

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES



TESIS DOCTORAL

Amplificadores de Banda Ancha y Bajo Ruido Basados en Tecnología de GaAs para Aplicaciones de Radiometría

Autor: Beatriz Aja Abelán

**Directores: M^a Luisa de la Fuente Rodríguez
Eduardo Artal Latorre**

**Tesis Doctoral presentada en la Universidad de Cantabria para la obtención
del título de Doctora por la Universidad de Cantabria**

Santander, Octubre de 2006

Capítulo 8

Radiómetro Completo

8.1. Introducción

Los prototipos de los módulos posteriores (BEM) realizados, tanto en 30 GHz como en 44 GHz, han sido integrados junto con los módulos frontales (FEM), en el Observatorio Radio-astronómico de Jodrell Bank (JBO) de la Universidad de Manchester en el Reino Unido.

La primera integración se realizó con unos prototipos de FEM y BEM a 30 GHz. En esta integración, se obtuvieron resultados muy satisfactorios [13]-[15].

La descripción de la configuración y funcionamiento del radiómetro se ha presentado en el Capítulo 3. En este capítulo se describen los módulos frontales utilizados en las integraciones, en las que se participó en las medidas y los principales resultados obtenidos de éstas.

8.2. Front-End Module a 30 GHz

Medio FEM fue construido en JBO como prototipo avanzado formado por un acoplador híbrido de entrada en guía de onda rectangular, dos amplificadores de bajo ruido (LNA), dos conmutadores de fase y otro acoplador híbrido de salida. A continuación se hace una descripción de cada uno de los elementos que forman este medio FEM.

8.2.1. Acopladores híbridos

Cada medio FEM tiene una estructura equilibrada basada en dos híbridos de tipo T mágica con sus accesos adaptados. El primero de ellos entrega la mitad de la potencia de las cargas de entrada a cada rama. El segundo actúa como un combinador y entrega una potencia proporcional a cada carga de entrada en una rama diferente del BEM. Ambos híbridos tienen una transición de sonda coaxial a guía de onda WR-28. Han sido diseñados usando un modelo de software electromagnético, se han construido en aluminio y han sido dorados. La contribución al ruido del sistema del híbrido de entrada es despreciable debido a su diseño en guía de onda y a la baja temperatura de funcionamiento. Para integrar el FEM se construyeron dos bloques idénticos con dos híbridos en un único bloque preparado para contener a los amplificadores de bajo ruido y a los conmutadores de fase. Los siguientes apartados dan más detalles sobre los diseños realizados en Jodrell Bank para cada uno de los subsistemas del FEM.

8.2.2. Amplificadores de Bajo Ruido

Los amplificadores de bajo ruido (LNA) son componentes clave en sistemas de aplicaciones de microondas para radares o radiometría.

Los amplificadores que se han desarrollado para el FEM en los receptores de 30 GHz han conseguido el mejor comportamiento de ruido entre los LNA de InP enfriados a 20 K publicados. Estos amplificadores son de cuatro etapas y se han desarrollado en tecnología MIC usando transistores HEMT de InP fabricados por NGST (Northrop Grumman Space Technology - antiguamente TRW). Se han diseñado utilizando modelos a temperatura ambiente y teniendo en cuenta su comportamiento a temperaturas criogénicas, siendo la estabilidad una de los parámetros más críticos.

Los transistores y redes de adaptación se han montado en un canal lo suficientemente estrecho como para evitar oscilaciones relacionadas con los modos de la guía. Las líneas microstrip se han realizado en Cufion® 0.003" con constante dieléctrica relativa (ϵ_r) de 2.2. Las conexiones a los transistores se han realizado utilizando hilos de oro. Las redes de polarización se han conectado con hilos de oro $\lambda/4$ que actúan como choques de RF. Las resistencias y condensadores presentes en dichas redes se utilizan para asegurar la estabilidad del amplificador en bajas frecuencias.

La temperatura de ruido requerida para estos amplificadores era la más baja jamás alcanzada con un amplificador multietapa en estas frecuencias. Se han conseguido amplificadores con muy bajo ruido y muy bajo consumo a temperaturas criogénicas. La ganancia media del LNA fue aproximadamente 34.7 dB y cada pareja de LNA fue equilibrada en ganancia y fase. La temperatura de ruido media fue 9.4 K enfriados a 15 K. Estos resultados son los mejores entre los MIC publicados con tecnología de InP [37], [50]. La ganancia y la temperatura de ruido en la banda de operación para un LNA se muestran en la Figura 8.1.

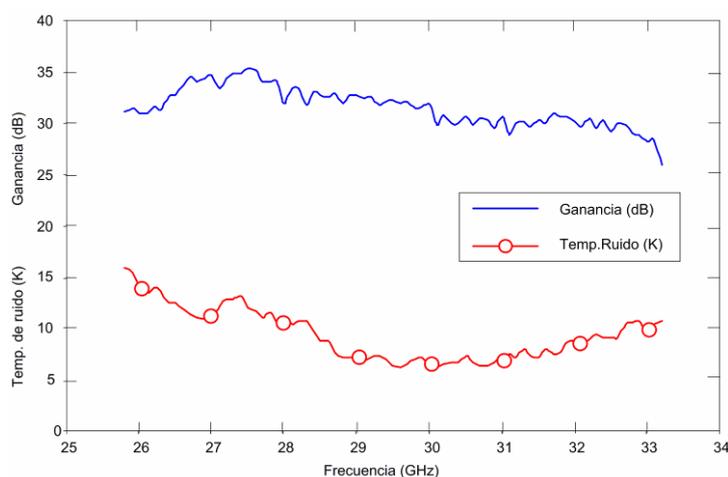


Figura 8.1. Ganancia y temperatura de ruido de los LNA enfriados a 15 K del FEM de 30 GHz

Las polarizaciones de los LNA del Front-End fueron fijadas para una temperatura de operación de 20 K. El funcionamiento fue optimizado para obtener máxima ganancia y mínima temperatura de ruido. La tensión de drenador fue de 0.6 V y la potencia entre 10.6 mW y 10.8 mW.

8.2.3. Conmutadores de fase

El diseño del conmutador de fase ha sido objeto de una patente internacional [147] y es usado en todos los radiómetros del instrumento LFI. En cada rama del FEM se coloca un conmutador de fase [148], que conecta cada salida de los LNA al híbrido de salida. Uno de ellos introduce un desfase de 180° en la señal en un estado con respecto al otro, el de la otra rama se ha introducido para mantener la simetría, pero no se utiliza para conmutar la fase. Este circuito ha sido especialmente diseñado para cada una de las frecuencias del LFI de Planck. Los conmutadores de fase utilizados en el FEM EBB (Elegant Bread-Board) fueron diseñados con transistores HEMT de GaAs como elementos activos, dando lugar a un consumo muy bajo de unos pocos microwatios. Las líneas microstrip están construidas con un substrato de Cufion® 0.003", con constante dieléctrica relativa (ϵ_r) de 2.2. Dos conmutadores de fase basados en HEMT se montaron y midieron a temperatura ambiente en un útil como el mostrado en la Figura 8.2.

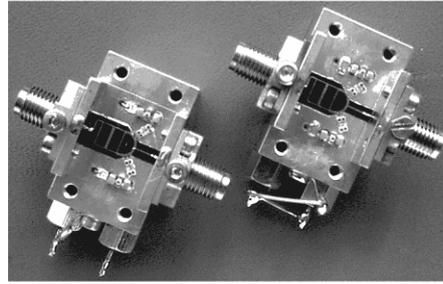


Figura 8.2. Conmutadores de fase basados en, formados por un híbrido microstrip, con transistores HEMT como dispositivos activos del FEM de 30 GHz

La gráfica de la Figura 8.3, muestra las pérdidas de inserción y el desfase obtenidos a temperatura ambiente, y se observa que la respuesta es muy plana a lo largo de la banda de operación. Las pérdidas fueron de 4 a 6 dB en 13 GHz de banda. La variación de la fase fue de 5° pico a pico en un ancho de banda de 10 GHz y de 1.5° en 6 GHz de banda. Los resultados obtenidos del diseño del conmutador de fase 180° , mostraron un buen comportamiento de banda ancha. El único inconveniente fue las pérdidas de inserción elevadas (~ 6 dB), las cuales se cree que se deban principalmente al útil de medida, pero en todo caso, al ser un elemento que irá colocado después de los amplificadores de bajo ruido, no tendrá gran influencia en la temperatura de ruido del sistema.

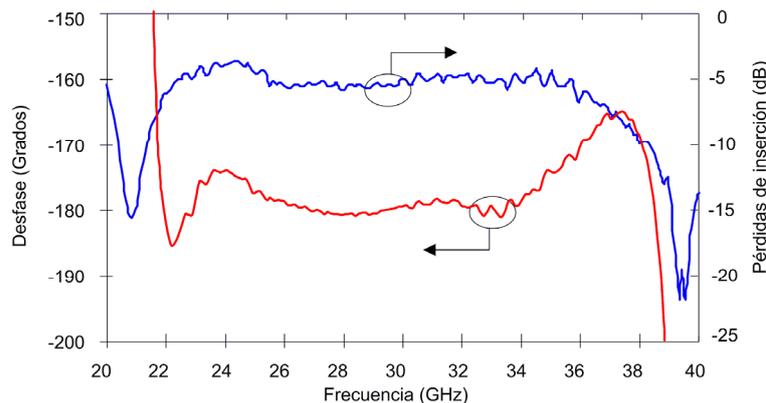


Figura 8.3. Desfase y pérdidas de inserción del conmutador de fase del FEM de 30 GHz

Un diseño mejorado del conmutador de fase fue diseñado en tecnología MMIC de fosforo de indio (InP) con el proceso HBT InP de NGST. Estos circuitos fueron medidos tanto a temperatura ambiente como enfriados, mostrando no sólo un comportamiento mejor que las versiones anteriores, sino también mayor simplificación en la integración y construcción del FEM. Los resultados a 30 GHz fueron excelentes, con una respuesta en fase de $180^\circ \pm 1^\circ$, con pérdidas de inserción menores de 2.5 dB y pérdidas de retorno mejores de 10 dB a lo largo de la banda de operación.

8.2.4. Rama del FEM

El amplificador de bajo ruido y el conmutador de fase se montaron en portadores individuales. La Figura 8.4 muestra un LNA de cuatro etapas, seguido de un conmutador de fase. Dos bloques idénticos a este último fueron integrados con los híbridos, siendo parte del FEM, para construir un receptor.

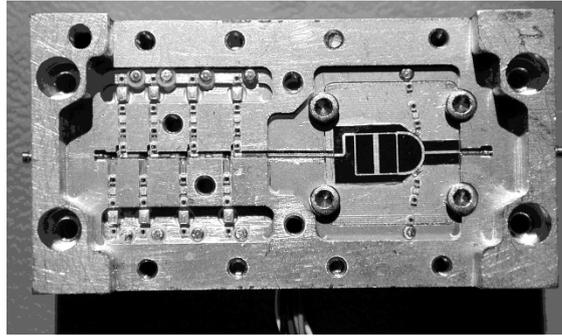


Figura 8.4. Parte del EBB FEM de 30 GHz con 4 etapas del LNA y el conmutador de fase

Una vista externa del aspecto de medio FEM, está en la Figura 8.5, donde se ven las dos entradas en guía de onda (WR-28).

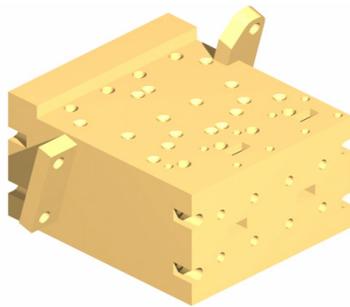


Figura 8.5. Exterior de medio FEM de 30 GHz, mostrando las entradas del híbrido

8.2.5. Caracterización del FEM

En primer lugar, medio FEM fue medido a temperatura ambiente. Esta medida indica que los amplificadores y los conmutadores de fase funcionan con las condiciones de alimentación adecuadas. Para realizar estas medidas, como señal del cielo, se utiliza una carga adaptada en guía de onda WR-28, y como carga de referencia de 4 K, un prototipo de dicha carga, pero a temperatura ambiente.

A continuación, el medio FEM fue enfriado a una temperatura de 20 K y se realizó su caracterización. La potencia de salida del FEM a lo largo de la banda, fue obtenida mediante un mezclador de doble banda, un generador de señal y un medidor de figura de ruido, según el esquema de medida mostrado en la Figura 8.6.

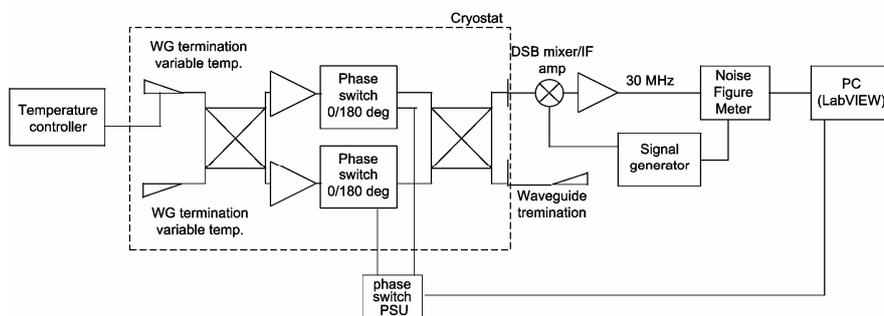


Figura 8.6. Esquema de medida de la potencia de salida

La ganancia de inserción frente a la frecuencia, en una de las salidas del FEM para las cuatro posibles combinaciones de los conmutadores de fase se muestra en la Figura 8.7. Las terminaciones en guía dentro del criostato estaban a 100 Kelvin como carga caliente y a 17.3 Kelvin como carga fría.

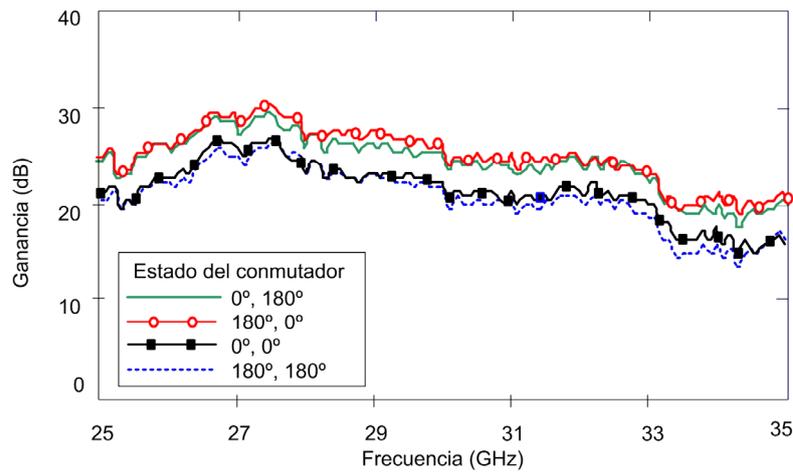


Figura 8.7. Ganancia del FEM de 30 GHz frente a la frecuencia, para diferentes estados del conmutador de fase

Las trazas de la Figura 8.7 con valores más altos de ganancia pertenecen a los casos en los que ambos conmutadores de fase están en los estados 180° y 0° ó 0° y 180° y están relacionadas con la carga a temperatura de 100 Kelvin. Cuando ambos conmutadores tienen el mismo estado, la potencia de salida es más baja y correspondiente a la carga a 17.3 Kelvin. Los resultados de la otra salida del FEM son similares pero los mismos niveles de potencia a la salida son obtenidos con los conmutadores de fase en los estados opuestos.

8.3. Back-End Module a 30 GHz

Los BEM de 30 GHz integrados con los módulos frontales fueron las dos ramas de RF con entrada y salida en guía de onda WR-28 que contenían los amplificadores de RF y los filtros paso banda, y las dos ramas que tienen el detector integrado y amplificador de continua.

Las ramas de RF están juntas en un mismo módulo, las otras dos ramas con detector integrado están en cajas separadas. Estos dos últimas llevan los nombres de “BEM30_QMrep_R1” y “BEM30_QMrep_R2”, al realizarlos como prototipos representativos de los módulos de calificación (QM).

Todos estos prototipos de BEM han sido descritos en el capítulo 6, y su caracterización se detalla en el capítulo 7.

En la Figura 8.8 se muestran las ramas “BEM30_QMrep_R1” y “BEM30_QMrep_R2” durante la integración con el módulo frontal en el Observatorio de Jodrell Bank (UK).

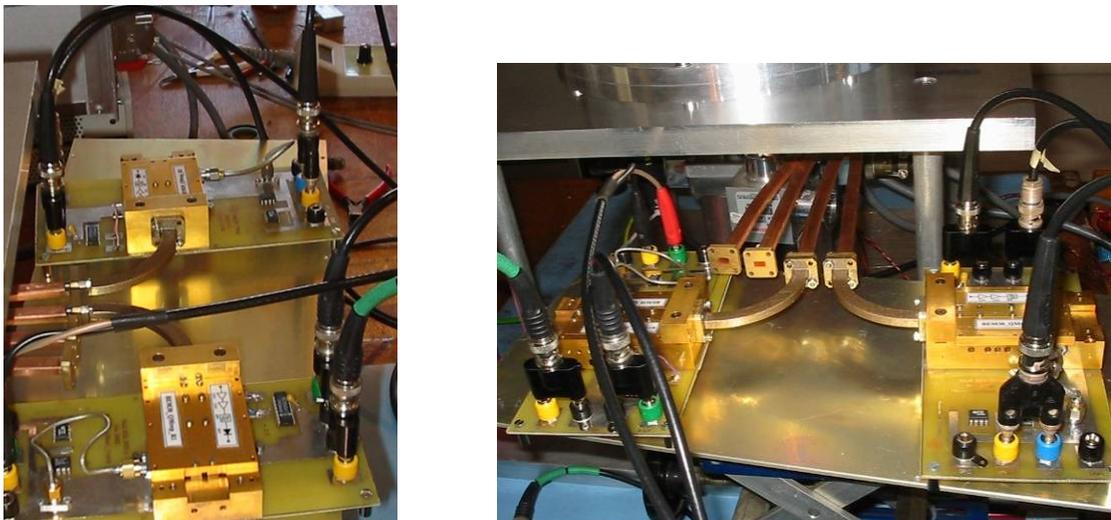


Figura 8.8. Módulos posteriores a 30 GHz integrados con el módulo frontal

8.4. Funcionamiento y Medidas del Radiómetro a 30 GHz

El FEM y el BEM fueron conectados mediante una guía de onda de un metro de longitud. Con el FEM enfriado a 20 Kelvin y el BEM a 300 Kelvin, se han realizado medidas de linealidad, temperatura de ruido del sistema, aislamiento, ganancia, ancho de banda efectivo y frecuencia de codo $1/f$.

En la Figura 8.9 se muestran los dos BEM con detector integrado conectados con las guías de onda a los módulos frontales que se encuentran dentro del criostato.



Figura 8.9. Integración de los módulos posteriores con los módulos frontales dentro del criostato de 30 GHz

El diagrama de bloques de la Figura 8.10 muestra la configuración del radiómetro para realizar algunas de las medidas. Las medidas de espectro $1/f$ y ancho de banda efectivo se han realizado con un esquema ligeramente diferente que se muestra más adelante.

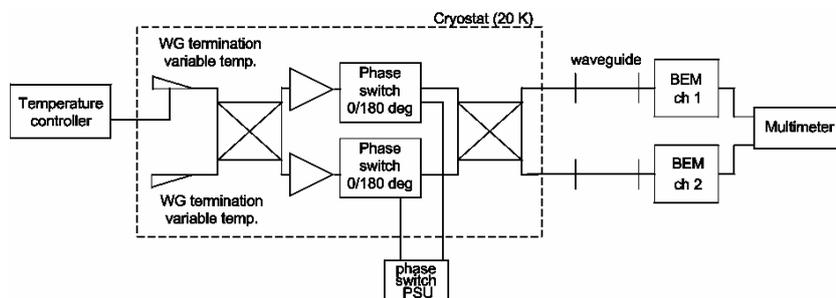


Figura 8.10. Esquema para la realización de medidas

El FEM con el híbrido de entrada, los conmutadores de fase y el híbrido de salida son enfriados a aproximadamente 20 Kelvin en el criostato. Las cargas de ruido a la entrada son dos terminaciones en guía WR-28, ambas enfriadas, pero una de ellas con temperatura controlada, de modo que se pueden conseguir diferencias de temperatura precisas, para propósitos de calibración y medida.

8.4.1. Operación del radiómetro

a) Linealidad y curva de calibración

Para calcular la constante del radiómetro se midió su curva de calibración. Las tensiones a la salida del amplificador de video de cada canal se midieron durante un segundo y se calculó su valor medio. El conmutador de fase estaba funcionando y se repitió el proceso de recogida de datos para la carga a la entrada a varias temperaturas. La Figura 8.11 muestra una gráfica de la tensión de salida (V) frente al incremento de temperatura (ΔT) para varias temperaturas y en ambos canales del radiómetro.

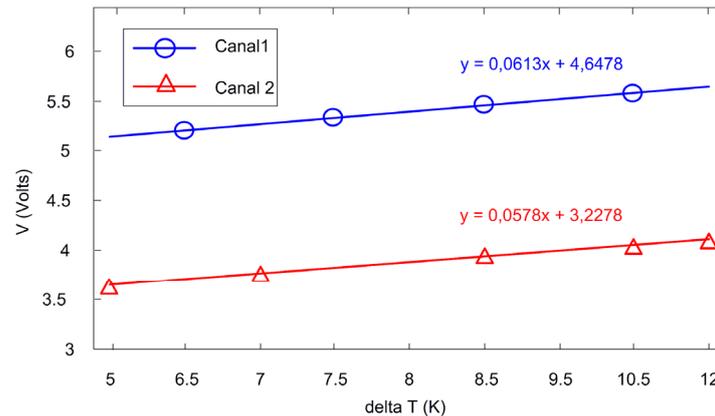


Figura 8.11. Curvas de calibración del Radiómetro de 30 GHz

La línea recta indica la linealidad de los detectores. Usando la ecuación de la línea, la constante radiométrica puede ser determinada como $1/0.0613 = 16.31$ K/V y $1/0.0578 = 17.54$ K/V para cada canal del BEM.

La constante de calibración también puede determinarse incrementando la temperatura durante el almacenamiento de datos durante cinco minutos con el conmutador de fase en el FEM funcionando. El nivel inicial y final de la rampa resultante en la serie temporal proporciona un valor inmediato de ΔV para un incremento de temperatura ΔT . Los dos valores obtenidos de la constante de calibración temporal fueron 16.3 K/V para el canal 1 del BEM y 17.3 K/V para el canal 2 del BEM.

8.4.2. Fugas y temperatura de ruido del sistema

La fuga provoca la existencia de potencia de la señal detectada debida a la señal del cielo en la salida donde en teoría se mide solamente la señal de la carga de referencia y viceversa. Se requiere que sea menor del 10 % y se minimiza adaptando con precisión las respuestas en fase y amplitud de las parejas de LNA y conmutador de fase del FEM.

Para medir la fuga y la temperatura de ruido del sistema, se compararon las salidas detectadas en cada estado del conmutador de fase. Se utilizó un multímetro para medir las tensiones continuas detectadas del BEM para cada uno de los cuatro estados del conmutador de fase. La medida implica obtener las salidas detectadas en cada estado del conmutador de fase con las dos temperaturas de entrada a un valor mínimo y a continuación calentando una de las terminaciones, volver a medir las tensiones y determinar el factor Y . En un sistema ideal, las dos combinaciones de fases $0^\circ, 0^\circ$ y $180^\circ, 180^\circ$, darían a la salida una señal detectada proporcional a la temperatura caliente, T_{hot} . Mientras que la temperatura fría, T_{cold} , daría la señal de salida con las combinaciones de fases $0^\circ, 180^\circ$ y $180^\circ, 0^\circ$. Sin embargo, existen fugas entre estados.

Para medir las fugas y la temperatura de ruido de las ramas individuales, la temperatura proporcional a T_{hot} se aumentó. Con este proceso un pequeño incremento fue aplicado a T_{cold} . Por lo tanto al radiómetro se le aplican dos temperaturas calientes y dos temperaturas frías. Se midieron las tensiones detectadas a las salidas proporcionales a las temperaturas de entrada, con todos los estados de los conmutadores de fase, y se obtienen cuatro factores Y , dos por cada canal i del BEM, según (8.1) y (8.2).

$$Y_{i1} = V_{hoti1} / V_{hoti2} \quad (8.1)$$

$$Y_{i2} = V_{coldi1} / V_{coldi2} \quad (8.2)$$

donde V_{hoti1} y V_{hoti2} son las tensiones de salida para la combinación de estados de los dos conmutadores 0° y 180° , V_{coldi1} y V_{coldi2} son las tensiones de salida en pares de estados $0^\circ, 180^\circ$ ó $180^\circ, 0^\circ$.

Conocidos los dos factores Y para cada una de las ramas, se calculan la temperatura de ruido del sistema y las fugas sustituyendo los datos en (8.3) y (8.4).

$$Y_{i1} = \frac{T_{sys} + T_{hot1}(1-L) + T_{cold1}L}{T_{sys} + T_{hot2}(1-L) + T_{cold2}L} \quad (8.3)$$

$$Y_{i2} = \frac{T_{sys} + T_{cold1}(1-L) + T_{hot1}L}{T_{sys} + T_{cold2}(1-L) + T_{hot2}L} \quad (8.4)$$

donde T_{sys} es la temperatura de ruido del sistema, T_{hot1} es la temperatura más alta de la carga caliente y T_{hot2} es la más baja, T_{cold1} , T_{cold2} son las temperaturas de la carga fría y L es la fuga.

Dos pares de estados de los conmutadores de fase ($0^\circ, 0^\circ$ ó $180^\circ, 180^\circ$, y $0^\circ, 180^\circ$ ó $180^\circ, 0^\circ$) comparten la misma fuga debido al desequilibrio entre ramas del FEM de amplitud y fase. Por lo tanto se pueden obtener dos pares de factores Y, que se pueden utilizar para calcular dos valores similares de temperatura de ruido y de fuga por cada rama. Para el caso del radiómetro de 30 GHz, los resultados se muestran en la Tabla 8.1.

Tabla 8.1. Factores Y, fugas y temperatura equivalente de ruido para el radiómetro de 30 GHz

Estado del conmutador de fase (ϕ_1, ϕ_2)	$T_{hot1} = 50$ K, $T_{cold1} = 17.24$ K, $T_{hot2} = 17.71$ K, $T_{cold2} = 13.8$ K	O_1	O_2
$180^\circ, 180^\circ$		$Y_{11} = 2.13$	$Y_{22} = 1.23$
$0^\circ, 180^\circ$		$Y_{12} = 1.22$	$Y_{21} = 2.07$
		$T_{sys} = 9.3$ K	$T_{sys} = 10.6$ K
		$L = 6.2$ %	$L = 7.8$ %

Los valores de tensiones detectadas también fueron medidos para estimar la temperatura de ruido del sistema a tres temperaturas diferentes, y los resultados junto con la precisión estimada se muestran en la Tabla 8.2. Las medidas de temperatura tienen varias fuentes de error que reducen la precisión, entre ellas se encuentra el tipo de sensor de temperatura utilizado o el instrumento, que introduce un error en la lectura de temperatura del sensor y en su calculo al usar una respuesta de temperatura.

Tabla 8.2. Temperatura equivalente de ruido del sistema para el radiómetro de 30 GHz

Temp. Fisica (K)	Temp. Ruido sistema (K)	Precisión (\pm K)
60	19	5.7
30	10.2	4.2
20	9.1	2.7

La temperatura de ruido y las fugas fueron medidas mediante dos métodos. El primero está basado en las tensiones detectadas, ya comentado en los párrafos anteriores. El segundo de ellos utiliza el esquema de medida con el medidor de figura de ruido y los BEM de RF, sin detectores. Se obtuvieron las potencias en el ancho de banda de 4 MHz del Medidor de Figura de Ruido (HP8970B) con paso de 100 MHz a lo largo de toda la banda. Se utilizaron las cargas, T_{hot1} , T_{hot2} , T_{cold1} y T_{cold2} que aparecen en la Tabla 8.1.

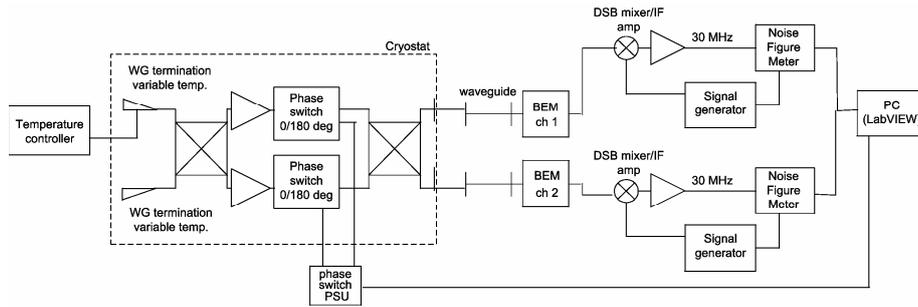


Figura 8.12. Esquema de medida de la temperatura equivalente de ruido y fuga frente a la frecuencia

Este método está basado en medidas de potencia y cálculo de los factores Y. La temperatura equivalente de ruido y la fuga frente a la frecuencia se muestran en la Figura 8.13. La precisión en los valores de la temperatura equivalente de ruido es de ± 2 K. Los resultados obtenidos con el método de barrido en frecuencia son coherentes con los resultados de potencia total de la Tabla 8.1 y la Tabla 8.2.

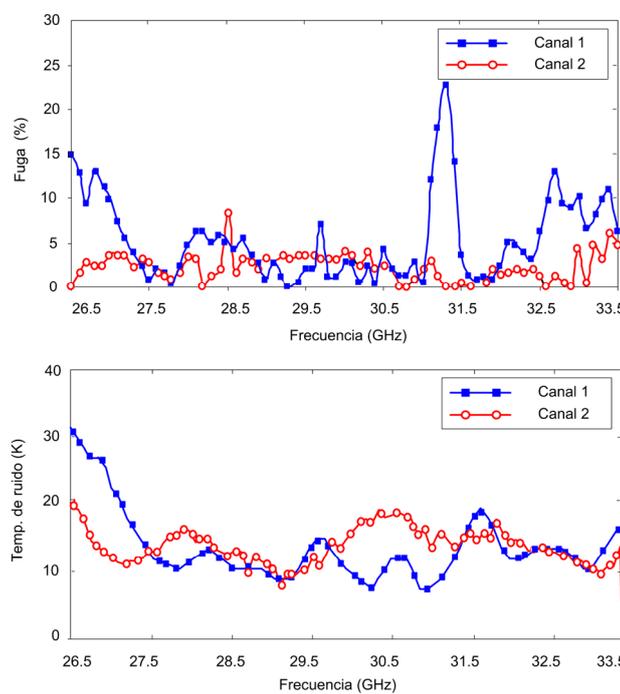


Figura 8.13. Temperatura equivalente de ruido y porcentaje de fuga frente a la frecuencia para el radiómetro de 30 GHz

Para hacer un cálculo más preciso de las fugas, se puede considerar que existen dos fugas diferentes, una desde el canal 1 hacia la salida 2, L_1 , y la otra desde el canal 2 hacia la salida 1, L_2 , como se muestra en la Figura 8.14.

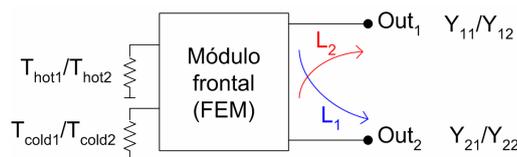


Figura 8.14. Esquema de las fugas del FEM

Los cuatro factores Y, para cada salida i , vienen dados por (8.5) y (8.6).

$$Y_{i1} = \frac{T_{sys} + T_{hot1}(1 - L_1) + T_{cold1}L_2}{T_{sys} + T_{hot2}(1 - L_1) + T_{cold2}L_2} \quad (8.5)$$

$$Y_{i2} = \frac{T_{sys} + T_{cold1}(1 - L_2) + T_{hot1}L_1}{T_{sys} + T_{cold2}(1 - L_2) + T_{hot2}L_1} \quad (8.6)$$

Se ha realizado de nuevo la medida de los cuatro factores Y con los BEM de RF utilizando las mismas temperaturas de las cargas que aparecen en la Tabla 8.1. Se hizo el cálculo de la temperatura equivalente de ruido y de los dos valores de fuga en función de la frecuencia, utilizando las ecuaciones anteriores y realizando su programación en *MATLAB*. Los resultados de los cuatro factores Y en función de la frecuencia, se muestran en la Figura 8.15.

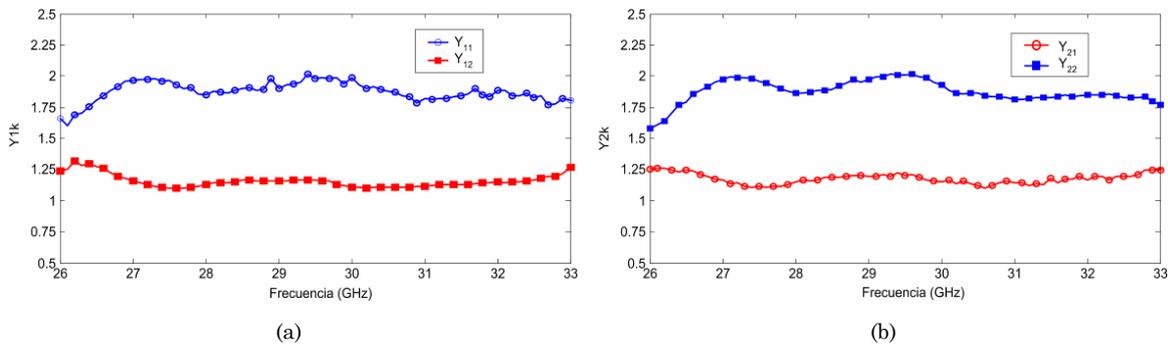


Figura 8.15. Factores Y a las salida de los dos canales para el radiómetro de 30 GHz (a) Canal 1, (b) Canal 2

Utilizando tres de los cuatro factores Y, se resuelven las ecuaciones (8.5) y (8.6), y se obtienen los resultados de temperatura equivalente de ruido y fugas (L_1, L_2) de la Figura 8.16.

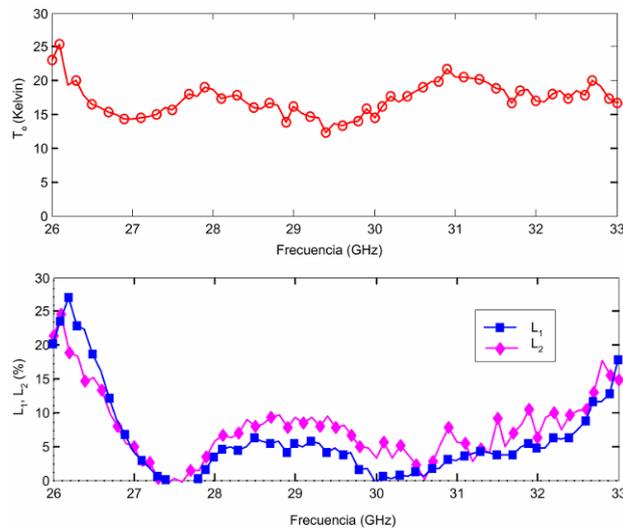


Figura 8.16. Temperatura equivalente de ruido y fugas en función de la frecuencia para el radiómetro de 30 GHz

Las dos fugas consideradas son de valor similar entre sí, y similar al valor que se obtiene cuando una única fuga es tomada en cuenta. Por lo tanto, utilizar la misma fuga para los dos canales, se puede considerar como una buena aproximación.

8.4.3. Sistema de Adquisición de Datos

Un sistema de adquisición de datos, desarrollado en Jodrell Bank, se utilizó para tomar datos sobre un periodo de tiempo con el fin de obtener el espectro de ruido a la salida. Con el esquema de medida de la Figura 8.17 se obtienen los resultados de ancho de banda efectivo y el espectro 1/f de salida.

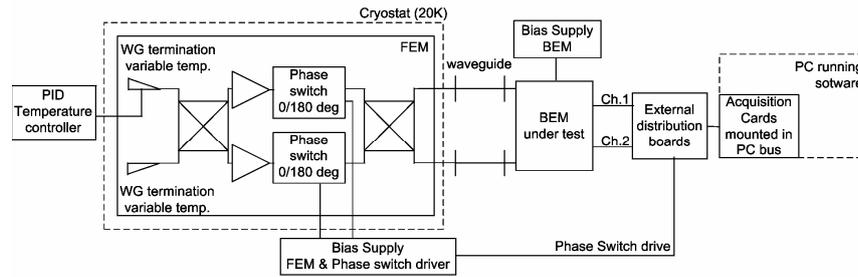


Figura 8.17. Esquema de medida con el sistema de adquisición de datos

El FEM se enfría a 20 Kelvin y se conecta al BEM con dos guías de onda de un metro. El BEM tiene dos entradas y dos salidas que se corresponden a una única polarización del FEM. Se utiliza un controlador de temperatura, Lakeshore PID modelo 340, para controlar la temperatura del FEM y de las terminaciones en guía, así como para monitorizar las temperaturas. La señal de control de los conmutadores de fase se envía a través de la caja de alimentación del FEM y cada conmutador de fase puede cambiar su estado independientemente. Cada BEM tiene dos salidas equilibradas que son conectadas a un sistema de distribución.

El sistema de adquisición está controlado con el software LabView de National Instruments. Una tarjeta de adquisición está instalada en un ordenador. Para realizar la medida se sincronizaron el sistema de adquisición y el conmutador de fase.

Un filtro paso bajo formado por una resistencia y un condensador se utiliza como integrador. La Figura 8.18 muestra la sencilla red RC que fue incluida en el acondicionador de señal para las entradas de los convertidores A/D. Puede verse que el canal 1 (CH1) y el canal 2 (CH2) entran al sistema de distribución como entradas diferenciales, con una resistencia de 150 Ohm en serie y un condensador de 0.22 μF en paralelo.

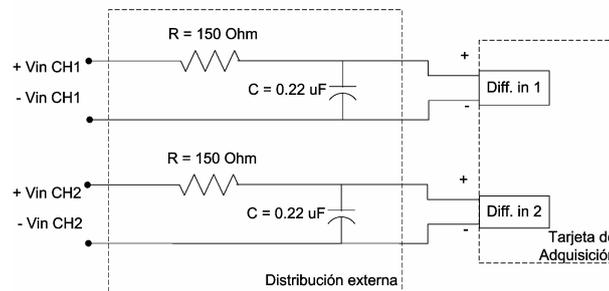


Figura 8.18. Esquema de las redes RC construidas en el sistema de distribución

El filtro RC construido tiene un tiempo de integración equivalente (τ), dado por (8.7), que es igual a dos veces la constante de tiempo teórica de un filtro RC y que es igual a 66 μs .

$$\tau = 2 \cdot R \cdot C \quad (8.7)$$

El ancho de banda 3 dB del filtro paso bajo, se define como (8.8).

$$B_{3dB} = B_{LF} / 1.57 = 1 / (1.57 \cdot 2 \cdot \tau) \quad (8.8)$$

Donde B_{LF} es el ancho de banda equivalente de ruido de post-detección.

El filtro paso bajo diseñado, tiene un ancho de banda 3 dB de 4.8 kHz, y un ancho de banda equivalente de post-detección de 7.5 kHz. El ancho de banda de la mitad de potencia determina la velocidad de adquisición cuando el filtro tiene una respuesta abrupta. En el caso de un simple filtro RC, la velocidad de muestreo más apropiada está relacionada con el ancho de banda equivalente de post-detección, ya que más allá del ancho de banda 3 dB hay potencia y la velocidad de muestreo óptima es aquella que cubre la frecuencia más alta

entrando en el sistema de adquisición. Esto implica que la frecuencia de muestreo debe ser de al menos 15 kHz.

Para realizar las medidas se escogió una frecuencia de conmutación más baja que los 4096 Hz, del Planck-LFI, para limitar la frecuencia de muestreo, a la vez que se obtienen suficiente número de muestras de cada estado y evitar la pérdida de precisión. La frecuencia de conmutación de fase fue fijada a 280 Hz y la frecuencia de muestreo a 16.8 kHz, por ser un múltiplo de la frecuencia de conmutación.

8.4.4. Ancho de Banda Efectivo

El ancho de banda efectivo, [17], [18], de ambos canales fue calculado utilizando la expresión de la sensibilidad de un radiómetro de potencia total, (8.9).

$$\Delta T/T_{\text{sys}} = \Delta V/V = 1/\sqrt{B\tau} \quad (8.9)$$

donde ΔT es la sensibilidad del radiómetro, T_{sys} es su temperatura equivalente de ruido, B es el ancho de banda efectivo, τ es el tiempo de integración, ΔV es el valor eficaz de tensión de ruido a la salida, V es la tensión de continua detectada a la salida.

Se tomaron las medidas de la tensión de continua y del valor eficaz de tensión de ruido a la salida para los cuatro estados del conmutador de fase para los dos canales. Se utilizó la velocidad de muestreo adecuada para calcular el ancho de banda efectivo, con el sistema de adquisición mostrado en la Figura 8.17 y con el integrador de la Figura 8.18. Sobre un periodo de tiempo sin conmutación de fase se tomaron datos, con el fin de conocer el nivel de ruido blanco del espectro de ruido a la salida.

Los anchos de banda efectivo para los estados ‘altos’, o estados en los que la tensión de salida corresponde a la terminación con la temperatura más alta, fueron calculados en ambas ramas y los resultados se muestran en la Tabla 8.3. El nivel eficaz (V_{rms}) se determina tomando la media de una zona de ruido blanco del espectro, siempre dentro del ancho de banda de salida del filtro paso bajo.

Tabla 8.3. Ancho de banda efectivo en la banda de 30 GHz

Canal de salida	Estado del conmutador de fase (ϕ_1, ϕ_2)	V (V)	ΔV (V_{rms})	B (GHz)
1	180°,180°	4.95	$7.13 \cdot 10^{-3}$	7.3
2	0°,180°	3.51	$5.57 \cdot 10^{-3}$	6.0

Los anchos de banda efectivos conseguidos fueron consistentes con la especificación del 20 % para el radiómetro.

8.4.5. Estabilidad

En los sistemas de radiometría uno de los aspectos más importantes son las fluctuaciones de ruido y ganancia de los amplificadores de bajo ruido, [21], [149], ya que reducen la sensibilidad, se degrada el comportamiento de ruido del receptor y aparecen correlaciones espurias en los mapas medidos [150].

El esquema de adquisición mostrado en la Figura 8.17 se uso para tomar datos con y sin conmutación de fase sobre un periodo de tiempo, para obtener el espectro de ruido a la salida.

a) *Frecuencia de codo 1/f (definición)*

La frecuencia de codo se define como la frecuencia de post-detección, en el espectro de salida del radiómetro, a la cual la contribución de ruido de tipo 1/f es igual a la contribución de ruido blanco.

El nivel de ruido blanco de la señal de salida $V_{\text{rms}}/\sqrt{\text{Hz}}$ se determina tomando la media de la FFT en una zona espectral libre de espurios y lejos de la región de ruido 1/f.

Para obtener un espectro con suficiente resolución para extraer el valor de la frecuencia de codo 1/f, es necesario tomar datos durante al menos 10 minutos. Se tomaron datos conmutando y sin conmutar la fase, para demostrar la mejora de la frecuencia de codo de ruido 1/f conseguida cuando se aplica la conmutación.

Se tomaron datos durante 83 minutos, muestreando a 16.8 kmuestras/seg, y el espectro de potencia obtenido se muestra en la Figura 8.19. Si los datos no son conmutados, la frecuencia de codo $1/f$ obtenida está en torno a 4 Hz, y el ruido blanco en torno a $0.17 \text{ mV}_{\text{rms}}/\sqrt{\text{Hz}}$. El espectro de potencia para el otro canal fue muy similar.

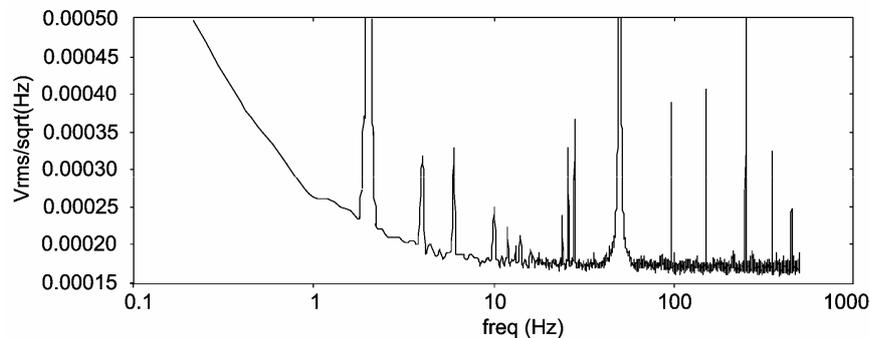


Figura 8.19. Espectro de salida sin conmutación de fase para el radiómetro de 30 GHz

Para obtener el espectro de potencia con conmutación, la frecuencia de conmutación fue fijada a 280 Hz, obteniéndose una onda cuadrada. Sólo uno de los conmutadores de fases se conmuta a 280Hz, el otro permanece fijo. Esta frecuencia de conmutación es mucho más lenta que los 4096 Hz, y no puede cancelar las variaciones más rápidas de ganancia y ruido en el BEM. Pero los resultados son valiosos ya que confirman que la frecuencia de codo $1/f$ en el BEM está por debajo de los 280 Hz y el radiómetro es insensible a sus fluctuaciones. Los datos se tomaron en un periodo de 15 minutos muestreando a 16.8 kmuestras/seg. La Figura 8.20 muestra los datos conmutados en el tiempo para cada canal.

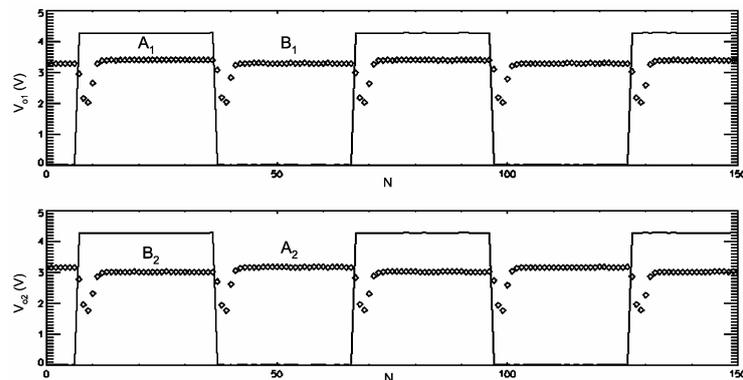


Figura 8.20. Datos de salida con conmutación de fase para cada canal (círculos), señal de control de la conmutación (línea continua)

Los niveles de tensión en la salida para cada estado del conmutador, se han identificado como A_1 , y B_1 para el canal 1 y A_2 y B_2 para el canal 2. Después de cada transición de fase hay un pico en los datos que corresponde a un cambio en la potencia de salida debida a la transición entre estados en los conmutadores de fase. Este pico fue quitado, eliminando el 20% de los datos (10% de cada lado de la señal cuadrada). Las series temporales fueron generadas diferenciando los datos de salida aplicando (8.10), a continuación una rutina calcula la FFT y determina el espectro de salida, y de hecho la frecuencia de codo $1/f$.

$$(B_2 - A_2) - (B_1 - A_1) \quad (8.10)$$

El espectro de potencia a la salida se muestra en la Figura 8.21. La frecuencia de codo $1/f$ obtenida fue de aproximadamente 50 mHz.

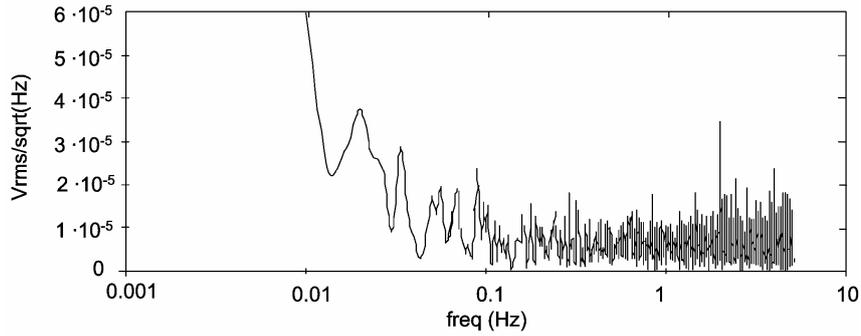


Figura 8.21. Espectro de salida aplicando la conmutación de fase para el radiómetro de 30 GHz

b) Factor 'r' de Modulación de Ganancia

Los radiómetros miden diferencias entre la temperatura del cielo y la carga de referencia. Se desea minimizar la diferencia entre ambas señales con el fin de reducir las inestabilidades. La diferencia entre ambas temperaturas de ruido se compensa, para equilibrar la salida, a través del factor de modulación de ganancia, r , [69], [151]. El objetivo es mantener el valor medio de la señal detectada de salida lo más cercana posible a cero aplicando mediante software el factor de modulación de ganancia. El valor medio de la tensión de salida diferencial se puede expresar como (8.11).

$$V_{out} = \overline{v_d} = \alpha \cdot G \cdot k \cdot B \cdot (T_{sky} + T_{sys} - r(T_{ref} + T_{sys})) \quad (8.11)$$

Donde α es la sensibilidad del detector, G es la ganancia de RF del radiómetro, k la constante de Boltzmann, B el ancho de banda, T_{sky} la temperatura del cielo, T_{ref} la temperatura de la carga de referencia, r el factor de modulación de ganancia y T_{sys} la temperatura de ruido del sistema.

Para anular la tensión a la salida, se iguala (8.11) a cero, y se obtiene que el factor de modulación de ganancia viene dado por la expresión de (8.12).

$$r = (T_{sys} + T_{sky}) / (T_{sys} + T_{ref}) \quad (8.12)$$

Los niveles de tensión de las dos ramas de los BEM no están realmente igualados. Se necesita un valor de r , para tener en cuenta los diferentes niveles de ruido $1/f$ de cada canal, con el fin de anular la tensión de salida. Por lo tanto, se asigna un valor de r para cada canal, que se calcula igualando a cero las expresiones de (8.13) y (8.14).

$$A_1 - r_{x1} \cdot B_1 \quad (8.13)$$

$$r_{x2} \cdot B_2 - A_2 \quad (8.14)$$

Donde A_1, B_1 son los niveles de tensión a la salida del canal 1 y A_2, B_2 para el canal 2, y para cada estado del conmutador de fase.

Idealmente r_{x1} y r_{x2} deberían ser iguales, significando que ambos canales son similares. Un tercer valor de r puede ser necesario cuando se hacen diferencias entre diodos, entonces la expresión para calcular las series temporales para obtener el espectro de frecuencias es (8.15).

$$(A_1 - r_{x1} \cdot B_1) - r_{x3} \cdot (r_{x2} \cdot B_2 - A_2) \quad (8.15)$$

Las salidas de los canales 1 y 2 fueron equilibradas, utilizando un atenuador de RF variable, con el fin de tener r_{x1} y r_{x2} iguales. Ignorando el tercer valor de r , r_{x3} , y aplicando un único valor r , se realizó el cálculo de la frecuencia de codo (f_{knee}) frente a diferentes valores de r y el resultado se muestra en la Figura 8.22.

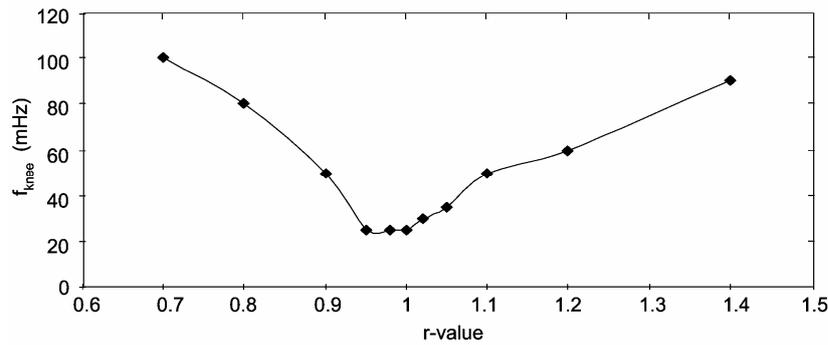


Figura 8.22. Variación de la frecuencia de codo (f_{knee}) con el valor r para el radiómetro de 30 GHz

Usando el valor óptimo de valor, r de 0.98, la frecuencia de codo, f_{knee} , se puede reducir hasta un valor de unos 30 mHz.

Los resultados demuestran que el esquema de radiómetro de pseudo-correlación, reduce el efecto de las inestabilidades de ganancia y temperatura de ruido. Por lo tanto aplicando un factor de modulación de ganancia adecuado, se puede minimizar la frecuencia de codo de ruido $1/f$ obtenida.

8.5. Front-End Module a 44 GHz

Medio FEM fue construido en JBO como equipo de calificación (QM – Qualification Model) formado por un acoplador híbrido de entrada, dos amplificadores de bajo ruido (LNA), dos conmutadores de fase y otro acoplador híbrido de salida. A continuación se hace una descripción de cada uno de los elementos que forman este medio FEM.

8.5.1. Acopladores híbridos

La estructura de cada medio FEM en la banda de 44 GHz es idéntica al de 30 GHz, es equilibrada basada en dos híbridos de tipo T mágica con sus accesos adaptados. Ambos híbridos tienen una transición de sonda coaxial a guía de onda WR-22.

8.5.2. Amplificadores de Bajo Ruido

Los amplificadores que se han desarrollado para el FEM en los receptores de 44 GHz han conseguido un comportamiento excelente de ruido entre los LNA de InP enfriados a 20 K publicados. Estos amplificadores son de cinco etapas y se han desarrollado en tecnología MIC usando transistores HEMT de InP fabricados por NGST. Las líneas microstrip, los hilos de oro, resistencias y condensadores utilizados son del mismo tipo que los del FEM de 30 GHz.

La ganancia inicial de los LNA fue de unos 35 dB y cada pareja de LNA se adaptó en ganancia y fase. La temperatura de ruido media fue 18 K enfriados a 20 K. Estos resultados son los mejores entre los publicados, [37], [152]-[153]. La ganancia inicial de los amplificadores del FEM era demasiado elevada, por lo que se intentó reducir modificando su punto de polarización, y añadiendo redes con pérdidas, hasta tener un valor medio de 30 dB. La ganancia y la temperatura de ruido en la banda de operación para un LNA sin redes con pérdidas, y con redes con pérdidas para dos puntos de polarización, se muestran en la Figura 8.23.

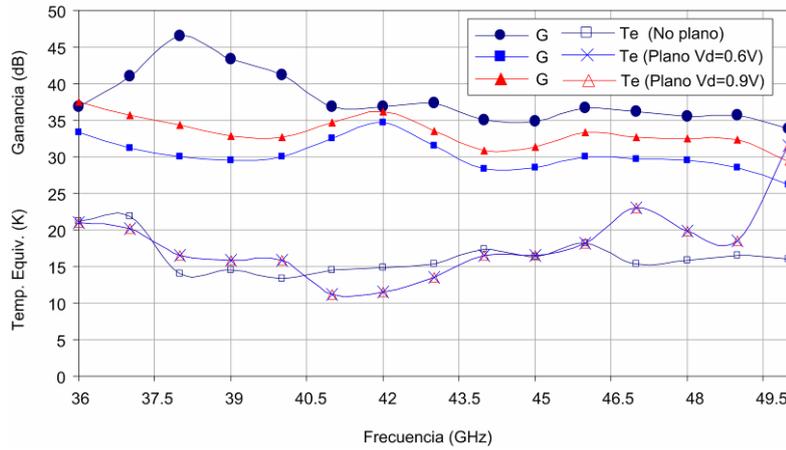


Figura 8.23. Ganancia y temperatura de ruido de los LNA enfriados a 20 K del FEM de 44 GHz

Las polarizaciones de los LNA del FEM fueron fijadas para una temperatura de operación de 20 K.

8.5.3. Conmutadores de fase

Como se ha comentado anteriormente el diseño del conmutador de fase en tecnología MMIC de InP con el proceso HBT InP, fue objeto de una patente internacional [147]. En el 20 % del ancho de banda a 44 GHz se obtuvo una respuesta en fase de $180^{\circ} \pm 1^{\circ}$, pérdidas de inserción menores de 2.5 dB y pérdidas de retorno mejores de 12 dB [148].

8.5.4. Rama del FEM

El amplificador de bajo ruido y el conmutador de fase se montaron en portadores individuales. Dos bloques idénticos fueron integrados con los híbridos, para construir medio FEM o un receptor.

8.5.5. Caracterización del FEM

El medio QM FEM fue enfriado a una temperatura de 20 K y se realizó su caracterización. La potencia de salida del FEM a lo largo de la banda, fue obtenida mediante un mezclador de doble banda, un generador de señal y un medidor de figura de ruido, según el esquema de medida mostrado en la Figura 8.6.

La ganancia de inserción y la temperatura equivalente de ruido frente a la frecuencia, en las dos las salidas del FEM para las combinaciones de los conmutadores de fase en el estado de transmisión, se muestran en la Figura 8.24. Estos resultados del FEM son antes de haber introducido las pérdidas resistivas para reducir la ganancia, y el utilizado para las medidas de integración con el BEM.

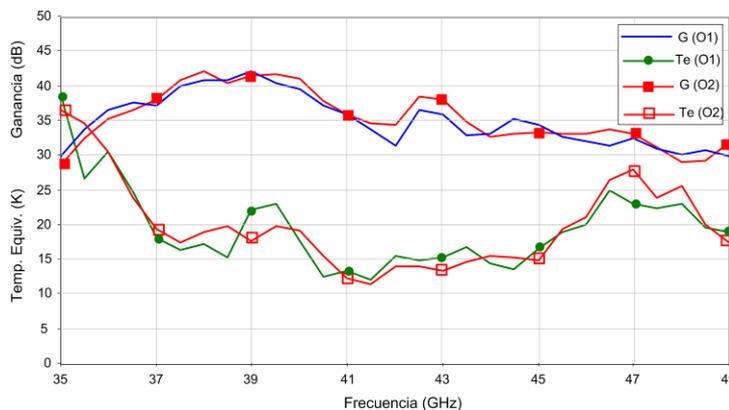


Figura 8.24. Ganancia y temperatura de ruido del FEM de 44 GHz para dos estados del conmutador de fase

8.6. Back-End Module a 44 GHz

Los BEM de 44 GHz integrados con los módulos frontales fueron las dos ramas de RF con entrada y salida en guía de onda WR-22, y varias ramas con el detector integrado y amplificador de continua. Las ramas de RF llevan los nombres de “BEM44-B1” y “BEM44-B2”, y las ramas de DC fueron las “BEM44_QMrep_R1”, “BEM44_QMrep_R3”, “BEM44-B3” y “BEM44-B4”. Todos estos prototipos de BEM han sido descritos en el capítulo 6, y su caracterización se detalla en el capítulo 7. En la Figura 8.25, se muestran las ramas “BEM44-B3” y “BEM44-B4” durante la integración con el módulo frontal en el Observatorio de Jodrell Bank (UK).

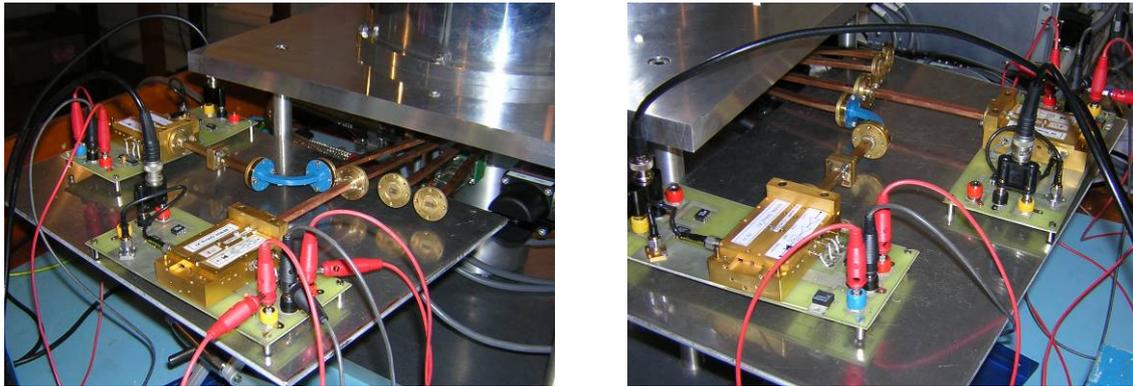


Figura 8.25. Módulos posteriores a 44 GHz integrados con el módulo frontal

8.7. Funcionamiento y Medidas del Radiómetro a 44 GHz

El FEM y el BEM fueron conectados mediante una guía de onda WR-22 con aproximadamente un metro de longitud. Con el FEM enfriado a 20 Kelvin y el BEM a 300 Kelvin, se han realizado medidas temperatura de ruido del sistema, aislamiento, ganancia y ancho de banda efectivo. En la Figura 8.26 se muestran los dos BEM con detector integrado conectados con las guías de onda a los módulos frontales que se encuentran dentro del criostato.



Figura 8.26. Integración de los módulos posteriores con los módulos frontales dentro del criostato de 44 GHz

El diagrama de bloques de la Figura 8.10 muestra la configuración del radiómetro para realizar algunas de las medidas.

8.7.1. Operación del radiómetro

Los dos BEM de DC (“BEM44_QMrep_R1”, “BEM44_QMrep_R3”) fueron conectados a las salidas del FEM, denominadas Out_1 y Out_2 como en la Figura 8.14. Se realizaron medidas de las tensiones de salidas para cargas de entrada con diferentes temperaturas. El propósito de la medida fue comprobar el funcionamiento del radiómetro y comprobar que al aumentar la temperatura de la carga, la tensión de salida también aumentaba. Los resultados de las medidas son los de la Tabla 8.4.

Tabla 8.4. Tensiones detectadas para el radiómetro de 44 GHz con diferentes temperaturas

Canal de salida	$T_{hot} = 15.2 \text{ K}$ $T_{cold} = 10.7 \text{ K}$	$T_{hot} = 24.7 \text{ K}$ $T_{cold} = 11.8 \text{ K}$
	$V_o \text{ (V)}$	$V_o \text{ (V)}$
1 (BEM_R3)	1.962 V	2.016 V
2 (BEM_R1)	1.746 V	1.949 V

Los dos valores obtenidos de la constante de calibración fueron 19.64 K/V para el canal 1 del BEM y 46.7 K/V para el canal 2 del BEM.

8.7.2. Aislamiento y temperatura de ruido del sistema

Usando el procedimiento de medida de la Figura 8.10, se midieron los dos factores Y para cada una de las ramas, y se calculó la temperatura de ruido del sistema y las fugas sustituyendo los datos en (8.3) y (8.4). Los resultados para las dos salidas del radiómetro total se muestran en la Tabla 8.5.

Tabla 8.5. Temperatura de ruido y fugas para el radiómetro de 44 GHz

Estado del conmutador de fase (ϕ_1, ϕ_2)	$T_{hot1} = 29.97 \text{ K}, T_{cold1} = 12.5 \text{ K},$ $T_{hot2} = 15.2 \text{ K}, T_{cold2} = 10.8 \text{ K}$	
	O_1	O_2
180°, 180°	$Y_{11} = 1.2$	$Y_{22} = 1.18$
0°, 180°	$Y_{12} = 1.05$	$Y_{21} = 1.05$
	$T_{sys} = 51.9 \text{ K}$	$T_{sys} = 57.7 \text{ K}$
	$L = 11.1 \%$	$L = 13.4 \%$

La temperatura de ruido obtenida fue muy alta, por encima de lo esperado. Las causas podían deberse a varios aspectos del sistema. Para asegurar que la temperatura del FEM no se había deteriorado, se midió de nuevo el FEM solo, desconectando ambos BEM. Los resultados mostraron que el comportamiento era idéntico al inicial. Por lo tanto, la explicación fue que en el BEM se estaba produciendo saturación: en los amplificadores de RF o en el detector. Se colocó un atenuador en guía entre la salida del FEM y la entrada del BEM, para reducir la potencia de entrada al BEM, se volvió a medir la temperatura de ruido y el aislamiento, obteniéndose los resultados de la Tabla 8.6.

Tabla 8.6. Temperatura de ruido y fugas para el radiómetro de 44 GHz con atenuador entre el FEM y el BEM

Estado del conmutador de fase (ϕ_1, ϕ_2)	$T_{hot1} = 29.92 \text{ K}, T_{cold1} = 12.5 \text{ K},$ $T_{hot2} = 15.28 \text{ K}, T_{cold2} = 10.8 \text{ K}$	
	O_1	O_2
180°, 180°	$Y_{11} = 1.33$	$Y_{22} = 1.3$
0°, 180°	$Y_{12} = 1.07$	$Y_{21} = 1.06$
	$T_{sys} = 25.7 \text{ K}$	$T_{sys} = 26.6 \text{ K}$
	$L = 9.7 \%$	$L = 9.9 \%$

Por los resultados de temperatura de ruido obtenidos, se deduce que la atenuación entre el FEM y el BEM ha resuelto el problema de saturación y el BEM trabaja en su región lineal. La atenuación introducida fue de

aproximadamente 5 dB. Para atenuaciones mayores el ruido también se aumentaba, debido a que la ganancia del FEM no es lo suficientemente alta como para despreciar la contribución de ruido de la segunda etapa.

8.7.3. Ancho de Banda Efectivo

El ancho de banda efectivo de ambos canales se calculó utilizando la expresión de la sensibilidad de un radiómetro de potencia total, (8.9).

Usando el atenuador, se fijaron las tensiones de salida a valores razonables. Se midió la señal de salida con el sistema de adquisición de datos, Figura 8.17, con una frecuencia de muestreo de 16800 muestra/s y 10 promedios

Las medidas iniciales proporcionaron anchos de banda efectivos muy pequeños. Con el BEM apagado se capturó la señal de salida y su espectro era menor en tan solo un factor menor que 2, por lo que se confirmó la imprecisión en las medidas, ya que se estaba midiendo prácticamente el nivel de ruido de fondo del propio sistema de adquisición de datos. Para resolver el problema se incrementó la ganancia de continua en los amplificadores de video de los BEM, a un valor mayor, para asegurar que se estaba por encima del ruido del sistema de adquisición de datos ($G_{DC} \cong 138$). Usando un generador de funciones a la entrada del amplificador de video y un osciloscopio, se obtuvo que la frecuencia de corte 3 dB de dicho amplificador estaba en torno a 20 kHz, debido al incremento de ganancia, por la limitación del producto ganancia-ancho de banda.

El filtro RC del sistema de adquisición de datos era como de la Figura 8.18, pero se cambió el valor de condensador para tener una frecuencia de corte más alta. ($C = 0.22 \mu\text{F}$ y $R = 150 \Omega$, frecuencia de corte 48.25 kHz). También se incrementó la frecuencia de muestreo a 168000 muestras/s, haciendo 100 promedios. Se volvieron a medir la temperatura de ruido y las fugas para comprobar que el sistema seguía funcionando del mismo modo, y así fue.

Se midieron los anchos de banda efectivos intercambiando los BEM entre las dos salidas del FEM. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 8.7.

Tabla 8.7. Anchos de banda efectivos para el radiómetro de 44 GHz

Salida del FEM	BEM	B (GHz)
Out ₁	R1	8.7 GHz
Out ₂	R1	9.0 GHz
Out ₂	R3	4.0 GHz
Out ₁	R3	3.8 GHz

Los cálculos de ancho de banda efectivo con la rama “BEM44_QMrep_R3” dieron peores resultados. Esto puede ser debido a que había mucho ruido 1/f y no se puede obtener una buena medida del nivel de ruido blanco.

La frecuencia de corte del amplificador de continua (~20 kHz) está por debajo de la frecuencia de corte del filtro paso bajo, por lo tanto el nivel de ruido blanco se debe detectar por debajo de aquel valor. Sin embargo en el espectro de salida, estas frecuencias parecen estar dominadas por el ruido 1/f y es difícil de encontrar un tramo de espectro plano que pudiese ser ruido blanco.

Se hicieron cálculos para corregir la pendiente de caída en el ancho de banda de salida del amplificador de video, y se repitieron las medidas del ancho de banda efectivo obteniendo los resultados de la Tabla 8.8. Hubo una falta de consistencia en los resultados, ya que la corrección fue eficaz para la rama “BEM44_QMrep_R3”, aún teniendo ambos BEM un amplificador de continua idéntico.

Tabla 8.8. Anchos de banda efectivos para el radiómetro de 44 GHz

Salida del FEM	BEM	B (GHz)
Out ₁	R1	13.7 GHz
Out ₂	R1	15.8 GHz
Out ₂	R3	6.6 GHz
Out ₁	R3	6.3 GHz

a) *Modificación de la polarización del FEM*

Se quitó el atenuador entre el FEM y el BEM, y se modificó la polarización del FEM hasta obtener unas tensiones de salida de los BEM razonables, sabiendo que no se estaba produciendo compresión de ganancia. Se repitieron las medidas de los anchos de banda efectivo, teniendo en cuenta la caída en el espectro de salida del amplificador de continua, obteniéndose los resultados de la Tabla 8.9. En este caso se obtuvieron valores razonables, para todas las combinaciones de FEM y BEM.

Tabla 8.9. Anchos de banda efectivo para el radiómetro de 44 GHz

Salida del FEM	BEM	B (GHz)
Out ₁	R1	7.2 GHz
Out ₂	R1	7.3 GHz
Out ₂	R3	6.4 GHz
Out ₁	R3	8.1 GHz

Para comprobar que el FEM funcionaba adecuadamente con las nuevas polarizaciones, se volvió a medir su ganancia, temperatura de ruido y aislamiento. La Figura 8.27 muestra la ganancia y el ruido del FEM de 44 GHz, con un punto de polarización que hace que se reduzca su ancho de banda efectivo.

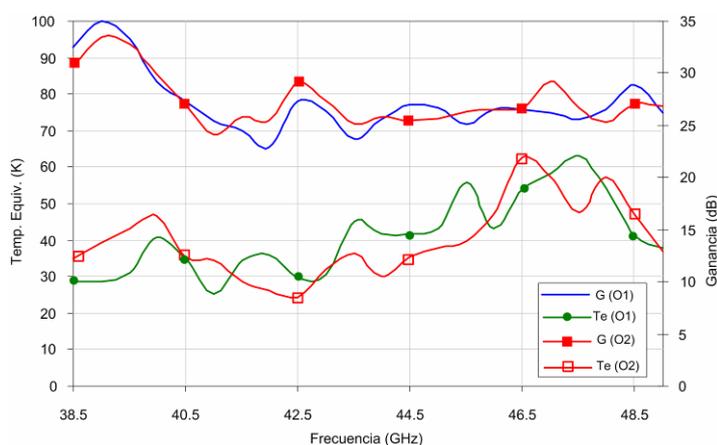


Figura 8.27. Ganancia y temperatura de ruido del FEM de 44 GHz para una polarización con menor ganancia

Tanto la ganancia como el ruido han empeorado con la nueva polarización del FEM, teniendo temperaturas de ruido del orden de 40 Kelvin y ganancia de unos 28 dB. De nuevo se obtiene que es necesario reducir al menos 7 dB la ganancia del FEM para evitar la compresión en el BEM. Para esta polarización las fugas aumentaron dramáticamente pasando de valores de un 10% a un 50%, al producirse un desequilibrio en las ramas del FEM.

Haciendo una integración de 36-49 GHz de la potencia de salida del FEM, se obtiene un valor de - 51 dBm, unos 10 dB por encima de la potencia esperada a la entrada del BEM, para que el detector del BEM recibiese una potencia de entrada de -30 dBm.

Debido a que los BEM de 44 GHz presentaron compresión al integrarlos con los módulos frontales, en el siguiente apartado se ha realizado un análisis del margen dinámico de los diferentes BEM teniendo en cuenta cada uno de sus elementos y los puntos de compresión a la salida de los amplificadores MMIC y de entrada del detector.

8.8. Margen dinámico de los módulos posteriores

Se ha analizado mediante simulación la compresión de los BEM de 44 GHz, teniendo en cuenta un sistema como el mostrado en la Figura 8.28.

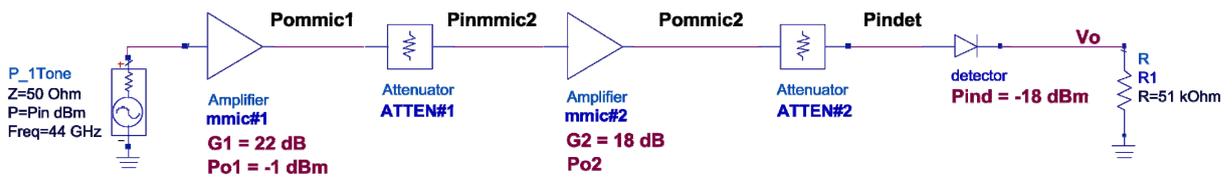


Figura 8.28. Esquema del BEM de 44 GHz con ganancias y puntos de compresión a 44 GHz

Tabla 8.10. Ganancias, atenuaciones y puntos de compresión de los diferentes BEM de 44 GHz

Caso	Unidad	G1 (mmic#1)	Po1 (P1dB salida mmic#1)	ATTEN.#1	G2 (mmic#2)	Po2 (P1dB salida mmic#2)	ATTEN.#2	Pind (P1dB input detector)
QM	QM	22 dB	-1 dBm	4.5 dB	18 dB	-7.5 dBm	4.5 dB	-18 dBm
a	FM	22 dB	-1 dBm	3.5 dB	18 dB	-11.5 dBm	11.5 dB	-18 dBm
b	FM	22 dB	-1 dBm	3.5 dB	18 dB	-7.5 dBm	11.5 dB	-18 dBm
c	FM	22 dB	-1 dBm	5 dB	18 dB	-7.5 dBm	13 dB	-18 dBm
d	FM	22 dB	-1 dBm	5 dB	18 dB	-11.5 dBm	13 dB	-18 dBm

En primer lugar se analiza el caso de los equipos “QM” y el caso “a”. Los valores de compresión y potencias, se detallan en la Tabla 8.11 y en la Figura 8.29.

Tabla 8.11. Compresión en diferentes puntos de los diferentes BEM de 44 GHz

Caso	Unidad	Pin1dB Comp. Entrada	Comp. salida mmic#2	Comp. salida Detector	Pommic2 (Salida mmic#2)	Pindet (Entrada Detector)	Mayor compresión	Reducción de potencia para evitar compresión
QM	QM	-49.2 dBm	0.16 dB	0.84 dB	-13.88 dBm	-18.38 dBm	detector	10 dB (Pin=-59.2 dBm)
a	FM	-47.8 dBm	0.77 dB	0.23 dB	-12.12 dBm	-23.62 dBm	mmic#2	8.2 dB (Pin = -56 dBm)

La diferencia entre el caso “QM” y el caso “a” es el valor de los atenuadores y el punto de compresión a la salida del segundo MMIC. Éste tiene un punto de compresión muy bajo a su salida. La mejora en el punto de compresión a la entrada del caso “a” con respecto al caso “QM” es de únicamente 1.5 dB. Esto es debido a que el que comprime es el segundo MMIC y la diferencia está en el atenuador que tiene cada uno de ellos entre los dos MMIC.

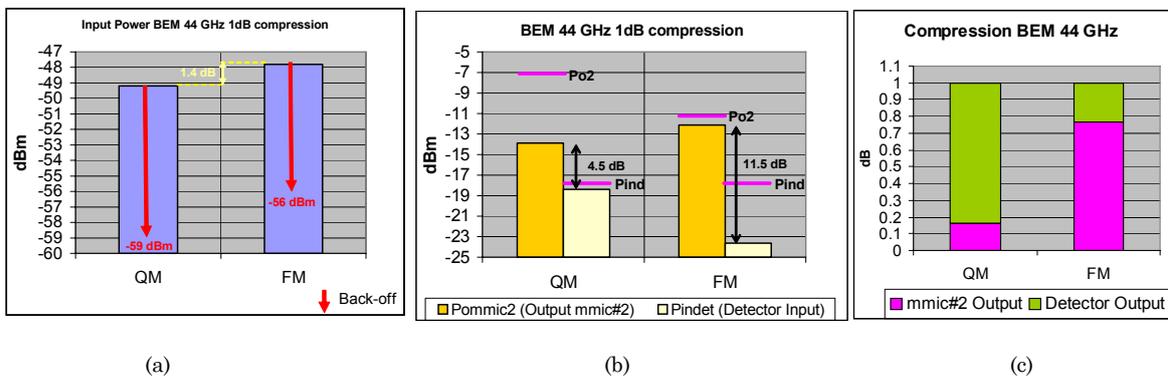


Figura 8.29. (a) Punto de compresión a la entrada de los BEM de 44 GHz (b) Potencia de salida en el segundo MMIC y de entrada en el detector (c) compresión en el segundo MMIC y en detector en el punto de compresión 1 dB

8.8. Margen dinámico de los módulos posteriores

El resultado del análisis del resto de casos de la tabla Tabla 8.10 se muestra en la Tabla 8.12 y en la Figura 8.30.

Tabla 8.12. Compresión en diferentes puntos de los diferentes BEM de 44 GHz

Caso	Unidad	Pin1dB Comp. Entrada	Comp. salida mmic#2	Comp. salida Detector	Pommic2 (Salida mmic#2)	Pindet (Entrada Detector)	Mayor compresión	Reducción de potencia para evitar compresión
a	FM	-47.8 dBm	0.77 dB	0.23 dB	-12.12 dBm	-23.62 dBm	mmic#2	8.2 dB (Pin = -56 dBm)
b	FM	-45.4 dBm	0.54 dB	0.46 dB	-9.46 dBm	-20.96 dBm	mmic#2	8.8 dB (Pin = -54.2 dBm)
c	FM	-43.4 dBm	0.63 dB	0.37 dB	-9.03 dBm	-22.03 dBm	mmic#2	9.8 dB (Pin = -53.2 dBm)
d	FM	-46.2 dBm	0.85 dB	0.15 dB	-11.88 dBm	-24.88 dBm	mmic#2	8.6 dB (Pin = -54.4 dBm)

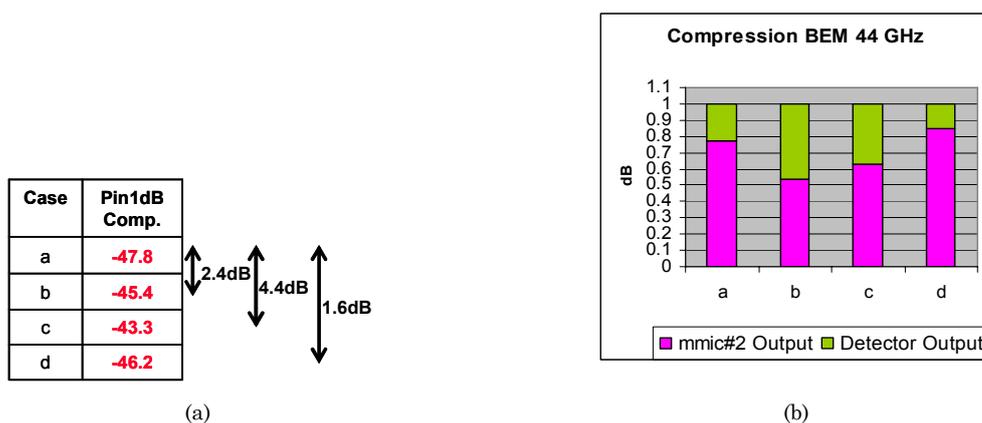


Figura 8.30. (a) Punto de compresión a la entrada de los BEM de 44 GHz (b) compresión en el segundo MMIC y en detector en el punto de compresión 1 dB.

El BEM (a) tiene 2.4 dB más bajo el punto de compresión 1 dB a la entrada que el (b) debido a que el punto de compresión 1 dB a la salida del mmic#2 es peor y el atenuador #1 tiene 1.5 dB menos de atenuación.

El BEM (a) tiene 4.4 dB más bajo el punto de compresión 1 dB a la entrada que el (c) debido a que el punto de compresión 1 dB a la salida del mmic#2 es peor que el esperado.

Con la máxima atenuación requerida en los BEM (d), el punto de compresión 1 dB a la entrada es tan sólo 1.6 dB mejor que el caso (a).

El impacto del punto de compresión 1 dB a la salida del mmic#2 es mayor que tener poca atenuación entre los dos MMIC. El segundo atenuador tiene una contribución muy baja en la diferencia de compresión.

Es difícil resolver la compresión sin tener un impacto en el ruido del BEM, ya que debido al bajo punto de compresión del segundo MMIC hubiese sido necesario colocar más atenuación tras el primer MMIC.

Analizando la curva de medida de compresión de un prototipo de BEM, se observa que para evitar compresión, se necesita al menos una reducción de 8 dB en la potencia de entrada con respecto al punto de compresión 1 dB a la salida.

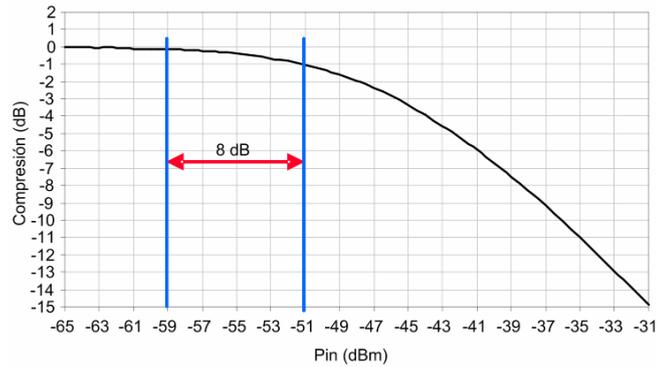


Figura 8.31. Reducción de la potencia de entrada en el BEM-B4 de 44 GHz para evitar compresión

A continuación se muestra en la Figura 8.32 el impacto que se tendría en la temperatura de ruido del BEM de 44 GHz si se hubiese incluido la máxima atenuación a la salida del segundo MMIC. El incremento al incluir un atenuador de 13 dB con respecto a uno de 5 dB sería de 77.5 Kelvin.

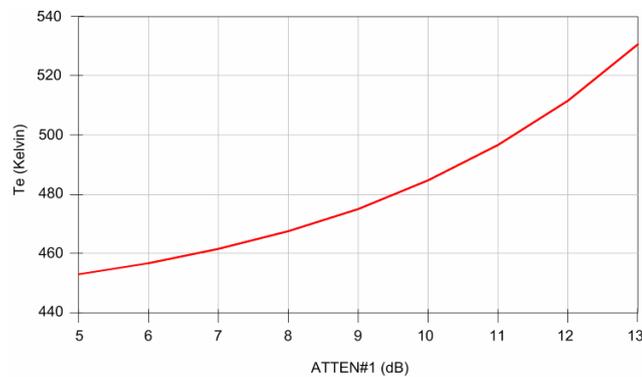


Figura 8.32. Variación de la temperatura de ruido del BEM de 44 GHz en función de la atenuación del primer atenuador

8.9. Conclusiones

El desarrollo de los equipos de microondas para el instrumento de baja frecuencia de baja frecuencia (LFI) de la misión Planck ha presentado bastantes retos a los diseñadores. En este capítulo se ha descrito la arquitectura completa, diseño y caracterización de los prototipos de los radiómetros a 30 y 44 GHz, denominados EBB (Elegant Breadboard). Es una versión integrada con dos ramas del módulo frontal (FEM) enfriado a 20 Kelvin, y otras dos del módulo posterior (BEM) a 300 Kelvin, conectados mediante guías de onda.

La operación del radiómetro de 30 GHz se ha demostrado satisfactoriamente. Se han conseguido buenos resultados en temperatura de ruido total del sistema, ganancia, ancho de banda efectivo y cancelación del ruido $1/f$, dentro de los requerimientos tan exigentes que tiene el LFI de Planck. Las inestabilidades debidas a fluctuaciones de ruido y ganancia se han minimizado utilizando el esquema de conmutación de fase, y aplicando el factor de modulación. El funcionamiento del EBB de 30 GHz fue excelente, con una temperatura equivalente de ruido de 9 Kelvin en un 20 por ciento de ancho de banda, y una frecuencia de codo (f_{knee}) en torno a 30 mHz, demostrando una estabilidad excelente de ganancia y ruido.

En la integración de los prototipos del BEM a 44 GHz con el FEM QM, se comprobó que existía compresión en los módulos posteriores. Se realizaron varias medidas de ancho de banda efectivo, temperatura equivalente de ruido y aislamiento, intentando reducir la potencia de salida del FEM, mediante un atenuador externo y mediante la variación del punto de polarización del BEM, llegando a obtener algunos resultados que nos permitieron estimar los órdenes de magnitud de la compresión que se estaba produciendo.

Por último se ha realizado un análisis del margen dinámico de los diferentes prototipos de 44 GHz. Los equipos estaban diseñados, para recibir una potencia aproximada del FEM de -60 dBm. La potencia recibida

es mayor y del análisis realizado, se ha obtenido que la compresión no sólo ocurre en el detector, sino que el segundo MMIC también trabaja en zona de compresión. El segundo MMIC se añadió al BEM con el fin de obtener más ganancia, con menor consumo, ya que al tener transistores de enriquecimiento consume menos, y nunca se esperaba tener tanta potencia a su salida.

El diseño de los BEM de 44 GHz no ha sido el más óptimo, ya que una vez congelados sus diseños y fabricados los equipos de calificación, se decidió introducir mayor atenuación para evitar compresión. Prácticamente toda la ganancia de un MMIC queda cancelada por la elevada atenuación introducida. Los MMIC de enriquecimiento de la oblea de vuelo proporcionaron peor punto de compresión que el esperado. Al pensar que la mayor compresión era introducida por el detector la decisión fue añadir más atenuación a su entrada. Además introducir mucha atenuación después del primer MMC hubiera aumentado el ruido del equipo.

En los equipos finales de vuelo existe compresión, para poderlos caracterizar se está utilizando una línea de ajuste no lineal. Una vez caracterizada la compresión que existe es posible utilizarla para realizar correcciones sobre la calibración y sobre las medidas que se realicen.