Amplificador de Bajo Ruido MMIC en la Banda Ka a Temperatura Criogénica

Juan Luís Cano, Beatriz Aja, Eduardo Artal, Luisa de la Fuente, Juan Pablo Pascual, Enrique Villa
juanluis.cano@unican.es
Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria.
Avda. los Castros s/n 39005 Santander, Cantabria

***Abstract*- The cryogenic performance of a Ka-Band MMIC LNA (Low Noise Amplifier) is presented. The amplifier has four self-biased stages based on GaAs technology. At room temperature the amplifier gain is 18 dB and with a noise temperature of 300 K at 30 GHz and a power consumption of 97 mW. When it is cooled to 37 K a noise temperature of 70 K is obtained with an associated gain of 23 dB at 30 GHz. The noise temperature test has been carried out using the cold attenuator method.**

I. INTRODUCCIÓN

Los amplificadores de muy bajo ruido enfriados criogénicamente se utilizan en aplicaciones de radiometría para radioastronomía [1], [2]. Constituyen las primeras etapas de dichos receptores a frecuencias de microondas. Los amplificadores MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) son más pequeños y de menor peso que los convencionales en tecnología híbrida, conocida como MIC (Microwave Integrated Circuit). Sus ventajas de buena repetibilidad y facilidad de fabricación masiva los hace interesantes, en aquellas aplicaciones donde sea también importante la fiabilidad, dado que el número de interconexiones es mucho más bajo que en tecnología MIC. La tecnología MMIC ofrece además ventajas evidentes en el caso de agrupaciones de muchos receptores, técnica usada de forma habitual en radioastronomía para conseguir buena sensibilidad del receptor.

En la actualidad hay una buena oferta comercial de amplificadores MMIC de bajo ruido de banda ancha, para las bandas de microondas hasta casi los 40 GHz. Su bajo coste no justifica el desarrollo específico de un amplificador, sea MMIC o no, que se ajuste a las especificaciones concretas de un receptor radiométrico.

Los datos con la temperatura que proporcionan los fabricantes típicamente cubren sólo la temperatura ambiente (25 ºC = 298 K) o temperaturas más altas. Sin embargo las características de ganancia y, sobre todo de ruido, mejoran al enfriar el amplificador MMIC a temperaturas criogénicas.

Se ha medido un amplificador comercial MMIC de bajo ruido, en la banda de 24 a 36 GHz, operando a temperaturas criogénicas, para comprobar su idoneidad en receptores de muy bajo ruido para radioastronomía.

II. AMPLIFICADOR MMIC

El amplificador sobre el que se han realizado las medidas, es un MMIC de GaAs de la banda Ka. Es el amplificador de bajo ruido, modelo HMC263 de la marca Hittite, su tamaño es de 1.32 mm x 2.49 mm. En la Fig. 1 se muestra el esquema del circuito. Su banda de funcionamiento va desde 24 GHz hasta 36 GHz y está formado por cuatro etapas, con transistores PHEMT de GaAs, que proporcionan alta ganancia y bajo ruido. El chip incluye un esquema de autopolarización y su punto de trabajo nominal es de +3 V y 37 mA.

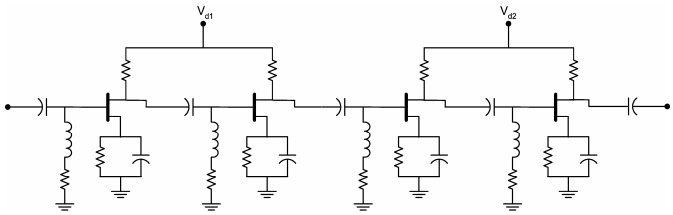


Fig. 1. Esquema del amplificador de bajo ruido HMC263 de Hittite.

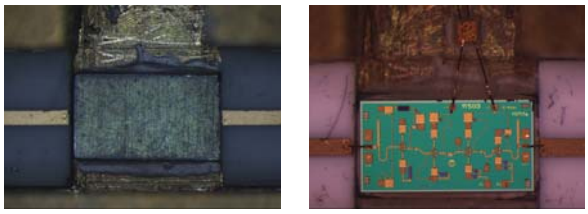
El amplificador HMC263 de Hittite se montó en un útil de latón de fabricación propia con conectores 2.4 mm en la entrada y salida, como se muestra en la Fig. 2.

Fig. 2. Útil con conectores 2.4 mm con el amplificador HMC263 de Hittite.

Tanto el útil de latón como el circuito MMIC sufren deformaciones mecánicas, que dependen de las propiedades físicas del material, cuando operan a temperaturas criogénicas. El circuito semiconductor va montado con epoxy conductor sobre un portador. Las diferentes constantes de expansión térmica del portador y del semiconductor pueden causar una tensión mecánica destructiva [3]. Un semiconductor de GaAs montado sobre latón común produce la fractura del chip durante el proceso de enfriado. Para evitar esto, entre el latón y el semiconductor se ha introducido un pedestal de Molibdeno unido también con epoxy conductor. Se muestra en la Fig. 3 (a) junto a las líneas microstrip de entrada y salida en substrato de Alúmina de 0.254 mm de grosor. El Molibdeno se ha escogido por su alta conductividad térmica (138 W/m·K @ 25ºC) y su baja resistividad eléctrica (5.7 μOhm·cm @ 20ºC), ya que es la

masa de referencia del circuito y debe disipar calor. Su coeficiente de expansión térmica (CTE) es de $5.5 \cdot 10^{-6}$/K, siendo sólo ligeramente inferior al del GaAs ($6.5 \cdot 10^{-6}$/K).

En la Fig. 3 (b) se muestra el circuito MMIC sobre el pedestal de Molibdeno, con los dos accesos de polarización unidos mediante hilos de oro y con un condensador de 100 pF en paralelo.



(a) (b)

Fig. 3. (a) Pedestal de Molibdeno montado con epoxy sobre la base de latón. (b) Montaje del MMIC sobre el pedestal y conexiones con hilo de oro.

III. Resultados Experimentales

El amplificador se ha caracterizado realizando medidas de parámetros de Scattering y de temperatura equivalente de ruido.

A. *Medidas a Temperatura Ambiente*

La ganancia y pérdidas de retorno del amplificador han sido caracterizadas con un analizador de redes HP8510C en un rango de frecuencias entre 10 GHz y 50 GHz. La calibración realizada fue de tipo SOLT (Short-Open-Load-Thru) con una potencia de -15 dBm. La Fig. 4 muestra los resultados.

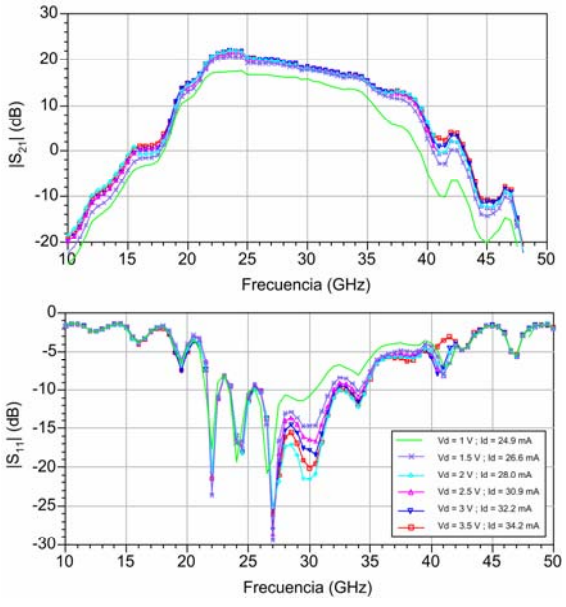


Fig. 4. Ganancia y pérdidas de retorno del amplificador MMIC para diferentes puntos de polarización a temperatura ambiente.

La medida de la temperatura de ruido en función de la frecuencia se realiza con el esquema de la Fig. 5. En el plano DUT (Device Under Test) es donde se inserta el amplificador a medir.

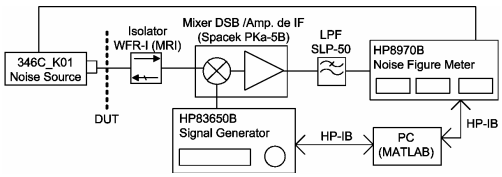


Fig. 5. Esquema de medida de la temperatura de ruido.

Como receptor se utiliza el medidor de ruido HP8970B con un mezclador externo de Spacek (modelo PKa-5que traslada la frecuencia de operación de la banda Ka a 40 MHz. Dada la baja frecuencia intermedia, la medida se realiza en doble banda lateral. Además se utiliza un aislador en guía de onda (modelo WFR-I de Microwave Resources Inc.) a la entrada del mezclador externo y un amplificador de frecuencia intermedia con un filtro paso bajo a su salida. La fuente de ruido utilizada es la 346C_K01 de Agilent Technologies con un exceso de ruido de unos 12 dB a 30 GHz. Como oscilador local para el mezclador se utiliza un generador 83650B de Agilent con una potencia de +13 dBm. El medidor de ruido y el generador de señal se controlan mediante bus HP-IB con un programa desarrollado con el software MATLAB.

Los resultados de la temperatura de ruido en función de la frecuencia para diferentes puntos de polarización del circuito amplificador se muestran en la Fig. 6.

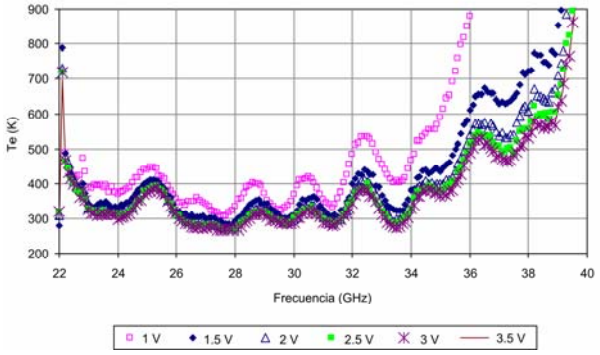


Fig. 6. Temperatura equivalente de ruido del MMIC LNA para diferentes polarizaciones a temperatura ambiente.

B. *Medidas a Temperatura criogénica*

Con el amplificador dentro del criostato se han realizado medidas de los parámetros de Scattering a una temperatura de 37 Kelvin. Las medidas se han realizado para diferentes puntos de polarización del amplificador.

La calibración realizada fue de tipo SOLT con una potencia de -15 dBm. En este caso los planos de calibración se encuentran a la entrada y salida de los cables de acceso al criostato. Las medidas obtenidas corresponden al esquema de la Fig. 7, que incluyen las pérdidas de los cables, de acero inoxidable, de acceso al criostato y de longitud 46 cm cada uno de ellos.

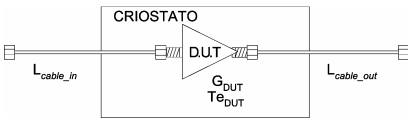


Fig. 7. Esquema de las medidas de Scattering a 37 K.

La ganancia y las pérdidas de retorno del amplificador MMIC a 37 K, una vez corregidas las pérdidas de los cables de entrada y salida, se muestran en la Fig. 8.

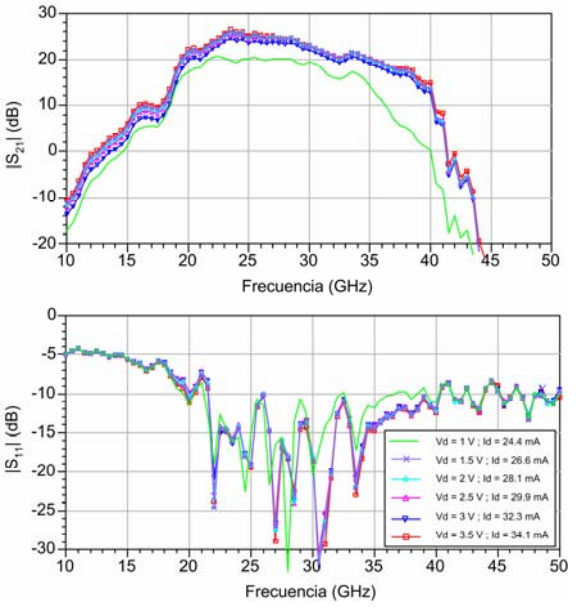


Fig. 8. Ganancia y pérdidas de retorno del amplificador MMIC para diferentes puntos de polarización a 37 K.

La ganancia obtenida del amplificador enfriado es ligeramente mayor que a temperatura ambiente, para valores similares de corriente. Para las mismas tensiones de polarización, los valores de corriente son similares en ambos casos, como se muestra en la Fig. 9, esto es debido al sistema de autopolarización que posee el circuito MMIC.

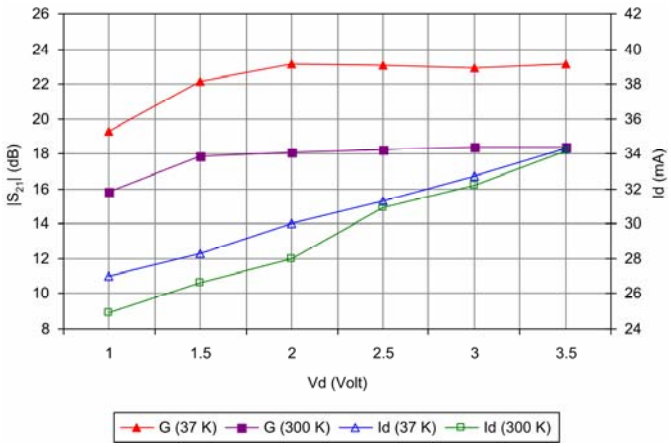


Fig. 9. Corriente de continua y ganancia a 30 GHz del amplificador MMIC para diferentes puntos de polarización a 37 K y a 300 K.

El aumento de ganancia al enfriar el dispositivo, es debido al aumento en la movilidad de los portadores ya que produce un aumento en la transconductancia.

El método utilizado para la medida de la temperatura de ruido ha consistido en la utilización de un atenuador enfriado criogénicamente, que es el más comúnmente utilizado en sistemas criogénicos [4],[5].

El sistema de medida de temperatura de ruido consiste en el esquema mostrado en la Fig. 5, más un atenuador coaxial y los cables y conectores necesarios para acceder dentro del criostato. El conjunto bajo medida se muestra en la Fig. 10.

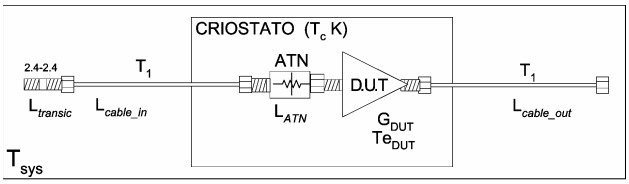


Fig. 10. Conjunto bajo medida a temperaturas criogénicas.

El amplificador junto con el atenuador fue instalado en un criostato como se muestra en la Fig. 11.

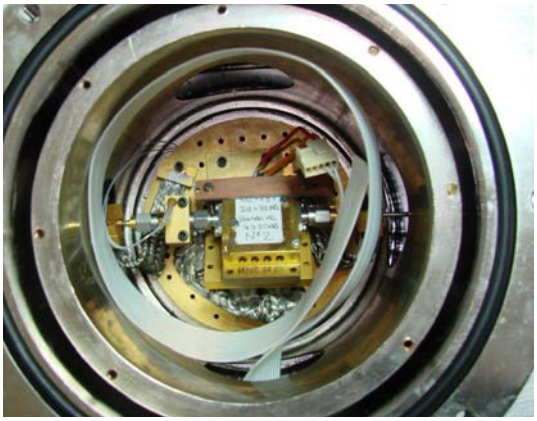


Fig. 11. Amplificador y atenuador instalados dentro del criostato.

El método utilizado para obtener la temperatura de ruido está basado en el del factor Y. Se obtiene la relación entre dos potencias de ruido a la salida cuando a la entrada se aplican dos temperaturas de ruido diferentes. La temperatura fría se aplica cuando la fuente está apagada y su valor corresponde a la temperatura física del cable a la entrada, más la temperatura equivalente del atenuador enfriado, más la temperatura ambiente de la fuente de ruido atenuada por las pérdidas del camino de entrada, según (1). La temperatura caliente se obtiene cuando se enciende la fuente de ruido. Este método tiene la ventaja de que el cambio de impedancia que pueda tener la fuente de ruido entre su estado encendido y apagado, que en frecuencias milimétricas puede ser elevado, no influye en el DUT, debido al camino de pérdidas que existe entre ambos.

Para realizar las medidas, la fuente de ruido tiene unos 12 dB de exceso de ruido (ENR - Exceso Noise Ratio) (Agilent 346C_K01) a 30 GHz, junto con el atenuador de 20 dB enfriado a 24 K. Teniendo en cuenta las pérdidas de las transiciones y el cable de entrada, se tienen unas temperaturas de ruido, fría y caliente a la entrada del amplificador de 36 K y 228 K respectivamente. Estas temperaturas se calculan aplicando (1).

$$T_x = \frac{T_{x_NS}}{L_{pad}} + T_{ph}\left(1 - \frac{1}{L_{pad}}\right) \qquad (1)$$

Con x igual al estado frío o caliente de la fuente de ruido, T_{ph} la temperatura física y L_{pad} las pérdidas desde la fuente de ruido hasta la entrada del amplificador. Estas pérdidas

corresponden a las de una transición, el cable de entrada y el atenuador y vienen dadas por la expresión (2).

$$L_{pad} = L_{transic} \cdot L_{cable_in} \cdot L_{ATN} \quad (2)$$

Para obtener la temperatura equivalente de ruido del amplificador solo, es necesario descontar las pérdidas de la entrada y la salida del DUT. La expresión para calcular la temperatura equivalente del amplificador es (3)

$$Te_{DUT} = \frac{T_{sys} - Te_{transic} - Te_{cable_in} L_{transic} - Te_{ATN} L_{transic} L_{cable_in} - Te_{cable_out} \frac{L_{pad}}{G_{DUT}}}{L_{pad}} \quad (3)$$

La temperatura de ruido de todo el sistema (T_{sys}) se calcula aplicando (4), con la *ENR* de la fuente de ruido e *Y* la relación de potencias, a la salida del sistema, entre el estado encendido y apagado de la fuente de ruido.

$$T_{sys} = \frac{ENR}{Y-1} \quad (4)$$

La ganancia del DUT (G_{DUT}) es la ganancia disponible del amplificador y la temperatura equivalente de cada uno de los elementos con pérdidas viene dada por (5).

$$Te = T_{ph}(L-1) \quad (5)$$

Los resultados de la temperatura de ruido, cuando el atenuador está enfriado a 24 K, en función de la frecuencia y para diferentes puntos de polarización del circuito amplificador se muestran en la Fig. 6.

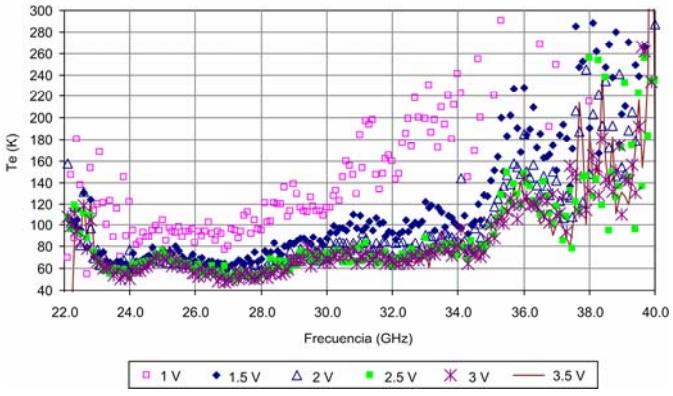


Fig. 12. Temperatura equivalente de ruido del MMIC LNA para diferentes polarizaciones, con el atenuador enfriado a 24 Kelvin.

Para la banda de funcionamiento, la temperatura de ruido obtenida está entre 60 y 80 K.

Los errores de medida en la temperatura equivalente de ruido, utilizando el método del atenuador frío, vienen dados principalmente por el error de la medida de las pérdidas de los cables y el atenuador de entrada (±0.05 dB), por el error en la medida de la temperatura física (±0.25 K), y por la incertidumbre en el valor de la ENR de la fuente de ruido (±0.24 dB).

En Tabla 1 se muestra la incertidumbre resultante en la temperatura equivalente de ruido del DUT para varias fuentes de incertidumbre en la medida. La mayor contribución en la incertidumbre total es debida a la del exceso de ruido de la fuente.

Parámetro	Valor Nominal	Tolerancia	Incertidumbre en Te(K)
Pérdidas a la entrada $L_{transic}$+L_{cable_in}	3.66 dB	±0.05 dB	±2 K
Pérdidas del atenuador L_{ATN}	20.25 dB	±0.05 dB	±1.2 K
Ganancia del DUT G_{DUT}	22.44 dB	±0.05 dB	±0.03 K
Pérdidas del cable de salida L_{cable_out}	3.56 dB	±0.05 dB	±0.15 K
Exceso de ruido de la fuente (ENR)	12.49 dB	±0.24 dB	±5 K
Temperatura del atenuador	24 K	±0.25 K	±0.3 K
Error cuadrático medio			**±5.53 K**

Tabla 1. Fuentes de incertidumbre en la medida de la temperatura equivalente de ruido a 30 GHz

IV. Conclusiones

Se ha descrito el método de la medida de la temperatura equivalente de ruido de un amplificador de bajo ruido enfriado criogénicamente, aplicando el método del atenuador enfriado en combinación con una fuente de ruido comercial y el medidor de ruido.

Se ha enfriado a 37 K un amplificador MMIC en tecnología de GaAs y se ha obtenido una ganancia de 23 dB y una temperatura de ruido de 70 K con una incertidumbre de ± 5.5 K a 30 GHz, debida principalmente a la fuente de ruido. Se ha comprobado el correcto funcionamiento del sistema de autopolarización del circuito a temperaturas criogénicas.

Se ha comprobado que el comportamiento de ruido del amplificador enfriado puede ser adecuado para aplicaciones de radioastronomía.

Agradecimientos

Este trabajo se ha realizado con la financiación del Plan Nacional de I+D+I del Ministerio de Educación y Ciencia, proyecto del Programa Nacional de Espacio, ESP2004-07067-C03-02 y la beca FPI BES-2005-6730.

La fabricación y montaje de los circuitos han sido realizados por Alexandrina Pana y Eva Cuerno.

Referencias

[1] Kangaslahti, P.; Gaier, T.; Seiffert, M.; Weinreb, S.; Harding, D.; Dawson, D.; Soria, M.; Lawrence, C.; Hooberman, B.; Miller, A.; "Planar Polarimetry Receivers for Large Imaging Arrays at Q-band", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest 2006.* pp.89-92, June 2006.

[2] Tanskanen, J.M.; Kangaslahti, P.; Ahtola, H.; Jukkala, P.; Karttaavi, T.; Lahdes, M.; Varis, J.; Tuovinen, J.;"Cryogenic Indium-Phosphide HEMT Low-Noise Amplifiers at V-band", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, Issue 7, Part 2, July 2000.

[3] Cremonini, A. Mariotti, S. Orfei, A. Tofani, G.;"InP MMIC Amplifiers for Cryogenic Radioastronomical Applications", *4th International Conference on Antenna Theory and Techniques, 200*3, Vol. 2, Volume: 2, pp. 628- 630, Sept. 2003.

[4] J.E. Fernandez; "A Noise-Temperature Measurement System Using a Cryogenic Attenuator" *TMO Progress Report 42-135*, November 1998.

[5] Wadefalk, N.; Mellberg, A.; Angelov, I.; Barsky, M.E.; Bui, S.; Choumas, E.; Grundbacher, R.W.; Kollberg, E.L.; Lai, R.; Rorsman, N.; Starski, P.; Stenarson, J.; Streit, D.C.; Zirath, H.; "Cryogenic Wide-Band Ultra-Low-Noise IF Amplifiers Operating at Ultra-Low DC Power", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 51, Issue 6, June 2003.