipo de etapas intermedias de adaptación en sistemas donde el ruido es crítico.

Como se demuestra en [30], se puede conseguir una adaptación perfecta de entrada (coeficiente de reflexión nulo) cuando el coeficiente de reflexión de la fuente,  $\Gamma_S$ , es el complejo conjugado del coeficiente de reflexión de entrada del dispositivo,  $\Gamma_{in}$ . Si además se impone la condición análoga a la salida ( $\Gamma_L$  complejo conjugado de  $\Gamma_{out}$ )<sup>5</sup>, el diseño se denomina de acoplo conjugado y para este se obtiene la máxima ganancia de transducción posible. El diseño de acoplo conjugado es

---

<sup>5</sup> Estas dos condiciones únicamente se pueden cumplir simultáneamente si se verifica la condición  $K>1$  de estabilidad.

presentado a menudo en los textos académicos como la solución preferida para un amplificador aunque en la práctica resulta a menudo inviable por varias razones: a) sólo es posible si  $K$  (factor de Rollet) es mayor que 1; b) la impedancia que se presenta a la entrada generalmente difiere bastante de la requerida para mínimo ruido; c) el procedimiento es sencillo para un diseño a una única frecuencia pero su extensión para bandas anchas resulta problemática; y d) en el caso de conseguir la adaptación conjugada en un gran ancho de banda el resultado es inevitablemente una ganancia con una fuerte pendiente, lo que resulta poco deseable en un amplificador práctico.

## 2.2. Medida de ruido

La caracterización experimental completa del comportamiento de una red lineal de dos puertas requiere de doce parámetros, 8 son necesarios para establecer las relaciones entre las señales (como por ejemplo los parámetros  $S$  o parámetros  $Z$ ), y otros 4 para representar el comportamiento en ruido (como por ejemplo los parámetros de ruido u ondas de ruido). En este apartado se introducen los conceptos relacionados con la caracterización del ruido desde el punto de vista práctico de su medida.

### 2.2.1. Medida de parámetros de ruido

El método de medida de parámetros de ruido [29] se basa en el hecho de que la temperatura de ruido referida a la entrada del DUT depende del coeficiente de reflexión de la fuente,  $\Gamma_S$ , según la expresión (2.20) que reproducimos a continuación

$$F = F_{\min} + \frac{1}{Z_0 r_n R_S} |Z_S - Z_{opt}|^2, \quad Z_S = R_S + jX_S \quad (2.33)$$

donde  $F_{\min}$ ,  $r_n$  y  $\Gamma_{opt}$  constituyen un juego de parámetros de ruido cuyo valor caracteriza completamente las propiedades de ruido de una red. A la vista de esta expresión una manera de llevar a cabo la medida de parámetros de ruido consistiría en medir la figura de ruido del DUT para distintas impedancias del generador mediante el uso de una impedancia variable<sup>6</sup>. De esta manera, a una frecuencia, es posible determinar valores de  $F$  en función de  $Z_S$  y un mínimo de 4 medidas permitiría determinar los 4 parámetros de ruido. Este procedimiento experimental es tedioso y requiere para la obtención de buenos resultados conocer de manera muy precisa la temperatura del montaje experimental. Esto hace muy difícil su aplicación en condiciones criogénicas debido a los importantes gradientes de temperatura que aparecen como consecuencia de la conexión entre el interior y el exterior del Dewar.

### 2.2.2. Medida de figura de ruido

En la práctica se recurre a la caracterización de la figura de ruido del DUT en un sistema de  $50 \Omega$  haciendo uso de fuentes conocidas de ruido. Este procedimiento se basa en la medida de la potencia total de salida del sistema<sup>7</sup> cuando se presenta a la entrada del DUT una fuente "caliente" y una fuente "fría", que corresponden a los estados "on" y "off" respectivamente de la fuente de ruido. Si denominamos las potencias totales de salida  $P_{hot}$  y  $P_{cold}$  respectivamente, entonces el factor- $Y$  viene dado por la expresión

<sup>6</sup> Es necesario conocer de forma muy precisa las pérdidas introducidas por la impedancia variable para que puedan ser descontadas de la contribución en ruido del DUT.

<sup>7</sup> Compuesto por el DUT y todas las líneas necesarias para hacer llegar y extraer las señales.

$$Y = \frac{P_{hot}}{P_{cold}} = \frac{T_{hot} + T_e}{T_{cold} + T_e} \quad (2.34)$$

Donde  $T_{hot}$  y  $T_{cold}$  son las temperaturas efectivas de ruido de la fuente en los estados "on" y "off" referenciados al plano de entrada del DUT. Estas temperaturas efectivas se obtienen a partir de la temperatura física y del ENR tabulado de la fuente de ruido [37]<sup>8</sup> aplicando las correcciones necesarias para tener en cuenta las contribuciones en ruido del sistema como se verá en detalle en el apartado 2.5.2. Despejando de la expresión (2.34) se obtiene la temperatura de ruido del DUT

$$T_e = \frac{T_{hot} - YT_{cold}}{Y - 1} \quad (2.35)$$

Este método es ampliamente utilizado en los modernos sistemas de medida de ruido a frecuencias de microondas haciendo uso de fuentes de ruido de estado sólido<sup>9</sup>. Sin embargo, su aplicación directa para la medida de amplificadores de muy bajo ruido criogénicos presenta dificultades prácticas. Para evaluar los problemas que aparecen al emplear este método en sistemas criogénicos procedemos a calcular la incertidumbre en la banda de 24-35 GHz de un sistema como el que aparece en la figura 2.2.

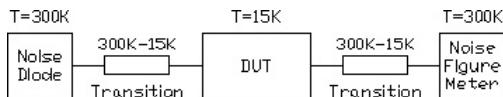


Figura 2.2. Esquema de un sistema de medida de figura de ruido a temperatura criogénica haciendo uso de un diodo de ruido a 300 K.

Supondremos un diodo de ruido Agilent 346CK01 con un ENR a la frecuencia central de la banda de  $(12.40 \pm 0.23)$  dB. Para este cálculo se emplea el procedimiento basado en el método Monte Carlo descrito en [38] [39] [40] [41], obteniéndose una incertidumbre de aproximadamente 24 K ( $3\sigma$ ) suponiendo los parámetros correspondientes al amplificador en esta banda evaluado en el capítulo 5. Una de las contribuciones más importantes a este error corresponde a la incertidumbre del ENR de la fuente de ruido [29]. Este resultado es totalmente inadmisibles para los niveles de ruido de LNAs criogénicos en la banda de 24-35 GHz (típicamente 15-17 K) por lo que es necesario introducir modificaciones a este método de medida para que pueda ser empleado a temperatura criogénica.

### 2.2.3. Medida de ruido a temperatura criogénica

En el apartado previo se ha visto como la incertidumbre en la medida de ruido de los sistemas comerciales supera varias veces los valores típicos de la temperatura de ruido de los LNAs criogénicos, y que dicha incertidumbre es debida en buena parte a las limitaciones de las fuentes de ruido empleadas a temperatura ambiente. La forma de subsanar este problema es hacer uso de fuentes de ruido especialmente concebidas para medidas criogénicas. En este trabajo se han empleado dos métodos distintos de caracterizar el comportamiento en ruido de LNAs criogénicos: a) mediante el uso de un diodo de ruido a temperatura ambiente y un atenuador enfriado próximo a la entrada del DUT, y b) mediante el uso de una carga de temperatura variable criogénica directamente conectada a la entrada del DUT. En ambos casos es necesario un bajo coeficiente de reflexión entre la fuente de ruido y el DUT ya que éste determinará el nivel de rizado de la medida.

<sup>8</sup>  $ENR(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{T_{hot} - T_{cold}}{T_0} \right)$

estos valores son proporcionados por el fabricante de la fuente de ruido junto con los parámetros del coeficiente de reflexión en los estados "on" y "off".

<sup>9</sup> Generalmente diodos de avalancha.

El método del atenuador enfriado presenta la importante ventaja de permitir medidas fáciles y rápidas ya que el diodo de ruido puede ser controlado mediante medidores de figura de ruido comerciales, pero tiene la contrapartida de que su calibración es más compleja y de presentar en general una precisión menor.

### 2.2.3.1. El método del atenuador enfriado

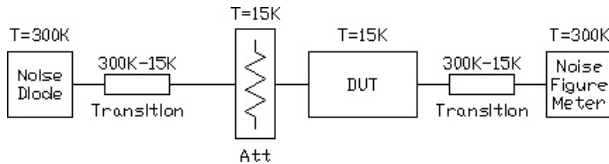


Figura 2.3. Esquema de un sistema de medida basado en el método del atenuador enfriado para la caracterización de ruido a temperatura criogénica haciendo uso de un diodo de ruido a 300 K y un atenuador enfriado a la entrada del DUT.

El efecto de la incertidumbre del ENR de los diodos de ruido y sus variaciones de impedancia entre los estados de "on" y "off" puede resolverse anteponiendo al DUT un atenuador enfriado a una temperatura física  $T_{ph}$ . En la figura 2.3 se describe el diagrama de bloques de un montaje experimental como éste. La expresión para el factor-Y para este nuevo montaje experimental será

$$Y = \frac{T_{hot}/L + (L-1)T_{ph}/L + T_e}{T_{cold}/L + (L-1)T_{ph}/L + T_e} \quad (2.36)$$

donde L corresponde a la atenuación introducida por el atenuador. Este resultado proviene de aplicar a la definición del factor-Y, expresión (2.34), la expresión (2.28) para la temperatura de ruido que añade un atenuador con pérdidas a una determinada temperatura física y que reproducimos a continuación

$$T_{e,eq} = \frac{T_{e1}}{L} + \left(1 - \frac{1}{L}\right)T_{ph} \quad (2.37)$$

donde  $T_{e1}$  y  $T_{e,eq}$  son las temperaturas de ruido a la entrada y a la salida del atenuador respectivamente.

Se lleva a cabo de nuevo el cálculo de la incertidumbre en la banda de 24-35 GHz suponiendo en este nuevo caso con un atenuador de  $(17.74 \pm 0.20)$  dB a una temperatura de  $(14 \pm 1)$  K. El diodo de ruido es el mismo que el empleado para el cálculo anterior. En este caso, el procedimiento de cálculo basado en el método Monte Carlo descrito en [38] [39] [40] [41] llega a un resultado de aproximadamente 2.6 K ( $3\sigma$ ) suponiendo los parámetros correspondientes al amplificador en esta banda evaluado en el capítulo 5. Este resultado es mucho más adecuado para los valores típicos de temperatura de ruido entorno a los 15-17 K de los LNAs en la banda de 24-35 GHz.

El método del atenuador enfriado proporciona excelentes resultados pero no está exento de complicaciones. Para que los resultados sean precisos y reproducibles las pérdidas previas al atenuador han de ser conocidas con gran precisión y estables en el tiempo. También es imprescindible una correcta y fiable medida de la temperatura del atenuador lo cual será abordado con mayor detalle en la descripción del montaje experimental que se lleva a cabo en el apartado 2.5.2.

### 2.2.3.2. Carga de temperatura variable

El principio básico de funcionamiento de un sistema de caracterización de ruido basado en una carga de temperatura variable es sencillo. Esencialmente consiste en una carga de banda ancha cuya temperatura puede ser controlada externamente entre al menos dos valores, y estos pueden ser medidos con gran precisión. En términos generales para lograr este comportamiento una carga de temperatura variable ha de constar al menos de los siguientes elementos fundamentales a) una carga

adaptada de banda ancha, b) un elemento calefactor y c) un sensor de temperatura. El elemento calefactor es el encargado de modificar la temperatura de la carga para obtener los estados de "on" y "off" a los que generará ruido con una potencia perfectamente conocida. Por otro lado el sensor se encarga de medir de manera precisa la temperatura física a la que se encuentra la carga en cada uno de los estados. Este tipo de dispositivo de medida es posiblemente uno de los más precisos ya que el coeficiente de reflexión de la carga utilizada no suele variar mucho con la temperatura lo que se traduce en un mejor comportamiento en términos de rizado de la medida de ruido [34] [42] [43]. A esto se suma el hecho de que este tipo de dispositivos, cuando son empleados a temperatura criogénica, pueden ser conectados directamente a la entrada del DUT dentro del Dewar minimizando la longitud de la línea que los une y por tanto de nuevo contribuyendo a la mejora del rizado de la medida. Este hecho también contribuye a mejorar la incertidumbre ya que desaparecen las contribuciones debidas a las líneas que conectan el DUT con la fuente de ruido externa al Dewar en el método del atenuador enfriado.

Uno de los aspectos que diferencia fundamentalmente el uso de un diodo de ruido frente a una carga de temperatura variable es el hecho de que esta última constituye un estándar primario en el sentido de que no requieren una calibración previa como fuente de ruido<sup>10</sup>. Es decir, la potencia de ruido de salida únicamente depende de la temperatura física del sistema. Por lo tanto si la carga se encuentra a una temperatura  $T$  proporcionará una potencia de ruido  $P_n$  (Ruido Johnson [44] [45]) dada por la expresión

$$P_n = kTB \quad (2.38)$$

donde  $k$  es la constante de Boltzman y  $B$  el ancho de banda.

Este tipo de sistemas normalmente son voluminosos y presentan el inconveniente de hacer tedioso y menos práctico el proceso de medida ya que no son controlables mediante los medidores de figura de ruido comerciales. Un problema derivado de su tamaño es el de presentar constantes de tiempo térmicas más altas que los diodos de ruido. Esto contribuye a incrementar la incertidumbre de la medida por la posible variación de ganancia que pueda tener el medidor de figura de ruido y/o el amplificador durante el tiempo que tarda en estabilizarse la temperatura. Así mismo presentan la incertidumbre de si la temperatura medida por el sensor corresponde exactamente a la temperatura de la carga, lo que constituye una premisa fundamental para el correcto funcionamiento de este tipo de dispositivos. En este sentido el módulo de medida de ruido basado en una carga de temperatura variable integrada que se describe en el capítulo 5 es especialmente ventajoso. Esto es debido a que su reducido tamaño disminuye de forma significativa su tiempo de estabilización y a que el adhesivo utilizado en su fabricación crea una barrera térmica que permite garantizar una adecuada medida de la temperatura de la carga.

Se lleva a cabo de nuevo el cálculo de la incertidumbre en la banda de 24-35 GHz para este método de medida suponiendo unos valores típicos para las temperaturas " $T_{hot}$ " y " $T_{cold}$ " de  $(15 \pm 1)$  K y  $(55.0 \pm 0.3)$  K respectivamente, como se tendrá ocasión de comprobar en el capítulo 5. Empleando nuevamente el procedimiento de cálculo basado en el método Monte Carlo descrito en [38] [39] [40] [41] se obtiene una incertidumbre de aproximadamente 1.8 K ( $3\sigma$ ) suponiendo los parámetros correspondientes al amplificador en esta banda evaluado en el capítulo 5. Este resultado es adecuado en relación a los valores de temperatura de ruido de los LNAs en la banda de 24-35 GHz y mejora el obtenido por el método del atenuador enfriado por los motivos explicados anteriormente.

---

<sup>10</sup> Dependiendo del tipo de sistema, el sensor de temperatura podría requerir un proceso de calibración pero en ningún caso es necesario calibrar la potencia de ruido que genera un dispositivo de este tipo. Un diodo de ruido, en cambio, requiere de una calibración por parte del fabricante y que es suministrada en forma del ENR.

## 2.3. Dispositivos activos

### 2.3.1. HEMTs de InP

Los transistores de tipo HEMT<sup>11</sup> aparecen en la década de los 80 desarrollados sobre sustratos de GaAs y posteriormente sobre InP [25] [46]. Estos dispositivos fueron rápidamente adoptados por sus excepcionales características en frecuencia y ruido.

Se trata de transistores de efecto campo donde la diferencia de *gap* entre los semiconductores de una heteroestructura InAlAs/InGaAs da lugar a la formación de un pozo de potencial en la banda de conducción por debajo del Nivel de Fermi. En este pozo de potencial se logra confinar a los electrones en una localización distinta de la de las impurezas que los liberan. Estos electrones forman una estructura conocida como gas bidimensional de electrones que es aprovechado como canal del transistor [47]. De esta forma se logra una importante reducción de los mecanismos de dispersión por impurezas ionizadas que son el factor dominante a bajas temperaturas, lo que se traduce en movilidades de portadores muy altas dando lugar a un buen comportamiento en términos de ruido y a su aplicación en desarrollos de alta frecuencia. La conductividad del canal puede controlarse a partir de la tensión aplicada en la puerta mediante la modulación de la región de deplexión dentro del InAlAs hasta el punto de penetrar dentro del InGaAs y del canal donde eventualmente puede producir el *pinch-off*. En figura 2.4 se representa esquemáticamente la estructura típica de un transistor HEMT en la que se aprecian las distintas capas de semiconductor que conforman la heteroestructura así como el pozo de potencial en la banda de conducción donde se confinan los electrones que constituyen el canal.

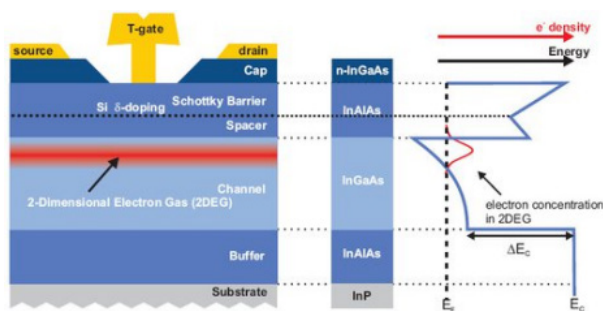


Figura 2.4. [48] Estructura de la heterounión que forma el transistor y diagrama de energías de un HEMT de InP.

El modelo de pequeña señal utilizado para simular el comportamiento a frecuencias de microondas de este tipo de transistores aparece representado en la figura 2.5. La determinación de los parámetros del modelo es llevada a cabo en el Observatorio de Yebes mediante la combinación de medidas DC y parámetros S. La medida de parámetros S a temperatura criogénica se realiza mediante un sistema de prueba con entrada y salida en línea microstrip sobre el que previamente se ha llevado a cabo una calibración TRL (*Thru-Reflect-Line*) [30] [49] hasta 40 GHz en un VNA. El dispositivo activo se conecta al sistema de prueba mediante hilos de bonding. Las medidas DC se utilizan para determinar los valores de las inductancias y resistencias extrínsecas de cada uno de los terminales del dispositivo ( $L_g$ ,  $R_g$ ,  $L_d$ ,  $R_d$ ,  $L_s$ ,  $R_s$ ).

<sup>11</sup> También conocidos como MODFET (*Modulation Doped FET*), TEGFET (*Two-Dimensional Electron Gas FET*) o SDHT (*Selectively Doped Heterostructure Transistor*)

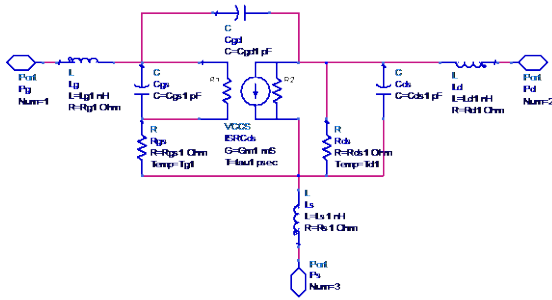


Figura 2.5. Modelo de pequeña señal utilizado.

El modelo de ruido utilizado en este trabajo es el desarrollado por Pospieszalski [25] [50] en el que se caracteriza el comportamiento a partir de la temperatura de dos resistencias,  $T_g$  y  $T_d$ , correspondientes a las resistencias de puerta-fuente,  $R_{gs}$ , y de drenador-fuente,  $R_{ds}$ , respectivamente (figura 2.5).  $T_d$  es del orden de varios cientos de grados Kelvin, mientras que  $T_g$  resulta ser muy parecida o igual a la temperatura ambiente del transistor, estando su valor normalmente fijado a dicha temperatura [50]. El parámetro  $T_d$  se determina experimentalmente a partir del ajuste de las medidas de temperatura de ruido realizadas sobre un amplificador de prueba en el que se utiliza el transistor que se desea caracterizar como primera etapa. Para ello se debe disponer de un buen modelo del resto de componentes de este amplificador. En la tabla 2.1 se especifican los valores de los parámetros utilizados en los modelos de transistor del prototipo de amplificador descrito en el capítulo 4.

Tabla 2.1. Parámetros del modelo de pequeña señal (incluyendo ruido) de los transistores utilizados en este trabajo. Los dispositivos activos corresponden a los fabricados por el *Swiss Federal Institute of Technology* (ETH) [48] y *Hughes Research Laboratory* (HRL) [51] a los que se hará referencia en el capítulo 4. El punto de polarización es el óptimo para ruido.

Parámetro	ETH (0.1x150 $\mu\text{m}$ )	HRL (0.1x150 $\mu\text{m}$ )
$R_g$ ( $\Omega$ )	1	1
$L_g$ (nH)	0.19	0.19
$R_d$ ( $\Omega$ )	1	1
$L_d$ (nH)	0.12	0.15
$R_s$ ( $\Omega$ )	0.5	0.5
$L_s$ (nH)	0.036	0.036
$C_{gs}$ (pF)	0.101	0.109
$R_{gs}$ ( $\Omega$ )	2.06	3.26
$C_{gd}$ (pF)	0.026	0.0365
$R_{ds}$ ( $\Omega$ )	69.4	85.62
$C_{ds}$ (pF)	0.0365	0.046
$g_m$ (mS)	153	105
$\tau$ (ps)	0.482	0.482
$T_g$ (K)	660	500
$T_d$ (K)	15	15

Este tipo de transistores son muy utilizados en el desarrollo de LNAs criogénicos por su buen comportamiento en anchos de banda grandes [27]. Esto es debido a que presentan valores relativamente bajos de resistencia de ruido normalizada,  $r_n$ , lo que se traduce en una baja sensibilidad del ruido generado frente a desadaptaciones de su coeficiente de reflexión óptimo,  $\Gamma_{opt}$ , como se deduce de la expresión (2.20).

### 2.3.2. Compromiso entre ruido y reflexión de entrada: realimentación inductiva de fuente

El empleo de realimentación inductiva de fuente permite aproximar las impedancias de mínimo ruido y de acoplo conjugado a expensas de reducir la ganancia. Su utilidad en amplificadores criogénicos de banda L fue descrita por primera vez en la década de los 80 para transistores de GaAs encapsulados [52] [53]. En [54] se discute la realimentación inductiva de fuente y la ventaja que presenta de no deteriorar el comportamiento en ruido del dispositivo activo.

El fundamento teórico de esta técnica es extremadamente sencillo. El simple hecho de introducir una inductancia en el terminal de fuente del transistor FET (en configuración de fuente común) hace que aparezca una parte real en la impedancia de entrada (que de otro modo era fundamentalmente capacitiva). Esto facilita mucho la adaptación de esta impedancia a los  $50 \Omega$  de la terminación de entrada. Este efecto es fácil de demostrar sobre el modelo de pequeña señal simplificado de un transistor FET al que se añade una inductancia en fuente,  $L_S$ , como aparece en la figura 2.6.

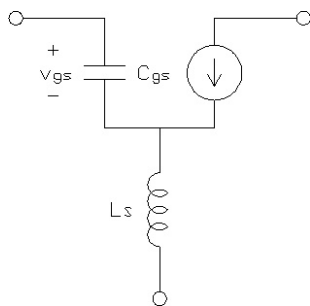


Figura 2.6. Modelo de pequeña señal simplificado utilizado para el análisis del efecto de la degeneración inductiva de fuente.

La impedancia de entrada de este circuito puede expresarse como

$$Z_{in} \approx \frac{1}{j\omega C_{GS}} + j\omega L_S + g_m \frac{L_S}{C_{GS}} \quad (2.39)$$

resultado valido siempre que se verifique que

$$\omega C_{GS} \ll g_m \quad (2.40)$$

y siempre que la impedancia de carga presentada sea mucho menor que la de salida del transistor [52]. Comparado este resultado con la impedancia de idéntico circuito sin degeneración inductiva

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_{GS}} \quad (2.41)$$

permite apreciar claramente la aparición del término real descrito anteriormente.

Para un análisis más realista analizamos el efecto de introducir una inductancia de fuente sobre el modelo completo de pequeña señal del transistor utilizado en la primera etapa del prototipo de amplificador que será descrito en el capítulo 4. En la figura 2.7 se representan los coeficientes de reflexión de entrada y óptimo de ruido del transistor para distintos valores de inductancia de fuente (desde un valor nulo hasta el de  $0.34 \text{ nH}$  utilizado en el prototipo diseñado).

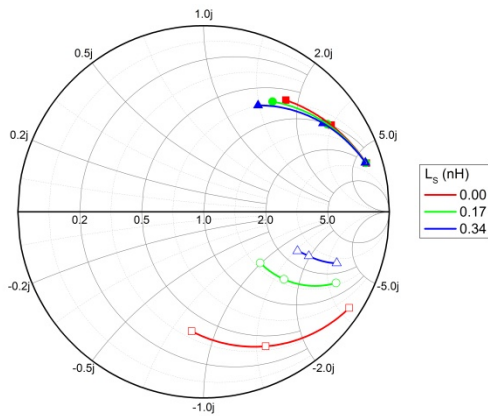


Figura 2.7. Efecto sobre  $\Gamma_{opt}$  (símbolos cerrados) y  $\Gamma_{in}$  (símbolos abiertos) de la realimentación inductiva de fuente sobre el modelo de pequeña señal del transistor utilizado en la primera etapa del prototipo descrito en el capítulo 4.

Se puede apreciar cómo la modificación de la inductancia de fuente prácticamente no afecta al coeficiente de reflexión de óptimo ruido,  $\Gamma_{opt}$ . Sin embargo sí es capaz de modificar el coeficiente de reflexión de entrada,  $\Gamma_{in}$ , hasta hacerlo coincidir con  $\Gamma_{opt}$  en planos opuestos de la carta de Smith. Esto implicaría la coincidencia del conjugado de  $\Gamma_{in}$  con  $\Gamma_{opt}$  lo que daría lugar a un diseño de mínimo ruido y máxima transferencia de potencia (por tanto mínima reflexión). Se podría discutir, a la vista de estos resultados, que el valor óptimo de la inductancia de fuente sería menor al finalmente utilizado de 0.34 nH, no obstante, es necesario tener en cuenta que en la elección del valor final de este parámetro también influyen de manera importante otros aspectos del diseño como son a) los requerimientos de rizado en la banda, b) el efecto del resto de las etapas, y c) la estabilidad.

Para finalizar este análisis evaluamos el papel que juega la realimentación inductiva de fuente en la estabilización del dispositivo activo. Para ello se calcula el parámetro de estabilidad  $\mu$  para los mismos valores de la inductancia de fuente que en el ejemplo anterior, figura 2.8. Observamos como a pesar de tener un efecto beneficioso sobre la estabilidad, la realimentación inductiva de fuente por sí sola no es capaz de garantizar un comportamiento incondicionalmente estable del transistor. Como se ha mencionado en la sección 2.1.3 es posible aumentar la estabilidad de una red de dos puertas introduciendo un elemento resistivo en paralelo a la salida del transistor. La figura 2.9 presenta el efecto de introducir distintos valores de resistencias (entre 1000  $\Omega$  y el valor finalmente utilizado de 22  $\Omega$ ) suponiendo un valor de inductancia de fuente de 0.34 nH igual al finalmente utilizado.

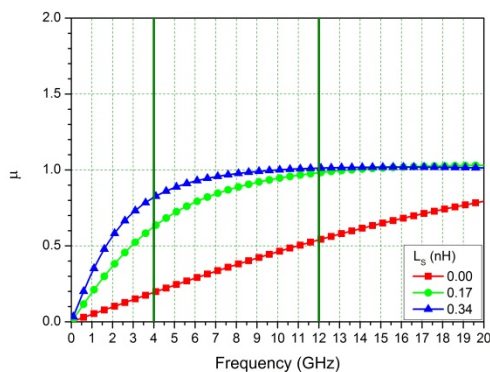


Figura 2.8. Parámetro de estabilidad  $\mu$  en función de la inductancia de fuente.

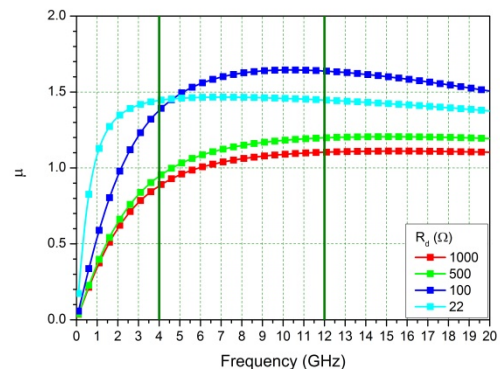


Figura 2.9. Parámetro de estabilidad  $\mu$  en función de la resistencia de drenador utilizada para estabilizar el transistor.

## 2.4. Técnicas criogénicas

### 2.4.1. Los criostatos utilizados

Los criostatos utilizados para la realización de las medidas de este trabajo están basados en el Dewar "estilo NRAO" [39] descrito en [34] [55]. Estos criostatos están conectados a su correspondiente refrigerador criogénico de dos etapas en cascada y emplean un ciclo de Gifford-McMahon [34] [55]. El refrigerador requiere de un compresor capaz de proporcionar helio gas (99.999% de pureza) a temperatura ambiente con una presión de 17 atm.

Los criostatos presentan una placa fría de aproximadamente 24x24 cm dotada de taladros roscados destinados a fijar mecánicamente los elementos a enfriar y que se encuentra conectada a la segunda etapa del refrigerador criogénico. Esta placa fría se encuentra rodeada completamente por una pantalla de aluminio para minimizar las contribuciones por radiación provenientes de la carcasa exterior a 300 K y se encuentra conectada a la primera etapa del refrigerador criogénico. Dicha pantalla alcanza una temperatura final de aproximadamente 60 K para el sistema utilizado para la caracterización de amplificadores y de aproximadamente 35 K para el de caracterización de materiales. Este apantallamiento permite que la placa fría alcance la temperatura de aproximadamente 14 K en el sistema utilizado para la caracterización de amplificadores y de aproximadamente 4 K en el sistema utilizado para la caracterización de materiales. El Dewar tiene 12 ventanas distribuidas en 4 caras laterales para la interconexión con el exterior y todas las aperturas se encuentran selladas herméticamente mediante un sistema de juntas y ranuras.

Una bomba Pascal 2021SD [56] se encarga de realizar el vacío. Cuando se alcanza una determinada temperatura una válvula controlada electrónicamente aísla la cámara criogénica del exterior y apaga la bomba de vacío. A partir de este punto el gas residual remanente en el Dewar es eliminado por adhesión a las superficies frías (bombeo criogénico) alcanzándose una presión final de aproximadamente  $1 \cdot 10^{-5}$  mbar en el sistema utilizado para la caracterización de amplificadores y de aproximadamente  $2 \cdot 10^{-8}$  mbar en el de caracterización de materiales.

El criostato utilizado para la caracterización criogénica de LNAs, figuras 2.10 y 2.11, está basado en la cabeza fría CTI-1020-CP y compresor 1020-R de CTI-Cryogenics que proporcionan aproximadamente 12 W de refrigeración a 20 K (segunda etapa) y 35 W a 77 K (primera etapa). La placa fría de este sistema alcanza una temperatura de 14 K en aproximadamente 4 horas. El tiempo de calentamiento se reduce a aproximadamente dos horas mediante el uso de resistencias de calefacción<sup>12</sup>.

El sistema utilizado para la caracterización criogénica de materiales, figura 2.12, utiliza una cabeza fría RDK-415D y compresor CNA-61D de Sumitomo [57] que proporcionan aproximadamente 1.5 W de refrigeración a 4 K (segunda etapa) y 30 W a 50 K (primera etapa). La placa fría de este criostato alcanza una temperatura de 4 K en aproximadamente 3 horas. De nuevo el tiempo de calentamiento se reduce a aproximadamente dos horas mediante el uso de resistencias de calefacción.

Todas las medidas de temperatura a las que se hace referencia en este trabajo han sido realizadas utilizando diodos de silicio de Lake Shore [58] especificados para el rango de temperatura entre 1.4-475 K. Los modelos de sensor utilizados son DT-470-BO-13 y DT-670C-BO<sup>13</sup>, para el sistema de caracterización de LNAs y de materiales respectivamente. Estos sensores presentan una precisión de  $\pm 1$  K en el rango de temperaturas de 4-300 K a excepción de uno, modelo

---

<sup>12</sup> Resistencias de 100  $\Omega$  utilizadas para acelerar el proceso de calentamiento.

<sup>13</sup> DT-670C-BO corresponde al producto de remplazo del modelo DT-470-BO-13 para el mismo rango de temperaturas y precisión.

DT-670-BO-1.4L empleado en el sistema de caracterización de materiales, que presenta una precisión que varía entre  $\pm 12$  mK y  $\pm 32$  mK en el intervalo 4-300 K [59]. Una de las cualidades que hace a estos sensores especialmente atractivos es su estabilidad frente a ciclos térmicos estimada en decenas de mK en el intervalo 4-300 K [59].



Figura 2.10. Sistema de medida utilizado para la caracterización de amplificadores. Se aprecia el VNA (fondo derecha), el analizador de figura de ruido (fondo centro), el Dewar (centro) y las fuentes de alimentación (abajo derecha).

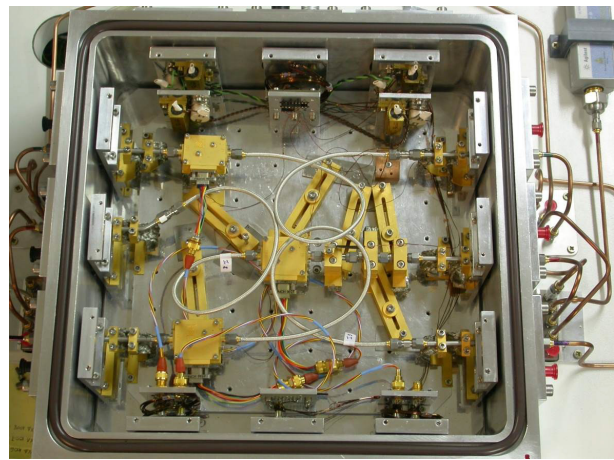


Figura 2.11. Interior del Dewar del sistema de medida utilizado para la caracterización de amplificadores con la pantalla de radiación retirada.

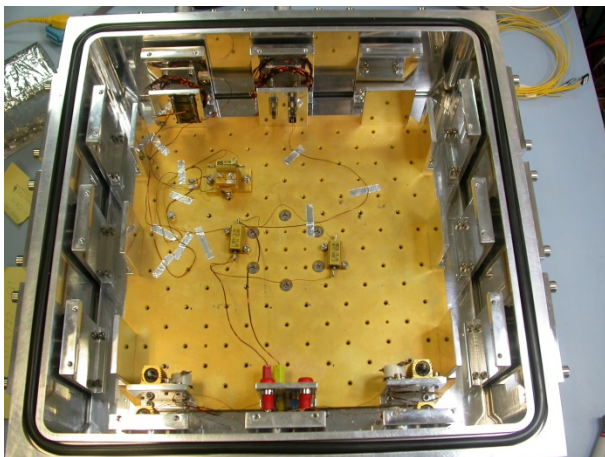


Figura 2.12. Interior del Dewar del sistema de medida utilizado para la caracterización de materiales con la pantalla de radiación retirada.

Estos sensores basan su principio de funcionamiento en la variación de la caída de tensión con la temperatura de una unión p-n de Si polarizada en directa a una corriente constante ( $\sim 10$   $\mu$ A). Las medidas de temperatura se llevan a cabo empleando 2 o 4 hilos [59]. En el primer caso, se emplean los mismos hilos para realizar la medida de tensión y para aportar la corriente necesaria para polarizar la unión. De esta manera la medida realizada estará teniendo en cuenta tanto la caída de tensión en el diodo como la caída de tensión en los hilos. En el caso de utilizar 4 hilos la corriente de polarización es transportada por uno de los pares de hilos y la medida de la caída de tensión se realiza en el otro par. Como esta medida de tensión no requiere de una elevada corriente, la caída de tensión en el par de hilos de medida será baja y tendrá un menor impacto sobre la medida final.

La lectura de las temperaturas en el criostato utilizado para la caracterización de amplificadores se realiza mediante un monitor de temperatura Lake Shore 218 utilizando medidas de 2 hilos. En el caso del criostato utilizado para la caracterización de materiales se recurre a un controlador de temperatura Lake Shore 336 para poder fijar la temperatura de la placa fría y se utilizan 4 hilos para llevar a cabo la medida.

Los mecanismos de conducción de calor más relevantes en este tipo de criostatos son las pérdidas por radiación y conducción que pasamos a analizar en los siguientes apartados. Existe un mecanismo adicional, el de conducción a través del gas residual que permanece en el interior del Dewar una vez se ha realizado el correspondiente vacío. [34] [55] evalúan extensamente esta situación para montajes experimentales completamente análogos a los utilizados en este trabajo concluyendo que para las presiones por debajo de los  $10^{-4}$ - $10^{-5}$  mbar estas contribuciones son muy bajas y pueden considerarse prácticamente despreciables<sup>14</sup>.

### 2.4.2. Pérdidas por radiación

Para un cuerpo de superficie  $A_1$  ( $\text{m}^2$ ) y a temperatura  $T_1$  (K) que se encuentra totalmente rodeado por un segundo cuerpo de superficie  $A_2$  ( $\text{m}^2$ ) y a temperatura  $T_2$  (K) se define el flujo neto de calor,  $P$  (W), como [34] [55]

$$P = \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_2}{\varepsilon_2 + \frac{A_1}{A_2} (1 - \varepsilon_2) \varepsilon_1} \sigma A_1 (T_2^4 - T_1^4) \quad (2.42)$$

donde  $\varepsilon_1$  y  $\varepsilon_2$  son las emisividades de cada una de las superficies y  $\sigma$  es la constante de Stefan ( $5.67 \cdot 10^{-8} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \text{ K}^{-4}$ ). Existe una dependencia ligera de la emisividad con la temperatura y muy fuerte con los acabados de los materiales, siendo menor (y por tanto más favorable a la vista de la ecuación anterior) para superficies pulidas e incluso menor en el caso de un acabado electroquímico.

Como se justifica en [34] [55] para sistemas análogos a los utilizados, el efecto de la radiación desde las superficies a 300 K exteriores al Dewar se mitiga introduciendo una etapa intermedia<sup>15</sup>.

### 2.4.3. Conductividad térmica

A continuación se analiza la contribución al calentamiento por conducción que tiene lugar en los cables a través de los que se insertan y extraen las señales del Dewar. Este fenómeno puede aproximarse a un problema unidimensional para el que la transmisión por conducción se modela a partir de la ley de Fourier

$$P = k(T) A \frac{\partial T}{\partial x} \quad (2.43)$$

donde  $P$  (W) es la potencia transmitida a través de la superficie  $A$  ( $\text{m}^2$ ) transversal a la dirección  $x$  (m) en la que se propaga el calor,  $T$  es la temperatura (K) del material y  $k(T)$  ( $\text{W} \cdot \text{K}^{-1} \text{ m}^{-1}$ ) la conductividad térmica dependiente de la temperatura. Integrando la expresión anterior para una pieza de sección transversal constante  $A$  y longitud  $L$  obtenemos

$$P = -\frac{A}{L} \int_{T_1}^{T_2} k(T) dT \quad (2.44)$$

<sup>14</sup> Para una presión de  $10^{-5}$  mbar esta contribución se estima el orden de 0.12 W para la segunda etapa y un orden de magnitud menor en la primera.

<sup>15</sup> Suponiendo superficies de aluminio ( $\varepsilon=0.1$ ) se concluye que: a) la potencia de radiación en el caso de no emplear un apantallamiento es de  $46 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ , b) en el caso de introducir un apantallamiento a 77 K la potencia de radiación pasaría a ser de  $0.2 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$ , y c) la carga térmica estimada por radiación sobre la primera etapa es de aproximadamente 10 W y cuatro órdenes de magnitud menor para la segunda etapa.

En aplicaciones criogénicas esta expresión suele utilizarse sobre intervalos de temperatura grandes por lo que se suelen tabular valores promedio de conductividad térmica [59]

$$k_{av} = \frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} k(T) dT \quad (2.45)$$

En el sistema utilizado para la caracterización de amplificadores, el intercambio de señales de RF entre el interior y el exterior de Dewar se lleva a cabo mediante cables coaxiales. Para un adecuado funcionamiento, estos han de presentar a la vez una buena conductividad eléctrica para reducir las pérdidas y una mala conductividad térmica para eliminar en la medida de lo posible la entrada de calor exterior. Estas dos cualidades son contradictorias en naturaleza por lo que es necesario llegar a una solución de compromiso. En los cables coaxiales utilizados se recurre a un conductor exterior de acero de baja conductividad térmica y a un conductor interior de Cu-Be con un recubrimiento electrolítico de plata y dieléctrico de TEFLON. De esta forma se logra que las señales de alta frecuencia que circulan por el conductor interior lo hagan sobre un medio altamente conductor eléctrico (favorecida por el recubrimiento de plata), que a su vez presenta una sección de conducción del calor muy pequeña. Por otro lado se inserta en el camino de la señal una serie de *heat blocks* (aisladores térmicos). Estos basan su principio de funcionamiento en aprovechar las pérdidas en conductividad térmica que aparecen cuando un sólido está constituido por varias piezas ensambladas en comparación con un sólido constituido por una única pieza [34]. En el montaje experimental empleado para la caracterización de LNAs, los *heat blocks* utilizados han sido fabricados mediante la interconexión de dos conectores roscados hembra (Wiltron K102F) [60] mediante un *bead* hermético de cristal (Wiltron K100), figura 2.13.

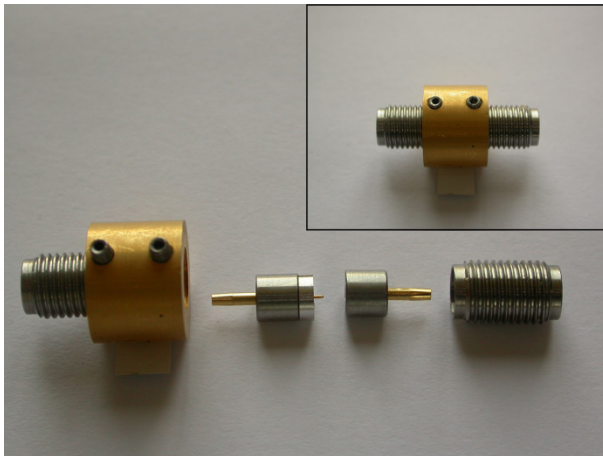


Figura 2.13. *Heat block* utilizado para aislar térmicamente el camino de las señales de RF en el criostato utilizado para la caracterización de los amplificadores.

En un sistema criogénico de medida de LNAs no solo es necesario manejar señales de RF sino que también es necesario introducir y extraer señales de a) polarización de los dispositivos activos, b) medida de temperatura y c) corriente para las resistencias de calefacción. Debido a esto, para minimizar las pérdidas por conducción, todo el cableado en el interior del Dewar se lleva a cabo haciendo uso de tramos largos (entre 1 m y 2 m) de cable de bronce fosforoso AWG 32 (0.202 mm de diámetro) de Lake Shore, figura 2.14, aprovechando la baja conductividad térmica y buena conductividad eléctrica de este material [59].

El mecanismo de conducción de calor por conductividad térmica también se encuentra detrás del fundamento teórico del método de flujo estacionario longitudinal [61] [62] empleado para la medida de conductividad térmica de materiales en el capítulo 3. Según éste, despejando la integral en la expresión (2.45) y sustituyendo en (2.44), es posible expresar la conductividad térmica promedio,  $k_{av}$ , como

$$k_{av} = \frac{PL}{A(T_1 - T_2)} \quad (2.46)$$

donde P es la potencia aplicada a través de una superficie A transversal a la dirección de propagación del calor,  $T_1 - T_2$  la diferencia de temperatura que esta produce y L la longitud de la muestra.

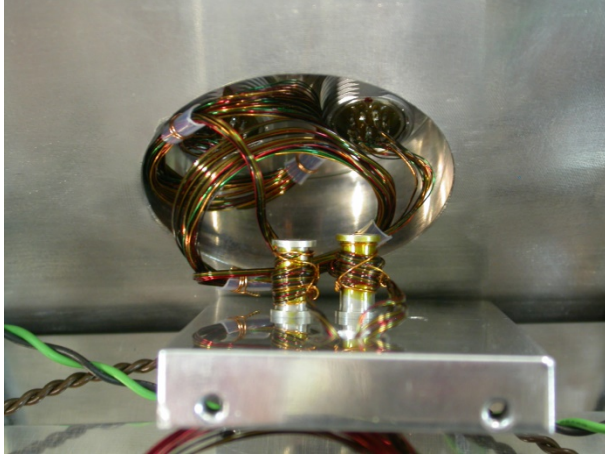


Figura 2.14. Interior de una de las ventanas del criostato utilizado para la caracterización de los amplificadores. Se aprecia el arrollamiento de dos de las líneas utilizadas para introducir señales entre el interior del Dewar.

## 2.5. Desarrollo de LNAs en el Observatorio de Yebes

En apartados anteriores se han definido los conceptos fundamentales necesarios para la caracterización de amplificadores de microondas y se ha dado una descripción general de los criostatos utilizados para las medidas. En este apartado se procede a describir los distintos aspectos relacionados con el desarrollo de amplificadores criogénicos.

### 2.5.1. Diseño y fabricación de LNAs

El diseño se lleva a cabo con ayuda del software *Advanced Design System* (ADS) desarrollado por Keysight Technologies [63]. A continuación se detallan los aspectos más importantes de este proceso:

- a) Selección de los dispositivos activos adecuados atendiendo a su tecnología, dimensiones y comportamiento en ruido. Una vez seleccionados se estudia cómo obtener un compromiso adecuado entre ruido, estabilidad, reflexión y ganancia empleando los modelos introducidos anteriormente. Para ello se recurre a los métodos de realimentación inductiva de fuente y carga resistiva de drenador como se ha descrito en el apartado 2.3.2.
- b) Selección del sustrato para los circuitos de adaptación en tecnología microstrip atendiendo a las propiedades del dieléctrico y a su espesor [30]. Los aspectos más relevantes a la hora de seleccionar el espesor del sustrato son:
  - Un sustrato de menor altura implica líneas de transmisión más estrechas (a igualdad de impedancias) lo que conlleva a mayores pérdidas pudiendo influir el diseño en términos de ruido.
  - Un sustrato alto puede dar lugar a la aparición de diferencias en la contracción térmica de la parte superior respecto a la inferior (restringida como consecuencia del anclaje al chasis) pudiendo ocasionar un aumento de la tensión de hilos de bonding llegando a producir su rotura.

En los prototipos presentados en el capítulo 4 se ha empleado un sustrato tipo Duroid 6002 de 10 mil [64] fabricado con un dieléctrico de bajas pérdidas ( $\epsilon_r$  de 2.94) y espesor de cobre de

17  $\mu\text{m}$ . Este sustrato fue seleccionado por su bajo coeficiente de dilatación en el plano xy debido a que el dieléctrico está compuesto por teflón cargado con cerámica. Este sustrato permite la implementación de una línea de máxima impedancia de aproximadamente 100  $\Omega$  (correspondiente a la anchura mínima de 0.15 mm).

- c) Partiendo del transistor de la primera etapa se incluyen las estructuras necesarias a su entrada para lograr una primera aproximación al comportamiento deseado en términos de ruido y reflexión, siempre vigilando la estabilidad del conjunto. Una vez alcanzado un comportamiento adecuado se incluyen las etapas adicionales necesarias para conseguir la ganancia total deseada. Los circuitos de adaptación interetapa se diseñan para mantener plana la ganancia. Se ha observado en el caso particular del prototipo presentado en el capítulo 4, que la línea de transmisión a la salida del primer transistor tiene un efecto crítico a la hora de obtener un adecuado compromiso entre reflexión de entrada y ruido. Concretamente se observa que es necesaria una línea de transmisión de impedancia extremadamente baja lo cual ha influido notablemente en la evolución del diseño hacia la versión final del prototipo.
- d) La polarización de los dispositivos activos se inserta en la cavidad de RF mediante *stubs* de la máxima impedancia realizable, 100  $\Omega$ , y de una longitud aproximadamente igual a una cuarta parte de la longitud de onda efectiva a la frecuencia central de diseño<sup>16</sup>. La longitud y anchura de estos *stubs* son modificadas durante el proceso de optimización pudiendo llegar a variar considerablemente en la segunda interetapa y en la salida del amplificador ya que juegan un papel importante en obtener un comportamiento plano de la ganancia en la banda.
- e) Los distintos elementos del circuito se interconectan mediante hilos de bonding de 17  $\mu\text{m}$  de diámetro. Su efecto se incluye en el modelo CAD mediante inductancias ideales cuyo valor es obtenido a partir de un modelo de ADS [65]. En los casos en los que es necesaria una inductancia de valor muy bajo se recurre al uso de hilos en paralelo. Estos hilos de bonding son los que proporcionan los valores de realimentación inductiva de fuente y por tanto influyen notablemente en el comportamiento en ruido y reflexión como se ha visto anteriormente.
- f) Entre las distintas etapas, así como a la entrada y la salida del amplificador es necesario introducir condensadores en serie de bloqueo de DC. Estos tienen la función principal de aislar las señales de polarización de cada etapa y tienen un efecto importante sobre las características a baja frecuencia del amplificador. El tamaño de estos condensadores ha de ser reducido para lograr minimizar los efectos parásitos no deseados. Los efectos parásitos de los componentes (condensadores y resistencias) utilizados en el circuito de RF son incluidos en los modelos empleados en el diseño. A modo de ejemplo, en las figuras 2.15 y 2.16, se presentan respectivamente los modelos de: a) los condensadores MIS utilizados en la sección de RF del diseño (Serie SC fabricados por Skyworks [66]), y b) las resistencias de estabilización de drenador de tamaño 0302 (*Thick Film Resistors* fabricados por State of the Art [67]). Estos modelos han sido obtenidos mediante ajuste de medidas experimentales en el rango de frecuencia de interés. Observamos como el modelo de la resistencia es considerablemente más complejo. Esto es debido a su mayor tamaño (0.81x0.62x0.38 mm<sup>3</sup> frente a 0.31x0.31x0.13 mm<sup>3</sup> del condensador) y a que está fabricada sobre un sustrato de alúmina con contactos en la cara superior, lo que hace necesario la inclusión de condensadores en paralelo y de inductancias en serie para modelar mejor su comportamiento real.

---

<sup>16</sup> Para el sustrato empleado esta longitud es de 6.1 mm.

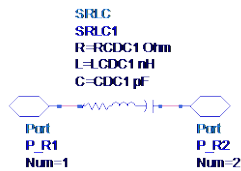


Figura 2.15. Modelo de los condensadores MIS utilizados en la sección de RF (Serie SC, Skyworks) [66].

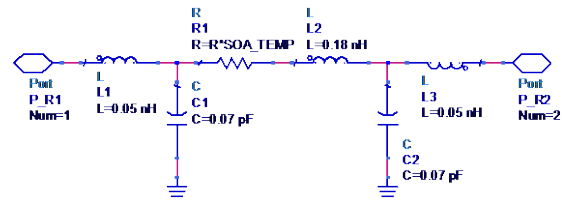


Figura 2.16. Modelo de las resistencias de estabilización de drenador (0302 *Thick Film Resistors*, State of the Art) [67].

- g) El diseño requiere una optimización final del comportamiento del amplificador en ruido y parámetros S. Este es uno de los pasos más críticos del diseño de amplificadores de banda ancha y requiere una adecuada ponderación de los objetivos de optimización así como de la selección gradual de los parámetros a optimizar con la finalidad de permitir que los algoritmos puedan encontrar una solución adecuada. Se ha observado que es más ventajoso llevar a cabo una primera optimización en la que se da un peso más elevado a los objetivos de ruido y reflexión de entrada actuando sobre los parámetros de las redes de acoplo de entrada y primera interetapa. Posteriormente cuando se ha alcanzado un comportamiento adecuado se procede a la redefinición de los pesos de los objetivos para dar una mayor importancia a la ganancia, permitiendo entonces variar los parámetros del circuito no utilizados en la optimización inicial. Normalmente, dadas las características de la impedancia de salida de los transistores, se logra una buena reflexión de salida del amplificador. Esto permite obviar su inclusión como objetivo de la optimización, liberando recursos y reduciendo la complejidad del proceso.

Un punto importante a tener en cuenta en el diseño es la inclusión de estructuras auxiliares que permitan sintonizar el amplificador una vez fabricado. Para este fin se suelen emplear pequeñas islas distribuidas en la periferia de algunas líneas de transmisión para poder aumentar su anchura o longitud mediante su conexión con hilos de bonding.

La fabricación de los prototipos de LNAs se lleva a cabo íntegramente en las instalaciones del Observatorio de Yebes. Se detallan a continuación los distintos involucrados:

- Los substratos de RF y polarización son grabados mediante una máquina de fresado láser ProtoLaser 200 (LPKF) [68]. La resolución obtenible viene fijada por la anchura del haz láser de 20  $\mu\text{m}$  de diámetro. Se emplea el substrato especificado anteriormente sobre el que previamente se ha depositado electrolíticamente una capa de oro blando con un espesor que varía entre 6  $\mu\text{m}$  y 8  $\mu\text{m}$ .
- El chasis y la tapa de los amplificadores son fabricados en latón o aleación de aluminio mediante un procedimiento de fresado por control numérico. La precisión obtenida puede llegar a ser de unas 20  $\mu\text{m}$  en los detalles más delicados. El latón es normalmente utilizado para la fabricación de prototipos por su facilidad de mecanizado y dorado electroquímico. Los dispositivos finales suelen fabricarse en aleación de aluminio por sus propiedades térmicas superiores y menor peso. Tras el fresado mecánico es necesario llevar a cabo un proceso de medición y comprobación exhaustivo, así como la eliminación de posibles restos (rebabas) de material. Posteriormente se procede al dorado electroquímico de las piezas con una capa final de oro blando (entre 6  $\mu\text{m}$  y 8  $\mu\text{m}$ ) u oro duro (entre 2  $\mu\text{m}$  y 3  $\mu\text{m}$ ) en función de si las piezas requieren o no bonding por ultrasonidos respectivamente. En todos los casos esta capa superficial de metal noble permite proteger las piezas de la corrosión.
- El montaje de los amplificadores se lleva a cabo de forma manual, utilizando epoxi conductor EPO-TEK H20E para la adhesión de los substratos, transistores, resistencias y condensadores de la sección de RF del diseño. Los componentes tipo SMD de los substratos de polarización son soldados con una aleación SN62 como la utilizada normalmente en circuitos electrónicos. La conexión de componentes tipo chip, se lleva a cabo mediante bonding por ultrasonidos

calentando a una temperatura de 120°C con una máquina de bonding Modelo 4526 (K&S) [69].

La fabricación del chasis y todos los pasos del montaje del amplificador son realizados por técnicos de laboratorio con un elevado grado de maestría y experiencia que es clave en la obtención de buenos resultados.

Los amplificadores se caracterizan en parámetros S y en ruido a 300 K y 15 K. Es necesario llevar a cabo un proceso de sintonización que en muchas ocasiones implica la revisión y modificación del modelo del amplificador. Durante este proceso las modificaciones son inicialmente evaluadas a temperatura ambiente para obtener una estimación de su efecto. Únicamente se procede a la caracterización a temperatura criogénica cuando se tiene un grado de certidumbre aceptable acerca del efecto que va a tener la modificación implementada.

### 2.5.2. Caracterización experimental de LNAs

Como se describe en [39] el sistema de caracterización de LNAs criogénicos utilizado para realizar las medidas presentadas en este trabajo cuenta con tres caminos de medida, uno para la caracterización en ruido y parámetros S y dos adicionales únicamente para la caracterización de parámetros S. El camino de medida de ruido puede ser conmutado para permitir seleccionar entre medida de ruido, calibración en ruido o medida de parámetros S. Esta configuración permite medir y calibrar con una única fuente de ruido, así como la posibilidad de optimizar el punto de polarización a temperatura criogénica teniendo en cuenta tanto la respuesta en ruido como en parámetros S. Las transiciones coaxiales<sup>17</sup> utilizadas están fabricadas con cables de 0.141" (Micro-Coax UT-141-B-SS) [70] con conductores exterior de acero, interior de Cu-Be, y dieléctrico de TEFLON. La hermeticidad se mantiene utilizando pasamuros de tipo K (Radiall R127-753-000) [71]. Este camino incluye dos *heat blocks* a la entrada del DUT y un atenuador de -15 dB (NARDA 4779-15) [72] que se emplea en las medidas de ruido mediante el método del atenuador enfriado. El motivo por el cual se emplean líneas coaxiales de acero es su baja conductividad térmica (y relativamente baja variación de este parámetro con la temperatura) [59].

Dentro del Dewar se emplean cables coaxiales semi-flexibles de cobre (Suhner Sucoform-141-LL) [73] con dieléctrico de TEFLON expandido de bajas pérdidas, figura 2.17, lo que permite la flexibilidad necesaria para poder alojar LNAs de distintos tamaños<sup>18</sup>.

La medida de ruido se lleva a cabo con un medidor de figura de ruido Agilent N8975A y una fuente de ruido Agilent N4002A [63], figura 2.18. Para poder aplicar el método del atenuador enfriado es necesario evaluar a cada frecuencia las temperaturas efectivas de ruido de la fuente,  $T_{hot}$  y  $T_{cold}$  a la entrada del DUT. Estos valores se obtienen a partir del ENR tabulado de la fuente de ruido [37] y de su temperatura física, así como de aplicar todas las correcciones debidas a los componentes existentes entre la fuente y la entrada del DUT. Dichas correcciones tienen en cuenta las pérdidas de: a) los cables internos del criostato, b) los conmutadores coaxiales, c) las transiciones herméticas, d) los cables de acero, e) los *heat blocks*, y c) el atenuador. Las pérdidas son evaluadas para cada uno de estos elementos a partir de medidas con el VNA y posteriormente "ensambladas" mediante software para obtener el valor final. Es interesante destacar que para el cómputo de la contribución en ruido, las pérdidas de las líneas de acero son consideradas contantes con la temperatura<sup>19</sup> aunque sí se tiene en cuenta el gradiente de temperatura a lo largo de la línea.

<sup>17</sup> Por transición coaxial se entiende la interfaz entre el interior y el exterior del criostato.

<sup>18</sup> Así mismo proporciona la flexibilidad necesaria para poder insertar el módulo de calibración automático de parámetros S utilizado a 300 K con el Dewar abierto.

<sup>19</sup> Aproximación válida en el rango de 4-12 GHz en el que se centra el presente trabajo. A frecuencias más altas es necesario aplicar un modelo de pérdidas más completo donde la variación con la temperatura es tenida en cuenta.

Empleando el mismo método de cálculo que en el apartado 2.2.3 este montaje experimental tiene una precisión estimada ( $3\sigma$ ) de  $\pm 1.4$  K para medidas a 15 K y de  $\pm 20$  K para medidas a 297 K y una repetitividad un orden de magnitud menor [38] [39] [40] [41] [74].

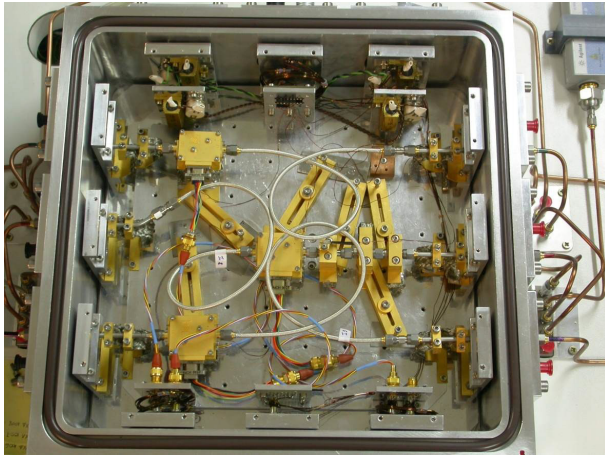


Figura 2.17. Interior del criostato utilizado para la caracterización de los amplificadores presentados en este trabajo. Se aprecian los tres caminos de medida.

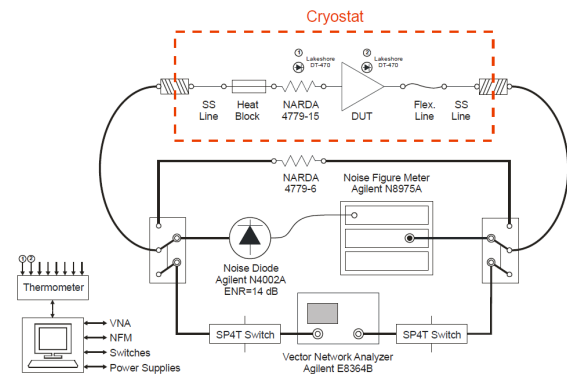


Figura 2.18. [39] Esquema de los caminos de medida del criostato utilizado para la caracterización de los amplificadores presentados en este trabajo.

Los parámetros S a temperatura criogénica son medidos en el mismo Dewar utilizando un VNA Agilent E8364B en el intervalo de frecuencia 0.1-20.1 GHz. Como se describe en [39] [40] se realiza una calibración de dos puertas completa a temperatura ambiente mediante un kit electrónico de calibración Agilent N4693-60001 (figura 2.19) en el interior del Dewar en el lugar que ocuparía el amplificador. Al igual que para las medidas de ruido las pérdidas de las líneas de acero se consideran invariantes cuando se pasa de 300 K a 15 K mientras que el cable de cobre se caracteriza a temperatura criogénica de manera independiente y la variación de las pérdidas es tomada en cuenta para corregir las medidas. Sobre los datos adquiridos se recurre a una ventana en el dominio del tiempo para corregir los cambios de fase residuales que tienen lugar en las líneas.

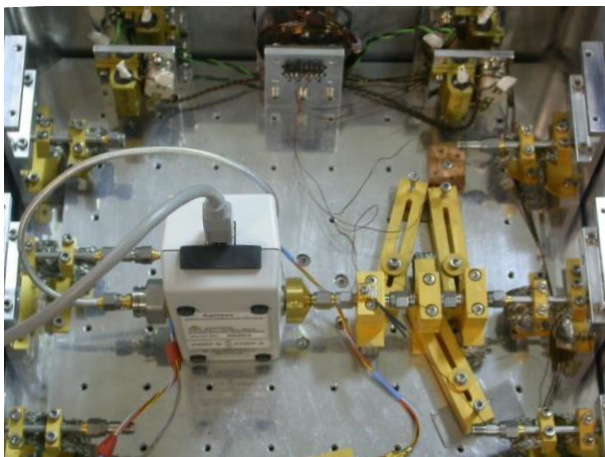


Figura 2.19. Interior del criostato utilizado para la caracterización de los amplificadores presentados en este trabajo con el kit de calibración Agilent N4693-60001 ocupando el camino central.

Como se describe en [39] el aspecto más crítico de este método es la medida de la temperatura real del atenuador ya que es determinante en una adecuada estimación de  $T_{\text{cold}}$ . Esta medida se ve afectada por los siguientes factores:

- Se utiliza un atenuador coaxial que presenta un elemento resistivo sobre un sustrato cerámico suspendido, figura 2.20. Esto da lugar a que el enfriamiento de dicho elemento resistivo por contacto con el cuerpo del atenuador no sea demasiado eficiente.

- b) El sensor de temperatura utilizado para la medida de la temperatura se encuentra fijado sobre una estructura de cobre que rodea el cuerpo del atenuador y que a su vez se utiliza para realizar el contacto térmico a la placa fría del criostato, figura 2.21.
- c) La temperatura interna del elemento resistivo del atenuador también puede verse afectada por el flujo de calor al atenuador que se produce por los contactos del conductor interior de los conectores coaxiales de entrada y salida. Si la temperatura de estos contactos es distinta de la del cuerpo del atenuador, la medida proporcionada por el sensor puede ser errónea.



Figura 2.20. Sección interior del atenuador NARDA 4779-15 (interior criostato) donde se aprecia el contacto térmico entre el chasis y el substrato cerámico.

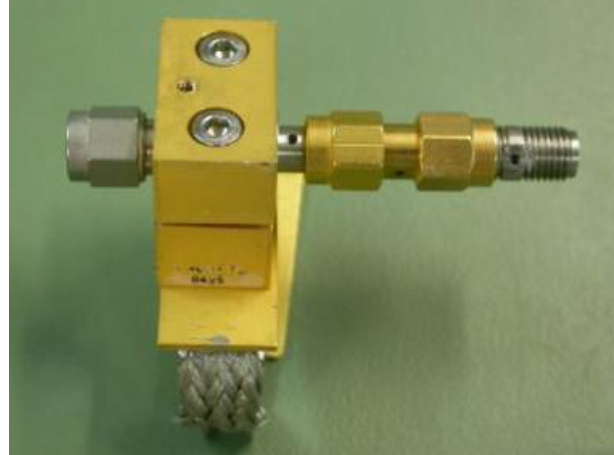


Figura 2.21. Estructura de cobre utilizada para el enfriamiento del atenuador NARDA 4779-15 (interior criostato). Se aprecia en la parte superior el taladro roscado para la sujeción del sensor de temperatura.

En otros sistemas de medida se ha recurrido a un diseño especial de atenuador en tecnología microstrip sobre substrato de cuarzo para solventar estos inconvenientes [75].

## 2.6. Aisladores criogénicos

Como se ha descrito en el capítulo 1, uno de los objetivos de este trabajo es evaluar las consecuencias de eliminar los aisladores criogénicos tradicionalmente utilizados entre mezclador y LNA en receptores para radioastronomía. Con el fin de establecer un marco de referencia para el análisis de los resultados a continuación se describen las consecuencias de la desadaptación entre mezclador y amplificador y se detallan los beneficios e inconvenientes de los aisladores criogénicos así como de otras posibles alternativas. Uno de los aspectos a tener en cuenta a la hora de evaluar el uso de aisladores en la IF de receptores criogénicos de ondas milimétricas es su elevado coste y disponibilidad limitada.

### 2.6.1. Efecto del desacoplo entre mezclador y LNA

Se describen a continuación los efectos de la conexión directa de un mezclador con un amplificador criogénico de bajo ruido tradicional, es decir, que ha sido diseñado con el objetivo de optimizar el ruido sin imponer ninguna restricción en su reflexión de entrada. Los resultados son comparados con el comportamiento de otro sistema en el que un aislador ideal es introducido entre las dos etapas. El modelo de amplificador utilizado es el de un amplificador tipo YXA desarrollado para la banda 9 de ALMA [74] con un ruido de 6.6 K y con una reflexión de entrada que llega a ser peor de -5 dB en algunos puntos de la banda, figura 2.22.

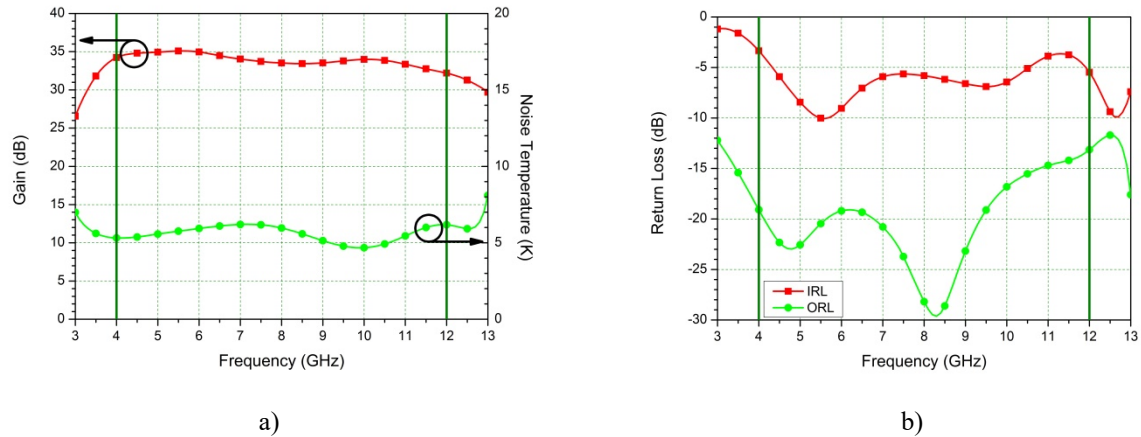


Figura 2.22. Resultados del modelo a 15 K del amplificador tipo YXA considerado para este estudio. a) Ganancia y ruido, b) reflexión de entrada y salida.

El modelo de mezclador empleado para este análisis corresponde a uno de los diseños para la banda de 1 mm realizados en IRAM [76] para sus receptores empleando una única unión SIS. Se consideran tres casos distintos que corresponden a frecuencias de oscilador local de 208 GHz, 240 GHz y 272 GHz. En la figura 2.23 se muestra la reflexión de salida obtenida en el puerto de IF para la banda de 4-12 GHz de dicho mezclador<sup>20</sup>. Se puede apreciar su importante desadaptación respecto a la impedancia característica de 50  $\Omega$ . Esta situación únicamente mejora para los valores extremos de frecuencia de oscilador local en la parte más alta de la banda.

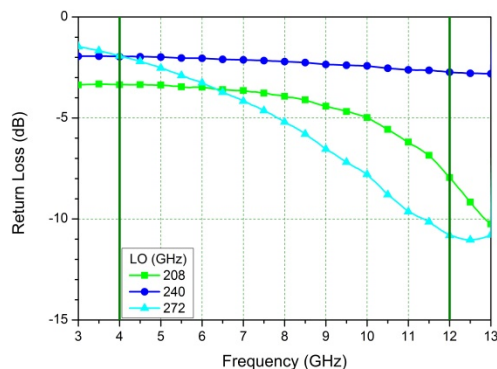


Figura 2.23. Coeficiente de reflexión del puerto de IF del mezclador considerado para este análisis para 3 valores de frecuencias del oscilador local.

Los esquemas de los circuitos analizados se presentan en las figuras 2.24 y 2.25. En el primer caso se considera el amplificador conectado al mezclador mediante una línea de transmisión ideal que representa el cable coaxial de conexión entre ambos componentes. En el segundo caso se incluye a la entrada del amplificador un aislador ideal implementado mediante un circulator ideal<sup>21</sup> en que una de sus puertos se encuentra terminada en una carga adaptada a la misma temperatura física que el amplificador.

<sup>20</sup> Modelo de SIS proporcionado por D. Maier, comunicación personal, noviembre de 2009.

<sup>21</sup> Pérdidas de 0 dB, reflexión nula y aislamiento de 100 dB.

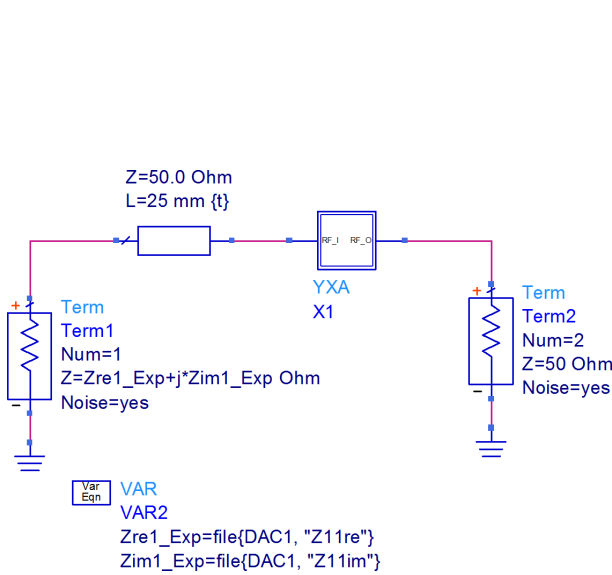


Figura 2.24. Circuito empleado para la obtención de los resultados simulados del amplificador conectado directamente al mezclador a través de una línea de transmisión.

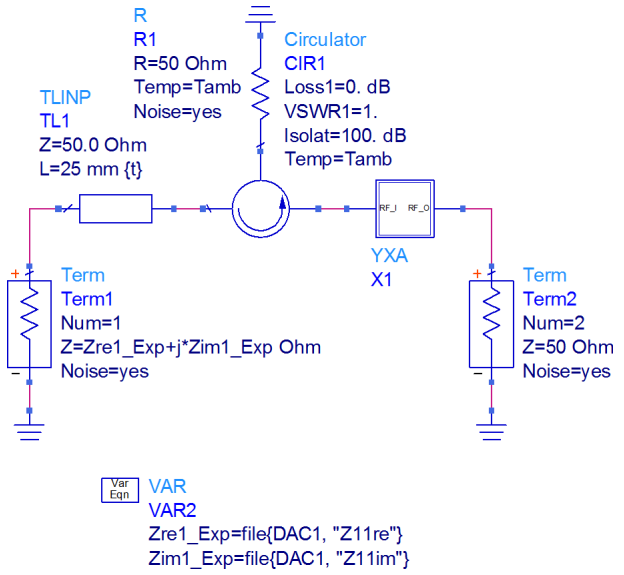


Figura 2.25. Circuito empleado para la obtención de los resultados simulados del amplificador conectado al mezclador a través de una línea de transmisión empleando un aislador criogénico ideal.

En la figura 2.26 se representan los resultados obtenidos para el circuito de la figura 2.24 para longitudes de línea de transmisión de 25 mm y 0 mm. Se puede apreciar el importante deterioro en ganancia y ruido que se produce como consecuencia de la mala adaptación. Este deterioro es más acusado para la frecuencia central de oscilador local como era de esperar a la vista de la alta reflexión de salida en el puerto de IF. Se aprecia claramente como el periodo del rizado disminuye al aumentar la longitud de la línea de transmisión.

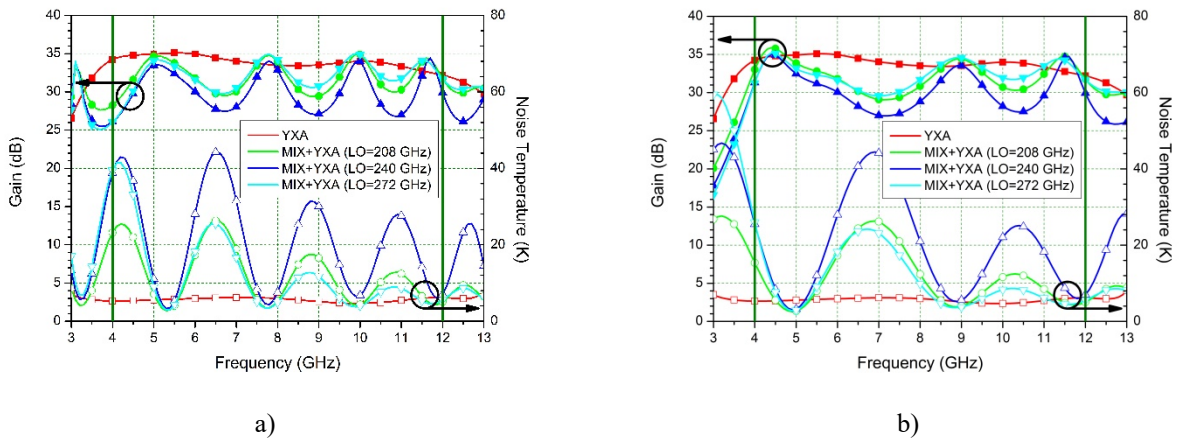


Figura 2.26. Comportamiento simulado a 15 K de la ganancia (símbolos cerrados) y el ruido (símbolos abiertos) de un amplificador con una carga de 50 Ω (cuadrados) o con un mezclador SIS a su entrada a distintas frecuencias de oscilador local (demás símbolos). Entre el amplificador y la carga correspondiente se incluye una línea de transmisión sin pérdidas de longitud: a) 25 mm y b) 0 mm.

La figura 2.27 representa los resultados obtenidos para el circuito de la figura 2.25 en el que se ha introducido un aislador ideal a la entrada del amplificador. En este caso la longitud de la línea de transmisión no tiene ningún efecto ya que no presenta pérdidas y el rizado es completamente eliminado por la presencia del aislador.

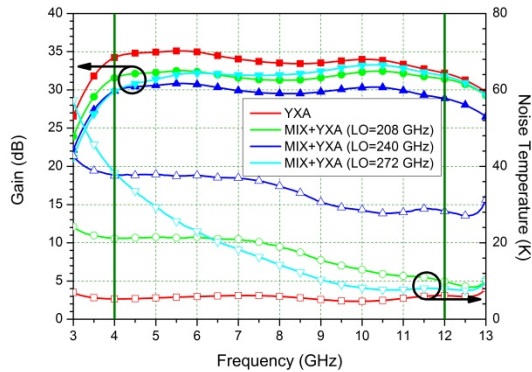


Figura 2.27. Resultados del modelo a 15 K de la ganancia (símbolos cerrados) y el ruido (símbolos abiertos) de un amplificador con una carga de  $50 \Omega$  (cuadrados) o con un mezclador SIS a su entrada a distintas frecuencias de oscilador local (demás símbolos) cuando se incluye un aislador ideal a la entrada del amplificador. Entre el amplificador y la carga correspondiente existe una línea de transmisión sin pérdidas de 25 mm de longitud.

En este caso existe una degradación tanto en ganancia como en ruido como consecuencia de la desadaptación del mezclador. El comportamiento de la respuesta en ruido de este ejemplo es el típico que se encuentra en este tipo de situaciones. El aislador logra eliminar de manera efectiva el rizado que aparece como consecuencia de la desadaptación entre amplificador y mezclador, pero también introduce un deterioro notable en el ruido en los casos en que el módulo del coeficiente de reflexión de salida del mezclador es grande. Esto se puede entender fácilmente analizando el comportamiento del aislador en términos de ondas de ruido como veremos a continuación.

Una forma alternativa de representar los parámetros de ruido es empleando las denominadas ondas de ruido [77] [78] [79]. Estos parámetros representan el ruido generado por un cuadripolo mediante ondas de ruido que emergen de los puertos de entrada y salida con una cierta correlación entre ellas. Las ondas de ruido se pueden calcular a partir de los parámetros de ruido clásicos y de los parámetros S utilizando las siguientes relaciones:

$$T_{input} = T_{min} \left( |S_{11}|^2 - 1 \right) + 4T_0 r_n \frac{|1 - S_{11} \Gamma_{opt}|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (2.47)$$

$$T_{output} = \left( T_{min} + 4T_0 r_n \frac{|\Gamma_{opt}|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2} \right) |S_{21}|^2 \quad (2.48)$$

$$T_{corr} = -4T_0 r_n \frac{S_{21}^* \Gamma_{opt}^*}{|1 + \Gamma_{opt}|^2} \frac{S_{11}}{S_{21}} T_{output} \quad (2.49)$$

Teniendo en cuenta la simplicidad del comportamiento de un aislador ideal y utilizando la representación de ondas de ruido para el amplificador es fácil comprender el comportamiento observado en el modelo anterior:

- La onda de ruido que emana de la entrada del amplificador es totalmente absorbida por la carga adaptada del aislador y no tiene más recorrido.
- La carga adaptada emite otra onda de ruido con una potencia determinada por su temperatura física y totalmente no correlada con las del amplificador.
- Esta onda es reflejada por la salida del mezclador y vuelve hacia el amplificador. Al no existir correlación entre esta onda de ruido y las generadas por el amplificador, su potencia simplemente es amplificada por éste apareciendo a su salida junto con la onda de ruido que emana del amplificador.

El coeficiente de reflexión de la salida de IF del mezclador influye en la contribución en ruido ya que a las frecuencias a las que existe una mayor reflexión se transmitirá una mayor contribución del ruido incidente.

### 2.6.2. Contribución al ruido de los aisladores criogénicos reales

En el apartado previo se ha mostrado el efecto del desacoplo entre amplificador y mezclador y cómo puede mejorarse esta situación introduciendo un aislador ideal entre las dos etapas. A continuación, se evalúa la contribución al ruido que introduce un aislador real en función de su temperatura y de sus pérdidas haciendo uso de medidas experimentales. En este caso no se considerará la contribución al ruido que introduce la impedancia de salida de IF del mezclador, por dos motivos: a) no se dispone de medidas experimentales criogénicas de esta impedancia y sí de los aisladores y amplificadores utilizados en este apartado, y b) de esta manera es posible separar la contribución de las pérdidas de un aislador real considerada en este apartado de la contribución del desacoplo con el mezclador evaluada en el apartado anterior.

Para evaluar la contribución en ruido introducida por el aislador partimos de la expresión (2.26), que establece la contribución en ruido de una red de dos puertas pasiva e isoterma a temperatura  $T_{ph}$  con unas pérdidas disponibles  $L$ , y que reproducimos a continuación

$$T_e = (L - 1)T_{ph} \quad (2.50)$$

Para simplificar las ecuaciones se supondrá que el aislador es unilateral ( $S_{12}$  nulo)<sup>22</sup> por lo tanto

$$S_{12} = 0 \Rightarrow \Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = S_{22} \quad (2.51)$$

lo cual permite aproximar la ganancia disponible dada por la expresión (2.10) por

$$G_a = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2(1 - |\Gamma_{out}|^2)} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \quad (2.52)$$

Teniendo en cuenta que aislador y amplificador forman una cascada de dos elementos podemos expresar la temperatura de ruido equivalente del conjunto como

$$T_{e,eq} = T_{e,iso} + \frac{T_{e,amp}}{G_{a,iso}} \quad (2.53)$$

donde  $T_{e,amp}$  y  $T_{e,iso}$  son las temperaturas de ruido del amplificador y del aislador respectivamente.  $T_{e,iso}$  se calcula utilizando la ecuación (2.50) y la ganancia disponible del aislador,  $G_{a,iso}$ , a partir de la expresión simplificada (2.52) resultando

$$T_{e,iso} = (L_{iso} - 1)T_{ph} = \left( \frac{1}{G_{a,iso}} - 1 \right) T_{ph} \quad (2.54)$$

En la figura 2.28 podemos apreciar las medidas experimentales de tres aisladores criogénicos desarrollados por Pamtech (modelo CWJ1015) [80] para la banda 9 de ALMA que serán utilizados para este estudio. Estas medidas corresponden a la caracterización de parámetros S a temperatura

<sup>22</sup> Puede considerarse una buena aproximación a este comportamiento a partir de un valor de  $S_{21}$  de -20 dB.

criogénica realizada en el Observatorio de Yebes durante el periodo comprendido entre octubre de 2004 y marzo de 2008 dentro del marco de colaboración con el proyecto ALMA. En estas medidas se observa claramente cómo cada nueva iteración (números de serie crecientes) logra centrar más la banda en ganancia y mejorar las pérdidas. Así mismo estos resultados permiten justificar la aproximación unilateral utilizada ya que se aprecia como el peor valor de  $S_{12}$  está entorno a los -20 dB.

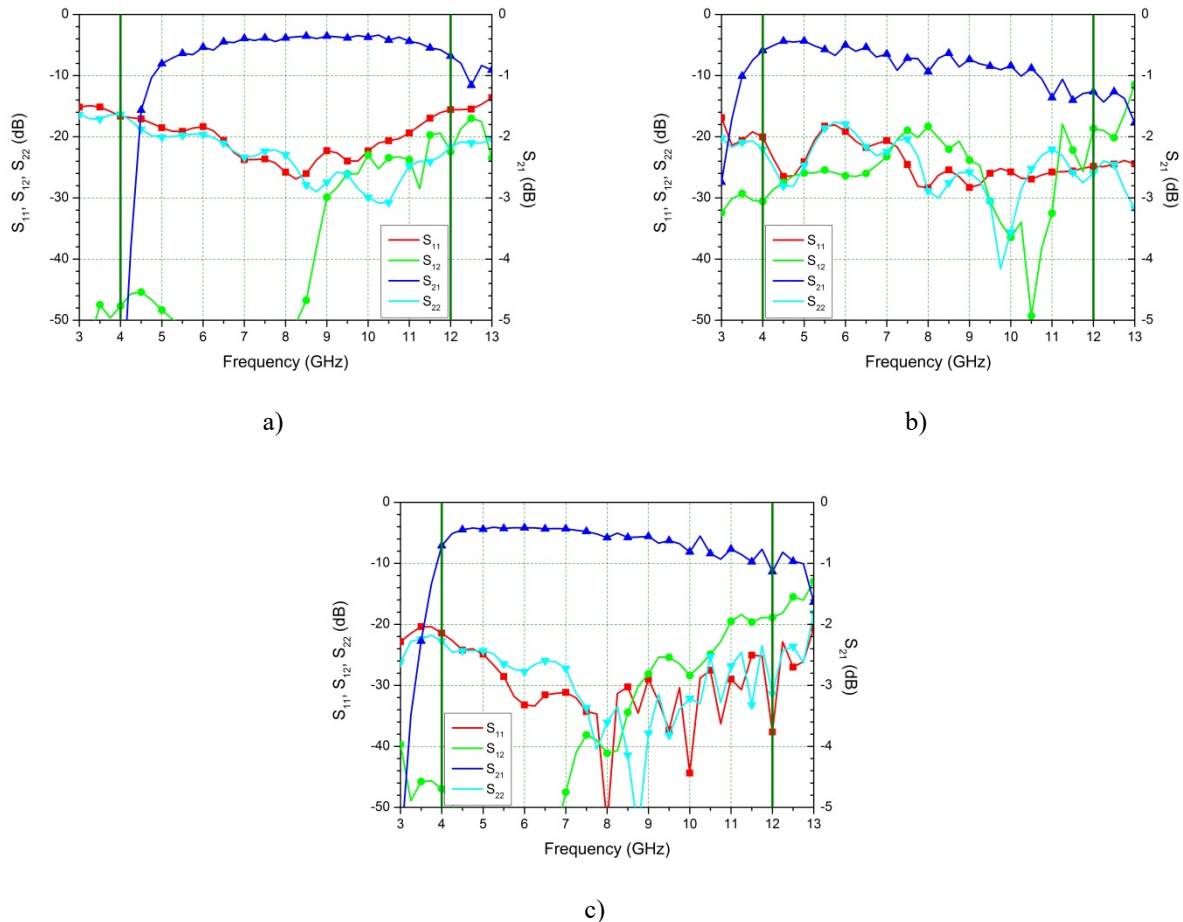


Figura 2.28. Medida de parámetros S a 15 K de los aisladores Pamtech CWJ1015 utilizados para este análisis: a) s/n 106 , b) s/n 107 y c) s/n 217

La figura 2.29 muestra uno de estos aisladores en el interior del criostato de medida.



Figura 2.29. Uno de los aisladores criogénicos desarrollados por Pamtech (modelo CWJ1015) para la banda 9 de ALMA en el interior del criostato utilizado para llevar a cabo su caracterización a 15 K.

Para este análisis se utilizan las medidas experimentales criogénicas de ruido y parámetros S de dos amplificadores tipo YXA:

- a) El amplificador desarrollado para la banda 9 de ALMA, s/n YXA1026 [74], cuyos resultados de ruido y parámetros S se presentan en la figura 2.30.

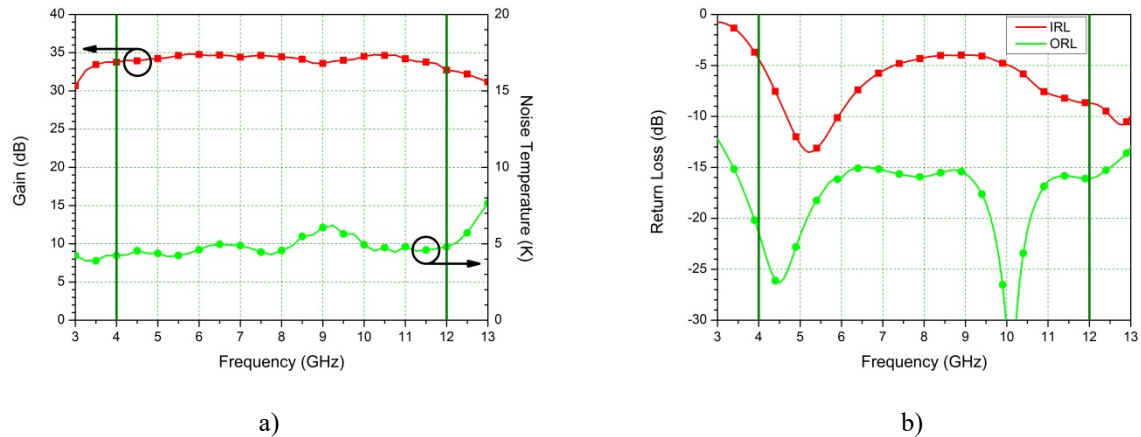


Figura 2.30. Medidas experimentales del amplificador s/n YXA1026 a 15 K utilizado en el estudio de la contribución en ruido de un aislador criogénico real. a) Ganancia y ruido, y b) reflexión de entrada y salida.

- b) El amplificador desarrollado para el proyecto NOEMA, s/n YXA1225, cuyos resultados de ruido y parámetros S aparecen en la figura 2.31. Este amplificador es de gran importancia para este trabajo ya que se ha utilizado como punto de partida para el desarrollo del LNA descrito en el capítulo 4.

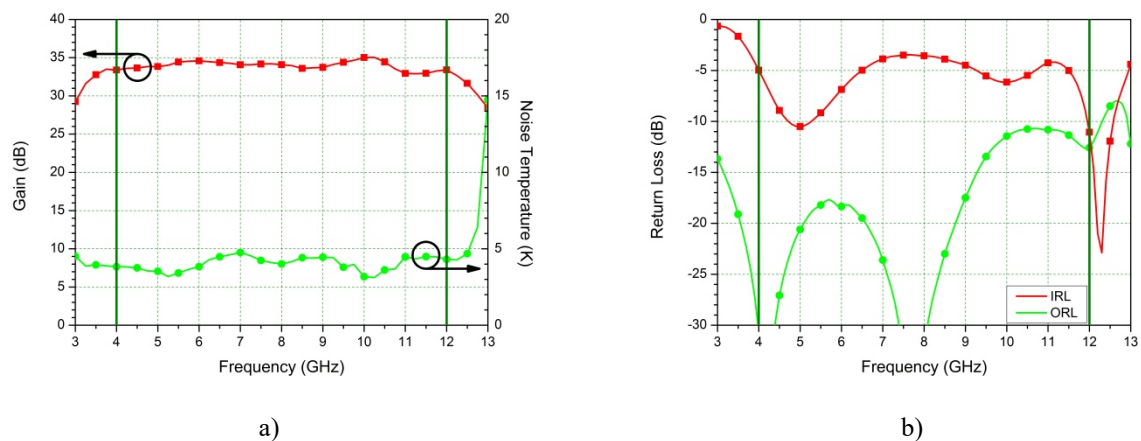


Figura 2.31. Medidas experimentales del amplificador s/n YXA1225 a 15 K utilizado en el estudio de la contribución en ruido de un aislador criogénico real. a) Ganancia y ruido, y b) reflexión de entrada y salida.

Se observa como estos dos amplificadores presentan una temperatura de ruido excepcional de 4.8 K y 4.0 K, para el s/n YXA1026 y el s/n YXA1225 respectivamente. Esto es consecuencia de una optimización centrada fundamentalmente en lograr el ruido más bajo posible, lo que también se refleja en su relativamente pobre comportamiento en reflexión de entrada.

Para calcular el comportamiento en ruido del conjunto aislador-amplificador se recurre a las ecuaciones (2.52) y (2.54) empleando las medidas experimentales del amplificador a 15 K y suponiendo el aislador a dos temperaturas, 15 K y 4 K. La ganancia se determina a partir de la simulación (mediante ADS) de la cascada de los parámetros S del aislador y el amplificador. El amplificador s/n YXA1026 se utiliza para evaluar el comportamiento de los 3 aisladores considerados, figura 2.32. En cambio el amplificador s/n YXA1225 se emplea únicamente para

evaluar el comportamiento del aislador s/n 217, figura 2.33. Este último estudio se lleva a cabo con el fin de determinar los mejores resultados que es posible obtener y por tanto se hace uso del mejor amplificador (menor ruido) y el mejor aislador (ganancia más centrada en la banda de trabajo y menores pérdidas).

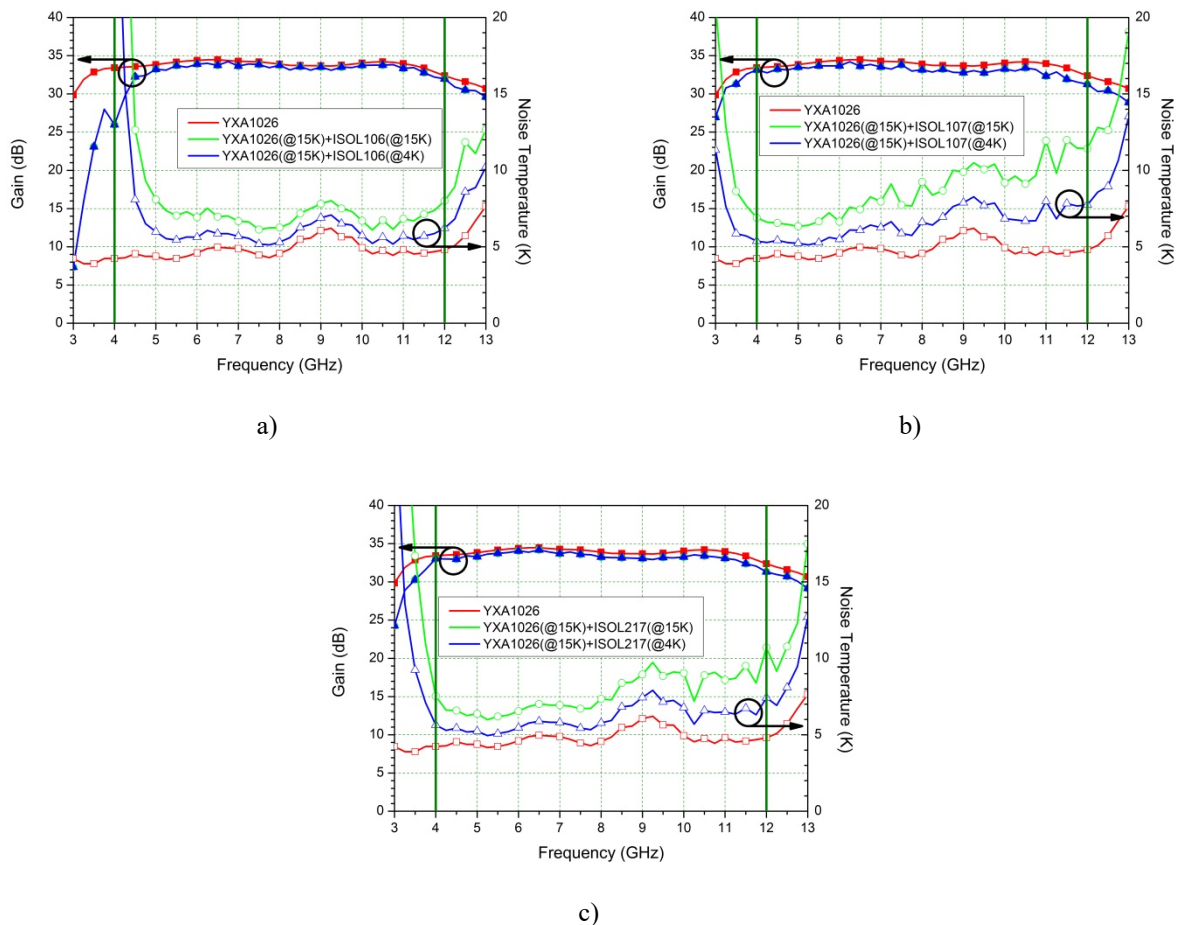


Figura 2.32. Cálculo del ruido y la ganancia del amplificador s/n YXA1026 (a 15 K) con distintas versiones de aisladores Pamtech (modelo CWJ1015) a su entrada. Se consideran dos temperaturas para los aisladores, 15 K (círculos) y 4 K (triángulos). Los aisladores evaluados son: a) s/n 106, b) s/n 107 y c) s/n 217. Se incluye como referencia el comportamiento del amplificador sin aislador (cuadrados).

En el caso del LNA s/n YXA1026 y a 15 K, el aislador s/n 106 da lugar a un ruido del conjunto incrementado en el 100% respecto al del amplificador sin aislador debido en buena parte a las importantes pérdidas que presenta este aislador en la parte baja de la banda de trabajo (figura 2.28). Este comportamiento mejora para los aisladores s/n 107 y s/n 217 para los que se obtiene un incremento de un 79% [81] y un 60% respectivamente. Todos los resultados mejoran en un factor mayor de 2 cuando los aisladores se encuentran enfriados a una temperatura de 4 K.

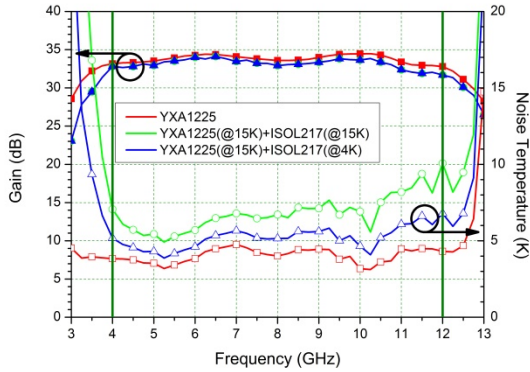


Figura 2.33. Cálculo del ruido y la ganancia del amplificador s/n YXA1225 (a 15 K) con un aislador Pamtech (modelo CWJ1015) s/n 217 a su entrada. Se consideran dos temperaturas para el aislador, 15 K (círculos) y 4 K (triángulos). Se incluye como referencia el comportamiento del amplificador sin aisladores (cuadrados).

Para el LNA s/n YXA1225 y de nuevo a 15 K, el incremento de la temperatura de ruido es de aproximadamente el 70% aunque en este caso entra en juego el hecho de que el ruido de partida del amplificador es extremadamente bajo. Este resultado de nuevo mejora en un factor mayor de 2 cuando el aislador es enfriado a una temperatura de 4 K.

La tabla 2.2 resume los resultados obtenidos para cada uno de los casos.

Tabla 2.2. Valores promedio de temperatura de ruido para cada uno de los casos de aislador criogénico y LNA evaluados. La tercera columna especifica la temperatura de ruido promedio del LNA correspondiente sin aislador. Junto a cada uno de los resultados y entre paréntesis aparece el incremento de temperatura de ruido respecto al LNA sin aislador.

LNA s/n	Aislador s/n	Ruido LNA (@15 K) (K)	Ruido LNA (@15 K) + ISOL (@15 K) (K)	Ruido LNA (@15 K) + ISOL (@4 K) (K)
YXA1026	106	4.8	10.1 (110%)	7.1 (48%)
	107	4.8	8.6 (79%)	6.5 (35%)
	217	4.8	7.7 (60%)	6.1 (27%)
YXA1225	217	4.0	6.8 (70%)	5.2 (30%)

Para finalizar este análisis, se considera importante hacer énfasis en el hecho de que se han estudiado en este apartado y en el anterior dos fenómenos que contribuyen a degradar el comportamiento del ruido del sistema formado por un mezclador seguido de un aislador y un amplificador. En un sistema real como un receptor de milimétricas las contribuciones obtenidas en estos dos apartados se superpondrían.

### 2.6.3. Alternativas al uso de aisladores

El beneficio potencial de eliminar los aisladores criogénicos para simplificar los receptores milimétricos de radioastronomía ha sido analizado en apartados anteriores. La clave para lograr este objetivo está en encontrar alternativas para reducir la reflexión que tiene lugar a la entrada del amplificador. Este objetivo puede lograrse de diversas formas, en este apartado se exponen dos posibles métodos a) el uso de configuraciones balanceadas, y b) la integración del mezclador y amplificador en un mismo chasis evitando el uso de una línea de transmisión entre las dos etapas.

Otra alternativa para lograr la eliminación de los aisladores criogénicos es la de diseñar un nuevo LNA con menor reflexión de entrada asumiendo un sacrificio en ruido. Esta es una de las principales aportaciones de esta tesis a la que se dedicará íntegramente el capítulo 4. Una de las ventajas de esta alternativa es la de mantener la modularidad de cada una de las etapas lo que permite su caracterización independiente y facilita el desarrollo por distintos grupos de investigación.

### 2.6.3.1. Amplificadores balanceados

Los amplificadores balanceados combinan dos amplificadores idénticos con divisores de potencia híbridos ( $90^\circ$  y 3 dB), de modo que las señales reflejadas por cada uno de ellos se combinan a la entrada del divisor en oposición de fase y se anulan. Con esta configuración se han demostrado resultados experimentales con incrementos de temperaturas de ruido muy bajos respecto al de los amplificadores utilizados para su construcción y una reflexión de entrada similar a la que es posible lograr con un aislador. A la hora de comparar el ruido de un LNA con un aislador criogénico a la entrada con otras configuraciones es importante tener en cuenta la temperatura física a la que se encuentra el aislador, ya que como se ha visto anteriormente este parámetro juega un papel fundamental en la contribución al ruido. Un ejemplo de un excelente resultado con esta configuración es el de I. Malo [81], figura 2.34. En este caso el incremento de la temperatura de ruido obtenido es 1.4 K, consiguiendo reflexiones de entrada mejores de -15 dB en la banda de 4-12 GHz. Se hará referencia a este resultado en el capítulo 4 para establecer comparaciones con los resultados obtenidos para el amplificador con reflexión de entrada mejorada del presente trabajo.

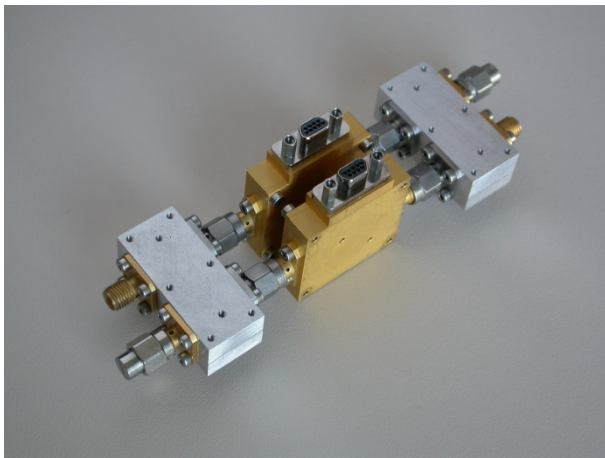


Figura 2.34. Amplificador balanceado desarrollado por I. Malo [81] con todos sus componentes.

El principal inconveniente de los amplificadores balanceados es su mayor coste en términos económicos, volumen, peso y potencia disipada derivados de la necesidad de duplicar el amplificador y de añadir dos divisores de potencia. Esto hace inviable su aplicación en sistemas multipixel en los que se desea simplificar el hardware al máximo para lograr introducir el mayor número de píxeles posible en el reducido espacio disponible en el Dewar.

### 2.6.3.2. Integración de amplificador y mezclador

En la década de los 80 Weinreb publicó un estudio teórico [82] en el que discutía la posibilidad de conectar en cascada un mezclador SIS y amplificador de IF implementado con tecnología HEMT. Su análisis cubría aspectos como el de las impedancias a utilizar para un comportamiento óptimo en ruido y estabilidad, y abordaba la discusión acerca del uso de una impedancia de referencia distinta a  $50 \Omega$  en la interfase entre las dos etapas.

Casi una década después de la publicación de Weinreb, Padin et al. [83] diseñaban un sistema integrado funcional con mezcladores SIS y un preamplificador de IF de una sola etapa. El diseño fue probado tanto con tecnologías HEMT de GaAs como de InP. Funcionaba en el rango de frecuencias de oscilador local de 205-270 GHz y de 1-5 GHz para la IF, logrando temperaturas de ruido de 20-30 K y 10-20 dB de ganancia para un receptor de doble banda lateral. El diseño utilizaba una impedancia de referencia en la interfase de  $50 \Omega$ .

En 2001 Lauria et al. propusieron un prototipo [84] con frecuencia de oscilador local parecida al diseño de Padin et al., 200-300 GHz, pero para la banda de IF de 4-12 GHz. El amplificador de IF, basado en un diseño de Pospieszalski y Wollack [85], utilizaba transistores de InP y lograba una temperatura de ruido de 4 K y una ganancia de 40 dB. El receptor de doble banda lateral presentaba

una temperatura de ruido del orden de 40-60 K y una ganancia de 30-40 dB medidos a 300 K. El sistema recurría a una impedancia de referencia en la interfase de  $50 \Omega$  y a un diseño modular que permitía la caracterización independiente de las dos etapas involucradas.

Otro ejemplo de trabajo experimental en este campo lo constituyen los avances realizados por Pan et al. [86] en 2004 sobre el trabajo de Lauria et al. En este caso implementaron un prototipo para la banda de RF de 84-116 GHz (banda 3 de ALMA) y de IF de 4-12 GHz, con una interfase de  $50 \Omega$ . De nuevo se recurría al uso de transistores de InP y a un diseño modular para el amplificador que presentaba una temperatura de ruido de 4.5 K y una ganancia de 35 dB. El sistema combinado, figura 2.35, lograba una temperatura de ruido de 15-20 K en la mayor parte de la banda para un receptor en doble banda lateral.

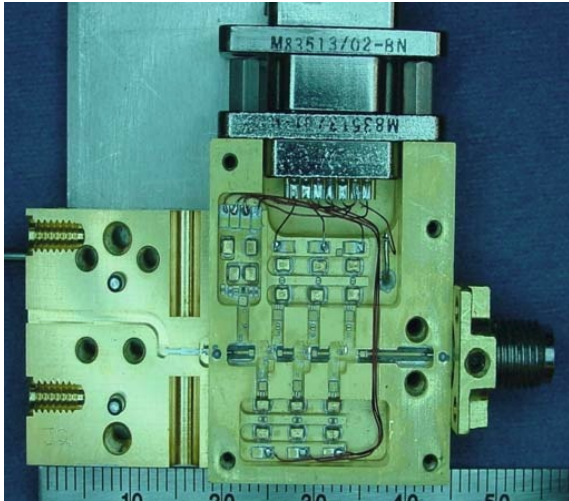
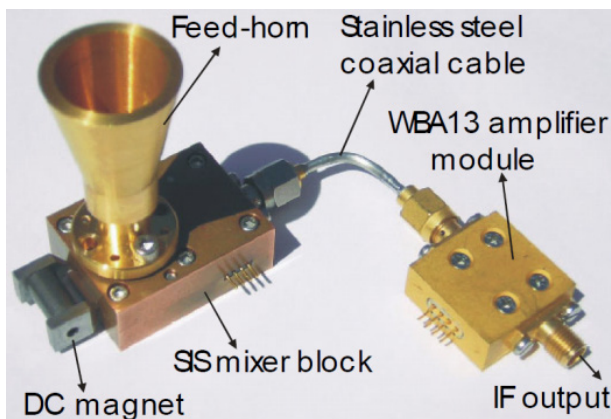


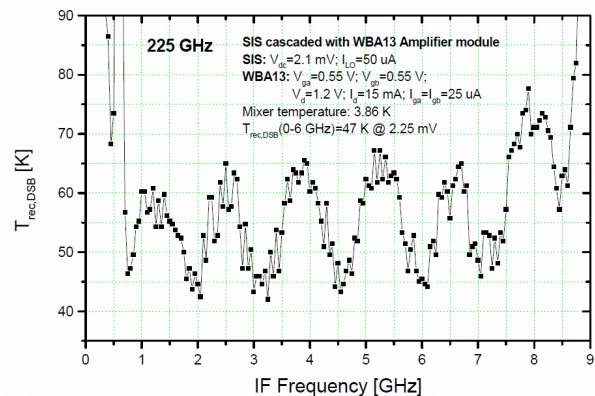
Figura 2.35. [86] Diseño integrado de Pan et al. 2004 donde se aprecia el bloque mezclador (izquierda) y el amplificador (derecha). Estos dos bloques son separables permitiendo su caracterización independiente.

El trabajo desarrollado por Engargiola et al. [87] describe experimentalmente la mejora que introduce la reducción de la longitud de línea que conecta el mezclador y amplificador. Se emplearon distintas opciones de amplificadores MMIC (3-11 GHz) con tecnología de 100 nm sobre InP desarrollados por el grupo de S. Weinreb en Caltech. Se incluyen a continuación las figuras donde se ilustra el dispositivo y el comportamiento en ruido del receptor en doble banda lateral completo (oscilador local 215-240 GHz y banda de IF 1-5 GHz) junto con una breve descripción del sistema.

- En el primer caso el mezclador SIS se encuentra interconectado por un módulo amplificador WBA13 con interfaz coaxial de  $50 \Omega$  a través un tramo de línea, figura 2.36. Se aprecia un importante rizado en la temperatura de ruido del receptor.



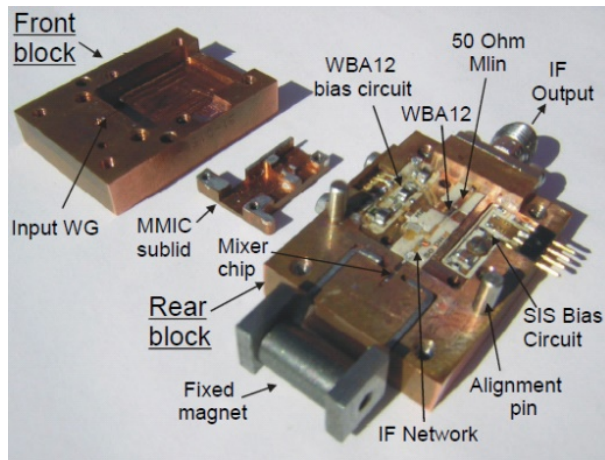
a)



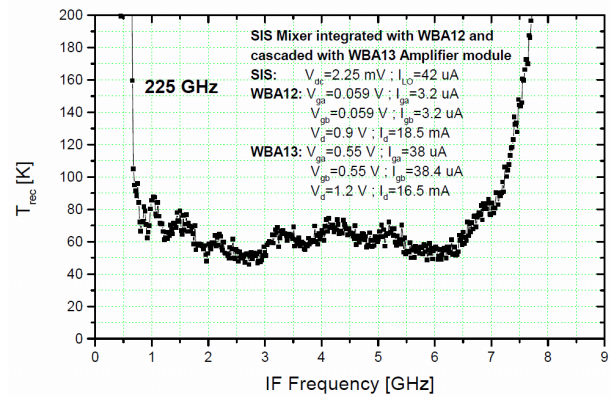
b)

Figura 2.36. [87] Mezclador SIS interconectado con amplificador WBA13 a través de interfaz coaxial de  $50 \Omega$ . a) Fotografía del sistema, b) temperatura de ruido del receptor.

- La segunda opción emplea un amplificador WBA12 integrado con el mezclador y a una etapa adicional de amplificación con un LNA WBA13, figura 2.37. Se aprecia una importante mejora en el rizado de ruido del receptor. De nuevo las interfaces son de  $50 \Omega$ .



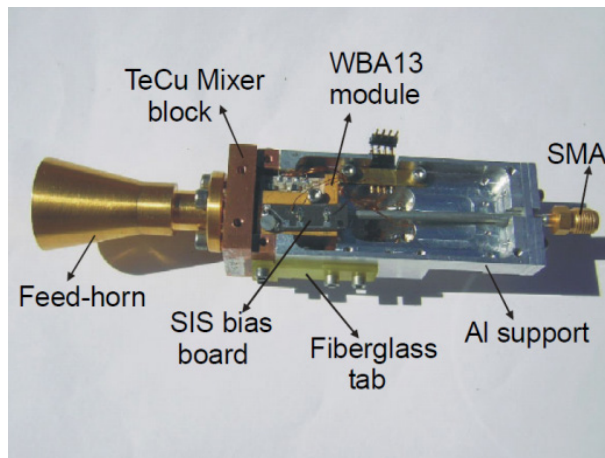
a)



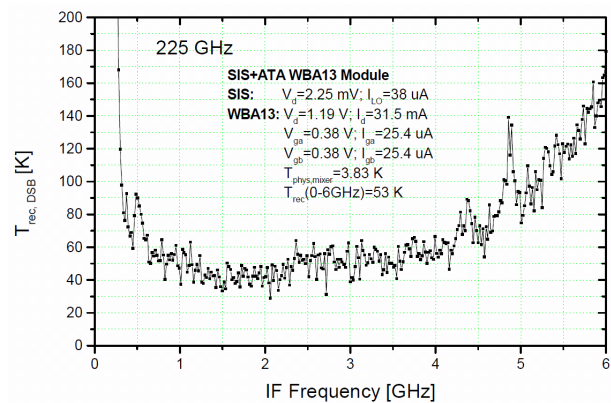
b)

Figura 2.37. [87] Diseño integrado de mezclador SIS y amplificador WBA12, la señal de salida es posteriormente amplificada por un amplificador WBA13. a) Fotografía del interior del sistema, b) temperatura de ruido del receptor.

- En el último caso, se realiza una integración del mezclador y del amplificador WBA13 con una rotura térmica entre ambos lo cual permite mejorar la estabilidad del mezclador SIS, figura 2.38. Se aprecia una mejora en temperatura de ruido y en su rizado, aunque la banda se reduce en aproximadamente 2 GHz en la parte alta.



a)



b)

Figura 2.38. [87] Diseño integrado de mezclador SIS y amplificador WBA13. a) Fotografía del interior del sistema, b) temperatura de ruido del receptor.

Otro desarrollo de gran importancia en este campo lo constituye la implementación de un FPA conocido por el nombre de "Supercam" [88]. En este caso el mezclador SIS se encuentra optimizado para la banda de frecuencias 320-380 GHz. El LNA de IF es idéntico al mencionado en el trabajo de Engargiola et al. [87], el WBA13. Este amplificador logra aproximadamente 5 K y 32 dB con un consumo de 8 mW, figura 2.39, para una banda centrada en 5 GHz. Todo el sistema está diseñado entorno a una interfase de  $50 \Omega$  y ha sido probado de manera independiente.

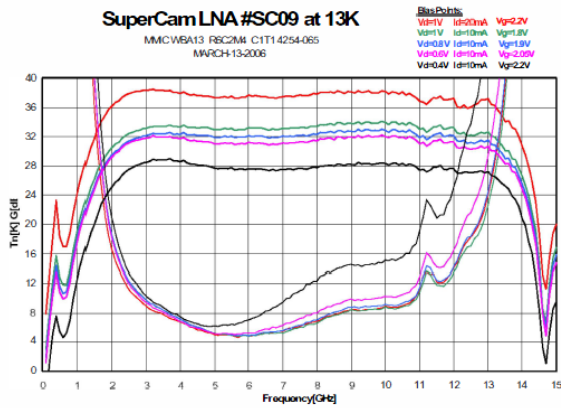
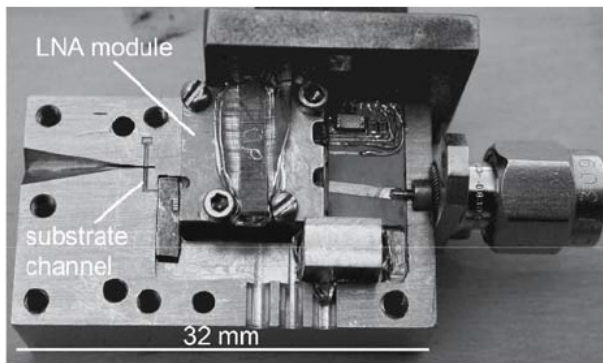
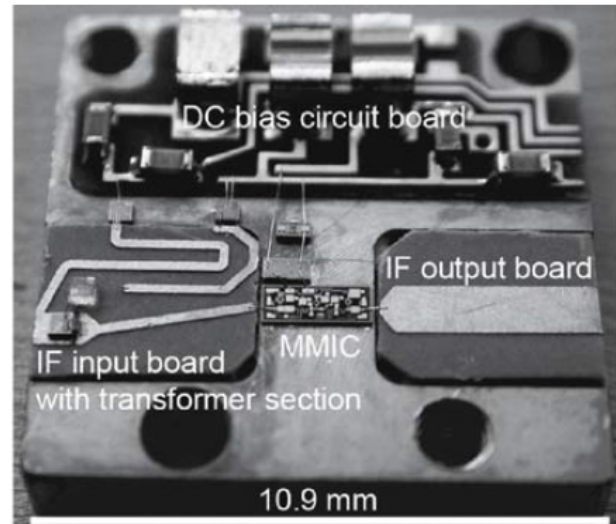


Figura 2.39. [88] Degradación de la ganancia y el ruido para el amplificador de IF WBA13 en función de la polarización aplicada a 13 K.

El diseño del pixel de "Supercam" ha pasado por diversas iteraciones, como por ejemplo la integración realizada por Putz et al. [89], figura 2.40. En este trabajo se describen los problemas a los que han de hacerse frente en este tipo de diseños integrados: a) el tamaño reducido para lograr un diseño compacto, b) la necesidad de apantallar el LNA para evitar su posible realimentación con el mezclador, y c) la reducción al máximo de la potencia disipada para no afectar a la sensibilidad del mezclador por calentamiento.



a)



b)

Figura 2.40. [89] Una de las iteraciones de la integración entre mezclador y amplificador de los pixeles individuales utilizados en "Supercam" [88]. a) Fotografía del interior del sistema, b) detalle del bloque amplificador donde se aprecia la integración del MMIC utilizado.

### 3. Caracterización de la conductividad térmica de un epoxi conductor en el intervalo 4-300 K

---

En este capítulo se describe la medida experimental de la conductividad térmica de un epoxi conductor comercial con relleno de partículas de plata ampliamente utilizado para aplicaciones criogénicas. Las medidas han sido realizadas en el rango de temperaturas entre 4-300 K. Para esta caracterización se ha utilizado un método de preparación de muestras que imita el uso de este adhesivo en el proceso de fabricación típico de componentes diseñados para operar en ambientes criogénicos. Se ha recurrido a la caracterización con el mismo método experimental de otro epoxi no conductor con el fin de validar el método de medida empleado en este trabajo por comparación de los resultados obtenidos con los existentes en la literatura.

En las siguientes secciones se procede a describir el método experimental utilizado así como los resultados obtenidos. Estos resultados serán aplicados en el capítulo 5, demostrando el papel fundamental que juega este epoxi en el correcto funcionamiento de una fuente de ruido para medidas criogénicas de ruido de precisión.

#### 3.1. Introducción

El epoxi conductor utilizado en la fabricación de amplificadores criogénicos es un elemento fundamental ya que hace de interfase entre los componentes activos (HEMTs) y el chasis. Se ha comprobado que la conducción eléctrica de este tipo de adhesivos sigue siendo adecuada a temperatura criogénica, pero hasta ahora se ignoraba la variación real de sus propiedades térmicas. Este comportamiento térmico es de gran interés ya que determina la eficiencia con la que es disipado el calor que generan los componentes activos. Una conductividad térmica baja se traduciría en un importante incremento de temperatura de los dispositivos, afectando gravemente a la efectividad del enfriamiento criogénico para la reducción del ruido. Una cuantificación precisa de la conductividad térmica de este tipo de adhesivos permitirá evaluar la magnitud de este efecto.

Se ha caracterizado la conductividad térmica de uno de los epoxis conductores más empleados en la fabricación de componentes criogénicos [90] [91], el EPO-TEK H20E [1], en todo el rango de temperaturas entre 4-300 K, para el que no existían datos publicados. Otro segundo epoxi no conductor, también ampliamente utilizado en aplicaciones criogénicas, Gray Scotch-Weld 2216 B/A [92], ha sido caracterizado para validar el método experimental mediante la comparación de resultados obtenidos con los de otros autores [93].

La conductividad térmica se ha medido utilizando el método de flujo estacionario [61] [62]. En la versión utilizada de este método se mide la diferencia de temperatura de una fina capa de material cuando se aplica una potencia calorífica sobre una de sus caras mientras la otra se mantiene a temperatura constante. Se emplean dos bloques de cobre OFHC situados a los lados de la muestra de epoxi para anclar el montaje experimental al criostato y fijar el hardware necesario para la medida. El uso de este material de elevada conductividad térmica facilita que la diferencia de temperatura medida se encuentre confinada sobre la muestra y no sobre el soporte experimental utilizado.

Las muestras de epoxi fueron preparadas de manera que su disposición física imita el uso de este tipo de adhesivo en el montaje de dispositivos electrónicos. Los dos aspectos claves para lograr esto son: a) no se aplica ninguna presión durante el proceso de curado del epoxi lo que da lugar a que el espesor final de la capa de adhesivo esté únicamente controlado por las dimensiones de las

partículas de plata que lo constituyen, y b) el epoxi esté en contacto con una capa de oro electrodepositado lo que garantiza su correcta adhesión [94].

La medida experimental no ha sido corregida del efecto de la resistencia térmica de la interfase entre el epoxi y el material adyacente, en este caso oro, por dos razones: a) esta contribución está siempre presente en la aplicación práctica real del adhesivo, y b) otros trabajos publicados han probado que su contribución es generalmente pequeña en comparación con la resistencia térmica de las capas de epoxi [93].

## 3.2. Método experimental

El método experimental empleado para la caracterización de la conductividad térmica está basado en el método de flujo estacionario longitudinal [61] [62] que se fundamenta en la aplicación de la expresión (2.46) introducida en el capítulo 2 y que recuperamos a continuación:

$$k_{av} = \frac{PL}{A(T_1 - T_2)} \quad (3.1)$$

donde  $k_{av}$  es la conductividad térmica promedio, P la potencia aplicada a través de una superficie A transversal a la dirección de propagación del calor,  $T_1 - T_2$  la diferencia de temperatura que esta produce y L la longitud de la muestra. El análisis de la definición de la conductividad dada por la expresión (2.45) introducida en el capítulo 2

$$k_{av} = \frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} k(T) dT \quad (3.2)$$

permite concluir que para valores lo suficientemente próximos de  $T_1$  y  $T_2$ ,  $k_{av}$  converge al valor puntual de la conductividad calorífica,  $k(T)$ . Experimentalmente esto se logra mediante el uso de valores de flujo de calor lo suficientemente altos para evitar los errores causados por la resolución limitada de la medida de la temperatura, pero no tan altos como para estar promediando la conductividad térmica en un rango de temperaturas demasiado grande.

### 3.2.1. Dispositivo experimental y preparación de las muestras

El dispositivo experimental empleado consiste en dos bloques de cobre OFHC dorados electrolíticamente entre los que se inserta la muestra de epoxi como se aprecia en las figuras 3.1 y 3.2. El bloque inferior (sumidero térmico) está conectado directamente a la placa fría del criostato y en el superior se monta una resistencia de calefacción de 100  $\Omega$  (ARCOL HS10-100R-J) [95] que proporcionará la potencia necesaria para llevar a cabo la caracterización. Se utilizan dos sensores tipo Lake Shore DT-670C-BO para muestrear la temperatura de cada bloque. Para mejorar en lo posible el contacto térmico entre los sensores y su correspondiente bloque se aplica una fina capa de Apiezon N [96]<sup>23</sup>.

Las muestras fueron elaboradas alternando capas de 5x5 mm<sup>2</sup> de epoxi con láminas de cobre OFHC (99.95% recocido de Goodfellow [97]) de 250  $\mu$ m de espesor doradas electroquímicamente. Durante el análisis de los datos se eliminó la contribución de estas láminas utilizando los datos de conductividad térmica del cobre proporcionados por [98]. Dicha contribución resultó ser menor a 5.4% en todo el intervalo de temperaturas evaluado. La estructura final consistía en 10 capas de epoxi alternadas entre 9 capas de cobre, como se muestra en la figura 3.2. Esta estructura junto con

<sup>23</sup> Pasta térmica que tiene la propiedad de rellenar los poros de las superficies mejorando su contacto térmico.

los dos bloques fue curada durante 60 minutos sobre una placa caliente a 120°C para el caso del epoxi conductor y a 90°C para el caso del epoxi no conductor. La proporción de mezcla utilizado para la elaboración de los epoxis es la recomendada por el fabricante en cada caso, concretamente 1:1 (parte A:parte B) para el epoxi conductor<sup>24</sup> y 7:5 (parte A:parte B) para el epoxi no conductor<sup>25</sup>. La obtención de una precisión adecuada en las medidas de la superficie y el espesor de las capas de epoxi es esencial para una buena caracterización de la conductividad térmica. En el caso de la superficie, se logra una precisión de aproximadamente el 1% mediante el uso de fresado láser para la elaboración de las láminas de 5x5 mm<sup>2</sup> de cobre OFHC. El espesor total de epoxi se determina a partir de múltiples medidas con una precisión de 1 µm de todas las piezas que forman la estructura (muestra y bloques de cobre) antes y después de la inserción del epoxi. Se ha estimado que la precisión de esta medida se encuentra entre un 11% y 19% para todas las muestras fabricadas.

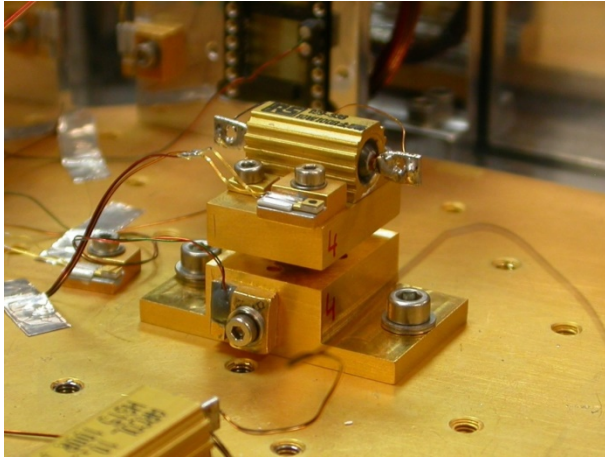


Figura 3.1. Vista del montaje experimental anclado a la placa fría del criostato. Se aprecian los bloques superior e inferior (16.0x21.0x5.5 mm y 16.0x21.0x10.0 mm respectivamente).

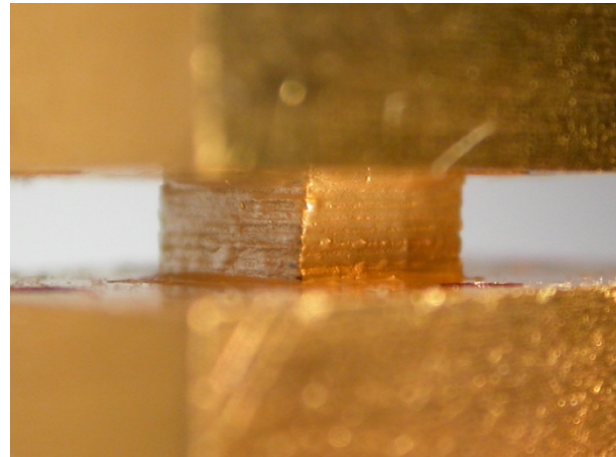


Figura 3.2. Detalle de una de las muestras utilizadas para la caracterización del epoxi conductor donde se aprecian las capas de epoxi y de cobre OFHC.

Se prepararon un total de tres muestras, dos de epoxi conductor para evaluar la repetitividad de la medida de conductividad térmica y una muestra adicional de control empleando el epoxi no conductor.

### 3.2.2. Aislamiento térmico del montaje experimental

Una correcta caracterización de la conductividad térmica a temperatura criogénica requiere del aislamiento adecuado del montaje experimental para evitar las posibles fuentes de calor no controladas dentro del interior del criostato. En el sistema utilizado fue necesario: a) apantallar las muestras de la radiación proveniente de la etapa intermedia del criostato (~35 K) ya que se observó que esta podía llegar a inducir una diferencia de temperatura entre las caras de la muestra del orden de 3 K cuando no existía ninguna potencia aplicada, y b) limitar el calor proveniente del exterior por conducción a través de los cables de los sensores de temperatura y de la resistencia de calefacción. Para llevar a cabo el apantallamiento se empleó una carcasa fabricada con aluminio de 1 mm de espesor anclada a la placa fría del criostato y envuelta con 4 capas de Mylar aluminizado (NRC-2 Superinsulator) [99] como se aprecia en la figura 3.4.

<sup>24</sup> Proporción en peso.

<sup>25</sup> En este caso la proporción viene dada por el diseño del envase que consta de dos tubos de distinto diámetro extruidos simultáneamente para generar la mezcla de cada componente. De esta manera es el área de cada uno de estos tubos la que impone la proporción de los componentes.

Las contribuciones por conducción térmica fueron minimizadas mediante el uso de tramos largos de cable esmaltado de bronce fosforoso de 0.25 mm de diámetro de Goodfellow [97] anclados térmicamente a la placa fría utilizando cinta adhesiva de aluminio como se observa en las figuras 3.3 y 3.4.

Una vez aplicadas las medidas de aislamiento térmico, se comprobó que las contribuciones por radiación y conducción eran despreciables a partir de la medida de la diferencia de temperatura entre los dos lados de la muestra cuando no existía ninguna potencia de calefacción aplicada a la resistencia. Esta comprobación se llevó a cabo para todas las temperaturas de la placa fría y para cada una de las muestras de epoxi.

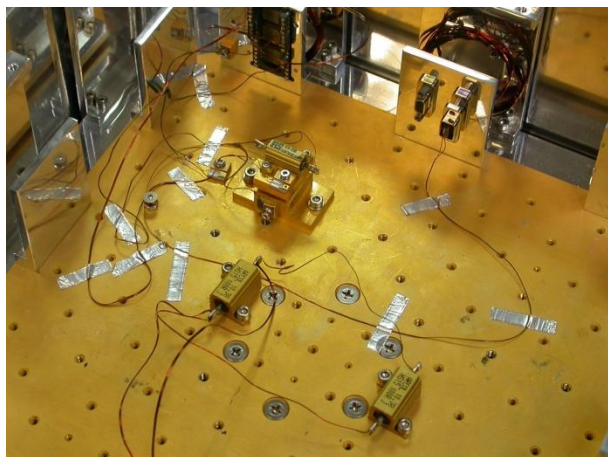


Figura 3.3. Montaje experimental anclado a la placa fría del criostato. Se aprecian los tramos largos de cable de bronce fosforoso adheridos a la placa fría para minimizar las contribuciones por conducción térmica.

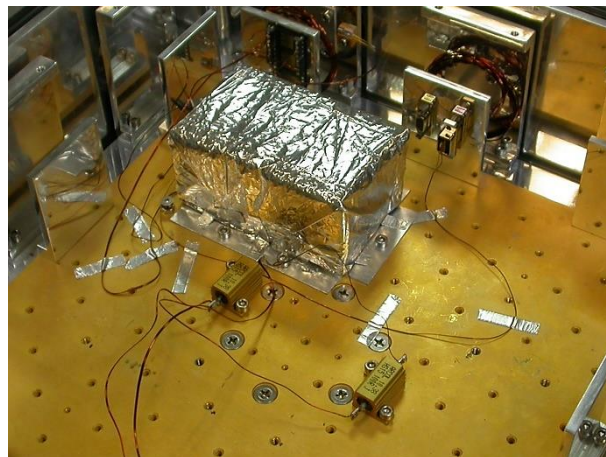


Figura 3.4. Montaje experimental con el apantallamiento para la radiación térmica empleado.

### 3.3. Resultados

Para el enfriamiento de las muestras se utilizó el criostato de ciclo cerrado de 4 K con el control de temperatura descrito en el capítulo 2. Las medidas de conductividad térmica se realizaron a varias temperaturas estables de la placa fría. Una vez alcanzado el estado estacionario a cada una de estas temperaturas, se llevaron a cabo medidas de la diferencia de temperatura entre los sensores del bloque superior e inferior para distintos valores de potencia aplicada. Para cada uno de estos valores se determinó el correspondiente resultado para  $k_{av}$  y a posteriori se analizó la consistencia de los resultados eliminando los que claramente se desviaban de la tendencia general. Esta desviación podía ser debida a un error de medida o a que el resultado representaba el valor promedio de conductividad térmica en un rango demasiado amplio de temperaturas.

Los resultados obtenidos para las medidas de la conductividad térmica se muestran en la figura 3.5. Los errores experimentales estimados para las medidas de las dos muestras de epoxi conductor son de aproximadamente un 20% en todo el rango de temperaturas, mientras que la máxima diferencia obtenida entre las dos muestras empleadas es del 17%. Los errores experimentales están claramente dominados por la precisión en la medida del espesor de las muestras. Los resultados para la muestra de epoxi no conductor [92] utilizada como control son muy similares a los resultados publicados en el rango de temperaturas entre 4 K y 10 K, validando por tanto el procedimiento experimental [93].

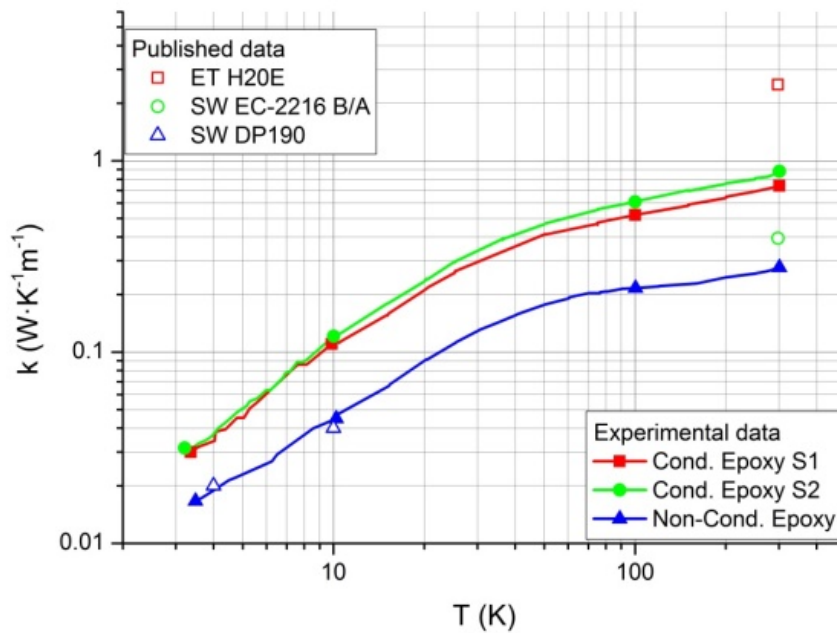


Figura 3.5. Resultados experimentales de la conductividad térmica (símbolos cerrados): epoxi conductor EPO-TEK H20E [1] (cuadrados y círculos) y no conductor SW EC-2216 B/A [92] (triángulos). Resultados publicados (símbolos abiertos): epoxi conductor [1] (cuadrados), epoxi no conductor SW EC-2216 B/A [92] (círculos) y epoxi no conductor SW DP190 [93] (triángulos).

### 3.4. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado la caracterización de la conductividad térmica del epoxi conductor cargado de partículas de plata EPO-TEK tipo H20E en el rango de temperaturas entre 4-300 K. Este epoxi constituye uno de los adhesivos de su clase más utilizado para la fabricación de dispositivos criogénicos habiendo sido incluso cualificado para misiones espaciales como la del telescopio Herschel/Planck (ESA). Según nuestros datos, y la revisión realizada de la literatura existente, esta es la primera medida rigurosa de la conductividad térmica de este material en régimen criogénico. Un epoxi no conductor de control, el Gray Scotch-Weld 2216 B/A, ha sido también evaluado, validando así el método experimental por comparación de los resultados con otros previamente publicados.

Los resultados revelan que la conductividad del epoxi cargado de plata es mayor que la del no conductor en un factor  $\sim 2$  a 4K y un factor  $\sim 4$  a 300K. Asimismo, se ha encontrado una reducción significativa de la conductividad térmica del epoxi conductor en el margen total medido<sup>26</sup>. Es importante destacar que buena parte del deterioro (aproximadamente un orden de magnitud) se produce en el intervalo de temperaturas entre 30 K y 4 K. Esto ha de ser tenido en cuenta a la hora de utilizar este adhesivo sobre elementos que disipan potencia a temperatura criogénica. En el Anexo A se lleva a cabo una primera aproximación al cálculo del incremento de temperatura que cabría esperar sobre un transistor típico de GaAs o de InP adherido mediante este epoxi conductor como consecuencia de la potencia que disipa.

<sup>26</sup> Aproximadamente en un factor 30.

## 4. Amplificadores criogénicos de bajo ruido y baja reflexión de entrada para aplicaciones multipixel

---

En este capítulo se describe el diseño, fabricación y caracterización experimental de un prototipo de amplificador de bajo ruido criogénico basado en transistores discretos (tecnología híbrida o MIC) para la banda de IF de 4-12 GHz. La característica principal del prototipo desarrollado es que presenta un bajo coeficiente de reflexión de entrada sin imponer a cambio un sacrificio importante de su temperatura de ruido (sensibilidad). Este resultado permite su conexión directa a mezcladores de ondas milimétricas evitando el uso de aisladores criogénicos y el deterioro en ruido que estos producen. En última instancia esta simplificación permitiría alcanzar el nivel de integración necesario para el futuro desarrollo de receptores criogénicos multipixel.

En las siguientes secciones se describe el proceso de diseño y fabricación del prototipo, así como las distintas medidas realizadas para evaluar su comportamiento. Los resultados obtenidos son comparados con los de un amplificador exclusivamente optimizado en ruido con el fin de determinar el deterioro de la sensibilidad causado por la mejora de la reflexión de entrada. También se comparan estas medidas con las de dos de las aproximaciones clásicas empleadas para hacer frente a la pobre reflexión de entrada de LNAs criogénicos: amplificadores balanceados y aisladores criogénicos.

### 4.1. Introducción

Como se ha descrito en el capítulo 2, a la hora de diseñar un amplificador de microondas, los procedimientos utilizados para obtener simultáneamente una buena reflexión de entrada y de salida (acoplo conjugado) o un buen comportamiento en ruido (máxima sensibilidad) son en principio distintos [31]. En algunos dispositivos activos de microondas prácticos como los HEMTs las condiciones de acoplo conjugado y de bajo ruido pueden ser bastante diferentes, por lo que se han de considerar cuidadosamente los compromisos necesarios para optimizar simultáneamente los dos objetivos.

En este capítulo se presenta un prototipo de LNA criogénico de tres etapas que proporciona una ganancia de 34.1 dB y una temperatura de ruido de 5.1 K (NF 0.076 dB) en la banda de 4-12 GHz (C y X), con un coeficiente de reflexión de entrada y de salida menor de -10 dB. Este prototipo está basado en el exitoso amplificador tipo YXA (desarrollado para los LNAs de IF de la banda 9 de ALMA [100] y utilizado posteriormente para NOEMA [101] [102]). Dicho amplificador, para la misma banda y con el mismo tipo de dispositivos activos, logra un excelente resultado de 4.0 K de temperatura ruido gracias a un diseño estrictamente optimizado para minimizar este parámetro. Sin embargo, dicho diseño tiene como contrapartida el presentar una reflexión de entrada bastante pobre (incluso peor que -5 dB en una parte significativa de la banda) lo que hace necesaria la inserción de un aislador criogénico a su entrada para la implementación del receptor. Estos dos amplificadores, el presentado en este trabajo y el diseño tipo YXA, permiten cuantificar el deterioro que se produce cuando se incluye la reflexión de entrada en los objetivos de optimización de un LNA.

Inicialmente se impuso el objetivo de obtener una reflexión mejor que -15 dB en el amplificador presentado. No obstante, como se verá en el apartado 4.2.2.1, rápidamente quedó claro que este nivel no era realista en la banda de 4-12 GHz. Finalmente, se decidió proceder con un objetivo menos ambicioso y demostrar que el umbral de los -10 dB era abordable asumiendo un deterioro razonable del ruido.

Como se ha visto en capítulos anteriores, la integración de mezcladores y LNAs de IF se lleva explorando desde la década de los 80. Este tipo de desarrollos requiere dar solución a una serie de puntos clave que se relacionan a continuación:

- a) Mejora de la reflexión de entrada del LNA con el fin de reducir el rizado en la ganancia y el ruido que aparece debido a las reflexiones en los extremos de la línea de transmisión (de longitud no nula) que une el mezclador y el amplificador. Esta situación puede mejorarse de distintas formas:
  - Introduciendo un aislador entre las dos etapas.
  - Utilizando amplificadores balanceados.
  - Diseñando nuevos amplificadores en los que se logre un compromiso adecuado entre reflexión de entrada y temperatura ruido. Esta es la propuesta desarrollada en este capítulo.
- b) Integración en el amplificador de la "T" de polarización del mezclador<sup>27</sup> para simplificar al máximo la interfase entre las dos etapas contribuyendo a reducir el número de módulos que componen un receptor multipixel.
- c) Reducción del área lateral de las distintas etapas de los receptores para optimizar al máximo el espacio en el plano focal del radiotelescopio. Esta área se encuentra en última instancia limitada por la distancia entre los centros de dos bocinas adyacentes.
- d) Simplificación de la polarización para reducir el número de líneas de alimentación que han de entrar en el criostato para alimentar los dispositivos activos. De esta forma se reduce el flujo neto de calor proveniente del exterior que limitaría la capacidad de enfriamiento y/o el número de pixeles.

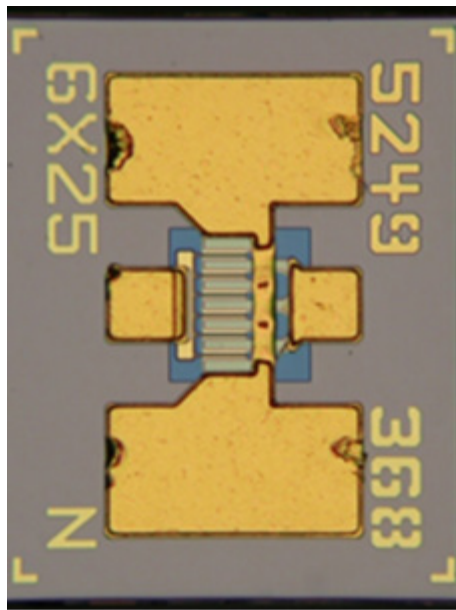
## 4.2. LNA criogénico con baja reflexión de entrada

### 4.2.1. Dispositivos activos

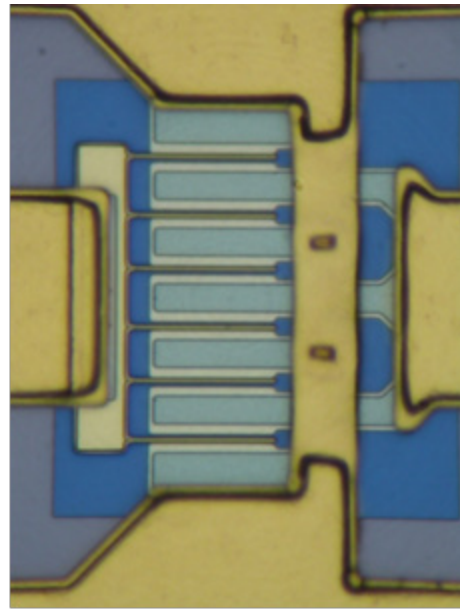
Los dispositivos activos empleados son de tipo HEMT de InP fabricados con tecnología de 100 nm de longitud de puerta, con anchura de puerta de 150  $\mu\text{m}$  y un espesor aproximado del sustrato de 100  $\mu\text{m}$ . Esta anchura de puerta es la adecuada para la banda de frecuencia a la que se trabaja ya que proporciona un nivel de impedancia que puede ser adaptado a 50  $\Omega$  con relativa facilidad. Los dispositivos seleccionados para este desarrollo fueron fabricados por el *Swiss Federal Institute of Technology* (ETH) [48] de Zúrich y *Hughes Research Laboratory* (HRL) [51] en Malibu, California (figura 4.1). Los transistores fabricados por ETH son dispositivos experimentales optimizados para reducir el ruido a temperatura criogénica fruto de un desarrollo en el que ha participado el Observatorio de Yebes [103]. Por otro lado, los transistores de HRL han sido utilizados con excelentes resultados y fiabilidad en la producción de un gran número de amplificadores de bajo ruido criogénicos como por ejemplo los de las bandas 7 [104] y 9 de ALMA [74]. Como se ha descrito en el capítulo 2 se emplea una combinación de carga resistiva de drenador y de realimentación inductiva de fuente con el fin de lograr la estabilidad incondicional de los transistores y de acercar las impedancias de mínimo ruido y de acoplo conjugado a la entrada [74].

---

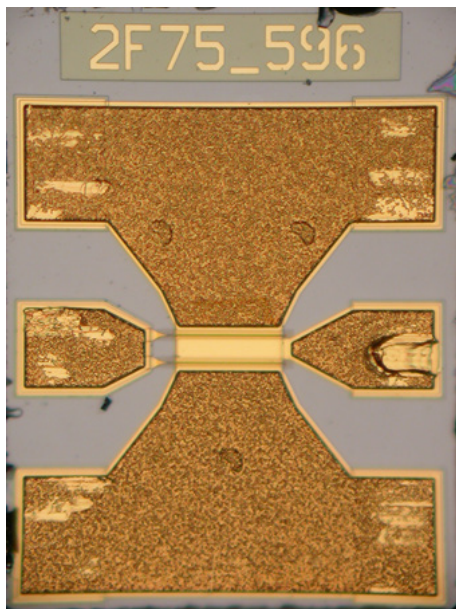
<sup>27</sup> Este elemento permite introducir una tensión o corriente continua que fija el punto de trabajo óptimo del dispositivo no lineal del mezclador.



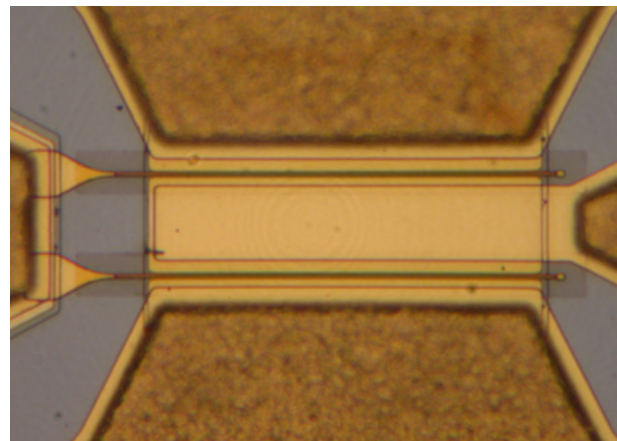
a)



b)



c)



d)

Figura 4.1. Transistores utilizados<sup>28</sup>. a) Vista general del transistor HRL, b) detalle ampliado del transistor HRL, c) vista general del transistor ETH, y d) detalle ampliado del transistor ETH.

#### 4.2.2. Versiones del diseño

Se han desarrollado un total de 4 versiones sucesivas de amplificadores criogénicos para llegar al prototipo final con un compromiso adecuado entre reflexión de entrada y ruido. En este apartado se describen brevemente la motivación y los hallazgos de las tres versiones iniciales. Los dispositivos

<sup>28</sup> Los transistores de ETH y de HRL están fabricados con una puerta distribuida en 2 y 6 dedos (*fingers*) respectivamente. En principio, un mayor número de dedos permite reducir la resistencia de puerta lo que se traduce en un mejor comportamiento en ruido, pero tiene la contrapartida de complicar el proceso de fabricación debido a la necesidad de incluir puentes para unir los distintos segmentos de fuente. Durante la caracterización de los dispositivos de ETH se observó que los transistores con un mayor número de dedos presentaban inestabilidades de origen desconocido lo que llevó finalmente a reducir su número a 2.



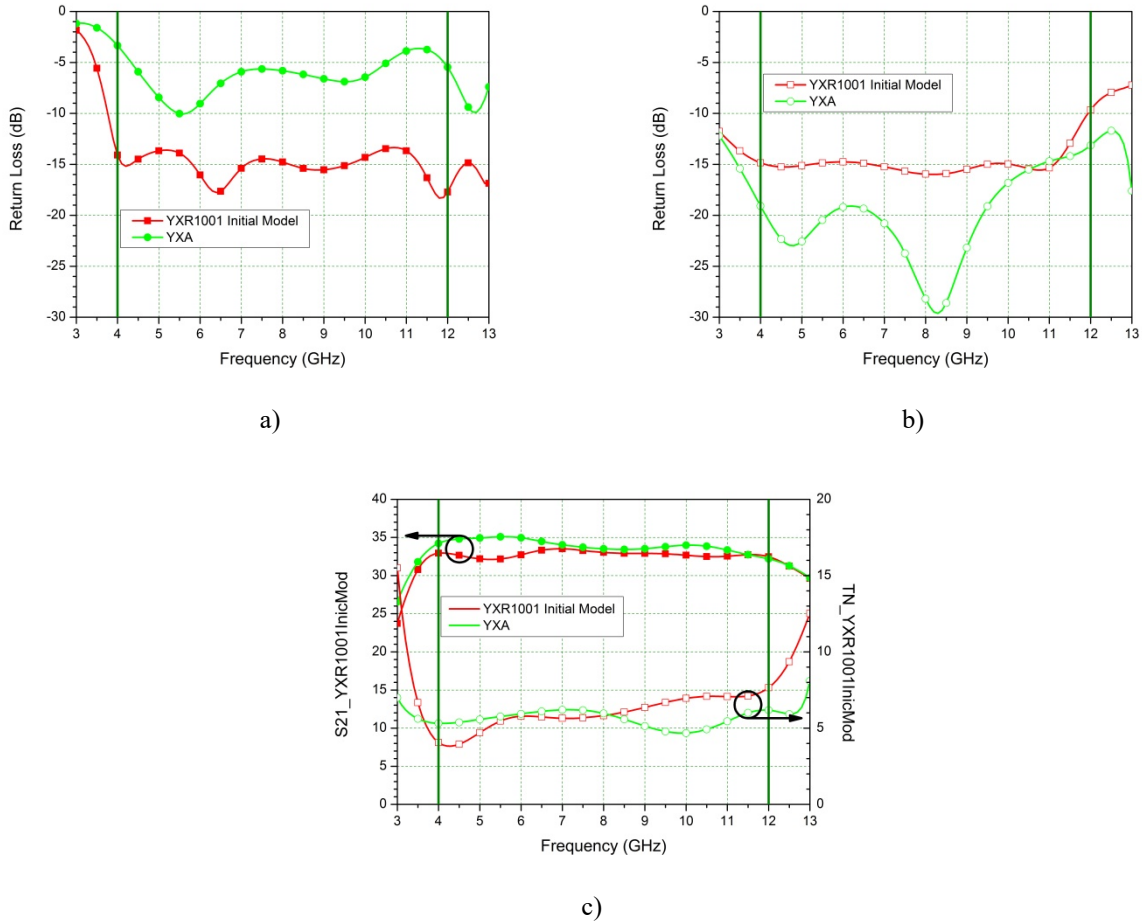


Figura 4.3. Resultados del modelo de la primera versión del amplificador con baja reflexión de entrada (cuadrados) comparado con el modelo del amplificador tipo YXA optimizado únicamente para bajo ruido y utilizado como punto de partida (círculos). a) Reflexión de entrada (símbolos cerrados), b) reflexión de salida (símbolos abiertos), y c) ganancia (símbolos cerrados) y ruido (símbolos abiertos). Se aprecia el deterioro de la temperatura de ruido como consecuencia de la imposición de la mejora de la reflexión de entrada.

La fabricación de esta primera versión se llevó a cabo siguiendo el proceso descrito en el capítulo 2. En la figura 4.4 se muestran fotografías del amplificador completo. En este caso se utilizan condensadores cerámicos monocapa de baja constante dieléctrica (ATC111) [106] para el circuito de RF y conectores de tipo SMA (Radiall R125 460) [71]. Se emplean estos componentes por su buen comportamiento criogénico basado en la experiencia adquirida en la fabricación del amplificador tipo YXA tomado como referencia.

En la figura 4.5 se representan los resultados de la medida del amplificador construido junto con las predicciones del modelo. Los resultados modelados corresponden a: a) los inicialmente obtenidos y en los que se basa la fabricación del amplificador, y b) los finalmente obtenidos tras un proceso de mejora del modelo con el fin de intentar dar explicación a las notorias discrepancias entre el modelo inicial y las medidas experimentales. Tras la sintonización y optimización experimental del amplificador se logra un resultado de -6.8 dB de reflexión de entrada manteniendo un ruido de 6.1 K y una ganancia de 29.8 dB. No obstante, los resultados siguen difiriendo considerablemente de los simulados sobre todo en el comportamiento de la reflexión de entrada.

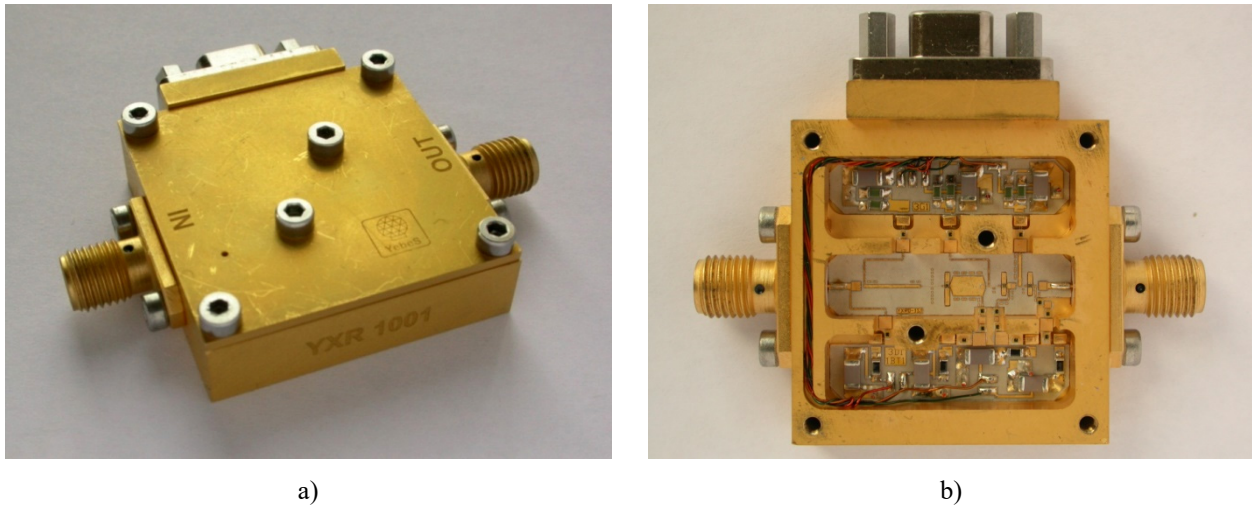


Figura 4.4. Fotografías del prototipo inicial de amplificador con reflexión de entrada reducida. Las dimensiones del chasis son 30.4x31.3x9.0 mm sin tener en cuenta los conectores de RF y de polarización. a) Vista exterior, y b) vista interior.

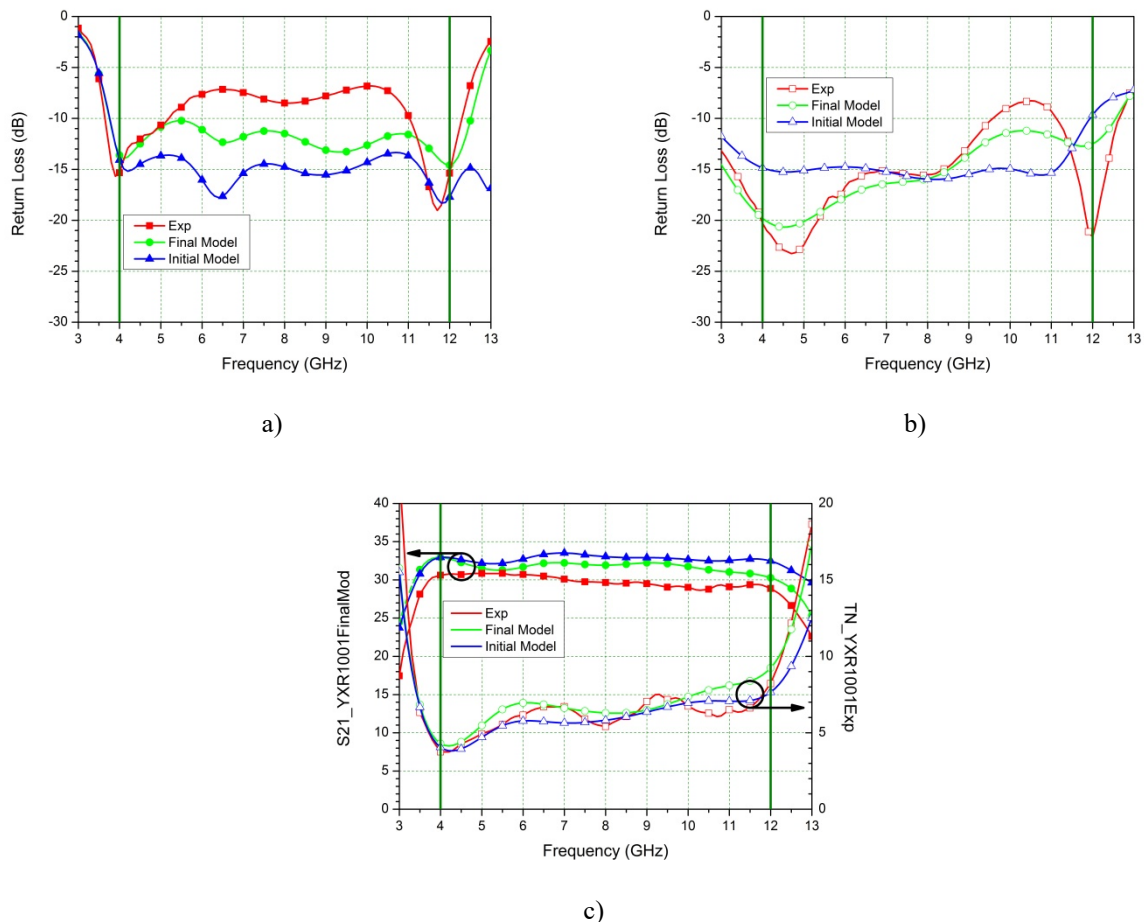


Figura 4.5. Resultados de la caracterización experimental (cuadrados) de la primera versión del amplificador a 15 K en comparación con los resultados del modelo de partida (círculos) y final (triángulos). a) Reflexión de entrada (símbolos cerrados), b) reflexión de salida (símbolos abiertos), y c) ganancia (símbolos cerrados) y ruido (símbolos abiertos). Se aprecia como los resultados experimentales para la reflexión de entrada se desvían considerablemente del comportamiento predicho por el modelo.

Esta primera versión de amplificador de baja reflexión de entrada fue incorporado exitosamente a un receptor criogénico con un mezclador SIS para la banda de 1 mm en IRAM [76] como parte de los *Joint Research Activities* AMSTAR+ y AETHER del proyecto Europeo RadioNet3 (FP-7). Este

resultado permitió confirmar el comportamiento estable del conjunto amplificador-mezclador<sup>29</sup> como se puede apreciar en el Anexo B.

El resultado experimental finalmente obtenido para este amplificador y la dificultad para predecir su comportamiento a partir del modelo llevó a tomar las siguientes decisiones:

- Se fijaría un objetivo más realista de la reflexión de entrada en -10 dB en lugar de los -15 dB inicialmente considerados
- Se empezaría por construir un prototipo de amplificador de menor complejidad que permitiera investigar las imperfecciones de los modelos empleados en el diseño inicial y así intentar corregir las discrepancias observadas entre modelos y medidas.

#### 4.2.2.2. Amplificadores de una sola etapa

El diseño fue realizado siguiendo el esquema básico expuesto en el capítulo 2 pero enfocando el objetivo de la optimización casi exclusivamente a la obtención de una reflexión de entrada por debajo de los -10 dB. Se emplearon condensadores tipo MIS<sup>30</sup> [66] en lugar de los cerámicos monocapa por su reducido tamaño. El diseño obtenido es el que aparece en la figura 4.6.

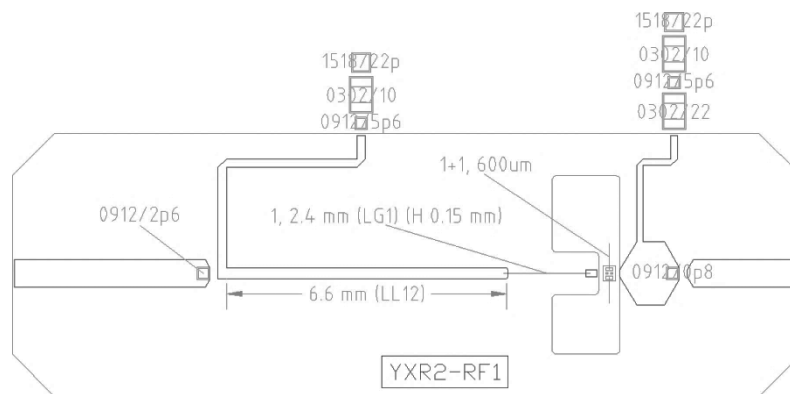


Figura 4.6. Circuito de RF del primer amplificador de una sola etapa, el s/n YXR2001. Diseñado y fabricado con la finalidad de estudiar cómo obtener una buena predicción teórica del comportamiento de la reflexión de entrada. Se indican los distintos parámetros modificados durante el proceso de ajuste del modelo a las medidas experimentales a 300 K.

Tras su fabricación (figura 4.7) y caracterización a 300 K se llevó a cabo un estudio de las modificaciones que era necesario introducir en el modelo para obtener un buen ajuste al comportamiento experimental. Para ello se recurrió a la transformación al dominio del tiempo (respuesta al impulso) de los datos en el dominio de la frecuencia utilizando las funciones del programa *Advanced Design System* (ADS) [63]<sup>31</sup>. Un ajuste de este tipo es abordable sobre el modelo de un amplificador de una sola etapa ya que el número limitado de elementos permite su identificación en la respuesta temporal. La figura 4.8 resume gráficamente este ajuste mediante la representación en el dominio de la frecuencia y del tiempo de la reflexión de entrada del modelo de partida del amplificador, las medidas experimentales a 300 K y el modelo modificado.

<sup>29</sup> Medidas realizadas por D. Maier, comunicación personal, enero de 2012 - abril de 2014.

<sup>30</sup> Condensadores de estructura metal-aislante-semiconductor sobre substrato de silicio que permiten la obtención de dispositivos de dimensiones muy reducidas. Esto se traduce en factores de calidad (Q) elevados y resonancias en paralelo a mucha mayor frecuencia que la de los condensadores con dieléctrico cerámico.

<sup>31</sup> Transformación del parámetro  $S_{11}$  haciendo uso de la función  $ts()$  entre los instantes -0.1 ns y 0.9 ns con 201 puntos y utilizando una ventana en el dominio del tiempo equivalente a la utilizada en la serie 8510 de analizadores vectoriales cuando se selecciona el ajuste de una ventana "normal" (*normal window shape*).

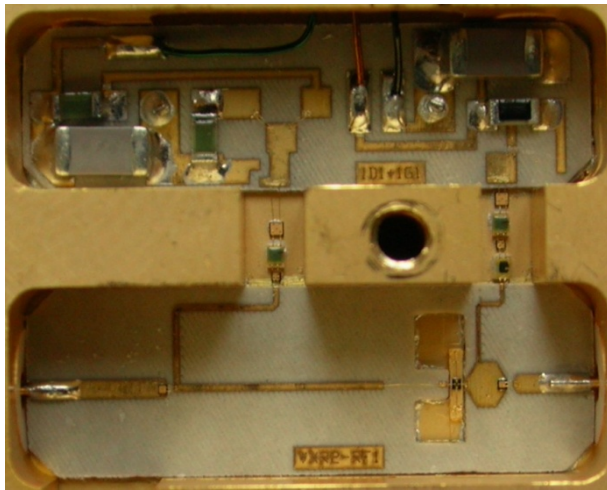


Figura 4.7. Fotografía del amplificador s/n YXR2001. Prototipo de amplificador de una sola etapa utilizado para investigar las imperfecciones de los modelos empleados en el diseño inicial.

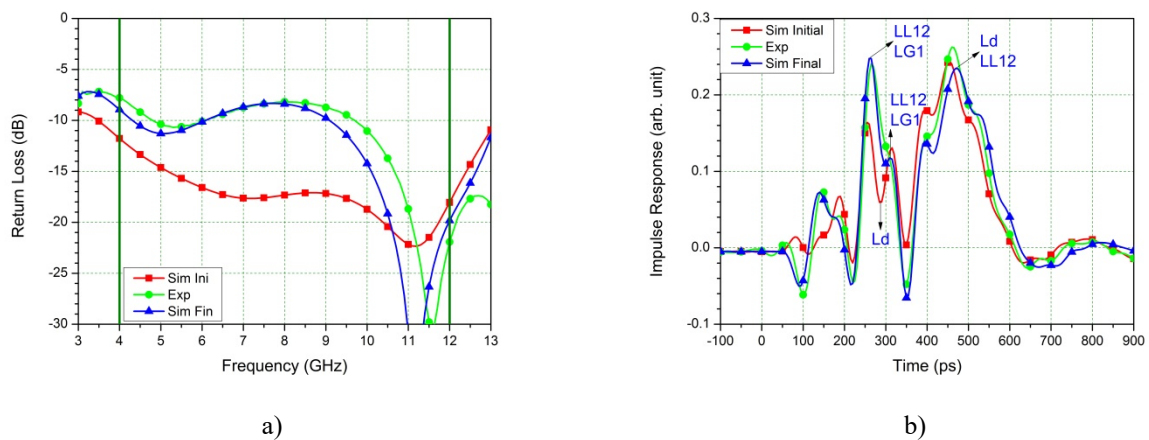


Figura 4.8. Comportamiento modelado y medidas de la reflexión de entrada del amplificador s/n YXR2001 a 300 K. Se aprecia la discrepancia entre el modelo inicial (cuadrados) y las medidas experimentales (círculos) así como la mejora tras el refinamiento del modelo (triángulos). a) Dominio de la frecuencia, y b) dominio del tiempo (escala vertical arbitraria).

Una vez identificados los parámetros del amplificador que es necesario modificar para ajustar el comportamiento experimental se procede a implementar las correspondientes modificaciones en una nueva versión de amplificador de una sola etapa, el s/n YXR2002. A continuación, se describen los ajustes realizados sobre el modelo del amplificador s/n YXR2001 y las modificaciones que se realizaron en el diseño del nuevo amplificador de una sola etapa s/n YXR2002 para compensar las discrepancias. La tabla 4.1 resume numéricamente estos datos.

- Se observa la necesidad de introducir sobre el modelo un incremento de 1.1 mm en la línea de menor impedancia de la red de acoplo de entrada, parámetro LL12 (figura 4.6). Se decide introducir una reducción de igual longitud sobre esta línea en la implementación del amplificador s/n YXR2002.
- El modelo requiere reducir la inductancia del hilo de bonding de puerta en 0.3 nH, parámetro LG1 (figura 4.6). Se decide aumentar este parámetro en igual valor para el amplificador s/n YXR2002.
- Finalmente es necesario introducir en el modelo del amplificador s/n YXR2001 un incremento elevado de la inductancia de drenador del transistor<sup>32</sup>. Para aplicar esta modificación sobre el

<sup>32</sup> Este parámetro no se encuentra representado en la figura 4.6 pero viene determinado principalmente por la inductancia que introduce el hilo de bonding empleado para conectar el *pad* de drenador del transistor con la línea correspondiente.

amplificador s/n YXR2002 se procede a reducir al máximo la longitud del hilo de bonding que une el drenador del transistor con la correspondiente línea. Se actúa de esta manera ya que el reducido tamaño del *pad* de drenador no permite el uso de dos hilos de bonding paralelos sin correr el riesgo de dañar el dispositivo activo. Adicionalmente se reduce la longitud del *taper* utilizado para adecuar la transición entre el drenador y la línea de baja impedancia contigua, figura 4.9, logrando aumentar la componente capacitiva de esta transición [30] [107] y por tanto compensando la inductancia sobre la que se quiere actuar.

Tabla 4.1. Modificaciones introducidas en el modelo del amplificador s/n YXR2001 para ajustar su comportamiento experimental y modificaciones realizadas en la implementación práctica del prototipo s/n YXR2002.

Parámetro - notación	Ajuste modelo amplificador s/n YXR2001			Implementación sobre prototipo s/n YXR2002
	Val. Inic.	Val. Fin.	Var. Rel.	
Long. línea intermedia - LL12 (mm)	6.6	7.7	16.7%	5.5
Ind. hilo bonding puerta - LG1 (nH)	1.8	1.5	-16.7%	2.1
Ind. drenador - Ld (nH)	0.15	0.35	133%	--

Aplicando las correcciones descritas se procedió a diseñar y fabricar una nueva versión de amplificador de una sola etapa con reflexión de entrada mejorada. La figura 4.9 muestra este diseño en el que se introdujeron además múltiples elementos de sintonía (islas) para permitir una mayor flexibilidad en la modificación experimental del circuito.

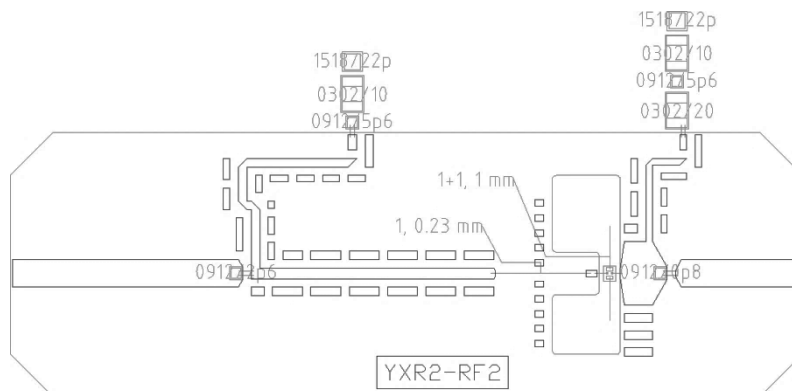


Figura 4.9. Circuito de RF del segundo amplificador de una sola etapa, el s/n YXR2002. Diseñado e implementado con la finalidad de poner en práctica los conocimientos adquiridos a partir del ajuste a los resultados experimentales al modelo del amplificador s/n YXR2001.

La figura 4.10 muestra una fotografía de las cavidades de polarización y de RF del amplificador de una sola etapa s/n YXR2002. En la figura 4.11 se representan los resultados modelados y experimentales a 300 K para la reflexión de entrada de este amplificador donde se aprecia una mejor predicción del comportamiento experimental que el obtenido inicialmente para el primer amplificador de una sola etapa s/n YXR2001 (figura 4.8). La predicción se desvía en la segunda mitad de la banda de trabajo, pero logra reproducir el nivel de -10 dB.

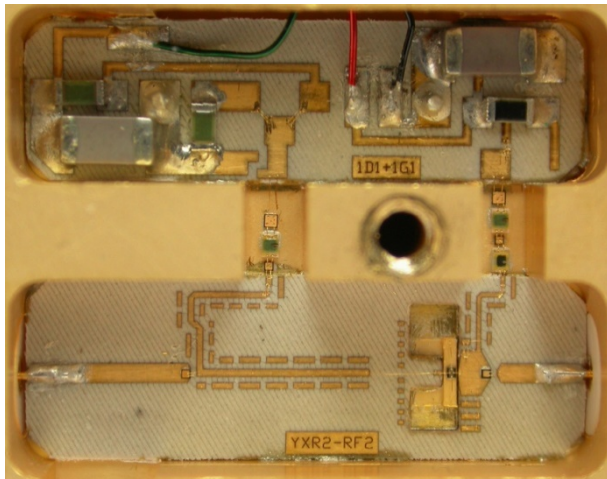


Figura 4.10. Fotografía del amplificador s/n YXR2002, segundo prototipo de amplificador de una sola etapa utilizado para investigar las imperfecciones de los modelos empleados en el diseño inicial.

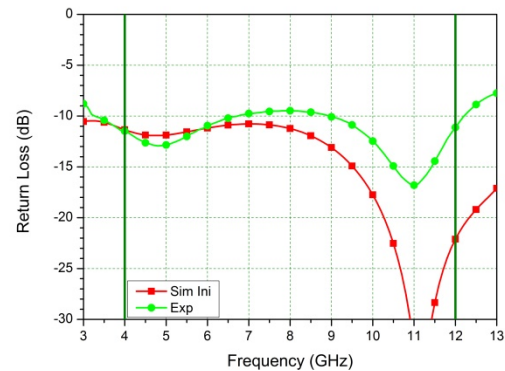


Figura 4.11. Comportamiento modelado (cuadrados) y medido (círculos) de la reflexión de entrada del amplificador s/n YXR2002 a 300 K. Se aprecia una mejora en la predicción del comportamiento experimental respecto a la obtenida para el amplificador s/n YXR2001.

### 4.2.3. Prototipo final

Se describe a continuación el proceso de diseño y fabricación del prototipo final de LNA de baja reflexión de entrada identificado como s/n YXR3002. Se incluyen algunos resultados parciales del diseño con la finalidad de ilustrar los aspectos novedosos del prototipo.

Este amplificador constituye el prototipo final diseñado para este trabajo con el que se logran los objetivos de diseño propuestos. Incorpora las mejoras introducidas durante el diseño, fabricación y sintonización de las tres versiones de amplificador descritas anteriormente. A continuación se describen brevemente las modificaciones más significativas de este diseño.

- a) Como punto de partida del diseño se recurre a la primera versión de amplificador de 3 etapas implementado, el s/n YXR1001, sobre el que se aplican las siguientes modificaciones:
  - Se sustituye la línea de baja impedancia en la primera interetapa por un condensador.
  - Se sustituyen los condensadores cerámicos monocapa por otros tipo MIS, idénticos a los utilizados en los amplificadores de una sola etapa, ya que su reducido tamaño proporciona un comportamiento más próximo al ideal.
  - Se utiliza una inductancia cónica en lugar de un *stub* para la "T" de polarización del mezclador.
  - Se emplean *beads* de cristal y pines deslizantes para implementar la transición entre el conductor interno del conector coaxial y la línea microstrip del interior del amplificador. Se decide utilizar este tipo de conectores y tecnología de transición a la vista de los buenos resultados obtenidos para el módulo de medida de ruido que se describirá en el capítulo 5.
- b) Se ponen en práctica las modificaciones realizadas durante el ajuste experimental de los amplificadores de una sola etapa s/n YXR2001 y s/n YXR2002. Para ello se recurre a una implementación más flexible de la red de acoplo de entrada:
  - Se inserta una línea microstrip seccionada que permite seleccionar entre dos posibles valores de longitud.
  - Se divide el hilo de bonding de puerta en dos tramos ajustables, lo que permite seleccionar entre dos valores distintos de inductancia de puerta.

- Se reduce al máximo la inductancia de drenador del transistor de la primera etapa minimizando la longitud del hilo de bonding correspondiente.

#### 4.2.3.1. Dispositivo activo de la primera etapa

La versión final del prototipo emplea un transistor fabricado por ETH para la primera etapa mientras que en la segunda y tercera se utilizan dispositivos fabricados por HRL. No obstante, el prototipo fue fabricado inicialmente utilizando transistores de HRL idénticos en todas las etapas, lo que ha permitido establecer la comparación experimental del comportamiento criogénico de los dos tipos de transistores que aparece en la figura 4.12.

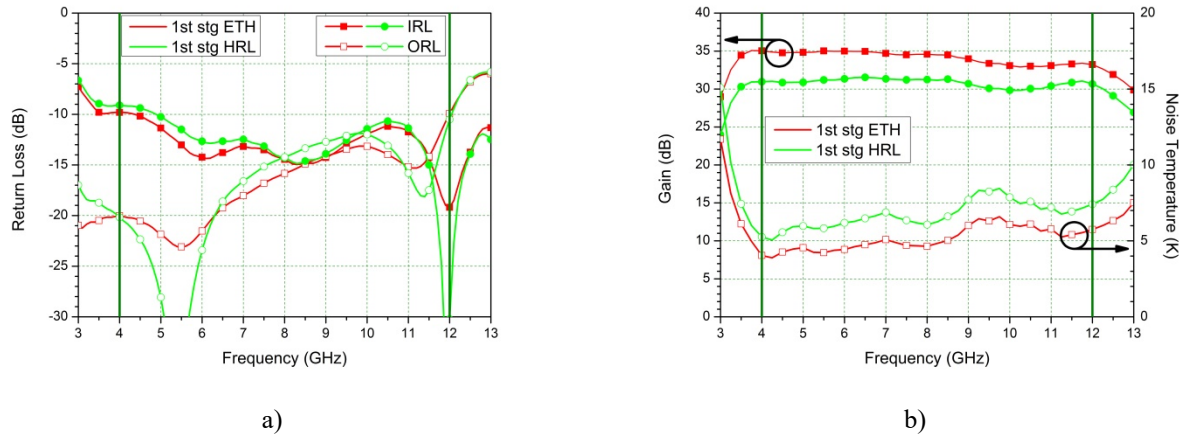


Figura 4.12. Comparación del comportamiento experimental a 15 K de los dos transistores utilizados en la primera etapa del prototipo: HRL (círculos) y ETH (cuadrados). a) Reflexión de entrada (símbolos cerrados) y salida (símbolos abiertos), y b) ganancia (símbolos cerrados) y ruido (símbolos abiertos).

Se aprecia que la reflexión de entrada es bastante parecida. Sin embargo, existe una variación significativa en la ganancia y el ruido, pasando de los 30.9 dB y 6.7 K obtenidos con el transistor de HRL a 34.1 dB y 5.1 K obtenidos empleando el dispositivo de ETH. Este comportamiento se explica por la superior frecuencia de transición de los transistores de ETH [103].

#### 4.2.3.2. Componentes pasivos

Como se ha descrito en el capítulo 2 los componentes pasivos y materiales han sido seleccionados para presentar un buen comportamiento mecánico y eléctrico bajo condiciones criogénicas [74]. Los substratos microstrip de RF y de polarización están fabricados mediante grabado láser sobre un substrato tipo Duroid 6002 de 10 mil con 8  $\mu\text{m}$  de oro blando electrodepositado. Se utilizaron condensadores MIS [66] en todo el diseño de RF exceptuando el utilizado para substituir la línea de baja impedancia. Esto es debido a que el reducido valor de 0.4 pF necesario para este componente únicamente está disponible en formato de condensador cerámico monocapa de baja constante dieléctrica (ATC111) [106]. En la cavidad de RF todos los componentes son adheridos al chasis o a las correspondientes líneas microstrip utilizando el epoxi conductor EPO-TEK H20E.

La "T" de polarización para el mezclador SIS se incorpora en el circuito de entrada, figura 4.14, a través del conector de RF de entrada del amplificador. En este caso se emplea una inductancia cónica de 250 nH (Piconics G100) [108] en serie con un condensador cerámico monocapa de 5.1 pF (ATC111) [106] para desacoplar este camino de polarización de las señales de RF. El impacto sobre el ruido de esta red de polarización fue caracterizado a temperatura criogénica durante el proceso de

fabricación y aparece representado en la figura 4.13<sup>33</sup>. Estas medidas revelan que no existe una degradación significativa en ganancia o reflexión de entrada y salida. En cuanto al ruido se detectó un incremento de tan sólo 0.03 K en el valor promedio en la banda, posiblemente causado por las pérdidas residuales de la inductancia.

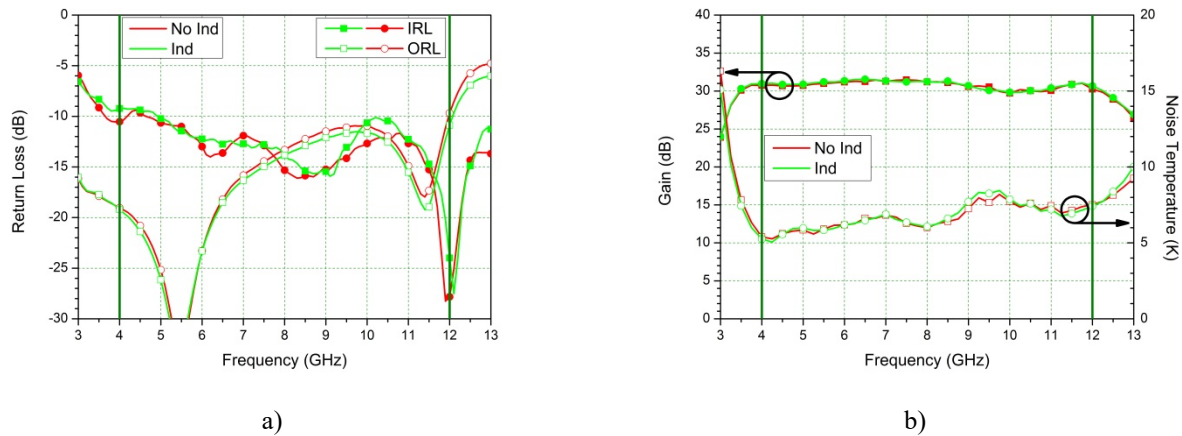


Figura 4.13. Comparativa de medidas experimentales a 15 K del prototipo final antes (círculos) y después (cuadrados) de incorporar la "T" de polarización del mezclador. a) Reflexión de entrada (símbolos cerrados) y salida (símbolos abiertos), y b) ganancia (símbolos cerrados) y ruido (símbolos abiertos).

Los conectores de entrada y salida son de tipo SMA intercambiables (Southwest Microwave 214-500SF) [109] y conectan con las líneas microstrip mediante un *bead* hermético de cristal (Anritsu K100 con pin de 12 mil de diámetro) y su correspondiente contacto deslizante (Anritsu K110-1-R) [60] soldado a la línea. El uso de contactos deslizantes permite aliviar el estrés mecánico producido por la contracción desigual de los distintos materiales durante el proceso de enfriamiento.

El chasis está fabricado en latón<sup>34</sup> con 6  $\mu\text{m}$  de oro blando electrodepositado. Este recubrimiento es necesario principalmente para poder realizar el bonding a masa de la fuente de los transistores, pero también es útil para evitar la corrosión del chasis. La cavidad de RF incluye pedestales para acomodar cada uno de los transistores con el fin de hacer coincidir la altura de las caras superiores del substrato microstrip y del dispositivo facilitando el montaje y permitiendo utilizar hilos de bonding de drenador de longitud mínima. Las cavidades de polarización incluyen secciones RC para filtrar señales de microondas y divisores de tensión en el camino de puerta para garantizar una adecuada protección contra descargas electrostáticas.

#### 4.2.3.3. Diseño del amplificador

La figura 4.14 representa el circuito RF del prototipo diseñado, donde se aprecian los elementos microstrip introducidos para poder llevar a cabo la sintonización de algunas líneas y componentes críticos. La figura 4.15 muestra distintas fotografías y detalles del amplificador y la figura 4.16 incluye un esquema del amplificador completo. Finalmente la tabla 4.2 incluye un listado de los componentes empleados.

<sup>33</sup> Medidas realizadas empleando un dispositivo de fabricación por HRL como transistor de la primera según se ha descrito en el apartado 4.2.3.1.

<sup>34</sup> Este material suele ser seleccionado para la fabricación de prototipos por su facilidad de mecanizado y compatibilidad electroquímica para la deposición de oro. Una versión definitiva del amplificador se construiría utilizando una aleación de aluminio para reducir peso y mejorar las propiedades térmicas a temperatura criogénica.

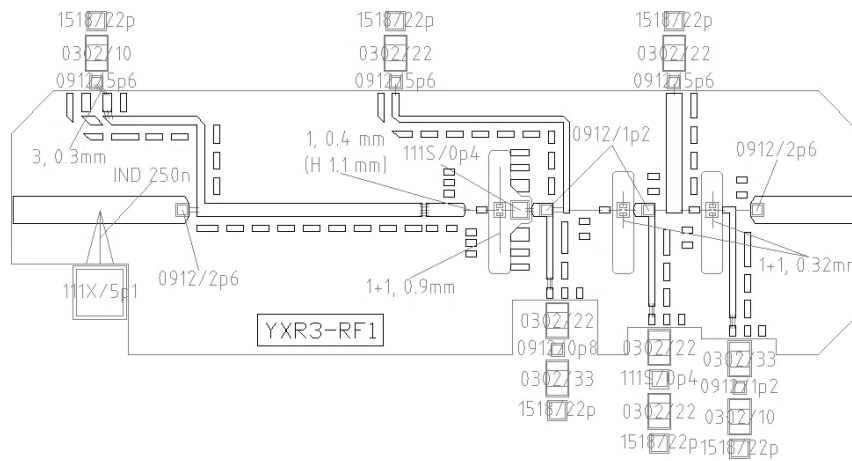
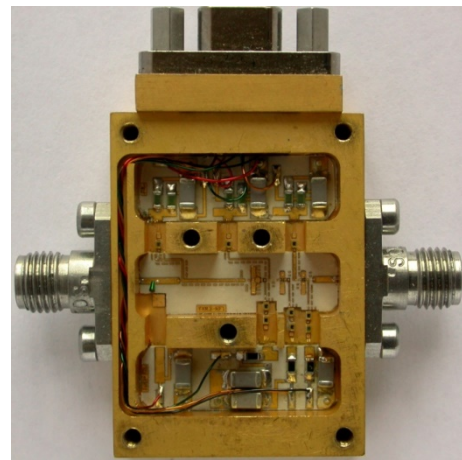


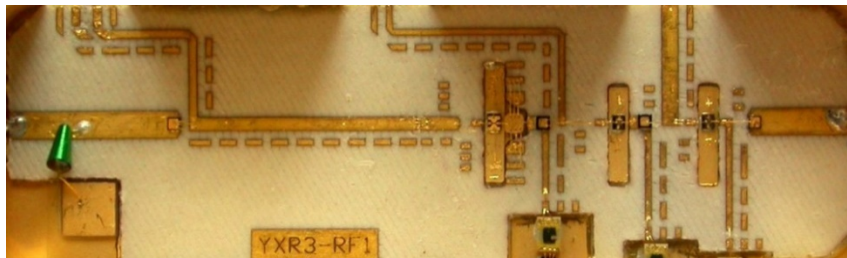
Figura 4.14. Circuito de RF del prototipo final, s/n YXR3002.



a)



b)



c)

Figura 4.15. Fotografías del prototipo final de amplificador con reflexión de entrada reducida. Las dimensiones del chasis son 24.6x33.6x10.7 mm sin tener en cuenta los conectores de RF y de polarización. a) Vista exterior, b) vista interior, y c) detalle del circuito de RF.

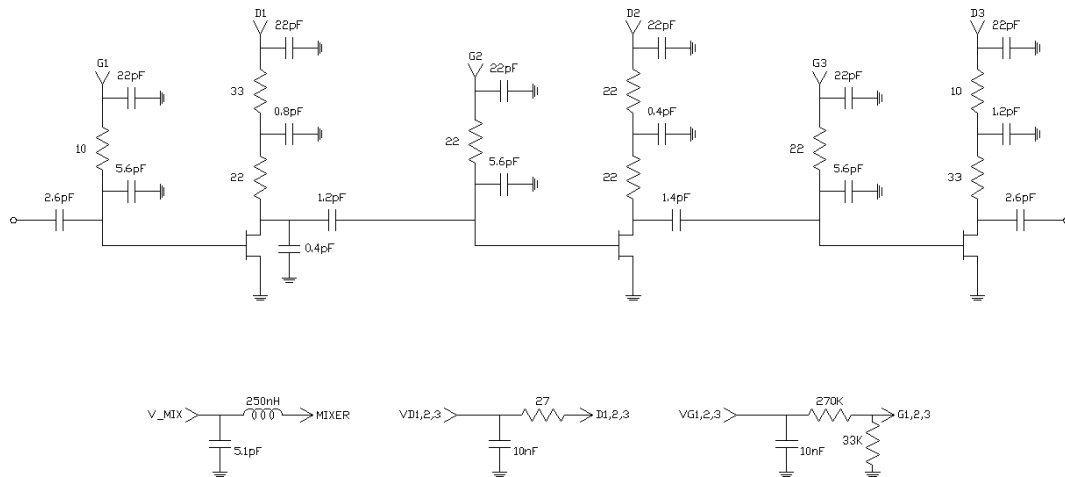


Figura 4.16. Esquema del amplificador completo.

Tabla 4.2. Lista de componentes del prototipo final.

Código	Número	Valor	Fabricante	P/N
<b>Transistores</b>				
ETH (150x0.1) $\mu\text{m}^2$	1	--	ETH	T-245
HRL (150x0.1) $\mu\text{m}^2$	2	--	HRL	T-78
<b>Resistencias</b>				
RES 0603/M27	3	M27		SMD 0603
RES 0603/33K	3	33K		SMD 0603
RES 0603/27	3	27		SMD 0603
RES 0302/10	2	10	SOTA	0302 AP 100 J G
RES 0302/22	5	22	SOTA	0302 AP 220 J G
RES 0302/33	2	33	SOTA	0302 AP 330 J G
<b>Condensadores</b>				
CAP 111S/0p4	2	0p4	ATC	111S CA 0R4 B 100 TT
CAP 0912/0p8	1	0p8	SKYWORKS	80912
CAP 0912/1p2	3	1p2	SKYWORKS	120912
CAP 0912/2p6	2	2p6	SKYWORKS	260912
CAP 0912/5p6	3	5p6	SKYWORKS	560912
CAP 1518/22p	6	22p	SKYWORKS	2201518
CAP 1206/10n	7	10n	AVX	1206 3A 103K AT 2A
<b>Conectores</b>				
BEAD	2	--	ANRITSU	K100
SLIDING PIN	2	--	ANRITSU	K110-1-R
CON RF	2	--	SOWTHWEST	214-500SF
CON BIAS	1	--	ITT	MDM 9PH038B A174
<b>"T" de polarización del mezclador</b>				
CAP 111X/5p1	1	5p1	ATC	111S CA 5R1 B 100 TT
IND 250n	1	250n	PICONICS	CC25T47K240G100

En el detalle de la cavidad de RF de la figura 4.15 se aprecia la implementación flexible de la red de acoplo de entrada a la que se ha hecho referencia anteriormente. Este diseño permite:

- Seleccionar entre dos posibles valores de longitud de línea microstrip, una correspondiente a la longitud nominal de diseño (6.07 mm) y otra que reduce dicha longitud en aproximadamente un 16% (5.11 mm). El paso de una configuración a otra se lleva a cabo mediante la eliminación de 3 hilos de bonding paralelos que unen los dos tramos de línea.
- Seleccionar dos configuraciones de longitud del hilo de bonding de puerta correspondientes a las dos configuraciones de longitud de la línea microstrip. Esto permite variar la inductancia introducida por este hilo entre el valor nominal de diseño (1.3 nH) y un valor aproximadamente un 16% mayor (1.5 nH) correspondiente a las configuraciones de línea de mayor y menor longitud respectivamente.

Tras la fabricación del prototipo se detectó un problema que se ponía de manifiesto como un severo deterioro de la reflexión de entrada en relación al comportamiento modelado. El problema pudo ser explicado por un acoplamiento no deseado entre los hilos de bonding de puerta y fuente del primer transistor. Este efecto, observado en las medidas experimentales, podía ser modelado introduciendo un coeficiente de acoplamiento mutuo,  $K$ , de valor 0.4 entre las inductancias de los hilos de bonding. Para ilustrar esto se representa en la figura 4.17 una primera medida experimental del prototipo junto con dos simulaciones, una en la que la corrección para la inductancia mutua de los hilos de bonding es tenida en cuenta y otra en la que no. En la práctica, la realimentación fue eliminada mediante la reorientación de los hilos de bonding conflictivos en planos ortogonales. Esto dio lugar a la necesidad de implementar un hilo de puerta de gran altura para poder obtener el valor de inductancia necesario. Concretamente fue necesario introducir un hilo de bonding con una altura 1.1 mm y un avance horizontal de 0.35 mm como se puede apreciar en la figura 4.18. Una configuración de hilo de bonding como esta no es deseable en una versión final de amplificador ya que podría ser sensible a vibraciones o romperse fácilmente. Debido a esto, en una versión definitiva, sería necesario incorporar un hilo de menor altura (entre 0.1 mm y 0.2 mm) y de longitud adecuada para proporcionar la inductancia requerida.

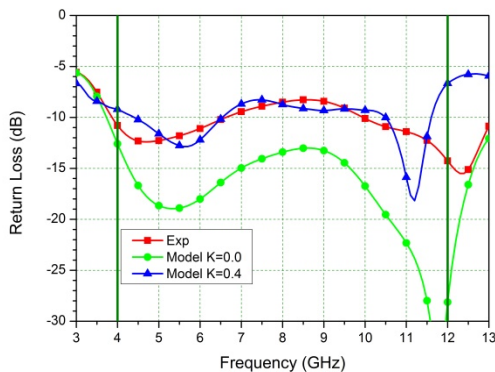


Figura 4.17. Medida experimental (cuadrados) a 15 K y modelos para ilustrar el problema del acoplamiento no deseado entre hilos de bonding de la red de entrada. Se compara el modelo con y sin inductancia mutua (triángulos y círculos respectivamente). El factor de acoplamiento mutuo empleado es  $K=0.4$ .

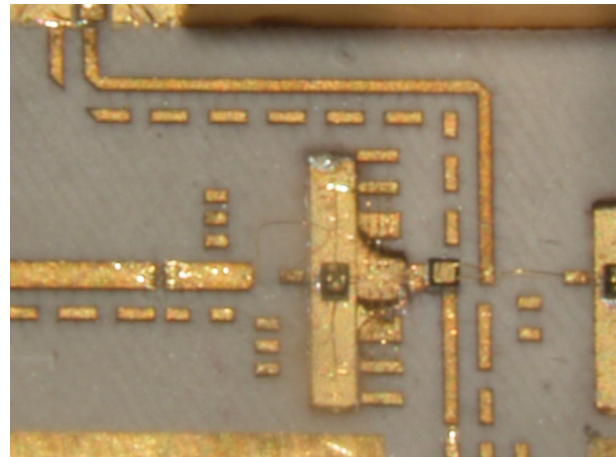


Figura 4.18. Detalle de la región del prototipo implementado en el entorno del transistor de la primera etapa. Se aprecia el hilo de bonding de gran altura utilizado para solventar los problemas de acoplamiento. También se aprecian las islas utilizadas para el ajuste fino de la capacidad del condensador utilizado en sustitución de la línea de baja impedancia de salida.

Uno de los aspectos que se consideran clave para la consecución de los objetivos de diseño con el prototipo final ha sido la sustitución de la línea microstrip de baja impedancia utilizada en las tres versiones iniciales por un condensador cerámico monocapa. Se introdujeron varios elementos de

sintonía para este componente en forma de islas a ambos lados del condensador como se aprecia en la figura 4.18. Estas islas conectadas en paralelo con el componente mediante series de tres hilos de bonding actúan como elementos capacitivos permitiendo un ajuste fino de su capacidad nominal. En la figura 4.19 se recopilan tres medidas experimentales a 300 K donde se aprecia el efecto de la conexión de estas islas de sintonía.

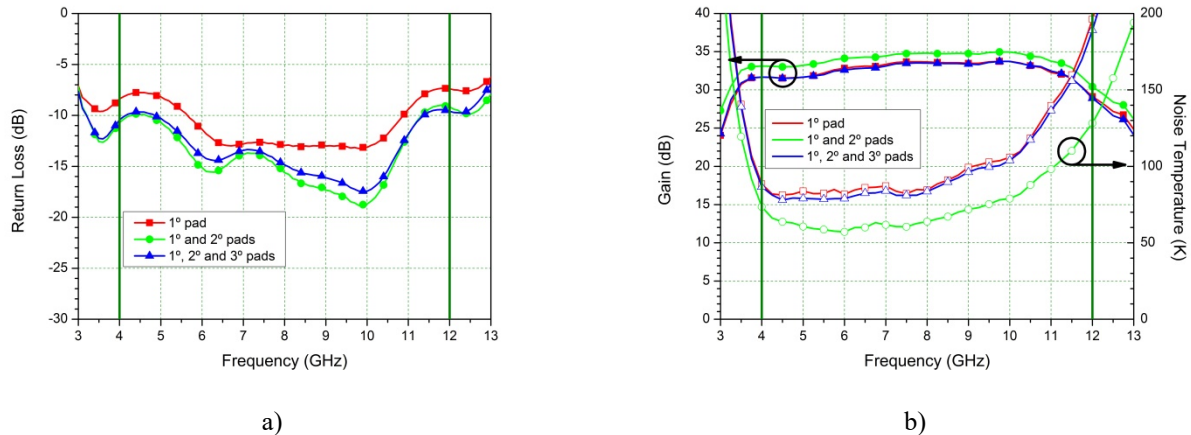


Figura 4.19. Variaciones del comportamiento experimental a 300 K del prototipo en función del número de islas de ajuste conectadas al condensador de salida de la primera etapa: conectando una sola isla (cuadrados), conectando dos islas (círculos) y conectando las tres islas disponibles (triángulos). a) Reflexión de entrada (símbolos cerrados), y b) ganancia (símbolos cerrados) y ruido (símbolos abiertos).

Se observa como la conexión de la segunda isla de sintonía tiene un importante efecto sobre el ruido y la reflexión de entrada, no obstante, la conexión de la tercera isla deteriora de nuevo el comportamiento en ruido sin alterar prácticamente la reflexión de entrada. Este comportamiento llevó a concluir que era necesario recurrir únicamente al uso de las dos primeras islas de sintonía como se aprecia en la figura 4.18.

#### 4.2.4. Resultados finales

La caracterización experimental del prototipo fue llevada a cabo en el criostato descrito en el capítulo 2 empleando para la medida de ruido el método del atenuador enfriado y para los parámetros S un analizador de redes vectorial Agilent E8364B.

Uno de los aspectos interesantes del trabajo desarrollado es que los resultados obtenidos permiten realizar una comparación experimental de las consecuencias de enfocar la optimización a conseguir un compromiso razonable entre el ruido y la reflexión de entrada. Esto se lleva a cabo comparando los resultados del prototipo final con los del amplificador que se tomó como punto de partida y cuyo diseño únicamente estaba optimizado en ruido, el amplificador tipo YXA NOEMA s/n YXA1225. La comparación es significativa gracias a que los transistores utilizados en las primeras etapas de ambos amplificadores son idénticos. Como se ha descrito en el capítulo 2, hay que tener en cuenta que los amplificadores con alta reflexión de entrada requieren elementos adicionales (aisladores) o configuraciones más complejas (amplificadores balanceados) para la reducción de la reflexión a niveles aceptables dentro del receptor. Además, los elementos adicionales que es necesario incluir también pueden tener una contribución significativa al ruido. En el apartado siguiente se realizará una comparación del amplificador final desarrollado en este trabajo con estas configuraciones alternativas y se demostrará que la optimización propuesta resulta ventajosa desde el punto de vista global para un desarrollo multipixel.

Durante el proceso de medida y como parte del ajuste del amplificador a temperatura criogénica también se lleva a cabo una optimización del punto de polarización de los transistores. La tabla 4.3

describe los distintos puntos de polarización considerados junto con un resumen de los parámetros tenidos en cuenta para la selección del valor óptimo.

Tabla 4.3. Puntos de polarización considerados.

Punto de polarización			IRL máx. (dB)	ORL máx. (dB)	Ruido promedio (K)	Rizado ganancia (dB)	Potencia (mW)
Código	$V_{d1}, V_{d2}, V_{d3}$ (V)	$I_{d1}, I_{d2}, I_{d3}$ (mA)					
P07	(1.0,1.0,0.6)	(5,4,4)	-9.79	-9.92	5.1	2.13	11.4
P08	(1.0,1.1,0.6)	(5,4,4)	-9.73	< -10	5.1	2.28	11.8
P10	(1.0,1.0,0.6)	(5,5,4)	-9.72	-9.06	5.1	2.64	12.4
P11	(0.8,1.0,0.6)	(4,4,4)	-9.39	< -10	5.4	1.94	9.6
P12	(0.9,0.9,0.5)	(4,4,4)	-9.74	< -10	5.3	2.33	9.2
P14	(0.9,1.1,0.6)	(4,4,4)	-9.72	< -10	5.3	2.17	10.4

La figura 4.20 representa las reflexiones de entrada y salida junto con el comportamiento en ruido y ganancia del prototipo a temperatura criogénica para los distintos puntos de polarización considerados.

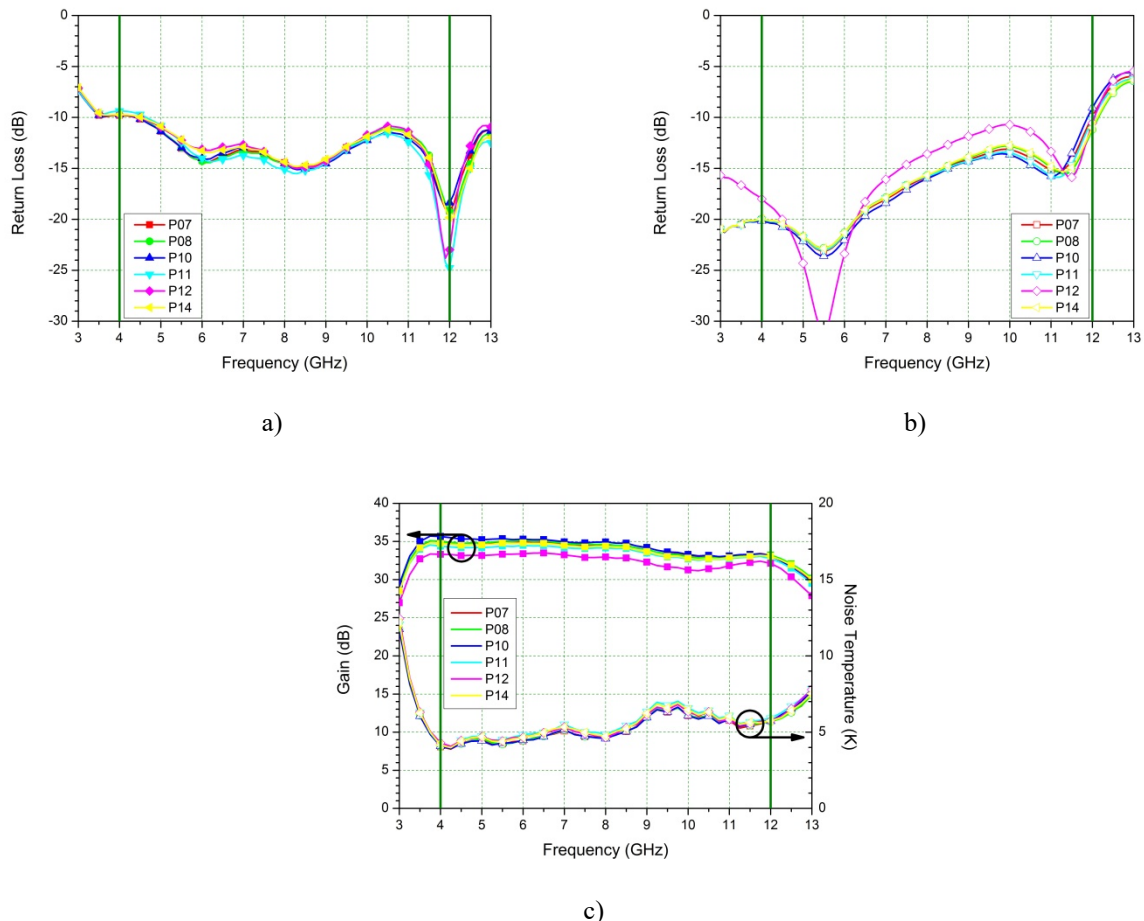


Figura 4.20. Variaciones del comportamiento experimental del prototipo en función del punto de polarización a 15 K. a) Reflexión de entrada (símbolos cerrados), b) reflexión de salida (símbolos abiertos), y c) ganancia (símbolos cerrados) y ruido (símbolos abiertos).

Los resultados de la figura 4.20 permiten concluir que no existe una variación significativa del comportamiento del amplificador con el punto de polarización, lo cual da una idea del comportamiento estable del prototipo frente a variaciones de estos parámetros. Finalmente se selecciona el punto de polarización P07 con tensiones de drenador de (1.0, 1.0, 0.6) V y corrientes

de drenador de (5, 4, 4) mA ya que permite obtener el mejor compromiso entre reflexión de entrada y ruido manteniendo los demás parámetros dentro de valores adecuados.

El punto de polarización utilizado para la caracterización a 300 K es siempre de (1.5, 1.5, 1.5) V (tensiones de drenador) y (10, 10, 10) mA (corrientes de drenador). Este punto de polarización no ha sido optimizado ya que sólo se emplea en medidas de referencia a esta temperatura utilizadas para evaluar la evolución de las distintas iteraciones del prototipo.

#### 4.2.4.1. Reflexión de entrada y salida

El comportamiento en reflexión del prototipo final a 300 K aparece representado en la figura 4.21.

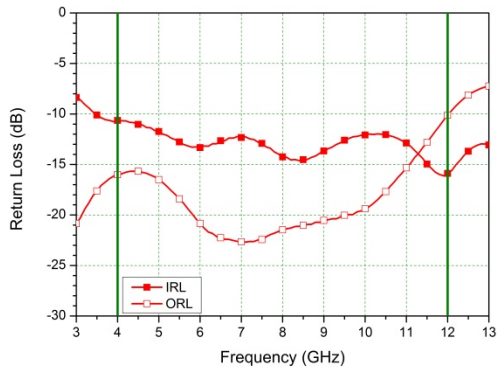
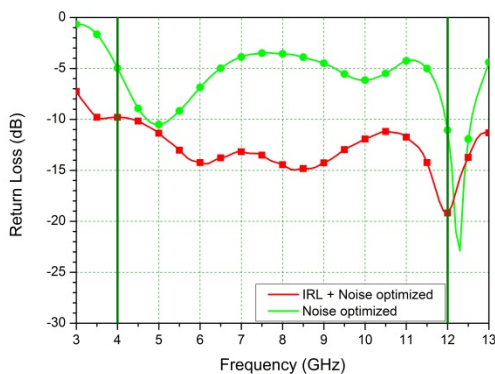
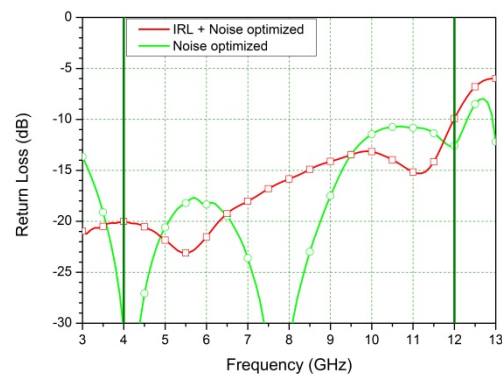


Figura 4.21. Resultados experimentales a 300 K de la reflexión de entrada (símbolos cerrados) y de salida (símbolos abiertos) del prototipo final.

A temperatura criogénica, figura 4.22, tanto la reflexión de entrada como la de salida se mantienen por debajo del umbral de los -10 dB exceptuando un pequeño rango en la zona de bajas frecuencias de la banda para la reflexión de entrada<sup>35</sup> y el punto a 12 GHz para la reflexión de salida. La figura 4.22 también incluye los resultados para el amplificador NOEMA s/n YXA1225 utilizado como punto de partida para el diseño con el fin de comparar los resultados obtenidos.



a)



b)

Figura 4.22. Resultados experimentales a 15 K de la reflexión del prototipo final (cuadrados). Este resultado se compara con los del amplificador optimizado en ruido NOEMA s/n YXA1225 (círculos). a) Reflexión de entrada (símbolos cerrados), y b) reflexión de salida (símbolos abiertos).

La tabla 4.4 resume los resultados previamente analizados.

<sup>35</sup> Entre 4.0 GHz y 4.3 GHz.

Tabla 4.4. Comparación de las pérdidas de retorno de entrada y salida de los amplificadores descritos en la figura 4.22.

Parámetro experimental (4-12 GHz, T=15 K)		Este trabajo	YXA1225 NOEMA
IRL (dB)	Máximo	-9.8	-3.5
ORL (dB)	Máximo	-9.9	-10.7

Los resultados de la reflexión de entrada son claramente mejores en el prototipo propuesto en este trabajo. Sin embargo, los resultados de la reflexión de salida son ligeramente superiores en el amplificador de referencia.

#### 4.2.4.2. Temperatura de ruido y ganancia

Las figuras 4.23 y 4.24 muestran respectivamente los resultados para el comportamiento a 300 K y 15 K del ruido y la ganancia del prototipo final. A temperatura criogénica el valor medio de la temperatura de ruido es de 5.1 K con un valor máximo de 6.6 K y un rizado pico a pico de 2.7 K. La ganancia promedio es de 34.1 dB con una variación pico a pico de 2.4 dB en la banda. La figura 4.24 también incluye el comportamiento del amplificador NOEMA s/n YXA1225 para el que se logra una temperatura de ruido promedio de 4.0 K con un rizado pico a pico de 1.6 K. A partir de estos resultados podemos concluir que la degradación de la temperatura de ruido es de 1.1 K cuando la optimización se orienta a obtener un compromiso entre baja reflexión de entrada y bajo ruido.

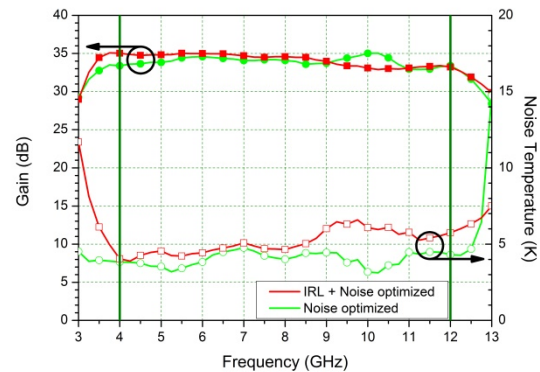
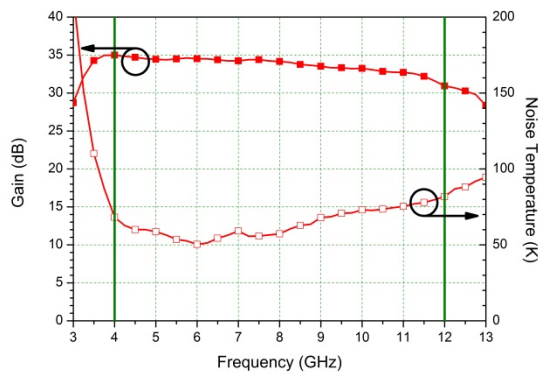


Figura 4.23. Resultados experimentales a 300 K de la temperatura de ruido (símbolos cerrados) y de la ganancia (símbolos abiertos) del prototipo final.

Figura 4.24. Resultados experimentales a 15 K de la temperatura de ruido (símbolos abiertos) y la ganancia (símbolos cerrados) del prototipo final (cuadrados). Este resultado se compara con los del amplificador optimizado únicamente en ruido NOEMA s/n YXA1225 (círculos).

La tabla 4.5 resume los resultados previamente analizados.

Tabla 4.5. Comparación del ruido y la ganancia de los amplificadores descritos en la figura 4.24.

Parámetro experimental (4-12 GHz, T=15 K)		Este trabajo	YXA1225 NOEMA
Ruido (K)	Promedio	5.1	4.0
	Rizado (pp)	2.7	1.6
Ganancia (dB)	Promedio	34.1	34.0
	Rizado (pp)	2.4	2.1
Estabilidad <sup>1</sup>	Mínimo	2	2

<sup>1</sup> Parámetro de estabilidad  $\mu$

En la figura 4.25 se representa el parámetro de estabilidad  $\mu^{36}$  [32] a 15 K del prototipo junto con el del amplificador s/n YXA1225 de referencia. Observamos cómo no existe una variación significativa de este parámetro entre los dos amplificadores.

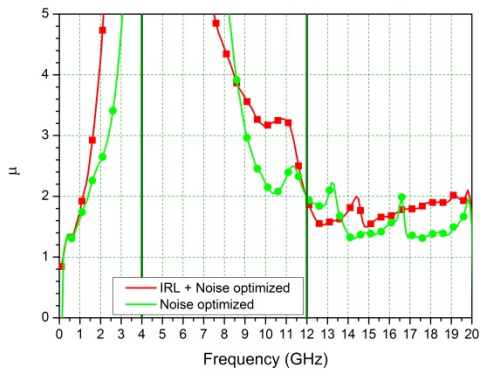
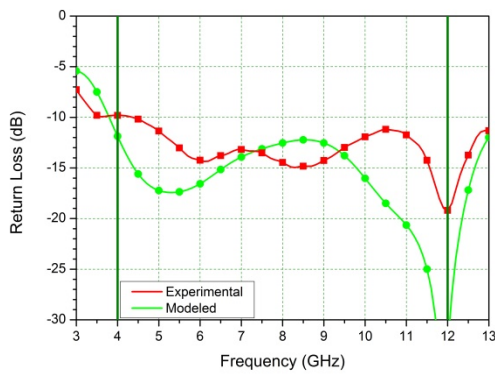
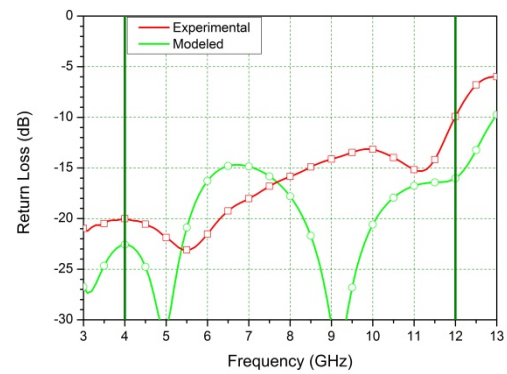


Figura 4.25. Resultados experimentales a 15 K de la estabilidad en términos del parámetro  $\mu$  del prototipo final (cuadrados) comparado con el amplificador optimizado en ruido NOEMA s/n YXA1225 (círculos) con idénticos transistores en la 1ª y 2ª etapa.

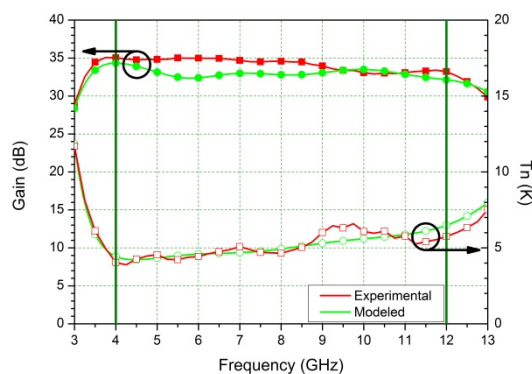
#### 4.2.4.3. Comparación de los resultados experimentales con el modelo



a)



b)



c)

Figura 4.26. Comparación entre el modelo (círculos) y los resultados experimentales (cuadrados) a 15 K para el prototipo final. a) Reflexión de entrada (símbolos cerrados), b) reflexión de salida (símbolos abiertos), y c) ganancia (símbolos cerrados) y ruido (símbolos abiertos).

<sup>36</sup> Este parámetro permite establecer una comparación entre la estabilidad como se ha visto en el apartado 2.1.1.

En la figura 4.26 se representan los resultados experimentales a 15 K junto con el comportamiento modelado del prototipo. Los datos de reflexión son una buena muestra de las dificultades encontradas para modelar de forma rigurosa estos parámetros. Aunque la predicción de la reflexión de entrada no es del todo exacta sí permite realizar una estimación bastante aproximada dentro de la banda de trabajo. Tanto la ganancia como el ruido son predichos de forma mucho más precisa. En la figura 4.26 se observa cómo la predicción del comportamiento de la reflexión de entrada es considerablemente mejor que en el caso del primer prototipo de amplificador descrito en la sección 4.2.2.1.

#### 4.2.5. Comparación con amplificadores balanceados y aisladores criogénicos

Como análisis final se comparan los resultados obtenidos con los de otras opciones clásicas utilizadas para hacer frente a la elevada reflexión de entrada de los LNAs criogénicos de IF de receptores milimétricos para radioastronomía: LNAs balanceados y aisladores criogénicos. En la tabla 4.6 se detalla el comportamiento experimental, y otros aspectos físicos relevantes, de las tres opciones consideradas en este trabajo:

- El prototipo presentado, s/n YXR3002.
- Un amplificador balanceado construido utilizando dos amplificadores optimizados para mínimo ruido de la banda 9 de ALMA [77], s/n YXA1025 y s/n YXA1026.
- Una serie de amplificadores optimizados para mínimo ruido, s/n YXA1026 (banda 9 de ALMA) y s/n YXA1225 (NOEMA), con dos versiones de aisladores criogénicos suministrados por PAMTECH (modelo CWJ1015) conectados a su entrada [77].

Con el fin de tener una referencia para el comportamiento del ruido de las distintas alternativas se calcula el incremento de la temperatura de ruido que existe relativo al del correspondiente amplificador optimizado para mínimo ruido, siendo estos:

- En el caso del prototipo presentado en este trabajo, el amplificador optimizado en ruido en el que está basado, NOEMA s/n YXA1225.
- En el caso del amplificador balanceado, los dos amplificadores banda 9 de ALMA utilizados para su construcción, s/n YXA1025 y s/n YXA1026.
- En el caso del uso de aisladores, el comportamiento de los amplificadores a los que se encuentran conectados, s/n YXA1026 (banda 9 de ALMA) y s/n YXA1225 (NOEMA).

Tabla 4.6. Comparación de los distintos métodos utilizados para reducir la reflexión de entrada de LNAs criogénicos de IF: el prototipo final presentado, un amplificador balanceado y una serie de LNAs con distintos aisladores criogénicos conectados a su entrada.

Parámetros experimentales (4-12 GHz, T=15 K)		Este trabajo	LNA balanceado	YXA1026 +Aisl. 107	YXA1026 +Aisl. 217	YXA1225 +Aisl. 217
Ruido (K)	Promedio	5.1	5.8	8.6	7.7	6.8
	Incremento <sup>1</sup>	1.1	1.4, <sup>2</sup>	3.9	3.0	2.8
Ganancia (dB)	Promedio	34.1	33.6	33.8	33.3	33.2
IRL (dB)	Máximo	-9.8	-15.9	-17.9	-21.7	-21.6
ORL (dB)	Máximo	-9.9	-17.3	-17.5	-15.0	-10.6
Potencia Disipada (mW)		11.4	19.4	9.4	9.4	10.2
Masa aproximada (g)		66	120	196	196	196
Volumen aproximado <sup>3</sup> (cm <sup>3</sup> )		11.3	38.4	47.0	47.0	47.0

<sup>1</sup> Relativo al correspondiente amplificador optimizado en ruido (tabla 4.7).

<sup>2</sup> Calculado a partir del promedio del ruido de los LNAs utilizados en la construcción del amplificador balanceado.

<sup>3</sup> Suma de la envolvente de cada uno de los componentes sin conectores.

Las características de los amplificadores utilizados para la comparación se encuentran especificadas en la tabla 4.7.

Tabla 4.7. Características de los LNAs utilizados para la comparación.

Parámetros experimentales (4-12 GHz, T=15 K)		YXA1225 NOEMA	YXA1025 ALMA	YXA1026 ALMA
Ruido (K)	Promedio	4.0	4.2	4.7
Ganancia (dB)	Promedio	34.0	34.6	34.0
IRL (dB)	Máximo	-3.5	-3.7	-4.0
ORL (dB)	Máximo	-10.7	-14.4	-15.3
Potencia Disipada (mW)		10.2	9.2	9.4

Estos resultados muestran como el ruido promedio y el incremento en relación al correspondiente amplificador optimizado en ruido es menor para el prototipo presentado en este trabajo. En cambio el comportamiento en reflexión de entrada es mejor para los casos en los que se emplea un aislador o en el amplificador balanceado. En lo relativo a las características físicas enumeradas en la tabla 4.6, el prototipo s/n YXR3002 sería el LNA más adecuado para una aplicación multipixel con estrictas restricciones de espacio debido a sus reducidas dimensiones y masa<sup>37</sup>.

Otro aspecto importante a tener en cuenta para este análisis es el económico. Por un lado está el elevado precio de los aisladores criogénicos de banda ancha y el hecho de que el coste de fabricación de un amplificador balanceado excede al doble del de un amplificador único ya que requiere de dos divisores de potencia en cuadratura adicionales. Si a todo esto se añade el factor multiplicador que aparece como consecuencia del elevado número de dispositivos requeridos para el desarrollo de un receptor multipixel se concluye la importante ventaja económica de usar un amplificador como el presentado en este trabajo.

Como se ha descrito en la sección 2.6.1, para el análisis de estos resultados es necesario tener en cuenta el deterioro que aparece como consecuencia de la desadaptación de la impedancia presentada a la entrada del amplificador. Esta impedancia corresponde a la de salida de IF del mezclador<sup>38</sup> transformada a través de la línea de transmisión que lo une con el LNA. Como demuestran [110] y [111] para los casos ideales de un amplificador balanceado y un amplificador con aislador respectivamente, la situación descrita, se manifiesta únicamente en un aumento de la temperatura de ruido promedio [77]. Esto no es así para el caso de un amplificador único en el que está situación, daría lugar a un rizado con: a) un periodo proporcional a la longitud de la línea de transmisión, y b) una amplitud y valor promedio que escalaría con la desadaptación de la impedancia de entrada respecto a la impedancia óptima de ruido. Para ilustrar esto se recuperan en la figura 4.27 dos de los resultados teóricos introducidos en el capítulo 2. En estos se evaluaba el deterioro del ruido y la ganancia que aparece cuando: a) se presenta a la entrada de un LNA específicamente diseñado para minimizar su contribución en ruido (tipo YXA), la impedancia de la salida de IF de una unión SIS<sup>39</sup> transformada a través de una línea de transmisión ideal de 25 mm de longitud; y b) idéntica situación a la anterior interponiendo un aislador ideal entre el LNA y la línea de transmisión. Estos resultados se comparan con el que se obtiene cuando se antepone a la entrada del modelo del prototipo desarrollado para este trabajo la impedancia de salida de IF de la misma unión SIS transformada a través de una línea de transmisión ideal de 25 mm.

<sup>37</sup> El peso podría reducirse significativamente si se utilizase un metal más ligero para el chasis como por ejemplo aluminio (nótese que el resto de los amplificadores están contruidos con éste material).

<sup>38</sup> Esta impedancia depende a su vez de la frecuencia de oscilador local utilizada en la etapa de mezclado.

<sup>39</sup> Modelo de SIS proporcionado por D. Maier, comunicación personal, noviembre de 2009.

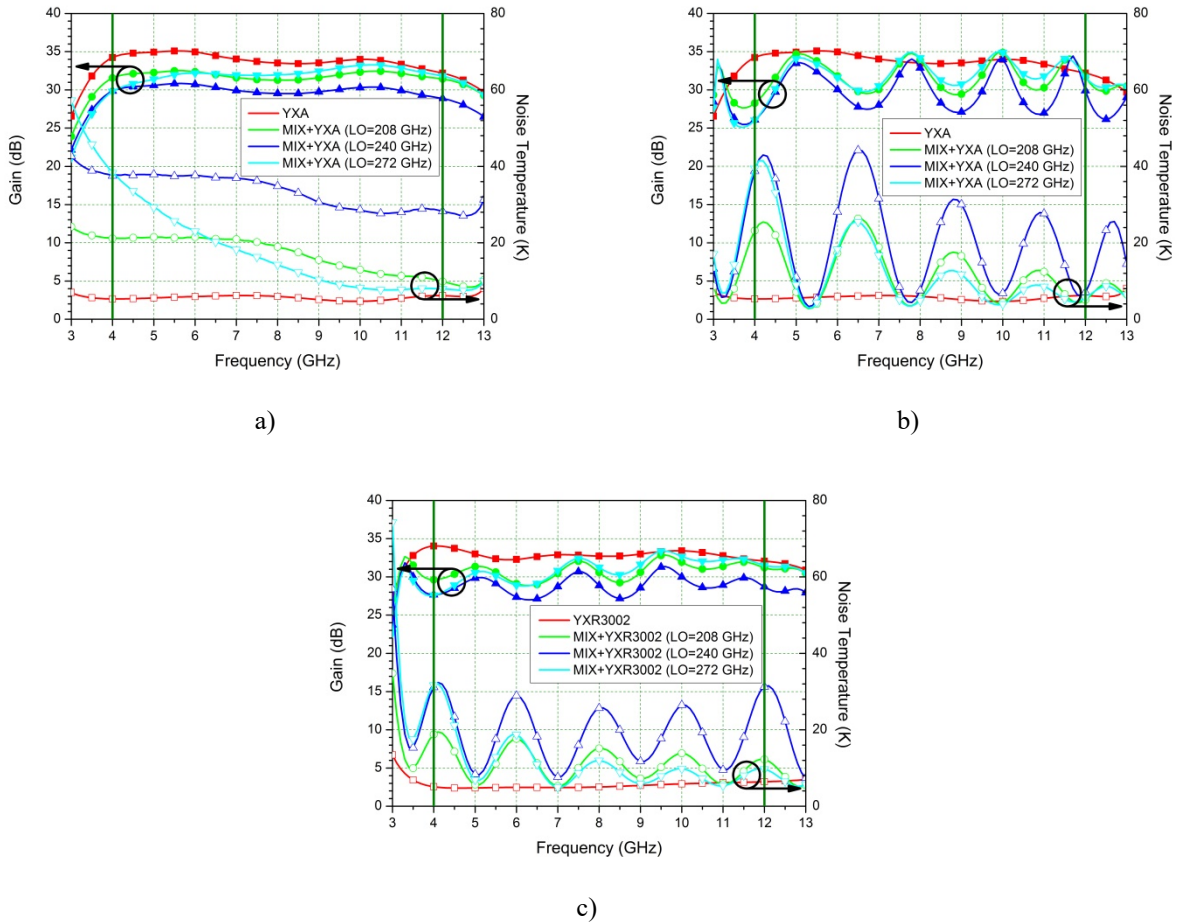


Figura 4.27. Comportamiento simulado a 15 K de la ganancia (símbolos cerrados) y el ruido (símbolos abiertos) para distintos LNAs con una carga de  $50 \Omega$  (cuadrados) o un mezclador SIS a distintas frecuencias de oscilador local (demás símbolos) conectados a su entrada. Entre el amplificador y la carga correspondiente existe una línea de transmisión sin pérdidas de 25 mm de longitud. a) Amplificador tipo YXA diseñado para optimizar el ruido, b) amplificador tipo YXA diseñado para optimizar el ruido con un aislador ideal a su entrada, y c) prototipo final de amplificador con reflexión de entrada mejorada, s/n YXR3002.

La tabla 4.8 resume numéricamente los resultados obtenidos

Tabla 4.8. Comparación de resultados obtenidos para los valores promedio y de rizado de las configuraciones analizadas en la figura 2.27.

LNA	Oscilador Local (GHz)	Ruido (K)	
		Promedio	Rizado (pp)
Tipo YXA	208	12.2	23.6
	240	21.0	40.9
	272	12.3	38.5
Tipo YXA +Aisl. Ideal	208	17.2	11.6
	240	33.4	10.2
	272	16.8	30.6
Este trabajo	208	10.9	14.2
	240	18.9	24.8
	272	10.8	27.2

De la tabla anterior se desprende que cuando se comparan los dos amplificadores, tipo YXA sin aislador y el presentado en este trabajo, los valores promedio del ruido disminuyen y el rizado

decrece entre un 30% y un 40%. Este resultado era de esperar dada la mejor adaptación que proporciona el amplificador presentado en este trabajo como consecuencia de su mejora en reflexión de entrada. La comparación más significativa en este caso correspondería a la que se lleva a cabo entre el amplificador tipo YXA con un aislador ideal a su entrada y el presentado en este trabajo, ya que corresponden a los usos reales que se harían de estos LNAs en un receptor. En este caso los valores promedio caen significativamente favoreciendo el amplificador con reflexión de entrada mejorada. El rizado varía poco (entre un 10% y 20%) a excepción del caso extremo de frecuencia de oscilador local de 240 GHz para la que la adaptación es significativamente peor.

### 4.3. Conclusiones

Se ha presentado el proceso de diseño, construcción, medida y ajuste de un amplificador criogénico de banda ancha y bajo ruido con baja reflexión de entrada que permite su conexión directa a mezcladores de ondas milimétricas, evitando el uso de aisladores criogénicos. Se ha demostrado que la opción presentada es ventajosa desde el punto de vista de las características eléctricas y que además posibilita la construcción de la futura generación de receptores multipixel que están siendo concebidos para la actualización en la próxima década de las antenas de radioastronomía existentes. Se ha alcanzado el objetivo de mantener una reflexión de entrada y salida mejor de -10 dB sin degradar gravemente comportamiento en ruido, logrando una temperatura de ruido promedio de 5.1 K en la banda de 4-12 GHz.

Los resultados del prototipo construido demuestran que es posible conseguir una reflexión de entrada de -10 dB con un incremento de la temperatura de ruido de sólo 1.1 K respecto a un LNA estrictamente optimizado para mínimo ruido en la misma banda y empleando el mismo tipo de dispositivos activos. Asimismo se ha establecido una comparación con las distintas alternativas normalmente empleadas para remediar el problema de la alta reflexión de entrada de los LNAs criogénicos: el uso de aisladores criogénicos y la construcción de configuraciones balanceadas. Los resultados demuestran que el prototipo desarrollado en este trabajo proporciona el mejor ruido promedio y presenta la menor degradación en ruido. Aunque las alternativas analizadas pueden proporcionar mejores valores de reflexión de entrada, se considera que el valor de -10 dB obtenido es suficiente para un buen funcionamiento en conjunción con un mezclador SIS típico. Esto ha sido demostrado a partir de medias experimentales en un receptor criogénico de prueba en IRAM [76] fabricado utilizando la primera versión de amplificador de baja reflexión, s/n YXR1001, y un mezclador SIS<sup>40</sup>, Anexo B. En la práctica, la importante reducción de coste, masa y volumen de la opción propuesta respecto a las otras alternativas hacen que la construcción de receptores con decenas de píxeles apilados en el plano focal de las antenas resulte una opción viable.

---

<sup>40</sup> Medidas realizadas por D. Maier, comunicación personal, enero de 2012 - abril de 2014.

## **5. Fuente de ruido criogénica de precisión basada en una carga de temperatura variable**

---

En este capítulo se presenta el diseño y caracterización experimental de una fuente de ruido para la realización de medidas precisas de la temperatura de ruido de amplificadores criogénicos. Su funcionamiento se basa en el uso de una carga cuya temperatura física puede ser controlada con precisión. El diseño ha sido concebido para realizar medidas en un rango de frecuencias que se extiende desde DC hasta 50 GHz [4]. Para su construcción se emplea un chip de GaAs de 1x1 mm que integra los componentes necesarios: carga adaptada de banda ancha, resistencia de calefacción y sensor de temperatura [2] [3]. El diseño integrado en un chip de reducidas dimensiones en combinación con la baja conductividad térmica del epoxi conductor utilizado para su adhesión a la caja permite que se pueda variar la temperatura de forma rápida y eficiente empleando una potencia calefactora reducida. Este tipo de fuente de ruido presenta la ventaja de poder conectarse directamente al DUT en el interior del criostato sin necesidad de recurrir a elementos adicionales (cables, transiciones herméticas, etc.) que deterioran la precisión y aumentan el rizado de la medida [42]. Además, se puede considerar que este tipo de dispositivo constituye una referencia de ruido primaria, en el sentido de que la potencia de ruido generada por la carga depende exclusivamente de su temperatura física [44] [45] haciendo innecesaria su calibración con otros patrones. Para conocer la potencia de ruido suministrada basta con determinar su temperatura física con suficiente precisión.

En las siguientes secciones se procede a describir el chip de la carga de temperatura variable y el módulo del generador de ruido completo. Seguidamente se describe el proceso de caracterización realizado para validar su comportamiento tanto eléctrico como térmico. Finalmente se presentan distintos ejemplos de medidas de ruido criogénicas realizadas en varias bandas de frecuencia que son comparadas con los resultados obtenidos por el método del atenuador enfriado.

### **5.1. Introducción**

La medida precisa de la temperatura de ruido de amplificadores criogénicos del tipo utilizado en receptores de radioastronomía plantea un importante reto ya que las incertidumbres de los sistemas de medida comerciales suelen exceder el valor a medir en un orden de magnitud. Una forma de solucionar este problema es empleando un tipo de fuente de ruido consistente en una carga adaptada de banda ancha (típicamente de 50  $\Omega$ ) a una temperatura criogénica controlable y bien conocida, conectada directamente a la entrada del DUT. Dado que la potencia de ruido generada por una terminación pasiva de este tipo es exclusivamente de origen térmico [44] [45] es posible calcular la temperatura de ruido equivalente del DUT a partir de medidas de la potencia de ruido total a su salida a al menos dos temperaturas físicas diferentes de la carga, empleando el método del factor-Y descrito en el capítulo 2. Este tipo de fuentes de ruido son conocidas normalmente como cargas de temperatura variable.

En [2] se describe un dispositivo MMIC especialmente concebido para realizar este tipo de medidas en el que se integra en un circuito monolítico de GaAs todos los elementos necesarios para implementar una carga de temperatura variable: a) una terminación pasiva de 50  $\Omega$  de banda ancha, b) una resistencia de calefacción, y c) un sensor de temperatura. Para poder utilizar este dispositivo como fuente de ruido criogénica fue necesario encapsularlo en un chasis que integra los interfaces de DC y de RF necesarios [4]. La adhesión del chip al chasis se realizó utilizando el epoxi conductor con relleno de plata EPO-TEK H20E [1] cuya conductividad térmica fue caracterizada para esta aplicación según se ha descrito en el capítulo 3. Este epoxi juega un papel fundamental en

la correcta operación del módulo de ruido ya que proporciona un buen contacto eléctrico a tierra y presenta una conductividad térmica baja en relación a la del GaAs del chip. La diferencia de conductividades térmicas es esencial por dos razones:

- a) Permite que el gradiente de temperatura generado como consecuencia de la potencia disipada en el chip permanezca confinado en la capa de epoxi y no en el semiconductor. Esto da lugar a que el chip sea prácticamente isoterma y que por tanto la temperatura medida por el sensor sea muy próxima a la de la carga de  $50 \Omega$ .
- b) Facilita la obtención de una temperatura adecuada del chip sin necesidad de disipar una potencia elevada que pudiese interferir con el funcionamiento del sistema de refrigeración criogénico.

Para comprobar el correcto funcionamiento del módulo de ruido se ha desarrollado un modelo de elementos finitos que ha permitido verificar que la diferencia de temperaturas entre la carga y el sensor es tan sólo de unas décimas de Kelvin en las condiciones típicas de funcionamiento. El modelo ha sido validado mediante la comparación de los valores simulados de temperatura sobre la región del chip donde se encuentra el sensor con datos reales de un módulo de ruido funcional obteniéndose resultados muy similares. Finalmente, se ha empleado este modelo para determinar la distribución de la temperatura en los distintos materiales que componen el módulo.

La validación final se ha realizado comparando los resultados de medidas de ruido de diversos LNAs obtenidas con el módulo con otras medidas independientes obtenidas con el método del atenuador enfriado.

## 5.2. Descripción

### 5.2.1. Carga de temperatura variable integrada en un chip

El dispositivo MMIC empleado [2] para la fabricación del módulo de ruido aparece representado en la figura 5.1 en la que se resaltan los tres elementos requeridos para implementar una carga de temperatura variable: a) una terminación resistiva de  $50 \Omega$  de banda ancha muy estable con la temperatura que es utilizada como generador de ruido térmico, b) una resistencia de calefacción empleada para modificar la temperatura de la terminación, y c) una resistencia sensible a la temperatura utilizada como sensor.

Como se aprecia en la figura 5.1, la disposición física de los distintos elementos sobre el MMIC es tal que la carga y el sensor se encuentran a la misma distancia del centro del elemento de calefacción. Esto contribuye a que la lectura de temperatura del sensor sea igual a la de la temperatura física de la carga.

El chip de  $1 \times 1$  mm está fabricado sobre un substrato de GaAs reducido a un espesor final de  $50 \mu\text{m}$ . Se emplea una línea de transmisión co-planar para la conexión de la terminación de banda ancha con el *pad* de salida. La carga de  $50 \Omega$  y la resistencia de calefacción de  $1 \text{ k}\Omega$  están fabricadas utilizando tecnología de capa fina de NiCr. Esto permite que las resistencias sean muy estables con la temperatura lo que es crítico para la obtención de un coeficiente de reflexión constante en los rangos de temperatura y de frecuencia requeridos. El sensor de temperatura es una resistencia sensible a la temperatura que está fabricada utilizando la misma estructura que se emplea en la puerta de un HEMT metamórfico de  $100 \text{ nm}$  (secuencia de capas de Pt-Ti-Pt-Au) [2]. Su resistencia se determina con una medida de 4 hilos para eliminar el efecto de la caída de tensión en los cables de conexión (como se describe en la sección 2.4.1). Como se verá en secciones posteriores el comportamiento de este sensor es muy lineal en el margen de temperatura de  $30\text{-}300 \text{ K}$  y su curva de calibración se asemeja mucho a la de un sensor RTD de platino [59].

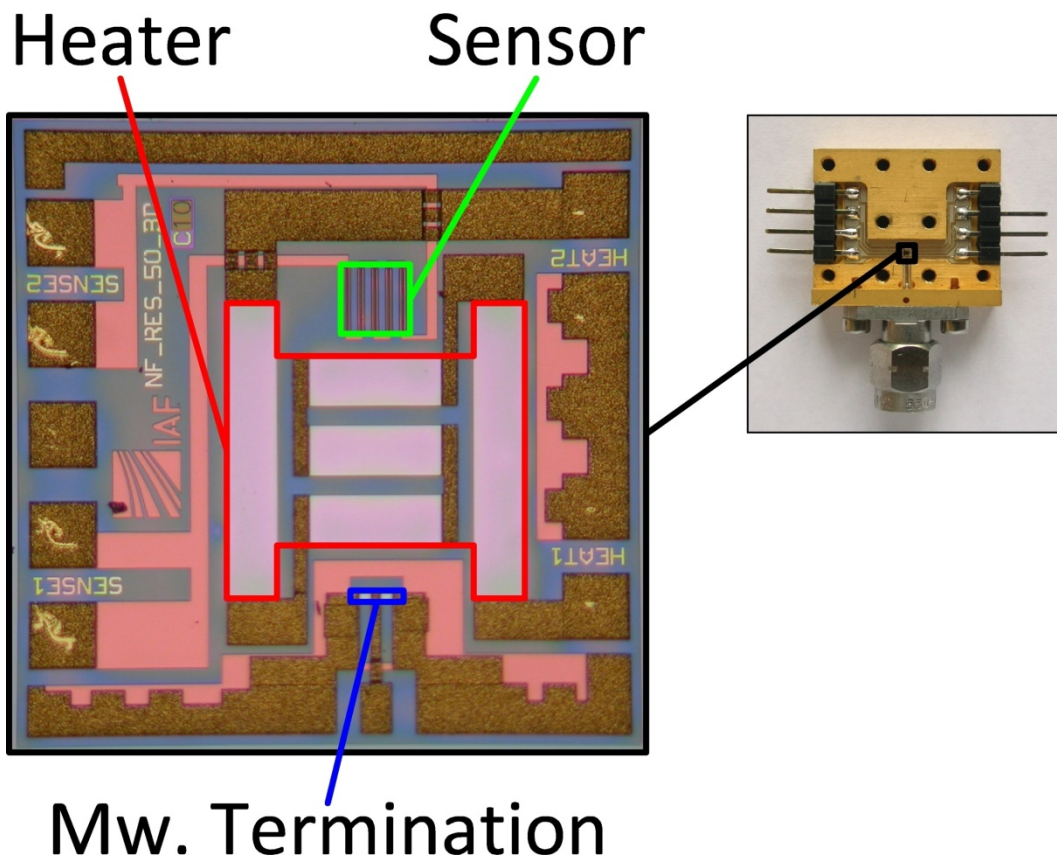


Figura 5.1. Módulo de ruido sin la tapa y detalle del chip donde se resaltan la carga de  $50\ \Omega$ , la resistencia de calefacción y el sensor de temperatura. Las dimensiones del chip son  $1.00 \times 1.00 \times 0.05\ \text{mm}$  y las del módulo son  $23.4 \times 19.5 \times 8.2\ \text{mm}$  (sin tener en cuenta los conectores de RF y de DC).

### 5.2.2. Módulo de ruido

El módulo de ruido se construye sobre un chasis de latón dorado con  $6\ \mu\text{m}$  de oro blando. El chip se encuentra adherido al chasis mediante una capa de epoxi conductor EPO-TEK H20E de aproximadamente  $10\ \mu\text{m}$  de espesor. El módulo además integra: a) una línea microstrip de  $50\ \Omega$  de impedancia característica y  $4\ \text{mm}$  de longitud que conecta la carga con el conector de RF, y b) las líneas necesarias para conectar la resistencia de calefacción y el sensor de temperatura a dos conectores tipo PCB estándar ( $0.1$  pulgadas) como se aprecia en la figura 5.1. Tanto la línea de  $50\ \Omega$  como las líneas de DC están fabricadas mediante fresado láser sobre sustrato de tipo Duroid 6002 de  $5\ \text{mil}$  de espesor con  $8\ \mu\text{m}$  de oro blando electrodepositado que se adhieren al chasis con epoxi conductor EPO-TEK H20E. Las conexiones eléctricas entre el chip y las correspondientes líneas están hechas usando hilo de bonding de  $17\ \mu\text{m}$  de diámetro. Finalmente, la interfase entre el conector de RF y la línea microstrip está implementada utilizando un *bead* hermético (Anritsu K100 con pin de  $12\ \text{mil}$  de diámetro) con un contacto deslizante (Anritsu K110-1-R) [60] soldado a la línea. Este diseño permite el uso de distintos tipos de conectores coaxiales (reemplazables) dependiendo del rango de frecuencias de trabajo del DUT: a) SMA (Southwest Microwave 214-500SF) hasta  $18\ \text{GHz}$ , b)  $2.92\ \text{mm}$  (Southwest Microwave 1013-01SF) hasta  $40\ \text{GHz}$  y c)  $2.40\ \text{mm}$  (Southwest Microwave 1412-01SF) hasta  $50\ \text{GHz}$  [109].

Para la medida de ruido el módulo es conectado térmicamente a la placa fría del criostato mediante una trenza flexible de cobre estañada. Empleando este sistema y en las condiciones típicas de operación, con una temperatura del chasis (a la que en lo que sigue se hará referencia como temperatura base) de aproximadamente  $15\ \text{K}$  y una potencia disipada en la resistencia de

calefacción de 0.4 W, el chip experimenta un incremento de temperatura de aproximadamente 40 K<sup>41</sup> sobre la temperatura base.

### 5.2.1. Errores debidos a las pérdidas eléctricas en las líneas de transmisión

Un análisis totalmente riguroso del ruido disponible a la salida del módulo debe tener en cuenta las correcciones por pérdidas en las líneas de transmisión empleadas para conectar la carga de 50  $\Omega$ . La contribución de la línea co-planar integrada en el chip que conecta la carga con el *pad* de conexión es insignificante ya que como se verá en la sección 5.3.4 se encuentra prácticamente a la misma temperatura que la carga.

Esta corrección puede llegar a ser importante en el caso en el que la carga se encuentre en el estado "on" (resistencia de calefacción encendida) y esté conectada al DUT mediante una línea de transmisión que se encuentra a una temperatura física menor que la de la carga. En este caso el efecto neto de la línea de transmisión será la de "enfriar" la temperatura de ruido vista por el DUT. Este es precisamente el caso en el que se encuentra la línea microstrip que conecta el chip con el conector de RF del módulo. Su efecto podría llegar a ser apreciable y se procede a su estimación para el peor caso: cuando su temperatura física es igual a la temperatura base del módulo<sup>42</sup> y la frecuencia es la máxima de operación del dispositivo (50 GHz). Por tanto a una frecuencia de 50 GHz, 15 K de temperatura base y 0.4 W de potencia disipada, la temperatura de ruido a la salida de la línea microstrip sería  $\sim 0.22$  K menor que los 38.45 K generados por la carga integrada en el chip<sup>43</sup> cometiéndose por tanto un error del 0.57%. El resultado se reduce a  $\sim 0.12$  K cuando se consideran las pérdidas a 25 GHz, lo que corresponde a un error del 0.31%. Para obtener estos resultados se ha empleado la expresión (2.28) introducida en el capítulo 2 para el cálculo de la temperatura de ruido a la salida de una línea con pérdidas<sup>44</sup> a una determinada temperatura física. Es importante hacer énfasis en el hecho de que este análisis únicamente permite acotar el error cometido, pero no puede proporcionar un valor exacto de la corrección debido a la dificultad de determinar el perfil de temperaturas que presenta la línea microstrip. En la práctica se ha optado por no realizar correcciones por el efecto descrito ya que como se ha demostrado el efecto es pequeño, especialmente a frecuencias bajas.

## 5.3. Caracterización

La caracterización que se presenta a continuación fue realizada con el módulo s/n YHL101. Se evaluaron los siguientes parámetros:

- a) La medida de la reflexión del dispositivo en el intervalo de frecuencias de trabajo para evaluar el comportamiento de la carga de 50  $\Omega$  de banda ancha.
- b) La calibración del sensor de temperatura integrado en el chip.
- c) La medida de la constante de tiempo térmica del módulo para estimar el tiempo necesario para la estabilización del sistema.

---

<sup>41</sup> Conviene aclarar que este valor de temperatura depende en gran medida del sistema de anclaje térmico a la placa fría utilizado. Por poner un ejemplo y como se verá en apartados posteriores, durante la calibración del sensor de temperatura se utiliza una pieza sólida de cobre OFHC dorada electrolíticamente que proporciona un camino de menor resistencia térmica dando lugar a un incremento de temperatura de únicamente 25 K en las mismas condiciones.

<sup>42</sup> Máxima diferencia de temperatura que puede presentar la línea respecto a la temperatura de la carga.

<sup>43</sup> Valor obtenido a las condiciones consideradas a partir del modelo de elementos finitos descrito en el apartado 5.3.4.

<sup>44</sup> Estas pérdidas han sido estimadas en 0.041 dB a 50 GHz y 0.023 dB a 25 GHz.

- d) La acotación del error que se comete al suponer que la temperatura registrada por el sensor integrado es igual a la temperatura física de la carga de  $50 \Omega$ .

En los siguientes apartados se procede a describir las distintas medidas realizadas y los resultados obtenidos.

### 5.3.1. Reflexión de la carga de $50 \Omega$

Como se aprecia en la figura 5.2 las medidas de reflexión a 15 K son prácticamente idénticas en los estados "on" y "off" del módulo<sup>45</sup>. Se observa que el coeficiente de reflexión es menor de -20 dB hasta una frecuencia de 42 GHz y de -17 dB en el resto de la banda de trabajo. Se ha determinado que el módulo de la diferencia de los coeficientes de reflexión en los estados "on" y "off" es menor de -60 dB en todo el rango de frecuencias, figura 5.3.

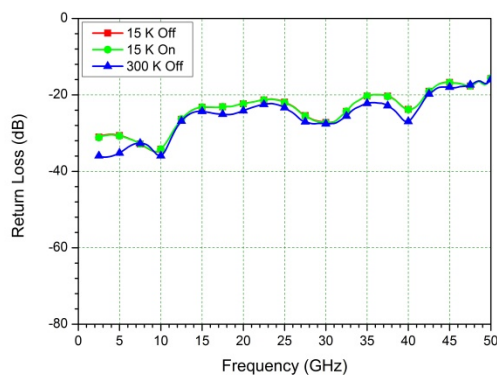


Figura 5.2. Resultados experimentales de la reflexión del módulo de ruido. Se presentan los siguientes estados: "off" a 15 K (cuadrados), "on" a 15 K (círculos), y "off" a 300 K (triángulos). Los resultados a 15 K resultan indistinguibles en este gráfico.

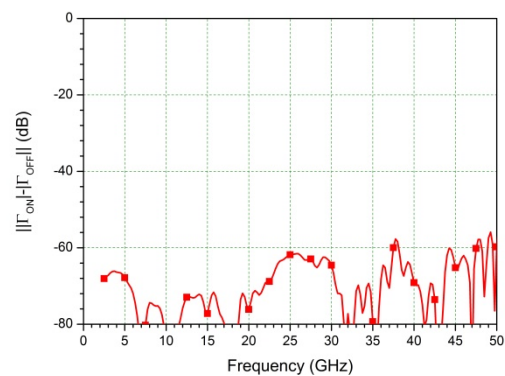


Figura 5.3. Diferencia de los coeficientes de reflexión entre los estados "on" y "off" a 15 K de temperatura base.

### 5.3.2. Calibración del sensor de temperatura integrado

Se llevaron a cabo varias calibraciones del sensor de temperatura en el intervalo entre 4-300 K obteniéndose muy buena repetitividad como se aprecia en las figuras 5.5 y 5.6. Estas calibraciones fueron realizadas en el criostato descrito en el capítulo 2 durante un calentamiento controlado con una pendiente de  $1 \text{ K} \cdot \text{min}^{-1}$  utilizando un controlador de temperatura criogénico Lake Shore 336. Para ello se tomaron medidas simultáneas de: a) la resistencia del sensor integrado en el chip mediante un multímetro HP34401A [63] (6 dígitos y medida 4 hilos con una resolución de  $1 \text{ m}\Omega$ ), y b) la temperatura física del chasis mediante un diodo calibrado Lake Shore DT-670-BO-1.4L con una precisión entre  $\pm 12 \text{ mK}$  y  $\pm 32 \text{ mK}$  [59] (empleado como referencia para la calibración). El anclaje térmico utilizado en este caso está constituido por una pieza rígida de cobre OFHC dorada electrolíticamente como se aprecia en la figura 5.4.

<sup>45</sup> El estado "on" corresponde a la resistencia de calefacción encendida y por tanto calentando el chip, mientras que el estado "off" corresponde a la resistencia de calefacción apagada y por tanto al chip frío.

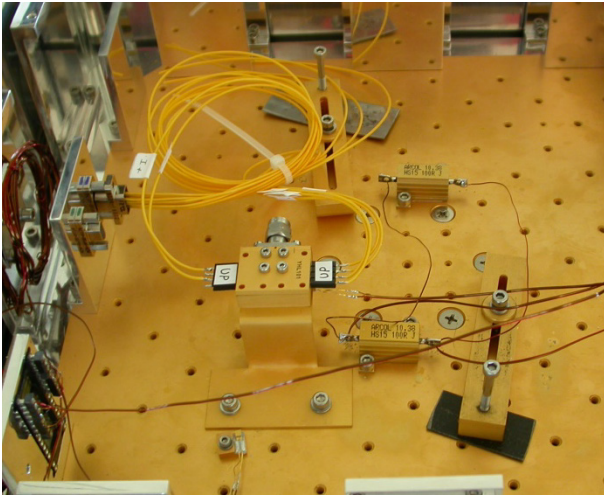


Figura 5.4. Montaje experimental empleado para la calibración del sensor de temperatura integrado del módulo de ruido.

Inicialmente se llevaron a cabo dos calibraciones consecutivas habiendo obtenido una diferencia relativa entre ellas por debajo del 0.02% en todo el rango de temperatura (figura 5.6). Tras esta caracterización inicial se llevó a cabo un proceso de "envejecimiento" del módulo mediante la realización de 5 ciclos de enfriamiento y calentamiento consecutivos. Una vez finalizado este proceso se llevó a cabo una nueva calibración obteniendo una diferencia relativa respecto de la calibración inmediatamente anterior que claramente mejora los resultados como se observa en la figura 5.6. De este comportamiento convergente entre calibraciones se deduce una adecuada estabilidad del sensor de temperatura.

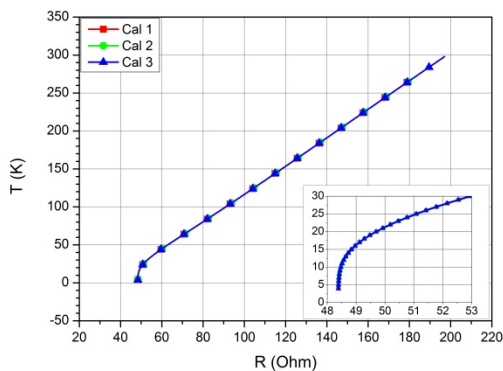


Figura 5.5. Curvas de calibración del módulo de ruido en el intervalo entre 4-300 K. Las diferentes curvas resultan indistinguibles en este gráfico.

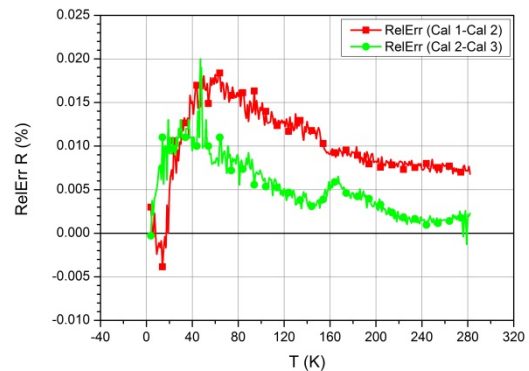


Figura 5.6. Resultados de las diferencias relativas de la resistencia medida en el sensor integrado en las distintas calibraciones realizadas.

En la figura 5.5 se observa el comportamiento asintótico de la resistencia hacia un valor límite en la zona de baja temperatura debido a que en esta región el mecanismo dominante de la resistencia es la dispersión por impurezas. En la región lineal el fenómeno dominante es la dispersión por fonones. Con el fin de analizar el impacto de este comportamiento sobre las medidas de temperatura se lleva a cabo un análisis de la sensibilidad del sensor. Para ello se determina el incremento en temperatura que es detectable con la resolución disponible de  $1 \text{ m}\Omega$  en la medida de la resistencia (multímetro HP34401A). Este resultado se representa en función de la temperatura en la figura 5.7 donde, como era de esperar, por debajo de los 20 K aparece una degradación rápida de la sensibilidad.

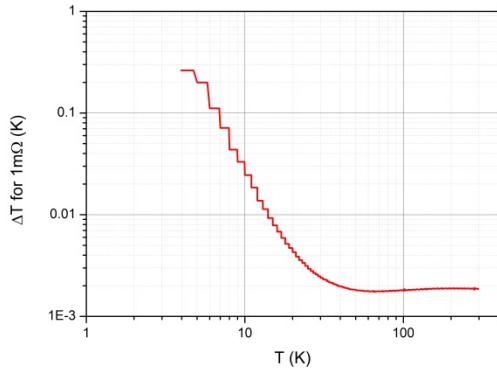


Figura 5.7. Resultado del análisis de la sensibilidad de la medida de temperatura empleando el sensor integrado en chip del módulo de ruido. La curva representa la variación de temperatura que puede ser apreciada con la máxima resolución de resistencia del instrumento de medida empleado ( $1\text{ m}\Omega$ ).

### 5.3.3. Determinación de la constante de tiempo térmica

La constante de tiempo térmica del módulo de ruido ha sido evaluada a partir del tiempo característico<sup>46</sup> de calentamiento del sistema cuando pasa de los estados "off" a "on". La caracterización se llevó a cabo midiendo la evolución temporal de la temperatura durante el cambio de estado haciendo uso del sensor interno del chip y de un sensor calibrado Lake Shore DT-670-BO-1.4L situado en la cara inferior del chasis. La medida se llevó a cabo en el criostato descrito en el capítulo 2 a una temperatura controlada de 15 K utilizando el controlador de temperatura criogénico Lake Shore 336 y con una resolución temporal de 0.67 s. El anclaje térmico empleado estaba constituido por una pieza rígida de cobre OFHC dorada electrolíticamente al igual que para el proceso de calibración (figura 5.4). Los resultados obtenidos aparecen representados en la figura 5.8 donde claramente se aprecian los distintos tiempos de estabilización del chip (sensor interno) y del módulo completo (sensor situado en la base). El resultado que describe el tiempo característico de interés para este trabajo es el de estabilización del módulo y se ha encontrado que es del orden de 1.8 s. En cuanto a la medida del tiempo característico del chip, la resolución temporal empleada únicamente permite acotar su valor entre uno y dos periodos, es decir entre 0.7 s y 1.3 s, ya que, como se aprecia en la figura 5.8, el tiempo de subida es demasiado rápido para ser resuelto de forma adecuada.

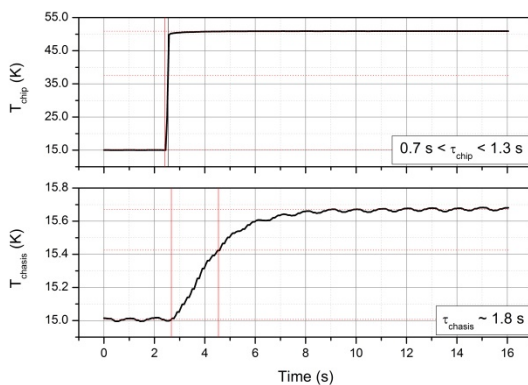


Figura 5.8. Curvas de temperatura frente a tiempo correspondientes al sensor interno (arriba) y al sensor situado en la base del chasis del módulo de ruido (abajo). El intervalo de tiempo entre las líneas verticales determina la constante de tiempo característica en cada uno de los casos. El rizado que aparece en la medida del sensor situado en la base del módulo corresponde a la frecuencia de funcionamiento de 1 Hz del refrigerador criogénico.

El resultado obtenido para la constante de tiempo se encuentra un orden de magnitud por debajo del de otros sistemas basados en cargas de temperatura variable [4]. No obstante, como se verá en el apartado 5.4, cuando el módulo es empleado para realizar medidas de ruido a temperatura criogénica en los laboratorios del Observatorio de Yebes, se ha observado que éste requiere un

<sup>46</sup> Aproximadamente el tiempo necesario para alcanzar el 67% de la temperatura final.

tiempo de estabilización del orden de minutos. Esto es debido en gran parte a que el anclaje térmico utilizado para la realización de las medidas de ruido difiere del empleado para la caracterización de la constante de tiempo característica. Para las medidas de ruido el anclaje térmico utilizado está constituido por dos piezas de cobre OHFC doradas electrolíticamente y unidas entre sí por una trenza de cobre estañado. Se considera que este hecho no invalida la medida de la constante de tiempo anterior, ya que se pretendía evaluar el comportamiento del módulo de medida de manera independiente al anclaje térmico utilizado y en este sentido el uso de una pieza sólida de cobre OHFC constituía el método de enfriamiento de menor resistencia térmica disponible.

### 5.3.4. Modelo de elementos finitos

Para profundizar en el análisis de la precisión del módulo de ruido se realizó un modelo de elementos finitos empleando COMSOL Multiphysics® [112]. Este modelo fue desarrollado para responder a la pregunta de hasta qué punto era correcto suponer que la lectura de temperatura realizada mediante el sensor integrado en el chip era igual a la temperatura física de la carga de  $50 \Omega$  ya que estos dos elementos se encuentran en localizaciones distintas del circuito integrado. El modelo fue construido a partir de un plano detallado de la carga de temperatura variable en chip<sup>47</sup> y de los datos de conductividad térmica de los distintos materiales en el rango entre 4-300 K. Estos materiales son los siguientes: a) GaAs de alta pureza para el semiconductor [113], b) NiCr para la carga de  $50 \Omega$  y la resistencia de calefacción [59], c) oro para la conexiones eléctricas y líneas de transmisión [98], d) latón para el chasis [59] y, e) epoxi conductor caracterizado en el capítulo 3. En la figura 5.9 se representan conjuntamente los valores de conductividad térmica en función de la temperatura utilizados para desarrollar el modelo.

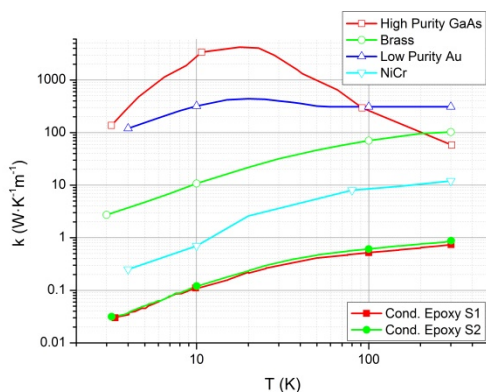


Figura 5.9. Datos de conductividad térmica empleados en el modelo de elementos finitos. Datos tabulados (símbolos abiertos): GaAs de alta pureza [113] (cuadrados), latón [59] (círculos), oro [98] (triángulos) y NiCr [59]. Resultados experimentales (símbolos cerrados): epoxi conductor [5].

Observamos que existen diferencias significativas entre las conductividades térmicas del epoxi conductor y el GaAs. Estas son de aproximadamente 4 órdenes de magnitud en un intervalo importante del rango entre 15 K y 55 K en el que el chip es utilizado para la medida de temperatura de ruido. Esta diferencia de conductividades juega un papel fundamental en el correcto funcionamiento del módulo de ruido ya que: a) da lugar a que el gradiente de temperatura se concentre casi totalmente en la capa de epoxi permitiendo que el bloque semiconductor que constituye el chip sea prácticamente isoterma, y b) permite que el chip pueda calentarse empleando una potencia calorífica relativamente baja.

Por simplicidad la contribución de los hilos de bonding que conectan el chip con los correspondientes substratos no fueron tenidos en cuenta en el modelo. Para evaluar el impacto de esta simplificación se llevó a cabo una estimación de la influencia del hilo que conecta el *pad* de la carga de  $50 \Omega$  con la línea microstrip. Este análisis se realizó considerando la situación más

<sup>47</sup> D. Bruch, correspondencia personal, noviembre de 2012.

desfavorable en la que el extremo no conectado al *pad* se encuentra a una temperatura igual a la temperatura de la base del chasis<sup>48</sup>. El cálculo fue llevado a cabo introduciendo sobre el modelo de elementos finitos una estructura de oro con las dimensiones de un hilo de bonding de 200  $\mu\text{m}$  de longitud como el utilizado en la fabricación del módulo de ruido. Los resultados obtenidos permiten concluir que esta modificación sobre el modelo da lugar a una desviación de la temperatura de la carga y del sensor integrados menor al 1.3% en el intervalo de temperaturas entre 15 K y 55 K. Este análisis, al igual que sucedía al evaluar la contribución a la medida de ruido que introducen las pérdidas de la línea microstrip, únicamente permite establecer una cota superior para el error cometido, debido a la dificultad de asignar un valor exacto a la temperatura en el extremo del hilo no conectado al chip. Una estimación más precisa de dicha temperatura requeriría tener conocimiento de la conductividad térmica a temperatura criogénica del substrato utilizado en la línea microstrip a la que se encuentra conectado este hilo.

Los resultados obtenidos a partir del modelo de elementos finitos para unas condiciones de operación típicas, 15 K de temperatura base y 0.4 W de potencia disipada, se presentan en la figura 5.10. Esta figura muestra la distribución de temperatura en la cara superior del chip en la que se encuentran la carga de 50  $\Omega$  y el sensor de temperatura. A partir de estos resultados es posible evaluar el error cometido cuando se considera que estos dos puntos están a la misma temperatura. Se observa que el intervalo de temperaturas del área ocupada por el sensor se encuentra entre las isoterma a 38.3 K y 38.5 K mientras el área ocupada por la carga se encuentra entre las isoterma a 38.4 K y 38.5 K. La figura 5.11 muestra la diferencia entre las temperaturas medias en el área ocupada por el sensor y en el área ocupada por la carga para una potencia constante de 0.4 W y en función de la temperatura base. Se aprecia que esta diferencia es del orden de unas pocas décimas de grado Kelvin en todo el rango experimental validando por tanto la medida realizada con el sensor de temperatura.

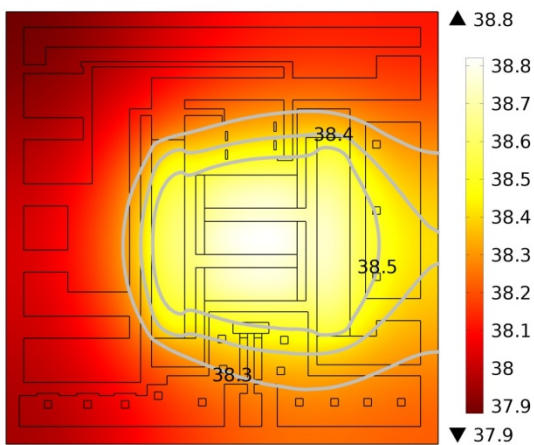


Figura 5.10. Resultados del modelo de elementos finitos de la cara superior del chip donde se encuentran el sensor de temperatura y la carga de 50  $\Omega$  para una temperatura base de 15 K y una potencia disipada de 0.4 W. Se representan las distintas isoterma que abarcan tanto el área ocupada por el sensor como el área ocupada por la carga.

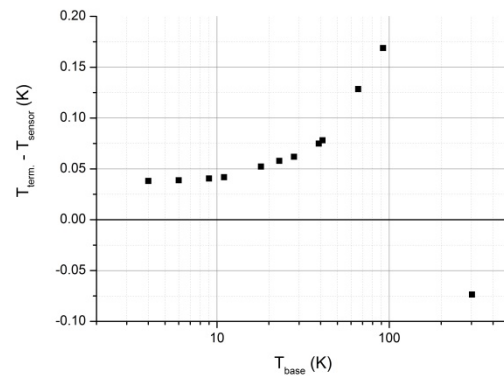


Figura 5.11. Resultado del modelo de elementos finitos para la diferencia entre los valores medios de la temperatura en el área que ocupa la carga y en el área que ocupa el sensor de temperatura, en función de la temperatura base. Estos resultados han sido calculados suponiendo una potencia disipada de 0.4 W.

Con el fin de verificar las predicciones realizadas por el modelo de elementos finitos se llevó a cabo una comparación del resultado simulado para la temperatura promedio en el área ocupada por el sensor de temperatura con las medidas experimentales del sensor interno de un módulo de ruido real. Los datos empíricos fueron obtenidos haciendo uso de uno los dispositivos fabricados, el s/n

<sup>48</sup> Esta situación corresponde a la máxima diferencia de temperatura posible para este hilo.

YHL106, para una disipación de potencia de 0.4 W y a temperaturas controladas de la placa fría del criostato de 5 K, 15 K, 25 K y 300 K. La tabla 5.1 muestra los datos experimentales de temperatura obtenidos mediante un sensor calibrado Lake Shore DT-670-BO-1.4L situado en la cara inferior del chasis (temperatura base) y la temperatura obtenida por el sensor del chip. Estos resultados se comparan con la predicción del modelo de elementos finitos para los mismos valores de temperatura base. Se obtiene un buen grado de coincidencia entre los resultados experimentales y los simulados. Los errores relativos obtenidos son muy buenos teniendo en cuenta la precisión estimada del 20% en la medida de la conductividad térmica del epoxi (capítulo 3) y de la precisión del 14% en la medida del espesor de epoxi del módulo de ruido<sup>49</sup>.

Tabla 5.1. Comparación de resultados experimentales para el módulo s/n YHL106 y el modelo de elementos finitos para una potencia disipada de 0.4 W a distintos valores de temperatura base.

<b>T<sub>criostato</sub> (K)</b>	<b>T<sub>base</sub> (K)</b>	<b>T<sub>sensor</sub> (K) exp. s/n YHL106</b>	<b>T<sub>sensor</sub> (K) FEM 0.4 W</b>	<b>Error relativo (%)</b>
5	6.6	34.4	35.5	3.2
15	15.6	37.7	38.7	2.6
25	25.6	43.8	44.7	2.0
300	301.6	310.0	310.4	0.13

Empleando el modelo de elementos finitos también fue posible evaluar la distribución del gradiente de temperatura en los distintos materiales que componen el módulo de ruido. Para ello se evalúa la temperatura del punto que ocupa el centro del sensor del chip a lo largo de la dirección del flujo de calor (eje z) desde la cara superior del semiconductor (al que asignamos el valor de 0 mm) hasta la base del chasis de latón. Este análisis fue llevado a cabo en el rango de temperaturas base entre 4-300 K y para una potencia disipada de 0.4 W. La figura 5.12 representa estos resultados en función de la altura sobre el eje z para distintos valores de temperatura base. Se observa que la variación de temperatura es prácticamente nula hasta que se llega a la interfase GaAs/epoxi, punto en el que aparece la caída drástica de temperatura que tiene lugar en el interior del epoxi a consecuencia de su baja conductividad térmica. Esta evolución continúa hasta que se alcanza la altura de la interfase epoxi/latón a partir de la cual se ralentiza de nuevo la caída de temperatura.

Una manera más intuitiva de interpretar los resultados anteriores es estudiando el incremento de temperatura total y la contribución a éste de los distintos materiales que componen el módulo, figura 5.13. Se confirma que la mayor parte del gradiente de temperatura se concentra en el epoxi y se observa como esta contribución aumenta con la temperatura base hasta que tiende a saturarse en el entorno del 77%. Este comportamiento puede explicarse atendiendo a la dependencia con la temperatura de la conductividad térmica del GaAs relativa a la de los otros materiales. En la figura 5.9 observamos como el GaAs alcanza su valor máximo de conductividad térmica en torno a 20 K y después disminuye lentamente con la temperatura lo que daría lugar a un aumento en las contribuciones relativas del GaAs y del latón a expensas de la contribución del epoxi.

Otro aspecto que se deduce de las figuras 5.12 y 5.13 es la importante contribución del latón sobre el gradiente total, que varía entre aproximadamente un 40% y un 20% en el rango de temperaturas base simulado. Para una correcta interpretación de este resultado hay que tener en cuenta que la relación entre los espesores del latón y el epoxi (los dos materiales con una mayor contribución al gradiente de temperaturas) es de aproximadamente 400:1.

<sup>49</sup> Estimado a partir de 20 medidas de la altura a la que se encuentra la cara superior del chip sobre el chasis del módulo de ruido eliminando la contribución del espesor del chip ( $50 \mu\text{m} \pm 10\%$ ) y de la capa de oro de la cara inferior del chip ( $3 \mu\text{m} \pm 10\%$ ).

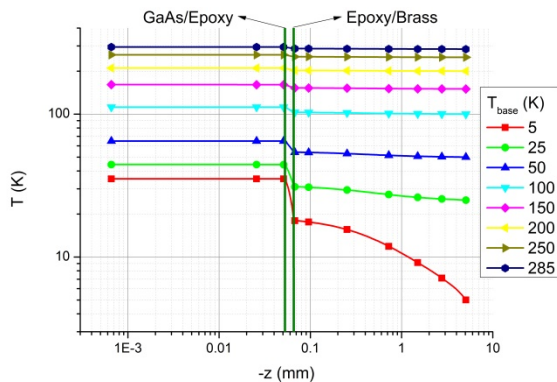


Figura 5.12. Resultados del modelo de elementos finitos para la variación de temperatura en el centro del sensor a lo largo de la dirección del flujo de calor (eje  $z$ ) para distintos valores de temperatura base. Estos resultados han sido calculados suponiendo una potencia disipada de 0.4 W.

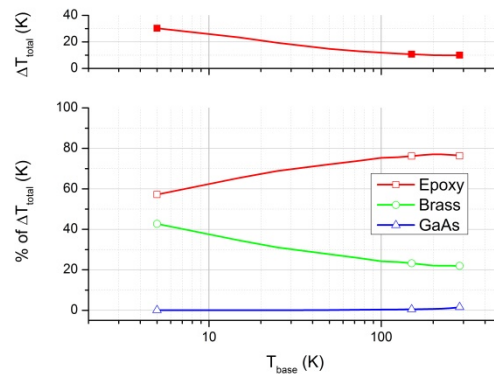


Figura 5.13. Resultados del modelo para el gradiente de temperatura total en el centro del sensor a lo largo de la dirección del flujo de calor para una potencia disipada de 0.4 W en función de la temperatura base (símbolos cerrados). Contribuciones de cada uno de los materiales a este gradiente total (símbolos abiertos) en función de la temperatura base.

## 5.4. Medidas de ruido

Con el fin de realizar una evaluación del comportamiento del módulo como fuente de ruido criogénica se procedió a la medida de la temperatura de ruido de diversos LNAs en distintas bandas de frecuencia comparando los resultados con los obtenidos cuando se emplea el método clásico del atenuador enfriado [4]. Las medidas fueron realizadas en los laboratorios del Observatorio de Yebes haciendo uso de un medidor de figura de ruido HP 8970B con un preamplificador de bajo ruido MITEQ para medidas en las bandas inferiores a 26 GHz y con conversores de frecuencia específicos para cada banda por encima de esta frecuencia [40]. El sistema se controla mediante un software desarrollado específicamente para este tipo de medidas. En el caso del método del atenuador enfriado, para las bandas de 25-34 GHz y 30-50 GHz, se utilizó un diodo de ruido Agilent 346CK01 y se siguió el procedimiento de medida descrito en el capítulo 2.

Para las medidas empleando el módulo de ruido, el estado "on" se obtuvo disipando una determinada potencia en la resistencia de calefacción del chip, mientras que el estado "off" se obtuvo en ausencia de potencia calefactora. Se utilizó la medida de la temperatura física del chip proporcionada por el sensor integrado (previamente calibrado) para establecer la temperatura "on" y la de un sensor externo Lake Shore DT-470-BO-13 situado en la base del módulo (temperatura base) para establecer la temperatura "off" ( $\sim 15$  K). Se procedió de este modo ya que la temperatura del estado "off" se encuentra dentro del rango en el que se comete un mayor error utilizando el sensor interno como se ha explicado en el apartado 5.3.2. Se realizaron una serie de pruebas empleando un amplificador para la banda de 25-34 GHz (figura 5.16) con el fin de determinar el valor óptimo de potencia disipada para el módulo. Estas pruebas permitieron concluir que una tensión aplicada de 20 V (potencia disipada de 0.4 W) daba lugar a un incremento de temperatura adecuado ( $\sim 40$  K) respecto de la temperatura base ( $\sim 15$  K) para el montaje experimental empleado.

Los datos de potencia de ruido de salida que se necesitan para calcular el factor-Y han de ser tomados una vez se alcanza una temperatura estable del módulo. El tiempo necesario para esta estabilización se evaluó monitorizando la temperatura del sensor situado en la base del módulo, siendo esta de aproximadamente 3.5 min. Como se ha mencionado en apartados anteriores los tiempos de estabilización se encuentran influenciados no sólo por los distintos elementos que componen el módulo de ruido sino también por la capacidad de enfriamiento del criostato y por la

resistencia térmica del sistema de anclaje térmico a la placa fría. Para las medidas de ruido realizadas, el anclaje térmico empleado tanto para el módulo de ruido como para el amplificador estaba compuesto por dos placas de cobre OHFC doradas electrolíticamente (ancladas a la base del elemento a enfriar y a la placa fría del criostato) y unidas entre sí por una trenza de cobre estañado como se aprecia en la figura 5.14. El uso de trenzas de cobre proporciona la flexibilidad necesaria para compensar los movimientos relativos de los distintos elementos como consecuencia de las contracciones térmicas que tienen lugar al enfriar el sistema.

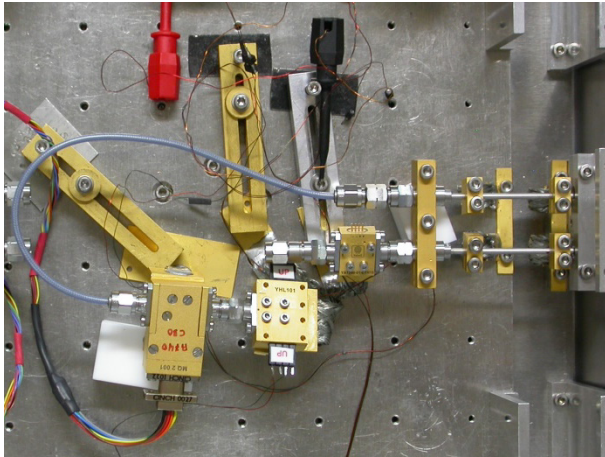


Figura 5.14. Montaje experimental para la medida de ruido empleando el módulo de ruido. Se aprecia el uso de anclajes térmicos flexibles para compensar el desplazamiento de los distintos elementos debido a la contracción térmica.

Un problema derivado de este montaje experimental lo constituye el posible calentamiento parásito del amplificador debido al incremento de temperatura de la carga de  $50 \Omega$  integrada. El uso de anclajes térmicos independientes para el módulo de ruido y el amplificador reduce este problema, pero no lo elimina completamente, registrándose variaciones de temperatura sobre el chasis de los amplificadores evaluados que varían entre 0.5 K y 1 K. Cualquier variación de la ganancia del amplificador debida a esta variación de temperatura podría afectar a la precisión de la medida de ruido, no obstante, no se ha detectado una variación significativa para los distintos valores de potencia disipada empleados en el amplificador para la banda de 25-34 GHz, figura 5.16. Esto se considera indicativo de que este efecto no debe de tener una gran influencia sobre los resultados experimentales. Este calentamiento parásito del amplificador también puede haber tenido cierta influencia en el mayor tiempo de estabilización observado para el montaje experimental ya que la masa térmica difiere de la considerada cuando se evaluaron los tiempos característicos del módulo de ruido aislado.

Se llevaron a cabo varias medidas de ruido en las bandas 4-12 GHz, 25-34 GHz y 30-50 GHz empleando uno de los módulos fabricados, el s/n YHL101. El reducido coeficiente de reflexión y su estabilidad con la temperatura junto con el hecho de poder conectar directamente el módulo a la entrada del DUT permiten obtener una reducción considerable en el rizado del ruido medido respecto al método del atenuador enfriado. Esta ventaja es especialmente notable en la medida del amplificador s/n YXR3002<sup>50</sup> descrito en el capítulo 4 para la banda de 4-12 GHz, figura 5.15, debido a la excelente adaptación del módulo de ruido en este rango de frecuencias. La tabla 5.2 resume los resultados obtenidos.

Para este amplificador, empleando el módulo diseñado, se obtiene un resultado de temperatura de ruido promedio de 7.2 K y de 6.7 K con el método del atenuador enfriado. Esta diferencia se

<sup>50</sup> Medidas realizadas empleando un dispositivo de fabricación por HRL como transistor de la primera etapa según se ha descrito en el apartado 4.2.3.1.

encuentra dentro la precisión estimada ( $3\sigma$ ) de  $\pm 1.5$  K del módulo de ruido<sup>51</sup> y de  $\pm 1.4$  K del método del atenuador enfriado<sup>52</sup> [38] [39] [40] [41] [74].

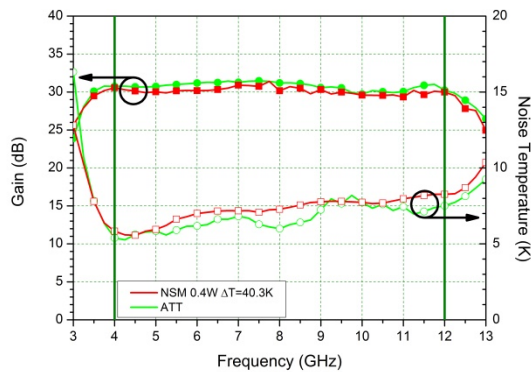


Figura 5.15. Medida de ganancia y temperatura de ruido a 15 K para el LNA s/n YXR3002 descrito en el capítulo 4. Las medidas comparan los resultados obtenidos con el método del atenuador enfriado y con el módulo de ruido disipando 0.4 W.

Tabla 5.2. Comparación de los resultados de temperatura de ruido y ganancia para el amplificador s/n YXR3002 con el módulo de ruido y con el método del atenuador enfriado.

Parámetro experimental (4-12 GHz, T=15 K)		YHL101 ΔT=40.6 K	Atenuador enfriado
Potencia disipada (mW)		400	--
Ruido (K)	Promedio	7.2	6.7
	Rizado (pp)	2.7	2.9
Ganancia (dB)	Promedio	30.2	30.8
	Rizado (pp)	2.0	1.8

En la figura 5.16 se representan las medidas de ganancia y ruido para un amplificador para la banda 25-34 GHz basado en un MMIC fabricado por IAF [4]. Este amplificador fue utilizado para evaluar la influencia de la potencia disipada en el estado "on". Para ello se llevaron a cabo medidas de ruido para valores crecientes de tensión aplicada y por tanto del incremento de temperatura respecto a la temperatura base. La tabla 5.3 resume los resultados obtenidos.

En este caso la diferencia de resultados para el ruido es más acusada que en bandas más bajas pero sigue encontrándose dentro del intervalo abarcado por la precisión ( $3\sigma$ ) de  $\pm 1.9$  K del módulo de ruido<sup>53</sup> y de  $\pm 2.6$  K del método del atenuado enfriado<sup>54</sup> [38] [39] [40] [41] [74]. En este caso el rizado de la medida de ruido sigue siendo apreciablemente menor cuando se emplea el módulo diseñado. Se observa cómo los valores crecientes de potencia disipada no presentan una gran influencia sobre los resultados obtenidos. No obstante, los incrementos de temperatura generados son más adecuados para los valores de potencia disipada mayores ya que sitúan la temperatura a

<sup>51</sup> Resultado obtenido empleando el procedimiento de cálculo basado en el método Monte Carlo suponiendo una "T<sub>cold</sub>" de (12.6±1.0) K y una y "T<sub>hot</sub>" de (53.3±0.3) K y los parámetros correspondientes al amplificador considerado.

<sup>52</sup> Resultado obtenido empleando el procedimiento de cálculo basado en el método Monte Carlo suponiendo un diodo de ruido Agilent N4002 con ENR (13.70±0.13) dB, un atenuador de (15.45±0.13) dB a una temperatura de (14.0±1.0) K y los parámetros correspondientes al amplificador considerado.

<sup>53</sup> Resultado obtenido empleando el procedimiento de cálculo basado en el método Monte Carlo suponiendo una "T<sub>cold</sub>" de (12.4±1.0) K y una y "T<sub>hot</sub>" de (52.7±0.3) K y los parámetros correspondientes al amplificador considerado.

<sup>54</sup> Resultado obtenido empleando el procedimiento de cálculo basado en el método Monte Carlo suponiendo un diodo de ruido Agilent 346CK01 con ENR (12.40±0.23) dB, un atenuador de (17.74±0.20) dB a una temperatura de (14.0±1.0) K y los parámetros correspondientes al amplificador considerado.

medir con el sensor integrado en el chip<sup>55</sup> dentro del rango lineal donde presenta una mejor sensibilidad.

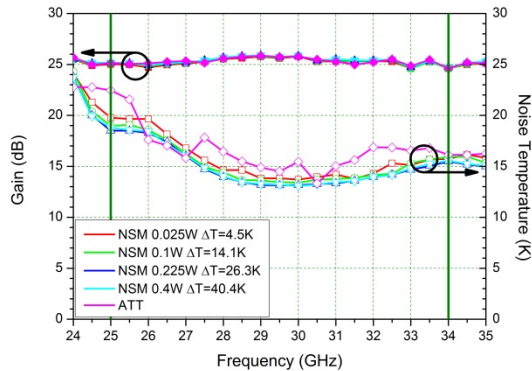


Figura 5.16. Medida de ganancia y temperatura de ruido a 15 K de un LNA construido con un MMIC de IAF para la banda de 25-34 GHz (R732bB3C11). La gráfica compara los resultados obtenidos con el método del atenuador enfriado y con el módulo de ruido. Para este último se comparan los resultados obtenidos aplicando distintos valores de potencia disipada en el estado "on".

Tabla 5.3. Comparación de los resultados de temperatura de ruido y ganancia del amplificador para la banda de 25-34 GHz (R732bB3C11) con el módulo de ruido para distintos valores de potencia disipada y con el método del atenuador enfriado.

Parámetro experimental (25-34 GHz, T=15 K)	YHL101 ΔT=4.5 K	YHL101 ΔT=14.1 K	YHL101 ΔT=26.3 K	YHL101 ΔT=40.4 K	Atenuador enfriado	
Potencia disipada (mW)	25	100	225	400	--	
Ruido (K)	Promedio	15.7	15.3	14.9	15.0	16.6
	Rizado (pp)	6.1	5.7	5.4	5.7	9.1
Ganancia (dB)	Promedio	25.2	25.3	25.3	25.4	25.3
	Rizado (pp)	1.2	1.3	1.2	1.2	1.2

Finalmente, en la figura 5.17 se presentan las medidas de ganancia y temperatura de ruido de un amplificador para la banda de 30-50 GHz que incorpora un MMIC fabricado por IAF [4]. Se comparan las medidas realizadas con el módulo de ruido disipando una potencia de 0.4 W con las obtenidas con el método del atenuador enfriado. La tabla 5.4 resume los resultados obtenidos.

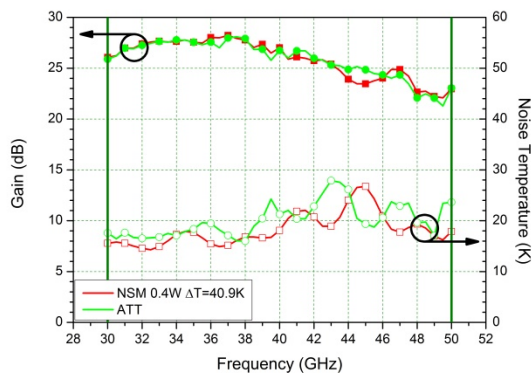


Figura 5.17. Medida de ganancia y temperatura de ruido a 15 K de un LNA construido con un MMIC de IAF para la banda de 30-50 GHz (s/n MQ2001). Las medidas comparan los resultados obtenidos con el método del atenuador enfriado y con el módulo de ruido disipando 0.4 W.

<sup>55</sup> Esta temperatura es igual a la temperatura base más el incremento de temperatura generado.

Tabla 5.4. Comparación de los resultados de temperatura de ruido y ganancia del amplificador para la banda de 30-50 GHz (s/n MQ2001) con el módulo de ruido y con el método del atenuador enfriado.

<b>Parámetro experimental (30-50 GHz, T=15 K, 0.4 W)</b>		<b>YHL101 <math>\Delta T=40.9</math> K</b>	<b>Atenuador enfriado</b>
Potencia disipada (mW)		400	--
Ruido (K)	Promedio	18.2	20.1
	Rizado (pp)	12.4	11.9
Ganancia (dB)	Promedio	25.8	25.8
	Rizado (pp)	6.2	6.8

La diferencia de resultados para el ruido promedio es la más elevada de los distintos amplificadores evaluados, 1.9 K, no obstante sigue encontrándose dentro del intervalo abarcado por la precisión ( $3\sigma$ ) de  $\pm 2.0$  K del módulo de ruido<sup>56</sup> y de  $\pm 2.6$  K del método del atenuador enfriado<sup>57</sup> [38] [39] [40] [41] [74]. Se observa que el rizado en la medida empleando el módulo diseñado se degrada de manera importante en la segunda mitad de la banda de trabajo debido a la peor adaptación (mayor reflexión) de la fuente de ruido en ese rango de frecuencias.

De los resultados anteriores se desprende que para el montaje experimental utilizado, la precisión en la medida de ruido mejora al utilizar el módulo de ruido diseñado respecto del método del atenuador enfriado salvo en el caso de la banda de frecuencias más baja. Es importante destacar que el error de medida puede mejorarse de forma significativa tanto para el módulo de ruido como en el método del atenuador enfriado aumentando la precisión en la medida de  $T_{\text{cold}}$  o  $T_{\text{ph}}$  respectivamente. No obstante, esta mejora en el caso del atenuador enfriado no tendría un impacto tan grande debido a que en este método existen un mayor número de contribuciones a la incertidumbre total. Esto se puede comprobar calculando la incertidumbre en la medida de la temperatura de ruido para cada uno de estos dos métodos de medida [38] [39] [40] [41] [74] suponiendo una precisión en la medida de la temperatura,  $T_{\text{cold}}$  o  $T_{\text{ph}}$  respectivamente, igual a la mínima disponible haciendo uso de los sensores de ruido empleados. Esta correspondería a los  $\pm 12$  mK que presenta el sensor calibrado Lake Shore DT-640-BO-1.4L. Para la banda de 4-12 GHz, en el caso del módulo de ruido esta mejora permitiría alcanzar una incertidumbre en la medida de la temperatura de ruido de  $\pm 0.34$  K mientras que el caso del atenuador enfriado ésta sería de  $\pm 1.0$  K [39]. Para la correcta interpretación de este análisis también hay que tener en cuenta que en el caso del atenuador enfriado existiría una imprecisión añadida en la medida de la temperatura física del atenuador debido al calor proveniente del exterior del Dewar como se ha visto en el apartado 2.5.2.

## 5.5. Conclusiones

En este capítulo se ha descrito la fabricación y caracterización de un módulo de ruido para medidas criogénicas basado en una carga de temperatura variable integrada en un chip semiconductor. Este sistema de medida, en comparación con el método del atenuador enfriado presenta las siguientes ventajas:

<sup>56</sup> Resultado obtenido empleando el procedimiento de cálculo basado en el método Monte Carlo suponiendo una " $T_{\text{cold}}$ " de  $(12.5 \pm 1.0)$  K y una " $T_{\text{hot}}$ " de  $(53.3 \pm 0.3)$  K y los parámetros correspondientes al amplificador considerado.

<sup>57</sup> Resultado obtenido empleando el procedimiento de cálculo basado en el método Monte Carlo suponiendo un diodo de ruido Agilent 346CK01 con ENR  $(12.00 \pm 0.18)$  dB, un atenuador de  $(17.74 \pm 0.20)$  dB a una temperatura de  $(14.0 \pm 1.0)$  K y los parámetros correspondientes al amplificador considerado.

- a) No requiere de una calibración previa a la medida de ruido ya que constituye un estándar primario en el sentido que la potencia de ruido que genera depende únicamente de su temperatura física.
- b) Permite su conexión directa a la entrada del DUT. Esto, en última instancia, se traduce en una mejora de la precisión ya que se elimina la incertidumbre asociada al uso de una línea que conecte con el exterior del Dewar y cuyo gradiente de temperatura es difícil de determinar.
- c) El módulo diseñado presenta un coeficiente de reflexión excelente hasta una frecuencia de 40 GHz que, además, es prácticamente idéntico en los estados "on" y "off" lo que proporciona mejores resultados en términos de rizado en la medida de temperatura de ruido.

Para ambos métodos, módulo de ruido y atenuador enfriado, una mejora en la precisión de la medida de la temperatura física, de la carga de 50  $\Omega$  o del atenuador respectivamente, se traduce directamente en una mejora en la precisión en la medida de ruido. No obstante, la menor complejidad del montaje experimental en el caso del módulo de ruido da lugar a que esta mejora tenga un mayor impacto sobre la incertidumbre total.

Para la caracterización del módulo se ha evaluado su comportamiento eléctrico, térmico y como fuente de ruido para medidas criogénicas según se resume a continuación:

- a) El comportamiento eléctrico se ha evaluado a partir de la medida de la reflexión del módulo a temperatura criogénica verificándose una muy buena estabilidad frente a los cambios de temperatura de la carga de 50  $\Omega$ .
- b) Para la caracterización térmica se ha calibrado el sensor de temperatura integrado necesario para determinar la temperatura de la carga de 50  $\Omega$ . Así mismo se ha medido la constante de tiempo térmica del módulo que caracteriza el tiempo que tarda en alcanzar un valor estable de temperatura. Se ha elaborado un modelo de elementos finitos con la finalidad de acotar el error que se comete al medir la temperatura de la carga de 50  $\Omega$  mediante el sensor integrado. Esta simulación también ha permitido verificar el papel decisivo que juega el epoxi conductor utilizado para la adhesión del chip en el correcto funcionamiento del módulo como fuente de ruido.
- c) Finalmente, se han llevado a cabo medidas experimentales de ruido a temperaturas criogénicas para diversos amplificadores en distintas bandas de frecuencia haciendo uso del módulo diseñado. Los resultados han sido comparados con los obtenidos por el método clásico del atenuador enfriado apreciándose una importante ventaja en términos de rizado para las bandas de frecuencia por debajo de 40 GHz.

A la vista de los resultados anteriores es posible concluir que el módulo desarrollado constituye un método adecuado y preciso de medida de la temperatura de ruido de dispositivos criogénicos. Su menor complejidad experimental en comparación con el método clásico del atenuador enfriado permite obtener mayor precisión sobre todo para las bandas de frecuencia más altas. Esta precisión puede ser mejorada notablemente reduciendo la incertidumbre en la medida de la temperatura física de la carga. Por otra parte tiene la contrapartida de requerir una toma de datos más tediosa que el método del atenuador enfriado debido a su elevado tiempo de estabilización, aunque éste puede reducirse mejorando el anclaje térmico del módulo a la placa fría del criostato. El hecho de que el módulo presentado constituya un estándar primario como fuente de ruido, unido a su excelente comportamiento en términos de rizado, lo convierte en un método ideal para la verificación y calibración de sistemas de medida basados en el método del atenuador enfriado. Además, ha probado ser de gran utilidad para reducir los efectos indeseables introducidos por las reflexiones múltiples entre los distintos elementos del sistema de medida que se manifiestan en la aparición de un rizado artificial en las medidas de temperatura de ruido.

## Anexo A. Temperatura de equilibrio de un transistor HEMT criogénico polarizado

Los transistores HEMT empleados en amplificadores criogénicos experimentan un calentamiento debido a la disipación interna de potencia que se produce en el semiconductor como consecuencia de la tensión y corriente de polarización. Los valores de la potencia disipada en el punto de polarización de óptimo ruido son muy bajos, del orden de sólo algunos mW, y su efecto suele ser a menudo despreciado. Sin embargo, en un montaje práctico, los transistores HEMT son adheridos al chasis del amplificador mediante una fina capa de epoxi conductor EPO-TEK H20, material cuya conductividad térmica fue caracterizada en el capítulo 3. Dado que la conductividad térmica de dicho material decrece al bajar la temperatura y llega a alcanzar valores relativamente bajos, cabe preguntarse si este auto-calentamiento puede ser significativo a las temperaturas criogénicas más bajas, y si puede llegar a limitar el efecto de la reducción del ruido del dispositivo que se esperaría obtener al bajar la temperatura criogénica de funcionamiento. En este anexo se presentan los resultados del cálculo del incremento de temperatura en las condiciones de polarización de bajo ruido para un transistor HEMT típico a varias temperaturas del amplificador empleando los resultados de la conductividad térmica del epoxi conductor EPO-TEK H20E presentados en el capítulo 3.

Para realizar este cálculo se supondrá válida la aproximación de considerar isoterma el bloque semiconductor del dispositivo activo. Dicha aproximación es adecuada para el GaAs y el InP en todo el rango de temperaturas considerado, dado que su conductividad térmica es mayor que la del epoxi en más de 2 órdenes de magnitud [113] [114].

La temperatura de equilibrio se puede determinar resolviendo la expresión integral de la ley de Fourier unidimensional introducida en el capítulo 2 (2.44), y que reproducimos a continuación:

$$P = -\frac{A}{L} \int_{T_1}^{T_2} k(T) dT \quad (\text{A.1})$$

Dicha relación debe resolverse para el parámetro  $T_2$  que representa la temperatura de la cara del epoxi en contacto con el semiconductor. Esta será la temperatura de todo el chip en virtud de la aproximación introducida anteriormente. En cuanto a los demás parámetros de la expresión anterior,  $A$  es el área del chip,  $L$  el espesor de epoxi,  $k(T)$  la conductividad térmica del epoxi en función de la temperatura y  $T_1$  la temperatura de la cara de la lámina de epoxi en contacto con el chasis del amplificador (a la que se hará referencia como temperatura base). El cálculo se puede realizar fácilmente utilizando el programa Mathcad [115], si se introduce en la expresión (A.1)  $k(T)$  como una función continua que ajuste adecuadamente las medidas experimentales de la conductividad térmica del epoxi obtenidas en el capítulo 3. Resolviendo para el intervalo de temperaturas base 4-300 K, en el caso de un transistor típico de  $0.3 \times 0.4 \text{ mm}^2$  de superficie que disipe una potencia de 5 mW y adherido mediante una capa de epoxi conductor de  $10 \text{ }\mu\text{m}$  de espesor, se obtienen los resultados que aparecen en la figura A.1. Esta figura representa los resultados obtenidos en función de la temperatura base tanto del incremento de temperatura del chip<sup>58</sup> como de su temperatura absoluta. Se aprecia como a temperaturas case por debajo de 10 K comienza a aparecer claramente

---

<sup>58</sup> Respecto de la temperatura base.

un efecto de saturación de la efectividad del enfriamiento del transistor como consecuencia de la degradación de las propiedades térmicas del epoxi.

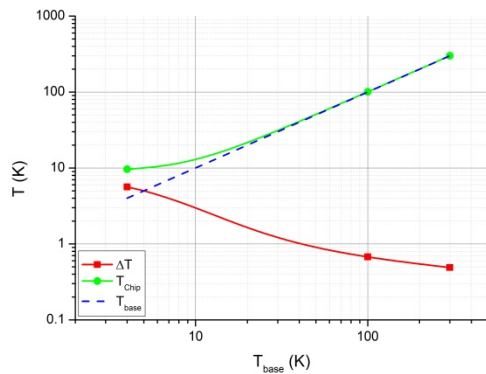


Figura A.1. Resultados obtenidos para el incremento de temperatura del chip (círculos) y para su temperatura absoluta (cuadrados) en función de la temperatura base. Se observa cómo al reducir la temperatura el enfriamiento del chip es cada vez menos efectivo.

Es un hecho bien conocido que los amplificadores HEMT criogénicos no disminuyen su temperatura de ruido, o bien lo hacen marginalmente, para temperaturas criogénicas por debajo de 15 K. El resultado obtenido en este cálculo es de gran interés, ya que podría ser la causa que explicase la observación experimental citada. Confirmar que las propiedades térmicas del epoxi son la causa de este hecho requeriría experimentar con otros métodos de montaje más complejos que no estaban disponibles para el presente trabajo (por ejemplo soldadura eutéctica de AuSn [116]). A la vista de estos resultados resulta claro que con el presente método de montaje de los transistores HEMT no se justifica el esfuerzo y coste adicional que sería necesario para enfriar los amplificadores criogénicos a temperaturas inferiores a 10-15 K.

## Anexo B. Resultados preliminares de un mezclador SIS conectado directamente a LNAs con baja reflexión de entrada

En este anexo se incluyen los resultados preliminares de la temperatura de ruido de un receptor criogénico para pruebas de laboratorio utilizado para verificar el buen comportamiento del primer prototipo de amplificador con baja reflexión de entrada presentado en este trabajo.

La figura B.1 muestra una fotografía del interior del criostato de helio líquido utilizado para estas pruebas en la configuración correspondiente a las medidas realizadas con aisladores criogénicos. En la parte izquierda de la imagen se aprecia la ventana de vacío y la bocina alimentadora. En la parte derecha aparece la guía de onda de acero inoxidable que introduce el oscilador local en el mezclador. La placa dorada inferior es enfriada por contacto con un baño de helio líquido y soporta todos los elementos criogénicos del receptor (híbridos, mezclador SIS, aisladores y amplificadores). Un receptor de este tipo es conocido como 2SB (separación de bandas laterales) y funciona en la banda de 1 mm de longitud de onda ( $\sim 300$  GHz).



Figura B.1. Fotografía<sup>59</sup> del receptor para pruebas en laboratorio utilizado para la caracterización experimental del receptor completo.

En las figuras B.2 y B.3 se presentan las medidas de temperatura de ruido criogénicas<sup>60</sup> para la banda lateral superior. Cada curva corresponde a una frecuencia distinta de oscilador local y se presenta la temperatura de ruido total del receptor en la banda de IF para todo el ancho de banda instantáneo del amplificador.

En estas medidas se compara el comportamiento del receptor en dos situaciones: a) con un aislador criogénico y un LNA tipo YXA estrictamente optimizado para mínimo ruido (figura B.2), y b) con el primer prototipo de amplificador de bajo ruido con baja reflexión de entrada mejorada desarrollado para este trabajo, el s/n YXR1001 (figura B.3).

<sup>59</sup> Fotografía proporcionada por D. Maier, comunicación personal, enero de 2016.

<sup>60</sup> Medidas realizadas por D. Maier, comunicación personal, enero de 2012 - abril de 2014.

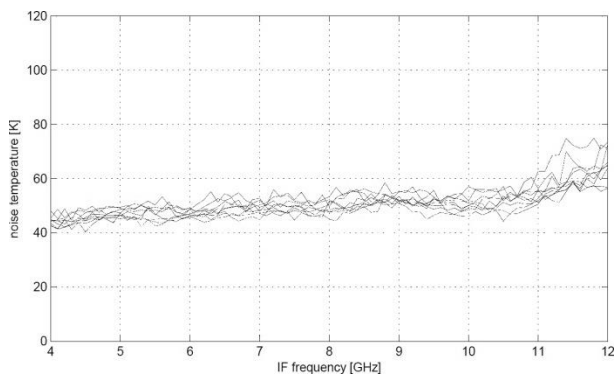


Figura B.2. Medidas de temperatura de ruido de un receptor 2SB (separación de bandas laterales) a temperatura criogénica. Se representa el resultado obtenido con un aislador criogénico seguido de un amplificador tipo YXA estrictamente optimizado para una baja temperatura de ruido.

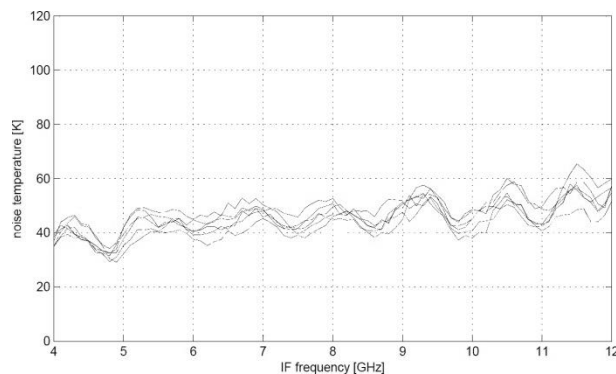


Figura B.3. Medidas de temperatura de ruido de un receptor 2SB (separación de bandas laterales) a temperatura criogénica. Se representa el resultado obtenido con el primer LNA con baja reflexión de entrada desarrollado en este trabajo (s/n YXR1001) directamente conectado a la salida de IF del mezclador.

Los resultados obtenidos en la figura B.3 demuestran que no existen problemas de estabilidad en la unión SIS a pesar de la conexión directa al amplificador. Asimismo, como cabía esperar, el valor medio de la temperatura de ruido del receptor es menor, ya que se elimina el ruido introducido por las pérdidas del aislador criogénico. El rizado de la temperatura de ruido es claramente visible, pero permanece dentro del margen aceptable en un receptor de este tipo y no presenta picos extremos a ninguna frecuencia dentro de la banda. Este incremento del rizado era de esperar dado que el coeficiente de reflexión de entrada del amplificador no llega a ser tan bajo como el del aislador criogénico. Nótese que los resultados de la figura B.3 corresponden a la primera versión de amplificador presentada en el capítulo 4, y que versiones posteriores presentaban notables mejoras tanto en el coeficiente de reflexión de entrada como en la temperatura de ruido. Cabe por tanto esperar que la versión final proporcione un rizado más reducido y un valor de la temperatura de ruido promedio menor.

## Referencias

---

1. *EPO-TEK H20E - Data Sheet*. EPOXY TECHNOLOGY, INC.: Billerica, MA, 01821-3972.
2. Bruch, D., et al., *A single chip broadband noise source for noise measurements at cryogenic temperatures*. 2011: p. 1-4.
3. *Fraunhofer-Institut für Angewandte Festkörperphysik*. [fraunhofer.de/en.html](http://fraunhofer.de/en.html).
4. Bruch, D., et al., *A Noise Source Module for In-Situ Noise Figure Measurements From DC to 50 GHz at Cryogenic Temperatures*. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2012. **22**(12): p. 657-659.
5. Amils, R.I., et al., *Thermal conductivity of silver loaded conductive epoxy from cryogenic to ambient temperature and its application for precision cryogenic noise measurements*. Cryogenics, 2016. **76**: p. 23-28.
6. Amils, R.I., et al., *Low input reflection cryogenic low noise amplifier for Radio Astronomy multipixel receivers*. Journal of Instrumentation, 2016. **11**(10): p. P10018-P10018.
7. Amils, R.I., et al., *Design and characterization of cryogenic low noise amplifiers for radio astronomy*. XXIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2014), 2014.
8. Sullivan, W.T., *Classics in Radio Astronomy*. 1982, Netherlands: Springer.
9. *NRAO - National Radio Astronomy Observatory*. [nrao.edu](http://nrao.edu).
10. Jansky, K.G., *Directional studies at atmospherics at high frequencies*. Proceedings of the IRE, 1932. **20**: p. 1920.
11. Jansky, K.G., *Electrical disturbances apparently of extraterrestrial origin*. Proceedings of the IRE, 1933. **21**: p. 1387.
12. Jansky, K.G., *A note on the source of interstellar interference*. Proceedings of the IRE, 1935. **23**: p. 1158.
13. *Timothy Hughes Rare & Early Newspapers*. [rarenewspapers.com](http://rarenewspapers.com).
14. Reber, G., *Cosmic static*. Astrophysical Journal, 1944. **100**: p. 279.
15. Reber, G., *Cosmic static*. Astrophysical Journal, 1940. **91**: p. 621.
16. Reber, G., *Cosmic static*. Proceedings of the IRE, 1940. **28**: p. 68.
17. Rohlfs, K., *Tools of Radio Astronomy*. 1986, Berlin: Springer.
18. Ewen, H.J. and E.M. Purcell, *Radiation from galactic hydrogen at 1420 Mc/s*. Nature, 1951. **68**: p. 365.
19. Penzias, A.A. and R.W. Wilson, *A measurement of excess antenna temperature at 4080 Mc/s*. Astrophysical Journal, 1965. **142**: p. 419
20. *NASA - National Aeronautics and Space Administration*. [nasa.gov](http://nasa.gov).
21. *Max Planck Institute for Radio Astronomy*. [mpifr-bonn.mpg.de](http://mpifr-bonn.mpg.de).
22. Kraus, J.D., *Radio Astronomy*. 1986, Powell, Ohio: Cyngus-Quasar Books.
23. *MIT Haystack Observatory*. [haystack.edu](http://haystack.edu).

24. Van Cappellen, W.A., J.D. Bregman, and M.J. Arts, *Effective Sensitivity of A Non-uniform Phased Array of Short Dipoles*. *Experimental Astronomy*, 2004. **17**(1-3): p. 101-109.
25. Pospieszalski, M.W., *Extremely low-noise amplification with cryogenic FETs and HFETs: 1970-2004*. *IEEE Microwave Magazine*, 2005. **6**(3): p. 62-75.
26. *NASA - Jet Propulsion Laboratory - California Institute of Technology*. [jpl.nasa.gov](http://jpl.nasa.gov).
27. Akgiray, A.H., et al., *Noise Measurements of Discrete HEMT Transistors and Application to Wideband Very Low-Noise Amplifiers*. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013. **61**(9): p. 3285-3297.
28. Cressler, J.D., *Operation of SiGe bipolar technology at cryogenic temperatures*. *Le Journal de Physique IV*, 1994. **04**(C6): p. C6-101-C6-110.
29. Bardin, J.C., *Silicon-Germanium Heterojunction Bipolar Transistors For Extremely Low-Noise Applications*. 2009, California Institute of Technology.
30. Pozar, D.M., *Microwave Engineering, Fourth Edition*. 2012, United States of America: John Wiley & Sons, Inc.
31. Gonzalez, G., *Microwave transistor amplifiers. Analysis and design, 2nd Edition*. 1997, New Jersey: Prentice Hall.
32. Edwards, M.L. and J.H. Sinsky, *A new criterion for linear 2-port stability using a single geometrically derived parameter*. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1992. **40**(12): p. 2303-2311.
33. Rollett, J., *Correction to Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports*. *IEEE Transactions on Circuit Theory*, 1963. **10**(1): p. 107-107.
34. Gallego, J.D., *Amplificadores Refrigerados de Muy Bajo Ruido con Transistores GaAs FET para la Frecuencia Intermedia de Receptores de Radioastronomía*. 1992, Universidad Complutense de Madrid.
35. Pospieszalski, M.W., *On the Measurement of Noise Parameters of Microwave Two-Ports (Short Paper)*. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1986. **34**(4): p. 456-458.
36. Stelzried, C.T., *Microwave Thermal Noise Standards*. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1968. **16**(9): p. 646-655.
37. *Application Note 57-2 - Noise Figure Measurement Accuracy - The Y-Factor Method*. 2014, Agilent Technologies, Inc.
38. Gallego, J.D. and M. Pospieszalski, *Accuracy of Noise Temperature Measurement of Cryogenic Amplifiers*. *Electronic Division Internal Report No. 285*, 1991.
39. Gallego, J.D., I. López-Fernández, and C. Diez, *A measurement test set for ALMA band 9 amplifiers*. *Radionet FP7 1st Engineering Forum Workshop*, 2009.
40. Gallego, J.D. and I. López-Fernández, *Definition of measurements of performance of X band cryogenic amplifiers*. 2000: Observatorio de Yebes.
41. Cano, J.L. and J.D. Gallego, *Estimation of Uncertainty in Noise Measurements Using Monte Carlo Analysis - A Practical View*. *RadioNet-FP7 Engineering Forum Workshop*, 2009.
42. McGrath, W.R., A.V. Raisanen, and P.L. Richards, *Accurate Noise Measurements of Cryogenic Microwave Amplifiers and Mixers using Variable-Temperature Loads*. 1985: p. 477-482.

43. McGrath, W.R., A.V. Räisänen, and P.L. Richards, *Variable-temperature loads for use in accurate noise measurements of cryogenically-cooled microwave amplifiers and mixers*. International Journal of Infrared and Millimeter Waves, 1986. **7**(4): p. 543-553.
44. Johnson, J.B., *Thermal Agitation of Electricity in Conductors*. Physical Review, 1928. **32**(1): p. 97-109.
45. Nyquist, H., *Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors*. Physical Review, 1928. **32**(1): p. 110-113.
46. Morkoc, H. and P.M. Solomon, *The HEMT: A superfast transistor: An experimental GaAs-AlGaAs device switches in picoseconds and generates little heat. This is just what supercomputers need*. IEEE Spectrum, 1984. **21**(2): p. 28-35.
47. Golio, J.M., *Microwave MESFETs and HEMTs*. 1991, USA: Artech Print on Demand.
48. *ETH Zurich*. ethz.ch/en.html.
49. *Product Note 8510-8A - Agilent Network Analysis Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements*. 2001, Agilent Technologies, Inc.
50. Pospieszalski, M.W., *Modeling of noise parameters of MESFETs and MODFETs and their frequency and temperature dependence*. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1989: p. 385-388.
51. *HRL Laboratories, LLC*. hrl.com.
52. Williams, D.R., W. Lum, and S. Weinreb, *L-Band Cryogenically-Cooled GaAs FET Amplifier*. Microwave Journal, 1980. **23**: p. 73-76.
53. Weinreb, S., *Low-Noise Cooled GASFET Amplifiers*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1980. **28**(10): p. 1041-1054.
54. Nguyen, T.K., et al., *CMOS Low-Noise Amplifier Design Optimization Techniques*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2004. **52**(5): p. 1433-1442.
55. Cano, J.L., *Cryogenic Technology in the Microwave Engineering: Application to MIC and MMIC Very Low Noise Amplifier Design*. 2010, UNIVERSIDAD DE CANTABRIA.
56. *Pfeiffer Vacuum*. pfeiffer-vacuum.com/en/.
57. *Sumitomo Corporation*. sumitomocorp.co.jp/english/.
58. *Lake Shore Cryotronics*. lakeshore.com.
59. *Temperature Measurement and Control Catalog, I*. Lake Shore Cryotronics, Editor. 2016.
60. *Anritsu*. anritsu.com/en-US.
61. *Springer Handbook of Materials Measurement Methods*, ed. H. Czichos, T. Saito, and L. Smith. 2006: Springer Berlin Heidelberg.
62. Zhang, P., et al., *Thermal conductivity measurement of the epoxies and composite material for low temperature superconducting magnet design*. Cryogenics, 2011. **51**(9): p. 534-540.
63. *Keysight Technologies, Inc*. keysight.com.
64. *Rogers Corporation*. rogerscorp.com.
65. *BONDWI to BONDW50 (Philips/TU Delft Bondwires Model)*. literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/ads2003c/ccdist/ccdist048.html#1115087.
66. *Skyworks Solutions, Inc*. skyworksinc.com.
67. *State of the Art, Inc*. resistor.com.

68. *LPKF Laser & Electronics AG*. lpkf.com.
69. *Kulicke & Soffa* kns.com.
70. *Micro-Coax*. micro-coax.com.
71. *Radiall*. radiall.com.
72. *Narda-Miteq*. nardamiteq.com.
73. *HUBER+SUHNER Excellence in Connectivity Solutions*. hubersuhner.com.
74. Lopez-Fernandez, I., et al., *Development of Cryogenic IF Low-Noise 4-12 GHz Amplifiers for ALMA Radio Astronomy Receivers*. 2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2006: p. 1907-1910.
75. Cano, J.L., N. Wadefalk, and J.D. Gallego-Puyol, *Ultra-Wideband Chip Attenuator for Precise Noise Measurements at Cryogenic Temperatures*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010. **58**(9): p. 2504-2510.
76. *Institut de Radioastronomie Millimétrique*. iram-institute.org.
77. Malo, I., *Amplificador balanceado criogénico en la banda de 4 a 12 GHz para receptores de Radioastronomía*. 2011, UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID.
78. Meys, R.P., *A Wave Approach to the Noise Properties of Linear Microwave Devices*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1978. **26**(1): p. 34-37.
79. Wedge, S.W., *Computer-Aided Design of Low Noise Microwave Circuits*. 1991, California Institute of Technology.
80. *PAMTECH INC*. pamtechinc.com.
81. Malo-Gomez, I., et al., *Cryogenic Hybrid Coupler for Ultra-Low-Noise Radio Astronomy Balanced Amplifiers*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009. **57**(12): p. 3239-3245.
82. Weinreb, S., *SIS Mixer to HEMT Amplifier Optimum Coupling Network (Short Paper)*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1987. **35**(11): p. 1067-1069.
83. Padin, S., et al., *An integrated SIS mixer and HEMT IF amplifier*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1996. **44**(6): p. 987-990.
84. Lauria, E.F., et al., *A 200-300 GHz SIS mixer-preamplifier with 8 GHz IF bandwidth*. 2001 IEEE International Microwave Symposium, 2001. **3**: p. 1645-1648.
85. Pospieszalski, M.W. and E.J. Wollack, *Ultra-low-noise, InP field effect transistor radio astronomy receivers: state-of-the-art*. 13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. MIKON-2000, 2000. **3**: p. 23-32.
86. Pan, S.K., et al., *A Fixed-Tuned SIS Mixer with Ultra-Wideband IF and Quantum-Limited Sensitivity for ALMA Band 3 (84-116 GHz) Receivers*. Fifteenth International Symposium on Space Terahertz Technology, 2004: p. 62.
87. Engargiola, G., et al., *Simple 1 MM Receivers with a Fixed Tuned Double Sideband SIS Mixer and a Wideband INP MMIC Amplifier*. International Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2004. **25**(12): p. 1733-1755.
88. Walker, C.K., *SuperCam: A 64 pixel SIS receiver array for submillimeter-wave astronomy*. 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2015: p. 1-4.
89. Pütz, P., et al., *345 GHz Prototype SIS Mixer with Integrated MMIC LNA*. International Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2007. **27**(10): p. 1365-1379.

90. Justen, M., *Broadband IF Circuits for Superconductor Isolator Superconductor (SIS) Mixers for the Heterodyne Instrument for the Far Infrared on the Herschel Space Observatory and for Sideband Separating Mixers*. 2007, University of Cologne.
91. Gallego, J.D. and M.W. Pospieszalski, *Design and Performance of Cryogenically-Coolable Ultra Low Noise, L-Band Amplifier*. 1990: p. 1755-1760.
92. *3M Scotch-Weld Epoxy Adhesive EC-2216 B/A - DataSheet*. 3M: 2501 Hudson Rd, St. Paul, MN 55144-1000.
93. Rondeaux, F., *Thermal conductivity measurements of epoxy systems at low temperature*. 2002. **614**: p. 197-203.
94. *Tech Tip 12 - Compatible Metallization with Electrically Conductive Silver Epoxies*. Epoxy Technology Inc.: 14 Fortune Drive, Billerica, MA 01821.
95. *arcolresistors.com*. arcolresistors.com.
96. *Apiezon*. apiezon.com.
97. *Goodfellow*. goodfellow.com.
98. Jensen, J.E., et al., *BROOKHAVEN NATIONAL LABORATORY SELECTED CRYOGENIC DATA NOTEBOOK*. Vol. I. 1980, USA: ASSOCIATED UNIVERSITIES, INC.
99. *REFLECTIVE SUPERINSULATION MATERIALS*. 1975: MIDWEST RESEARCH INSTITUTE.
100. *Atacama Large Millimeter/submillimeter Array*. almascience.org.
101. *NOEMA (NOthern Extended Millimeter Array)*. iram-institute.org/EN/noema-project.php.
102. Chenu, J.-Y., et al., *The Front-End of the NOEMA Interferometer*. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2016. **6**(2): p. 223-237.
103. Alt, A.R., *Ultra-Low Noise InP HEMTs for Cryogenic Applications - Fabrication, Modeling and Characterization*. 2013, Technical University of Munich.
104. Mahieu, S., et al., *The ALMA Band-7 Cartridge*. IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, 2012. **2**(1): p. 29-39.
105. Swanson, D.G. and W.J.R. Hofer, *Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation*. 2003, 685 Canton Street, Norwood, MA 02062, USA: ARTECH HOUSE, INC.
106. *American Technical Ceramics*. atceramics.com.
107. Chadha, R. and K.C. Gupta, *Compensation of Discontinuities in Planar Transmission Lines*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1982. **30**(12): p. 2151-2156.
108. *Piconics - High-Quality Micro-Electronic Inductors*. piconics.com.
109. *SOUTHWEST MICROWAVE - hi-performance microwave connectors*. mpd.southwestmicrowave.com.
110. Kerr, A.R., *On the noise properties of balanced amplifiers*. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1998. **8**(11): p. 390-392.
111. Pospieszalski, M.W., *On the Noise Parameters of Isolator and Receiver with Isolator at the Input (Short Paper)*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1986. **34**(4): p. 451-453.
112. *comsol.com*. comsol.com.

113. Carlson, R.O., G.A. Slack, and S.J. Silverman, *Thermal Conductivity of GaAs and GaAs<sub>1-x</sub>P<sub>x</sub> Laser Semiconductors*. Journal of Applied Physics, 1965. **36**(2): p. 505-507.
114. *Semiconductors - Basic Data*, ed. O. Madelung. 1996: Springer Berlin Heidelberg.
115. *ptc.com*. ptc.com.
116. *AuSn Preforms for Die Attach Application - Data Sheet*. Indium Corporation: 34 Robinson Rd, Clinton, NY 13323, USA.