

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS  
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



***Trabajo Fin de Grado***

**“Desarrollo de un sistema de medida de  
temperatura de ruido en criogenia en  
la banda W (75-110 GHz)”**

**“Development of a cryogenic noise  
measurement system in W-Band (75-110  
GHz)”**

Para acceder al Título de

***Graduado en  
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: Sara Martos Mateos

Octubre - 2018

## **GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN**

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

**Realizado por: Sara Martos Mateos**

**Director del TFG: M<sup>a</sup> Luisa de la Fuente Rodríguez y Beatriz Aja Abelán**

**Título: “Desarrollo de un sistema de medida de temperatura de ruido en criogenia en la banda W (75-110 GHz)”**

**Title: “Development of a cryogenic noise measurement system in W-Band (75-110 GHz)”**

**Presentado a examen el día: 23/10/2018**

para acceder al Título de

## **GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN**

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Juan Pablo Pascual Gutiérrez

Secretario (Apellidos, Nombre): Jesús Mirapeix Serrano

Vocal (Apellidos, Nombre): Beatriz Aja Abelán

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de: .....

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFG  
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado Nº  
(a asignar por Secretaría)



## *Resumen:*

En este proyecto se desarrollará un sistema de medida que permita conocer parámetros tales como la ganancia y la temperatura equivalente de ruido o figura de ruido en amplificadores de microondas a temperatura ambiente y en criogenia, en la banda W (75-110 GHz).

En primer lugar, se caracterizará la figura de ruido y la ganancia de un amplificador de bajo ruido en la banda Q (33-50 GHz) tanto a temperatura ambiente, como posteriormente a temperatura criogénica mediante dos técnicas de medida distintas; el método del atenuador frío, y el método carga calentada. Finalmente se analizarán las diferencias entre ambas técnicas comparando los resultados obtenidos.

Posteriormente, se diseñará el sistema de medida en banda W, comenzando por la caracterización de un convertidor de frecuencia y seguidamente, se desarrollará el sistema de medida de ruido a temperatura ambiente.

Una vez realizada la medida de ganancia y figura de ruido a temperatura ambiente se procederá a desarrollar el sistema de medida en temperatura criogénica. Para ello se comienza diseñando una nueva ventana de vacío en guía WR10 para el criostato, la cual será la salida del sistema. Para el diseño de esta ventana habrá que medir previamente los parámetros de Scattering de los componentes necesarios que conforman la ventana. Tras acoplar la ventana al criostato, se realizarán dos medidas de la temperatura de ruido de un amplificador comercial comparando los resultados con los obtenidos en el Centro Astronómico de Yebes (CAY).

## *Abstract:*

In this project, a measurement system will be developed. This system will allow to know parameters such as the gain and the equivalent noise temperature or the noise figure in microwave amplifiers at room temperature and in cryogenics, in the W band (75-110 GHz).

In the first place, the noise figure and the gain of a low noise amplifier in the Q band (33-50 GHz) at room temperature are characterized, and then in cryogenics by means of two different techniques; cold attenuator method and heated charge method. Finally, the differences between both techniques will be analyzed and the results will be compared.

Subsequently, the measurement system will be designed in W band, starting with the characterization of a frequency converter and then, the noise measurement system will be developed at room temperature.

Once the measure of gain and figure of noise at room temperature has been carried out, the cryogenic temperature measurement system will be developed, for which a new vacuum window in WR10 guide for the cryostat will be designed, which will be the output of the system. For the design of this window it will be necessary to previously measure the Scattering parameters of the components that make up the window. After coupling the window to the cryostat, two measurements of the noise temperature of a commercial amplifier will be made comparing the results with those obtained in the 'Centro Astronómico de Yebes' (CAY).

# *Agradecimientos*

---

En primer lugar, me gustaría agradecerles a mis tutoras, Luisa y Bea, el tiempo que han invertido en mí, además de la paciencia y disponibilidad que han tenido en todo momento. Gracias por haberme resuelto todas las dudas que me han surgido durante este proyecto de la mejor manera que habéis podido. Gracias también a Eduardo, por darme esta oportunidad en la que he colaborado junto al grupo de Radiofrecuencia y Microondas.

También quiero agradecerle a Eva su participación en este proyecto con la elaboración del diseño de las láminas de Mylar.

Gracias a mi familia por el interés y apoyo que han mostrado no solo con este proyecto sino en los cuatro años de carrera, y a Fran, por ser otro de mis pilares fundamentales en todo momento.

Gracias a Irene, por compartir momentos conmigo a lo largo de este trabajo, y por la ayuda mutua prestada no solo en este proyecto. Y gracias a mis compañeros de clase, con los que he compartido muchísimo tiempo y de entre los que me llevo a grandes amigos.

# Índice

---

<b>Capítulo 1: Introducción .....</b>	<b>1</b>
1.1. Organización del documento.....	2
<b>Capítulo 2: Conceptos teóricos.....</b>	<b>3</b>
2.1. Figura de ruido y temperatura de ruido .....	3
2.1.1. Figura de ruido para circuitos multi-etapa .....	5
2.1.2. Parámetros de ruido .....	6
2.2. Medida de la Figura de ruido: Métodos de medida.....	7
2.2.1. Medida a temperatura ambiente .....	7
2.2.2. Medida a temperatura criogénica.....	10
2.3. Medida con conversor .....	14
2.4. Consideraciones en la medida .....	16
<b>Capítulo 3: Medidas de ruido en Banda Q .....</b>	<b>18</b>
3.1. Introducción .....	18
3.2. Sistema de medida.....	18
3.2.1. Caracterización a temperatura ambiente .....	19
3.2.2. Caracterización a temperatura criogénica .....	19
3.2.2.1. Método atenuador frío .....	20
3.2.2.2. Método carga calentada.....	23
3.3. Medida de LNA.....	26
3.3.1. Medida en ambiente .....	27
3.3.2. Medida en criogenia.....	27
3.3.2.1. Método atenuador frío .....	28
3.3.2.2. Método carga calentada.....	29
3.3.2.3. Comparación .....	31
3.4. Programas de control.....	32
3.4.1. Medida en ambiente .....	32
3.4.2. Medida en criogenia con atenuador frío.....	33
3.4.3. Medida en criogenia con carga calentada.....	33
<b>Capítulo 4: Medidas de ruido en Banda W.....</b>	<b>35</b>
4.1. Introducción .....	35
4.2. Caracterización del conversor .....	35
4.3. Sistema de medida.....	42
4.3.1. Caracterización a temperatura ambiente .....	44
4.3.2. Caracterización a temperatura criogénica .....	45
4.4. Medida de LNA.....	54
4.4.1. Medida en ambiente .....	55
4.4.2. Medida en criogenia .....	55
4.5. Programas de control.....	59
4.5.1. Medida en ambiente: Mezclador .....	59
4.5.2. Medida en ambiente: Amplificador.....	59
4.5.3. Medida en criogenia .....	60
<b>Capítulo 5: Conclusiones y Líneas futuras .....</b>	<b>62</b>

REFERENCIAS.....	63
ANEXOS .....	65

# *Lista de figuras*

---

## **CAPÍTULO 2: Conceptos teóricos**

Fig.2. 1. Temperatura efectiva a la entrada del DUT. ....	4
Fig.2. 2. Sistema en cascada. ....	5
Fig.2. 3. Esquema de calibración. ....	8
Fig.2. 4. Esquema de medida. ....	8
Fig.2. 5. Técnica fuente fría. ....	9
Fig.2. 6. Técnica generador de señales con dos potencias. ....	10
Fig.2. 7. Compresor, Expansor y bomba de vacío. ....	11
Fig.2. 8. Esquema de método carga fría y caliente. ....	12
Fig.2. 9. Esquema de método diodo de ruido. ....	12
Fig.2. 10. Esquema de método carga calentada. ....	13
Fig.2. 11. Esquema de método ‘Cold Sky & Ambient apertura load’ ....	13
Fig.2. 12. Esquema de método atenuador criogénico. ....	14
Fig.2. 13. Esquema del mezclador. ....	14
Fig.2. 14. Bandas laterales mezcladas en FI. ....	15
Fig.2. 15. Resultado de una conversión descendente. ....	16
Fig.2. 16. Esquema concreto de calibración. ....	17
Fig.2. 17. Esquema concreto de medida. ....	17

## **CAPÍTULO 3: Medida de ruido en banda Q**

Fig.3. 1. Imagen del conversor. ....	18
Fig.3. 2. Esquema inicial del conversor ....	18
Fig.3. 3. Esquema de calibración y medida del DUT en ambiente. ....	19
Fig.3. 4. Criostato. ....	19
Fig.3. 5. Controlador de temperatura modelo 340. ....	20
Fig.3. 6. Controlador de temperatura modelo 331. ....	20
Fig.3. 7. Circuito equivalente del atenuador. ....	20
Fig.3. 8. Diseño exterior del atenuador. ....	21
Fig.3. 9. Esquema de calibración para el método atenuador. ....	22
Fig.3. 10. Esquema de medida del DUT para el método atenuador. ....	22
Fig.3. 11. Diseño del absorbente WL1750. ....	23
Fig.3. 12. Dibujo del absorbente posicionado en el interior del tramo de guía. ....	23
Fig.3. 13. Diseño final de la carga con el anclaje. ....	23
Fig.3. 14. Conexión de anclaje, carga y guía de acero. ....	24
Fig.3. 15. Esquema de calibración para el método carga calentada. ....	25
Fig.3. 16. Esquema de medida del DUT para el método carga calentada. ....	25
Fig.3. 17. Exterior del amplificador UCLQMM-2. ....	26
Fig.3. 18. Interior del amplificador UCLQMM-2. ....	26
Fig.3. 19. Detalle interno del amplificador UCLQMM-2. ....	26
Fig.3. 20. Ganancia y temperatura de ruido del DUT en temperatura ambiente. ....	27

Fig.3. 21. Ganancia y temperatura de ruido del DUT en criogenia calculadas mediante el método atenuador. ....	28
Fig.3. 22. Configuración del criostato para el método atenuador. ....	29
Fig.3. 23. Representación de temperaturas del DUT y la carga en función del tiempo. ....	30
Fig.3. 24. Ganancia y temperatura de ruido del DUT en criogenia calculadas mediante el método carga calentada .....	30
Fig.3. 25. Configuración del criostato para el método carga calentada. ....	31
Fig.3. 26. Comparación de la ganancia y temperatura de ruido del DUT con los métodos anteriores. ....	32

## **CAPÍTULO 4: Medida de ruido en banda W**

Fig.4. 1. Módulo exterior del mezclador. ....	35
Fig.4. 2. Esquema de medida de potencia. ....	36
Fig.4. 3. Gráfica Potencia / frecuencia para POL=-13.5 dBm. ....	36
Fig.4. 4. Gráfica Potencia / frecuencia para POL = -14.5 dBm. ....	37
Fig.4. 5. Gráfica Potencia / frecuencia para POL = -15.5 dBm. ....	37
Fig.4. 6. Gráfica Potencia / frecuencia para POL = -16.5 dBm. ....	37
Fig.4. 7. Esquema de calibración. ....	38
Fig.4. 8. Esquema de medida. ....	38
Fig.4. 9. Gráfica de pérdidas de conversión para varias POL. ....	39
Fig.4. 10. Gráfica de figura de ruido para varias POL. ....	39
Fig.4. 11. Gráfica de temperatura de ruido para varias POL. ....	39
Fig.4. 12. Gráfica de temperatura de ruido para POL = 5 dBm y POL = 6 dBm. ....	40
Fig.4. 13. Gráfica de temperatura de ruido para IF = 1 GHz. ....	40
Fig.4. 14. Gráfica de temperatura de ruido para IF = 0.8 GHz. ....	41
Fig.4. 15. Gráfica de temperatura de ruido para IF = 0.5 GHz. ....	41
Fig.4. 16. Gráfica de temperatura de ruido para IF = 0.2 GHz. ....	41
Fig.4. 17. Gráfica de temperatura de ruido para IF = 0.1 GHz. ....	42
Fig.4. 18. Esquema de calibración y medida de amplificador A-2050. ....	42
Fig.4. 19. Gráfica de ganancia y figura de ruido de amplificador A-2050. ....	43
Fig.4. 20. Placa con amplificador A-2050 y circuito de polarización. ....	43
Fig.4. 21. Conexión de elementos de medida en temperatura ambiente. ....	44
Fig.4. 22. Conexión de elementos de medida en criogenia. ....	44
Fig.4. 23. Fuente de ruido QUINSTAR. ....	44
Fig.4. 24. Esquema de calibración y medida de un DUT en temperatura ambiente. ....	45
Fig.4. 25. Absorbente WL1750 y tramo de guía WR10. ....	45
Fig.4. 26. Tramo de guía WR10 terminada en cortocircuito con brida en el extremo opuesto. ....	45
Fig.4. 27. Diseño final de la carga con el anclaje. ....	46
Fig.4. 28. Guía WR10 de acero inoxidable. ....	46
Fig.4. 29. Guía WR10 de QUINSTAR. ....	47
Fig.4. 30. Despiece de pasamuros y anillos de goma. ....	47
Fig.4. 31. Conjunto de pasamuros, anillos, Mylar y guía QUINSTAR. ....	47
Fig.4. 32. Ventana del criostato incluido el pasamuros, Mylar, la propia ventana y la guía. (a) Vista interna. (b) Vista externa. ....	48
Fig.4. 33. Parámetros de Scattering del tramo de guía QUINSTAR. ....	49
Fig.4. 34. Parámetros de Scattering para el pasamuros. ....	49
Fig.4. 35. Hoja de Mylar de 50 $\mu\text{m}$ . ....	50

Fig.4. 36. Parámetros de Scattering para la hoja de Mylar de 50 $\mu\text{m}$ . .....	50
Fig.4. 37. Distintas hojas de prueba de Mylar de 13 $\mu\text{m}$ . .....	50
Fig.4. 38. Parámetro S11 para las 3 hojas. ....	51
Fig.4. 39. Parámetro S21 para las 3 hojas. ....	51
Fig.4. 40. Comparación de los parámetros de Scattering para Mylar de distinto grosor. ....	52
Fig.4. 41. Parámetros de Scattering del conjunto final. ....	52
Fig.4. 42. Esquema de calibración en criogenia. ....	53
Fig.4. 43. Esquema de medida en criogenia. ....	53
Fig.4. 44. Vista exterior del amplificador UCLW-M02. ....	54
Fig.4. 45. Chip OMMIC del amplificador UCLW-M02. ....	54
Fig.4. 46. Ganancia y temperatura de ruido del DUT en temperatura ambiente. ....	55
Fig.4. 47. Representación de temperaturas del DUT y la carga en función del tiempo con Mylar 13 $\mu\text{m}$ . ....	56
Fig.4. 48. Ganancia y temperatura de ruido del DUT desde TLoad 40 K a 20 K. ....	56
Fig.4. 49. Ganancia y temperatura de ruido del DUT desde TLoad 50 K a 40 K. ....	57
Fig.4. 50. Ganancia y temperatura de ruido del DUT desde TLoad 20 K a 50 K. ....	57
Fig.4. 51. Configuración del criostato para el método carga calentada en banda W. ....	58
Fig.4. 52. Sistema de medida de ruido completo. ....	58

# *Lista de acrónimos*

---

<b>CAY:</b>	Centro Astronómico de Yebes
<b>DSB:</b>	Double Sideband (Doble banda lateral)
<b>DUT:</b>	Device Under Test (Dispositivo bajo test)
<b>ENR:</b>	Excess Noise Ratio (Razón de exceso de ruido)
<b>F:</b>	Factor de ruido
<b>FI:</b>	Frecuencia intermedia
<b>GaAs:</b>	Arseniuro de Galio
<b>GPIB:</b>	General Purpose Interface Bus (Bus de interfaz de propósito general)
<b>InP :</b>	Fosfuro de Indio
<b>LNA:</b>	Low Noise Amplifier (Amplificador de bajo ruido)
<b>LSB:</b>	Lower Sideband (Banda lateral inferior)
<b>MHEMT:</b>	Metamorphic High Electron Mobility Transistor (Transistor metamórfico de alta movilidad de electrones)
<b>MMIC:</b>	Monolithic Microwave Integrated Circuits (Circuitos integrados monolíticos de microondas)
<b>NF:</b>	Noise Figure (Figura de ruido)
<b>NFA:</b>	Noise Figure Analyzer (Analizador de figuras de ruido)
<b>NiCr:</b>	Níquel-Cromo
<b>OL:</b>	Oscilador Local
<b>RF:</b>	Radiofrecuencia
<b>SNS:</b>	Smart Noise Source (Fuente de ruido inteligente)
<b>TaN:</b>	Nitruro de Tantalio
<b>USB:</b>	Upper Sideband (Banda lateral superior)

# Capítulo 1: Introducción

---

Durante años se consideró que el espacio exterior estaba completamente vacío, también se contempló la posibilidad de que se encontrara lleno de una sustancia llamada éter. Actualmente estas afirmaciones han sido rechazadas demostrando que el espacio contiene la mayor parte de la materia del universo [1.1]. En esta materia se incluyen, partículas cósmicas, radiación electromagnética y muchos otros componentes aun poco conocidos como son la materia oscura o energía oscura.

El estudio y observación del universo nos ha revelado importantes descubrimientos hasta la actualidad. El hecho de que aún queden numerosas e importantes cuestiones que cubrir en este campo e incontables líneas de investigación abiertas, da lugar a un incremento del interés por parte del mundo científico por detectar señales muy débiles emitidas por estos componentes desconocidos, los cuales se encuentran a una distancia muy lejana de la Tierra.

Para conocer el origen del universo, los expertos realizan medidas con instrumentos basados en grandes antenas con potentes receptores, los cuales poseen una gran sensibilidad. Estos receptores han de tener el mínimo ruido posible, con el fin de evitar que su propio ruido interfiera con la señal recibida. Los componentes electrónicos que conforman el sistema receptor introducen menos ruido si se enfrían, por esta razón, los circuitos que están en la cabecera de los receptores suelen enfriarse a temperaturas criogénicas.

Uno de los componentes más importantes en el sistema receptor, en términos de ruido, es el primer amplificador situado normalmente muy próximo a la antena receptora. Este amplificador debe tener una ganancia elevada que permita amplificar la señal recibida, además de un factor de ruido lo más pequeño posible. En el caso de que la frecuencia de la señal recibida sea elevada, otro elemento habitual en el sistema receptor será el convertidor de frecuencias, cuyo objetivo es trasladar la señal recibida a una frecuencia intermedia donde sea más sencillo manejarla.

El presente proyecto ha sido propuesto por el Grupo de Radiofrecuencia y Microondas, perteneciente al Departamento de Ingeniería de Comunicaciones (DICOM) de la Universidad de Cantabria [1.2]. Este grupo cubre el área del diseño y fabricación de circuitos y sistemas, desde pocos MHz hasta más de 100 GHz, entre ellos destacan los receptores de bajo ruido y transmisores de potencia de alta eficiencia. Asimismo, desarrolla su labor investigadora en el área del diseño de frontales de microondas en tecnología de guía de onda, incluyendo antenas de bocina, y el diseño de circuitos integrados monolíticos de microondas, especialmente amplificadores de bajo ruido y banda ancha. En cuanto a las principales líneas de investigación del Grupo de Radiofrecuencia y Microondas son las siguientes:

- Receptores de radioastronomía.
- Amplificadores de potencia y transmisores de alta eficiencia.
- Frontales de microondas en guía de onda.
- Amplificadores criogénicos de muy bajo ruido.

Este proyecto, pertenece a la última línea de investigación; amplificadores criogénicos de muy bajo ruido, por lo que se centrará en una de las partes más sensibles del receptor, como ya se ha mencionado anteriormente.

Con el objetivo de diseñar un sistema de medida de temperatura de ruido en criogenia en la banda W, se analizarán previamente varias medidas de ruido de un amplificador en la banda Q (33-50 GHz). Estas medidas se realizan en temperatura ambiente, y en criogenia mediante varios métodos de medida. Una vez comprendida esta banda y analizados todos los resultados obtenidos en la misma, se procederá al desarrollo de medida, así como al estudio y realización de las medidas en banda W.

El diseño de este nuevo sistema comenzará por la caracterización del mezclador que formará parte del mismo. El objetivo será dar con su mejor punto de trabajo, para ello será necesario fijar la potencia de entrada de la señal de oscilador local con especial cuidado de no sobrepasar la potencia máxima dada por el fabricante. El siguiente paso consistirá en hallar la frecuencia intermedia óptima en términos de pérdidas de conversión y figura de ruido. Tras caracterizar el mezclador se medirá el ruido de un amplificador en temperatura ambiente con este nuevo sistema.

Finalmente, se procederá a medir el mismo amplificador, pero a temperatura criogénica a través del método carga calentada, para ello será necesario diseñar una nueva ventana de vacío en el criostato con guía WR10, para la banda W. Los elementos que conforman dicha ventana serán caracterizados en parámetros de Scattering a temperatura ambiente. Por otro lado, también se medirá el nivel de vacío obtenido con dicha ventana en el criostato. Las medidas de ruido obtenidas del amplificador serán comparadas con las obtenidas en el Centro Astronómico de Yebes.

## 1.1. Organización del documento

Este proyecto se ha estructurado en varios capítulos y a su vez en varios apartados. A continuación se muestra un breve resumen de cada uno:

- **Capítulo 2 – Conceptos teóricos:** En este capítulo se exponen los fundamentos teóricos principales en los que se basa la medida de ruido, tanto a temperatura ambiente como en criogenia.
- **Capítulo 3 – Medidas de ruido en Banda Q:** En este capítulo se llevan a cabo las medidas de ruido de un amplificador en banda Q, explicando previamente el sistema utilizado así como cada componente que forma el sistema distinguiendo entre medida a temperatura ambiente y criogenia.
- **Capítulo 4 – Medidas de ruido en Banda W:** En el capítulo 4, se desarrolla un sistema de medida de ruido en banda W para ambiente y criogenia. Para ello, se caracteriza el conversor incluido en el sistema y se realiza la medida de un amplificador de bajo ruido en temperatura ambiente. Seguidamente se presenta el diseño de la ventana de vacío del criostato y finalmente, se realizan las medidas de ruido del mismo amplificador en criogenia. Las medidas realizadas se comparan con las obtenidas en el Centro Astronómico de Yebes (CAY).
- **Capítulo 5 – Conclusiones y líneas futuras:** Finalmente, en este capítulo se exponen las conclusiones obtenidas a lo largo del desarrollo del proyecto, y se comentan futuras posibles líneas de trabajo.

## Capítulo 2: Conceptos teóricos

---

### 2.1. Figura de ruido y temperatura de ruido

Debido al movimiento aleatorio generado por la presencia de electrones en materiales conductores a temperaturas por encima del cero absoluto, se produce una corriente alterna que puede considerarse como un ruido aleatorio. Este ruido está presente en todos los componentes de los sistemas de comunicaciones que forman parte de los circuitos eléctricos o electrónicos. La figura de mérito para cuantificar este ruido se denomina figura de ruido (de su traducción del inglés “Noise Figure”) o temperatura de ruido.

En los receptores de telecomunicaciones, la medida de la figura de ruido o temperatura de ruido es primordial, ya que se tratan de valores muy significativos que permitirán evaluar la sensibilidad del receptor. Este tipo de receptores suelen recibir señales muy débiles, por lo que una reducción del ruido implicará, una mejora en la calidad de la señal recibida.

El concepto de factor de ruido surgió en el año 1940, cuando el científico Harold Friis [2.1] definió la figura de ruido  $F$  de una red como el cociente entre la relación de potencia señal / ruido en la entrada entre la relación de potencia señal / ruido en la salida.

El factor de ruido [2.2], también puede ser definida como una representación de la degradación en la relación señal / ruido a medida que la señal pasa a través de un dispositivo. Como todos los dispositivos agregan una cantidad finita de ruido a la señal,  $F$  es siempre mayor que 1, excepcionalmente un dispositivo que carecería de pérdidas podría tener una  $F=1$ .

En la ecuación (2.1) se muestra el factor de ruido anteriormente definida, donde  $S_i$  y  $N_i$  representan la potencia de señal y la potencia de ruido a la entrada, y  $S_o$  y  $N_o$  representan la potencia de señal y la potencia de ruido a la salida.

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (2.1)$$

Sabiendo que la señal a la salida de un DUT (“Device Under Test”) es la señal a la entrada amplificada por la ganancia  $G$  disponible en lineal, y que el ruido a la salida del DUT, es el ruido a la entrada amplificado por la ganancia ( $G$ ) en lineal más la aportación de un ruido añadido  $N_a$  por el propio dispositivo, se deduce la siguiente expresión:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_iG/(N_iG + N_a)} \quad (2.2)$$

Simplificando la ecuación (2.2) obtenemos:

$$F = \frac{N_a + N_iG}{N_iG} \quad (2.3)$$

Finalmente, la señal de ruido a la entrada  $N_i$ , normalmente, es considerada como la potencia de ruido térmico de una impedancia de fuente;  $kT_oB$ , donde  $k$  es la constante de Boltzmann  $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ ,  $T_o$  es la temperatura referente de 290 K, y  $B$  es el ancho de banda de ruido del sistema. En la ecuación, (2.4) se muestra la expresión final que surge de sustituir  $N_i$  por lo anteriormente explicado.

$$F = \frac{N_a + kT_oBG}{kT_oBG} \quad (2.4)$$

Algunas veces se emplea el nombre de factor de ruido a  $F$  en lineal, sin embargo, para la  $F$  expresada en dB (2.5) se suele usar el nombre de figura de ruido, NF.

$$NF = 10 \log_{10} F \text{ (dB)} \quad (2.5)$$

En la mayoría de los circuitos convencionales [2.3], el uso del concepto de figura de ruido para describir su propio comportamiento es adecuado, sin embargo, con el desarrollo de amplificadores y circuitos de muy bajo ruido, en los que el factor de ruido es ligeramente mayor que 1, es más conveniente utilizar el concepto de temperatura equivalente de ruido,  $T_e$ .

[2.4] La Fig.2. 1. muestra un DUT conectado entre una resistencia de  $50 \Omega$  y un receptor libre de ruido. A la salida del DUT hay dos componentes de ruido, el primero se corresponde con el ruido térmico generado por la resistencia de entrada a 290 K, y el segundo, es el ruido generado por el propio DUT. El receptor no es capaz de distinguir que cantidad de ruido proviene de cada elemento, por esta razón el DUT real, se puede sustituir por un DUT libre de ruido, el cual ve a su entrada una resistencia cuya temperatura es algo más de 290 K. Este pequeño añadido se trata de la temperatura equivalente de ruido.

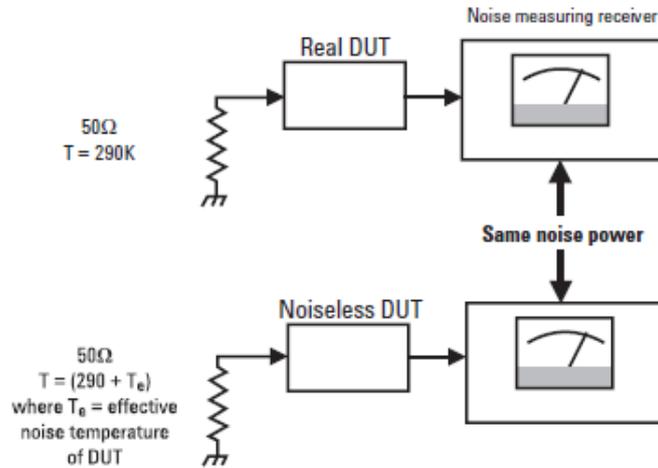


Fig.2. 1. Temperatura efectiva a la entrada del DUT.

Normalmente, la temperatura de ruido se relaciona con el de factor de ruido a través de la expresión (2.6):

$$T_e = T_o(F - 1) \text{ (K)} \quad (2.6)$$

### 2.1.1. Figura de ruido para circuitos multi-etapa.

Todas las ecuaciones vistas anteriormente [2.4], pueden ser aplicadas para componentes individuales en un circuito, sin embargo, si se desea conocer la figura de ruido global de un sistema formado por varios componentes, es necesario saber la figura de ruido y la ganancia de cada componente que conforma el sistema.

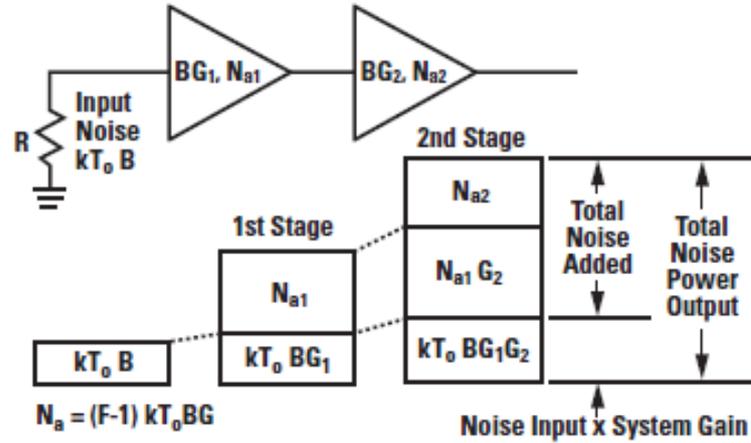


Fig.2. 2. Sistema en cascada.

En el caso de la Fig.2. 2. se muestra un sistema con dos etapas. El ruido  $N_o$  a la salida del sistema será, el ruido de la propia fuente de entrada  $kT_o B$  amplificado por ambas ganancias  $G_1 G_2$  más el ruido interno añadido por el primer amplificador  $N_{a1}$  amplificado por la ganancia del segundo, más el ruido interno del segundo amplificador  $N_{a2}$ .

$$N_o = kT_o B G_1 G_2 + N_{a1} G_2 + N_{a2} \quad (2.7)$$

El ruido interno  $N_a$  se puede despejar de la ecuación (2.4) de la siguiente forma:

$$N_a = kT_o B G (F - 1) \quad (2.8)$$

Aplicando la ecuación (2.8) a nuestro ejemplo obtendríamos las siguientes ecuaciones:

$$N_{a1} = kT_o B G_1 (F_1 - 1) \quad (2.9)$$

$$N_{a2} = kT_o B G_2 (F_2 - 1) \quad (2.10)$$

Donde  $F_1$  y  $F_2$  son los factores de ruido de la primera y segunda etapa.

Sustituyendo en la ecuación (2.7) las dos anteriores, el ruido a la salida sería:

$$N_o = kT_o B G_1 G_2 + kT_o B G_1 (F_1 - 1) G_2 + kT_o B G_2 (F_2 - 1) \quad (2.11)$$

Desarrollando los productos de la ecuación anterior daríamos con la ecuación (2.12).

$$N_o = kT_o B G_1 G_2 + F_1 kT_o B G_1 G_2 - kT_o B G_1 G_2 + kT_o B G_2 F_2 - kT_o B G_2 \quad (2.12)$$

Se observa que el primer y tercer término son opuestos por lo que se eliminan. Finalmente, en la ecuación (2.13) se agrupan los sumandos restantes obteniendo:

$$N_o = kT_o B G_1 G_2 \left( F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \right) \quad (2.13)$$

El factor de ruido  $F_{sys}$  del sistema completo sería el siguiente:

$$F_{sys} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (2.14)$$

La ganancia del amplificador de la primera etapa es un valor muy importante para el receptor, ya que como se observa en la contribución de la segunda etapa (segundo sumando de la ecuación anterior), cuanto mayor sea la ganancia de la primera etapa, menor será la contribución de ruido de la segunda etapa, sin embargo, cuando la primera etapa tiene una ganancia baja, el hecho de que dicha ganancia se encuentre dividiendo en la expresión (2.14) generará una mayor contribución de ruido de la segunda etapa, incrementándose así el ruido total.

Generalizando la ecuación (2.14) para un grupo de N etapas se obtiene la fórmula desarrollada por Friis [2.1]:

$$F_{sys} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.15)$$

Donde  $F_n$  y  $G_{n-1}$  son el factor de ruido y la ganancia de cada etapa con  $n=1,2,3..N$ .

$$T_{sys} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_n}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.16)$$

Donde  $T_n$  y  $G_{n-1}$  son la temperatura equivalente y la ganancia de cada etapa con  $n=1,2,3..N$ .

### 2.1.2. Parámetros de ruido

La figura de ruido de un dispositivo depende de la impedancia de fuente que ve el dispositivo en su acceso de entrada. Normalmente, la figura de ruido de un DUT es medida sobre la impedancia de referencia (50  $\Omega$ ).

[2.5] Los parámetros de ruido permiten calcular la figura de ruido del dispositivo para cualquier impedancia de referencia a su entrada  $\Gamma_s$  (en términos de coeficiente de reflexión a la entrada).

La siguiente fórmula permite calcular la figura de ruido  $F$  a través de los 4 parámetros junto al coeficiente de reflexión de referencia  $\Gamma_s$ .

$$F = F_{min} + \frac{4R_n}{Z_o} \left( \frac{|\Gamma_{opt} - \Gamma_s|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \right) \quad (2.17)$$

- $\Gamma_s$ : Coeficiente de reflexión presentado a la entrada del dispositivo.
- $\Gamma_{opt}$ : Coeficiente óptimo que proporciona el mínimo ruido  $F_{min}$ .
- $R_n$ : Resistencia equivalente de ruido.
- $Z_o$ : Impedancia característica (50 ohms).
- $F_{min}$ : Figura de ruido mínima.

Los llamados parámetros de ruido son  $F_{min}$ ,  $R_n$  y  $\Gamma_{opt}$ , ya que  $\Gamma_{opt}$  es un valor complejo formado por una parte real y una imaginaria.

Como se deduce de la expresión (2.17) en el caso de que  $\Gamma_{opt} = \Gamma_s$ , se lograría conseguir una figura de ruido mínima, ya que el segundo término se anularía.

Conseguir una adaptación de entrada perfecta (coeficiente de reflexión nulo) es casi imposible, para que se diera el caso el parámetro  $\Gamma_{opt}$  debería ser igual al conjugado del parámetro  $S_{11}$  pero como no se suele dar el caso, existen técnicas como la introducción de una bobina tras el DUT, la cual hace que ambos parámetros sean más parecidos.

## 2.2. Medida de la Figura de ruido: Métodos de medida

Aunque existen varios métodos para la medida de temperatura/figura de ruido, la más habitual y la que se utilizará en este proyecto es la técnica del Factor-Y. A continuación, se explicarán las técnicas más utilizadas en temperatura ambiente, y posteriormente, en el apartado 2.2.2, se analizarán los métodos para medir la figura de ruido en criogenia, describiendo mayormente las dos técnicas utilizadas en este proyecto; carga calentada y atenuador frío.

### 2.2.1. Medida a temperatura ambiente

Como ya se ha dicho, en ambiente se suele utilizar la técnica del factor-Y, la cual se explica a continuación, junto a otros métodos.

- a) **La técnica del factor-Y** utiliza una fuente de ruido y un analizador de figuras de ruido o NFA (Noise Figure Analyzer).

Para obtener el factor-Y es necesario dos potencias de ruido distintas, las cuales son proporcionadas por la fuente de ruido. La fuente de ruido es polarizada mediante el analizador de ruido, el cual le proporciona una señal cuadrada a 0 V (fuente apagada) y a 28 V (fuente encendida), de esta forma se obtienen las dos potencias necesarias.

Las fuentes de ruido se encuentran caracterizadas por un nuevo término; el valor de ENR (Excess Noise Ratio), el cual se encuentra definido por el fabricante de la propia fuente. En el caso de las fuentes inteligentes, SNS (Smart Noise Source) los valores de ENR se encuentran en una memoria interna de la fuente, sin embargo, otras fuentes traen esta información en dispositivos externos como disquetes o USBs.

El valor de ENR puede ser calculado mediante la siguiente expresión:

$$ENR = \frac{(T_s^{ON} - T_s^{OFF})}{T_o} \quad (2.18)$$

$T_s^{ON}$  y  $T_s^{OFF}$  son las temperaturas de la fuente de ruido cuando esta se encuentra encendida y apagada.  $T_o$  se refiere a la temperatura de referencia, 290 K. También es habitual que la temperatura de la fuente apagada  $T_s^{OFF}$ , se considere igual a  $T_o$ .

El proceso de medida según esta técnica consta de dos partes; calibración y medida. En el proceso de calibración, la fuente de ruido mide el ruido de la segunda etapa, en este caso el NFA, de manera que, en el proceso de medida, en el cual se introduce el DUT se tenga en cuenta la temperatura del NFA para el correcto cálculo de la temperatura de ruido del DUT. En cuanto al proceso de medida el DUT se incorpora entre la fuente de ruido y el medidor.

A continuación, se muestran las dos configuraciones para calibrar y medir aplicando la técnica del factor-Y:

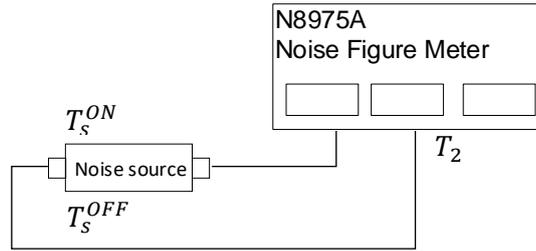


Fig.2. 3. Esquema de calibración.

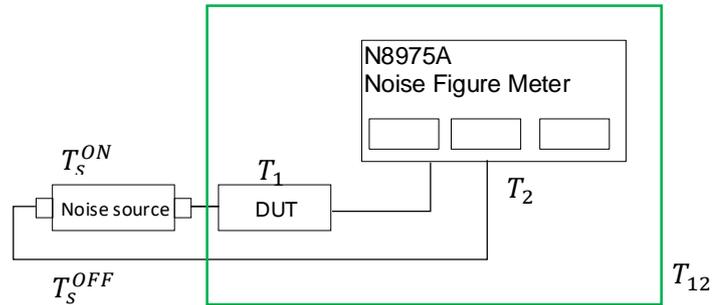


Fig.2. 4. Esquema de medida.

El factor-Y es la relación tanto como de potencias de ruido como de temperaturas de ruido con la fuente apagada y encendida:

$$Y = \frac{N^{ON}}{N^{OFF}} = \frac{KT^{ON}BG}{KT^{OFF}BG} = \frac{T^{ON}}{T^{OFF}} \quad (2.19)$$

$N^{ON}$  es la potencia de ruido con la fuente encendida y  $N^{OFF}$  con la fuente apagada.

Para realizar la calibración, se ha de configurar el sistema como en la Fig.2. 3, en la cual se considera como  $T_2$  la temperatura del propio NFA, y,  $N_2^{ON}$  y  $N_2^{OFF}$  las potencias de ruido del NFA con la fuente apagada y encendida. Siguiendo la ecuación (2.19) se obtiene como resultado:

$$Y_2 = \frac{N_2^{ON}}{N_2^{OFF}} = \frac{T_s^{ON} + T_2}{T_s^{OFF} + T_2} \quad (2.20)$$

Despejando  $T_2$  se obtiene:

$$T_2 = \frac{T_s^{ON} + Y_2 T_s^{OFF}}{Y_2 - 1} \quad (2.21)$$

Finalmente, como muestra la Fig.2. 4 se introduce el DUT entre la fuente y el NFA, y se repite el cálculo del factor-Y, pero en este caso del DUT y del NFA. De igual manera el factor-Y es obtenido a partir de la potencia de ruido del conjunto del DUT y del NFA

con la fuente encendida  $N_{12}^{ON}$  y apagada  $N_{12}^{OFF}$ , además de la temperatura del conjunto  $T_{12}$ .

$$Y_{12} = \frac{N_{12}^{ON}}{N_{12}^{OFF}} = \frac{T_s^{ON} + T_{12}}{T_s^{OFF} + T_{12}} \quad (2.22)$$

Despejando  $T_{12}$  se obtiene:

$$T_{12} = \frac{T_s^{ON} - Y_{12} T_s^{OFF}}{Y_{12} - 1} \quad (2.23)$$

Para calcular la temperatura de ruido del DUT, es necesario hallar la ganancia previamente a partir de las potencias de ruido almacenadas por el medidor:

$$G_1 = \frac{N_{12}^{ON} - N_{12}^{OFF}}{N_2^{ON} - N_2^{OFF}} \quad (2.24)$$

Finalmente, siguiendo la Fórmula de Friis [2.1], es posible el cálculo de la temperatura del DUT.

$$T_{12} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} \rightarrow T_1 = T_{12} - \frac{T_2}{G_1} \quad (2.25)$$

- b) **La técnica fuente fría**, también llamada método de ruido directo [2.6], es empleada cuando los errores debidos a las variaciones entre los estados frío-caliente (apagada-encendida) de la fuente de ruido en factor-Y, son elevados. Esta técnica minimiza estos errores de variación debido a que es capaz de calcular la figura de ruido realizando una sola medida con una carga a temperatura ambiente, por lo tanto, solo existe un estado.

Utilizando esta técnica, la figura de ruido podría ser calculada con la siguiente expresión:

$$F = \frac{N_C}{T_o K B G_{rec} G_D} \quad (2.26)$$

Como se observa en la ecuación, para hallar la figura de ruido es necesario conocer, la potencia de ruido en el estado frío  $N_C$ , la ganancia total del receptor  $G_{rec}$ , y la ganancia del DUT  $G_D$ . Se debe utilizar una fuente de ruido tanto para calibrar como para calcular la ganancia del DUT. Para medir la potencia de ruido  $N_C$ , se coloca una carga a la entrada del DUT y se mide [2.7].

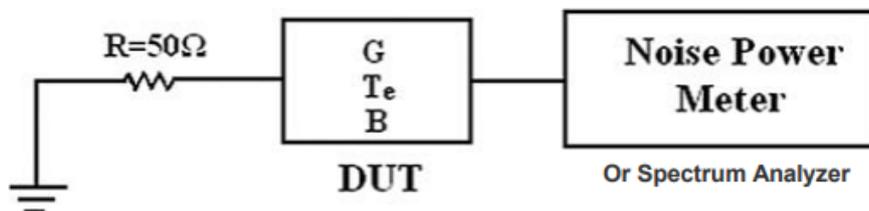


Fig.2. 5. Técnica fuente fría.

- c) **El método generador de señales** [2.2] con dos potencias, era mayormente utilizado antes de la existencia de las fuentes de ruido. Actualmente se usa para medir elementos que poseen figuras de ruido muy altas y factores-Y demasiado pequeños para ser calculados con precisión.

Para calcular la figura de ruido se debe medir la potencia de salida colocando a la entrada del DUT una carga a una temperatura de 290 K. Después, se conecta un generador de señales que proporciona una señal dentro del ancho de banda de medición. La potencia de salida del generador se ajusta para producir un aumento de 3 dB en la potencia de salida en el medidor. Conociendo la potencia de señal  $P_{gen}$  y el ancho de banda de medida  $B$  podemos calcular la figura de ruido  $F$  a partir de la siguiente expresión:

$$F = \frac{P_{gen}}{KT_oB} \quad (2.27)$$

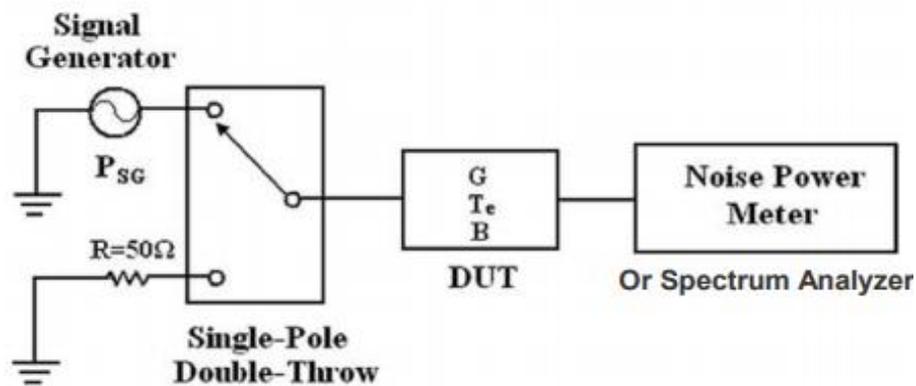


Fig.2. 6. Técnica generador de señales con dos potencias.

### 2.2.2. Medida a temperatura criogénica

Como ya se ha dicho, las señales que llegan a receptores de telecomunicaciones, sobre todo en radioastronomía, son muy débiles, por esta razón, [2.8] las primeras etapas de los receptores se enfrían a temperatura criogénica logrando valores por debajo de los 200 grados bajo cero, de esta forma el ruido se reduce considerablemente, mejorando así la sensibilidad del receptor.

La reducción de la temperatura de las primeras etapas de los receptores se lleva a cabo a través de criostatos, los cuales están formados por el “Dewar” y el refrigerador criogénico. El “Dewar” es el recipiente en el que se introducen los dispositivos a enfriar, acto el cual se logra mediante contacto térmico. El proceso de enfriamiento conlleva el uso de una bomba de vacío mediante la cual se elimina los gases existentes en el interior del criostato, evitando de esta manera la generación de hielo. La presión a la que se encuentra el criostato es medida mediante un manómetro.

Dependiendo del refrigerador criogénico usado, el tipo de criostato varía. En este proyecto se emplea un criostato de ciclo cerrado de Helio, es decir, como se observa en la Fig.2. 7 el compresor está conectado al expansor mediante dos conductos por donde circula el gas de Helio. El primero, proporciona el Helio al expansor mientras que el otro completa el ciclo cerrado

devolviendo al compresor el Helio de baja presión. En la parte inferior del compresor se observan dos tubos destinados a la refrigeración del compresor.

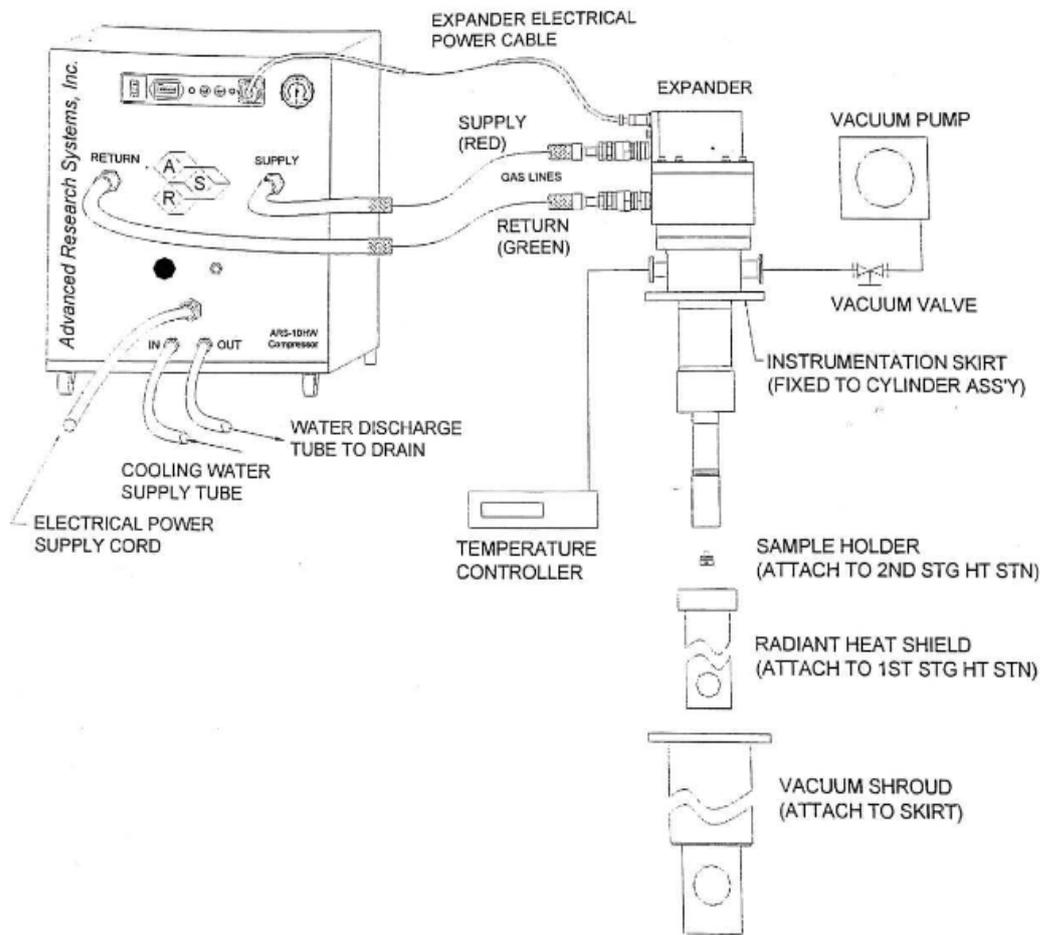


Fig.2. 7. Compresor, Expansor y bomba de vacío.

Los dispositivos a estudiar se enfrían gracias al contacto térmico con la base del “Dewar”, el cual a su vez se encuentra en contacto físico con el dedo frío, ubicado en la parte superior del expansor.

Una vez introducida la instrumentación necesaria para la medida en criogenia, se va a explicar las técnicas de medida utilizadas en este estado.

Las condiciones de medida en criogenia no son las mismas que en temperatura ambiente, por ello no es adecuado medir con la fuente de ruido de la misma forma que en temperatura ambiente. Las temperaturas que aplica la fuente de ruido (entre 300 y 5000 K en estado OFF-ON respectivamente) están muy lejos de la temperatura del DUT (entre 20-30 K) esta diferencia de temperaturas proporcionaría errores de precisión, por ello se realizan varios ajustes en el método factor-Y utilizado para medir en temperatura ambiente.

Los métodos más utilizados son [2.9]:

- a) **Cargas fría y caliente:** en este método se sitúan dos cargas, una caliente referida a una resistencia a temperatura ambiente, y una fría, la cual se trata de otra resistencia cubierta de nitrógeno líquido (77 K). Estas cargas serán las encargadas de generar dos potencias de ruido diferentes. [2.10]. Como observamos en la Fig.2. 8. estas cargas son conectadas

entre ellas y a la entrada del criostato mediante un switch (interruptor) que permite seleccionar la carga que corresponda.

A la hora de tomar medidas de ruido, esta técnica posee algunos problemas relacionados con la precisión. Entre estas dificultades están: la lenta velocidad de toma de medidas, lo que puede dar lugar a una derivación del DUT, la acumulación de errores cometidos en cada medida relacionados con las pérdidas de inserción o el ancho de banda limitado de las cargas frías.

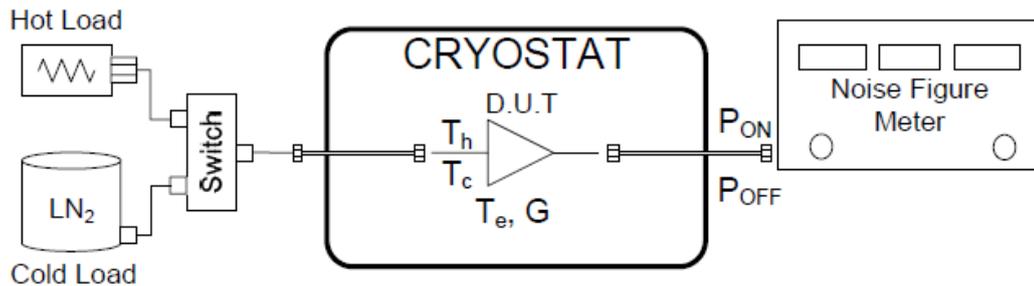


Fig.2. 8. Esquema de método carga fría y caliente.

- b) **Diodo de ruido:** esta técnica es una de las más simples. Consiste en la introducción de una fuente de ruido formada por un diodo el cual cuando está en OFF equivale a una carga fría y cuando está en ON a una caliente, produciendo de esta manera dos potencias de ruido diferentes. Las temperaturas de ruido a la salida de esta fuente son muy diferentes; desde 300 K en estado OFF hasta miles de Kelvins en estado ON. Si la temperatura de ruido de entrada del DUT se encuentra en este rango la medida será correcta, sin embargo, si no lo está como ocurre en criogenia, los errores producidos en la medida son excesivos. Otra desventaja de esta técnica es los valores tan diferentes de las impedancias en los dos estados del diodo.

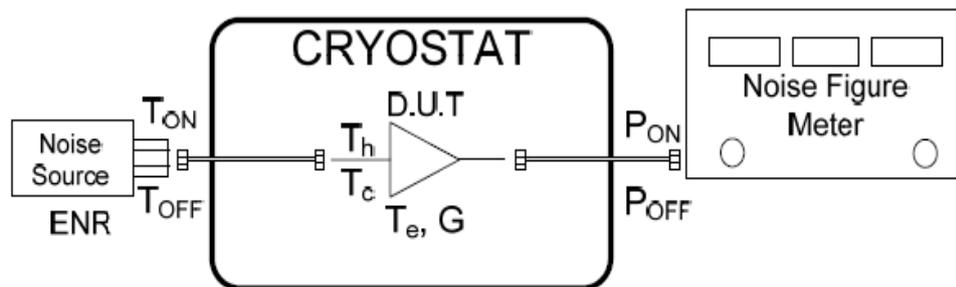


Fig.2. 9. Esquema de método diodo de ruido.

- c) **Carga calentada:** en este caso se introduce una carga adaptada en el interior del criostato. La temperatura de esta carga puede controlarse mediante un controlador de temperatura. Cuando no se le aplica calor, la carga funciona como una carga fría a una temperatura muy cercana a la del propio criostato, y cuando se le aplica calor mediante el controlador, la carga funciona como una carga caliente a la temperatura deseada, de esta manera conseguimos las dos potencias de ruido necesarias para poder aplicar el factor-Y.

El hecho de que la carga se encuentre ubicada en el interior del criostato implica la existencia de menos transiciones lo que se traduce en mejor adaptación del sistema, sin embargo, uno de los retos de este método consiste en que el propio DUT no sea calentado

por dicha carga. Otra ventaja de este método es que la impedancia de la carga no cambia en ambos estados. Por último, un inconveniente es que, a la hora de producirse un cambio de temperatura en la carga, este cambio no es inmediato, sino que se produce mediante el controlador previamente mencionado, consecuentemente, el DUT es medido para cada temperatura en tiempos distintos, y si ese tiempo de transición de una temperatura a otra es alto podría producirse una derivación del DUT.

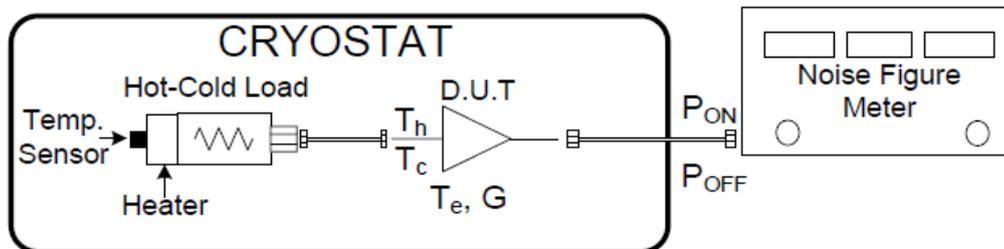


Fig.2. 10. Esquema de método carga calentada.

- d) **‘Cold sky & ambient aperture load’**: en este método se incorpora una bocina a la entrada del criostato. Las altas frecuencias a las que trabaja la bocina proporcionan una temperatura bastante inferior a los 300 K, de esta forma se genera una carga fría. La carga caliente surge al adherir a la bocina una carga, en cuyo caso sería a temperatura ambiente de la carga (300 K). A la salida del DUT hay un radiómetro cuya función es medir la relación de potencia entre el cielo y la carga colocada sobre la bocina. Una limitación de esta técnica es que para que las medidas sean correctas, la bocina tiene que estar orientada en dirección a un cielo despejado. Algunas desventajas más son: la dificultad de calibrar la bocina o la baja velocidad de toma de medidas, debido a que el cambio de un estado a otro es de forma manual.

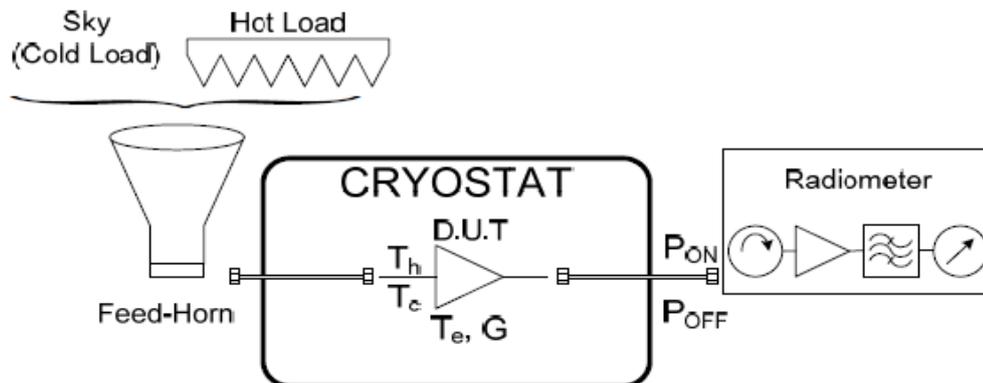


Fig.2. 11. Esquema de método ‘Cold Sky & Ambient apertura load’

- e) **Atenuador frío**: este método es igual al del diodo de ruido, la diferencia es que se incluye un atenuador a la entrada del DUT, dentro del criostato. La producción de las dos potencias necesarias se realiza de la misma manera que con el método del diodo de ruido. Cuando la fuente de ruido está en OFF la temperatura a la entrada del DUT es igual a la temperatura física del atenuador; es decir unos 15 K, más pequeñas contribuciones, procedentes de la fuente (3 K), sin embargo, en el estado ON, el ruido que proviene de la fuente es mayor, en torno a 4000 K y se atenúa hasta los 40 K a los que habría que añadirle la temperatura del atenuador, consiguiendo una temperatura de unos 55 K a la entrada del DUT. Una desventaja es la existencia de rizados en la medida de la temperatura debido a

los cambios de ON-OFF de la fuente y a las transiciones del sistema. Debido a que no se necesita ningún switch para cambiar los estados, la velocidad a la hora de medir mejora lo que implica menores errores en cuanto a deriva del propio DUT.

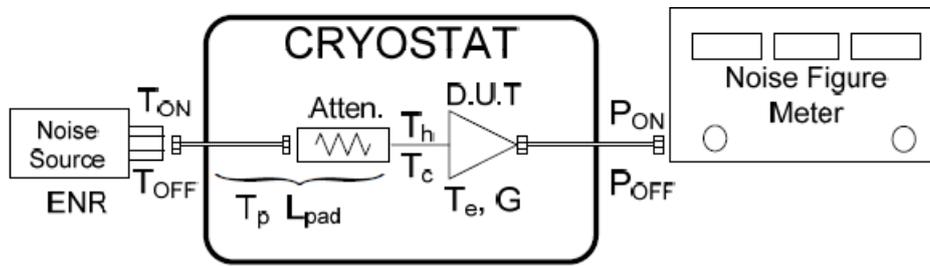


Fig.2. 12. Esquema de método atenuador criogénico.

### 2.3. Medida con conversor

Existen varios instrumentos para medir la figura de ruido. Entre los más utilizados destacan el analizador de espectros, usado para medir dispositivos con un alto valor de figura de ruido, el analizador de redes, utilizado para medir sobre anchos de banda estrechos, ya que si se midiese en un ancho de banda amplio se generarían errores de medida en el caso de que el DUT no tuviera una ganancia o figura de ruido constantes en la banda, y por último, el analizador de figuras de ruido que será el que se utilice en este proyecto.

El analizador de figuras de ruido, N8975A de Agilent, disponible en el laboratorio trabaja en un rango de frecuencias desde los 10 MHz hasta los 26.5 GHz. Debido a que en el proyecto realizado se trabaja a frecuencias más altas de 26.5 GHz, es necesario incluir un conversor de frecuencias para adaptar la banda de frecuencia de los dispositivos a medir a la banda de frecuencias del analizador.

En este caso, [2.11] el conversor estará formado por un mezclador y un filtro paso bajo. Un mezclador es un dispositivo no lineal formado por dos puertos de entrada y uno de salida. Su función es combinar las dos señales de entrada proporcionando una nueva señal a la salida trasladada a la banda de frecuencias de interés.

En la Fig.2. 13 se observa la señal OL de entrada de frecuencia fija, la cual se la designa como portadora local y es generada por un oscilador local. La señal de entrada restante es la señal RF. Esta señal es la señal modulada de radiofrecuencia, y la que se quiere trasladar en frecuencia. A la salida del mezclador se encuentra la señal designada como frecuencia intermedia FI, producto de la combinación de las señales anteriores.

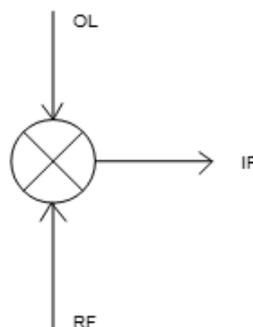


Fig.2. 13. Esquema del mezclador.

El oscilador local empleado para generar la señal de OL, en nuestro caso es el generador modelo 83650B de Agilent. Aparte de la señal portadora, existen dos bandas más de ruido situadas entre ella, estas bandas son la banda lateral superior también llamada USB (Upper Sideband) y la banda lateral inferior o LSB (Lower Sideband). Ambas señales se encuentran a una distancia  $f_{OL} \pm f_{FI}$  de la señal portadora. Estas señales forman parte de la señal producida por la fuente de ruido y se combinarán dando lugar a una media de las mismas y generando una nueva señal resultante en la frecuencia FI.

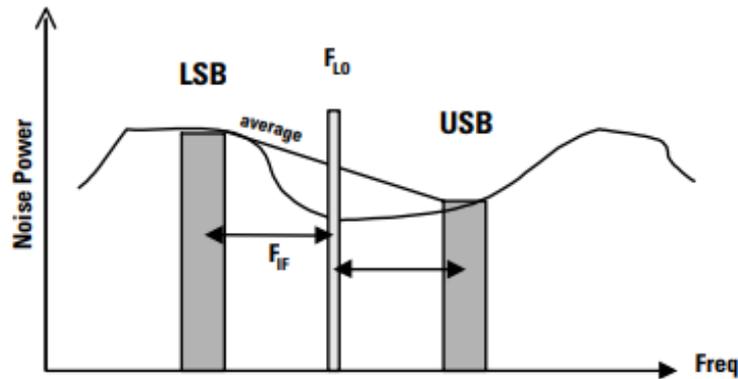


Fig.2. 14. Bandas laterales mezcladas en FI.

Cuanto menor sea la señal de FI más cerca estarán las bandas laterales de la portadora, por lo tanto, más parecida será la respuesta del DUT en ambas bandas de frecuencia. En nuestro caso al tratarse de una señal de frecuencia FI de unos 10 MHz, y al estar la señal de OL en torno a 40 GHz, se considera que la ganancia y ruido del DUT en ambas bandas laterales son prácticamente iguales.

A la hora de realizar la conversión a frecuencias intermedias, como ya se ha mencionado, consideramos una señal de FI pequeña, por esta razón todas las medidas tomadas en este proyecto se realizarán en DSB (Double Sideband) utilizando así las dos bandas laterales, y evitando la incorporación de filtros a la entrada del DUT para filtrar la banda no deseada.

A continuación, se muestra una imagen donde la FI es alta, por lo tanto ambas bandas laterales se encuentran más alejadas por lo que el comportamiento del DUT será diferente en esas frecuencias.

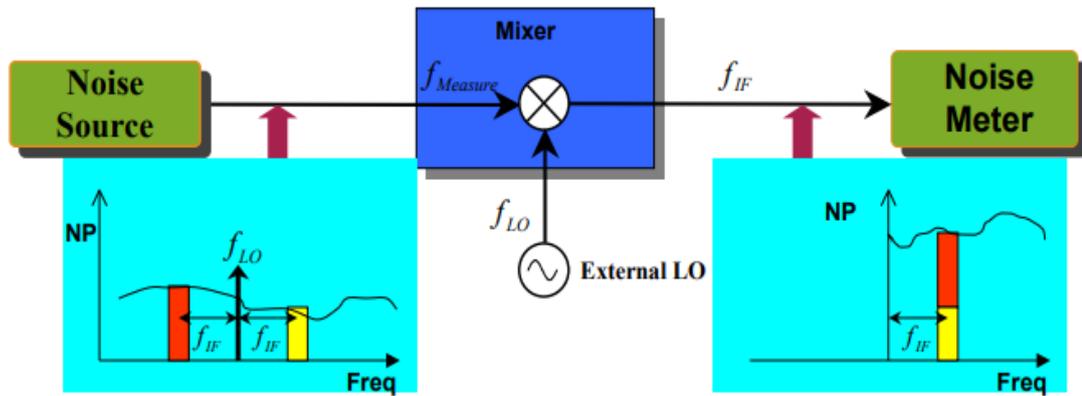


Fig.2. 15. Resultado de una conversión descendente.

## 2.4. Consideraciones en la medida

En el proceso de calibración y medida de figura de ruido de un DUT se deben tener en cuenta ciertos errores, algunos de los cuales es posible evitar. [2.4] Entre estos errores se encuentran las señales interferentes. Cualquier señal de radiofrecuencia puede afectar en la precisión de la medida realizada. La forma en la que estas señales penetran en el sistema de medida puede ser a través de radiación directa o a través de los cables de señal.

Algunas de estas señales interferentes pueden ser, las luces fluorescentes, dispositivos u ordenadores cercanos, dispositivos móviles...etc. Las formas más comunes para prevenir este tipo de señales interferentes son:

- Usar conectores roscados, ya que poseen una fuerza de contacto más alta dificultando así la penetración de estas señales.
- Usar cables coaxiales con doble blindaje y evitar usar cables flexibles en zonas del sistema en las que la señal medida sea débil.
- Usar cables GPIB blindados para evitar la radiación de la red de control.
- Reubicar todo el sistema a una nueva sala si no es posible la protección adecuada del DUT o del sistema de medida.

Otro motivo de error en la medida puede ser la selección errónea de la fuente de ruido. Como ya se ha mencionado en el apartado 2.2.1, las fuentes de ruido vienen caracterizadas por una tabla de calibración de valores ENR para cada frecuencia. La calibración de ENR genera una incertidumbre a la hora de medir. Las fuentes de ruido de alta calidad poseen una incertidumbre de  $\pm 0.1$  dB, el cual suele ser un valor despreciable.

A la hora de utilizar fuentes de ruido, es preferible utilizar una fuente ruido con un nivel de ENR bajo, concretamente con un valor nominal de 6 dB, sin embargo, cuando se va a medir figuras de ruido con un valor significativo sobre 16 dB, es recomendable no usar estas fuentes de ruido de bajo ENR ya que supone una empeora de la precisión, la cual se reduce al aumentar la diferencia entre la figura de ruido del DUT y el nivel de ENR. Se considera que una fuente de ruido es adecuada para medidas de figura de ruido de ENR+10 dB; es decir una fuente de ruido

con un valor nominal de 6 dB, es capaz de proporcionar una buena precisión hasta medidas de figura de ruido de 16 dB.

Finalmente, existen otro tipo de errores que generan incertidumbres inevitables.

Un caso concreto de calibración para la medida de un amplificador sería el siguiente:

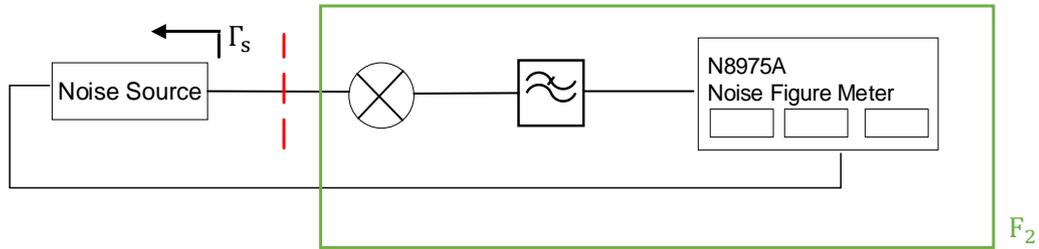


Fig.2. 16. Esquema concreto de calibración.

Como se observa en la figura anterior, el plano de referencia de medida se encuentra tras la fuente de ruido. En ese punto se observa un coeficiente de reflexión  $\Gamma_s$ , por lo tanto a la hora de calibrar, la figura de ruido  $F_2$  es medida sobre  $\Gamma_s$ .

A la hora de introducir el DUT, el esquema de medida sería:

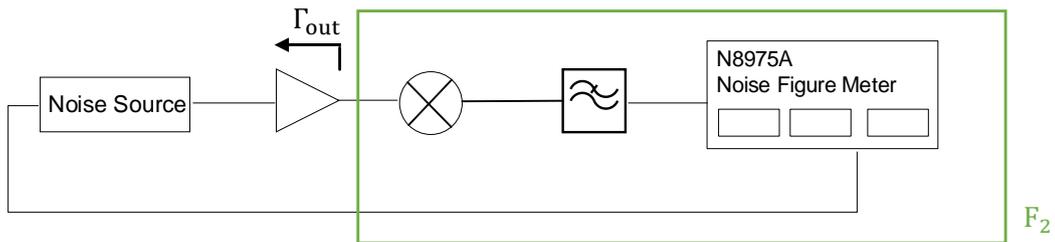


Fig.2. 17. Esquema concreto de medida.

En este caso, la figura de ruido  $F_2$  no tiene por qué ser igual a la calculada en el proceso de calibración, ya que en este caso no se está midiendo sobre  $\Gamma_s$ , sino que se está midiendo sobre un coeficiente de reflexión a la salida del DUT,  $\Gamma_{out}$ , el cual no tiene por qué ser igual a  $\Gamma_s$ . Al no medir sobre las mismas condiciones se genera un pequeño error en la medida. Otro error se encuentra en la ganancia de inserción medida para calcular la figura de ruido total del sistema, ya que esta ganancia no es exactamente la ganancia disponible del DUT. Estos errores se podrían corregir externamente al NFA hallando los parámetros de ruido (apartado 2.1.2) y los parámetros S del DUT. En el caso de que el DUT esté bien adaptado o su ganancia sea muy elevada (apartado 2.1.1), como es nuestro caso, los errores anteriores serán despreciables.

Por último, es necesario saber que, la incorporación de transiciones en el sistema de medida contribuye a la desadaptación, lo cual genera rizados en la medida.

## Capítulo 3: Medidas de ruido en Banda Q

### 3.1. Introducción

La banda Q está formada por un rango de frecuencias que abarca desde los 33 a los 50 GHz. En este capítulo se describe tanto el sistema utilizado para calibrar y medir un LNA (Low Noise Amplifier) a temperatura ambiente y a temperatura criogénica, así como las diferencias existentes entre los resultados obtenidos al usar diferentes metodologías.

### 3.2. Sistema de medida

El sistema de medida utilizado depende de si el LNA a caracterizar se encuentra bajo condiciones criogénicas o a temperatura ambiente. A continuación, se explicarán los elementos comunes en ambas situaciones.

Las medidas obtenidas en esta banda se recogerán mediante el NFA mencionado en el capítulo 2. Como ya se ha explicado, el rango de medida del amplificador a caracterizar excede de la frecuencia máxima permitida por el medidor NFA por lo que surge la necesidad de incluir un convertor de frecuencias. Dicho convertor está formado por un amplificador modelo A-2050 de Marki Microwave, el cual se encuentra conectado a la entrada OL del mezclador, y posee una ganancia de unos 23 dB en su banda de trabajo (20 GHz-50 GHz). Su objetivo es elevar la potencia OL introducida por el generador para que el convertor tenga un comportamiento óptimo. En cuanto al mezclador usado, se trata de un mezclador pasivo doblemente equilibrado, modelo M4-0050 de Marki Microwave. Entre sus características destacan: pérdidas de conversión típicas de 9 dB, una IF desde DC a 300 MHz o una frecuencia de entrada de RF desde 0.5 a 50 GHz.

En los Anexos I y II se adjuntan las hojas de características de los dos dispositivos.

A continuación, se muestra una imagen y el esquema inicial en el que está basado el convertor.

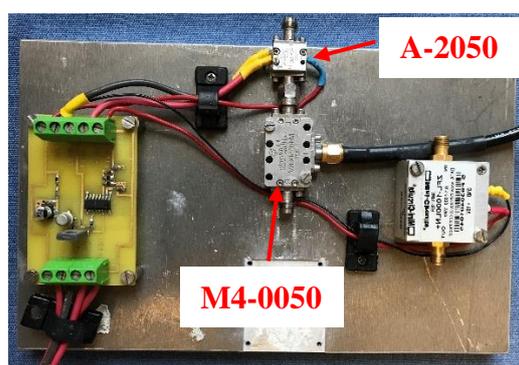


Fig.3. 1. Imagen del convertor.

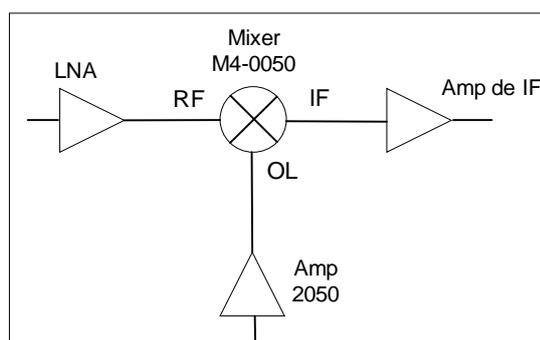


Fig.3. 2. Esquema inicial del convertor

Como se ha visto en el capítulo 2, apartado 2.1.1 mediante la fórmula de Friis, se puede afirmar que, si el DUT a medir posee una elevada ganancia, como es el caso, la influencia de la segunda etapa será poco significativa. Por esta razón, en el convertor utilizado, se prescindirá del preamplificador de bajo ruido, LNA así como del amplificador situado a la salida del mezclador, para evitar una saturación en el medidor de ruido (NFA) por exceso de potencia.

### 3.2.1. Caracterización a temperatura ambiente

Como se ha dicho en el capítulo 2, apartado 2.2.1, para realizar una medida en ambiente es necesaria una fuente de ruido que genere dos potencias de ruido diferentes, y así poder aplicar la técnica de medida factor-Y. En este caso se utiliza la fuente de ruido 346K01 de Keysight, mediante la cual se puede medir en un rango de frecuencias desde 1 a 50 GHz. Debido a que esta fuente tiene salida en coaxial (2.4 mm) y el DUT tiene la entrada en guía WR22, se deberá utilizar transiciones de guía WR22 a coaxial (2.4 mm). En la Fig.3. 3. se muestra el esquema de calibración y medida de un DUT temperatura ambiente.

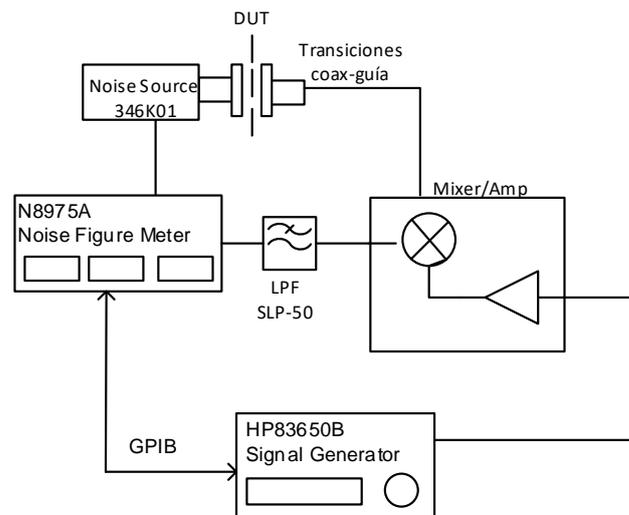


Fig.3. 3. Esquema de calibración y medida del DUT en ambiente.

El filtro paso bajo situado tras el mezclador es utilizado para eliminar cualquier señal presente fuera de la banda de interés.

### 3.2.2. Caracterización a temperatura criogénica

En criogenia se introducirán algunos elementos extra, además de los explicados anteriormente para ambiente. Estos elementos son, el criostato y los controladores de temperatura.

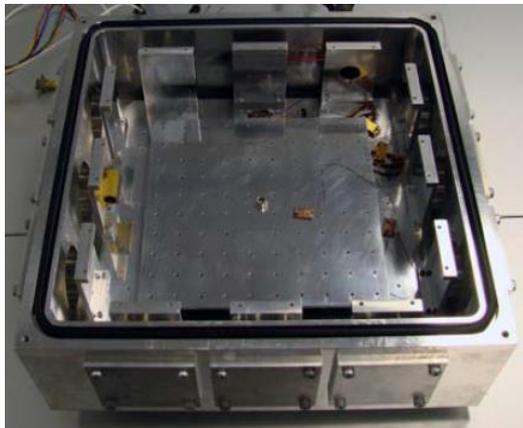


Fig.3. 4. Criostato.



Fig.3. 5. Controlador de temperatura modelo 340.



Fig.3. 6. Controlador de temperatura modelo 331.

En la Fig.3. 4. se muestra el ‘Dewar’ vacío. En cuanto al controlador modelo 340 de la empresa LakeShore Cryotronics, se trata de un controlador de temperatura mediante el cual podemos conocer la temperatura a la que se encuentran los sensores instalados en los diferentes dispositivos repartidos por el interior del criostato. En la Fig.3. 6. se observa el modelo 331, que es otro controlador de temperatura de la misma empresa que el modelo 340. Será nuestro controlador cuando se utilice el método carga calentada y su misión será fijar una temperatura a la carga e ir enfriándola o calentándola según convenga, de esta manera en el controlador 340 se observará el cambio de temperatura en el DUT que supone el cambio de temperatura en la carga.

### 3.2.2.1. Método atenuador frío

En criogenia, el uso de esta técnica de medida, explicada en el apartado 2.2.2. e) del capítulo 2, incluye un atenuador en el interior del criostato. El atenuador utilizado ha sido parcialmente fabricado en la Universidad de Chalmers [2.10]. El chip del atenuador está formado a partir de cuarzo cristalino. Este tipo de cuarzo es un sustrato de alta conductividad térmica,  $1000 \text{ W / mK}$  a  $10 \text{ K}$ . Las pérdidas del atenuador son de  $20 \text{ dB}$ , las cuales son conseguidas conectando 4 resistencias en T de  $5 \text{ dB}$  de pérdidas cada una. Las resistencias están formadas por un material de baja variación de resistividad con la temperatura, TaN (Nitruro de Tantalio).

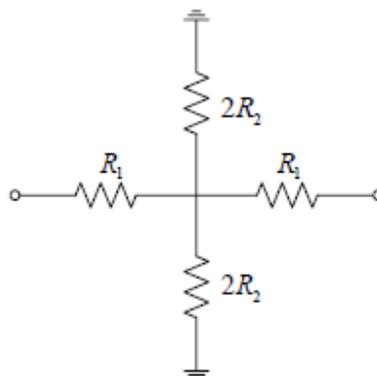


Fig.3. 7. Circuito equivalente del atenuador.

En cuanto al módulo exterior ha sido fabricado en latón, cuya conductividad térmica es de 10 W / mK a 10 K, posteriormente, para evitar la oxidación fue niquelado y dorado, y para finalizar se le taladraron dos orificios en el lateral inferior para anclarle térmicamente a la base del criostato. Como se observa en la Fig.3. 8, la entrada y la salida del dispositivo contiene conectores coaxiales (2.4 mm). En el interior del atenuador se ha alojado un sensor térmico para conocer la temperatura interna del mismo.

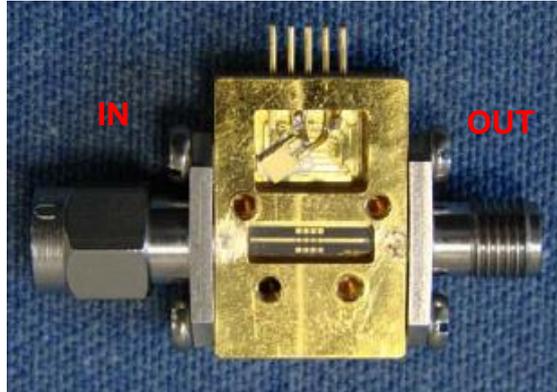


Fig.3. 8. Diseño exterior del atenuador.

La atenuación del dispositivo [3.1], en este caso es 20 dB. Cuando se conecta a la entrada del criostato una fuente de ruido, a la entrada del DUT tenemos dos temperaturas diferentes  $T_h$  y  $T_c$ , producidas por la fuente de ruido encendida  $T_{ON}$  y apagada  $T_{OFF}$ , más la temperatura  $T_{ATT}$  del atenuador entre sus pérdidas  $L_{ATT}$ .

Estas temperaturas se corresponden con las siguientes expresiones:

$$T_h = \frac{T_{ON} + T_{ATT}}{L_{ATT}} \quad (3.1) \quad T_c = \frac{T_{OFF} + T_{ATT}}{L_{ATT}} \quad (3.2)$$

Estas temperaturas tienen que estar dentro de un mismo rango, sino la precisión a la hora de medir la temperatura equivalente de ruido disminuiría. Por esta razón, es necesario tantear con el valor del atenuador ya que es lo único que se puede variar.

Cuando el atenuador está a temperatura ambiente, la figura de ruido es igual a sus pérdidas, pero cuando está enfriado, la temperatura  $T_{ATT}$  del atenuador se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$T_{ATT} = T_p(L_{ATT} - 1) \quad (3.3)$$

Donde  $T_p$  es la temperatura física del atenuador enfriado.

Para entender mejor las expresiones anteriores, a continuación, se expone un ejemplo con los siguientes datos típicos:  $T_p = 20$  K,  $L_{ATT} = 20$  dB,  $T_{ON} = 3600$  K,  $T_{OFF} = 290$  K

Con los datos proporcionados en lineal, se calcula la temperatura del atenuador:

$$T_{ATT} = T_p(L_{ATT} - 1) = 20(10^2 - 1) = 1980 \text{ K}$$

Finalmente, para conocer las dos temperaturas a la entrada del DUT, se resuelven las siguientes ecuaciones:

$$T_h = \frac{T_{ON} + T_{ATT}}{L_{ATT}} = \frac{3600 + 1980}{10^2} = 55.8 \text{ K}$$

$$T_c = \frac{T_{OFF} + T_{ATT}}{L_{ATT}} = \frac{290 + 1980}{10^2} = 22.7 \text{ K}$$

Como se observa, el hecho de que exista un atenuador antes que el DUT, minimiza considerablemente la temperatura a la entrada del propio DUT.

A continuación, se muestran dos imágenes sobre cómo calibrar y medir el DUT con este método.

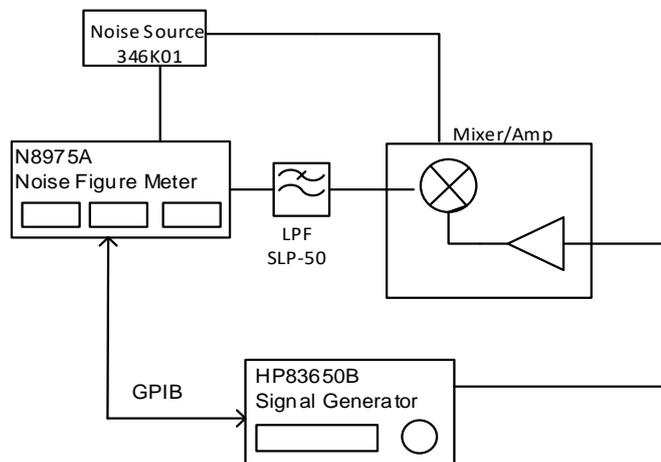


Fig.3. 9. Esquema de calibración para el método atenuador.

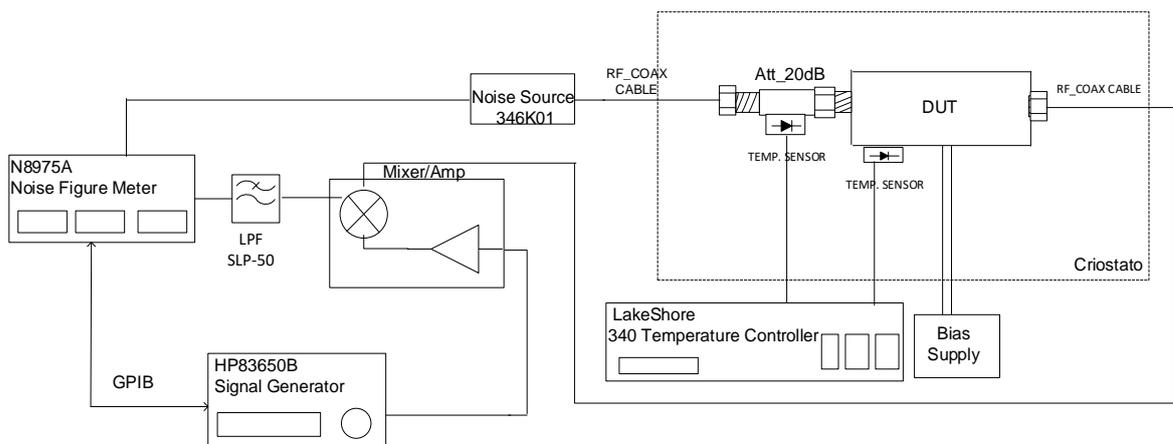


Fig.3. 10. Esquema de medida del DUT para el método atenuador.

El sensor de temperatura que refleja la temperatura a la que se encuentra el atenuador, se encuentra ubicado en la superficie del atenuador, cuando en realidad la medida más exacta de la temperatura se realizaría si el sensor estuviera fijado en la parte interna del atenuador. Este error se considera una de las incertidumbres de este sistema.

### 3.2.2.2. Método carga calentada

Como se citó en el apartado 2.2.2. c) del capítulo 2, en este caso no existe ningún elemento entre la ventana del criostato y la entrada del DUT, por lo que mejorará la adaptación. A la entrada del DUT se incorpora una carga, la cual es enfriada por el criostato y calentada con una resistencia adherida a ella.

La carga está formada por un trozo de guía de onda WR22 de cobre en cuyo interior se aloja el material absorbente WL1750. Este material es un buen conductor térmico y se encarga de evitar reflexiones posibles en el interior de la carga. La carga será calentada y enfriada por el cable metálico de NiCr (Níquel-Cromo) que rodeará la guía, por esa razón también interesa que la parte interna de la guía donde se aloja el absorbente también sea calentada o enfriada, y para que esto sea posible, el absorbente se encuentra pegado por dos caras a la guía lo que provoca un mejor contacto térmico con la misma.

Por otra parte, el diseño del absorbente tiene una determinada forma (Fig.3. 12.) para conseguir la mejor adaptación posible.



Fig.3. 11. Diseño del absorbente WL1750.

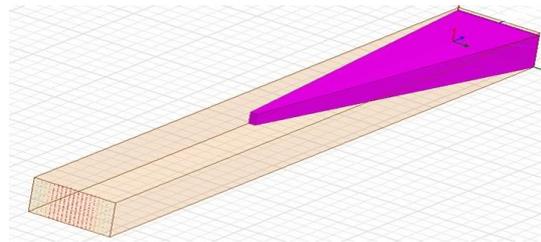


Fig.3. 12. Dibujo del absorbente posicionado en el interior del tramo de guía.

En cuanto a la resistencia, de aproximadamente  $50 \Omega$ , está formada por el cable de NiCr pegado al tramo de guía con epoxy EC2216 (para aislarlo eléctricamente), el cual es un material que permite conducir perfectamente el calor.



Fig.3. 13. Diseño final de la carga con el anclaje.

En la Fig.3. 13. aparte de lo anteriormente explicado, se puede observar el anclaje térmico cuyo extremo se conectará a la base del criostato, la razón de su gran longitud (17 cm) es que supone un menor coste al calentarlo, ya que si fuera más corto estaría más cerca de la base del

criostato y costaría más calentarlo. Otro de los elementos presentes es el conector para el ‘heater’, soldado con estaño. Por último, se incluye el tramo de cobre donde se conectará el sensor de temperatura. Está soldado a la guía con indio, debido a que éste adhesivo posee menor temperatura de fusión que el estaño, de esta manera la brida que se encuentra en el extremo de la derecha y que esta soldada con estaño no se desplazará.

Finalmente, se añade un tramo de guía de acero inoxidable entre el DUT y la carga. Este material además de ser un buen conductor eléctrico es peor conductor térmico que el cobre, lo que supone que aislará en cierto modo el calor de la carga al DUT. Por otro lado, las guías de onda presentan un bajo coeficiente de reflexión y de pérdidas lo que se traduce en menos ruido. En cuanto a su longitud, cuanto más aumente, mayor es el aislamiento térmico del DUT, pero también lo son sus pérdidas eléctricas, como consecuencia se debe buscar el equilibrio entre ambos factores.

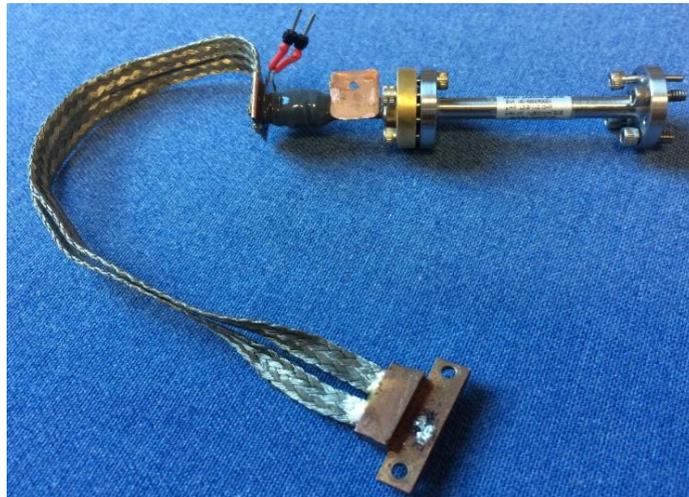


Fig.3. 14. Conexión de anclaje, carga y guía de acero.

Con el sistema anterior conectado (Fig.3. 14) se puede afirmar que la temperatura de ruido equivalente que posee el DUT a su entrada puede ser calculada mediante la siguiente expresión.

$$T_{out} = \frac{T_{load}}{L} + \left(1 - \frac{1 - \frac{1}{L}}{L'}\right) x T_2 - \left[\frac{1}{L} - \frac{1 - \frac{1}{L}}{L'}\right] x T_1 \quad (3.4)$$

$$\text{con } L' = 0.23036 x L(\text{dB})$$

- $T_{load}$ : Temperatura de ruido equivalente a la salida de la carga.
- $T_2$ : Temperatura física dentro del amplificador.
- $T_1$ : Temperatura física en el extremo de la carga (normalmente es igual a  $T_{load}$ ).
- $L$ : Pérdidas de la guía en lineal

Finalmente se muestran las formas de calibrar y medir para este método. Se observa que la forma de calibrar es la misma que la realizada para el método atenuador.

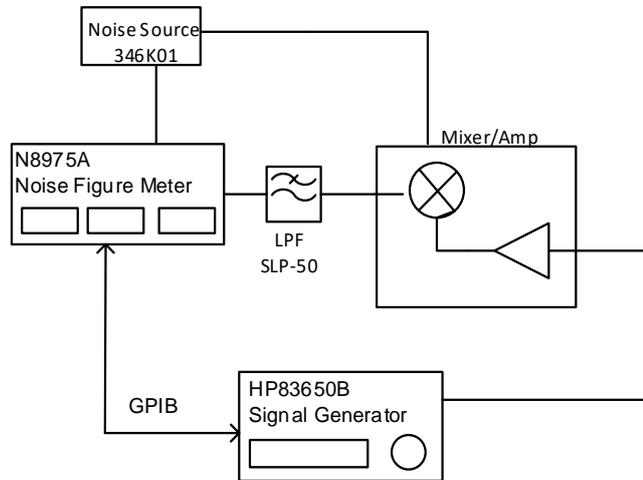


Fig.3. 15. Esquema de calibración para el método carga calentada.

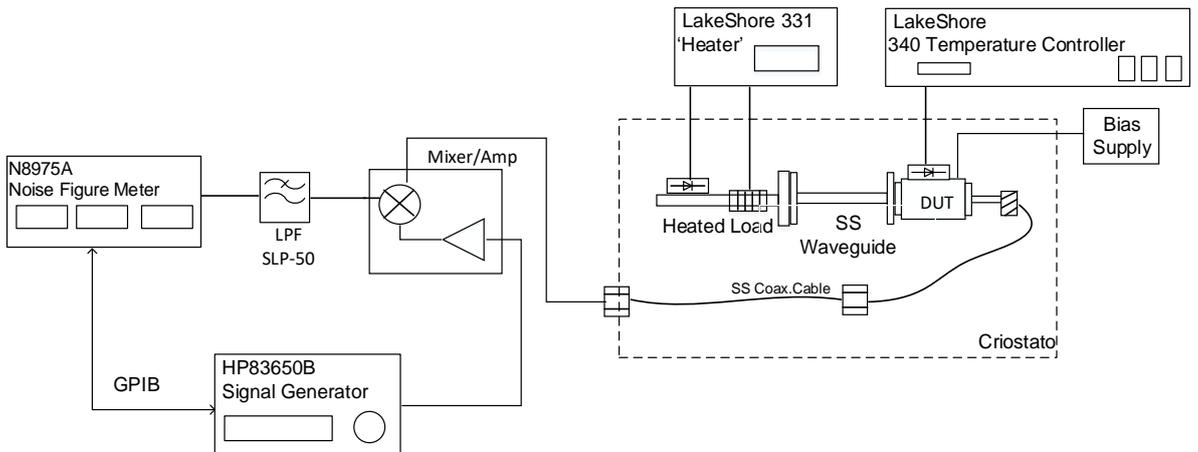


Fig.3. 16. Esquema de medida del DUT para el método carga calentada

### 3.3. Medida de LNA

El amplificador de bajo ruido a caracterizar se trata de un dispositivo diseñado en el Departamento de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, el cual, aloja dos amplificadores monolíticos, y tiene como característica principal una alta ganancia, además de bajo ruido.

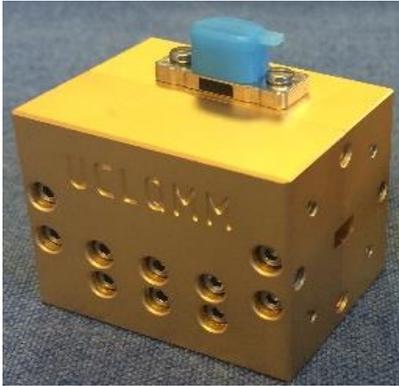


Fig.3. 17. Exterior del amplificador UCLQMM-2

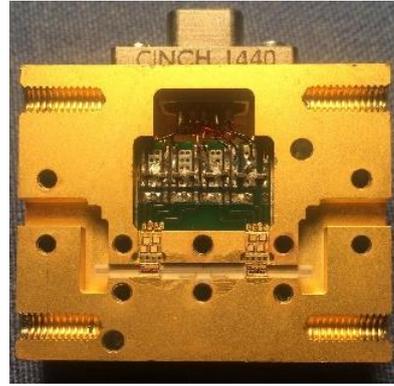


Fig.3. 18. Interior del amplificador UCLQMM-2

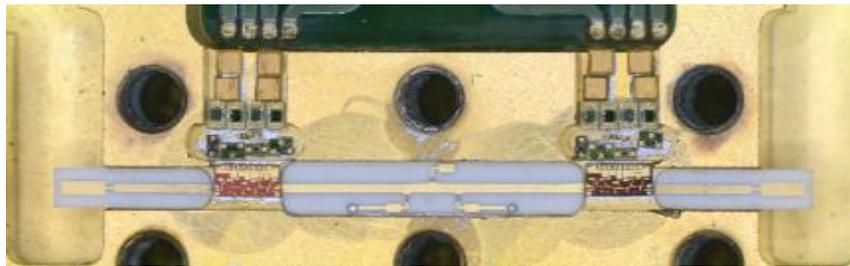


Fig.3. 19. Detalle interno del amplificador UCLQMM-2

En la Fig.3. 17. se observa el módulo exterior del amplificador a caracterizar, el cual posee una entrada y salida en guía WR22. En la Fig.3. 19 se puede apreciar la transición de guía a microstrip, también se observan los dos amplificadores MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) de 4 etapas, y cuyos transistores son de tecnología mHEMT (metamorphic High Electron Mobility Transistor) de GaAs (Arseniuro de Galio) con cierto contenido de InP (Fosforo de Indio). Por último, entre ambos amplificadores se observa un equalizador cuyo fin es aplanar la ganancia.

Para polarizar el amplificador se tendrá en cuenta la siguiente tabla:

	Ambiente		Criogenia	
	$V_D$ (V)	$I_D$ (mA)	$V_D$ (V)	$I_D$ (mA)
1º Etapa	1.5	25	0.6	6
2º Etapa	1.5	25	1	10
3º Etapa	1.5	25	0.6	6
4º Etapa	1.5	25	1	10

Tabla 3. 1. Polarizaciones del amplificador en ambiente y en criogenia

### 3.3.1. Medida en ambiente

Como se ha visto en el apartado 3.2.1. la configuración del sistema en este caso es la más simple. Se ha desarrollado un programa en MATLAB, el cual además de controlar todos los equipos de medida también recoge los resultados obtenidos para cada medida. Estos programas de control serán explicados con mayor detalle al final del capítulo (apartado 3.4).

Tras configurar todos los campos propuestos en el programa de MATLAB, por ejemplo, tipo de DUT ('device under test'), frecuencia intermedia IF, Potencia de OL...etc, se calibra de forma manual desde el NFA. A continuación, ya se podría abrir las transiciones mencionadas en el apartado 3.2.1 y colocar el DUT entre ambas para medir, obteniéndose así la siguiente gráfica (Fig.3. 20):

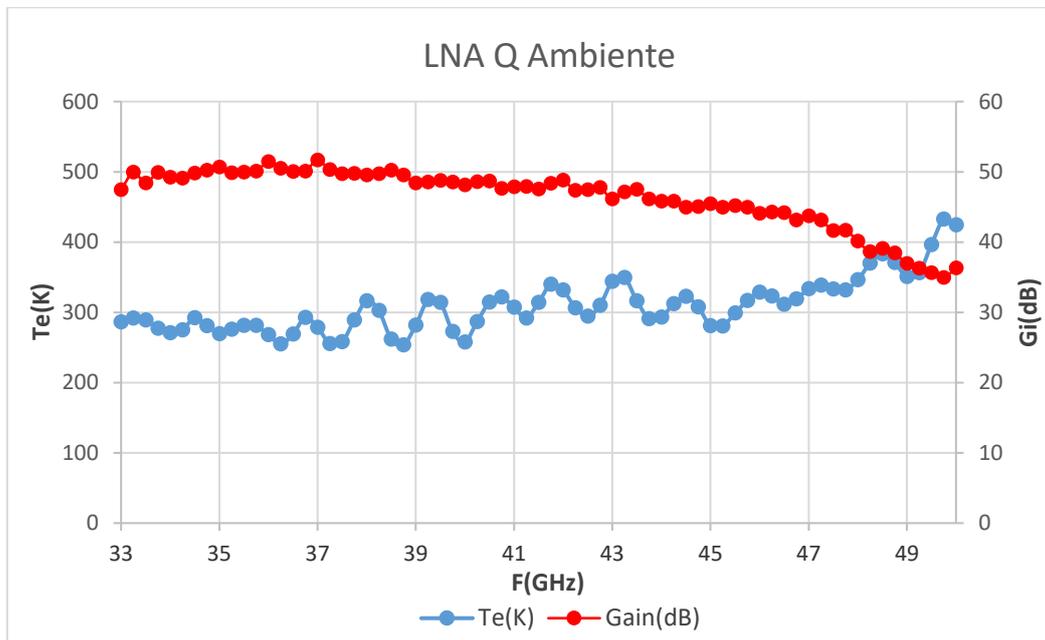


Fig.3. 20. Ganancia y temperatura de ruido del DUT en temperatura ambiente.

En los resultados se observa una ganancia bastante elevada, entre 40 y 50 dB en la mayoría de las frecuencias, sin embargo, al aproximarse a los 50 GHz la ganancia desciende alrededor de los 35 dB.

La temperatura de ruido se mantiene con una media de 308.5 K, variando desde 254.5 K como valor mínimo hasta los 424,3 donde alcanza su máximo valor, en frecuencias altas.

### 3.3.2. Medida en criogenia

En los dos próximos apartados se muestran los resultados obtenidos en criogenia para los dos métodos analizados anteriormente.

### 3.3.2.1. Método atenuador frío

Al igual que para la medida en ambiente, se seleccionarán las configuraciones deseadas antes de calibrar a través de las funciones programadas en MATLAB. La calibración se realiza de la misma manera que en ambiente, sin embargo, se prescinde de las transiciones coaxial a guía ya que el DUT se encuentra en el interior del criostato y las transiciones existentes también están dentro. Tras calibrar, se coloca la fuente de ruido en la entrada del criostato obteniendo los siguientes resultados:

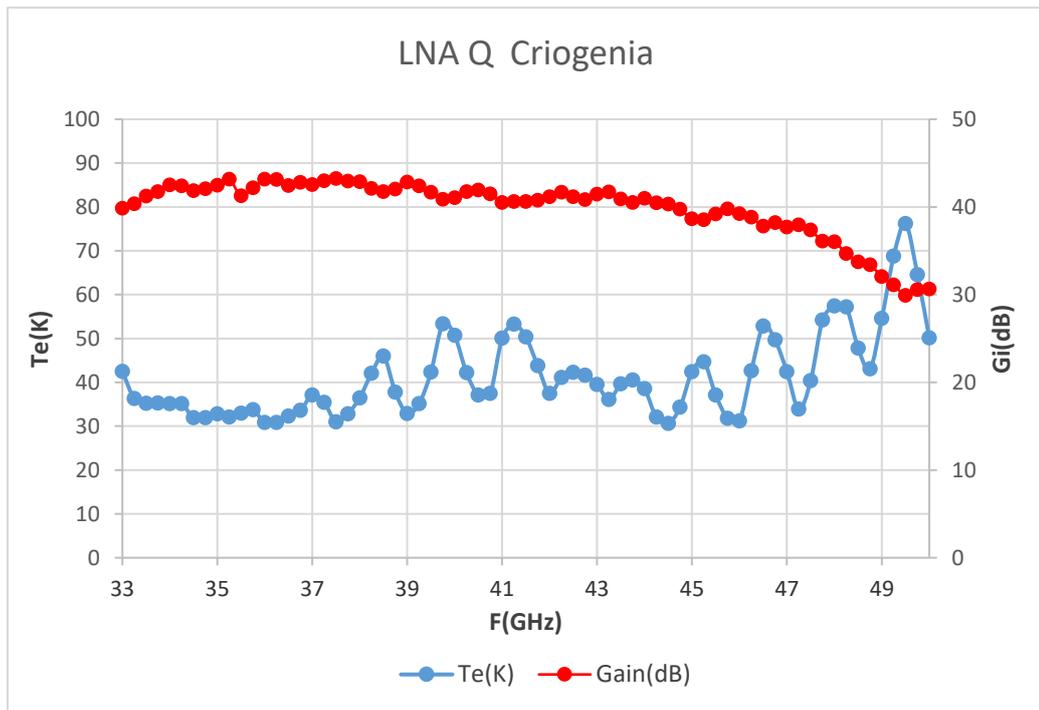


Fig.3. 21. Ganancia y temperatura de ruido del DUT en criogenia calculadas mediante el método atenuador.

Gracias al Lakeshore 340 se sabe que las medidas se realizaron con el DUT a unas temperaturas físicas de 20 K y 13.4 K para el atenuador.

Como se observa (Fig.3. 21) la ganancia se sitúa entre los 40 y 45 dB en su mayoría, es decir ha disminuido unos 5 dB respecto a las medidas en ambiente.

En cuanto a la temperatura equivalente de ruido ha mejorado notablemente. Cuando en ambiente rondaba los 300 K ahora ha disminuido hasta los 40.

Finalmente se muestra una figura del criostato estructurado para medir el DUT con este método.

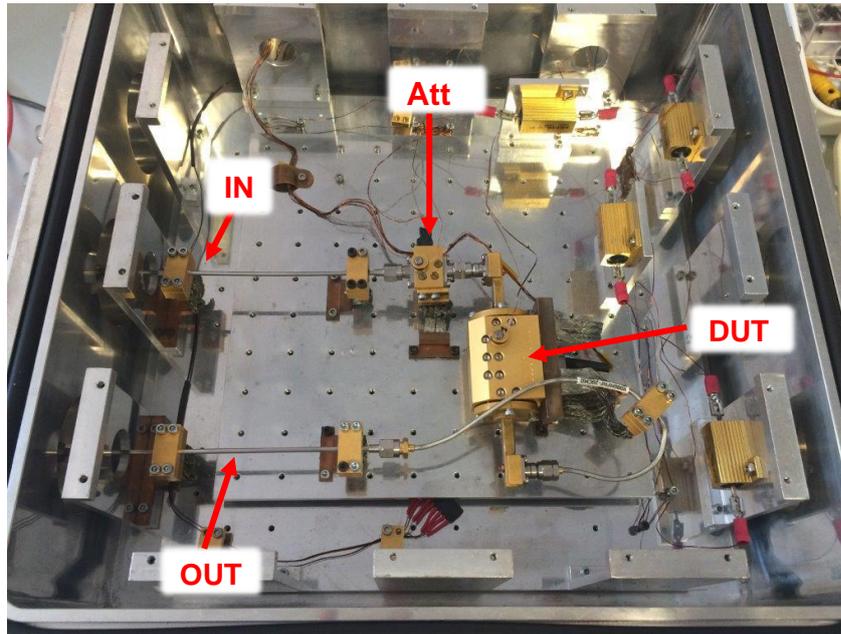


Fig.3. 22. Configuración del criostato para el método atenuador.

### 3.3.2.2. Método carga calentada

Los pasos para realizar la calibración son exactamente los mismos al apartado anterior, sin embargo, las medidas son recogidas de una forma algo distinta.

Una vez se realiza la calibración, fijamos un valor de temperatura al Heater. Dependiendo del ‘Heater Range’ que seleccionemos el proceso de cambio de temperatura en la carga puede tardar más o menos. Normalmente se ha de seleccionar la opción ‘Midium’, esta es la opción intermedia, si seleccionásemos ‘Low’ el cambio de temperatura tardaría más lo que supone que el DUT podría derivar cambiando así su ganancia, y midiendo sobre unas condiciones distintas.

Por otro lado, si se selecciona la opción ‘High’, el cambio sería tan brusco que daría lugar a sobredisparos que producirían un mayor tiempo de estabilización en la temperatura.

En este caso se medirá en 3 puntos de temperatura para el “heater”, obteniendo los siguientes resultados:

Temperatura de la carga (K)	Temperatura del DUT (K)
20	14.564
35	15.861
50	17.356

Tabla 3. 2. Datos de temperaturas de la carga y del DUT.

Como se aprecia en la tabla anterior, aunque hayamos variado la temperatura de la carga un rango de 30 K, gracias a la guía de acero que precede al DUT, este apenas se calienta. En el cambio de temperatura de la carga de 20 a 35 K el DUT aumenta 1.3 K, mientras que, si se aumentan otros 15 K en la carga, el DUT aumenta 1.5 K más.

En la siguiente gráfica, Fig.3. 23, se observa la temperatura del DUT y la carga durante el intervalo de tiempo en el que se ha tardado en realizar las medias.

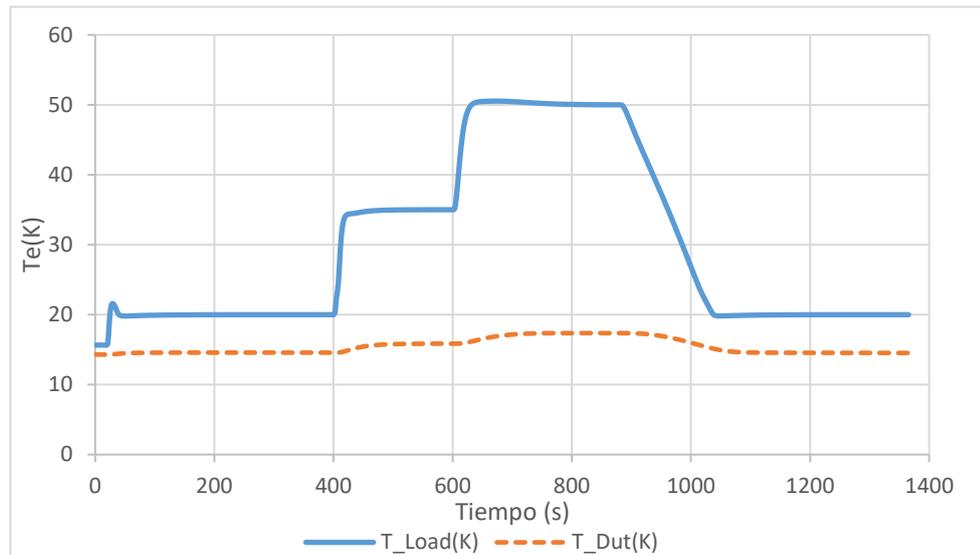


Fig.3. 23. Representación de temperaturas del DUT y la carga en función del tiempo.

Analizando la gráfica y observando las pendientes de la misma, se puede afirmar que, el tiempo de calentamiento desde 20 K a 35 K y de 35 K a 50 K es bastante menor que el tiempo de enfriamiento de 50 K a 20 K. Este hecho se debe a que el calentador es la propia carga y no supone esfuerzo el calentarla sin embargo, no hay ningún dispositivo electrónico que enfríe la carga, sino que se enfría indirectamente, es decir, a través del criostato. También podemos comprobar de forma más visual cómo el DUT apenas varía su temperatura. Como se observa, en el punto máximo de temperatura de la carga (50 K) el valor máximo de la temperatura del DUT es 17.37 K.

Por último, se muestra la ganancia y la temperatura de ruido obtenida para cada combinación de temperaturas.

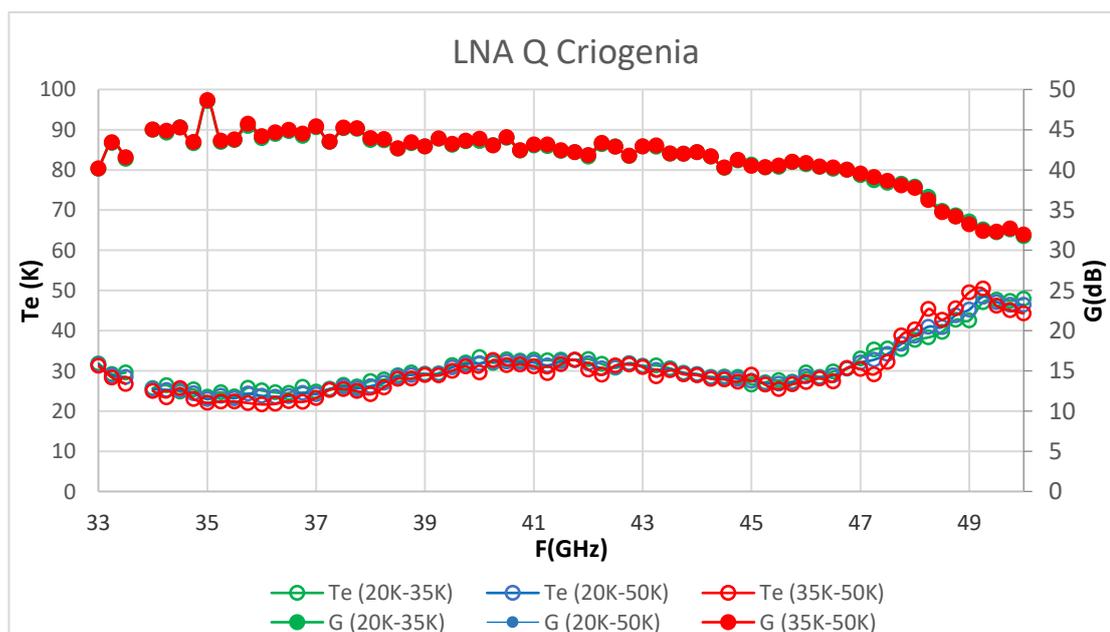
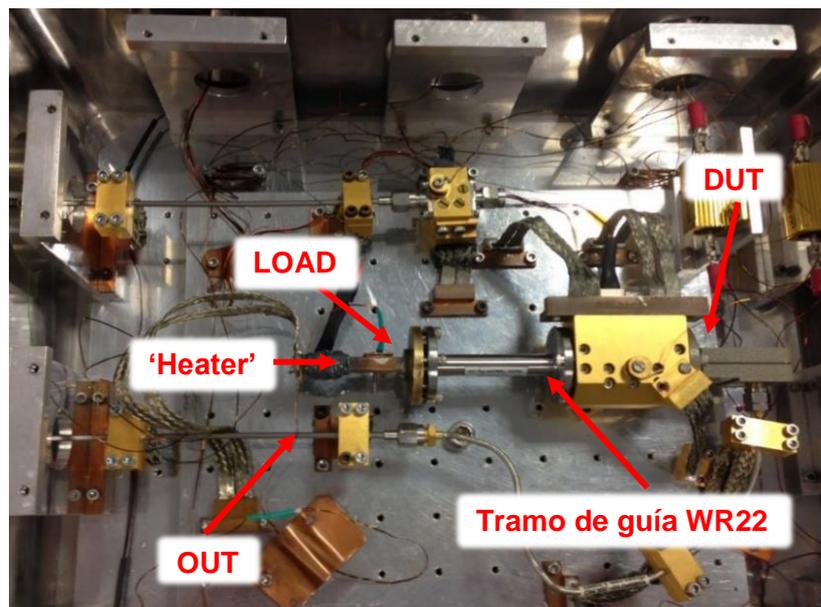


Fig.3. 24. Ganancia y temperatura de ruido del DUT en criogenia calculadas mediante el método carga calentada

Si comparamos los valores de la ganancia con los obtenidos con el método anterior, los resultados son bastante parecidos. En cuanto a la temperatura de ruido respecto a los resultados obtenidos en ambiente ha mejorado de forma notable.

Se observa que los diferentes rangos de temperatura tomados apenas influyen en los resultados, aunque sí que hay que tener en cuenta que medir sobre dos temperaturas que estén muy próximas proporciona un cálculo peor, ya que la potencia de ruido sería muy parecida originando un mayor error.

En la siguiente imagen (Fig.3. 25) observamos el interior del criostato configurado para medir el amplificador con esta técnica.



*Fig.3. 25. Configuración del criostato para el método carga calentada.*

### 3.3.2.3. Comparación

En la Fig.3. 26. se representa la ganancia y la temperatura de ruido obtenida para el DUT mediante los dos métodos utilizados en criogenia.

En lo referido a la ganancia, se observa que con el método carga calentada es algo mayor que con el método del atenuador, pero es una diferencia apenas apreciable. La diferencia entre ambas técnicas es notoria al comparar la temperatura de ruido. Como es evidente, los resultados de ruido de la carga calentada son mejores que los del atenuador frío. Mientras que la curva de temperatura de ruido de la carga calentada es bastante suave, la de la segunda técnica contiene varios puntos de rizado. Este rizado puede ser producido por ciertas desadaptaciones en el sistema. Cada conexión entre dispositivos y en este caso, el uso de cables coaxiales que comunican con la entrada del criostato, van aumentando estas desadaptaciones, en cambio en la otra técnica la carga está en el interior del criostato, por lo que la adaptación mejora. Una ventaja presente frente a la carga calentada es que el paso de la fuente a frío o caliente se realiza directamente, por lo que apenas hay tiempo para que el DUT pueda derivar.

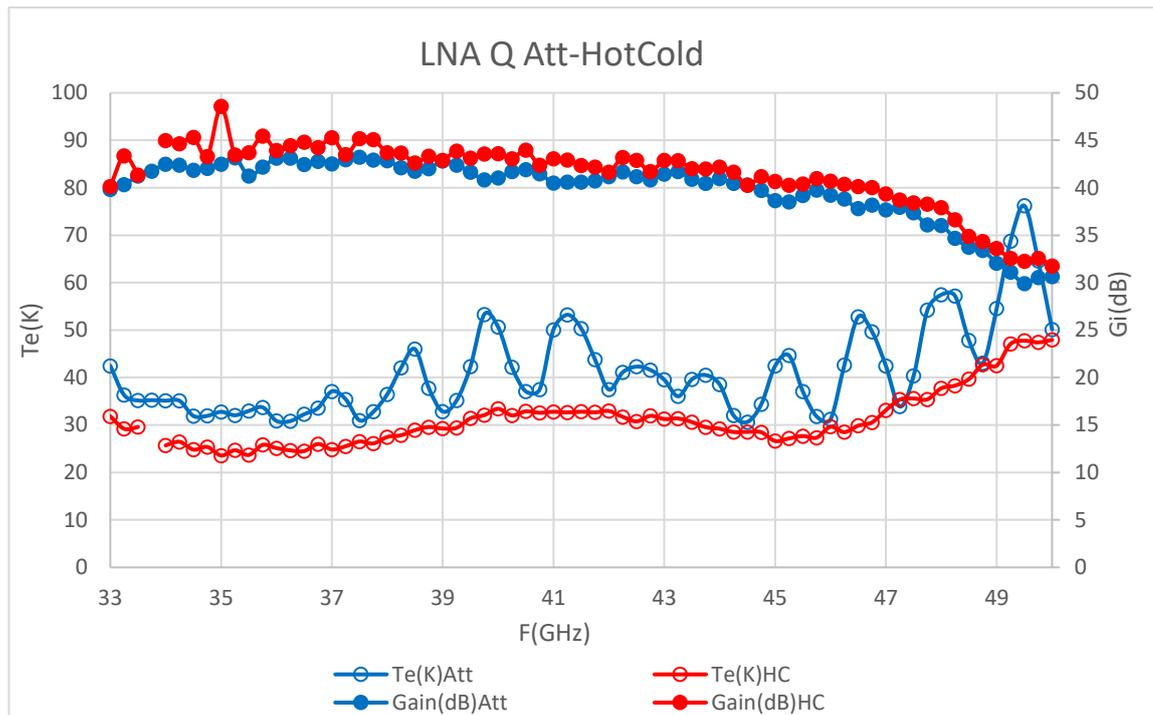


Fig.3. 26. Comparación de la ganancia y temperatura de ruido del DUT con los métodos anteriores.

### 3.4. Programas de control

En este apartado se explicarán todos los programas que han sido desarrollados y mejorados a través del software MATLAB, para controlar los instrumentos utilizados en las medidas en banda Q, conectados mediante HP-IB (Hewlett-Packard Instrument Bus). De esta forma la recogida e interpretación de los resultados será más cómoda y eficiente.

#### 3.4.1. Medida en ambiente

El proceso de calibración y medida en ambiente se llevó a cabo mediante un programa compuesto de 5 funciones las cuales son explicadas a continuación:

- 1) FlatnessLevel: Esta función abre los canales de comunicación con el generador de señal 83650B y con el medidor de potencia E4416, conectados en paralelo al ordenador mediante un bus HP-IB, y cada uno de los cuales posee una dirección HP-IB. Esta función, para una potencia fija del generador, hace un barrido en frecuencia y guarda los valores de potencia, a continuación, calcula una tabla de la diferencia de potencia entre el generador y la medida y crea un fichero de compensación de pérdidas. También lee el fichero de pérdidas de compensación y las introduce en el mismo generador y activa el modo “flatness on”, con lo que se obtiene una potencia constante en todo el rango de frecuencias medido.
- 2) Abrir\_Canal: La función de este programa es abrir el canal de comunicación con el analizador de figuras de ruido NFA 8975A mediante su dirección HP-IB.
- 3) Tablas\_ENR\_Qband: Este programa selecciona el tipo de fuente de ruido utilizada; normal o inteligente, en este caso la fuente de ruido 346K01 es normal. También distingue entre si la fuente de ruido para calibrar y medir es la misma, que en este caso, para la

medida de un amplificador, lo es, por lo que finalmente le envía al NFA la tabla ENR de la fuente.

- 4) Settings\_Calibration\_Qband: En esta función se realizan varias configuraciones, en primer lugar, se selecciona el modo de medida; es decir se indica que se va a medir un DUT el cual es un amplificador, y que se va a realizar una conversión a baja frecuencia. En segundo lugar, se configura la medida que vamos a realizar incluyendo así la frecuencia intermedia de 10 MHz, la medida de tipo doble banda lateral, la activación del control sobre el oscilador (generador de señales), y la potencia del mismo; 4 dBm. Finalmente se indica el barrido de frecuencias que realizará el aparato, en este caso se medirán 69 puntos comenzando en 33 GHz y finalizando en 50 GHz. Esta función también permite configurar los datos de salida en la pantalla; en este caso se seleccionará la ganancia y la temperatura efectiva.

Después de ejecutar este programa se realiza la calibración de forma manual presionando dos veces el botón Cal del NFA.

- 5) Guardar\_medidas: Por último, tras realizar el esquema de medida (Fig.3. 3) se ejecuta esta función para guardar las medidas de frecuencia, ganancia y ruido en una hoja Excel.

### **3.4.2. Medida en criogenia con atenuador frío**

Este programa, a diferencia que el anterior, posee una función más, relacionada con las configuraciones tras calibrar, sin embargo, las 4 primeras funciones y la última realizan las mismas tareas que en ambiente, por lo que se explicará directamente el paso 5.

- 1) FlatnessLevel
- 2) Abrir\_Canal
- 3) Tablas\_ENR\_Qband
- 4) Settings\_Before\_Calibration: realiza las mismas tareas que la función “Settings\_Calibration\_Qband” anterior.
- 5) Settings\_AfterCal\_LossCompensation: En este punto del programa, el sistema debe estar configurado para medir; es decir ya se ha calibrado previamente. Esta función contiene las pérdidas medidas antes y después del DUT dentro del criostato, que es necesario descontar para obtener la medida final de la temperatura de ruido del DUT enfriado. Esta función es la encargada de enviar tanto esas tablas de pérdidas, como la temperatura física de las secciones en el sistema de medida antes y después del DUT al NFA.
- 6) Guardar\_medidas

### **3.4.3. Medida en criogenia con carga calentada**

Para el desarrollo de esta técnica se ha utilizado un programa algo más complejo donde se introduce el control de dos instrumentos más; los controladores de temperatura. Este programa está dividido en 10 funciones principales y una secundaria, de las cuales 4 son idénticas a las explicadas en ambiente (apartado 3.4.1.).

- 1) Flatness\_Level
- 2) Abrir\_Canal: En esta ocasión además de abrir el canal de comunicación con el NFA conectado mediante HP-IB, se abren los canales con los controladores de temperatura Lakeshore 331, el cual está conectado mediante RS232 y el Lakeshore 340 conectado mediante HP-IB.
- 3) Tablas\_ENR\_Qband
- 4) Settings\_Before\_Calibration
- 5) Settings\_After\_Calibration: Esta función inicia un contador para controlar cuantas medidas se realizan para distintas temperaturas de la carga. A partir de la ejecución de esta función fijaremos la temperatura de la carga con el controlador Lakeshore 331 e iniciaremos el siguiente programa.
- 6) Captura\_TempTime: Esta función inicia un contador de tiempo desde una temperatura de la carga a otra diferente. En cada instante de tiempo captura la temperatura exacta a la que se encuentra el DUT y la carga (leyendo los valores en los controladores 331 y 340), para finalmente realizar una comparativa de las mismas, guardando en variables la lista de tiempos y ambas temperaturas.
- 7) Leer\_medidas: Este programa es ejecutado directamente después de que la temperatura de la carga alcance el valor fijado en el controlador 331. Las medidas leídas son la temperatura de la carga, la temperatura del DUT y la potencia de ruido “cold” del medidor de ruido, y son almacenadas en vectores que posteriormente utilizaremos para realizar ciertos cálculos. Otra de las funciones que realiza el programa es aumentar el contador iniciado en la 5ª función. Después de leer las medidas se podrán realizar dos programas según lo que se desee, si se quiere seguir tomando medidas, se cambiará la temperatura de la carga y se volverá a la 6ª función, y si las medidas tomadas son suficientes se realizará la siguiente función.
- 8) Cálculo\_medidas: Esta función realiza varias tareas; en primer lugar, ordena las matrices y vectores de potencia de ruido “cold” del medidor de ruido recogidos anteriormente según el valor de temperatura de la carga de menor a mayor, con el fin de facilitar los cálculos. A continuación, llama a una función secundaria llamada WGSS\_Tout, cuya función es leer el fichero de pérdidas de la guía de acero inoxidable ubicada en la entrada del DUT y tras la carga en guía calentada, para calcular correctamente la temperatura a la salida de la misma; es decir la temperatura a la entrada del DUT. Este dato de temperatura es recogido por la función principal, la cual finalmente calcula la ganancia y la temperatura de ruido.
- 9) Guardar\_medidas: En este caso se guardan en una Excel varias hojas. La primera hoja contiene todas las medidas de temperaturas del DUT y de la carga, así como las potencias de ruido en columnas. Además, se guarda una hoja por cada uno de los resultados de los cálculos realizados con cada conjunto de dos temperaturas de la carga, con varias columnas que contienen los valores de temperatura, las potencias de ruido y los valores de ganancia y temperatura de ruido del DUT obtenidas.
- 10) Graficas: Esta función realiza 3 gráficas basadas en los datos recogidos. La primera representa la temperatura del DUT y la carga respecto al tiempo, sus datos fueron recogidos en la función 6). La segunda representa la ganancia y temperatura de ruido frente a la frecuencia. Por último, se representa la temperatura a la entrada del DUT frente a la potencia de ruido.

## Capítulo 4: Medidas de ruido en Banda W

---

### 4.1. Introducción

La banda W ocupa un rango de frecuencias comprendido entre los 75 y 110 GHz. El concepto de medida de ruido es el mismo que en la banda Q, sin embargo, a la hora de trabajar en esta banda el sistema se complica, debido a que hay que cuidar con más detalle las interconexiones entre dispositivos.

En este capítulo se expone todo el trabajo desarrollado para medir la ganancia y la temperatura de ruido de un amplificador con el método carga calentada.

### 4.2. Caracterización del conversor

El mezclador utilizado se trata de un mezclador subarmónico de la empresa Virginia Diodes cuyo modelo es WR10SHM. Como se aprecia en la siguiente imagen, contiene un puerto para la señal de OL y otro para el puerto de IF, ambos en coaxial mientras que el puerto para la señal RF es en guía rectangular WR10.

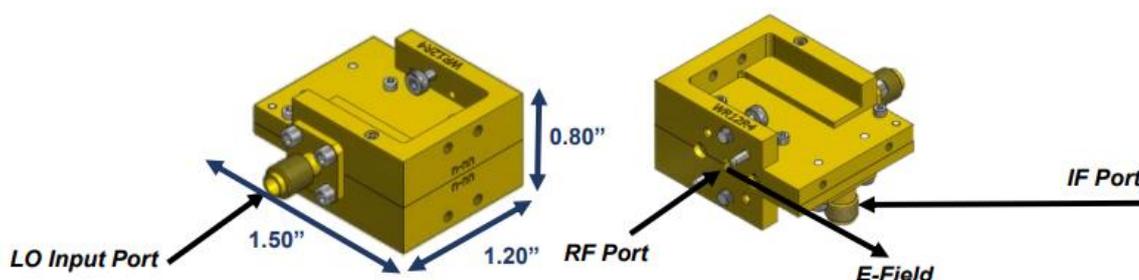


Fig.4. 1. Módulo exterior del mezclador.

A la hora de trabajar con este dispositivo se debe tener en cuenta las especificaciones del fabricante. La potencia OL recomendada abarca desde los  $\pm 3$  a los  $\pm 6$  dBm, si se llega a los  $\pm 9$  dBm el mezclador puede dañarse. En el anexo III se puede revisar todas las características del mezclador.

Para caracterizar el mezclador, en primer lugar, utilizaremos el medidor de potencia E4418B de Agilent junto con el sensor de potencia modelo 8487G también de Agilent, cuya sensibilidad está entre los -30 a los 20 dBm. Se usará para comprobar que la potencia que llega a la entrada del mezclador es menor de  $\pm 9$  dBm. Las medidas realizadas abarcan desde los 37.5 a los 50 GHz, ya que es la frecuencia máxima a la que el generador puede llegar.

En la Fig.4. 2. Esquema de medida de potencia. se observa la forma de realizar la medida anteriormente explicada:

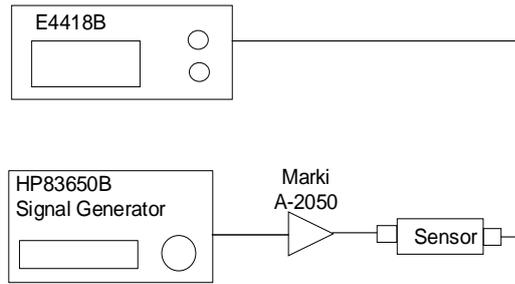


Fig.4. 2. Esquema de medida de potencia.

Para mayor comodidad, todo el proceso de medida de potencia se realizó a través de un programa en MATLAB. En principio se introdujo una  $P_{OL}$  baja en el generador y con ayuda de MATLAB se fue acumulando un vector de potencias a la entrada del sensor en el rango de frecuencias deseado, siempre teniendo en cuenta la tabla de compensación de pérdidas. Esta tabla es necesaria para corregir en la potencia final las pérdidas producidas por el propio generador, por los cables y por el amplificador A2050 de Marki.

A continuación, se muestra la tabla de las potencias introducidas en el generador, y un valor medio de la potencia obtenida después del amplificador:

$P_{OL}$ en el generador (dBm)	$P_{OL}$ a la entrada del mezclador (dBm)
-16.5	3
-15.5	4
-14.5	5
-13.5	6

Tabla.4. 1. Potencias de OL en el generador y en la entrada del mezclador.

A continuación, se muestran las gráficas obtenidas en MATLAB de todas las potencias obtenidas en el barrido de frecuencias. En la primera gráfica, Fig.4. 3, se muestran dos potencias diferentes. La traza roja sería la potencia obtenida si no hubiéramos introducido la tabla de compensación de pérdidas, mientras que la azul, se trata de la potencia real que le llega al mezclador.

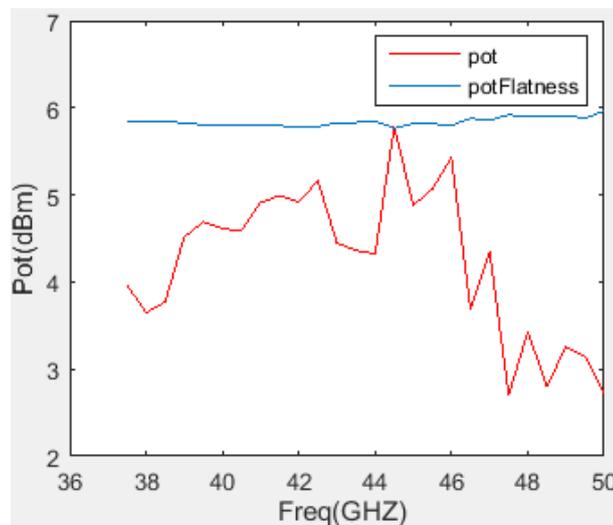


Fig.4. 3. Gráfica Potencia / frecuencia para  $P_{OL} = -13.5$  dBm.

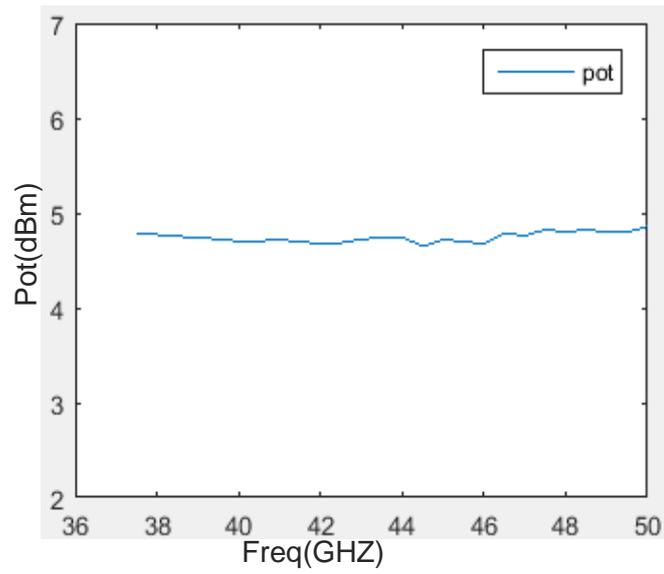


Fig.4. 4. Gráfica Potencia / frecuencia para  $P_{OL} = -14.5$  dBm.

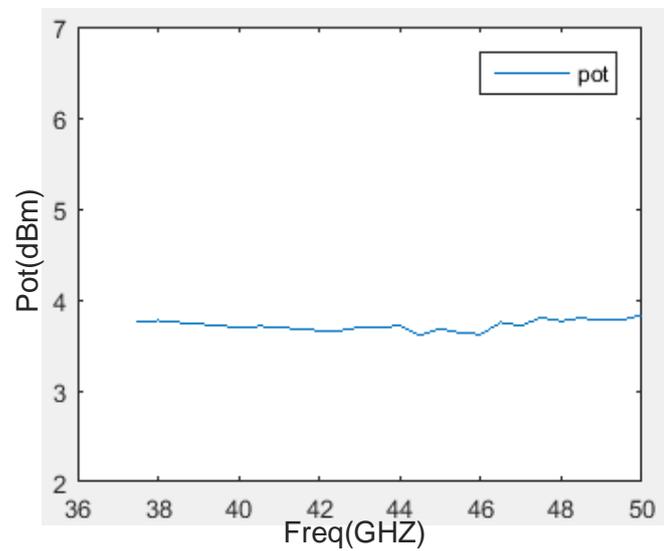


Fig.4. 5. Gráfica Potencia / frecuencia para  $P_{OL} = -15.5$  dBm.

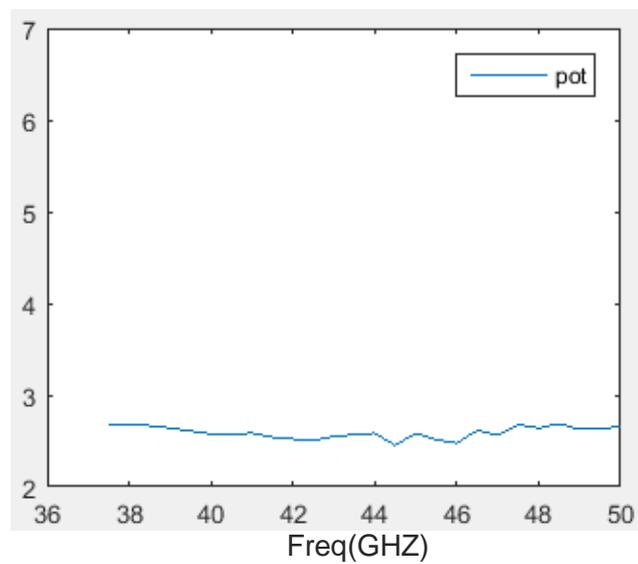


Fig.4. 6. Gráfica Potencia / frecuencia para  $P_{OL} = -16.5$  dBm.

Como se observa, las cuatro trazas corregidas son bastante planas por lo que finalmente se fija una  $P_{OL}$  a la entrada del mezclador de  $\pm 6$  dBm ya que es la que mayor potencia implica.

Como se ha dicho, en un principio la  $P_{OL}$  será de  $\pm 6$  dBm, sin embargo, a la hora de introducir el mezclador en nuestro sistema, confirmaremos que el funcionamiento óptimo del mezclador es con esos  $\pm 6$  dBm, caracterizando el mismo en ruido y ganancia. Para ello configuramos el siguiente esquema donde nuestro DUT es ahora un mezclador:

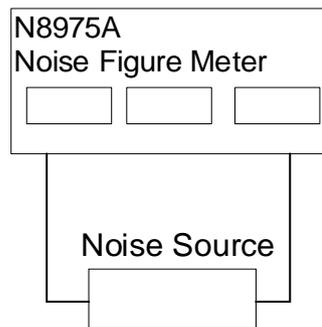


Fig.4. 7. Esquema de calibración.

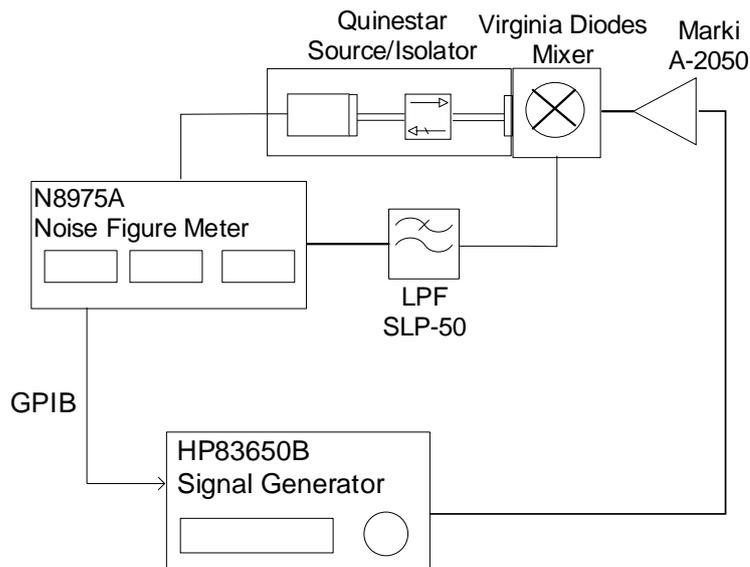


Fig.4. 8. Esquema de medida.

Como se observa en las figuras anteriores, la fuente de ruido para calibrar y medir no es la misma. La fuente de calibración se trata del modelo 346C-K01 de Agilent, mientras que la fuente para medir es de QUINSTAR, la cual se explica más detalladamente en el apartado 4.3.1. El motivo por el cual estas fuentes son diferentes es que al medir un DUT que sea conversor de frecuencias, es necesario cubrir tanto las frecuencias de entrada en la medida como las de salida en la calibración.

Para medir el mezclador se utiliza un programa desarrollado en MATLAB explicado en el apartado 4.5.1.

Las siguientes graficas obtenidas a partir de MATLAB son el resultado de variar la  $P_{OL}$  a una IF de 1 GHz.

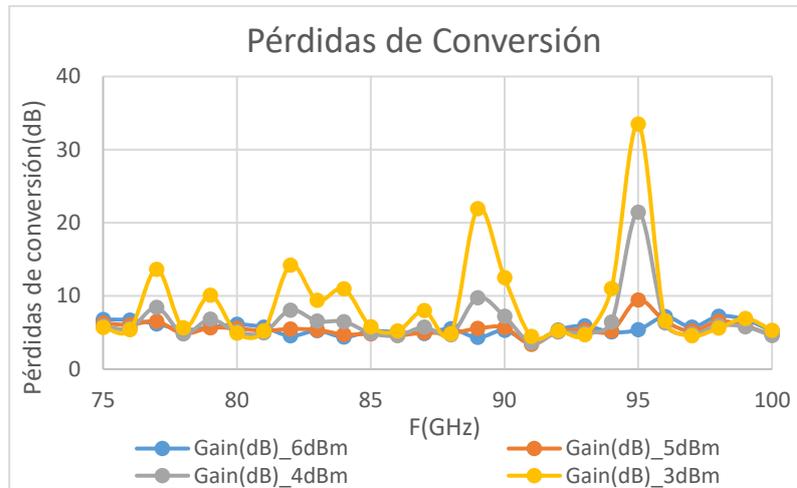


Fig.4. 9. Gráfica de pérdidas de conversión para varias  $P_{OL}$ .

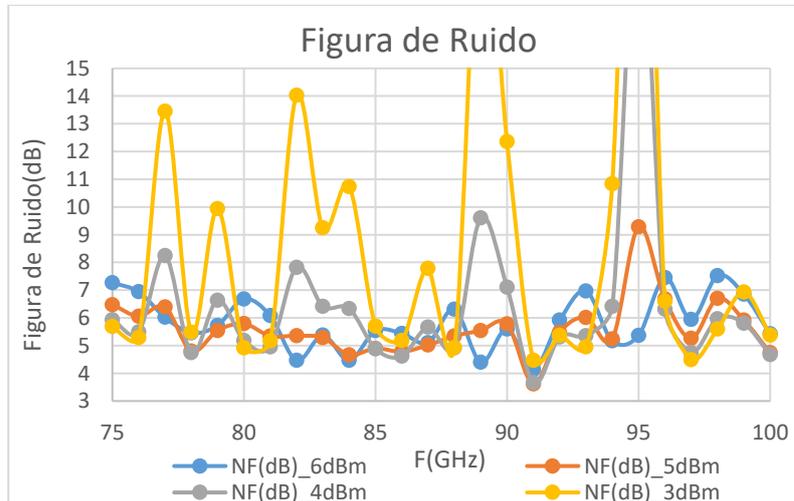


Fig.4. 10. Gráfica de figura de ruido para varias  $P_{OL}$ .

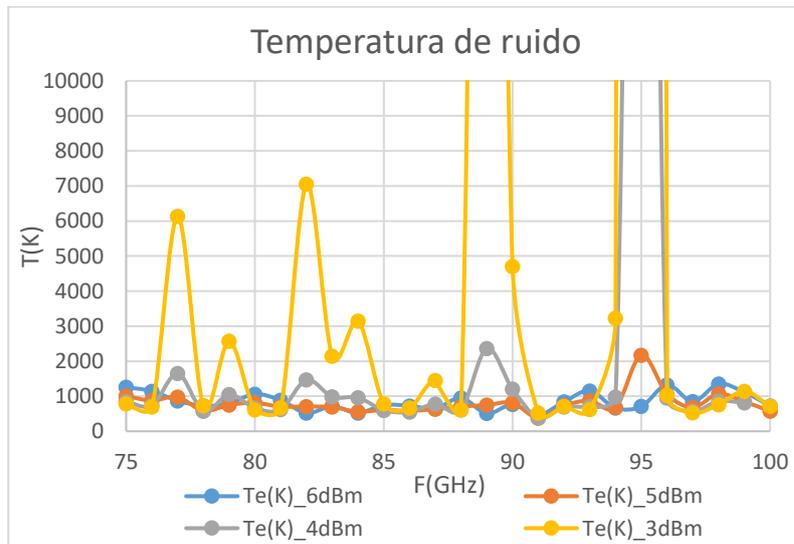


Fig.4. 11. Gráfica de temperatura de ruido para varias  $P_{OL}$ .

Como se observa, el convertor presenta una temperatura de ruido menor para las potencias de la señal de OL  $P_{OL}=\pm 5$  dBm y  $P_{OL}=\pm 6$  dBm. Haciendo un zoom de la última gráfica (Fig. 4. 11) se escoge la potencia de  $\pm 6$  dBm.

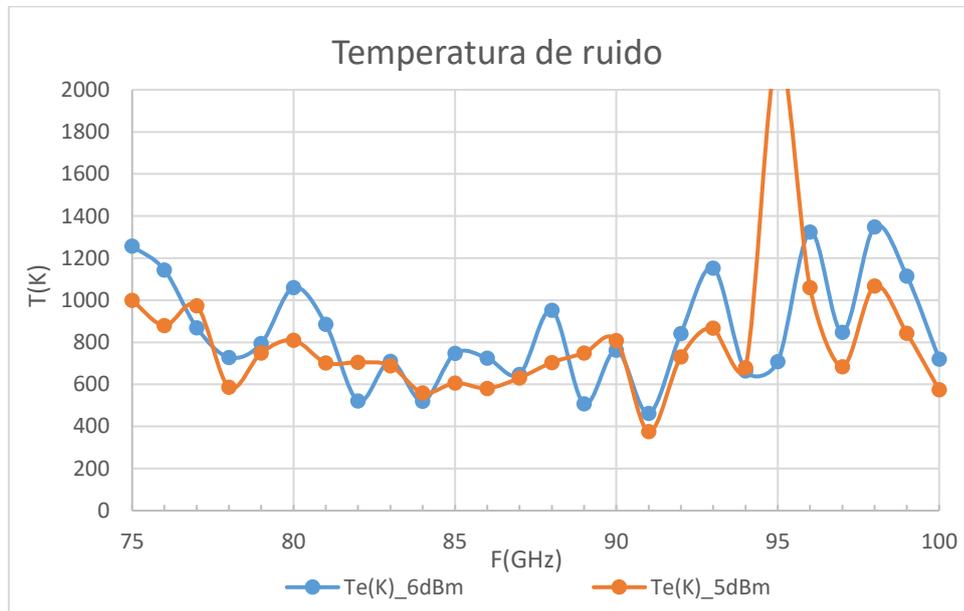


Fig.4. 12. Gráfica de temperatura de ruido para  $P_{OL} = 5$  dBm y  $P_{OL} = 6$  dBm.

Todas las medidas realizadas hasta ahora se han realizado a una frecuencia intermedia de 1 GHz, pero se comprobarán otras frecuencias para confirmar que la de 1 GHz es con la que se consigue una temperatura de ruido menor. A excepción de la primera gráfica (IF a 1 GHz), todas las demás medidas se han realizado dos veces, la traza naranja añadiendo un filtro a la salida del mezclador y la azul, retirando el filtro.

Los resultados obtenidos para una y  $P_{OL}=6$  dBm son los siguientes:

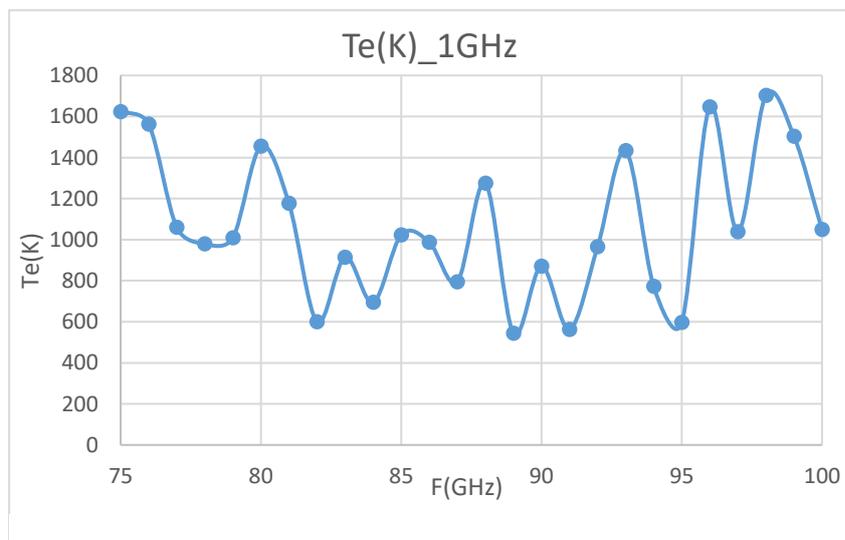


Fig.4. 13. Gráfica de temperatura de ruido para  $IF = 1$  GHz.

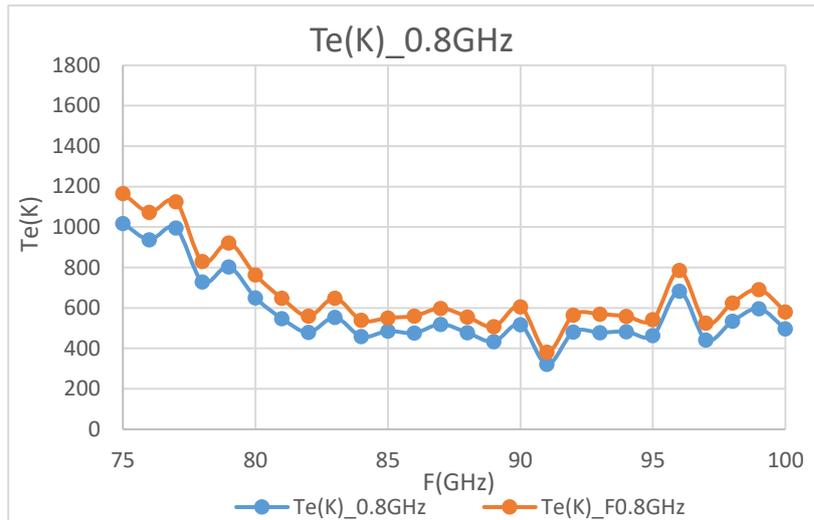


Fig.4. 14. Gráfica de temperatura de ruido para  $IF = 0.8$  GHz.

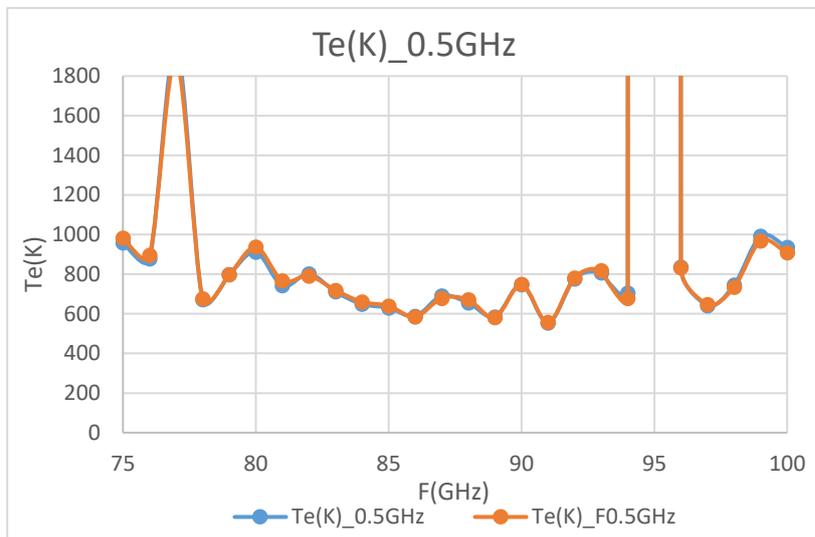


Fig.4. 15. Gráfica de temperatura de ruido para  $IF = 0.5$  GHz.

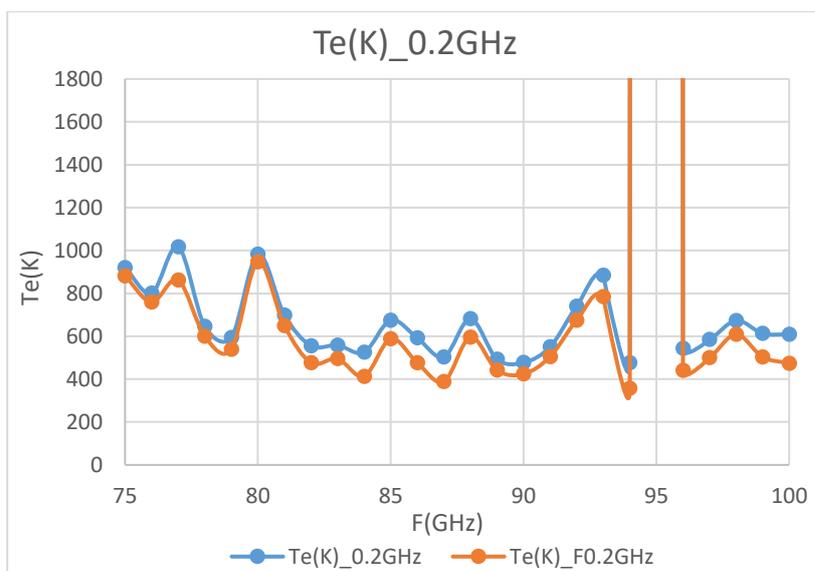


Fig.4. 16. Gráfica de temperatura de ruido para  $IF = 0.2$  GHz.

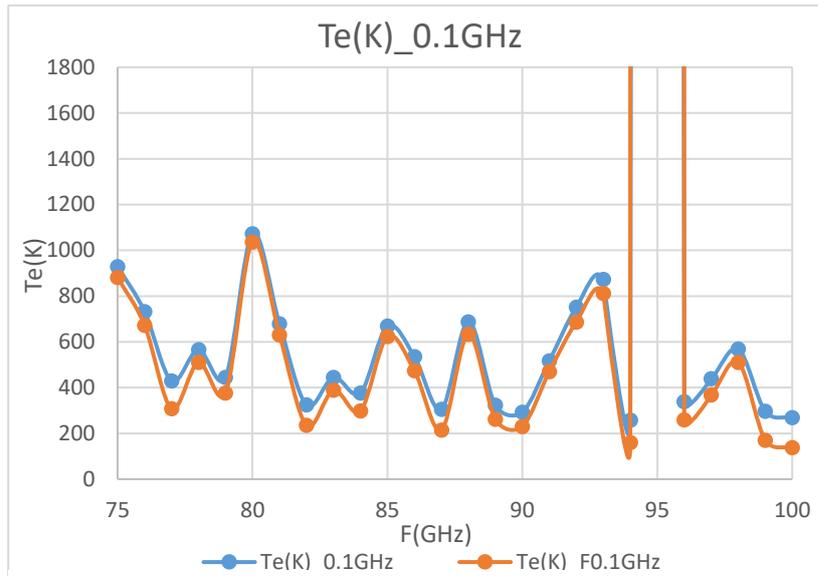


Fig.4. 17. Gráfica de temperatura de ruido para  $IF = 0.1$  GHz.

Analizando las gráficas, a simple vista se puede observar que la gráfica con temperatura de ruido más pequeña, entre 400 y 600 K, y con menos picos es la asociada a una IF de 0.8 GHz, por lo tanto, hasta la hora de caracterizar el amplificador se fijará esa frecuencia. La razón de la existencia de tanto rizado en la temperatura, se debe a que la adaptación no es muy buena, además esta se acentúa al medir un elemento poco adaptado, el mezclador.

### 4.3. Sistema de medida

El sistema de medida utilizado para medir en banda W es similar al de banda Q. Se utilizará el mismo modelo de amplificador; Marki-2050, para amplificar la señal producida por el generador. Para asegurarnos que los datos del fabricante referidos a la ganancia de este amplificador son ciertos, realizamos una medida siguiendo el siguiente esquema Fig.4. 18:

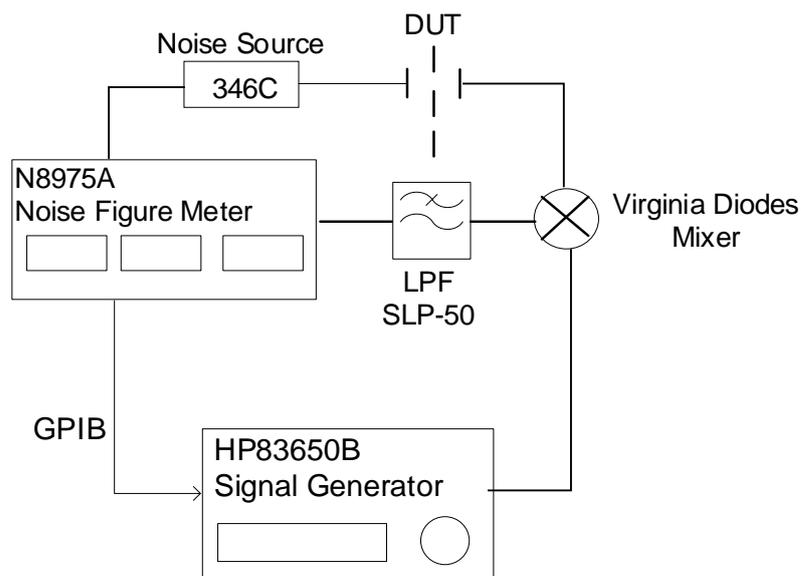


Fig.4. 18. Esquema de calibración y medida de amplificador A-2050.

El resultado es el siguiente:

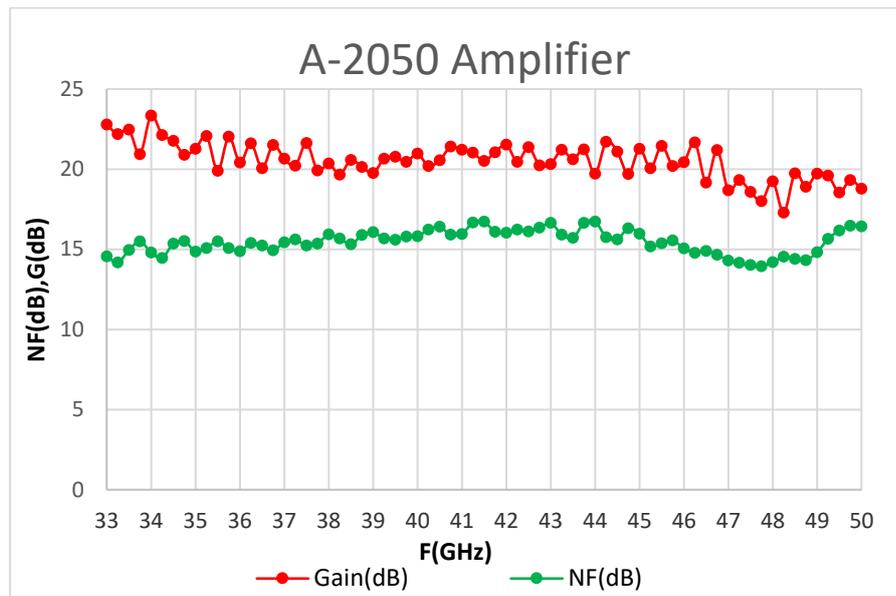


Fig.4. 19. Gráfica de ganancia y figura de ruido de amplificador A-2050.

Observando el anexo I y comparando, los resultados de la ganancia son bastantes parecidos, en torno a los 20 dB.

En la siguiente figura observamos el amplificador montado en la placa disipadora y junto al circuito de protección y polarización, la cual será de 7 Voltios.

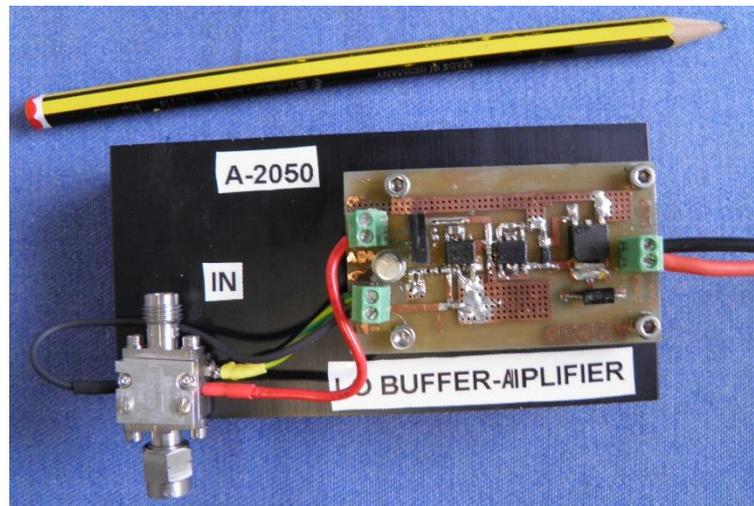


Fig.4. 20. Placa con amplificador A-2050 y circuito de polarización.

Otros de los elementos comunes a la medida en ambiente y en criogenia, es el mezclador cuyas características han sido explicadas en el apartado 4.2. de este capítulo. En el puerto IF del mezclador se conecta un amplificador modelo ZFL-1000LN de Mini-Circuits, cuyas características se muestran en el anexo IV, con el fin de compensar las pérdidas introducidas por el mezclador, ya que son las más destacables del sistema. Este amplificador será polarizado con 12 V. En cuanto al puerto RF, se conecta un aislador modelo W265A de Hewlett Packard para

disminuir las reflexiones existentes, su hoja de características se puede observar en el anexo V. En la Fig.4. 21. y 4.22. se observa la conexión de los elementos anteriormente explicados junto con la fuente de ruido utilizada para medir en temperatura ambiente, así como la conexión de los mismos elementos en criogenia.

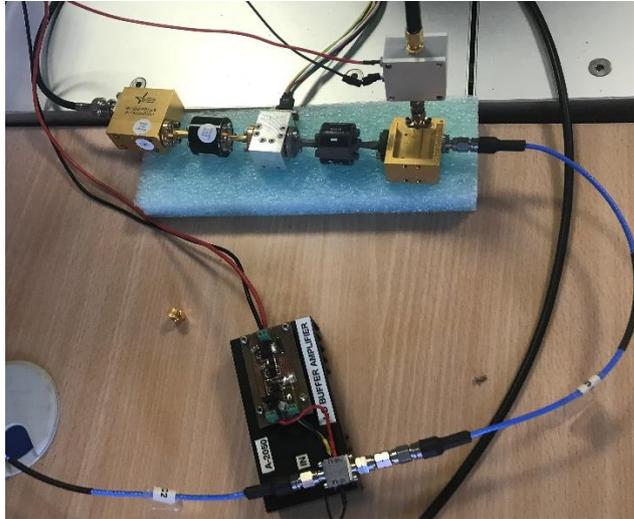


Fig.4. 21. Conexión de elementos de medida en temperatura ambiente.



Fig.4. 22. Conexión de elementos de medida en criogenia.

#### 4.3.1. Caracterización a temperatura ambiente

Aparte de todos los dispositivos explicados en el apartado anterior, para la medida en ambiente, como se ha dicho, se utilizará una fuente de ruido que se encuentra siempre conectada a un aislador, el modelo es QNS-FB12LW y es de QUINSTAR. Este modelo trabaja en toda la banda de frecuencias, desde los 75 a 110 GHz. Contiene una entrada en coaxial (conector BNC) y una salida en guía WR10. Esta fuente se encarga de proporcionar las dos potencias necesarias para poder medir la figura de ruido haciendo uso de la técnica del factor-Y, explicada en el apartado 2.2.1 del capítulo 2.



Fig.4. 23. Fuente de ruido QUINSTAR.

Para medir la figura de ruido de un DUT a temperatura ambiente se sigue el siguiente esquema (Fig.4. 24) de calibración y medida:

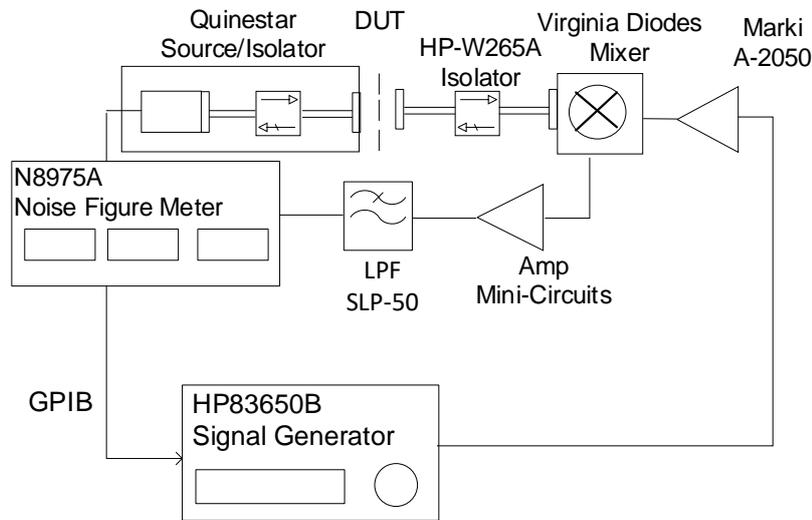


Fig.4. 24. Esquema de calibración y medida de un DUT en temperatura ambiente.

Como se puede observar el filtro paso bajo ubicado a la salida del sistema sigue siendo el mismo que el que se utilizó en banda Q.

#### 4.3.2. Caracterización a temperatura criogénica

Al igual que en banda Q, en criogenia se hará uso de los controladores de temperatura modelos 340 y 331 explicados en el apartado 3.2.2 del capítulo anterior. Las medidas realizadas se llevarán a cabo empleando la técnica de carga calentada.

El diseño y los componentes que forman la carga, diseñada en el Departamento de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, son parecidos a los de banda Q, sin embargo, los tamaños y sus características varían. En esta ocasión, el tamaño de la guía WR10 de cobre, donde se alojará el absorbente, es de unos 42 mm de longitud al igual que en banda Q, sin embargo, el tamaño del propio absorbente es de 18.2 mm mientras que en banda Q era de 20.2 mm. En las siguientes figuras se pueden contemplar ambos elementos.

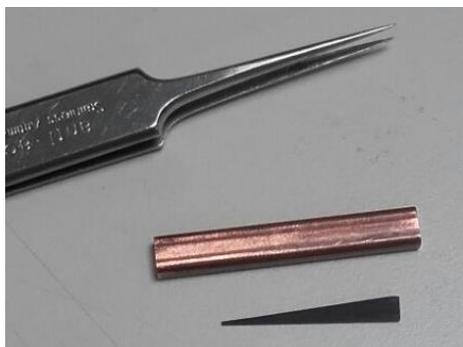


Fig.4. 25. Absorbente WL1750 y tramo de guía WR10



Fig.4. 26. Tramo de guía WR10 terminada en cortocircuito con brida en el extremo opuesto.

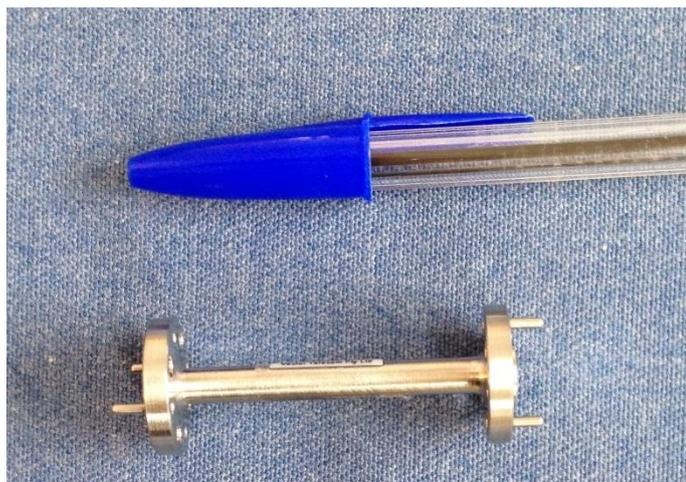
En la Fig.4. 26. observamos la guía de cobre en cuyo interior ya ha sido ubicado el absorbente, el cual fue pegado por dos de sus caras mediante Epoxy Scotch-Weld EC2216, que como ya se ha mencionado, es un buen conductor térmico, pero no eléctrico. También se ha añadido la brida de 3 mm de grosor y el soporte del anclaje térmico, que a su vez funciona como cortocircuito en el final de la guía, ambos soldados al tramo de guía con estaño.

Finalmente, se envuelve la guía con el cable de NiCr de longitud 1.5 m lo que da lugar a un valor resistivo total de  $43 \Omega$ . El material con el que unimos el cable con la guía es el Epoxy utilizado anteriormente. En cuanto al soporte de cobre donde se situará el sensor, está soldado con indio, al igual que en banda Q. En la figura Fig.4. 27. se muestra el diseño final de la carga calentada.



*Fig.4. 27. Diseño final de la carga con el anclaje.*

En cuanto a la guía de acero inoxidable ubicada entre el DUT y la carga, tiene la misma función que en banda Q; evitar que el DUT sea calentado por la carga funcionando como un escudo térmico. Esta guía de onda (Fig.4. 28) es el mismo modelo que la utilizada en banda Q, pero en WR10, pertenece a la empresa Vector Telecom, el modelo es VT900WAL50S.



*Fig.4. 28. Guía WR10 de acero inoxidable.*

Una de las diferencias más importantes, entre la medida en banda Q y en banda W, es que, en banda W, la salida del DUT al criostato es en guía. Esto es debido a que, al estar trabajando en

frecuencias tan altas, el uso del coaxial produce muchas más pérdidas que en guía y peor adaptación. A continuación, se presenta la guía que conectará el DUT con la salida del criostato.

La guía de salida WR10 pertenece a la empresa QUINSTAR, el modelo es el QWS-W0394ZSS. Al ser la pieza que conecta directamente la salida del criostato con el DUT, debe evitar que éste se caliente. La guía posee una longitud de 10 cm de largo y un espesor de 25.4 mm. Este reducido espesor contribuye en la filtración del posible calor proveniente del exterior del criostato, de esta manera la cantidad de calor transmitida al DUT minimiza. En la Fig.4. 29. se puede observar esta guía de onda.



Fig.4. 29. Guía WR10 de QUINSTAR.

Para medir en criogenia, es necesario diseñar una nueva salida para el DUT, que incluya la guía anteriormente explicada, por eso se configurará una nueva ventana de vacío.

Uno de los desafíos del diseño de la nueva ventana es evitar problemas de fugas de aire, para ello, el interior del criostato tendrá que encontrarse con un nivel de vacío lo más alto posible, para lo que se aislará del exterior que se encuentra a presión atmosférica, en definitiva, se trata de que el interior del criostato se encuentre sellado.

En las siguientes imágenes se muestran las piezas que forman parte del montaje de la ventana de vacío.

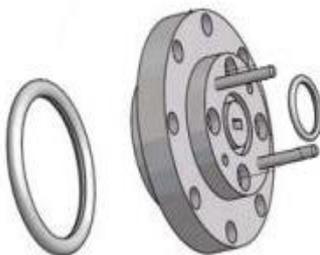


Fig.4. 30. Despiece de pasamuros y anillos de goma



Fig.4. 31. Conjunto de pasamuros, anillos, Mylar y guía QUINSTAR.

El primer elemento que se observa es el pasamuros [4.1]; este elemento es de la empresa Aerowave. El pasamuros está compuesto de latón plateado con 0.1  $\mu\text{m}$  de rodio sobre 1  $\mu\text{m}$  de oro. Entre ambas se ubica un primer anillo compuesto de un material llamado Viton (un tipo de fluoroelastómeros) [4.2], que contribuye al mantenimiento del vacío. Tras el segundo anillo de vacío se ha colocado una lámina de [4.3] Mylar (Tereftalato de polietileno) adquirida en la empresa Goodfellow, después del Mylar se conecta la guía de acero inoxidable mostrada anteriormente. En las siguientes imágenes se observa el diseño final de estas piezas atornilladas a la ventana del criostato.

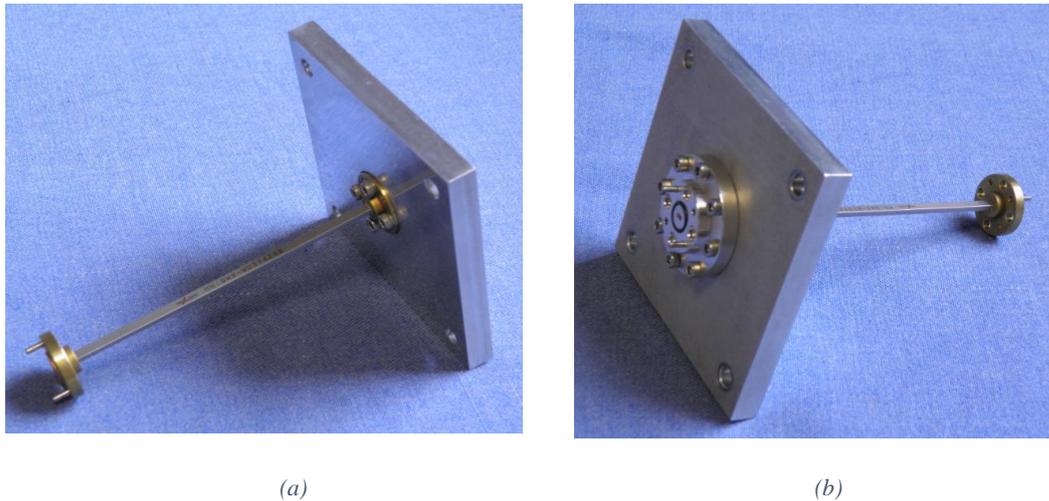


Fig.4. 32. Ventana del criostato incluido el pasamuros, Mylar, la propia ventana y la guía. (a) Vista interna.  
(b) Vista externa.

La hoja de Mylar es esencial en el sistema de salida, ya que proporciona aislamiento entre la salida de la guía WR10 y el pasamuros que comunica con el exterior del criostato. El hecho de que se haya utilizado este material es porque aparte de mantener el vacío en el ‘Dewar’, su constante dieléctrica es cercana a la del aire, con lo cual no se añaden grandes desadaptaciones.

En este proyecto se realizarán dos pruebas, una medida de una lámina de Mylar de 50  $\mu\text{m}$ , y una segunda medida con una hoja de 13  $\mu\text{m}$ .

Para poder caracterizar estos materiales, se realizó una medida de los parámetros de Scattering mediante un Analizador de redes PNA-X de Keysight modelo N5242A de 4 puertos cuya banda de trabajo está entre los 10 MHz y 26.5 GHz. Este analizador de redes posee dos módulos de extensión de frecuencias de la empresa OML [4.4] con el fin de poder medir en banda W.

Para [4.5] realizar las medidas correctamente, se debe llevar a cabo una calibración TRL (Thru, Reflect, Line). Para la calibración TRL se usará el kit de calibración de Keysight W11644A.

A continuación, se describe el proceso llevado a cabo para realizar la calibración TRL. En primer lugar, realizamos la parte de Reflect, para ello se conecta un corto al primer puerto, y posteriormente al segundo. La parte de Line es el segundo paso, el cual se realiza añadiendo una línea  $\frac{\lambda}{4}$  entre los dos puertos. Finalmente se realiza el Thru conectando los dos puertos. Tras asegurarnos que la calibración ha sido realizada correctamente, se procede a medir los

dispositivos que conformarán la ventana, es decir; la guía de acero inoxidable, la hoja de Mylar, el pasamuros, y el conjunto completo.

Los resultados obtenidos son los siguientes:

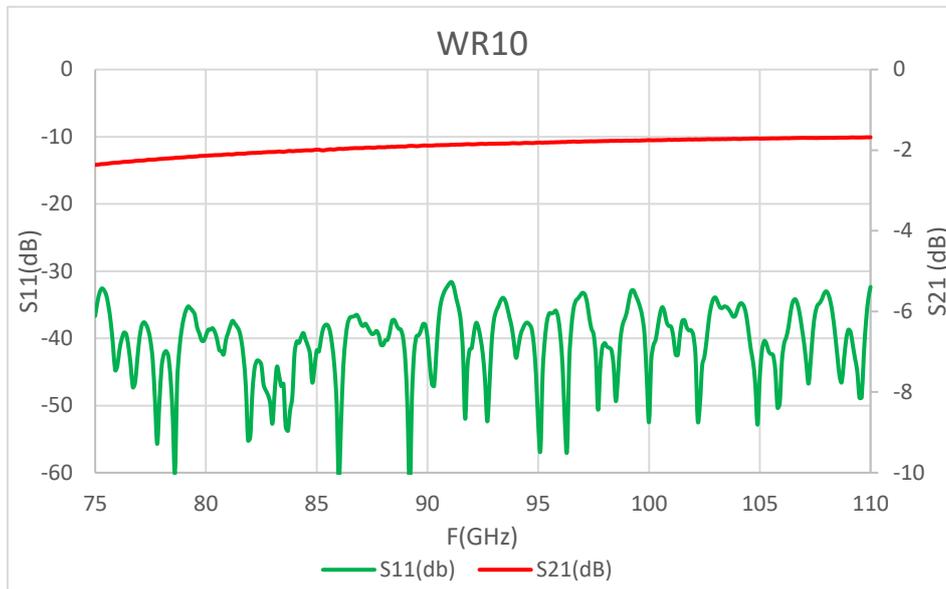


Fig.4. 33. Parámetros de Scattering del tramo de guía QUINSTAR.

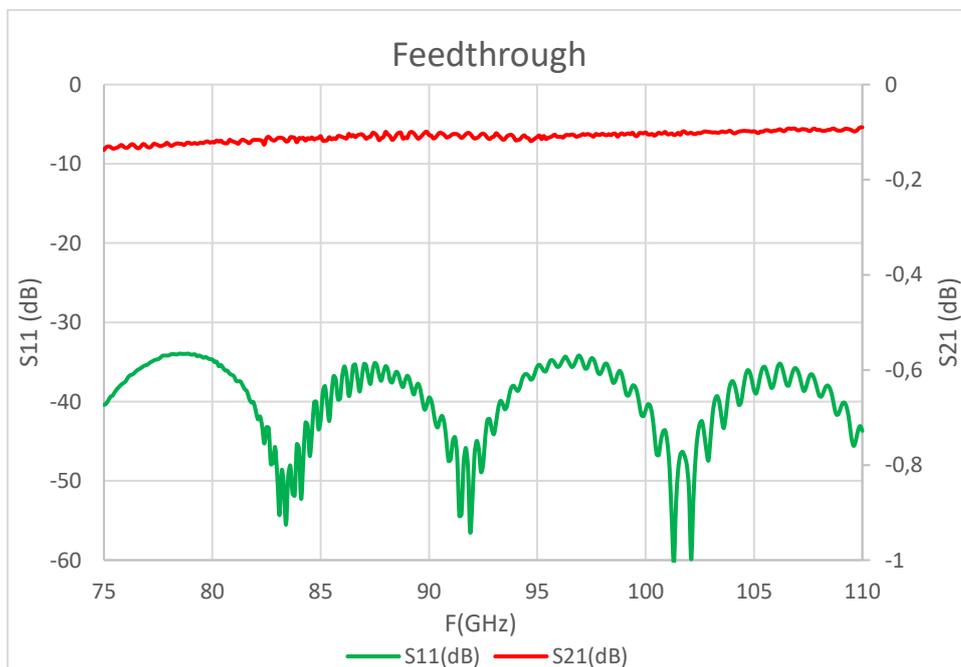


Fig.4. 34. Parámetros de Scattering para el pasamuros.

Como se observa en las dos gráficas anteriores, el hecho de que el pasamuros sea un trozo de guía implica unas pérdidas de reflexión muy bajas, y un nivel de adaptación muy bueno en ambos casos.

Como se ha mencionado anteriormente, se realizarán varias pruebas con Mylar de distinto grosor. Inicialmente se miden los parámetros de una hoja de Mylar de 50  $\mu\text{m}$  de espesor.

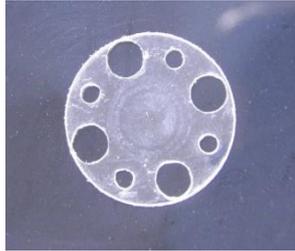


Fig.4. 35. Hoja de Mylar de 50  $\mu\text{m}$ .

Los resultados son los siguientes:

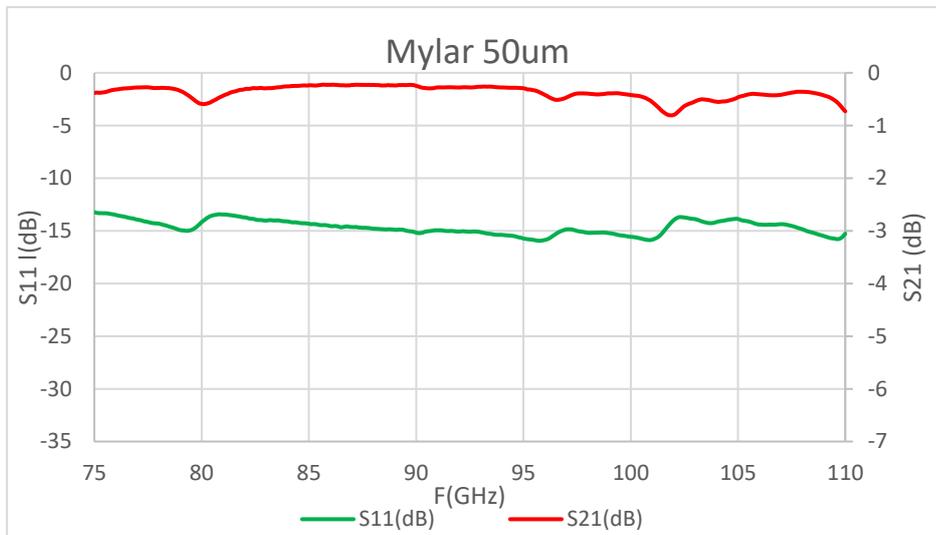


Fig.4. 36. Parámetros de Scattering para la hoja de Mylar de 50  $\mu\text{m}$ .

Como es lógico, el coeficiente de reflexión empeora respecto a la graficas anteriores debido a que la adaptación no es tan buena como la de las guías. En cuanto a las pérdidas de transmisión, rondan por debajo del dB.

Para el Mylar de 13  $\mu\text{m}$ , se realizaron 3 hojas distintas.

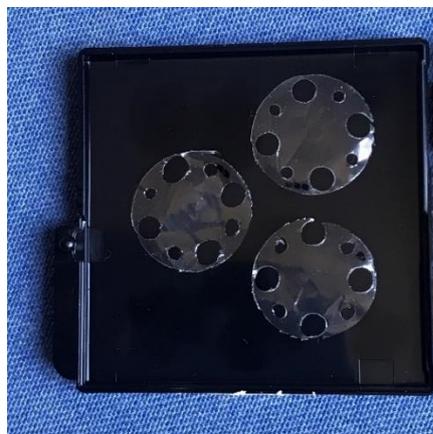


Fig.4. 37. Distintas hojas de prueba de Mylar de 13  $\mu\text{m}$ .

El espesor tan fino de estas últimas hojas de Mylar, Fig.4. 37, supone un complejo trabajo a la hora de realizar su corte y los orificios correspondientes.

En las siguientes gráficas se encuentran las medidas tomadas para las tres hojas de Mylar.

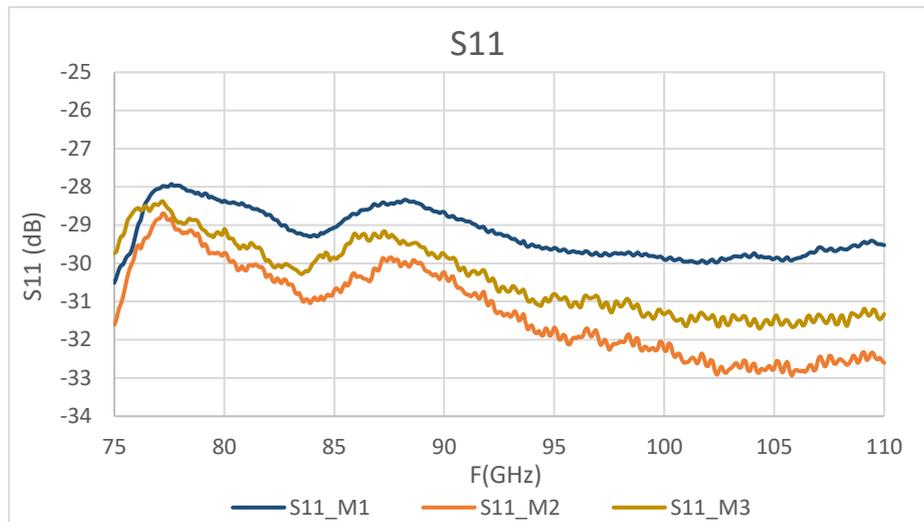


Fig.4. 38. Parámetro S11 para las 3 hojas.

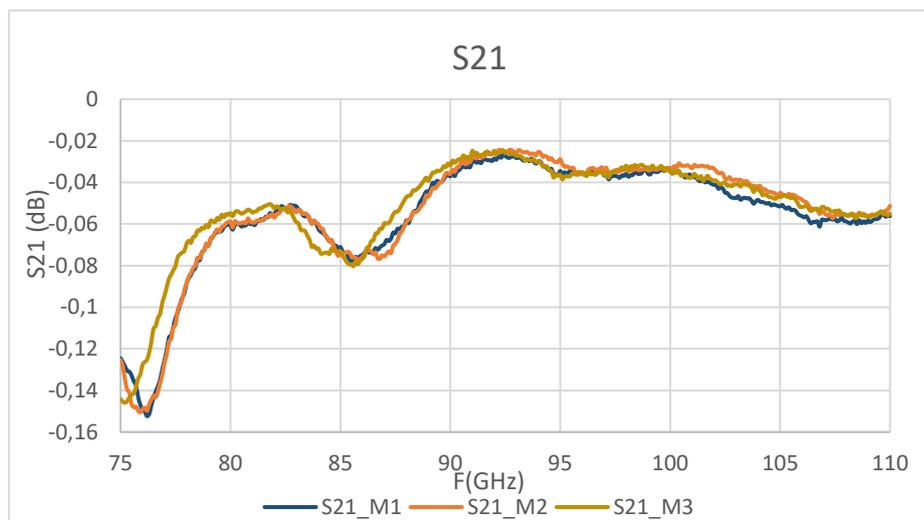


Fig.4. 39. Parámetro S21 para las 3 hojas.

En la Fig.4. 38. se observa que la segunda pieza de Mylar posee un nivel más bajo de pérdidas respecto a las dos hojas restantes. En cuanto a la gráfica del parámetro S21 (Fig.4. 39), los niveles son bastante parecidos. Como resultado, se selecciona la hoja 2 de Mylar ya que presenta pérdidas más bajas.

La explicación de por qué siendo las 3 hojas del mismo material y grosor, las medidas difieren algunos dB, se debe a que, como ya se ha comentado, el espesor tan reducido dificulta su elaboración donde se produjo alguna que otra doblez, por lo tanto, las 3 hojas no son idénticas físicamente. Estas dobleces hacen imposible que la hoja se mantenga perfectamente plana en la superficie libre de la guía de onda. Pequeñas desigualdades en los diseños pueden provocar variaciones notables en una banda de frecuencias como esta.

Tras la selección de la hoja 2 de Mylar, todas las medidas expuestas a continuación, serán realizadas con la misma.

Para observar la diferencia entre la utilización del Mylar de 50  $\mu\text{m}$  y el de 13 se realizará la siguiente comparativa:

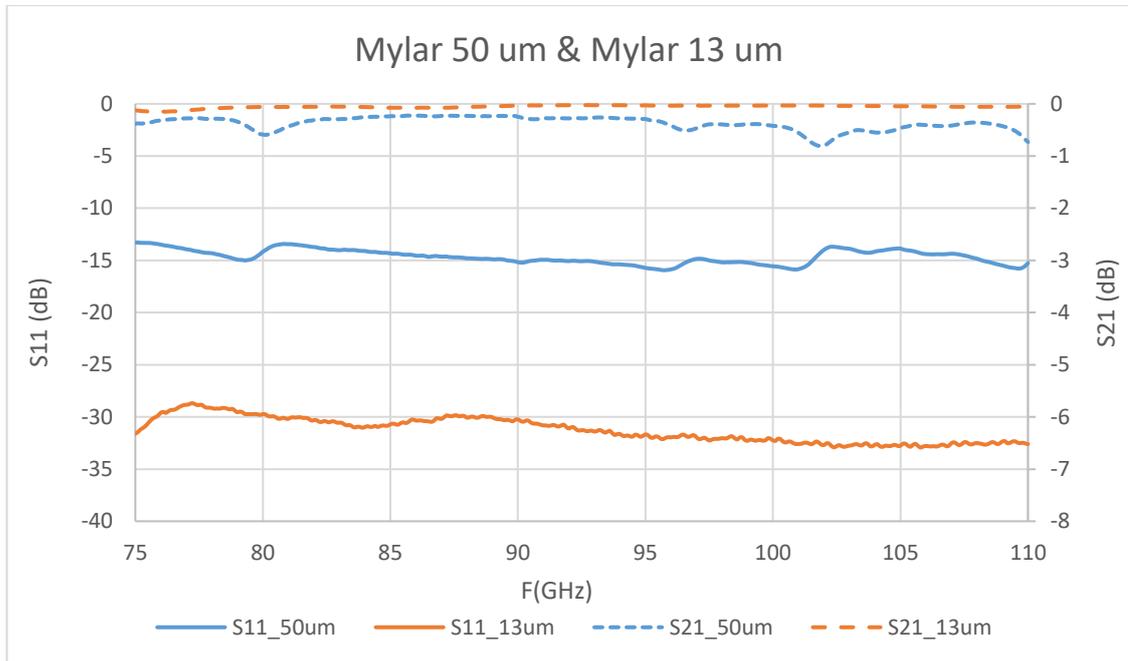


Fig.4. 40. Comparación de los parámetros de Scattering para Mylar de distinto grosor.

Como se observa, las diferencias son claramente notables. El Mylar de 13  $\mu\text{m}$  posee unos niveles de pérdidas bastante mejores que el de 50. Es lógico que cuanto menor es el espesor del material menor pérdidas produce y mejor es la adaptación, lo cual implicará una medida de ruido con menor rizado.

Finalmente se realiza la última medida, con el Mylar de 13  $\mu\text{m}$ , la cual se corresponde con la configuración final de la ventana.

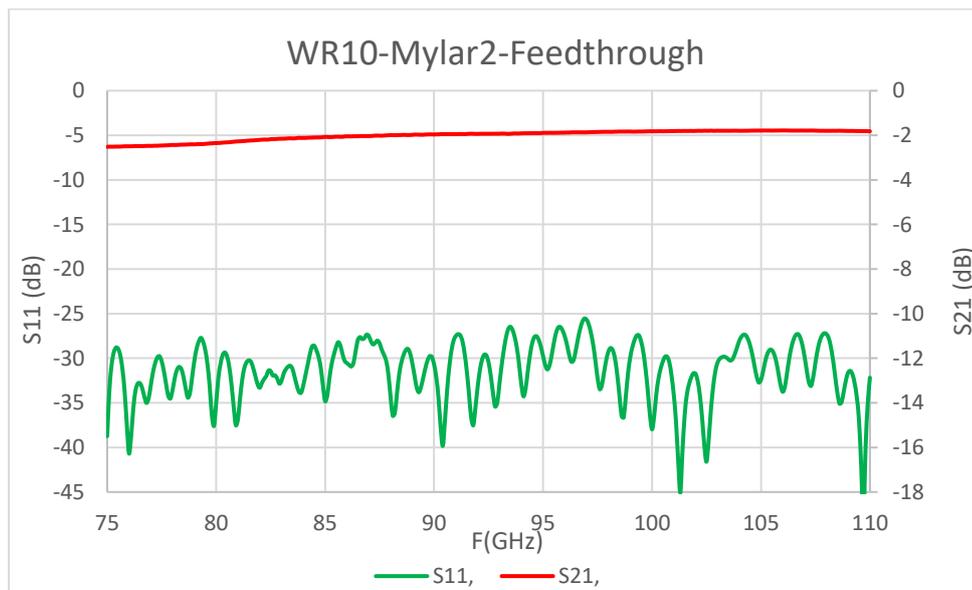


Fig.4. 41. Parámetros de Scattering del conjunto final.

Se puede concluir afirmando que la configuración que forma la ventana de vacío posee unas pérdidas de reflexión menores que -25 dB, por lo que posee una buena adaptación, y unas pérdidas de transmisión aceptables en temperatura ambiente, en criogenia estas pérdidas disminuirán.

Tras caracterizar la ventana de vacío, e insertar todos los elementos necesarios para la medida de ruido en el interior del criostato se procederá a la calibración y medida del amplificador. Para ello se realizan las siguientes configuraciones; se observa que el esquema de calibración es el mismo para ambiente que para criogenia:

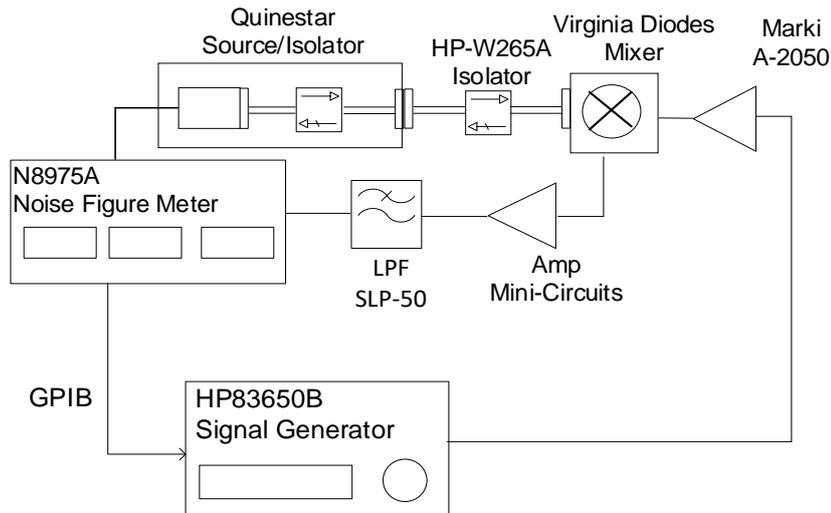


Fig.4. 42. Esquema de calibración en criogenia.

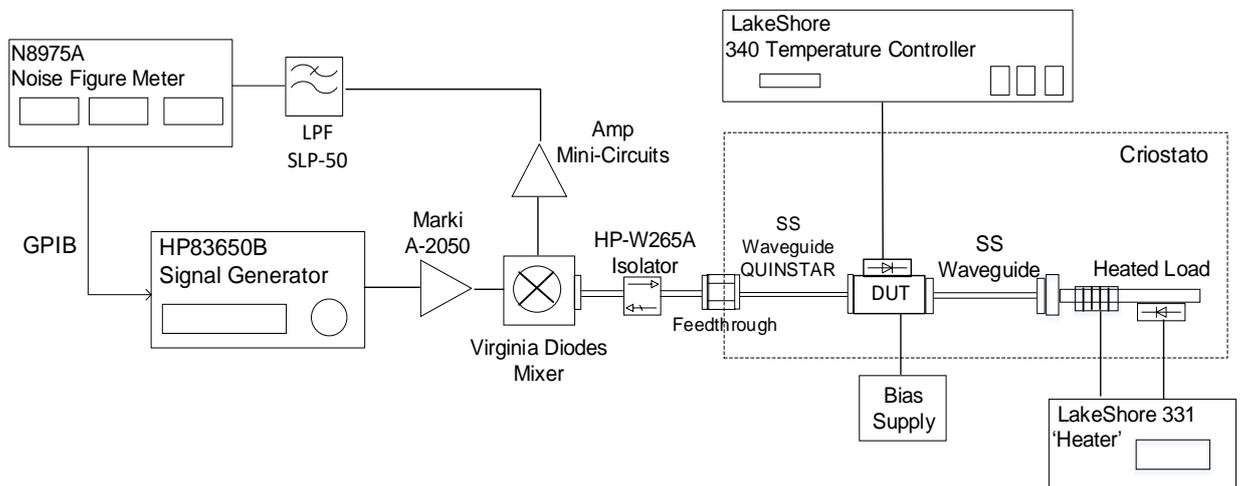


Fig.4. 43. Esquema de medida en criogenia.

La técnica para la obtención de la temperatura efectiva de ruido es la misma que la explicada en banda Q (apartado 3.2.2.2).

#### 4.4. Medida de LNA

El amplificador a medir se trata de un dispositivo de bajo ruido montado en el Departamento de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria, y cuyo chip comercial, modelo CGY2190UH/C2 fue adquirido en la empresa OMMIC.

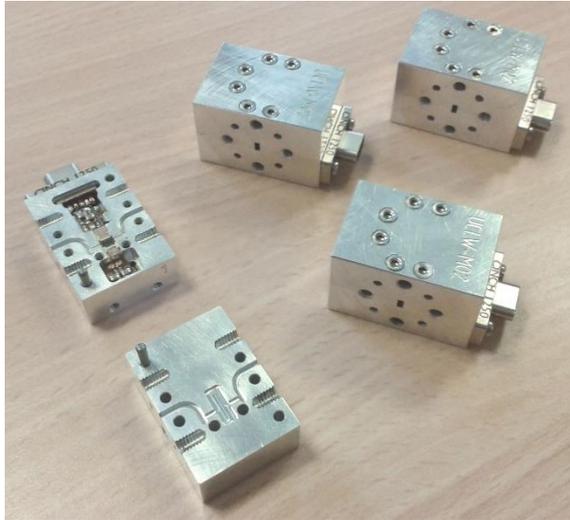


Fig.4. 44. Vista exterior del amplificador UCLW-M02.

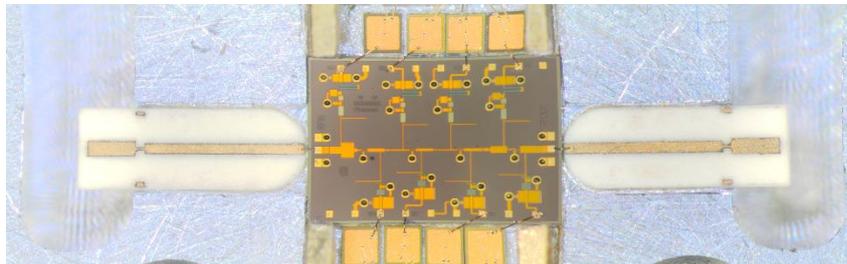


Fig.4. 45. Chip OMMIC del amplificador UCLW-M02.

Como se observa en la Fig.4. 44 el amplificador posee entrada y salida en guía WR10. En cuanto a la segunda imagen (Fig.4. 45), en los extremos se puede apreciar débilmente, la transición de guía WR10 a microstrip. Se trata de un amplificador de 4 etapas y cuyas polarizaciones se muestran en la siguiente tabla:

	Ambiente		Criogenia	
	$V_D$ (V)	$I_D$ (mA)	$V_D$ (V)	$I_D$ (mA)
1º Etapa	1.2	8.5	0.8	5
2º, 3º y 4º Etapa	1.4	26	1	15

Tabla.4. 2. Polarización del amplificador en ambiente y en criogenia.

#### 4.4.1. Medida en ambiente

Como ya se vio en el capítulo 3, todas las medidas fueron tomadas a partir de programas de MATLAB. En este caso tras ejecutar el programa explicado en el apartado 4.5.2. se obtiene el siguiente resultado, Fig.4. 46.

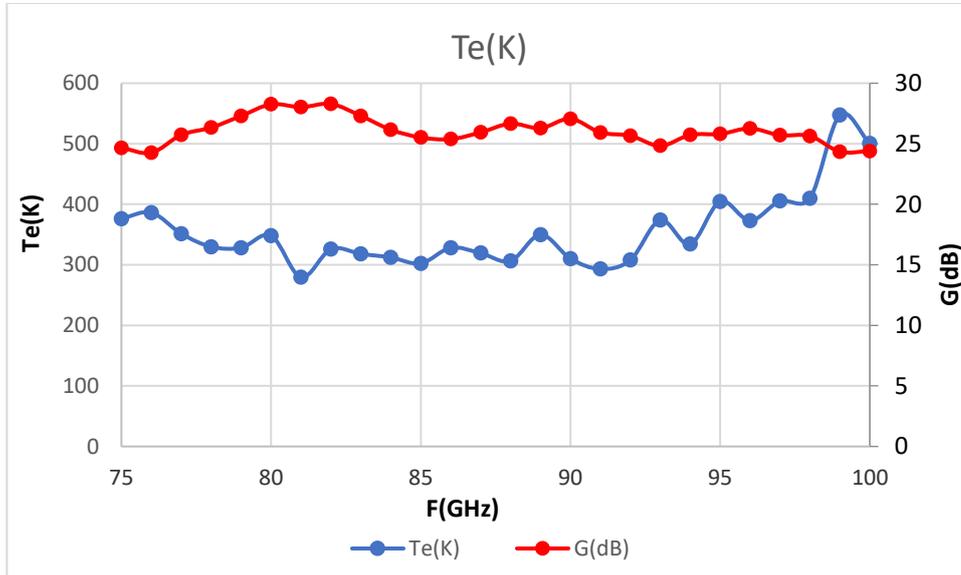


Fig.4. 46. Ganancia y temperatura de ruido del DUT en temperatura ambiente.

Es importante aclarar que se realizaron múltiples medidas hasta dar con la mejor. Como se dijo en el apartado 4.2. hasta antes de caracterizar este amplificador, la mejor IF encontrada era de 0.8 GHz, sin embargo, al caracterizarle se redujo hasta 10 MHz para reducir el rizado existente en la medida. Esta mejora en la caracterización del DUT es debida a la diferencia en comportamiento en 2 GHz de ancho de banda del conjunto del DUT y el mezclador, al realizar las medidas en DSB.

Como se observa en la imagen la ganancia ronda por encima de los 25 dB, mientras que la temperatura de ruido entre 300 y 400 K, a excepción de algunos puntos en los que la frecuencia es más alta, donde aumenta hasta 550 K.

#### 4.4.2. Medida en criogenia

Al igual que en el apartado anterior antes de medir, se ha de realizar ciertas configuraciones a través de MATLAB para controlar los equipos. Una vez se realiza la calibración del sistema, se introduce el DUT. En esta ocasión se realizarán 4 cálculos de medidas, a continuación, se muestran las temperaturas en el momento exacto de la captura de las mismas, con las dos hojas de Mylar.

Temperatura de la carga (K)	Temperatura del DUT (K) (13 $\mu\text{m}$ )	Temperatura del DUT (K) (50 $\mu\text{m}$ )
20	17.563	17.76
30	18.28	18.38
40	19.00	19.14
50	19.83	20.01

Tabla.4. 3. Temperaturas de la carga y el DUT con las láminas de Mylar de 13 y 50  $\mu\text{m}$ .

Para analizar mejor lo ocurrido entre la variación de temperaturas del DUT y la carga se analiza la siguiente gráfica Fig.4. 47, donde la traza azul corresponde a los cambios de temperatura en la carga, y la traza naranja representa la temperatura del DUT para cada temperatura de la carga.

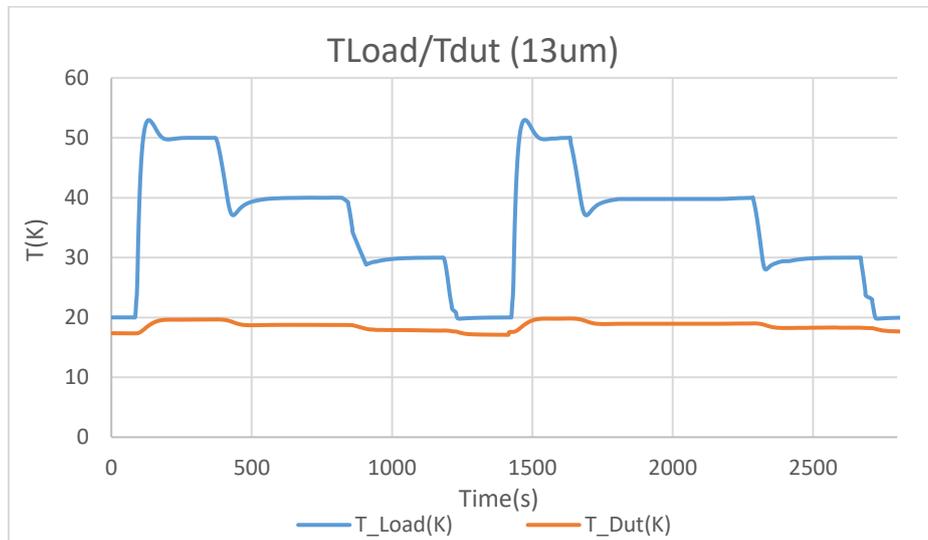


Fig.4. 47. Representación de temperaturas del DUT y la carga en función del tiempo con Mylar 13  $\mu\text{m}$ .

Como conclusión, se puede afirmar lo mismo que en banda Q (apartado 3.3.2.2.). Aunque la carga aumente y disminuya su temperatura, la del DUT apenas cambia debido a la guía de onda de acero inoxidable colocada entre ambos. Otra de las observaciones, es que se continúa manteniendo la afirmación de que el tiempo de calentamiento es bastante menor que el tiempo de enfriamiento, por lo explicado en el capítulo anterior. El hecho de colocar un Mylar de 13 o 50  $\mu\text{m}$  no cambia los resultados obtenidos en el gráfico anterior.

A continuación, se muestran algunas gráficas de temperatura de ruido y ganancia desde una temperatura de la carga a otra, y comparando a su vez las dos hojas de Mylar.

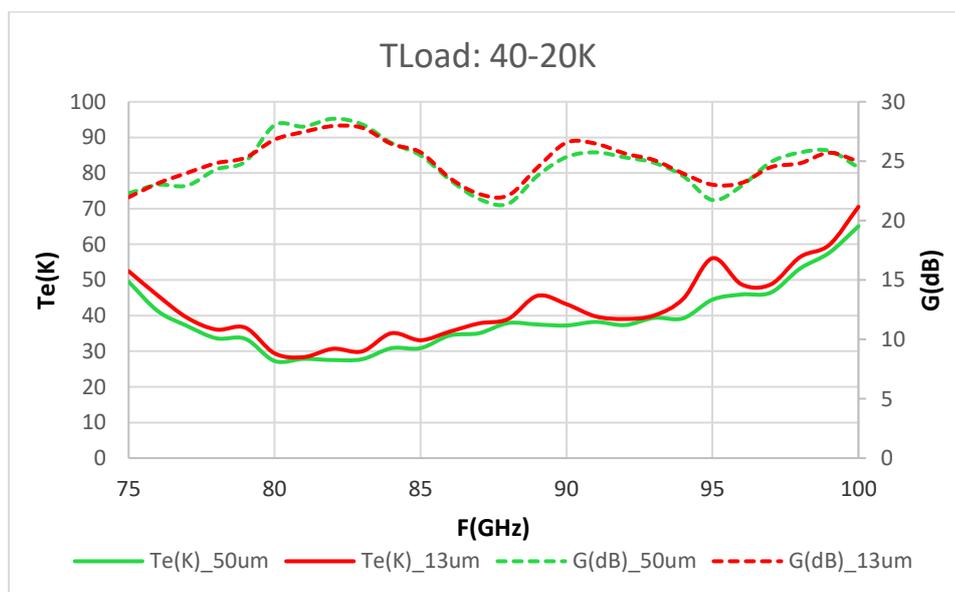


Fig.4. 48. Ganancia y temperatura de ruido del DUT desde TLoad 40 K a 20 K.

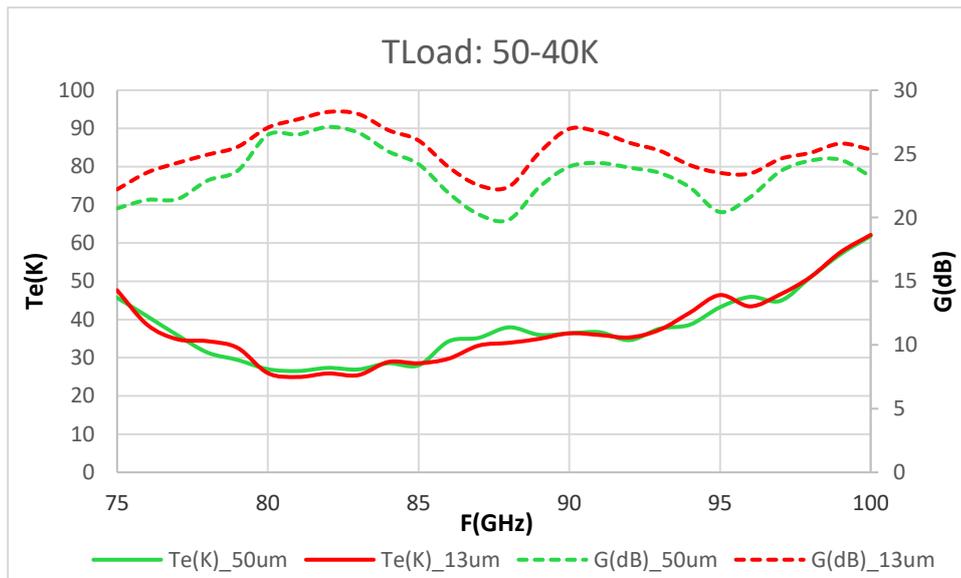


Fig.4. 49. Ganancia y temperatura de ruido del DUT desde TLoad 50 K a 40 K

Para finalizar se han representado las medidas del amplificador, desde una variación de la temperatura de la carga de 20 a 50 K, realizadas por el Centro Astronómico de Yebes (CAY) ubicado en Guadalajara, y por la Universidad de Cantabria.

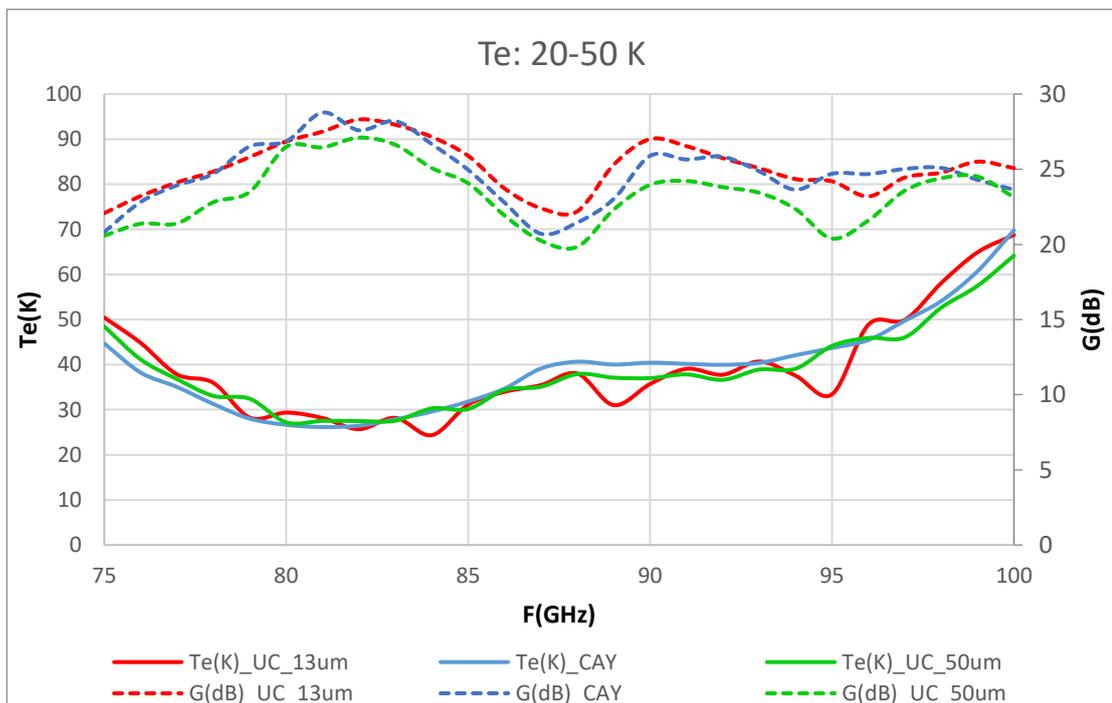


Fig.4. 50. Ganancia y temperatura de ruido del DUT desde TLoad 20 K a 50 K.

Comparando las medidas obtenidas en la Universidad de Cantabria variando el Mylar, se puede afirmar que en las 3 gráficas la ganancia obtenida con el Mylar de 13  $\mu m$  es la más alta en la mayoría de las frecuencias. En cuanto a la temperatura de ruido observando la primera de las gráficas (Fig.4. 48), se perciben ciertos puntos de frecuencia en los que hay un pequeño rizado.

En este aspecto la diferencia entre usar un Mylar u otro apenas difiere en algún grado Kelvin, sin embargo, el hecho de que el Mylar de 13  $\mu\text{m}$  contenga un rizado algo mayor puede deberse a que su reducido grosor contribuye a la formación de dobleces.

Finalmente comparando las medidas del CAY con las de la UC, se observa que la ganancia de la UC sobrepasa algún dB a la del CAY. En cuanto a la temperatura de ruido se mantienen bastante parecidas, aunque como se ha comentado la temperatura de ruido de la UC con el Mylar de 13  $\mu\text{m}$  contiene algunos rizados descendentes, sobre todo en 3 puntos concretos, por lo que la del CAY es algo más plana.

Para finalizar se muestran un par de fotos correspondientes al sistema montado.

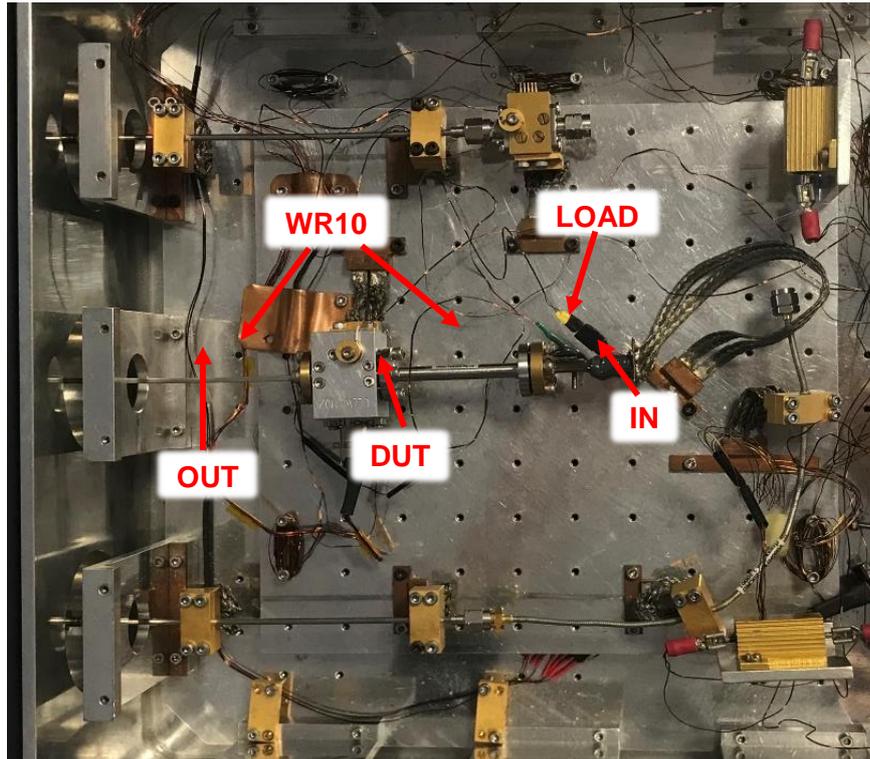


Fig.4. 51. Configuración del criostato para el método carga calentada en banda W.



Fig.4. 52. Sistema de medida de ruido completo.

## 4.5. Programas de control

Al igual que en el capítulo anterior, en este apartado se explicarán los programas utilizados para facilitar las medidas tomadas en banda W.

### 4.5.1. Medida en ambiente: Mezclador

El programa que se explicará a continuación tiene como objetivo caracterizar el mezclador con el fin de averiguar el punto de FI y la  $P_{OL}$  donde mejor trabaja. Este programa está dividido en 5 funciones:

- 1) `AbrirCanales_Loss_comp`: Esta función abre el canal de comunicación con el generador de señales 83650B conectado mediante HP-IB, para posteriormente mandar la tabla de compensación de pérdidas y obtener una potencia constante en el rango de frecuencias de medida.
- 2) `Tablas_ENR_Cal`: Este código se encarga de abrir el canal de comunicación con el analizador de ruido NFA 8975A, conectado mediante HP-IB. También indica que la fuente de ruido a utilizar es normal, y que las fuentes de ruido para calibrar y medir no son las mismas, por consecuencia, también envía al NFA las tablas ENR asociadas a cada fuente.
- 3) `Settings_Mixer`: Este programa se encarga de realizar varias configuraciones, comenzando por el modo de medida donde se indica que el DUT a medir se trata de un mezclador donde se realiza una conversión hacia abajo (downconverter). También se fijan la frecuencia intermedia y la potencia del generador (oscilador local),  $P_{OL}$ , a las que se quiere medir, en este caso como se ha dicho en el apartado 4.2 se probarán varias FI y varias  $P_{OL}$ . Otras configuraciones que se deben señalar son; el modo de medida en doble banda lateral, el uso de un multiplicado por 2 para la frecuencia del oscilador, la frecuencia inicial, final, y el número de puntos. Tras realizar estas configuraciones, se calibra manualmente y se introduce el DUT.
- 4) `Guardar_medidas`: Finalmente, se guardan las medidas de interés, frecuencia, ganancia y figura de ruido, en una hoja Excel.

### 4.5.2. Medida en ambiente: Amplificador

Este programa tiene dos funciones comunes a la medida de un mezclador (apartado anterior), sin embargo, las dos funciones restantes varían en cierta medida de uno a otro.

- 1) `AbrirCanales_Loss_comp`.
- 2) `Tablas_ENR_Cal`: Este programa tiene la misma función que en el apartado anterior, sin embargo, al medir un DUT, el cual es un amplificador solo se mandará al NFA una sola tabla ENR correspondiente a la fuente de ruido QUINSTAR que se usa tanto para calibrar como para medir.
- 3) `Settings_Amplifier`: Este programa es igual que al del apartado anterior, pero se ha de cambiar el tipo de DUT, ya que en este caso se trata de un amplificador.
- 4) `Guardar_medidas`.

### 4.5.3. Medida en criogenia

Este programa será el encargado de calcular la figura de ruido y la ganancia del DUT mediante la técnica carga calentada. Está compuesto de 10 funciones de las cuales algunas de ellas son bastante parecidas a las anteriores.

- 1) Flatness\_Level: Tiene la misma función que AbrirCanales\_Loss\_comp de los apartados anteriores.
- 2) Abrir\_Canal: Además de abrir el canal de comunicación HP-IB con el NFA, se abren los canales con los controladores Lakeshore 331, y el Lakeshore 340, el primero de ellos RS232 y el segundo HP-IB.
- 3) Tablas\_ENR\_Wband: Misma función que Tablas\_ENR\_Cal.
- 4) Settings\_Before\_Calibration: Misma función que Settings\_Amplifier. Después de ejecutar esta instrucción se calibra manualmente desde el NFA y se introduce el DUT.
- 5) Settings\_After\_Calibration: Esta función inicia un contador para controlar cuantas medidas se realizan para distintas temperaturas de la carga. A partir de la ejecución de esta función fijaremos la temperatura de la carga en el controlador 331 e iniciaremos el siguiente programa.
- 6) Captura\_TempTime: Esta función inicia un contador de tiempo desde una temperatura de la carga a otra diferente. En cada instante de tiempo captura la temperatura exacta a la que se encuentra el DUT y la carga (leyendo los valores en el controlador 331 y 340), para finalmente realizar una comparativa de las mismas.
- 7) Leer\_medidas: Este programa es ejecutado directamente después de que la temperatura de la carga alcance el valor fijado en el controlador 331. Las medidas leídas son la temperatura de la carga, la temperatura del DUT y las potencias de ruido “cold” del medidor de ruido, las cuales son almacenadas en vectores que posteriormente utilizaremos para realizar ciertos cálculos. Otra de las funciones que realiza el programa es aumentar el contador iniciado en la 5ª función. Después de leer las medidas se podrán realizar dos programas según lo que se desee, si se quiere seguir tomando medidas, se cambiará la temperatura de la carga y se volverá a la 6ª función, y si las medidas tomadas son suficientes se realizará la siguiente función.
- 8) Cálculo\_medidas: Esta función realiza varias tareas; en primer lugar, ordena las matrices y vectores de temperatura de potencia de ruido “cold” del medidor de ruido recogidos anteriormente, según el valor de temperatura de la carga de menor a mayor con el fin de facilitar los cálculos. A continuación, llama a una función secundaria llamada WGSS\_Tout, cuya función es leer el fichero de pérdidas de la guía de acero inoxidable ubicada en la entrada del DUT y tras la carga calentada, para calcular correctamente la temperatura a la salida de la misma; es decir la temperatura a la entrada del DUT. Este dato de temperatura es recogido por la función principal, la cual finalmente calcula la ganancia y la temperatura de ruido.
- 9) Guardar\_medidas: Esta función guarda las medidas y resultados calculados, en una Excel de varias hojas. La primera hoja contiene todas las medidas de temperaturas del DUT y de la carga, así como las potencias de ruido en columnas. Además, guarda una hoja en el fichero Excel por cada uno de los resultados de los cálculos realizados con cada conjunto de dos temperaturas de la carga, con varias columnas que contienen los valores de temperatura, las potencias de ruido y los valores de ganancia y temperatura de ruido del DUT obtenidas.
- 10) Graficas: Esta función realiza 3 gráficas basadas en los datos recogidos. La primera representa la temperatura del DUT y la carga respecto al tiempo, sus datos fueron

recogidos en la función 6). La segunda representa la ganancia y temperatura de ruido frente a la frecuencia. Por último, se representa la temperatura a la entrada del DUT frente a la potencia de ruido.

## *Capítulo 5: Conclusiones y Líneas futuras*

---

Es evidente que unas técnicas son mejores para medir parámetros tan críticos como la figura de ruido o temperatura de ruido que otras. Esta afirmación ha quedado demostrada en el Capítulo 3. La evaluación en banda Q entre los distintos resultados obtenidos de amplificadores a temperaturas criogénicas para el método atenuador y el método carga calentada, ha demostrado que el segundo método proporciona mejores resultados tanto en ganancia como en temperatura de ruido. Como ya se ha explicado, uno de los factores más importantes que contribuyen a la existencia de unos niveles de ruido más bajos en el método carga calentada, es que el sistema está mejor adaptado produciendo una medida más suave, a diferencia el método atenuador, en cuya medida se refleja una peor adaptación debido a la existencia de rizado.

Aunque el proceso de medida de ruido en las distintas bandas de trabajo estudiadas; banda Q y banda W, sea bastante parecido, las complicaciones que conlleva medir en frecuencias superiores son notorias.

Finalmente, en relación con el diseño de la ventana de vacío para la banda W, al analizar los parámetros de Scattering de uno de los componentes que conformaban la ventana, el Mylar, se observó que el grosor del mismo influía en las pérdidas que este originaba, de manera que cuanto mayor era, más pérdidas existían y peor adaptación había, aun así, a la hora de medir el amplificador, el hecho de que el grosor fuera uno u otro no contribuía de forma relevante. Como ya se dijo en el Capítulo 4, apartado 4.4.2, en los resultados gráficos se pudo analizar cómo la temperatura de ruido del amplificador a temperatura criogénica, medido con el Mylar más grueso, era algo más plana que con el Mylar más fino, se cree que este resultado es debido a que cuanto menor es el grosor de la lámina más difícil es trabajar con ella, por lo tanto, en su superficie pueden crearse dobleces que contribuyan a la aparición de rizado. Una posible mejora de cara al futuro sería verificar esta afirmación. También podrá considerarse otro tipo de mejoras, por ejemplo, el diseño de una nueva ventana de vacío que permita medir los parámetros de Scattering, o que permita realizar medidas de ruido con otros métodos distintos en esta banda, como el método atenuador frío.

La medida de ruido conlleva un proceso de caracterización de componentes y de recogida de resultados bastante tedioso, y sobre todo en esta banda de frecuencias tan alta en la que no se había medido previamente en la Universidad de Cantabria. El hecho de que se hayan desarrollado múltiples programas para el control de instrumentación en MATLAB, conectando los instrumentos de medida mediante un bus en paralelo HP-IB (Hewlett Packard Instrument BUS), ha permitido la optimización del tiempo requerido por todos los procesos de medida y obtención de resultados que se han realizado.

## REFERENCIAS

- [1.1] Espacio exterior: [https://es.wikipedia.org/wiki/Espacio\\_exterior](https://es.wikipedia.org/wiki/Espacio_exterior)
- [1.2] Grupo de Radiofrecuencia y Microondas.  
<https://rfm.unican.es/Menus/index.html>
- [2.1] H.Friis."Noise Figures of Radio Receivers",IRE, Julio 1944.
- [2.2] Agilent, "Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements Application Note, 57-1", 5 Agosto 2010.
- [2.3] Apuntes de Constantino Pérez Vega. "Cap 8, Ruido", Universidad de Cantabria, Mayo de 2007.
- [2.4] Agilent, "Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements Application Note, 57-2", 5 Agosto 2010.
- [2.5] Ricardo Ignacio Amils, Tesis Doctoral "Amplificadores criogénicos de bajo ruido para aplicaciones radioastronómicas y espaciales". Madrid, 2018, Universidad complutense de Madrid.
- [2.6] Keysight Technologies "High-Accuracy Noise Figure Measurements Using the PNA-X Series Network Analyzer", 3 Agosto, 2014
- [2.7] Apuntes del Ingeniero Electrónico Betrand Zauhar," Noise Figure Definitions and Measurements"
- [2.8] Instituto Geográfico Nacional, "Desarrollos tecnológicos en criogenia".
- [2.9] J.E Fernández. "A Noise-Temperature Measurement System Using a Cryogenic Attenuator" , 15 Noviembre 1998
- [2.10] Juan Luis Cano, Tesis Doctoral, "Cryogenic Technology in the Microwave Engineering: Application to MIC and MMIC Very Low Noise Amplifier Design" Mayo 2010, Universidad de Cantabria.
- [2.11] Apuntes de Constantino Pérez Vega. "Cap4, Amplificadores, Osciladores y Mezcladores", Universidad de Cantabria, Mayo de 2007.
- [3.1] Noisecom, Nota de aplicación, "Cold Attenuator Noise Measurements on Cryogenic v LNAs"
- [4.1] ALMA Memo 536 "WR-10 Waveguide Vacuum Feedthrough for the ALMA Band-6 Cartridge". G. A. Ediss, N. Horner, F. Johnson, D. Koller, A. R. Kerr. National Radio Astronomy Observatory. 7 Septiembre 2005
- [4.2] Centro Astronómico de Yebes. "Measurement of different materials for a WR- 10 waveguide vacuum window" I. Malo, J.D. Gallego, C. Diez, I. López. IT-CDT 2016-19

- [4.3] Mylar Polyester Film: Electrical Properties.  
[http://usa.dupontteijinfilms.com/wpcontent/uploads/2017/01/Mylar\\_Electrical\\_Properties.pdf](http://usa.dupontteijinfilms.com/wpcontent/uploads/2017/01/Mylar_Electrical_Properties.pdf)
- [4.4] OML, WR-10 VNA-EXTENSION MODULES.  
<https://www.omlinc.com/products/vna-extension-modules/wr-10-vna-extension-modules>
- [4.5] Keysight, TRL Calibration.  
[http://na.support.keysight.com/pna/help/latest/S3\\_Cals/TRL\\_Calibration.htm](http://na.support.keysight.com/pna/help/latest/S3_Cals/TRL_Calibration.htm)

LO BUFFER-AMPLIFIER

A-2050



**Features**

- Frequency Range 20.0 to 50.0 GHz
- 0 to +5 dBm Typical Input Power
- +21 dBm Typical Saturated Output Power

**Electrical Specifications** - Specifications guaranteed from -30 to +70°C, measured in a 50-Ohm system.

Parameter	Frequency (GHz)	Min	Typ	Max
Input (dBm)	20.0-50.0		+5 to +10	
Saturated Output Power (dBm)	20.0-50.0	+15	+21	
Small Signal Gain (dB)	20.0-50.0		23	
Noise Figure (dB)	20.0-50.0		7	
Bias Requirements (mA) <sup>1</sup>				
+5.0 Volts DC			400	500
-5.0 Volts DC			10	20

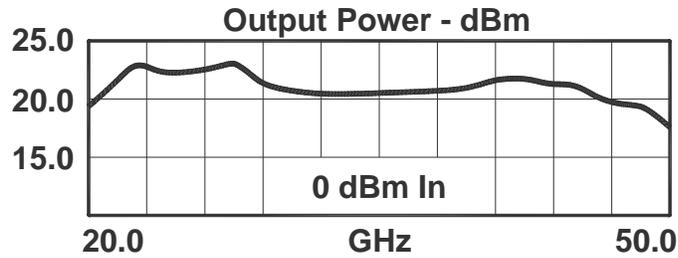
<sup>1</sup>It is recommended that the negative bias be applied before or concurrent with the positive bias.

Model Number	Description	Package Style
A-2050	20.0 to 50.0 GHz Amplifier	<a href="#">ESPV</a>

<sup>1</sup>Connectorized test fixtures available for most carrier and surface mount packages. Contact factory.

*Marki Microwave reserves the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. Marki Microwave makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Marki Microwave assume any liability whatsoever arising out of the use of or application of any product.*

Typical Performance



DATA SHEET NOTES:

1. Maximum input power without damage is +18 dBm at +70°C.
2. Specifications are subject to change without notice. Contact Marki Microwave for the most recent specifications and data sheets.

Marki Microwave reserves the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. Marki Microwave makes no warranty, representation, or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Marki Microwave assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product.

© Marki Microwave, Inc.



215 Vineyard Court, Morgan Hill, CA 95037 | Ph: 408.778.4200 | Fax 408.778.4300 | [info@markimicrowave.com](mailto:info@markimicrowave.com)

[www.markimicrowave.com](http://www.markimicrowave.com)

## DOUBLE-BALANCED MIXERS

M4-0050



### Features

- LO/RF .5 to 50.0 GHz
- IF DC to 300 MHz
- 9.0 dB Typical Conversion Loss
- 27 dB Typical LO to RF Isolation
- Super-Broadband RF and LO
- Available with 2.92 or 2.40 mm Connectors

**Electrical Specifications** - Specifications guaranteed from -55 to +100°C, measured in a 50-Ohm system.

Parameter	LO (GHz)	RF (GHz)	IF (MHz)	Min	Typ	Max	Diode Option LO drive level (dBm)
Conversion Loss (dB)	.5-50.0 .5-50.0	.5-50.0 .5-50.0	DC-100 DC-300		9.0 10.0	14.0 15.5	
Isolation (dB)							
LO-RF	.5-50.0	.5-50.0			27		
LO-IF	.5-50.0	.5-50.0			27		
RF-IF	.5-50.0	.5-50.0			25		
Input 1 dB Compression (dBm)	.5-50.0	.5-50.0			+3 +9		L (+10 to +13) H (+16 to +19)
Input Two-Tone Third Order Intercept Point (dBm)	.5-50.0	.5-50.0			+13 +19		L (+10 to +13) H (+16 to +19)

### Part Number Options

<i>Please specify diode level and package style by adding to model number.</i>	
Package Style(s)	Example
<u>I</u> (2.92 mm), <u>IV</u> (2.40 mm)	M4-0050 <u>L</u> <u>I</u>

*Marki Microwave reserves the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. Marki Microwave makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Marki Microwave assume any liability whatsoever arising out of the use of or application of any product.*

215 Vineyard Court, Morgan Hill, CA 95037 | Ph: 408.778.4200 | Fax 408.778.4300 | info@markimicrowave.com

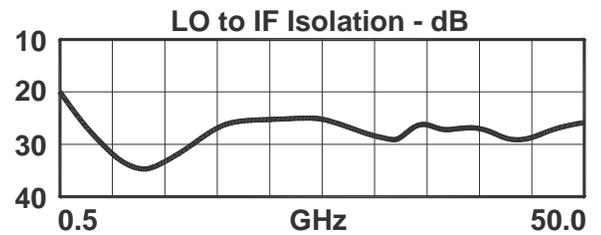
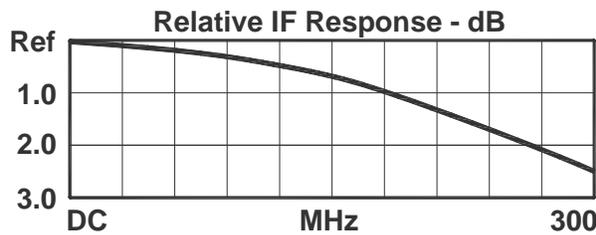
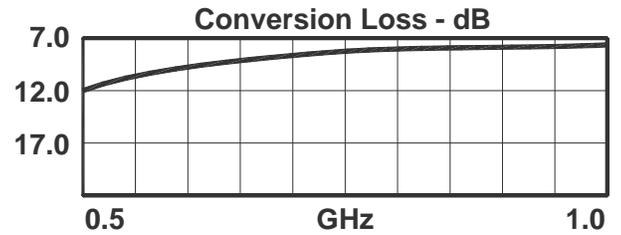
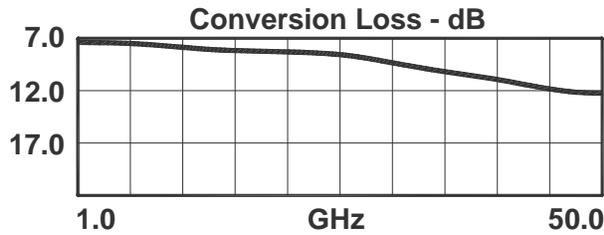
DOUBLE-BALANCED MIXERS

M4-0050

Page 2

LO/RF .5 to 50.0 GHz  
IF DC to 300 MHz

Typical Performance



DATA SHEET NOTES:

1. Mixer Conversion Loss Plots are done with an IF frequency of 100 MHz unless otherwise specified.
2. Mixer Noise Figure typically measures within +0.5 dB of conversion loss for IF frequencies greater than 5 MHz.
3. Conversion Loss typically degrades less than 0.5 dB for LO drives 2 dB below the lowest and 3 dB above highest nominal LO drive levels.
4. Conversion Loss typically degrades less than 0.5 dB at +100°C and improves less than 0.5 dB at -55°C.
5. Maximum input power is +23 dBm at +25°C, derated linearly to +20 dBm at +100°C.
6. Specifications are subject to change without notice. Contact Marki Microwave for the most recent specifications and data sheets.
7. Catalog mixer circuits are continually improved. Configuration control requires custom mixer model numbers and specifications.

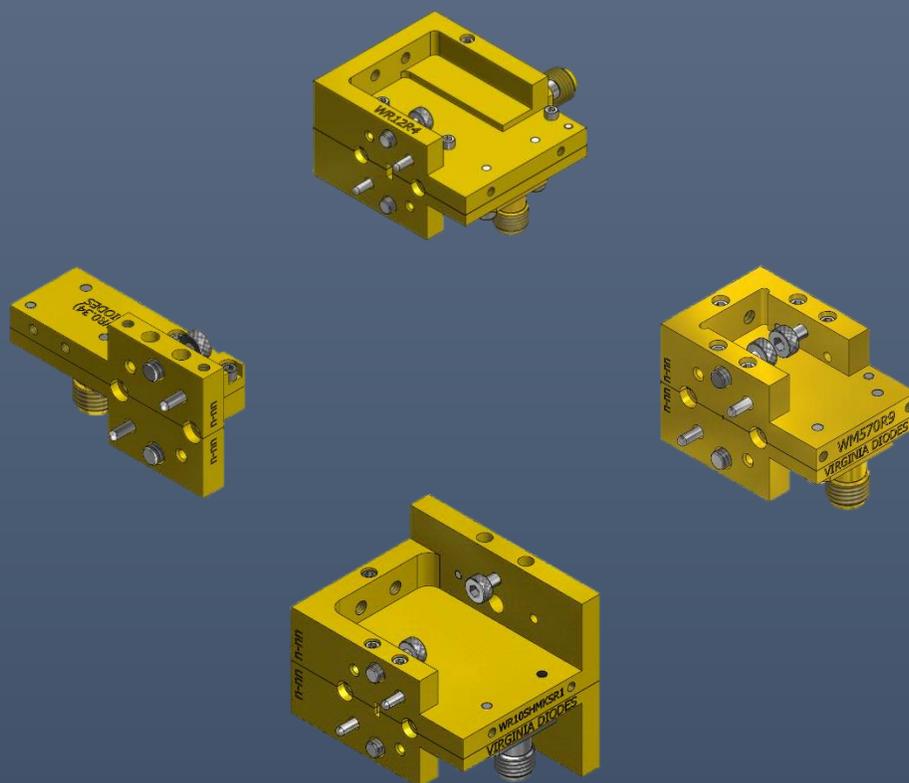
Marki Microwave reserves the right to make changes to the product(s) or information contained herein without notice. Marki Microwave makes no warranty, representation, or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Marki Microwave assume any liability whatsoever arising out of the use or application of any product.

© Marki Microwave, Inc.



215 Vineyard Court, Morgan Hill, CA 95037 | Ph: 408.778.4200 | Fax 408.778.4300 | [info@markimicrowave.com](mailto:info@markimicrowave.com)

[www.markimicrowave.com](http://www.markimicrowave.com)



# Subharmonic Mixer (SHM) Operational Manual



---

979 Second Street SE, Suite 309  
Charlottesville, VA 22902-6172 (USA)  
Tel: 434.297.3257; Fax: 434.297.3258  
[www.vadiodes.com](http://www.vadiodes.com)

---

**Section 1 – SHM General Overview, Safety and Operational Guidelines ..... Pages 2-3**  
 Contents ..... Page 2  
 SHM General Overview, Safety and Operational Guidelines ..... Page 3

**Section 2 – Product Overview and Technical Specifications ..... Pages 4-6**  
 Product Overview ..... Page 4  
 Double-Sideband Up-Conversion and Down-Conversion..... Page 5  
 Product Specifications..... Page 6

**Appendix 1 – SHM Performance..... Pages 7-8**  
 SHM Performance – WR15 and WR10 ..... Page 7  
 SHM Performance – WR6.5 and WR2.2..... Page 8

**Appendix 2 – Compression vs. RF Input Power ..... Pages 9**  
 Compression vs. RF Input Power ..... Page 9

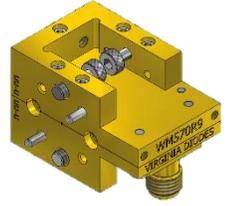
**Appendix 3 – IF Amplifier Pre-testing before use with VDI Mixer .....Pages 10**  
 IF Amplifier Pre-testing before use with VDI Mixer ..... Page 10

**Addendum – Product Updates and Company Contacts ..... Page 11**

# SHM General Overview, Safety and Operational Guidelines

## Subharmonic Mixers (SHM)

Virginia Diodes offers subharmonically pumped mixers (SHMs) for frequency up and down-conversion. These mixers are easy to use and well suited for millimeter-wave and terahertz applications. They also offer excellent conversion loss and noise temperature performance compared to other room temperature SHMs. VDI SHMs offer full waveguide band coverage and are available from WR15 (50-75 GHz) to WR0.8 (900-1400 GHz). Higher frequency custom mixers are available upon request.



## Safety and Operational Guidelines



Read all instructions and information in this product manual before connecting the product to external equipment. Operational procedures must be followed for proper function. If you have questions, contact VDI before operating the product.



The internal components of every mixer can be damaged by Electro Static Discharge (ESD). Any operator using or handling the device should wear a grounded wrist strap specifically designed to guard against ESD. The work environment including test benches should also be properly grounded.



VDI assumes the customer is familiar with microwave, millimeter wave and VDI products in general. The user and customer are expected to understand all safety guidelines, health hazards and general advisories that may exist and are associated with the use of this device. VDI is not responsible for any human hazards that may exist or may occur while using this device.

## Virginia Diodes, Inc. (VDI) accepts no liability for damage or injury resulting from or caused by:

- Improper use, disassembly or use for purposes other than those for which the product was designed;
- Use outside common safety, health or general advisories pertaining to microwave, millimeter wave and VDI products;
- Repairs carried out by persons other than VDI or its assigned agents.

## Waveguide Inspection / Test Port Care

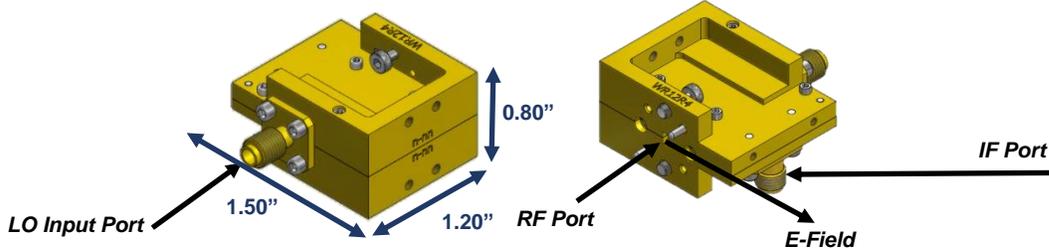
- Inspect waveguide flanges for debris prior to making connections.
- Making a connection with debris between the waveguide flanges can damage the waveguide interface and prevent repeatable connections.
- If debris is present, clean the flange with pre-dampened lint free wipes or swabs (e.g. TexWipe TX1065). If these are not available, lint free cloths lightly dampened with ethanol may be used (e.g. TexWipe TX604).
- When device is not in use, cover appropriate waveguide flanges with provided dust cap or protective waveguide tape.
- Waveguide screws should be torqued between 20-50 cNm, greater values can damage the interface.
- Use a torque of 90 cNm when making coaxial connections. Avoid sharp bends in cables.

## General Operating Practices and Recommendations

- This manual applies to products shipping after April 13, 2017.
- Check with VDI before any use is attempted beyond those described in this manual, including uses that may exceed limitations stated here or commonly accepted standards of practice.

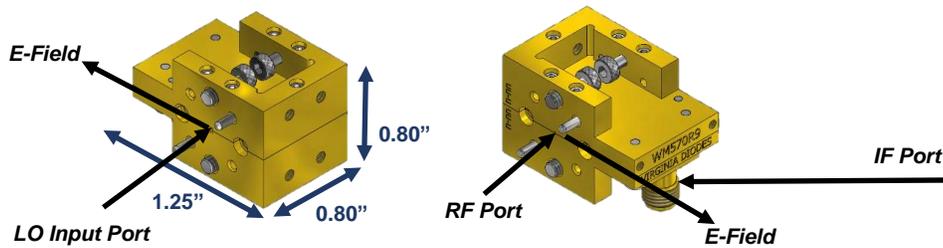
### Low Frequency Subharmonic Mixers (WR-15 to WR-10) – Coaxial LO Input Port

These mixers have a coaxial LO input port and a rectangular waveguide RF port. The drawing and corresponding dimensions are for a typical WR-15 subharmonic mixer. WR12SHMs and WR10SHMs have similar configuration and dimensions.



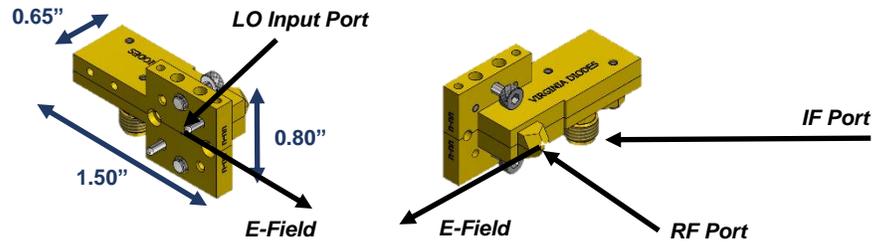
### Middle Frequency Subharmonic Mixers (WR-8.0 to WR-1.0) – Waveguide LO Input Port

These mixers have rectangular waveguide LO and RF ports. The drawing and corresponding dimensions are for a typical WR-2.2 subharmonic mixer. Other SHMs (WR-8.0 to WR-1.0) have similar configuration and dimensions.



### High Frequency Subharmonic Mixers (WR-0.8) – Integrated Horn RF Input Port

These mixers have a rectangular waveguide LO input port; the RF port is an integrated horn antenna (~25dBi). The drawing and corresponding dimensions are for a typical WR0.8 subharmonic mixer.



## General Operating Procedure

**Turn On:** Apply appropriate LO power to the device then apply small signal input power.

**Turn Off:** Turn off small signal input power then turn off LO input power.

**LO Input:** The SHM is a 2<sup>nd</sup> harmonic mixer, therefore the LO input frequency is ~1/2 of the RF frequency. The user must adjust LO power at each frequency for optimal performance. DO NOT exceed damage limits listed on Page 6.

**IF Port (Extremely ESD Sensitive):** The IF port can be used as an input or an output depending on the configuration (see Page 5). The IF port is extremely ESD sensitive. DO NOT apply any DC biases or surges when connecting / disconnecting from IF port. Discharge static from cables before connecting to the device. DO NOT exceed damage limits listed on Page 6. Replace IF port with provided 50Ω termination when IF port is not in use.

**RF Port:** The RF port can be used as an input or an output depending on the configuration (see Page 5). DO NOT exceed damage limits listed on Page 6.

Failure to follow these procedures may damage or destroy the device. The user is liable for repair costs of detectors damaged by ESD, and the use of stringent ESD precautions is recommended when making connections to VDI mixers.

# Double Side-Band Up-Conversion and Down-Conversion

VDI SHMs can be used to down-convert a block of millimeter-wave / THz signals to the IF band, where it can then be coupled into the RF port of an analyzer or processed by other means. The SHMs can also be used to up-convert a block of IF signals to generate a block of millimeter-wave / THz signals for transmission from the RF port.

## Block Down-Conversion

Figure 1 shows how a VDI SHM down-converts a block of millimeter-wave signals. It is important to note that due to the double sideband nature of the SHMs, the mixer will process both sidebands. The upper and lower sidebands will be down-converted to the same range IF output frequencies.

The IF Output frequency can be calculated by:  $f_{IF} = |f_{RF} - 2 \cdot f_{LO}|$

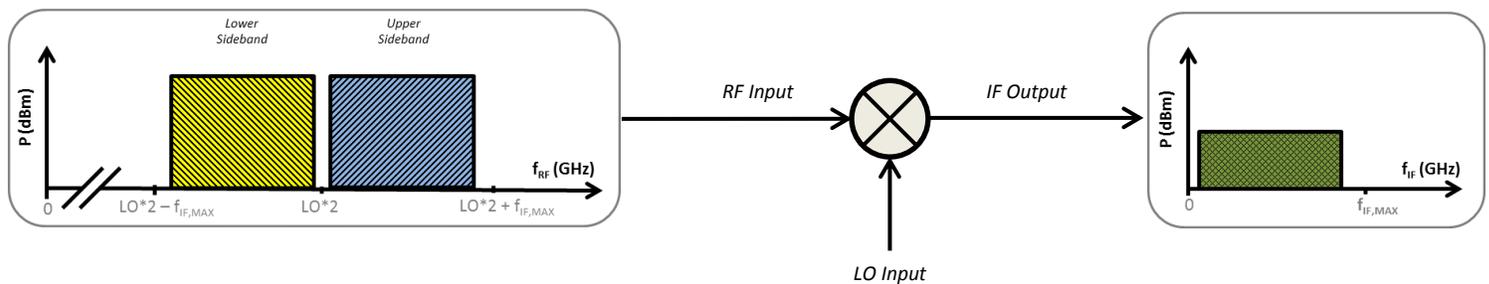


Figure 1: Diagram of block down-conversion is shown.

## Block Up-Conversion

Figure 2 shows how a VDI SHM up-converts a block of IF input signals. Due to the double sideband nature of the SHMs, two sidebands (upper and lower sidebands) are generated during the up-conversion process. A filter may be preferred for certain applications to eliminate one sideband.

The lower sideband RF Output frequency can be calculated by:  $f_{RF-lower} = 2 \cdot f_{LO} - f_{IF}$

The upper sideband RF Output frequency can be calculated by:  $f_{RF-upper} = 2 \cdot f_{LO} + f_{IF}$

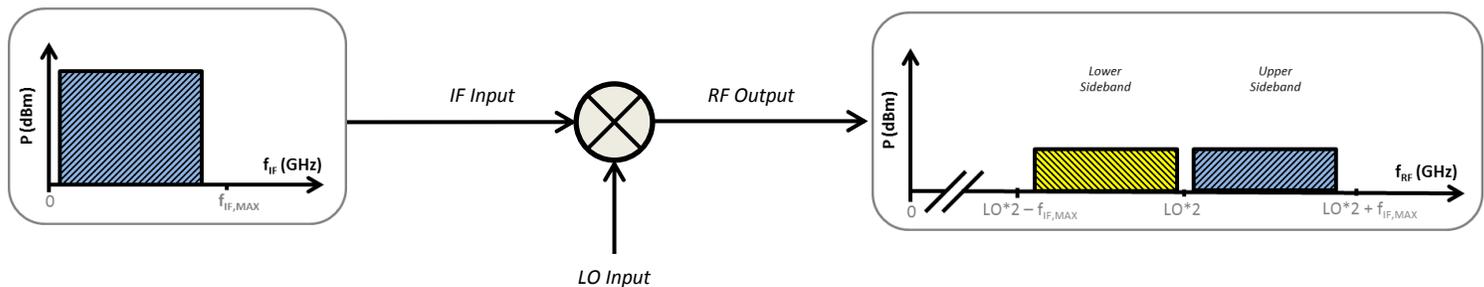
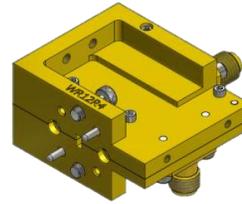


Figure 2: Diagram of block up-conversion is shown.

# Product Specifications

General Specifications for Subharmonic Mixers		
Description		Specification
RF Input Power†	Linear Region	< -10 dBm
	Damage	0 dBm
LO Input Power	Recommended	3-6 dBm††
	Damage	9 dBm
IF Port	-	2.9mm(f)*
Maximum Weight	-	~0.1 lbs.
Operating Temperature	Typical / Recommended	25°C / 20-30°C



†For down-conversion. The IF input for up-conversion applications will have the same input power requirements.

††For WR15 to WR2.8 models only. For higher frequency SHMs, 4-8 dBm LO input power is required for optimal performance.

\*Standard configuration for SHMs includes a 2.9mm(f) IF connector. In frequency bands WR2.8 and higher, a 2.4mm(f) IF connector can yield slightly higher available IF. Contact VDI for more information.

Product Specifications for Subharmonic Mixers							
VDI Part Number	RF Frequency (GHz)	LO Frequency (GHz)	Maximum IF Frequency (GHz)**	RF Flange†	LO Flange†	DSB Performance	
						Conversion Loss (dB, typ.)††	Noise Temperature (K, typ.)††
WR15SHM	50-75	25-37.5	10	WR-15	2.9mm(f)	7	400-800
WR12SHM	60-90	30-45	12	WR-12	2.4mm(f)	7	400-800
WR10SHM	75-110	37.5-55	15	WR-10.0	1.85mm(f)‡	7	400-800
WR10SHM-W	75-110	37.5-55	15	WR-10.0	WR-20‡	7	400-800
WR8.0SHM	90-140	45-70	19	WR-8.0	WR-16.0	7	400-800
WR6.5SHM	110-170	55-85	24	WR-6.5	WR-13.0	7	400-800
WR5.1SHM	140-220	70-110	31	WR-5.1	WR-10.2	7.5	500-1000
WR4.3SHM	170-260	85-130	36	WR-4.3	WR-8.6	8	600-1200
WR3.4SHM	220-330	110-165	40	WR-3.4	WR-6.8	8.5	700-1400
WR2.8SHM	260-400	130-200	40	WR-2.8	WR-5.6	9	800-1500
WR2.2SHM	325-500	162.5-250	40	WR-2.2	WR-4.4	9.5	1000-2000
WR1.9SHM	400-600	200-300	40	WR-1.9	WR-3.8	10	1200-2500
WR1.5SHM	500-750	250-375	40	WR-1.5	WR-3.0	11	2000-5000
WR1.2SHM	600-900	300-450	40	WR-1.2	WR-2.4	15	7500-15000
WR1.0SHM	750-1100	375-550	40	WR-1.0	WR-2.0	20	7500-15000
WR0.8SHM	900-1400	450-700	40	Diagonal Horn*	WR-1.6	20	10000-20000

†RF and LO †RF and LO Flanges with 'WR' designation have UG-387/U-M flanges, with the exception of the WR-20 and WR-15 which have a UG-383/U and UG-385/U flange.

††Conversion Loss and Noise Temperature performance are specified at ~1 GHz IF. Conversion loss increases as a function of IF, at a rate of ~1dB/10GHz, up to the specified Maximum IF Frequency. Performance is typical with reduced performance at band edges.

‡WR10SHMs can be configured with a WR-20 UG-383/U waveguide or 1.85mm(f) coaxial flange.

\*Diagonal Horn antenna has a gain of ~25dBi, specified at the middle of the waveguide band. The gain changes as a function of frequency. See VDI Application Note: VDI Waveguide Feedhorn Specification (VDI-1001) for more information.

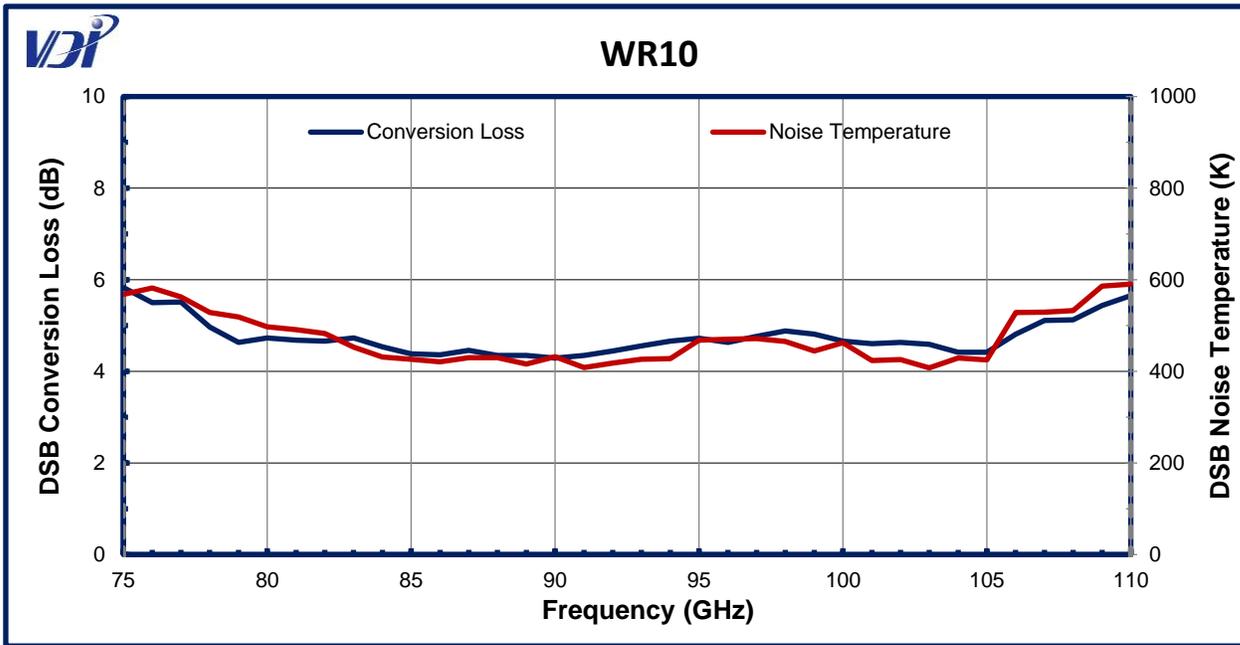
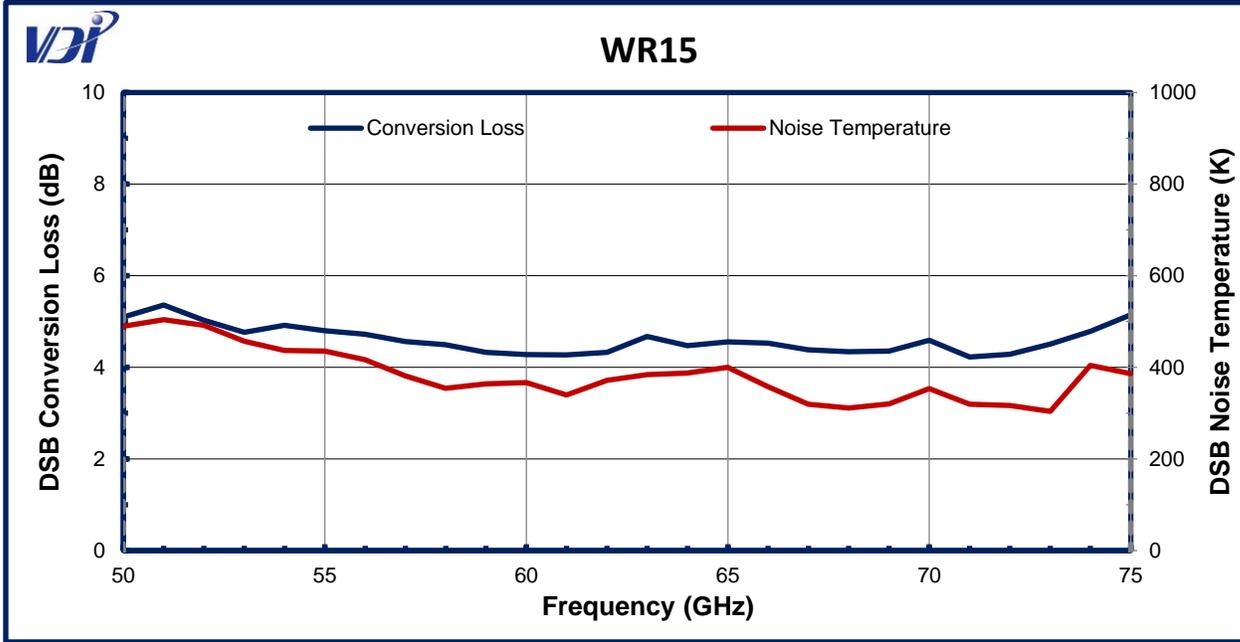
\*\*Higher IF bandwidths may be available upon request. Contact VDI for more information.

## General Notes:

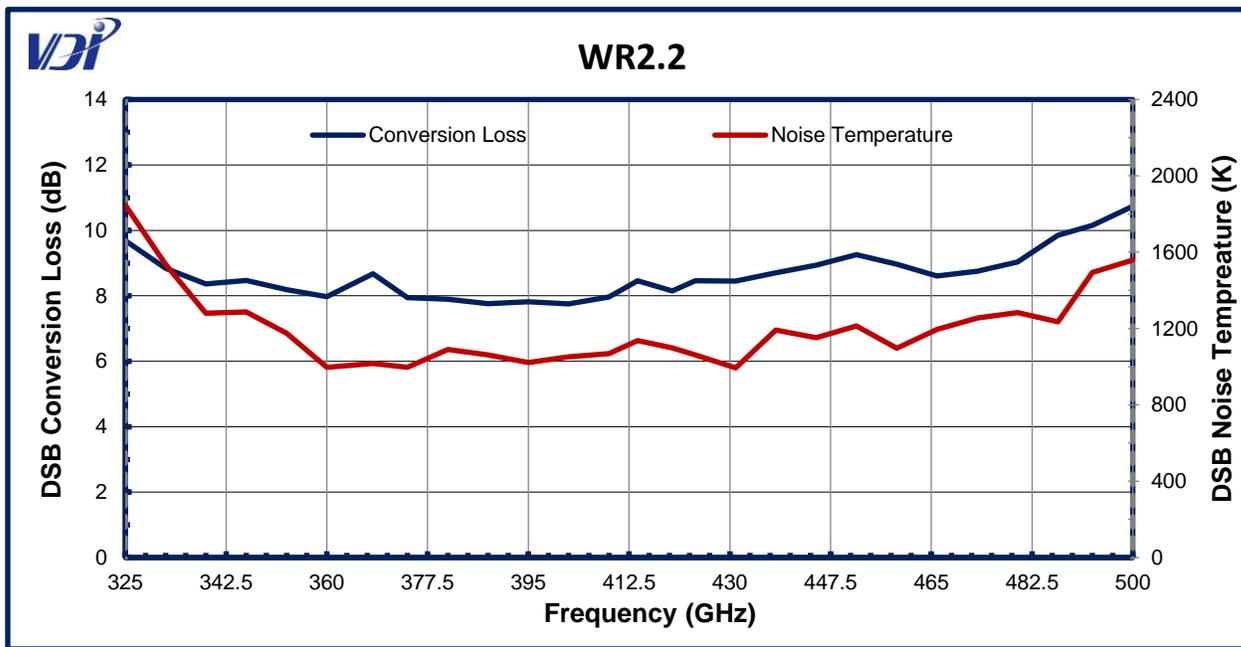
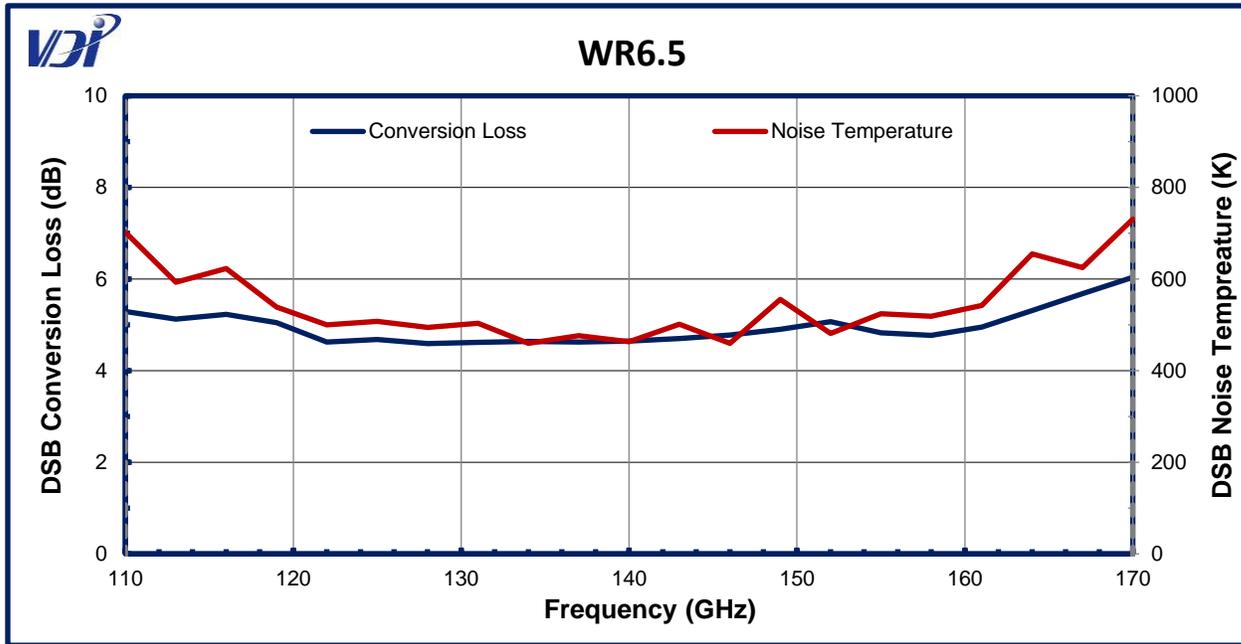
- VDI provides individualized DSB Conversion Loss and Noise Temperature at ~1 GHz IF for each component. Customized testing is available at additional cost. Contact VDI for more information.
- The required LO power for optimal performance varies across the frequency band. Performance specifications assume optimal RF and LO power coupled into the mixer; performance may be reduced near band edges.
- Where available, an input isolator will smooth the required LO input power vs. frequency.
- For WR1.5 and higher frequency SHMs, VDI will only test over ~25% of operational bandwidth. Please specify the desired frequency range. Additional testing can be purchased. Contact VDI for more information.

## SHM Double Side Band (DSB) Conversion Loss and Noise Temperature Performance

Typical DSB conversion loss and noise temperature data is provided below. The LO input power was optimized across the frequency band. The DSB conversion loss and noise temperature data was collected using the Y-factor method. Additional data can be found on the [VDI website](http://www.vadiodes.com) or may be available upon request (technical@vadiodes.com). Measured conversion loss and noise temperature data will be shipped with each VDI SHM.



# SHM Performance – WR6.5 and WR2.2

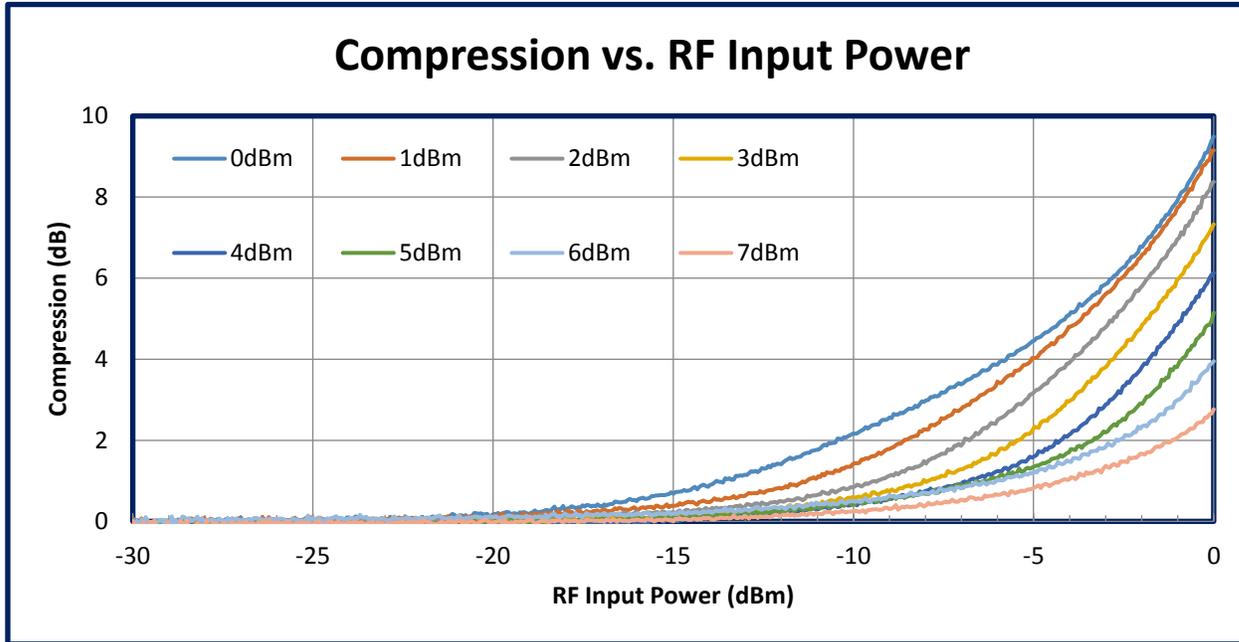


## Compression vs. RF Input Power

This graph shows measured mixer RF compression data for a specific WR-15 subharmonic mixer at ~60 GHz for various LO input powers. Mixer compression is defined as the increase in mixer conversion loss relative to the conversion loss of the mixer in the linear region.

The general shape of the curve is consistent with all VDI's subharmonic mixers. However, the scale depends on the specific SHM design, the operating frequency and other operating conditions, such as LO input power and temperature.

Compression versus power data can be supplied for all shipped SHMs at an additional cost.

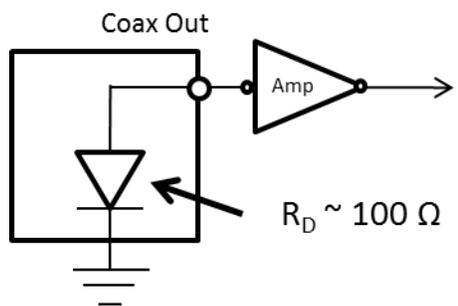


**Figure 3: Compression vs. RF Input Power**

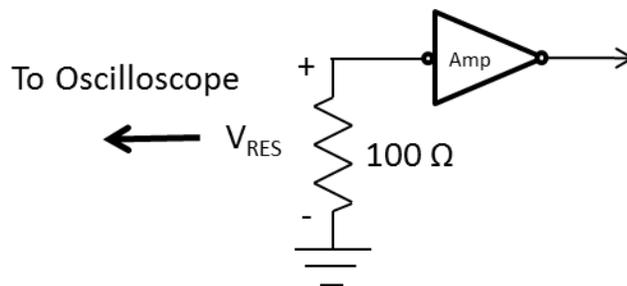
The performance (compression vs. RF input power) is shown for a sample WR15SHM at ~60 GHz for various LO input powers.

Though VDI SHMs offer extremely wideband performance, they are extremely ESD sensitive at its coaxial (IF) port. To add ESD protection, an IF amplifier is recommended. However, some IF amplifiers can exhibit bias or turn-on transients at the amplifier input, which can damage the VDI SHM. Even with AC coupling at the amplifier input, transients can occur when the amplifier bias is applied rapidly.

Before using an amplifier with a VDI mixer, it is recommended that bias or turn-on transients at the amplifier input be tested. Attach a  $100\ \Omega$  resistor to the input of the amplifier. Monitor the resistor voltage on an oscilloscope as the amplifier bias is applied. The turn-on transient voltages across the resistor should be kept less than  $\sim 100\text{mV}$  for safe operation.



**VDI Mixer with External Amp**



**Turn-on Transient Testing**

### Figure 4: Amplifier Pre-Testing

Block diagrams of amplifier pre-testing, prior to use with VDI mixer is shown.

# Addendum — Product Updates and Company Contacts

The Virginia Diodes staff of engineering and physical science professionals works to continually improve our products. We also depend upon feedback from colleagues and customers. Ideas to simplify component operations, improve performance or add capabilities are always welcome.

## Contact VDI:

### Virginia Diodes, Inc.

Web: <http://www.vadiodes.com>

Email: [Technical@vadiodes.com](mailto:Technical@vadiodes.com)

Telephone: 434.297.3257

# Low Noise Amplifier

## ZFL-1000LN+

50Ω

0.1 to 1000 MHz

### Features

- low noise figure, 2.9 dB typ.
- wideband, 0.1 to 1000 MHz
- protected by US Patent 6,943,629

### Applications

- VHF/UHF
- cellular
- small signal amplifier



Case Style: Y460

Connectors	Model
SMA	ZFL-1000LN+
BRACKET (OPTION "B")	

### +RoHS Compliant

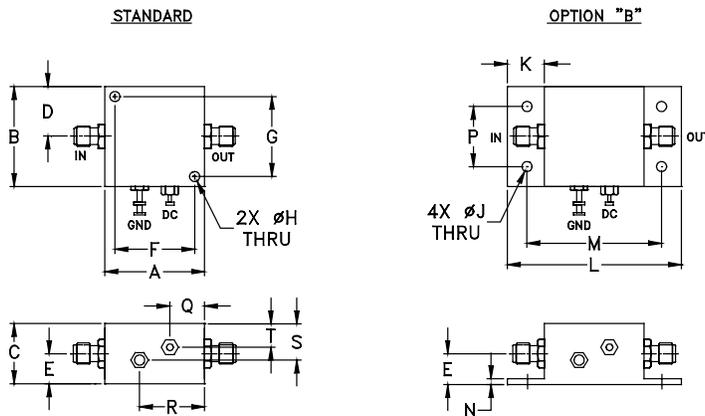
The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

### Electrical Specifications

Parameter	Frequency (MHz)	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range		0.1		1000	MHz
Noise Figure	0.1-1000	—	2.9	—	dB
Gain	0.1-1000	20	—	—	dB
Gain Flatness	0.1-1000	—	—	±0.5	dB
Output Power at 1dB compression	0.1-1000	—	+3	—	dBm
Output third order intercept point	0.1-1000	—	+14	—	dBm
Input VSWR	0.1-1000	—	1.5	—	:1
Output VSWR	0.1-1000	—	2.0	—	:1
DC Supply Voltage		—	15	—	V
Supply Current		—	—	60	mA

Open load is not recommended, potentially can cause damage.  
With no load derate max input power by 20 dB

### Outline Drawing



### Maximum Ratings

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-20°C to 71°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Voltage	17V
Input RF Power (no damage)	+5 dBm

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

### Outline Dimensions (inch)

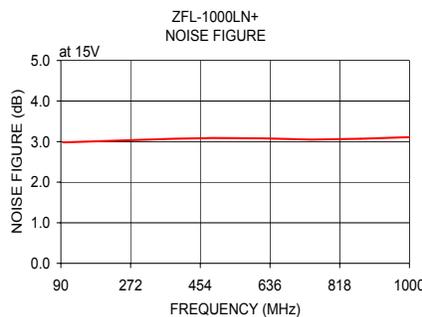
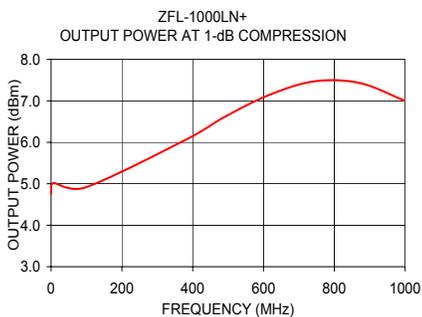
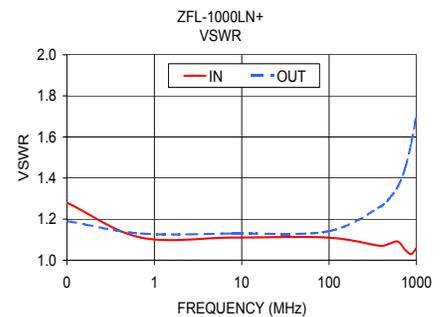
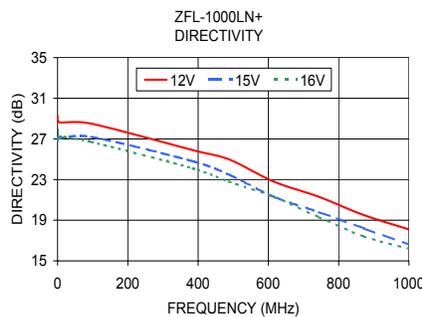
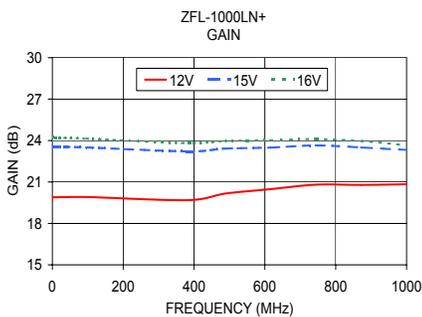
A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	T	wt.
1.25	1.25	.75	.63	.36	1.000	1.000	.125	.125	.46	2.18	1.688	.06	.750	.50	.80	.45	.29	grams
31.75	31.75	19.05	16.00	9.14	25.40	25.40	3.18	3.18	11.68	55.37	42.88	1.52	19.05	12.70	20.32	11.43	7.37	38

### Notes

- Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
- Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.
- The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at [www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp)



FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)			DIRECTIVITY (dB)			VSWR (:1)		NOISE FIGURE (dB)	POUT at 1 dB COMPR. (dBm)
	12V	15V	16V	12V	15V	16V	IN	OUT		
0.10	19.66	23.31	23.96	29.30	27.50	27.90	1.28	1.19	—	4.76
0.70	19.90	23.56	24.24	28.80	27.10	26.90	1.11	1.13	—	4.95
7.90	19.89	23.55	24.21	28.60	27.10	27.20	1.11	1.13	—	5.02
95.70	19.91	23.50	24.14	28.50	27.20	26.70	1.11	1.14	2.98	4.91
384.70	19.69	23.21	23.81	25.90	24.80	24.10	1.07	1.26	3.07	6.08
487.20	20.16	23.42	23.97	25.00	23.50	22.80	1.08	1.30	3.09	6.60
615.40	20.48	23.49	24.02	22.80	21.30	21.30	1.09	1.36	3.08	7.14
743.60	20.81	23.65	24.11	21.30	19.80	19.30	1.05	1.45	3.05	7.47
871.80	20.79	23.50	23.96	19.50	18.20	17.40	1.03	1.57	3.07	7.43
1000.00	20.84	23.32	23.66	18.10	16.60	16.20	1.06	1.71	3.11	7.00



**Notes**

- A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
- B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.
- C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at [www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp)



This literature was published years prior to the establishment of Agilent Technologies as a company independent from Hewlett-Packard and describes products or services now available through Agilent. It may also refer to products/services no longer supported by Agilent. We regret any inconvenience caused by obsolete information. For the latest information on Agilent's test and measurement products go to:

[www.agilent.com/find/products](http://www.agilent.com/find/products)

Or in the U.S., call Agilent Technologies at 1-800-452-4844 (8am-8pm EST)



**Agilent Technologies**

Innovating the HP Way



## mm-Wave Waveguide Isolators

50.0 - 110.0 GHz

HP Models  
V 365A  
W 365A

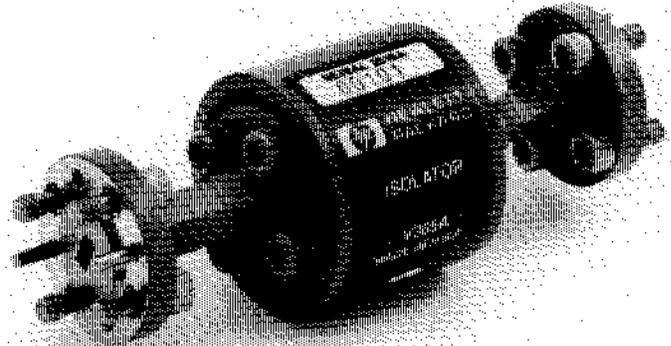
TECHNICAL DATA · JULY 1986

### NEW PERFORMANCE STANDARDS FOR mm WAVE MEASUREMENTS

**I**solators are important measurement accessories for isolating reflections and reducing mismatch.

HP's V and W365A Isolators are ideal measurement isolators. In a measurement, their high, broadband isolation (better than 25 dB) minimizes the reflection effects of a source. Their low SWR and low insertion loss help to improve mismatch inaccuracy without the attenuation of matching pads.

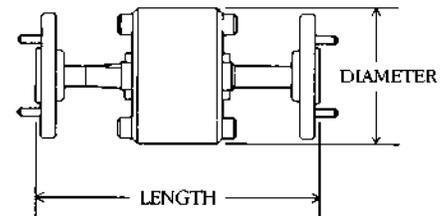
The HP V and W365A use a Faraday-rotation design. It consists of a section of waveguide containing low-loss ferrite material and impedance matching elements. A permanent magnet supplies the external magnetic bias field to the ferrite core.



### SPECIFICATIONS

HP Model #	V365A	W365A	
Frequency Range (GHz)	50.0 - 75.0	75.0 - 110.0	
Insertion Loss (dB, max.)	2.0	2.5	
Isolation (dB, min.)	25	25	
SWR (max.)	1.5	1.5	
Maximum Input Power (W, avg.)	1.0	1.0	
Fits Waveguide Size:			
EIA	WR-15	WR-10	
MIL-W-85/x-xxx	3-017	3-023	
Equivalent Flange:			
MIL-F-3922/xxx-xxx	67B-008	67B-010	
UG-xxx/U	UG-385/U	UG-387/U (mod.)	
Dimensions:			
Length:	cm. (in.)	6.2 (2.6)	6.1 (2.5)
Diameter:	cm. (in.)	2.5 (1.0)	2.5 (1.0)
Net Weight:	gm. (lb.)	68 (.15)	68 (.15)

Isolator



For more information, call your local HP sales office listed in the telephone directory white pages. Ask for the Electronic Instruments Department. Or write to Hewlett-Packard: **U.S.A.** — P.O. Box 10301, Palo Alto, CA 94303-0890. **Europe** — P.O. Box 999, 1180 AZ Amstelveen, the Netherlands. **Canada** — 6877 Goreway Drive, Mississauga, L4V 1M8, Ontario. **Japan** — Yokogawa-Hewlett-Packard Ltd., 3-29-21, Takaido-Higashi, Suginami-ku, Tokyo 168. Elsewhere in the world, write to Hewlett-Packard Intercontinental, 3495 Deer Creek Road, Palo Alto, CA 94303-0890.

5954-7353

Data Subject to Change

Printed in U.S.A.