

Técnica de Mejora del Ancho de Banda Efectivo en el Módulo Posterior del Radiómetro Planck

Beatriz Aja, Luisa de la Fuente, Juan Pablo Pascual, Eduardo Artal

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones

Universidad de Cantabria

e-mail : beatriz@dicom.unican.es

Abstract- The description of the design, implementation and test results of MMIC low noise amplifiers and their integration to built the RF part of the Q-band Back-End Module (BEM) of the Planck mission is presented. Mismatching between amplifiers has been analysed in order to know its contribution in the ripple of the transducer power gain and therefore the effect in the effective bandwidth. The ripple due to mismatching has been reduced through an attenuator between amplifiers. A microstrip attenuator without vias has been designed and tested. An improvement in the RF BEM effective bandwidth has been achieved after integrating the attenuator between amplifiers.

I. INTRODUCCIÓN

Planck es una misión del programa científico de la Agencia Espacial Europea (ESA) [1] cuyo objetivo es caracterizar pequeñas fluctuaciones en la radiación del fondo cósmico de microondas. El instrumento de baja frecuencia (LFI) de Planck es un array de radiómetros y cubren el rango de frecuencias desde 30 GHz hasta 70 GHz, con canales centrados a 30 GHz, 44 GHz y 70 GHz, cada uno de ellos con un ancho de banda del 20 %. Todos los radiómetros están formados por dos unidades principales, un módulo frontal (Front-End Module - FEM) y un módulo posterior (Back-End Module - BEM). El radiómetro de la banda Q tiene una frecuencia central de 44 GHz y su FEM lleva amplificadores HEMTs de InP bajo ruido enfriados a 20 K, en cambio su BEM tiene amplificadores bajo ruido que utilizan HEMTs de AsGa y estarán a una alta temperatura (318 K). Debido a la escasez de productos comerciales en esta banda de frecuencia (39.6 GHz – 48.4 GHz) se han desarrollado dos diseños monolíticos propios, específicos para los amplificadores bajo ruido del BEM. Los requerimientos más críticos en el diseño de estos amplificadores son la disipación de potencia y la figura de ruido. Ambas deben de ser lo más bajas posibles ya que el instrumento estará embarcado en un satélite detectando fondo de ruido cósmico así que su ruido inherente debe de ser muy bajo. La ganancia que debe aportar el BEM es de 30 dB mínimo y con un ancho de banda efectivo del 20%.

Una reducción del ancho de banda efectivo [2] implica una reducción de la sensibilidad del sistema.

II. AMPLIFICADORES BAJO RUIDO

Los dos amplificadores de bajo ruido (LNA) han sido diseñados en tecnología monolítica, uno de ellos con transistores de deplexión y otro con transistores de enriquecimiento. Ambos están basados en el mismo método de diseño y constan de cuatro etapas, las dos primeras etapas llevan realimentación inductiva en la fuente [3] con el fin de obtener bajo ruido con una ganancia y pérdidas de conversión razonables y las dos últimas etapas llevan realimentación resistiva paralela, [4] con el objetivo de obtener una ganancia plana en la banda de operación. La Fig. 1 y la Fig. 2 muestran una fotografía de cada uno de los amplificadores monolíticos. Ambos circuitos tienen el mismo tamaño igual a 3x1 mm.

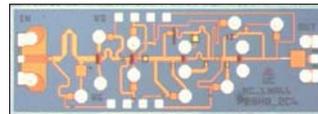


Fig. 1. Fotografía del MMIC LNA con D-HEMT

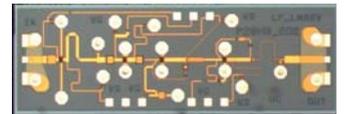


Fig. 2. Fotografía del MMIC LNA con E-HEMT

Los dos circuitos han sido medidos en oblea y la figura de ruido con la ganancia asociada de cada uno de ellos se representa en la Fig. 3 y la Fig. 4.

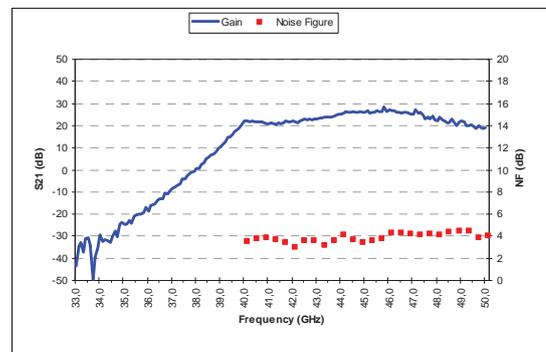


Fig. 3. Ganancia y figura de ruido del MMIC LNA D-HEMT

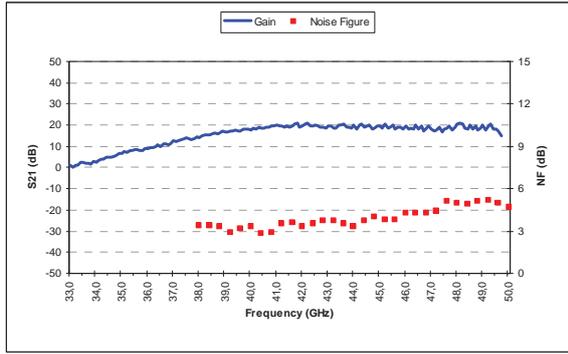


Fig. 4. Ganancia y figura de ruido del MMIC LNA E-HEMT

III. MONTAJE GLOBAL

A. Amplificadores y filtro en cascada (BEM RF)

La parte de radiofrecuencia del BEM esta formada por dos amplificadores bajo ruido y un filtro paso banda (BPF) de líneas microstrip acopladas. El esquema utilizado se muestra en la Fig. 5 y se observa que se han colocado dos amplificadores en cascada con el fin de conseguir la ganancia requerida.

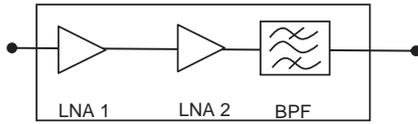


Fig. 5. Esquema del BEM

La conexión de los dos amplificadores en cascada se realizó a través de una línea microstrip de 10 mm en Alúmina ($\epsilon_r = 9.9$, $h = 0.254$ mm) con impedancia característica 50 Ohm. La ganancia de transferencia (G_T) resultante se muestra en la Fig. 6.

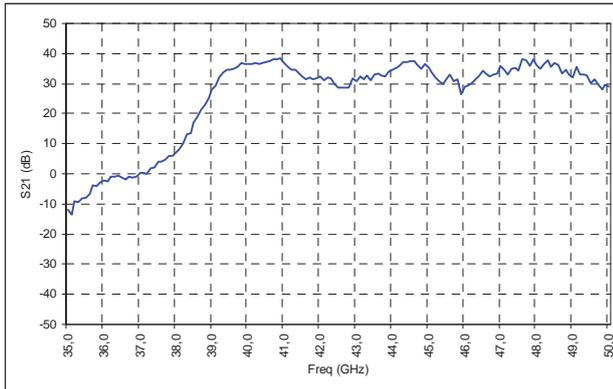


Fig. 6. Ganancia de la parte de RF del BEM

Calculando el ancho de banda efectivo [2] se obtiene un valor de 8.2 GHz, que es menor que el requerido. El rizado de G_T en la banda de interés es de ± 5.9 dB, el cual hace que el ancho de banda efectivo se reduzca. Para mejorar este rizado y por tanto el valor del ancho de banda efectivo, se analizó la ganancia de transferencia global en función de las ganancias de transferencia de cada circuito y de la interacción entre ellos.

B. Efecto de la adaptación

La función de transferencia de los dos amplificadores viene dada por su ganancia de transferencia de potencia [5] y por la adaptación que exista entre ambos. Teniendo dos redes encadenadas con desadaptación como se muestra en la Fig. 7, la ganancia en transferencia global viene dada por ec.(1)

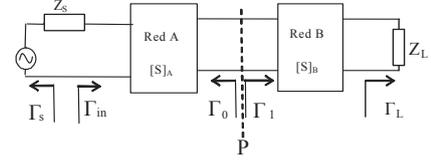


Fig. 7. Redes en cascada

$$G_T = G_{TA} \cdot G_{TB} \cdot \frac{1}{M} \quad (1)$$

Donde G_{TA} y G_{TB} son las ganancias de transferencia de potencia de A y B respectivamente y M es el factor de desadaptación que viene dado por la ec.(2).

$$M = \frac{P_{LA}}{P_{avsB}} = \frac{(1 - |\Gamma_1|^2) \cdot (1 - |\Gamma_0|^2)}{|1 - \Gamma_1 \cdot \Gamma_0|^2} \quad (2)$$

Substituyendo la ec.(2) en la ec.(1) y aplicando las definiciones ganancia de transferencia en potencia de cada una de las redes A y B con las impedancias de fuente y carga que tienen a su entrada y salida, se obtiene la ec.(3).

$$G_T = |S_{21}|_A^2 \cdot |S_{21}|_B^2 \cdot \frac{1}{|1 - \Gamma_0 \cdot \Gamma_1|^2} \quad (3)$$

El rizado que tenga la función de ganancia de transferencia de potencia del conjunto de las redes en cascada depende del rizado del parámetro S_{21} de cada una de ellas y de un factor que es función de sus coeficientes de reflexión. Se define el parámetro D según la ec.(4) que evalúa la desadaptación que existe al conectar las dos redes en cascada.

$$D = \frac{1}{|1 - \Gamma_0 \cdot \Gamma_1|^2} \quad (4)$$

C. Adaptación entre los dos LNA

La adaptación de los dos LNA diseñados para formar el BEM, no es suficiente en toda la banda para que el rizado debido a la desadaptación entre ambos sea despreciable. De las medidas en sondas de ambos MMIC se han obtenido los coeficientes de reflexión que muestran en el plano de unión P, Fig. 8, y se ha evaluado el rizado introducido por el parámetro D , considerando como red A el LNA1 más la línea microstrip de 10 mm y como red B el LNA2. La Fig. 9 muestra el valor del parámetro D en dB frente a la frecuencia, en la banda de interés suponiendo que de acuerdo a la notación de la ec.(4) $\Gamma_0 = S22_LNA1$ y el $\Gamma_1 = S11_LNA2$.



Fig. 8. Coeficientes de reflexión medidos de los LNAs en el plano de unión P

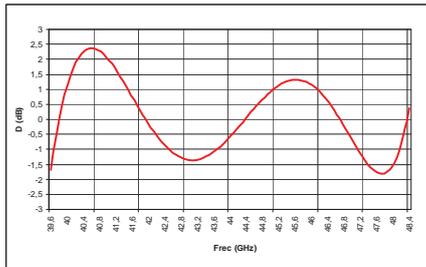


Fig. 9. Parámetro D(dB) debido a la adaptación que presentan los LNAs

El rizado que presenta el parámetro D en la banda es de ± 2.5 dB.

D. Mejora de la adaptación

La solución adoptada para mejorar la adaptación entre amplificadores y por tanto el rizado y ancho de banda efectivo, fue introducir una red con pérdidas entre ambos sin tener una degradación en el ruido del sistema [6]. Se trata de introducir una red con una atenuación plana en la banda y adaptaciones mejores de 10 dB.

Al introducir un atenuador con una función de transferencia $|S_{21}|^2$ plana en frecuencia se mejora el rizado debido al parámetro D mientras que la variación de rizado de los parámetros $|S_{21}|^2$ en la red (Fig. 7) que se incluya el atenuador será mínimo. La mejora del rizado viene dada principalmente por la planitud en frecuencia que se consiga del parámetro D ya que el producto de coeficientes de reflexión $\Gamma_0 \cdot \Gamma_1$ será más cercano a $0+j0$ haciendo que D tienda a uno. Mediante simulación de los parámetros de Scattering se ha considerado como red A el LNA1 con un atenuador de 3 dB a su salida, como muestra la Fig. 10, mejorando así su adaptación de salida. Así en el plano P se mejora la adaptación entre los dos bloques, haciendo que el parámetro D obtenido y mostrado en la Fig. 11 tenga un rizado de ± 1.3 dB. Por lo tanto la mejora en el rizado está en torno a ± 1.2 dB.

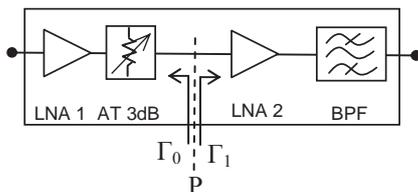


Fig. 10. Esquema del BEM en RF con un atenuador entre los amplificadores

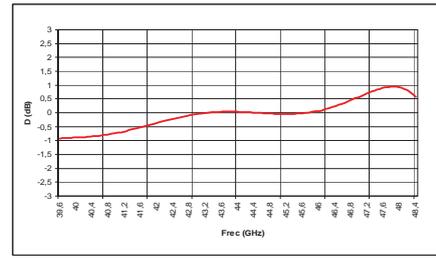


Fig. 11. Parámetro D(dB) debido a la adaptación que presentan los LNAs con un atenuador entre ellos

IV. DISEÑO DEL ATENUADOR

Se ha escogido una topología que permite obtener una atenuación constante en anchos de banda grandes, manteniendo una buena adaptación. Una ventaja de este tipo de atenuadores es que no necesita pasos a masa por lo que puede realizarse en tecnología microstrip sin la necesidad de hacer agujeros metalizados y simplificando su construcción y logrando buen comportamiento en altas frecuencias. El esquemático del atenuador se muestra en la Fig. 12. Las tres resistencias son iguales entre sí (R_s) y las líneas tienen la misma longitud eléctrica (ϕ) y una impedancia de 50 Ohm.



Fig. 12. Esquemático del atenuador

Para realizar el diseño del atenuador se han obtenido analíticamente las expresiones de los parámetros de Scattering en función del valor de la resistencia y de la longitud eléctrica de la línea. Dada la complejidad de las expresiones no es posible extraer una expresión sencilla que permita calcular los valores de resistencia y longitud eléctrica de la línea en función de la atenuación y adaptación deseadas. Con las expresiones se han dibujado unas gráficas que se muestran en la Fig. 13 que representan la atenuación y la adaptación en función de R_s y ϕ . La atenuación que se puede conseguir viene dada principalmente por el valor de la resistencia y la adaptación por el valor de la longitud eléctrica de la línea.

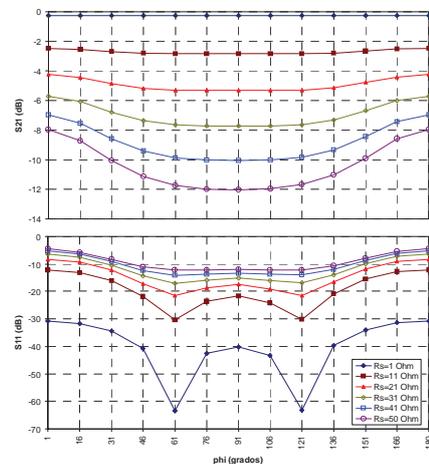


Fig. 13. Atenuación y adaptación en función de la longitud eléctrica de las líneas para varios valores de R_s

Una vez obtenidos los valores teóricos se pasó a realizar el diseño en microstrip, sobre una línea de impedancia 50 Ohm @ 44 GHz. El substrato utilizado ha sido Alúmina con constante dieléctrica 9.9 y altura 0.254 mm. La Fig. 14 muestra una foto del atenuador. Éste incluye transiciones coplanares para realizar su caracterización hasta 50 GHz utilizando la estación de sondas con los planos de referencia de medida en los extremos del atenuador. Los resultados de las medidas de parámetros de Scattering en transmisión y reflexión se muestran en la Fig. 15. La atenuación obtenida fue en torno a 3 dB en toda la banda y las adaptaciones mejores de 15 dB.

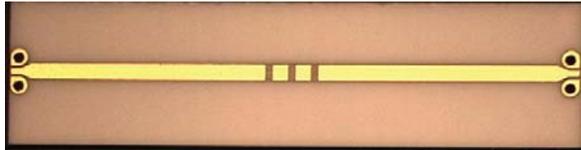


Fig. 14. Foto del atenuador

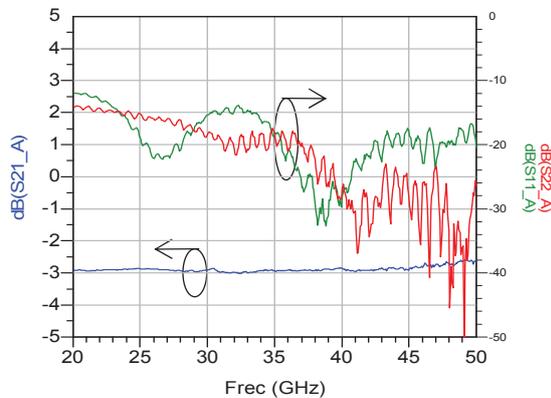


Fig. 15. Resultado de las medidas del atenuador

V. MONTAJE GLOBAL MEJORADO

El montaje global de los dos amplificadores con el atenuador se muestra en la Fig. 16. La ganancia del conjunto se muestra en la Fig. 17 con un rizado máximo de ± 4.7 dB en la banda. El ancho de banda efectivo es ahora de 8.9 GHz, mostrando una mejora de 0.7 GHz con respecto al caso sin atenuador. La mejora en rizado ha sido de 1.2 dB que es igual a la mejora esperada tras la simulación del apartado III (D). La ganancia del conjunto no disminuye debido a que se ha realizado un ajuste en las polarizaciones del segundo LNA para conseguir que su ganancia fuese más alta, sin que por ello se degrade el ruido del sistema y compensar de este modo las pérdidas introducidas por el atenuador.

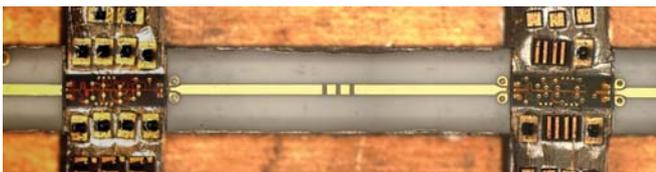


Fig. 16. Fotografía del montaje de los amplificadores con el atenuador microstrip

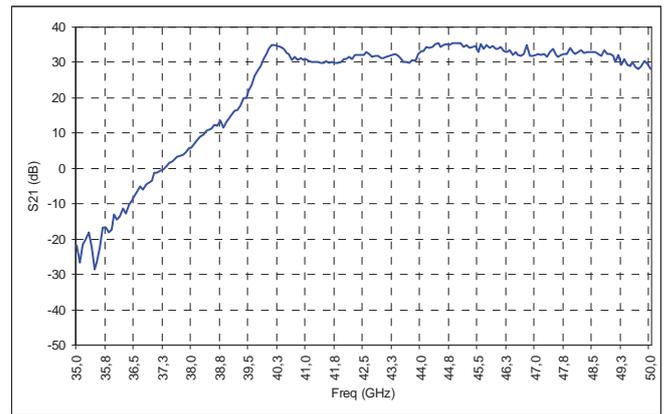


Fig. 17. Ganancia de RF del BEM con atenuador

VI. CONCLUSIONES

Se ha diseñado y caracterizado la parte de radiofrecuencia del modulo posterior del radiómetro en la banda Q, perteneciente al LFI del proyecto Planck. En esta comunicación artículo se ha analizado la problemática de la desadaptación entre los amplificadores para evitar la reducción del ancho de banda efectivo. Para resolverlo se ha diseñado un atenuador en tecnología microstrip que mejora esta desadaptación cumpliendo la especificación en cuanto a ancho de banda efectivo y teniendo mínimo impacto en la ganancia del conjunto.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Plan Nacional de I+D+I, Programa Nacional de Espacio, con la ayuda de referencia ESP2002-04141-C03-03. Los autores quieren agradecer a Eva Cuerno y Alexandrina Pana por el montaje de los circuitos.

REFERENCIAS

- [1] ESA Astrophysics Home page of Science team of Planck: <http://sci.esa.int/planck/>
- [2] M.E.Tiuri, "Radio Astronomy Receivers", IEEE Trans on Antennas and Propagation, vol. AP-12, pp 930-938, December 1964
- [3] J. Engberg, "Simultaneous input power match and noise optimization using feedback", in Proc. 4th European Microwave Conf. 1974, pp.385-389.
- [4] K.B. Niclas, W. T. Wilser, R. B. Gold & W. R. Hitchens, "The matched feedback amplifier: Ultrawide-band microwave amplification with GaAs MESFETs", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. MTT-28, pp.285-294, Apr. 1980.
- [5] G.D. Vendelin, A.M. Pavio, U.L.Rohde, "Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques", John Wiley&Sons, Inc. 1990
- [6] J. Tuovinen, N. Hughes, P. Jukkala, P. Kangaslahti, T. Karttaavi, P. Sjöman, J. Varis, "Technology for Millimetre Wave Radiometers", 33rd European Microwave Conference Proceedings, vol. III, pp.883-886, October 2003.