

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 6

Módulos Posteriores del Radiómetro Planck

6.1. Introducción y Objetivos

Los módulos posteriores (BEM – Back End Module) realizan las funciones de amplificación, filtrado, y detección, con lo cuál tienen entrada de radiofrecuencia y salida de continua. En este capítulo se presentan los prototipos de los BEM del radiómetro Planck en las bandas de 30 GHz y 44 GHz.

Para cada uno de los módulos se describen los subsistemas que lo forman, sus principales características y su funcionamiento. De los amplificadores bajo ruido, se indicarán los utilizados en el diseño de los dos módulos. Del de 44 GHz, se ha presentado su diseño y caracterización en capítulos anteriores. Los detectores y el amplificador de continua que se presentan fueron diseñados en la Universidad Politécnica de Cataluña (UPC), en el Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones, y dieron lugar al desarrollo de una Tesis doctoral [125]. Por último se presentan los prototipos de los módulos posteriores con detalles de su montaje. La caracterización de los módulos integrados se describe en el capítulo siguiente.

6.2. Módulo Posterior de 30 GHz

El BEM de 30 GHz tiene una ganancia especificada de 30 dB para hacer que el diodo trabaje en su región lineal cuando reciba la señal de ruido de banda ancha desde el módulo frontal (FEM – Front End Module). El esquema de medio BEM se muestra en la Figura 6.1. En cada rama, el LNA consta de dos amplificadores de bajo ruido en cascada, con el fin de obtener la ganancia necesaria. A continuación se encuentra el filtro microstrip paso banda, el detector cuadrático y por último el amplificador de continua.

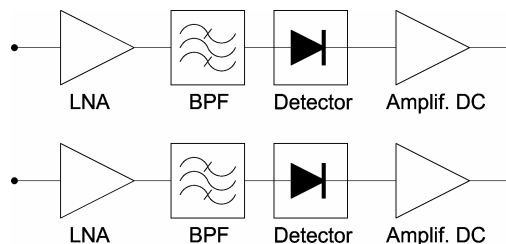


Figura 6.1. Esquema de medio módulo posterior a 30 GHz

6.2.1. Transición “Ridge” de guía rectangular a microstrip banda Ka

Los módulos posteriores tienen entrada en guía rectangular (WR-28). El primer elemento funcional es una transición de guía de onda rectangular a línea microstrip que permite adaptar los dos medios de transmisión. La estructura a escoger debía proporcionar una banda ancha de funcionamiento, con unas pérdidas de inserción bajas. De entre los diferentes tipos de transición posibles [126]-[129], se escogió la que hace uso de la guía “ridge”, ya que inherentemente tiene banda ancha y baja impedancia característica [96], [130]. Este tipo de estructura también presenta bajas pérdidas y un comportamiento repetitivo. La guía “ridge” es una guía rectangular a la que se le añade una aleta central en la parte superior. Esta aleta central o “ridge”, hace que la guía cambie sus características eléctricas en función de su dimensión. Físicamente cuanto más cercana esté la parte inferior de la aleta a la base de la guía, más concentrados estarán en esta zona los campos eléctricos. En el caso de las transiciones, se irá adaptando progresivamente el modo de transmisión de la guía al de la línea microstrip. Su geometría se muestra en la Figura 6.2, la anchura de la guía es a , la altura b , y la anchura y altura de la aleta son s y d respectivamente.

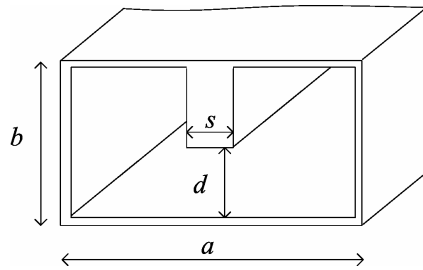


Figura 6.2. Geometría de la guía “Ridge”

Las expresiones que proporcionan la impedancia característica y la longitud de onda en la guía vienen dadas por [96]. Estas ecuaciones coinciden con los métodos numéricos de cálculo para los rangos de parámetros dados en la Tabla 6.1. Como definición de la impedancia característica se escogió la que toma la relación entre la tensión entre las paredes superior e inferior y la intensidad de corriente que circula por la pared superior de la guía. La tensión es la integral del campo eléctrico tomado a lo largo de la línea recta que une la aleta con la pared inferior en el centro de la guía. La intensidad es la integral de la intensidad de corriente superficial que fluye por la pared superior, incluyendo la aleta. La definición de impedancia tomada concuerda bien con la definición en la línea microstrip. Cuando la longitud y la anchura de la aleta en una guía “ridge” tienden a cero, las expresiones de su impedancia característica y la longitud de onda coinciden con las de una guía rectangular transmitiendo el modo TE_{10} .

Tabla 6.1. Márgenes de validez de los rangos numéricos para el cálculo de la impedancia característica y la longitud de onda de la guía “ridge”

$0.001 \leq \frac{d}{b} \leq 1$	$0 \leq \frac{b}{a} \leq 1$	$0 \leq \frac{s}{a} \leq 0.45$
---------------------------------	-----------------------------	--------------------------------

El primer paso para realizar el diseño de la transición, es elegir la anchura de la aleta, la cual es igual en todas las secciones de la guía “ridge”. Es conveniente que esta anchura sea próxima a la anchura del conductor en la línea microstrip de 50 Ohm, y que en el último tramo la altura d de la aleta, sea igual a altura del sustrato utilizado, para evitar discontinuidades. El sustrato utilizado a la entrada de los módulos posteriores es Alúmina con una altura de 0.254 mm. Con una anchura de aleta de 1 mm, se puede conseguir una impedancia característica de 50 Ohm, cuando la altura de la guía “ridge”, d , es de 0.254 mm. La estructura eléctrica de la transición está formado por secciones $\lambda/4$ de distintas impedancias características, y adapta la guía rectangular a la línea microstrip de 50 Ohm. En la Figura 6.3 se muestra un corte longitudinal de la transición y el esquema eléctrico equivalente.

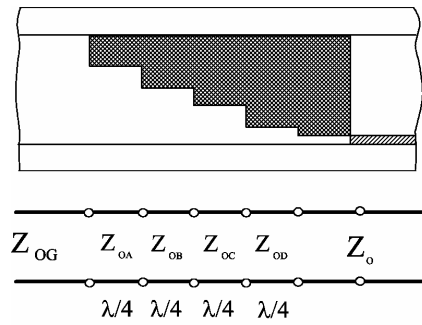


Figura 6.3. Esquema de la adaptación de impedancias con la guía "ridge" escalonada

Los datos iniciales para el cálculo del transformador escalonado son el ancho de banda a cubrir y las impedancias de los extremos. La impedancia de la línea microstrip es 50 Ohm (Z_0), y como frecuencia de diseño se toma la correspondiente a la longitud de onda central de la guía en la banda de funcionamiento.

Para realizar el diseño de la transición se realizó un programa con Excel, que permite obtener las impedancias características a una determinada frecuencia y las dimensiones de las diferentes secciones de la transición. En la banda Ka las dimensiones de la guía rectangular WR-28 son $a = 7.11$ mm y $b = 3.56$ mm, la frecuencia de diseño es 32.7 GHz que corresponde con la longitud de onda central de la guía. La anchura de la aleta se escogió de 1 mm y los valores de impedancias, y dimensiones de cada una de las secciones se muestran en la Tabla 6.2 y en los planos de la Figura 6.4.

Tabla 6.2. Impedancias características, dimensiones, longitud de onda de corte y longitud de onda de la guía para cada una de las secciones de la transición en la banda Ka (@ 32.7 GHz).

Z_c (Ohm)	d(mm)	l (mm)	λ_c (mm)	λ_g (mm)
50.5	0.25	3	40.08	9.42
63,92	0,35	2,37	35,63	9,49
98,99	0,65	2,41	28,66	9,68
192,05	1,50	2,56	20,60	10,24
315,42	2,60	2,79	16,4	11,18
387.91	0	1.86	14.22	12.00

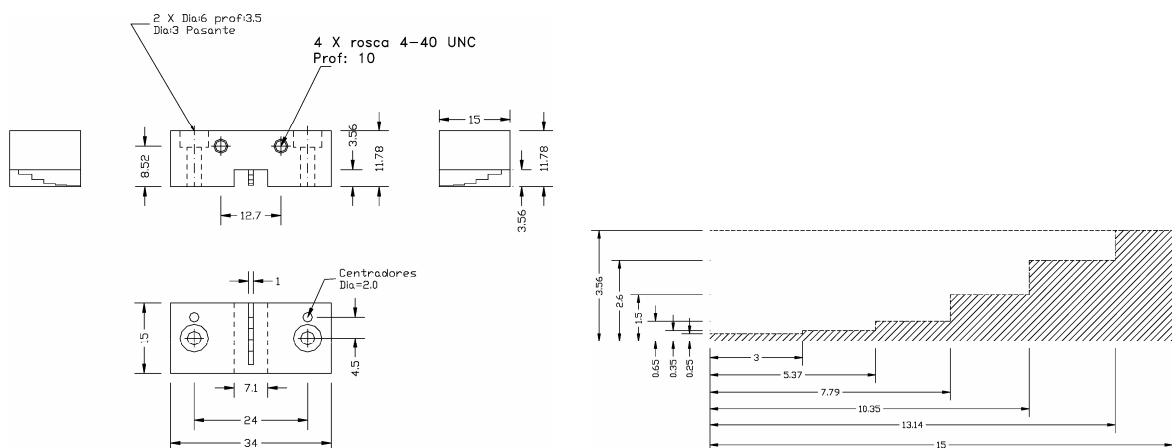


Figura 6.4. Transición "ridge" en la banda Ka

La transición de guía "ridge" a microstrip, ha sido simulada utilizando el simulador electromagnético 3D HFSS de Ansoft. Los resultados y el esquema de simulación utilizado se muestran en la Figura 6.5. La simulación se ha realizado con una línea de 50 Ohm microstrip en Alúmina, con longitud de 6 mm. La adaptación obtenida en simulación fue mejor de 18 dB y las pérdidas en torno a 0.15 dB desde 25 GHz hasta 40 GHz.

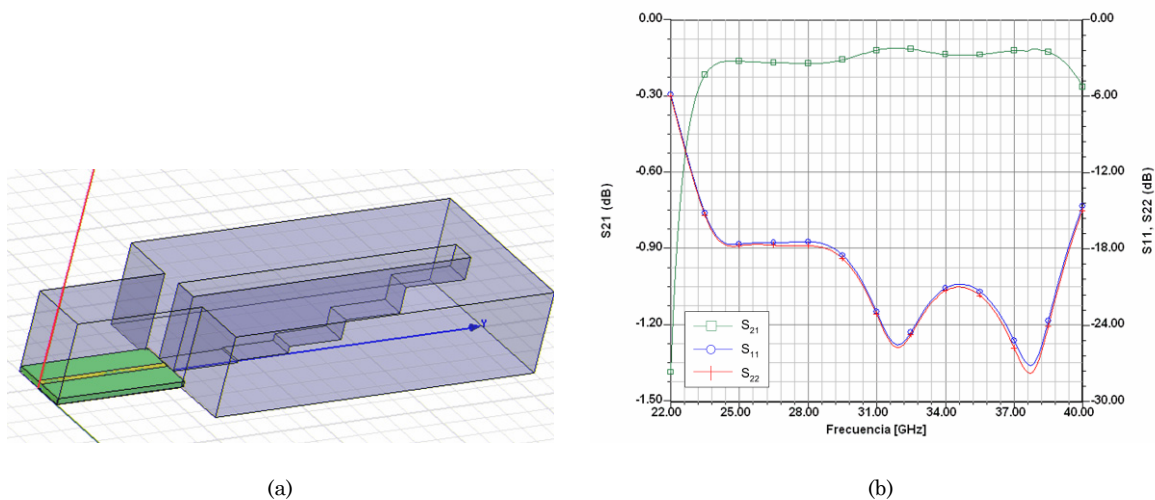


Figura 6.5. Transición “ridge” a microstrip en la banda Ka, simulada con una longitud de línea de 6 mm con sustrato de Alúmina ($\epsilon_r = 9.9$, $h = 0.254$ mm) (a) Esquema 3-D para la simulación, (b) Parámetros de Scattering simulados

Una vez diseñada la transición, se contruyó una caja formada por dos transiciones “ridge” y una línea microstrip de longitud 12 mm para caracterizar sus parámetros de Scattering, que también fue simulada utilizando el simulador HFSS. La línea microstrip es de sustrato de Alúmina ($\epsilon_r = 9.9$, $h = 0.254$ mm), la anchura del conductor es de 0.254 mm (50 Ohm) y sus dimensiones 6 mm de largo por 2.5 mm de ancho. Esta alúmina está encerrada en una cavidad de anchura 2.6 mm y altura 3.56 mm (frecuencia de corte = 57.69 GHz). La transición “ridge” y la línea de alúmina se unen con una cinta de oro de anchura igual a la de la línea de 50 Ohm de alúmina (del orden de 0.25 mm). La unión entre la aleta y la línea microstrip se realizó mediante una cinta de oro soldada con epoxy (E3081) en ambos lados, haciendo que la onda propagada por la guía de ondas se transmita del dieléctrico al microstrip. En la Figura 6.6 se muestra un esquema de montaje y una fotografía, de la conexión entre la línea microstrip y la aleta de la transición “ridge”.

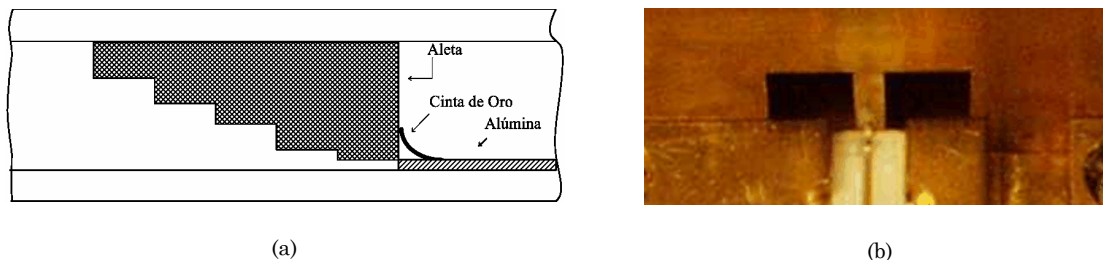


Figura 6.6. Conexión entre la aleta y la línea microstrip en la transición “ridge” (a) esquema, (b) fotografía

La línea microstrip no se extiende por debajo de la transición “ridge”, coinciden sólo en el plano de conexión. La anchura de la aleta de la transición “ridge” (1 mm) es mayor que la anchura de la línea de 50 Ohm de alúmina.

Los resultados de la medida de una doble transición con una línea microstrip de longitud 12 mm se muestran en la Figura 6.7. Las pérdidas fueron en torno a 1 dB y las adaptaciones mejores de 15 dB.

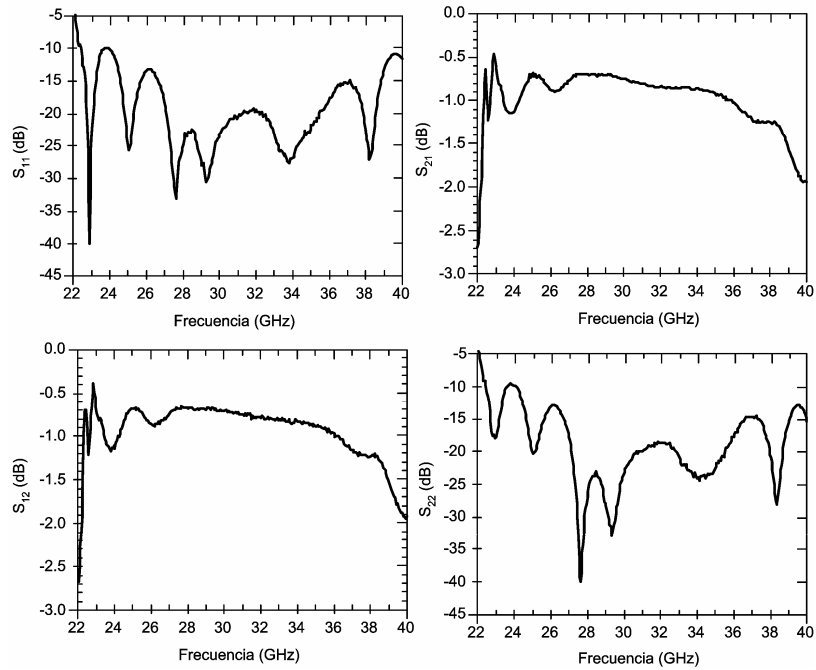
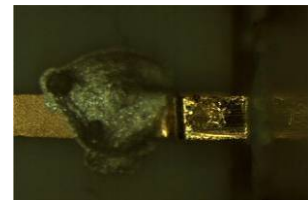
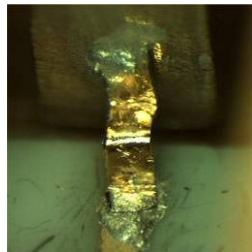
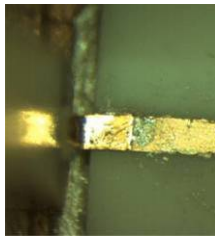


Figura 6.7. Medida de una doble transición con una línea microstrip de 12 mm

Se realizaron varias conexiones diferentes, de la cinta con la aleta de transición “ridge”, a la entrada y a la salida, para ver el efecto que tenía. En la Figura 6.8, se muestran los tres casos para los que se realizaron medidas y las características de cada uno de ellos. El caso de la Figura 6.8 (a), es el mismo que el de los resultados de la Figura 6.7. Los resultados obtenidos de la doble transición para cada uno de los tres casos se muestran juntos en la Figura 6.9.



- | | | |
|--|---|---|
| <ul style="list-style-type: none"> • Longitud de línea microstrip debajo de la cinta: 0 μm • Anchura de la pasta: 0 μm (la menor cantidad posible) • Distancia entre aleta y Alúmina: 20 μm | <ul style="list-style-type: none"> • Longitud de línea microstrip debajo de la cinta: 300 μm • Anchura de la pasta: 350 μm • Distancia entre la aleta y la Alúmina: 80 μm • Distancia del borde de abajo aleta hasta la pasta con cinta: 380 μm | <ul style="list-style-type: none"> • Longitud de línea microstrip debajo de la cinta 325 μm • Anchura de la pasta: 700 μm • Distancia entre la aleta y la Alúmina: 80 μm |
|--|---|---|

(a)

(b)

(c)

Figura 6.8. Conexiones de la cinta de oro entre la línea microstrip y la aleta de la transición “ridge”

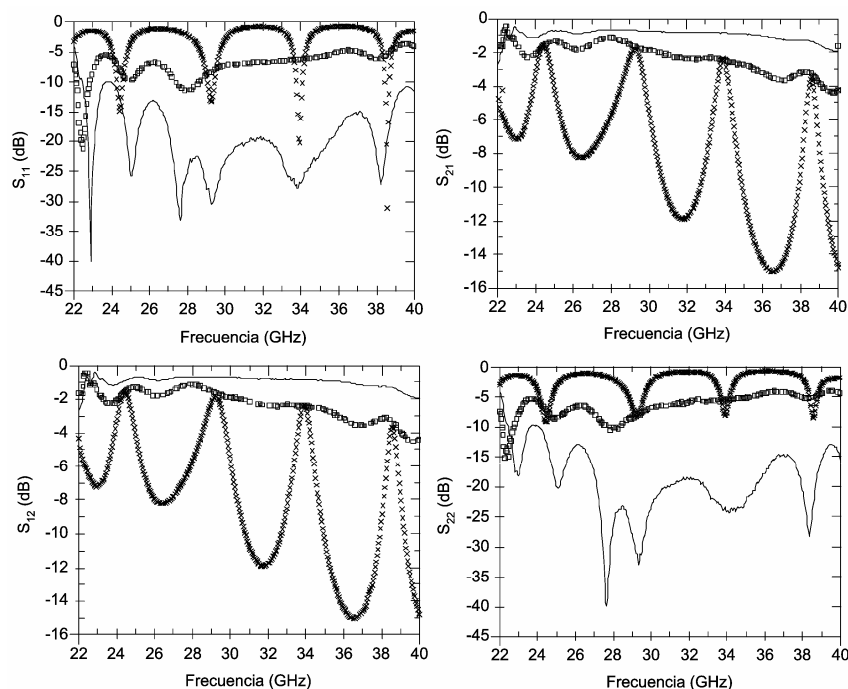


Figura 6.9. Doble transición con una línea microstrip de 12 mm para las conexiones de la cinta mostradas en la figura anterior (a) – línea continua (—); (b) – cuadrados ($\square$); (c) – equis ($\times$)

De los resultados obtenidos, se observa que la forma de conexión entre la cinta y la aleta de la transición, puede dar resultados malos de pérdidas y adaptaciones. Las mejores prestaciones se obtuvieron con una conexión como la mostrada en la Figura 6.8 (a). El hecho de que la cinta de conexión sea bastante larga y muy separada entre la aleta y la línea microstrip, como es el caso de la Figura 6.8 (b), se obtiene pérdidas elevadas, de hasta 4 dB y adaptaciones pobres, siendo en algunos tramos de frecuencias de unos 5 dB. En el caso de la Figura 6.8 (c), debido a la discontinuidad que introduce la pasta, se pueden tener pérdidas de retorno del orden de 2 dB y pérdidas de hasta 14 dB.

6.2.2. Amplificadores de Bajo Ruido

Los amplificadores de bajo ruido que se han empleado en los módulos posteriores de la banda Ka, son circuitos integrados en tecnología monolítica (MMIC) de GaAs. Son amplificadores comerciales de bajo ruido, modelo HMC263 de la marca Hittite, su tamaño es de 1.32 mm x 2.49 mm. En la Figura 6.10 se muestra una fotografía 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.

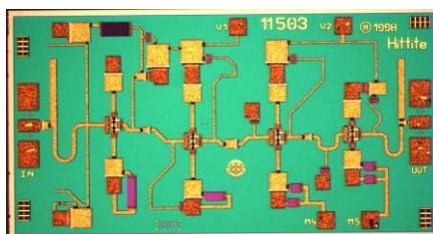


Figura 6.10. Fotografía del amplificador de bajo ruido HMC263 de Hittite

Dos amplificadores HMC263 de Hittite fueron montados en un útil de fabricación propia con conectores 2.4 mm como se muestra en la Figura 6.11.



Figura 6.11. Fotografía de los útiles con conectores 2.4 mm con el amplificador HMC263 de Hittite

De estos dos amplificadores fueron medidos sus parámetros de Scattering con una potencia de -20 dBm, que se muestran en la Figura 6.12, y su figura de ruido que se representa en la Figura 6.13. El consumo de corriente de ambos circuitos con una tensión de +3 V fue de 33 mA.

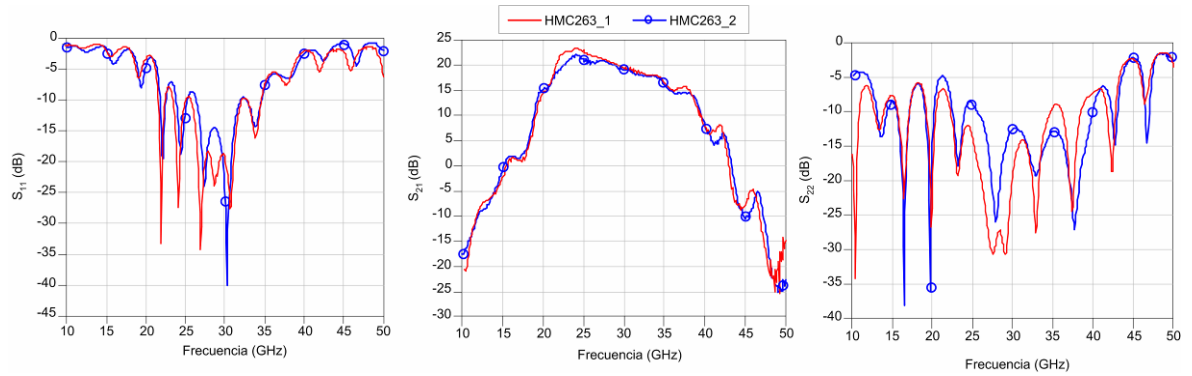


Figura 6.12. Parámetros de Scattering de los dos amplificadores LNA HMC263

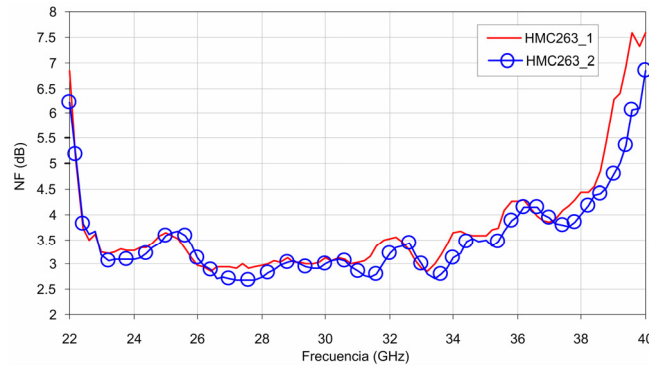


Figura 6.13. Figura de ruido de los dos amplificadores LNA HMC263

El amplificador HMC263 fue modificado entre la fase de los prototipos y la de fabricación del modelo de calificación (QM - Qualification Model). El consumo es mayor (+3 V, 53 mA), su ruido muy similar, pero su respuesta es más plana en la banda de interés. Con el fin de medir el amplificador y poder analizar por completo su estabilidad, teniendo en cuenta no sólo los puertos de entrada y salida de RF sino también el acceso de polarización, se hizo un montaje como el mostrado en la Figura 6.14 (a). En el acceso de polarización se ha incluido una transición coplanar-microstrip modelo *Probe Point 1003* de *JmicroTM Technology*. Con este montaje se caracterizó el circuito como una red de tres accesos utilizando el esquema de medida de la Figura 6.14 (b). Se midieron los parámetros S de la red de tres accesos mediante medidas de cada pareja de accesos con una carga de 50 Ohm en el tercero [131].

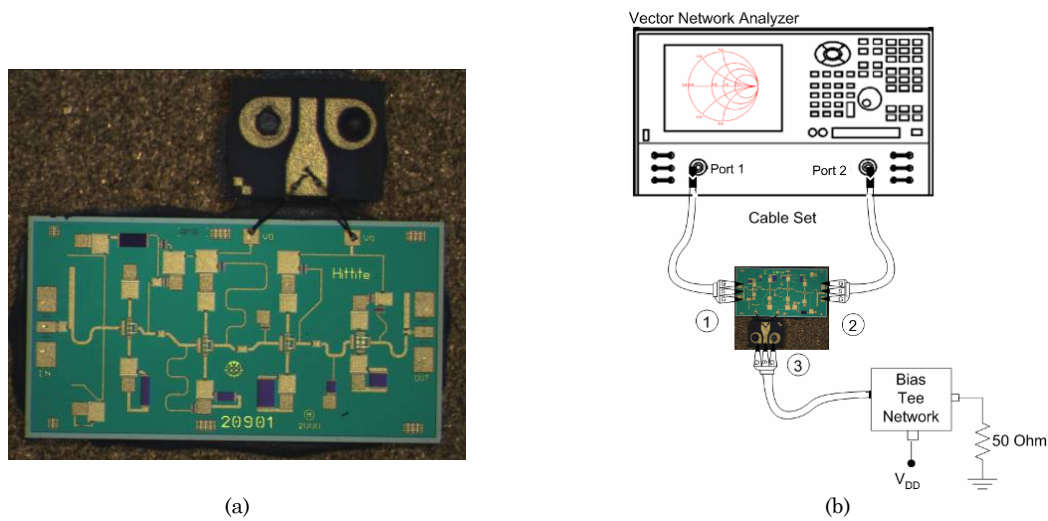


Figura 6.14. (a) Fotografía del amplificador de bajo ruido HMC263 de Hittite para medida de tres puertos; (b) Esquema de medida

El resultado de la medida del amplificador MMIC como una red de tres accesos, (+3 V, 53 mA), se muestra en la Figura 6.15, midiendo con una potencia de entrada de -30 dBm y para un punto de polarización de 3 Voltios y 53 mA. El acceso #1 es la entrada de RF, el acceso #2 es la salida de RF, y el acceso #3 el acceso de polarización.

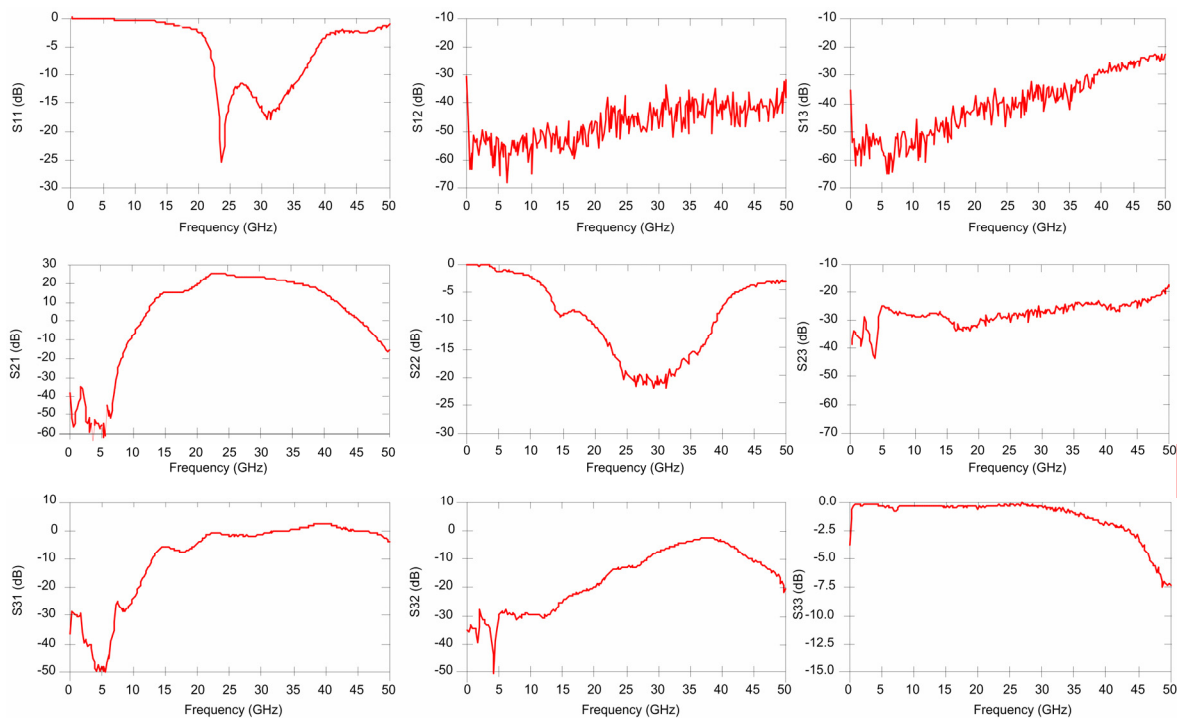


Figura 6.15. Módulo de los parámetros de Scattering del LNA MMIC HMC263 para $V_{dd} = 3$ V e $I_d = 53$ mA referidos a 50 Ohm.

Los parámetros de Scattering más importantes en un amplificador considerado como una red de tres accesos se pueden interpretar del siguiente modo:

Parámetro S_{33} : idealmente debería ser igual a 0 dB a todas las frecuencias, menos a frecuencias muy bajas, indicando muy buen aislamiento de RF o desacoplo del puerto de continua. Las medidas mostraron muy buen comportamiento al menos hasta 30 GHz.

Parámetro S_{31} : idealmente debería ser muy bajo (< 0 dB) a todas las frecuencias, de nuevo como una indicación de que hay un buen desacoplo en RF de acceso de polarización. Los resultados de las medidas indicaron un buen comportamiento del circuito, teniendo en cuenta la alta ganancia inherente a bajas frecuencias de un amplificador PHEMT de cuatro etapas como éste. Únicamente se obtuvo un valor positivo máximo de $+ 2$ dB en torno a 38 GHz.

Parámetro S_{23} : indica el aislamiento en RF entre el acceso de alimentación y el acceso de RF de salida del amplificador. Se obtuvo un buen aislamiento, de hecho mejor de -20 dB en la mayor parte del rango de frecuencias.

Parámetro S_{32} : indica el aislamiento en RF entre el acceso de RF de salida del amplificador y el acceso de alimentación. Fue siempre menor que 0 dB con un valor máximo en torno a 40 GHz.

En resumen, de las respuestas de los parámetros de Scattering mostrado en la Figura 6.15, se pueden predecir problemas de estabilidad asociados con el acceso de polarización. Si ocurriesen, sería para frecuencias en torno a 38 GHz o superiores, donde el aislamiento es peor.

a) *Análisis de estabilidad como una red de tres puertos*

Se analizó la estabilidad del amplificador para una red de tres accesos [132]-[133]. La estabilidad incondicional puede analizarse con un conjunto de tres condiciones ($K_3(\Gamma_K) > 1$, $F_{ij} > |J_k|$, $F_{ji} > |J_k|$) publicadas en [132], o con una única condición ($\mu_3(\Gamma_K) > 1$) presentada en [133]. Ambos métodos analizan la estabilidad de tres puertos, considerando estabilidad entre dos de los puertos cuando en el tercero hay una terminación fija.

En la Figura 6.16, se muestran las regiones de estabilidad del amplificador analizado como una red de tres accesos a una frecuencia. Se representan los coeficientes de reflexión en cada uno de los accesos para los cuales no se cumple alguna de las tres condiciones de estabilidad incondicional ($K_3(\Gamma_K) > 1$, $F_{ij} > |J_k|$, $F_{ji} > |J_k|$). Es decir se representan las zonas de estabilidad condicional para cada uno de los tres accesos a 40 GHz.

Para obtener qué regiones de la carta de Smith son condicionalmente estables en los planos de los accesos 1 y 2, se calcula la matriz de Scattering de 2×2 con los coeficientes de reflexión en el acceso 3 (Γ_3), (6.1). Conocidos estos parámetros se pueden conocer los círculos de estabilidad y calcular las distancias a estos círculos para conocer las regiones condicionalmente estables. Para el resto de pares de accesos se realiza el mismo análisis.

$$\begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{1 - S_{33} \cdot \Gamma_3} \cdot \begin{bmatrix} S_{11} - \Gamma_3 \cdot \Delta_{22} & S_{12} - \Gamma_3 \cdot \Delta_{21} \\ S_{21} - \Gamma_3 \cdot \Delta_{12} & S_{22} - \Gamma_3 \cdot \Delta_{11} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Δ_{ij} es el cofactor de los elementos (i, j) de la matriz de parámetros S de tres accesos.

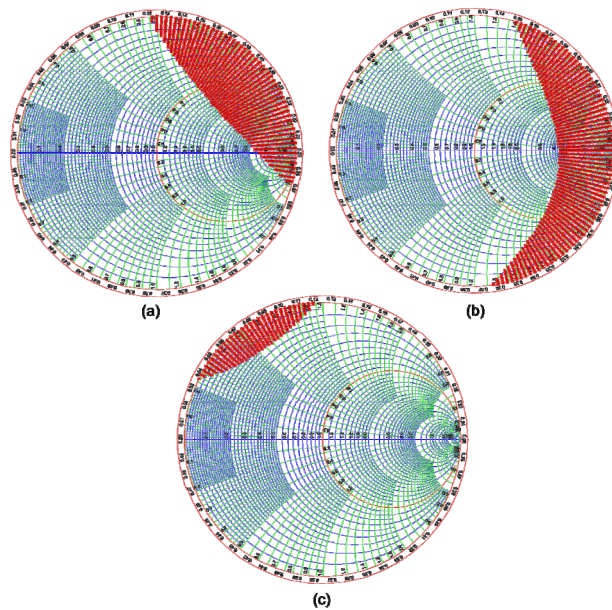


Figura 6.16. Regiones de estabilidad condicional a 40 GHz para los planos (sombreadas): (a) Acceso 1 (entrada de RF), (b) Acceso 2 (Salida de RF), (c) Acceso 3 (Alimentación)

Las regiones de estabilidad condicional, muestran que a varias frecuencias, pueden existir impedancias de la red de alimentación que hagan que en RF se tenga estabilidad condicional. Se puede definir la MSD (Minimum Stable Distance) como la distancia desde el centro de la carta de Smith hasta el coeficiente de reflexión de zona inestable más próximo para los accesos de RF cuando en el acceso de alimentación se tiene una red que produce estabilidad condicional en RF. Esta distancia se muestra en la Figura 6.17.

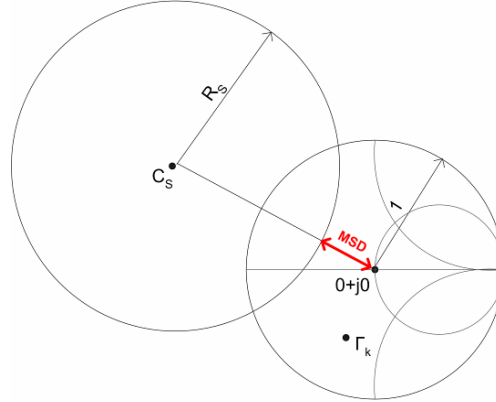


Figura 6.17. Definición de mínima distancia de estabilidad.

C_s y R_s son el centro y el radio de los círculos de estabilidad. Para cada frecuencia con estabilidad condicional en un acceso, se puede calcular la MSD, mostrada en la MSD, definida en (6.2).

$$MSD = \|C_s\| - R_s \quad (6.2)$$

Esta condición (6.2), se puede expresar como (6.3) para una red de tres puertos.

$$MSD = \left| \frac{|P| - |T|}{R} \right| \quad (6.3)$$

donde P, T y R son (6.4), (6.5) y (6.6) respectivamente. Los subíndices i, j, k son 1, 2, 3 para el acceso de entrada, y 2, 1, 3 para el acceso de salida.

$$P = (S_{jj} - \Gamma_k \Delta_{ii}) \cdot (\Delta_{kk}^* - \Gamma_k^* \Delta_{33}^*) - (S_{kk}^* - \Gamma_k^* \Delta_{jj}^*) \cdot (1 - S_{kk} \Gamma_k) \quad (6.4)$$

$$T = |(S_{ji} - \Gamma_k \Delta_{ij}) \cdot (S_{ij} - \Gamma_k \Delta_{ji})| \quad (6.5)$$

$$R = |\Delta_{kk} - \Gamma_k \Delta_{33}|^2 - |S_{ii} - \Gamma_k \Delta_{jj}|^2 \quad (6.6)$$

Δ_3 es el determinante de la matriz de parámetros S de tres accesos.

La estabilidad incondicional entre la entrada y la salida se pueden analizar para una determinada red de polarización en función de la frecuencia. A continuación se puede verificar la MSD para los accesos de RF de entrada y salida. Este parámetro, es equivalente al factor μ para estabilidad incondicional de dos puertos, e indica un margen de seguridad para tener estabilidad, ya que fuera de la banda de operación las cargas pueden ser diferentes de 50 Ohm.

Una red de polarización común es un condensador a masa conectado a través de un hilo de bonding desde el acceso de alimentación de MMIC. Esta red tiene una impedancia como la de la Figura 6.18 a 40 GHz en función de la longitud del hilo de soldadura desde 50 hasta 350 μm . Con determinadas longitudes de hilo, se puede tener una impedancia en la red de alimentación que cae en zona condicionalmente estable para los puertos de RF a 40 GHz, como se mostró en la Figura 6.16.

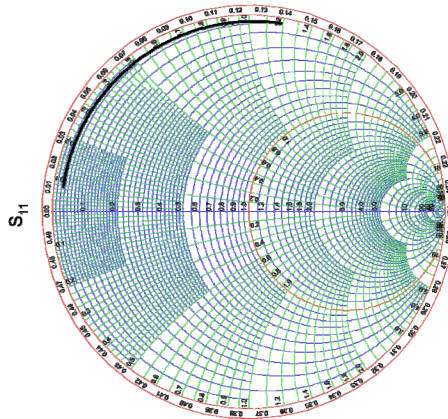


Figura 6.18. Impedancia de entrada a 40 GHz de un hilo de bonding de $d = 17.5 \mu\text{m}$ y longitudes desde $50 \mu\text{m}$ hasta $350 \mu\text{m}$ conectado a un condensador DiCap de 100 pF a masa.

Se analiza un red de alimentación formada por un hilo de soldadura ($d = 17.5 \mu\text{m}$, $l = 150 \mu\text{m}$) y un condensador DiCap de 100 pF , y en función de la frecuencia, se obtienen las impedancias mostradas en la Figura 6.19.

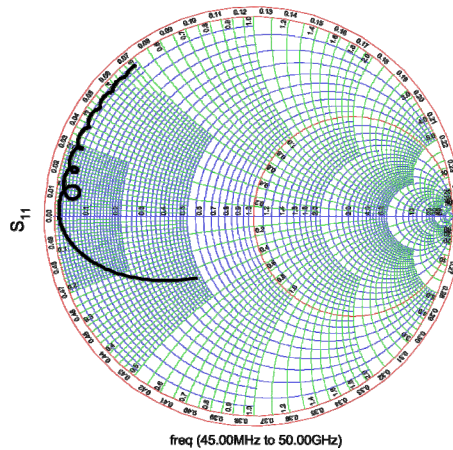


Figura 6.19. Impedancia de una red de alimentación formada por un hilo de bonding ($d = 17.5 \mu\text{m}$, $l = 150 \mu\text{m}$) y un condensador DiCap de 100 pF .

Si para esta red de alimentación se analiza la MSD de entrada y salida del amplificador se obtiene el siguiente resultado mostrado en la Figura 6.20. En torno a 40 GHz hay unas zonas de estabilidad condicional. Por lo cual si no se escogiesen adecuadamente las impedancias de entrada o salida en los accesos de RF se pueden obtener inestabilidades.

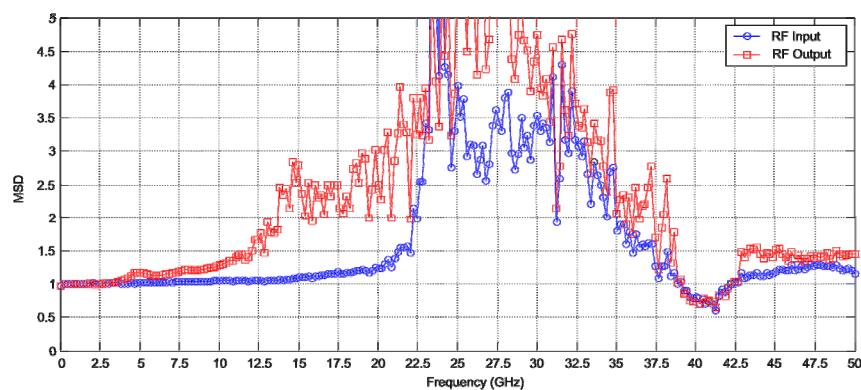


Figura 6.20. Distancias mínimas estables para los accesos de RF con una red en el acceso de alimentación como la de la Figura 6.19

6.2.3. Filtro Paso banda

El filtro paso banda tiene que definir un ancho de banda del 20 por ciento y rechazar la radiación no deseada fuera de la banda de interés. Los principales objetivos para su diseño fueron bajas pérdidas en la banda de paso, buena adaptación, pérdidas mayores de 10 dB a partir del 30 % de ancho de banda, y que su tamaño fuera pequeño. Se escogió una topología microstrip de líneas acopladas.

a) *Diseño*

Usando el método clásico de diseño basado en tablas propuesto en [134], se diseñó un filtro de tres resonadores. Se desarrolló una metodología de diseño para obtener una respuesta frecuencial predecible del filtro, utilizando herramientas comerciales de diseño asistido por ordenador (CAD). Este método permite evitar la imprecisión de los modelos eléctricos en frecuencias altas debido a los efectos parásitos. Se evaluó la validez de los modelos disponibles, comparando simulaciones con resultados de medidas, y el diseño se realizó utilizando únicamente elementos microstrip cuyos modelos se ajustaban bien a las medidas [118].

La elección del sustrato, fue determinada por el tamaño de las separaciones y las anchuras de las líneas microstrip, con el fin de tener la mayor precisión en la fabricación del filtro. Una fotografía del filtro se muestra en la Figura 6.21, y ha sido fabricado con sustrato Duroid 6002, de espesor 0.254 mm, y constante dieléctrica (ϵ_r) 2.94.

Si por tolerancias en el proceso de fabricación, las dimensiones son más pequeñas que las nominales, la banda de paso del filtro se desplaza hacia frecuencias más altas, teniendo más pérdidas en el principio de la banda así como peor adaptación.



Figura 6.21. Fotografía del filtro paso banda en la banda Ka

b) *Caracterización*

La medida de circuitos en frecuencias milimétricas requiere un buen útil de medida y una buena calibración. Los primeras medidas de los filtros se realizaron montándolo en una caja con transiciones coaxial (2.4 mm)-microstrip. Los resultados no fueron los esperados debido a las transiciones coaxial-microstrip ya que introducen polos y mayores pérdidas de inserción en la respuesta en banda del filtro. Para evitar este tipo de imprecisiones en la medida, que enmascaraban el comportamiento real del filtro, éste fue caracterizado utilizando la estación de sondas coplanares realizando una calibración TRL (Thru, Reflect, Line). Para medirlo se utilizaron transiciones de línea coplanar a línea microstrip, modelo *Probe Point 1003* de *JmicroTM Technology*. La Figura 6.22 muestra la respuesta del filtro. Las pérdidas de inserción son menores de 1.5 dB en toda la banda y las pérdidas de retorno menores de -12 dB.

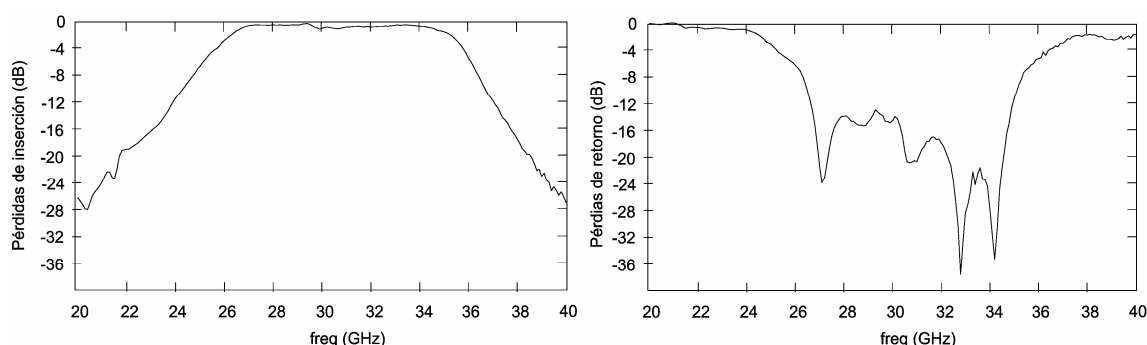


Figura 6.22. Pérdidas de inserción y pérdidas de retorno del filtro paso banda

6.2.4. Red de ecualización

Los amplificadores MMIC seleccionados (HMC263 – Hittite), para construir las ramas de los BEM, no tenían una respuesta lo suficientemente plana en la banda de funcionamiento. Posteriormente el fabricante hizo modificaciones sobre este modelo de circuito y su respuesta fue más plana, pero para los prototipos realizados se utilizó el modelo antiguo. Por lo tanto, para tener una curva de ganancia plana en los prototipos de los BEM se diseñó una red de ecualización [135]. Su topología consiste en una sección de línea microstrip con un hilo conectado a un terminal de una resistencia conectada con su otro terminal en abierto y su parte inferior a masa, según el esquema que se muestra en la Figura 6.23 (a). La ecualización se consigue por un efecto de disipación y desadaptación. La longitud del hilo determina la frecuencia a la cual la atenuación es mayor. El valor de la resistencia determina la pendiente de la atenuación, la desadaptación y las pérdidas de inserción. A mayor número de resistencias conectadas a la línea microstrip, separadas entre sí $\lambda/4$ para evitar interacción mutua, más abrupta es la pendiente que se puede conseguir para ecualizar. Con el fin de aumentar el efecto de la ecualización necesitado, y haciendo mínima la atenuación en la parte alta de la banda de interés, se ponen dos resistencias conectadas en cascada, con separación de $\lambda/4$, según el esquema que se muestra en la Figura 6.23 (b). La capacidad parásita de la resistencia resuena con la inductancia del hilo a una frecuencia mayor que la banda de paso deseada.

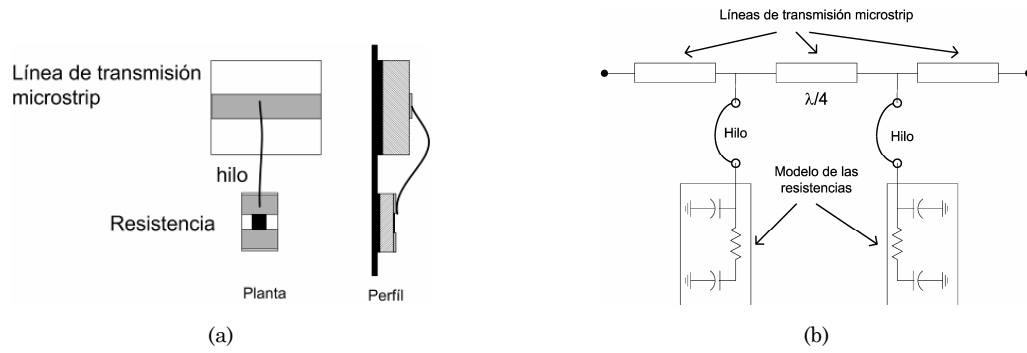


Figura 6.23. Red de ecualización (a) Esquema de conexión, (b) esquema eléctrico

El circuito se ha construido utilizando sustrato de Alúmina (Al_2O_3), resistencias de SOTA (State of the Art) de valor 1 kOhm tamaño 0302, e hilos de oro de diámetro $17.5 \mu\text{m}$ y longitud 0.85 mm. La distancia entre hilos en la alúmina fue de 1.1 mm. Para medirlo se utilizaron transiciones de guía de onda coplanar a línea microstrip, modelo *Probe Point 1003* de *JmicroTM Technology*. En la Figura 6.24 (a), se muestra una fotografía del circuito y en la Figura 6.24 (b) el resultado de la medida en transmisión.

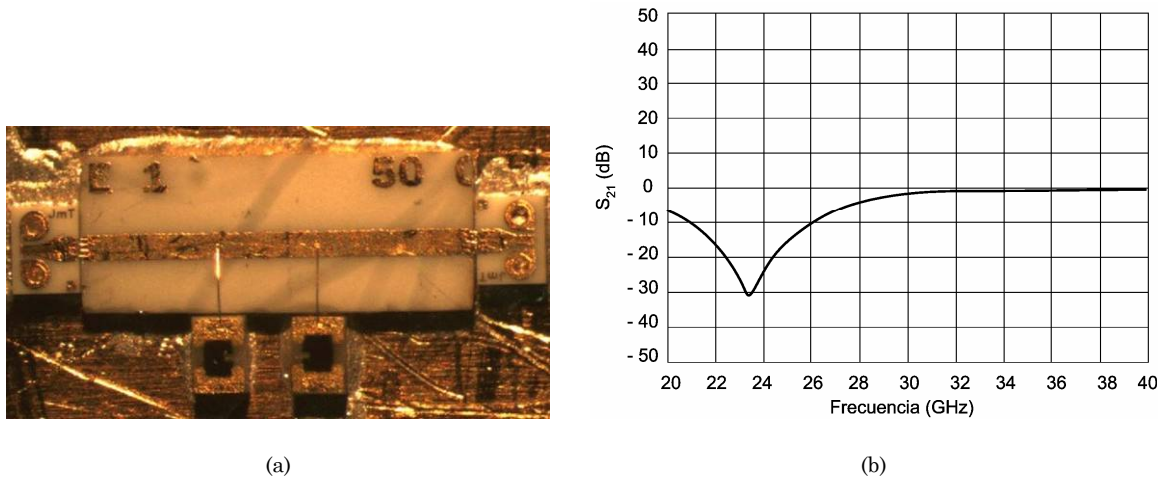


Figura 6.24. Red de ecualización (a) fotografía del montaje, (b) respuesta en transmisión (S_{21} (dB))

6.2.5. Detector

En el módulo posterior, después de amplificar y filtrar la señal, un detector de ley cuadrática convierte la señal de entrada, del cielo o de la carga de referencia, en una tensión de continua. El detector, como ya se ha comentado anteriormente, ha sido diseñado en la UPC [125].

a) Diseño

Está formado de una red híbrida, reactiva y pasiva y un diodo Schottky de barrera baja. El modelo de diodo de tipo 'beam-lead' es el HSCH-9161 de Agilent. Desarrollaron un modelo de pequeña señal y un modelo de gran señal para optimizar el diseño. La red de adaptación a la entrada tiene como elemento con pérdidas una resistencia de 100 Ohm, para obtener una buena adaptación de entrada de la cual se incluyó el comportamiento no ideal, en la banda de frecuencias milimétricas. Para poner el diodo a masa en RF se utilizó un stub radial. La masa virtual fue utilizada para obtener la tensión de continua a la salida, y el retorno de continua es proporcionado por la conexión a masa de la resistencia de 100 Ohm. Una resistencia de carga de 100 kOhm se utilizó como impedancia de video para extraer la tensión detectada. El circuito detector está implementado en un sustrato de Alumina ($\epsilon_r = 9.9$; grosor = 0.254 mm).

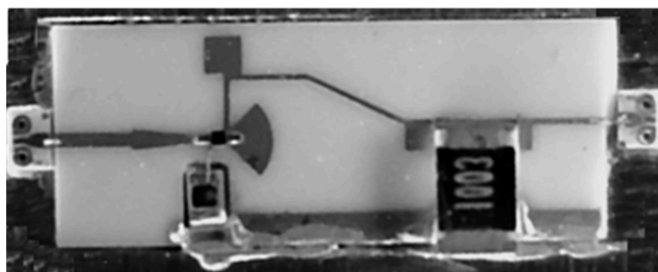


Figura 6.25. Esquema del detector a 30 GHz. De izquierda a derecha se ve: la red de adaptación con una resistencia de 100 Ohm, el diodo conectado al stub radial y la resistencia de 100 kOhm a la salida

b) Caracterización

El detector fue medido individualmente utilizando la estación de sondas coplanares con transiciones de línea coplanar a línea microstrip, modelo *Probe Point 1003* de *JmicroTM Technology*. En la Figura 6.26 (a) se muestran las pérdidas de retorno a la entrada para una potencia de entrada de -30 dBm, medidas con el analizador de redes vectorial HP8510C. La eficiencia de rectificación o sensibilidad de tensión a la salida frente a potencia de entrada, se obtuvo para tres valores de frecuencia en la banda, 27 GHz, 30 GHz y 33 GHz. La curva de sensibilidad a 30 GHz se muestra en la Figura 6.26 (b). En torno a una potencia de entrada de -30 dBm la eficiencia de rectificación fue de unos 1000 mV/mW. El margen dinámico cuadrático cubre potencias de entrada desde -40 dBm hasta -15 dBm.

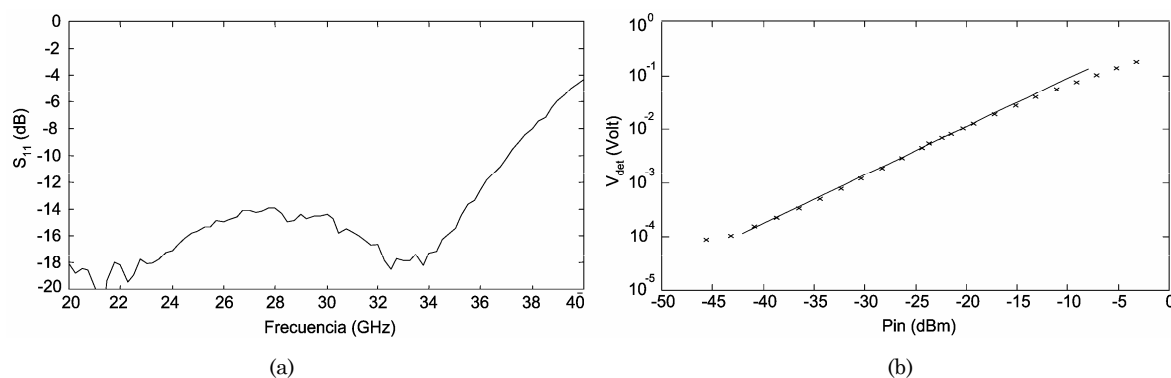


Figura 6.26. (a) Pérdidas de retorno a la entrada del detector para una potencia de entrada de -30 dBm, (b) Tensión detectada a la salida frente a potencia de entrada a 30 GHz

6.2.6. Amplificador de continua de bajo ruido

Las señales detectadas a la salida del módulo posterior del radiómetro, son amplificadas con un amplificador de continua de bajo ruido, para que tengan un nivel adecuado a la entrada del sistema de adquisición de datos (DAE - Data Acquisition Electronics).

a) *Diseño*

El esquema del amplificador de continua se muestra en la Figura 6.27. La primera etapa es una operacional OP27 que combina características de bajo offset y bajo ruido, de modo que es adecuado para aplicaciones de instrumentación precisas así como para amplificación de señales de bajo nivel. La segunda etapa es equilibrada, de ganancia uno, y está implementada con un operacional OP200, que proporciona una salida bipolar y equilibrada. El consumo total del amplificador de continua es aproximadamente 37 mW con una impedancia de carga alta.

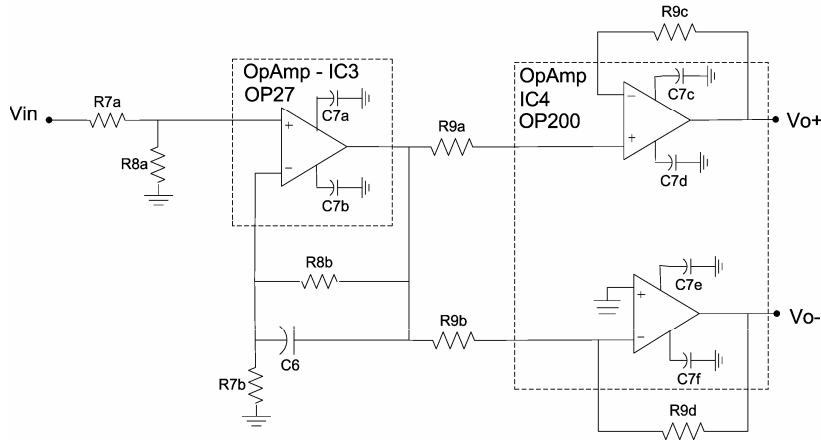


Figura 6.27. Esquema del amplificador de continua

La ganancia del amplificador está dada por la relación entre la tensión a la salida V_{out} (V_{o+} - V_{o-}) y la tensión a la entrada, V_{in} . Para el esquema de amplificador de la Figura 6.27, las tensiones de salida V_{o+} y V_{o-} , siguen las expresiones (6.7) y (6.8), respectivamente. Y la ganancia se obtiene a partir de (6.9).

$$V_{o+} = V_{in} \cdot \frac{R_{8a}}{R_{7a} + R_{8a}} \cdot \left[1 + \frac{R_{8b}}{R_{7b}} \right] \quad (6.7)$$

$$V_{o-} = -V_{in} \cdot \frac{R_{8a}}{R_{7a} + R_{8a}} \cdot \left[1 + \frac{R_{8b}}{R_{7b}} \right] \quad (6.8)$$

$$G = \frac{V_{o+} - V_{o-}}{V_{in}} = 2 \cdot \frac{R_{8a}}{R_{7a} + R_{8a}} \cdot \left[1 + \frac{R_{8b}}{R_{7b}} \right] \quad (6.9)$$

La resistencia de carga del detector es $R_{7a} + R_{8a}$ y debe ser una impedancia alta, al menos de 50 kOhm, para no afectar a la respuesta de RF del detector.

La frecuencia de conmutación del radiómetro es de 4096 Hz, por lo que el ancho de banda a la salida del amplificador de continua tiene que ser de al menos 50 kHz, para que la señal de salida contenga al menos 10 armónicos y no se degrade la información por un exceso del tiempo de subida de los pulsos. Teniendo en cuenta el producto ganancia-ancho de banda del operacional OP27, del fabricante que es 5 MHz, la máxima ganancia equilibrada en tensión posible es 100 sin perder ancho de banda de salida. La ganancia en tensión de 50 es debida al OP27, y el factor 2 debido a la conversión de no equilibrado a equilibrado, por el OP200 con ganancia individual igual a uno. En el esquema del amplificador la segunda etapa formada por el OP200, en su salida positiva es un seguidor, por lo que la resistencia R_{9c} no cambia su ganancia. Otra restricción a la hora de elegir la ganancia del amplificador, es que la tensión de salida del BEM debe estar en una ventana entre 0.2 V y 0.8 V para que el DAE trabaje adecuadamente, cuando a la entrada del radiómetro haya una carga a 20 Kelvin. Para conocer los valores de tensión detectada a la salida de los BEM cuando están

conectados a los FEM y éstos a su entrada tengan una carga de 20 Kelvin, fue necesario realizar simulaciones del sistema, utilizando para ellos respuestas de ganancia y ruido frente a frecuencia de los FEM y respuestas de sensibilidad frente a frecuencia de los BEM hasta la salida del detector. Con la información obtenida de las simulaciones, los amplificadores de los prototipos de los BEM fueron diseñados para tener ganancia equilibrada de tensión total de 72.

b) *Caracterización*

Se ha realizado una medida del ancho de banda de salida del amplificador de continua para comprobar que es lo suficientemente grande para no distorsionar la señal cuadrada de 4096 Hz a la salida del radiómetro. El amplificador se ha medido con configuración no equilibrada y con ganancia en tensión de 36.

Se realizaron medidas en el tiempo con un osciloscopio y en la frecuencia utilizando un analizador vectorial de señal. En primer lugar, se midió el tiempo de subida a la salida del amplificador utilizando como señal de entrada una onda cuadrada generada con un generador de funciones (TTi TG1010A). La salida del amplificador se conectó a un osciloscopio (TDS5034B Tektronix), con una impedancia de entrada de 1 MOhm. Para una señal del generador con frecuencia 3 kHz el tiempo de subida es en torno a 15 nseg. Para dicha señal los resultados de tiempos de subida a la salida con diferentes niveles de amplitud de entrada se muestran en la Tabla 6.3. Con las mismas amplitudes de la señal de entrada, pero con una frecuencia de 10 kHz, se repitieron las mismas medidas y se obtuvieron tiempos de subida similares. Con el mismo generador, y utilizando un analizador vectorial de señal (HP89410A), se ha medido el espectro de salida para las diferentes señales de entrada y se obtenido el ancho de banda 3 dB, cuyos resultados se muestran también en la Tabla 6.3. De los resultados obtenidos se comprueba que a mayor amplitud de la señal de entrada, el tiempo de subida de la señal de salida es mayor y el ancho de banda es menor, ya que ambos parámetros son inversamente proporcionales. El producto del tiempo de subida por ancho de banda se mantiene constante en torno a 0.37. El producto ganancia ancho de banda se reduce con la amplitud de la señal de entrada y siempre es algo inferior el especificado por el fabricante para el OP27 que es de 5 MHz.

Tabla 6.3. Tiempos de subida de salida del amplificador de continua para una señal de 3 kHz, ancho de banda 3 dB y producto ganancia-ancho de banda, para dos amplitudes de entrada diferentes

Amplitud señal de entrada (mVpp)	Amplitud señal de salida (mVpp)	Tiempo de subida a la salida (μ seg)	B_{3dB} (kHz)	$G \cdot B_{3dB}$ (MHz)
20	710	3	124	4.4
50	1790	7.7	50	1.8

También se realizó una medida de la respuesta en frecuencia no equilibrada del amplificador de continua de bajo ruido utilizando el analizador vectorial de señal (HP89410A) y el resultado se muestra en la Figura 6.28. El ancho de banda de video fue de unos 75 kHz, y la ganancia de tensión no equilibrada de 31 dB.

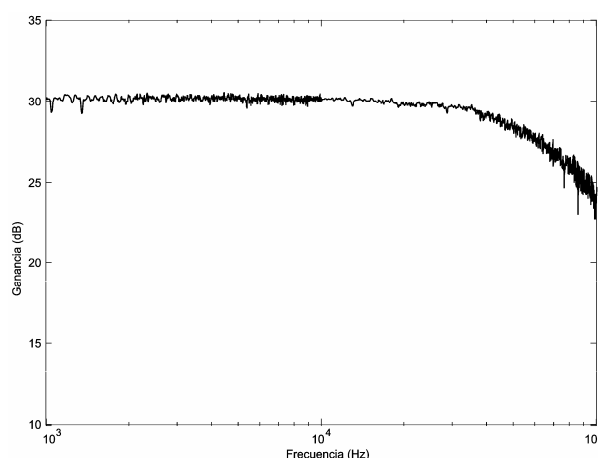


Figura 6.28. Respuesta en frecuencia del amplificador de continua con ganancia de tensión no equilibrada de 31 dB

De acuerdo a los resultados de las medidas, con una señal de entrada de amplitud 50 mVpp, para un amplificador de la ganancia de 36 se está en el límite de ancho de banda de salida que debe tener el amplificador.

Las señales que se esperan a la salida del detector, cuando este funcionando el radiómetro completo, son del orden de pocos milivoltios, por lo que la amplitud de la señal de entrada no supone un límite en el ancho de banda de salida. En cambio la ganancia que se quiera aportar, sí que es importante, teniendo como límite un producto ganancia ancho de banda en torno a 4.4 MHz. Este valor indica que para no distorsionar la señal a la salida del DAE, no se puede tener una ganancia en tensión mayor de 88, con el fin de mantener los 50 kHz de ancho de banda de salida. Por lo tanto con esta configuración de amplificador y las tensiones que se espera tener a la salida del detector de todo el radiómetro, se tendrá una tensión a la salida del amplificador en el límite inferior de la ventana de tensiones de entrada necesarias para el DAE.

6.2.7. Circuitos de corriente continua

a) Regulador

El BEM de 30 GHz lleva un regulador de tensión positiva. Su función es proporcionar una tensión estable de + 3 V, necesaria para alimentar los amplificadores de bajo ruido, a partir de la tensión externa, de + 5 V, proporcionada al equipo. Además el regulador debe proporcionar la corriente de salida necesaria por los amplificadores a los cuales alimenta. El esquema utilizado se muestra en la Figura 6.29.

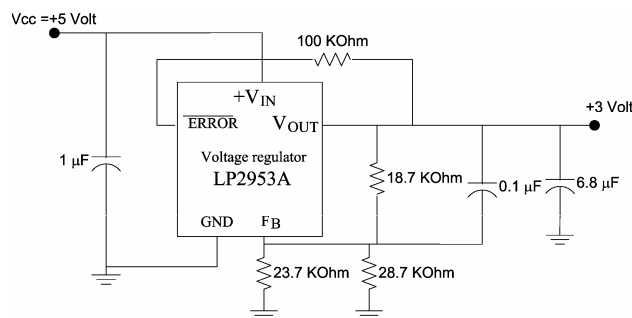


Figura 6.29. Esquema del circuito regulador positivo de + 5 V a + 3 V

b) Circuito de protección

En la alimentación de los amplificadores de bajo ruido, se han añadido circuitos para protegerlos de posibles transitorios de alta frecuencia y de picos de tensión que puedan introducirse por la alimentación de continua [136]. En el BEM de 30 GHz cada LNA lleva una única alimentación positiva de + 3 V, ya que el MMIC, tiene un circuito de auto-polarización interno. El esquema de protección se muestra en la Figura 6.30. Se trata de un diodo zener y un filtro paso bajo. El diodo zener anula tensiones por encima de la tensión de alimentación requerida, y para ello se ha escogido con una tensión inversa de avalancha ligeramente superior a los +3 V ($V_z = 4.3$ V). El filtro RC actúa como un filtro paso bajo para anular los transitorios de alta frecuencia. La resistencia se ha escogido de 10 Ohm para evitar mucha caída de tensión y como elemento limitador de corriente en caso de conducción del diodo. Con el condensador de 0.1 μ F se obtienen una frecuencia de corte de 159 kHz. La Figura 6.69 muestra el PCB (Printed Circuit Board) con dos circuitos de protección para una rama del BEM de 30 GHz.

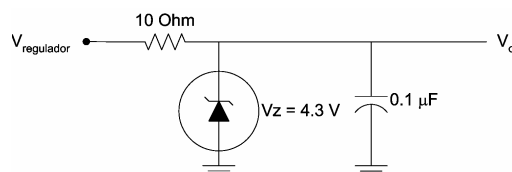


Figura 6.30. Circuito de protección para la polarización del MMIC LNA a 30 GHz



Figura 6.31. Circuito de protección para la polarización de dos MMIC LNA a 30 GHz

6.2.8. Prototipos del Módulo posterior a 30 GHz

Se han montado varios prototipos de módulos posteriores en la banda Ka. Los primeros estaban formados únicamente por los amplificadores de bajo ruido y el filtro paso banda, sin incluir la parte de detección a continua. Posteriormente se realizaron varias ramas en las cuales se incluyen el detector y el amplificador de continua.

En la Figura 6.32 se muestra una rama del BEM de 30 GHz, en un canal de anchura 2.6 mm. De izquierda a derecha hay dos amplificadores MMIC de bajo ruido conectados por una línea de transmisión en sustrato de Alumina (Al_2O_3) de espesor 0.254 mm, y constante dieléctrica relativa de 9.9 y con un condensador de placas paralelas de 100 pF en la red de alimentación. A continuación está la red de ecualización, el filtro paso banda de líneas acopladas basado en un sustrato a base de Teflón (PTFE) y el detector a diodo Schottky.

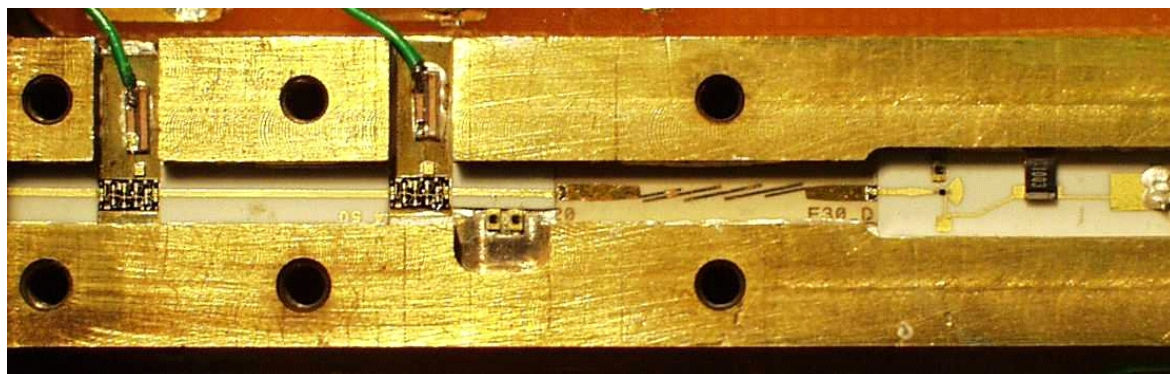


Figura 6.32. Rama RF del prototipo del BEM a 30 GHz. Cada rama tiene dos amplificadores MMIC conectados con una línea microstrip, un filtro paso banda y el detector

Se han construido varios prototipos con ramas separadas del BEM de 30 GHz. Las primeras dos ramas que se construyeron iban integradas en una caja y contenían solo los componentes de amplificación y filtraje RF, pero no incluían el detector. La Figura 6.33 muestra la caja con las dos entradas en guía WR-22 y la placa de alimentación con un regulador.

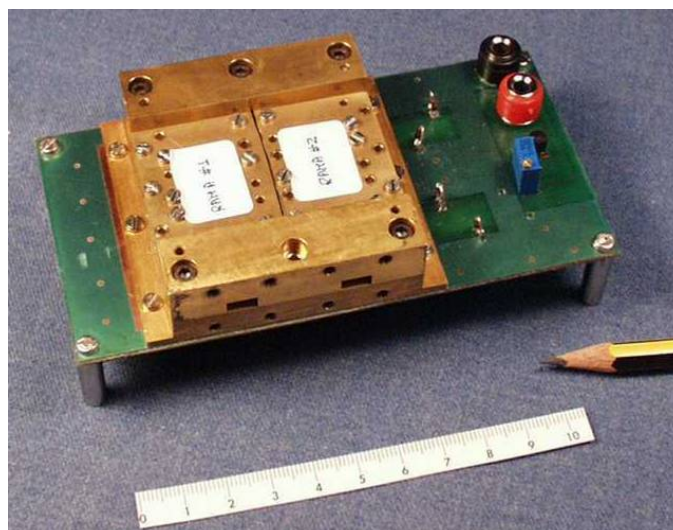
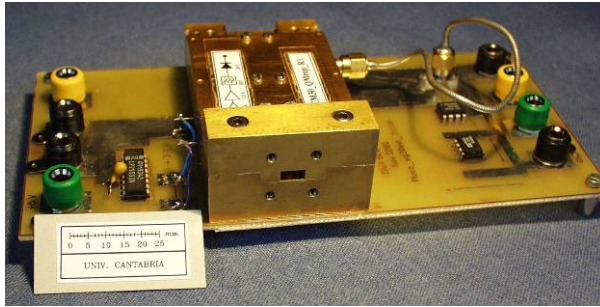


Figura 6.33. Rama RF prototipo del BEM a 30 GHz

Posteriormente se montaron otras dos ramas de RF pero en cajas separadas, que incluyen el detector y el amplificador de continua. Se les puso los nombres de “BEM30_QMrep_R1” y “BEM30_QMrep_R2”, al realizarlos como prototipos representativos de los módulos de calificación (QM). En la Figura 6.34 (a) se ve una caja con una de las ramas, con entrada en guía WR-28, montada sobre un PCB con el regulador de alimentación de continua, y el amplificador de continua. La salida de la señal detectada se conecta mediante un cable de tipo SMA desde la caja hasta el PCB. La Figura 6.34 (b) muestra la parte interna de la caja, donde se encuentran los circuitos de RF en el canal central y los circuitos de protección de continua en el PCB. Para conectar las alimentaciones de continua desde la parte externa, se han utilizado pasamuros.



(a)



(b)

Figura 6.34. Rama prototipo del BEM a 30 con detector integrado (a) Vista externa con reguladores y amplificador de continua en el PCB; (b) Vista interna con los circuitos de RF y los circuitos de protección en el PCB

6.3. Módulo Posterior de 44 GHz

El BEM de 44 GHz [9] tiene una ganancia de RF especificada de 25 dB, algo menor que la del BEM de 30 GHz para hacer que el diodo trabaje en su región lineal cuando reciba una señal procedente del cielo, ya que tiene un ancho de banda mayor. El esquema de medio BEM se muestra en la Figura 6.35. En cada rama, se han colocado dos amplificadores de bajo ruido en cascada y dos atenuadores con el fin de obtener la ganancia necesaria con buena adaptación entre ellos. A continuación se encuentra el filtro microstrip paso banda, el detector cuadrático y por último el amplificador de continua.

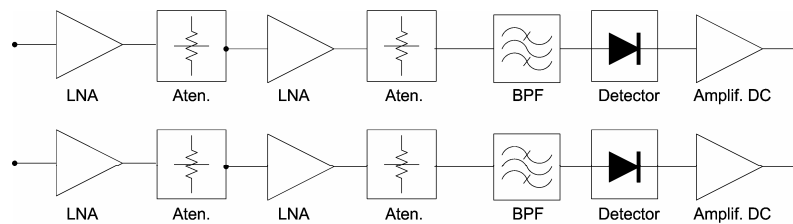


Figura 6.35. Esquema de medio módulo posterior a 44 GHz

6.3.1. Transición “ridge” de guía rectangular a microstrip banda Q

El primer elemento funcional en el BEM de 44 GHz es una transición de guía WR-22 a microstrip. La metodología de diseño empleada fue idéntica a la utilizada para el diseño de la transición en la banda Ka. En la banda Q las dimensiones de la guía rectangular WR-22 son $a = 5.7$ mm y $b = 2.8$ mm, la frecuencia de diseño es 40.82 GHz que corresponde con la longitud de onda central de la guía. La anchura de la aleta se escogió de 1.1 mm. Los valores de impedancias, y dimensiones de cada una de las secciones se muestran en la Tabla 6.4 y en los planos de la Figura 6.36.

Tabla 6.4. Impedancias características, dimensiones, longitud de onda de corte y longitud de onda de la guía para cada una de las secciones de la transición en la banda Q (@ 40.82 GHz).

Z_c (Ohm)	d(mm)	l (mm)	λ_c (mm)	λ_g (mm)
53.38	0.25	1	30.54	7.56
63,32	0,320	1,902	28,45	7,61
101,39	0,600	1,943	22,54	7,77
195,25	1,300	2,057	16,32	8,23
320,40	2,180	2,244	12,80	8,98
422.19	0	0.82	11.4	9.6

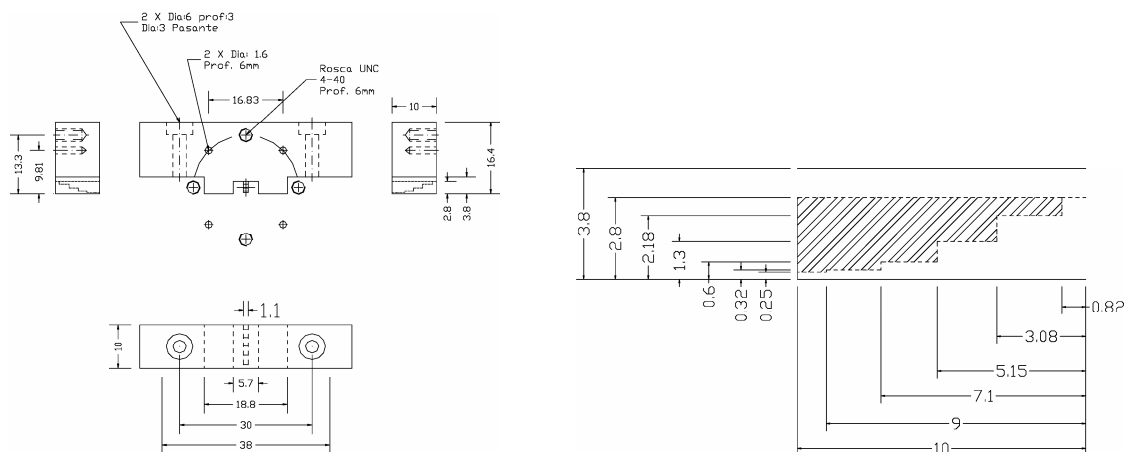


Figura 6.36. Transición “ridge” en la banda Q

La transición ha sido simulada utilizando el simulador electromagnético 3D HFSS de Ansoft. Los resultados y el esquema de simulación se muestran en la Figura 6.37. La línea microstrip tiene una longitud de 25 mm en sustrato de Teflón. En la simulación de la transición las pérdidas fueron menores de 0.3 dB y la adaptación mejor de 12 dB, siendo en la parte alta de la banda donde su comportamiento es peor.

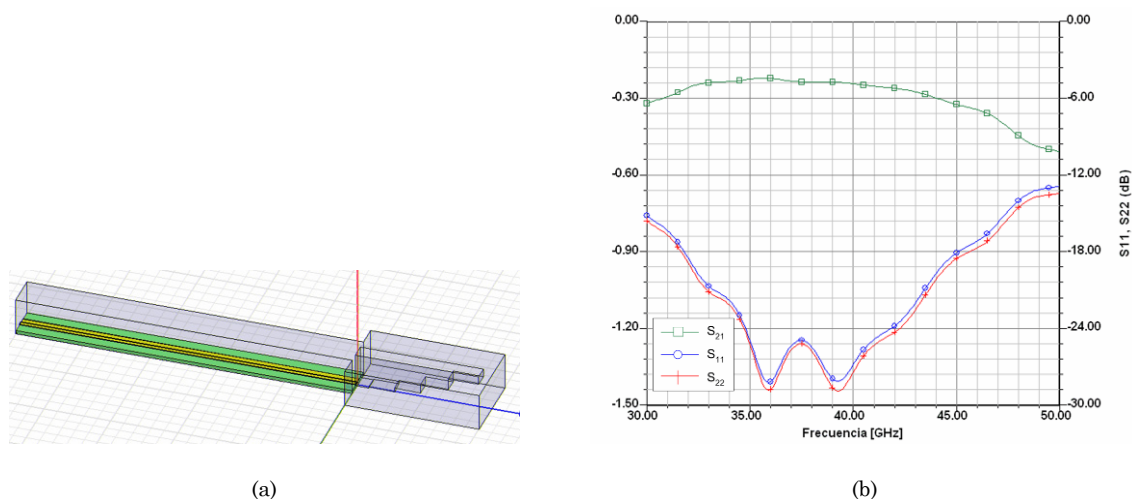


Figura 6.37. Transición “ridge” a microstrip en banda Q, simulada con una longitud de línea de 25 mm con sustrato a base de Teflón ($\epsilon_r = 2.17$, $h = 0.254$ mm) (a) Esquema 3-D para la simulación, (b) Parámetros de Scattering simulados

Al igual que se hizo para la banda Ka, una vez diseñada la transición, se contruyó una caja formada por dos transiciones “ridge” y una línea microstrip de longitud 50 mm para medir sus parámetros de Scattering. Los resultados se muestran en la Figura 6.38. La línea microstrip es de sustrato base de Teflón ($\epsilon_r = 2.17$, $h = 0.254$ mm), la anchura del conductor es de 0.78 mm (50 Ohm) y la anchura del canal 2.6 mm. Está encerrada en una cavidad de anchura 2.6 mm y altura 2.8 mm (frecuencia de corte = 57.69 GHz). La transición “ridge”

y la línea de alúmina se unen con una cinta de oro de anchura igual a la de la línea de 50 Ohm de alúmina (del orden de 0.75 mm).

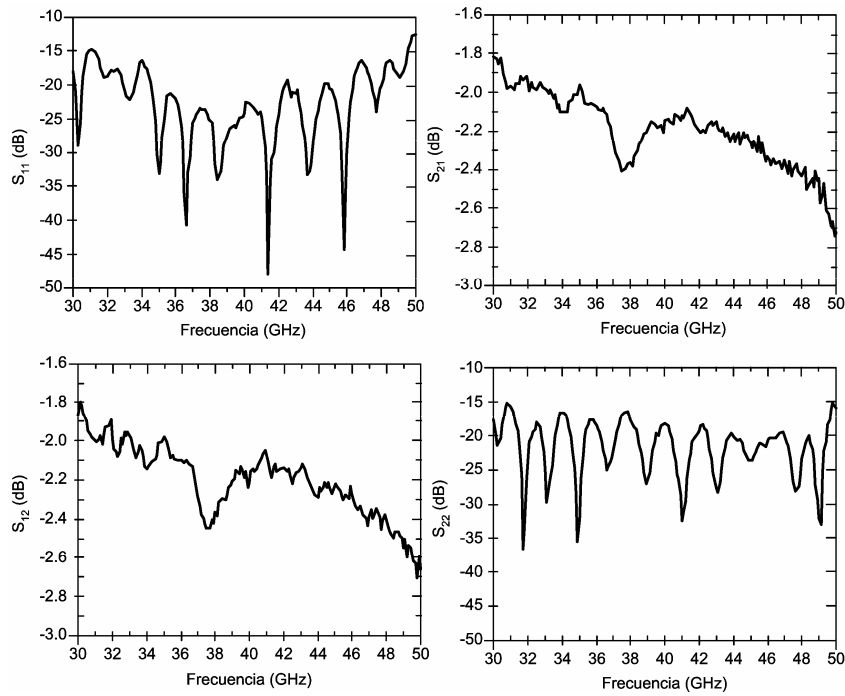


Figura 6.38. Medida de una doble transición en la banda Q con una línea microstrip de 50 mm

6.3.2. Amplificadores de Bajo Ruido

Para proporcionar la potencia necesaria al diodo detector, se han colocado dos amplificadores MMIC en cascada. Estos amplificadores basados en PHEMT de GaAs, son los diseños presentados en el Capítulo 4. Son dos amplificadores de diseño propio con la tecnología ED02AH de OMMIC [80]. El primero de los MMIC es el diseño realizado con transistores de depleción (N-ON) y el segundo lleva transistores de enriquecimiento (N-OFF). La colocación de ambos se escogió teniendo en cuenta la mejor combinación de adaptación de entrada, ruido y consumo de continua. Usando como primer amplificador el basado en transistores PHEMT N-ON, se obtuvo un buen comportamiento de ruido con un consumo de potencia media de 90 mW. El segundo amplificador con transistores PHEMT N-OFF aumenta la ganancia con muy bajo impacto en la figura de ruido y un consumo de 32 mW. La Figura 6.39 muestra la fotografía de ambos circuitos que tienen un tamaño de $3 \times 1 \text{ mm}^2$ cada uno de ellos.

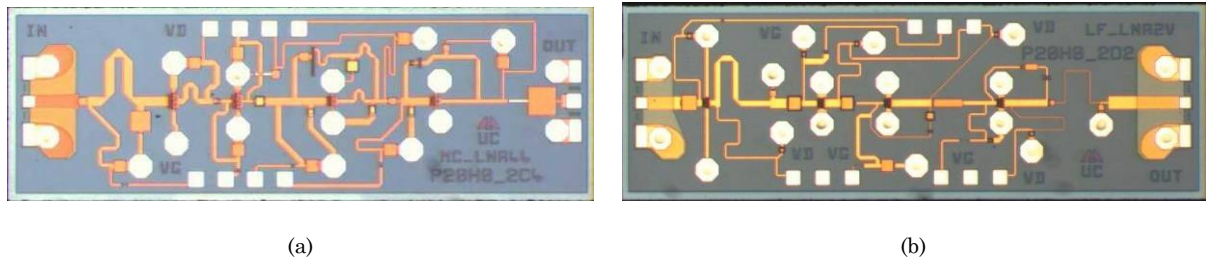


Figura 6.39. (a) LNA con PHEMT N-ON, (b) LNA con PHEMT N-OFF

Las ganancias y ruido de ambos circuitos medidos con la estación de sonda coplanares, se muestran en la Figura 6.40.

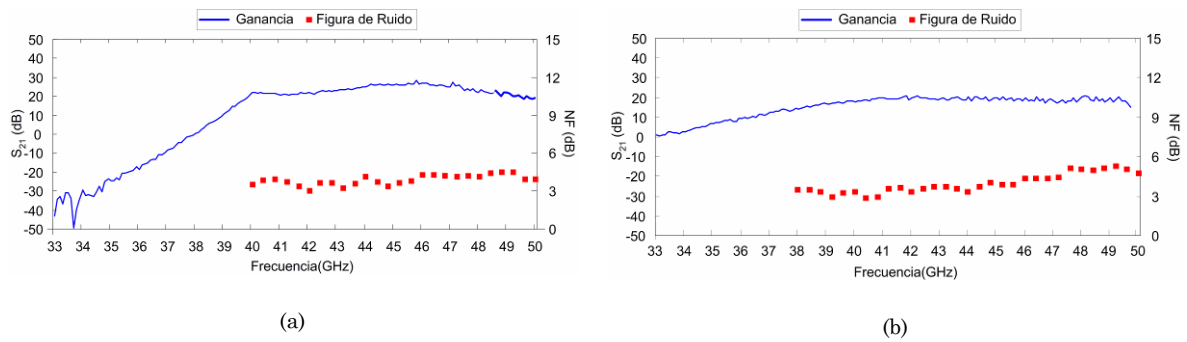


Figura 6.40. (a) Ganancia y figura de ruido medido de (a) LNA con PHEMT N-ON, (b) LNA con PHEMT N-OFF

6.3.3. Filtro Paso banda

El filtro paso banda para el BEM de 44 GHz [118] se diseñó del mismo modo que el del BEM de 30 GHz. Y con los mismos objetivos pero para la banda Q.

a) *Diseño*

Se diseñaron filtros de tres y de cinco resonadores. Los de cinco resonadores se descartaron por tener muchas pérdidas en la banda. El filtro de tres resonadores se fabricó en Duroid 6002 ($\epsilon_r = 2.94$) grosor 0.254 mm. En la Figura 6.41 se muestra una fotografía del filtro.



Figura 6.41. Fotografía del filtro paso banda de líneas acopladas a 44 GHz

b) *Caracterización*

El filtro fue caracterizado utilizando la estación de sondas coplanares. Para medirlo se utilizaron transiciones de línea coplanar a línea microstrip, modelo *Probe Point 1003* de *JmicroTM Technology* como se ve en la Figura 6.42. La Figura 6.43 muestra la respuesta del filtro. Las pérdidas de inserción son menores de 1.5 dB desde 38 GHz hasta 49 GHz y las pérdidas de retorno en torno a 10 dB.

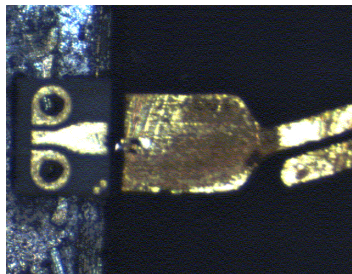


Figura 6.42. Filtro con transiciones de línea coplanar a línea microstrip

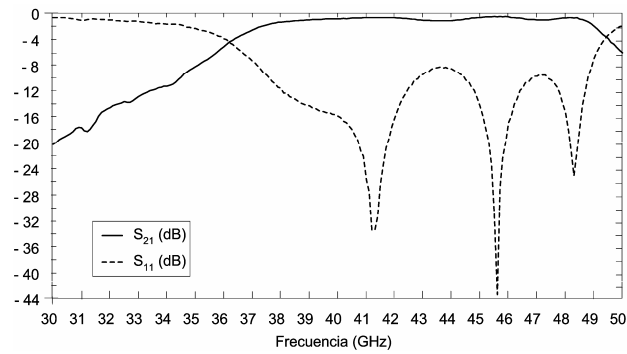


Figura 6.43. Pérdidas de inserción y pérdidas de retorno del filtro paso banda a 44 GHz

6.3.4. Detector

El detector del BEM de 44 GHz también ha sido diseñado en la Universidad Politécnica de Cataluña [125].

a) *Diseño*

El diseño está basado en el mismo diodo de barrera baja HSCH-9161, y las redes de entrada y salida han sido diseñadas siguiendo el mismo procedimiento de diseño que el detector en la banda Ka. La Figura 6.44 muestra una fotografía del diodo detector.

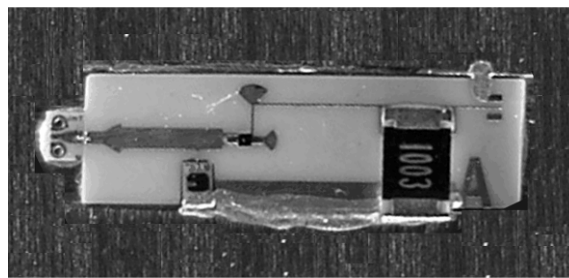


Figura 6.44. Fotografía del detector. De izquierda a derecha está la red de adaptación con la resistencia de 100 Ohm, el diodo conectado al stub radial y la resistencia de 100 kOhm

b) *Caracterización*

El detector fue medido utilizando la estación de sondas coplanares con transiciones de guía de onda coplanar a línea microstrip, modelo *Probe Point 1003* de *JmicroTM Technology*. En la Figura 6.45 se muestran las pérdidas de retorno a la entrada para una potencia de entrada de -30 dBm. La curva de sensibilidad de tensión a 44 GHz se muestra en la Figura 6.46 (a). En torno a una potencia de entrada de -30 dBm la eficiencia de rectificación fue de unos 2000 mV/mW. El rango dinámico cuadrático cubre potencias de entrada desde -40 dBm hasta -18 dBm. Para un tono de -30 dBm a varias frecuencias se muestra la sensibilidad en la Figura 6.46 (b).

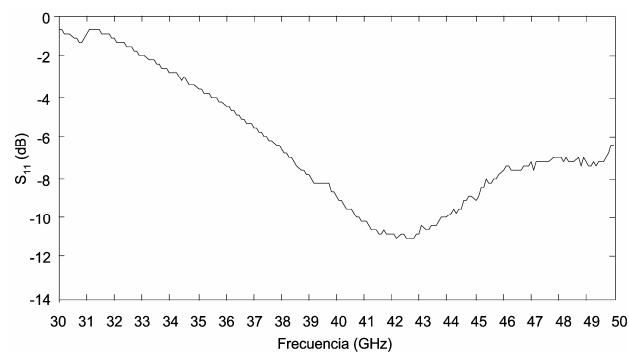


Figura 6.45. Adaptación a la entrada del detector

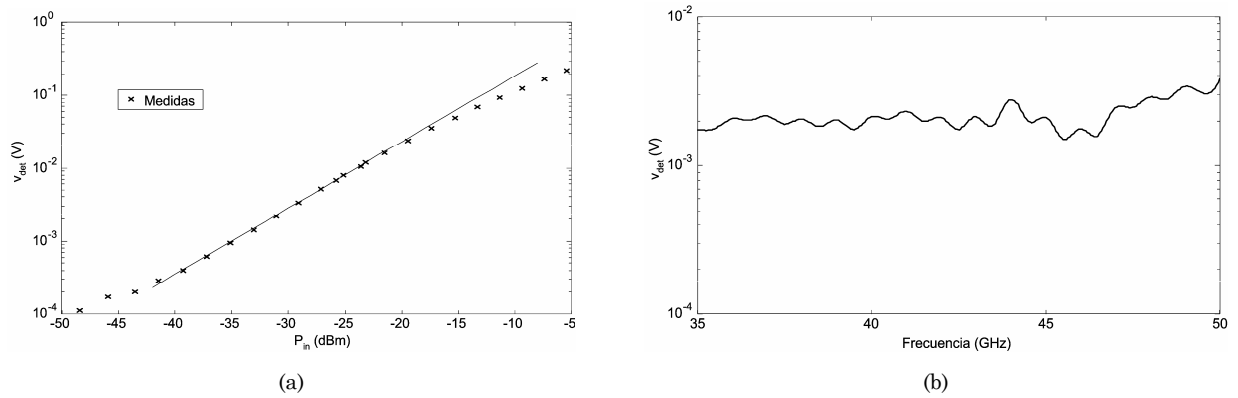


Figura 6.46.(a) Sensibilidad del detector a 44 GHz, (b) Tensión detectado frente a la frecuencia para un tono de -30 dBm

6.3.5. Atenuadores microstrip

La misión de los atenuadores microstrip, en el BEM de 44 GHz, es fundamentalmente conseguir que los diferentes subsistemas estén mejor adaptados entre sí y de este modo mejorar la respuesta en transmisión y por lo tanto el ancho de banda efectivo.

Otro de los motivos por lo que se utilizaron finalmente los atenuadores fue para acondicionar los niveles de potencia procedentes del FEM y no saturar ninguno de los subsistemas que forman el BEM. Los amplificadores del FEM proporcionan una temperatura de ruido en torno a 15 Kelvin y ganancia de 35 dB aproximadamente, enfriados a 20 Kelvin, en la banda de funcionamiento. Debido a la dificultad en conseguir unos amplificadores con un ruido tan bajo, se ha tenido especial cuidado en este aspecto y las ganancias han sido algo más altas de las esperadas, con lo cual en alguno de los casos podían llegar a saturar el detector del BEM.

a) Estudio teórico y diseño

El atenuador a diseñar debía proporcionar una función de transferencia plana en la banda de interés, así como muy buena adaptación con el fin de mejorar la desadaptación entre los amplificadores y minimizar el rizado, para de este modo mejorar el ancho de banda efectivo del sistema. Se ha escogido una topología de atenuador que permite obtener una atenuación constante en anchos de banda muy grandes así como buena adaptación [137], [138]. Una ventaja de este tipo de atenuadores es que no necesita conexiones a masa, por lo que se puede realizar en tecnología microstrip sin la necesidad de realizar agujeros metalizados simplificando su construcción y logrando buen comportamiento en altas frecuencias. El esquema del atenuador se muestra en la Figura 6.47. Las dos resistencias serie, R (Ohm), son iguales entre sí y la línea tiene una longitud eléctrica Φ , ($\beta\ell$, radianes) con una impedancia de 50 Ohm.

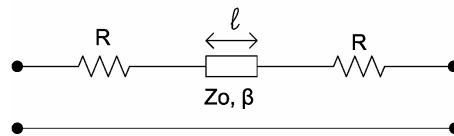
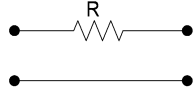


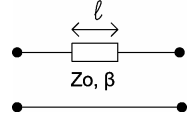
Figura 6.47. Esquema del atenuador

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.

Partiendo de los parámetros de ABCD de una resistencia serie y de una línea de impedancia Z_0 y longitud ℓ se ha calculado la matriz ABCD del atenuador ya que para elementos en serie la multiplicación de las matrices ABCD individuales de cuadripolos en cascada da lugar a la matriz global.



$$\begin{bmatrix} A_R & B_R \\ C_R & D_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & R \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.10)$$



$$\begin{bmatrix} A_l & B_l \\ C_l & D_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta l) & j \cdot Z_o \cdot \sin(\beta l) \\ j \cdot Y_o \cdot \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_R & B_R \\ C_R & D_R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_l & B_l \\ C_l & D_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_R & B_R \\ C_R & D_R \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

$$A = \cos(\beta l) + j \cdot R \cdot Y_o \cdot \sin(\beta l) \quad (6.13)$$

$$B = 2 \cdot R \cdot \cos(\beta l) + j \cdot (R^2 \cdot Y_o + Z_o) \sin(\beta l) \quad (6.14)$$

$$C = j \cdot Y_o \cdot \sin(\beta l) \quad (6.15)$$

$$D = \cos(\beta l) + j \cdot R \cdot Y_o \cdot \sin(\beta l) \quad (6.16)$$

Una vez obtenidos los parámetros ABCD, se obtuvieron los parámetros de Scattering de (6.17) y (6.18), aplicando la conversión de matrices [99].

$$S_{21} = \frac{2}{(2 + 2RY_o) \cdot \cos(\beta l) + j \cdot (2 + 2RY_o + R^2 Y_o^2) \cdot \sin(\beta l)} \quad (6.17)$$

$$S_{11} = \frac{2RY_o \cdot \cos(\beta l) + j \cdot R^2 Y_o^2 \cdot \sin(\beta l)}{(2 + 2RY_o) \cdot \cos(\beta l) + j \cdot (2 + 2RY_o + R^2 Y_o^2) \cdot \sin(\beta l)} \quad (6.18)$$

Calculando los módulos al cuadrado de los anteriores parámetros se obtienen las expresiones (6.19) y (6.20), donde se considera $P = RY_o$.

$$|S_{21}|^2 = \frac{4}{(4 + 8P + 4P^2) \cos^2(\beta l) + (4 + 8P + 8P^2 + 4P^3 + P^4) \sin^2(\beta l)} \quad (6.19)$$

$$|S_{11}|^2 = \frac{4P^2 \cdot \cos^2(\beta l) + P^4 \cdot \sin^2(\beta l)}{(4 + 8P + 4P^2) \cos^2(\beta l) + (4 + 8P + 8P^2 + 4P^3 + P^4) \sin^2(\beta l)} \quad (6.20)$$

En la Figura 6.48, se representan la atenuación y la adaptación en función de la resistencia serie, R_s (Ohm), y de la longitud eléctrica de la línea, Φ ($180\beta\ell/\pi$, grados). La atenuación que se pueden conseguir viene dada principalmente por el valor de la resistencia y la adaptación por el valor de la longitud eléctrica de la línea.

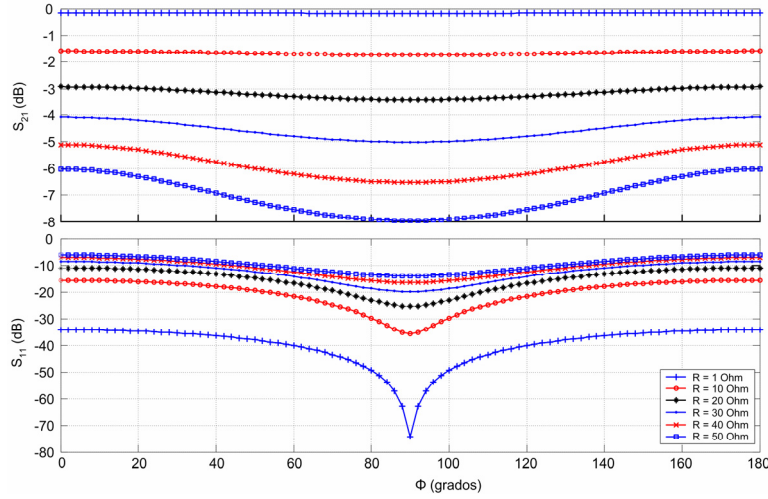


Figura 6.48. Atenuación y adaptación en función de la longitud eléctrica de las líneas para varios valores de R y con $Z_0 = 50 \text{ Ohm}$

Según los resultados mostrados en la Figura 6.48 se observa que para cualquier valor de atenuación existen líneas cuya longitud eléctrica proporciona un mínimo de S_{11} , es decir mejor adaptación. Para conocer las longitudes de las líneas que proporcionan mejor adaptación y ver si dependen del valor de la resistencia, se calcula la derivada del módulo de S_{11} al cuadrado y se iguala a cero. Los valores obtenidos pertenecen a máximos o mínimos de adaptación. Se considera que un mínimo de S_{11} corresponde a una buena adaptación y un máximo a una adaptación pobre. Para conocer si se trata de un máximo o un mínimo, se calcula la derivada segunda del módulo de S_{11} al cuadrado y se substituyen los valores de longitud eléctrica obtenidos. En el caso de que la expresión dé un resultado mayor que cero se tratara de un mínimo de S_{11} y para el caso de obtener un valor negativo, la longitud eléctrica de la línea corresponde a un máximo de S_{11} . En las siguientes tres ecuaciones se resumen los casos explicados.

$$\frac{d(|S_{11}|^2)}{d\beta l} = 0 \rightarrow \begin{cases} |\beta l|_{|S_{11}|^2=\text{maximo}} \\ |\beta l|_{|S_{11}|^2=\text{minimo}} \end{cases} \quad (6.21)$$

$$\text{Si } |\beta l|_{|S_{11}|^2=\text{maximo}} \rightarrow \frac{d^2(|S_{11}|^2)}{d(\beta l)^2} < 0 \quad (6.22)$$

$$\text{Si } |\beta l|_{|S_{11}|^2=\text{minimo}} \rightarrow \frac{d^2(|S_{11}|^2)}{d(\beta l)^2} > 0 \quad (6.23)$$

Los máximos y mínimos de adaptación, que se obtienen para este tipo de atenuador, no dependen del valor de la resistencia. Siempre hay un mínimo de S_{11} cuando la longitud eléctrica de la línea tiene una longitud eléctrica de 90° .

Una vez conocida la longitud eléctrica de la línea que proporciona mejor adaptación, el siguiente paso consiste en escoger la resistencia que proporciona la atenuación deseada.

Si se toma la longitud eléctrica de la línea para mejor adaptación, que es de 90° , y se substituyen las igualdades $\sin^2(\beta l) = 1$, $\cos^2(\beta l) = 0$, en (6.19) y (6.20), la atenuación y la adaptación vienen dadas por (6.24) y (6.25), respectivamente.

$$|S_{21}|^2 = \frac{4}{4 + 8P + 8P^2 + 4P^3 + P^4} \quad (6.24)$$

$$|S_{11}|^2 = \frac{P^4}{4 + 8P + 8P^2 + 4P^3 + P^4} \quad (6.25)$$

Por lo tanto se puede obtener el valor de la resistencia en función de la atenuación deseada. Y una vez obtenida calcular la adaptación.

Definiendo AT como la atenuación, se puede obtener el valor de la resistencia necesaria para obtenerla a partir de (6.26), y la mejor adaptación que se puede conseguir con esa atenuación, ya que solo depende de ésta y viene dada por (6.27).

$$R = \frac{Z_o}{AT} \cdot \left(\sqrt{2 \cdot AT^{3/2} - AT^2} - AT \right) \quad (6.26)$$

$$|S_{11}|^2 = \frac{AT \cdot (R \cdot Y_o)^4}{4} = \frac{1}{4AT^3} \cdot \left(\sqrt{2 \cdot AT^{3/2} - AT^2} - AT \right)^4 \quad (6.27)$$

a.1.) Atenuador con tres resistencias

El atenuador con tres resistencias permite conseguir mayores atenuaciones con buena adaptación en un ancho de banda mayor que en caso de tener solamente dos resistencias. El esquema del atenuador se muestra en la Figura 6.49. Al tener dos tramos de línea, se consiguen dos longitudes eléctricas en las que la adaptación es buena e igual en ambas. Las tres resistencias serie, R (Ohm), son iguales entre sí y las líneas tienen la misma longitud eléctrica, Φ ($\beta\ell$ radianes) con una impedancia de 50 Ohm.

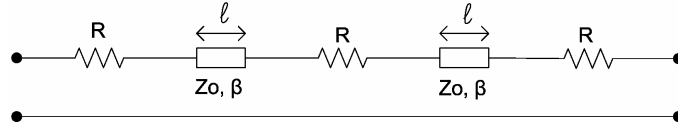


Figura 6.49. Esquema del atenuador

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.

Partiendo de los parámetros de ABCD de una resistencia serie y de una línea de impedancia Z_o y longitud ℓ , se ha calculado la matriz ABCD del atenuador ya que para elementos en serie la multiplicación de las matrices ABCD individuales de cuadripolos en cascada da lugar a la matriz global.

$$A = \cos(2\beta\ell) - R^2 \cdot Y_o^2 \cdot \sin^2(\beta\ell) + j \cdot \frac{3}{2} \cdot R \cdot Y_o \cdot \sin(2\beta\ell) \quad (6.28)$$

$$B = 3 \cdot R \cdot \cos^2(\beta\ell) - \left(R^3 \cdot Y_o^2 + 2 \cdot R \right) \cdot \sin^2(\beta\ell) + j \cdot \left(2 \cdot R^2 \cdot Y_o + Z_o \right) \cdot \sin(2\beta\ell) \quad (6.29)$$

$$C = -R \cdot Y_o^2 \cdot \sin^2(\beta\ell) + j \cdot Y_o \cdot \sin(2\beta\ell) \quad (6.30)$$

$$D = \cos(2\beta\ell) - R^2 \cdot Y_o^2 \cdot \sin^2(\beta\ell) + j \cdot \frac{3}{2} \cdot R \cdot Y_o \cdot \sin(2\beta\ell) \quad (6.31)$$

Una vez obtenidos los parámetros ABCD, se obtuvieron los parámetros de Scattering, aplicando la conversión de matrices [99].

$$S_{21} = \frac{2}{-\frac{1}{2} \left(2R^2 Y_o^2 + R^3 Y_o^3 \right) + \left(2 + 3RY_o + R^2 Y_o^2 + \frac{R^3 Y_o^3}{2} \right) \cdot \cos(2\beta\ell) + j \cdot \left(2 + 3RY_o + R^2 Y_o^2 \right) \cdot \sin(2\beta\ell)} \quad (6.32)$$

$$S_{11} = \frac{\left(RY_o - \frac{R^3 Y_o^3}{2} \right) + \left(2RY_o + \frac{R^3 Y_o^3}{2} \right) \cdot \cos(2\beta\ell) + j \cdot 2R^2 Y_o^2 \cdot \sin(2\beta\ell)}{-\frac{1}{2} \left(2R^2 Y_o^2 + R^3 Y_o^3 \right) + \left(2 + 3RY_o + R^2 Y_o^2 + \frac{R^3 Y_o^3}{2} \right) \cdot \cos(2\beta\ell) + j \cdot \left(2 + 3RY_o + R^2 Y_o^2 \right) \cdot \sin(2\beta\ell)} \quad (6.33)$$

Calculando los módulos al cuadrado de los anteriores parámetros se obtienen las siguientes expresiones, donde se considera $P = R \cdot Y_0$.

$$|S_{21}|^2 = \frac{4}{\left(4 + 12P + 9P^2 - \frac{P^6}{4}\right) + (4P^2 + 4P^3)\text{sen}^2(2\beta l) + (8P^2 + 16P^3 + 10P^4 + 3P^5 + P^6)\text{sen}^2(\beta l)} \quad (6.34)$$

$$|S_{11}|^2 = \frac{(9P^2 - P^4) + \left(-4P^2 + 2P^4 - \frac{P^6}{4}\right)\text{sen}^2(2\beta l) + (-8P^2 + 2P^4 + P^6)\text{sen}^2(\beta l)}{\left(4 + 12P + 9P^2 - \frac{P^6}{4}\right) + (4P^2 + 4P^3)\text{sen}^2(2\beta l) + (8P^2 + 16P^3 + 10P^4 + 3P^5 + P^6)\text{sen}^2(\beta l)} \quad (6.35)$$

Dada la complejidad de estas ecuaciones, se han dibujado unas gráficas, que se muestran en la Figura 6.50, donde se representan la atenuación y la adaptación en función de la resistencia serie, R_s (Ohm), y de la longitud eléctrica de la línea, Φ ($180\beta l/\pi$, grados). 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.

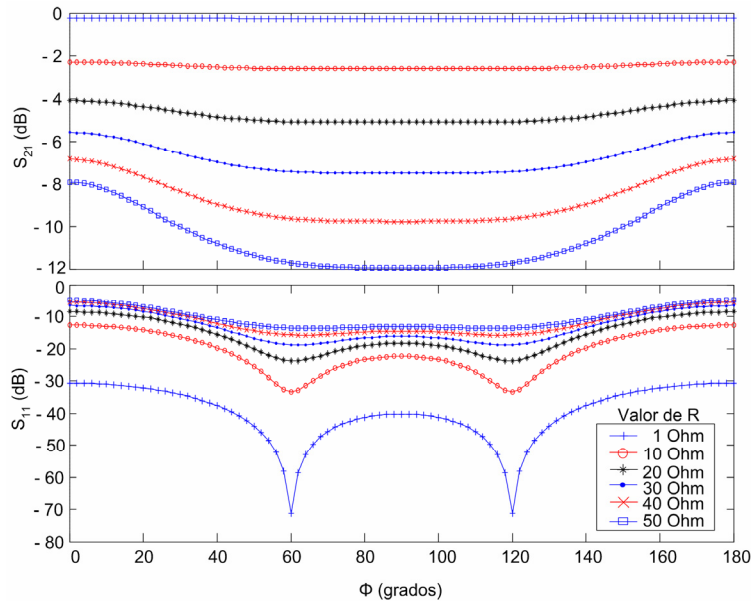


Figura 6.50. Atenuación y adaptación en función de la longitud eléctrica de las líneas para varios valores de R_s y $Z_0 = 50$ Ohm

Según los resultados mostrados en la Figura 6.50 se observa que para cualquier valor de atenuación existen líneas cuya longitud eléctrica proporciona un mínimo de adaptación. Para conocer las longitudes de las líneas que proporcionan mejor adaptación y si dependen del valor de la resistencia, se calcula la derivada del módulo de S_{11} al cuadrado y se iguala a cero, al igual que en el caso anterior.

Para esta topología de atenuador los máximos de S_{11} no dependen del valor de la resistencia, y siempre se obtienen para valores de 0° , 90° y 180° . En cambio los mínimos de S_{11} sí dependen ligeramente del valor de la resistencia como se observa en la Figura 6.51, pero siempre se encuentra para valores de longitud eléctrica de la línea en torno a 60° y 120° . Para resistencias de valor más alto, que son las que proporcionan la mayor atenuación, el mínimo se desvía unos cinco grados.

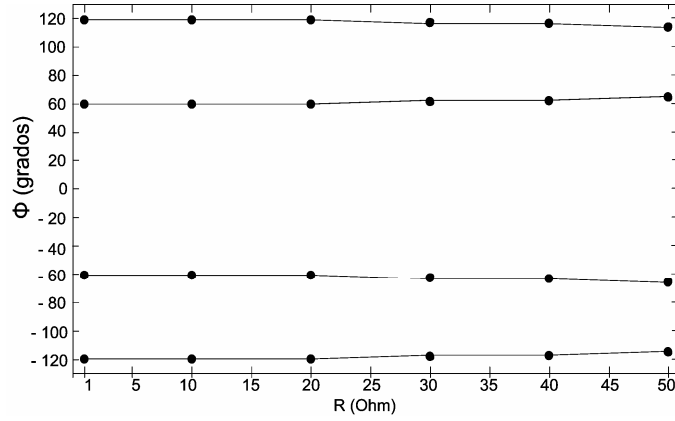


Figura 6.51. Longitud eléctrica de la línea frente al valor de la resistencia para obtener la mayor adaptación

Una vez conocidas las longitudes eléctricas de las líneas que proporcionan mejor adaptación, el siguiente paso consiste en escoger la resistencia que proporciona la atenuación deseada.

Si se toma la menor longitud eléctrica de la línea que es de 60° y se sustituye la igualdad $\text{sen}(2\beta l) = \text{sen}(\beta l) = \sqrt{3}/2$, en (6.34), la atenuación viene dada por (6.36), con la cual esta sólo depende del valor de la resistencia y por lo tanto con una longitud eléctrica de línea fijada a 60° , se puede obtener el valor de la resistencia en función de la atenuación deseada.

$$|S_{21}|^2 = \frac{16}{16 + 48RY_o + 72R^2Y_o^2 + 60R^3Y_o^3 + 30R^4Y_o^4 + 9R^5Y_o^5 + 2R^6Y_o^6} \quad (6.36)$$

Para valores de $R < Z_o$, la expresión de la atenuación se puede simplificar a una expresión más sencilla dada por (6.37) y de la que se puede obtener una expresión aproximada de la resistencia en función de la atenuación (AT) que se quiera conseguir. Haciendo dicha simplificación, la expresión de la resistencia obtenida sólo es válida para atenuaciones pequeñas, según los valores de atenuación mostrados en la Figura 6.50, cuando $R < Z_o$. Se obtiene dos posibles soluciones, y dado que el valor de atenuación es menor de uno, la única expresión válida es la dada por (6.38), para obtener un valor de resistencia positivo.

$$|S_{21}|^2 \approx \frac{16}{16 + 48RY_o + 72R^2Y_o^2} \quad (6.37)$$

$$R \approx Z_o \cdot \frac{-1}{3AT} \left(AT - \sqrt{2AT - AT^2} \right) \quad (6.38)$$

$$R \approx Z_o \cdot \frac{-1}{3AT} \left(AT + \sqrt{2AT - AT^2} \right) \quad (6.39)$$

Para tener mayor precisión en el cálculo, haciendo la suposición anterior ($R < Z_o$), se puede hacer una menor simplificación en el factor S_{21} módulo al cuadrado, como se muestra en (6.40). Para este caso, la expresión de la resistencia R es más complicada y viene dada por (6.41).

$$|S_{21}|^2 \approx \frac{16}{16 + 48RY_o + 72R^2Y_o^2 + 60R^3Y_o^3} \quad (6.40)$$

$$R \approx Z_o \cdot \left[\frac{1}{15AT} (C1)^{1/3} - \frac{8AT}{5} (C1)^{-1/3} - \frac{2}{5} \right] \quad (6.41)$$

Donde C1 viene dada por (6.42).

$$C1 = AT^2 \left(450 - 126AT + 30\sqrt{225 - 126AT + 33AT^2} \right) \quad (6.42)$$

Conocido el valor de la resistencia R obtenida y la longitud eléctrica de la línea igual a 60° , el valor de adaptación se calcula con (6.43).

$$|S_{11}|^2 = \frac{32R^4Y_o^4 + 9R^6Y_o^6}{4 \cdot (16 + 48RY_o + 72R^2Y_o^2 + 60R^3Y_o^3 + 30R^4Y_o^4 + 9R^5Y_o^5 + 2R^6Y_o^6)} \quad (6.43)$$

El funcionamiento más adecuado del atenuador con tres resistencias es para valores de atenuación que se obtengan con resistencias de valor igual o menor que Z_o , ya que para valores mayores no se puede conseguir buena adaptación. La Figura 6.52 muestra cómo empeora la adaptación para atenuadores con resistencias grandes.

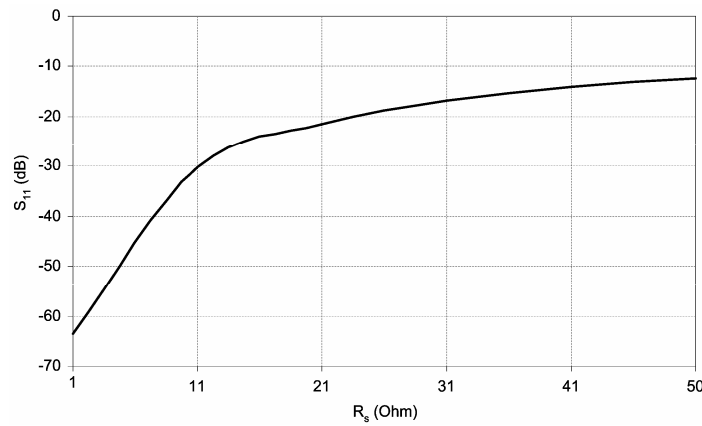


Figura 6.52. Punto de mayor adaptación para diferentes valores de resistencia ($Z_o=50$ Ohm)

Para el caso de tener $R=Z_o$, los parámetros de Scattering sólo dependen del valor de la longitud eléctrica de la línea y las expresiones que se obtienen de atenuación y adaptación son las siguientes.

$$|S_{21}|^2 = \frac{16}{99 + 32 \cdot \sin^2(2\beta l) + 152 \cdot \sin^2(\beta l)} \quad (6.44)$$

$$|S_{11}|^2 = \frac{32 - 9 \cdot \sin^2(2\beta l) + 20 \cdot \sin^2(\beta l)}{99 + 32 \cdot \sin^2(2\beta l) + 152 \cdot \sin^2(\beta l)} \quad (6.45)$$

En este caso los máximos y mínimos de adaptación que se obtienen no dependen del valor de la resistencia. Las longitudes eléctricas que dan peor adaptación son, como en los casos anteriores, para 0° y 90° y 180° , y las que dan lugar a la mejor adaptación son 64.8° y 115.1° . Para estos valores, la atenuación que se puede obtener es de 11.84 dB con un $|S_{11}|$ máximo de 13.70 dB. Por lo tanto se pueden diseñar atenuadores con buen comportamiento en adaptación, con la topología presentada, para atenuaciones menores de 12 dB.

Este tipo de atenuadores tienen una banda de hasta una octava. Considerado la frecuencia mínima, aquella en la que las líneas tienen una longitud eléctrica de 60° y para la frecuencia más alta cuando la longitud eléctrica llega ser 120° , se consiguen buenas adaptaciones y un comportamiento de atenuación plano en toda la banda. Para diseñar atenuadores con un valor de atenuación grande, es mejor considerar que las líneas tienen 60° de longitud eléctrica para la frecuencia más baja de diseño, ya que las mejores adaptaciones se encuentran entre 60° y 120° .

a.2.) *Atenuador con un número de etapas mayor*

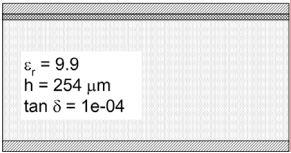
Se pueden diseñar atenuadores con mayor número de etapas, lo que da lugar a poder tener mayores atenuaciones con buena adaptación, siempre y cuando $R < Z_0$. Para un número general de etapas, en las que haya N líneas entre resistencias, se obtendrán N mínimos en la adaptación del atenuador.

b) *Atenuadores microstrip de 3 dB*

Los primeros atenuadores que se deseaba diseñar debían tener una atenuación de 3 dB plana en toda la banda de funcionamiento del BEM de 44 GHz, es decir con un 20% de ancho de banda. La topología escogida, consta de tres resistencias y dos trozos de línea al igual que el atenuador mostrado en la Figura 6.49. Para conseguir la mejor adaptación, según el resultado del análisis teórico, las líneas de impedancia Z_0 debían tener una longitud eléctrica de 60° , y el valor de resistencia para obtener 3 dB de atenuación debía ser de 11.68 Ohm aplicando (6.41). Con estos valores el resultado teórico de adaptación es de 31 dB.

Una vez obtenidos los valores teóricos se realizó el diseño en microstrip, sobre una línea de impedancia 50 Ohm @ 44 GHz. El sustrato utilizado fue Alumina cuyas características se definen en la Tabla 6.5 para dos fabricantes con los que se han realizado los atenuadores.

Tabla 6.5. Características de la Alumina y materiales para dos fabricantes Thin Film Products y Reinhardt Microtech

		@ 44 GHz
		$\epsilon_{\text{eff}} = 7.345$
		50 Ohm $\rightarrow W = 263 \mu\text{m}$
		$60^\circ \rightarrow L = 419 \mu\text{m}$
Thin Film Products:		Reinhardt Microtech:
Capa conductora = $T_iWP_d + \text{Au}$ (3 μm)		Capa conductora = $T_iP_d + \text{Au}$ (3 μm)
Capa resistiva = Ta_2N - 20 Ohm/cuadro $\pm 20\%$		Capa resistiva = NiCr

Dado que las resistencias introducen una cierta fase es necesario tenerla en cuenta en el cálculo de la línea intermedia, para que el conjunto mantenga una longitud eléctrica de 60° . Para diseñar las resistencias se calcula la anchura (W) y la longitud (L), conocida la resistencia por cuadro (R_{sq}) y aplicando (6.46). Para las resistencias diseñadas se fijó la misma anchura que la de la línea de 50 Ohm (263 μm) y se obtuvo que la longitud (L) debiera ser 148 μm para 11.68 Ohm.

$$R = R_{sq} \cdot \frac{L}{W} \tag{6.46}$$

Como la mitad de cada resistencia contribuye a la longitud eléctrica, para conseguir la mejor adaptación, que según el cálculo teórico se conseguía con líneas intermedias de 60° (419 μm), hubo que reducirlas una longitud igual al tamaño de cada una de las resistencias. Por lo tanto, la longitud óptima de las líneas fue de aproximadamente 270 μm . Una vez introducidos todos los elementos en el simulador hubo que hacer un pequeño ajuste para que junto con las pérdidas globales, debido a la longitud del atenuador completo más las líneas de 50 Ohm de entrada y salida, se obtuviesen los 3 dB exactos de atenuación en toda la banda.

Se han realizado dos diseños con diferentes longitudes, ambos incluyen transiciones coplanares-microstrip, como la mostrada en la Figura 6.53 (a). Las transiciones se han simulado con el simulador electromagnético *MOMENTUM* desde 20 hasta 60 GHz y los resultados de pérdidas de inserción y pérdidas de retorno se muestran en la Figura 6.53 (c). De este modo, utilizando la estación de sondas, se ha podido realizar su caracterización hasta 50 GHz, utilizando como planos de referencia de medida los extremos del atenuador.

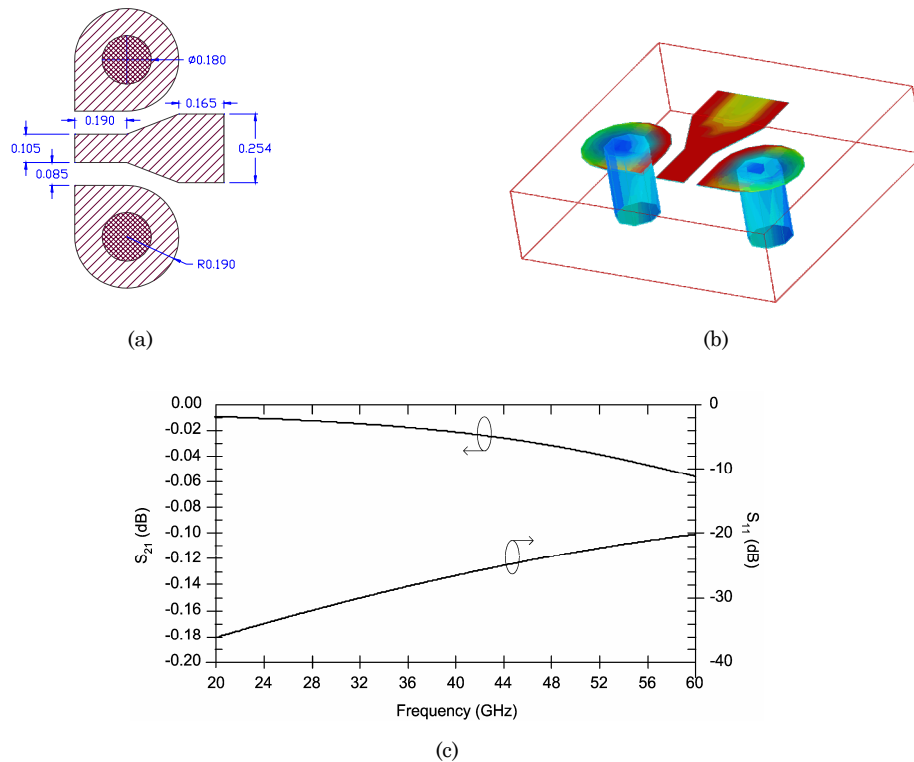


Figura 6.53. Transición coplanar-microstrip: (a) Dimensiones en mm, (b) vista 3-D, (c) Pérdidas de inserción y pérdidas de retorno de la simulación electromagnética

De los dos fabricantes con los que se han fabricado los atenuadores, Thin Film Products y Reinhardt Microtech, el primero de los fabricantes aseguró una capa resistiva con una resistividad de $20 \text{ Ohm/sq} \pm 20\%$. El segundo, construyó los atenuadores con una resistividad en la capa resistiva más alta, de modo que al final cada una de las resistencias del atenuador eran aproximadamente de 20 Ohm , haciendo que la atenuación obtenida fuese mayor de los 3 dB deseados. En los siguientes apartados se muestran todos los atenuadores de 3 dB fabricados, y la comparación de los resultados de las medidas con las simulaciones, utilizando como esquema de diseño el mostrado en la Figura 6.54 para el caso de longitud física 4.9 mm . Para los dos diseños de atenuadores realizados se ha optimizado la longitud eléctrica de las líneas entre resistencias (L_i) para obtener la mejor adaptación. En el caso de los atenuadores con longitud 4.9 mm L_i fue $235 \text{ } \mu\text{m}$ y en caso de longitud 10 mm L_i fue $255 \text{ } \mu\text{m}$, ambos valores próximos, pero inferiores, al valor teórico obtenido de $270 \text{ } \mu\text{m}$. En la Figura 6.55 se muestra el esquema de capas utilizado en la simulación electromagnética de los atenuadores, para lo cual se ha definido el sustrato con la capa conductiva de oro y una capa resistiva de 20 Ohm por cuadro.

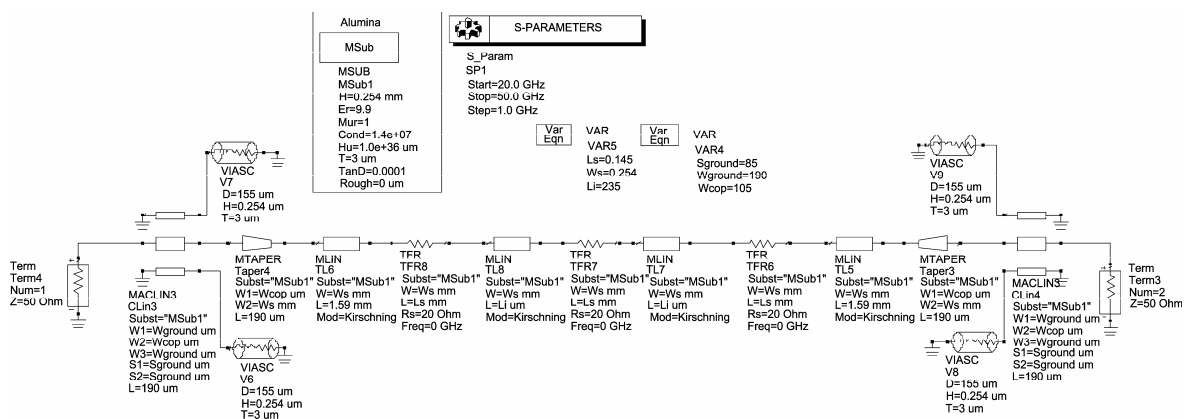


Figura 6.54. Esquema del atenuador de 3 dB con transición coplanar-microstrip para simulación con ADS

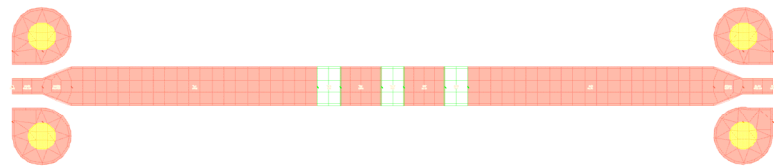


Figura 6.55. Esquema del atenuador de 3 dB con transición coplanar-microstrip para la simulación electromagnética en *MOMENTUM*

b.1.) Atenuadores 3 dB de Reinhardt Microtech

En la Figura 6.56 (a) y (b) se muestran los atenuadores de 3 dB fabricados en Reinhardt Microtech de longitud 4.9 mm y 9.9 mm respectivamente.

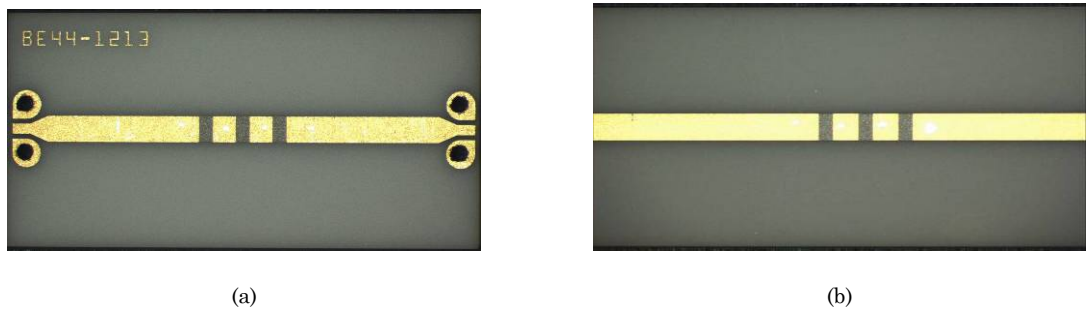


Figura 6.56. Fotografías de los atenuadores fabricados en Reinhardt Microtech: (a) de 4.9 mm x 2.5 mm BE44-1213, (b) de 9.9 mm x 2.5 mm BE44-1212

Los resultados de las medidas de parámetros de Scattering en transmisión y reflexión del atenuador de 9.9 mm se muestran en la Figura 6.57. La atenuación obtenida fue en torno a 4.5 dB en toda la banda del BEM de 44 GHz y las adaptaciones mejores de 15 dB. Para comparar el resultado de la simulación con la medida, no se ha simulado el efecto de las transiciones, ya que éstas son corregidas mediante la calibración del sistema de medida. Se ha realizado la misma comparación entre simulación y medida del atenuador con longitud 4.9 mm como se muestra en la Figura 6.58. La atenuación obtenida con este diseño fue en torno a 4.6 dB en la banda de interés y adaptaciones mejores de 15 dB. Las simulaciones se han realizado con las resistencias que tienen los atenuadores fabricados por Reinhardt, detalladas en la Tabla 6.6. La resistividad obtenida fue más alta que la nominal.

Tabla 6.6. Tamaños y valores de las resistencias de los atenuadores BE44-1213 y BE44-1212 fabricados en Reinhardt

Atenuador	Tamaño de las resistencias		Resistencia/cuadro	Resistencia Total
	L (μm)	W (μm)	Ohm/sq	Ohm
BE44-1213	142	266	31	49.6
BE44-1212	142	266	34	54.4

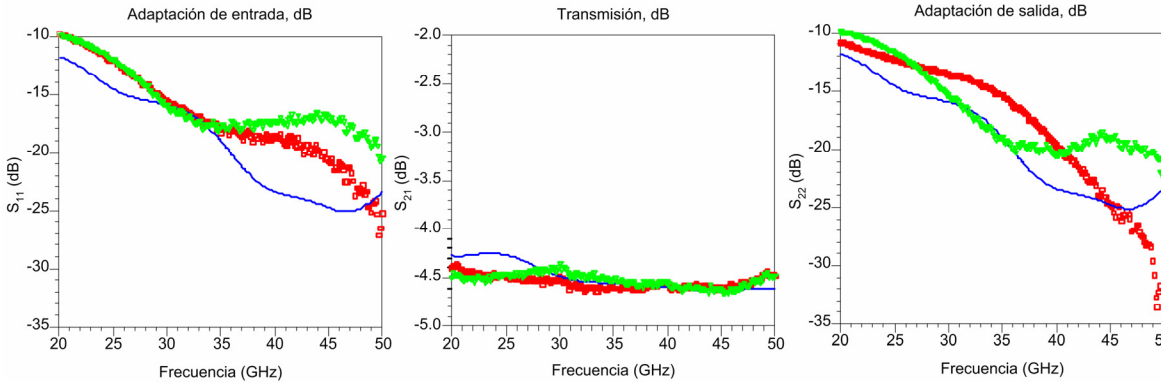


Figura 6.57. Resultado de las medidas y simulaciones de dos atenuadores de 3 dB de longitud 10 mm (BE44-1213), fabricados en Reinhardt Microtech (cuadros: medidas, triángulos: medidas, línea: simulación)

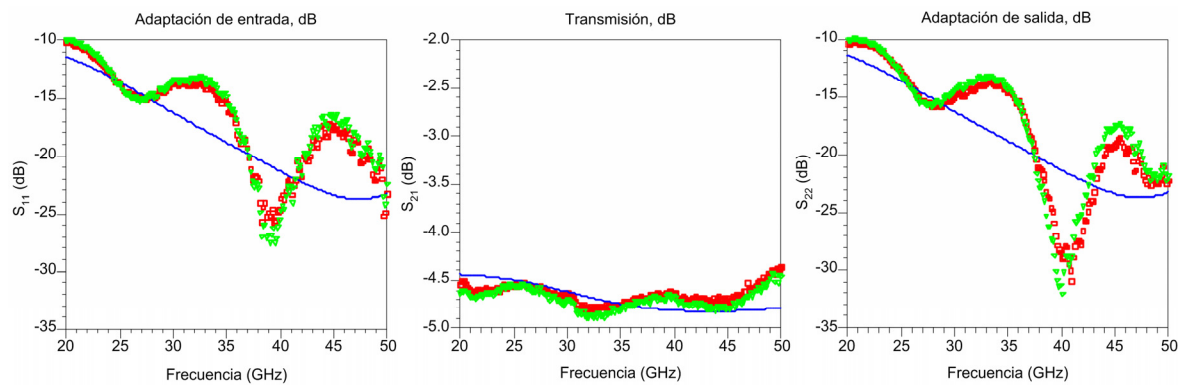


Figura 6.58. Resultado de las medidas y simulaciones de dos atenuadores de 3 dB de longitud 4.9 mm (BE44-1212), fabricados en Reinhardt Microtech (cuadros: medidas, triángulos: medidas, línea: simulación)

b.2.) Atenuadores de 3 dB de Thin Film Products

La Figura 6.59 muestra una foto del atenuador de 10 mm de longitud y la Figura 6.61 la del atenuador de longitud 4.9 mm. Los resultados de las medidas de parámetros de Scattering en transmisión y reflexión del atenuador de 10 mm se muestran en la Figura 6.60. La atenuación obtenida fue en torno a 3 dB en toda la banda del BEM de 44 GHz y las adaptaciones mejores de 15 dB. Para comparar el resultado de la simulación con la medida, en este caso tampoco se ha simulado el efecto de las transiciones, ya que éstas son corregidas en la medida, mediante la calibración del sistema de medida. Se ha realizado la misma comparación entre simulación y medida del atenuador con longitud 4.9 mm como se muestra en la Figura 6.62. En este caso la atenuación obtenida con este diseño fue en torno a 2.6 dB en la banda de interés y adaptaciones mejores de 16 dB. Las simulaciones se han realizado con las resistencias que tienen los atenuadores fabricados por Thin Film, detalladas en la Tabla 6.7.

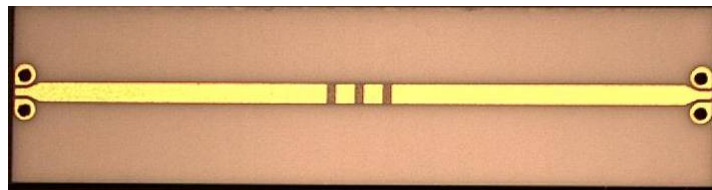


Figura 6.59. Foto del atenuador de 3 dB de 10 mm x 2.5mm fabricado por Thin Film products

Tabla 6.7. Tamaños y valores de las resistencias de los atenuadores de 4.9 mm y 9.9 mm fabricados en Thin Film

Atenuador	Tamaño de las resistencias		Resistencia/cuadro	Resistencia Total
	L (μm)	W (μm)	Ohm/sq	Ohm
10 mm	142	266	20.6	33
4.9 mm	142	266	19.8	32

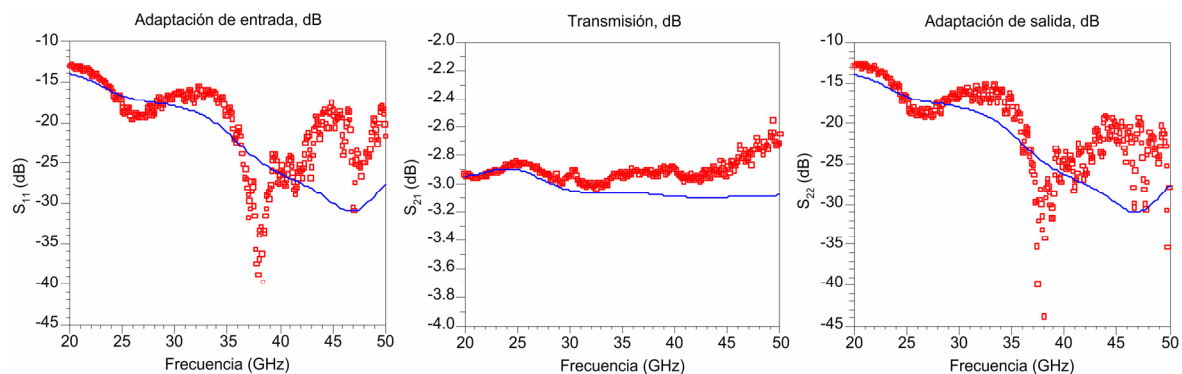


Figura 6.60. Resultado de las medidas y simulaciones del atenuador 3 dB de longitud 10 mm, fabricado en Thin Film (cuadros: medidas, línea: simulación)

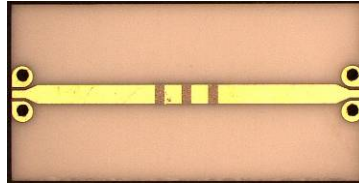


Figura 6.61. Foto del atenuador de 3 dB de longitud 4.9 mm x 2.5mm fabricado por Thin Film products

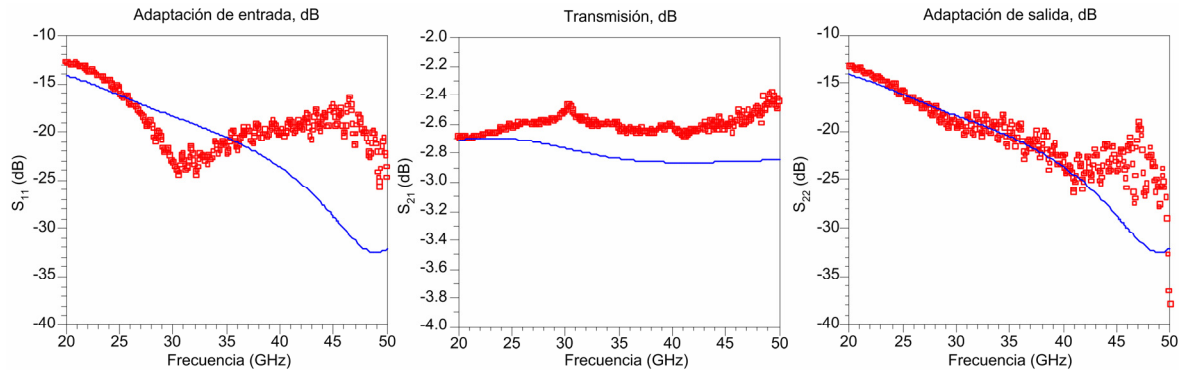


Figura 6.62. Resultado de las medidas y simulaciones del atenuador 3 dB de longitud 4.9 mm, fabricado en Thin Film (cuadros: medidas, línea: simulación)

c) *Atenuadores microstrip de 5 dB*

Se diseñó un atenuador de 5 dB de longitud 9.9 mm, que al igual que para los casos anteriores, se fabricó tanto en Thin Film Products, como en Reinhardt Microtech. En este caso el diseño se realizó sin incluir transiciones coplanar a microstrip en la máscara del circuito.

Para obtener una atenuación de 5 dB el diseño se realizó con tres resistencias, pero de un valor mayor al de los diseños de 3 dB. Suponiendo una resistividad de 20 Ohm por cuadro, el tamaño de las resistencias se fijó a una longitud de 235 μm y anchura de 260 μm . La longitud de las líneas entre las capas resistivas fue de 265 μm , que junto con la longitud eléctrica de las resistencias, son 71°. La Figura 6.63 muestra dos atenuadores de 5 dB, cada uno de un fabricante, montados con transiciones coplanar-microstrip de Jmicro para caracterizarlos con la estación de sondas coplanares.



(a)



(b)

Figura 6.63. Fotos de los atenuadores de 5 dB (BE-1222) montados con transiciones de Jmicro Probepoint 1003, fabricados por (a) Thin Film Products (b) Reinhardt Microtech

En la medida, la resistencia total obtenida en cada uno de los atenuadores fue menor a la esperada, y por lo tanto también la atenuación obtenida como se muestra en los valores de la Tabla 6.8. La comparación entre la medida de los atenuadores microstrip montados con transiciones coplanar-microstrip (*Jmicro*) y la simulación se muestran en la Figura 6.64 y la Figura 6.65 para cada uno de los fabricantes. No se ha

simulado el efecto de las transiciones, ya que éstas son corregidas mediante la calibración, pero sí el efecto de los hilos de conexión en la entrada y a la salida. Se ha añadido un hilo de diámetro $17.5\ \mu\text{m}$ y longitud $110\ \mu\text{m}$ a la entrada y $170\ \mu\text{m}$ a la salida. Con estos atenuadores no se consiguió la atenuación deseada por desviaciones en la resistencia por cuadro, y las adaptaciones en algunas frecuencias no han dado resultados mejores de 10 dB, debido al efecto de los hilos de entrada y salida.

Tabla 6.8. Tamaños y valores de las resistencias de los atenuadores de 5 dB para los dos fabricantes

Atenuador	Tamaño de las resistencias		Resistencia/cuadro	Resistencia Total
	L (μm)	W (μm)	Ohm/sq	Ohm
Reinhardt	235	260	11	29.8
Thin Film	235	260	11.6	31.4

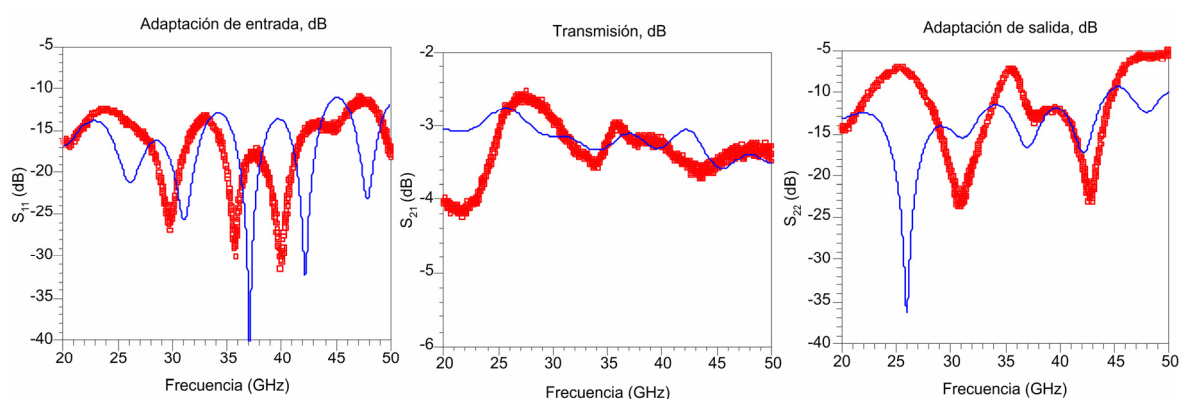


Figura 6.64. Comparación de simulación y medida de los atenuadores de Reinhardt de 5 dB (cuadros: medidas, línea: simulación)

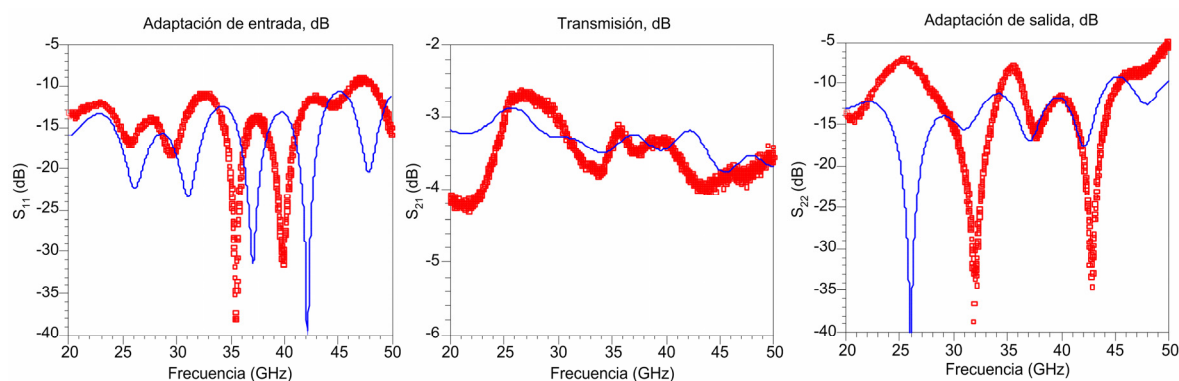


Figura 6.65. Comparación de simulación y medida de los atenuadores de Thin Film de 5 dB (cuadros: medidas, línea: simulación)

d) *Atenuadores microstrip de 13 dB*

Se diseñó un atenuador de 13 dB de longitud 4.9 mm, que al igual que para los casos anteriores se fabricó tanto en Thin Film Products, como en Reinhardt Microtech. Este diseño también se realizó sin incluir transiciones coplanar a microstrip en la máscara del circuito.

Para obtener una atenuación de 13 dB y tener buena adaptación, el diseño se realizó con ocho resistencias. Suponiendo una resistividad de 20 Ohm por cuadro, el tamaño de las resistencias se fijó a una longitud de $245\ \mu\text{m}$ y anchura de $260\ \mu\text{m}$. La longitud de las líneas entre las capas resistivas fue de $300\ \mu\text{m}$, que junto con la longitud eléctrica de las resistencias, son 78° .

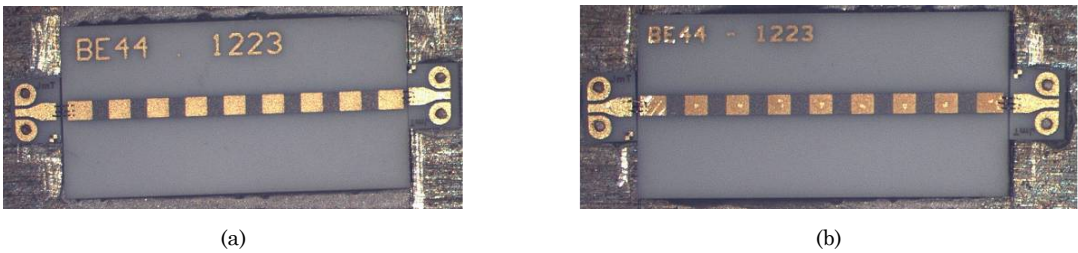


Figura 6.66. Fotos de los atenuadores de 13 dB (BE44-1223) montado con transiciones de Jmicro Probepoint 1003, fabricados por (a) Thin Film Products (b) Reinhardt Microtech

En la medida la atenuación obtenida fue menor que la esperada. La comparación entre la medida de los atenuadores microstrip montados con transiciones coplanar-microstrip (*Jmicro*) y la simulación se muestra en la Figura 6.67 y la Figura 6.68 para cada uno de los fabricantes. La simulación se ha realizado con las resistividades mostradas en la Tabla 6.9. No se ha simulado el efecto de las transiciones, ya que éstas son corregidas mediante la calibración, pero sí el efecto de los hilos de conexión en la entrada y a la salida. Se ha añadido un hilo de diámetro 17.5 μm y longitud 150 μm a la entrada y la salida. Con los atenuadores de Reinhardt se consiguió una atenuación de 11.5 dB, y con los de Thin film se consiguió una atenuación igual a la deseada de 13 dB. Las adaptaciones en algunas frecuencias no han dado resultados mejores de 10 dB, debido al efecto de los hilos de entrada y salida.

Tabla 6.9. Tamaños y valores de las resistencias de los atenuadores de 13 dB para los dos fabricantes

Atenuador	Tamaño de las resistencias		Resistencia/cuadro	Resistencia Total
	L (μm)	W (μm)	Ohm/sq	Ohm
Reinhardt	245	260	20	128
Thin Film	245	260	17	150

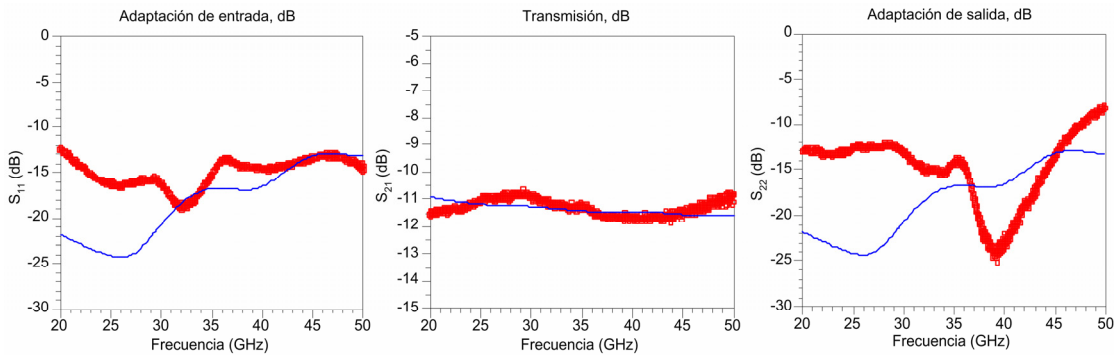


Figura 6.67. Comparación de simulación y medida de los atenuadores de Reinhardt de 13 dB (cuadros: medidas, línea: simulación)

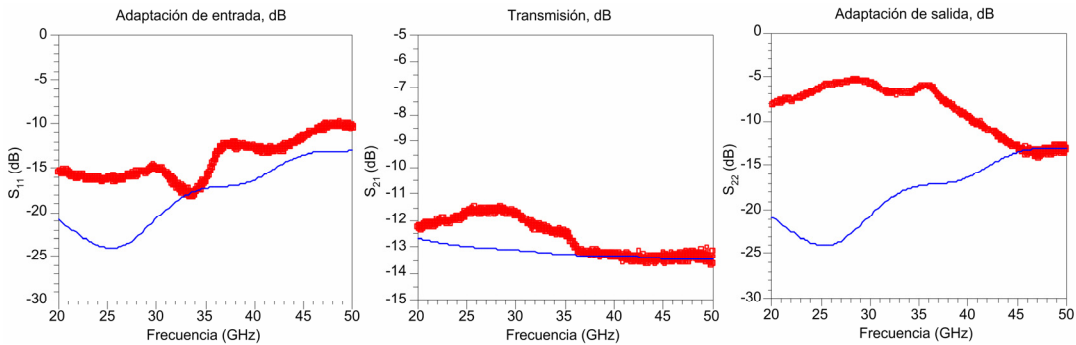


Figura 6.68. Comparación de simulación y medida de los atenuadores de Thin Film de 13 dB (cuadros: medidas, línea: simulación)

Todos los atenuadores diseñados se han realizado con dos fabricantes y los resultados obtenidos han demostrado que el fabricante Thin Film Products tiene un proceso con mejores tolerancias en las resistencias.

6.3.6. Amplificador de continua de bajo ruido

El amplificador utilizado en este módulo es idéntico al utilizado en el módulo de 30 GHz. La única diferencia puede estar en la ganancia a la que se desea ajustar, ya que dependerá de la ganancia global, ancho de banda y temperatura de ruido del sistema, así como de la sensibilidad del detector. Ya que como ya se ha dicho anteriormente, cuando la carga de referencia se encuentra a 20 Kelvin, la tensión a la salida del amplificador de continua, debe de estar en una ventana limitada por el sistema de adquisición de datos.

6.3.7. Circuitos de continua

a) Reguladores

El BEM de 44 GHz lleva un regulador de tensión positiva y otro de tensión negativa. Ambos proporcionan las tensiones necesarias para alimentar a los amplificadores MMIC. La tensión positiva es regulada a +2 V, y la negativa a -3 V. El regulador negativo se utiliza para la tensión de las puertas del primer amplificador, formado de cuatro etapas con transistores de modo depleción. El regulador positivo, se utiliza para las puertas del segundo amplificador, con transistores de modo enriquecimiento, y para los drenadores de los dos amplificadores. Éste último regulador, debe proporcionar la corriente de salida necesaria por los drenadores de los dos amplificadores a los cuales alimenta. El esquema utilizado para el regulador positivo se muestra en la Figura 6.69. (a) y el del regulador negativo en la Figura 6.69 (b).

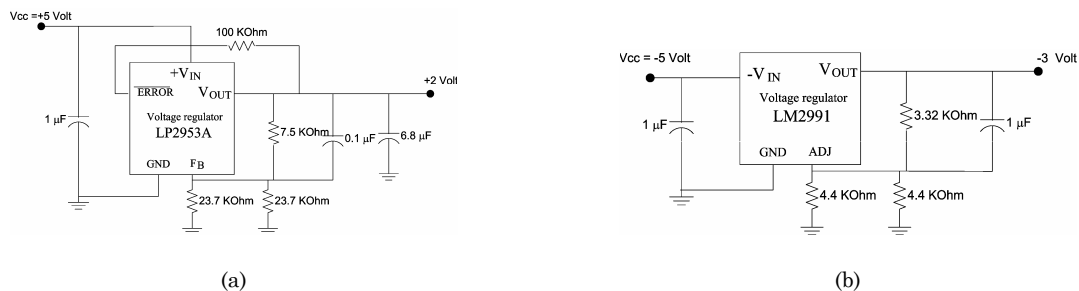


Figura 6.69. Esquema de los circuitos reguladores (a) positivo de +5 V a +2 V, (b) negativo de -5 V a -3 V

b) Circuitos de protección

En el BEM de 44 GHz los amplificadores de bajo ruido se polarizan aplicando tensiones a sus puertas y drenadores. Los drenadores se polarizan con tensiones de 2 V. El esquema de protección que se les ha añadido es el mostrado en la Figura 6.70. Al igual que en el BEM de 30 GHz lleva un diodo zener y un filtro paso bajo [136]. En este caso la tensión inversa de avalancha es $V_z = 2.2$ V. A continuación de estos circuitos, los drenadores llevan unas redes para estabilizar en bajas frecuencias. El esquema del circuito de protección y de la red de estabilización para el amplificador con PHEMT de modo depleción se muestra en la Figura 6.70 (a) y para el amplificador con transistores PHEMT de modo enriquecimiento se muestra en la Figura 6.70 (b). Los circuitos de protección se montan en un circuito, el PCB (Printed Circuit Board), mientras que los elementos de la red para estabilizar, se montan junto al amplificador de bajo ruido y se conectan con hilos de oro.

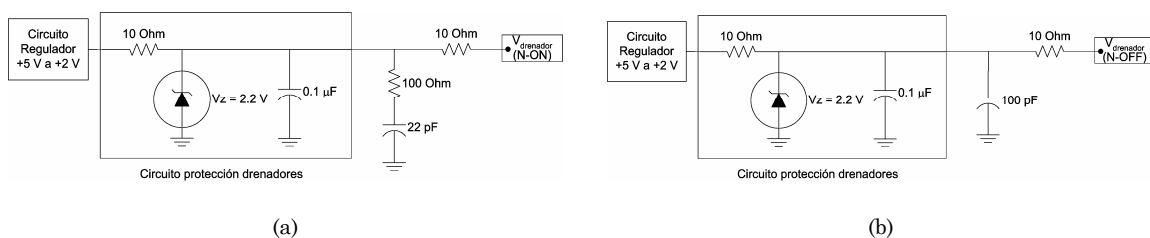


Figura 6.70. Circuitos de polarización y de protección de los drenadores de los MMIC en la banda de 44 GHz (a) modo depleción; (b) modo enriquecimiento

Las puertas de los amplificadores de bajo ruido llevan un circuito de protección formado por un diodo zener y un divisor de tensión. El esquema de polarización de la puertas del amplificador con PHEMT de deplexión se muestra en la Figura 6.71 (a), y en la Figura 6.71 (b) para el amplificador con PHEMT de enriquecimiento. Todos los elementos se montan en un circuito PCB. Con este esquema de polarización en las puertas, cuando no se les aplique ninguna tensión, están conectadas a masa, sin que exista el riesgo de romperse los transistores, por polarizar los drenadores con las puertas al aire. En ambos esquemas se coloca una resistencia serie a la salida del regulador, para que actúe como elemento limitador de corriente, en el caso de que el diodo zener comenzase a conducir. Los dos esquemas actúan como un filtro paso bajo para anular posibles componentes de alta frecuencia. La tensión nominal en las puertas del MMIC con transistores de deplexión proporcionada por el divisor de la Figura 6.71 (a), es de -0.14 V . Con lo cual introduce una atenuación de -26 dB ($20 \cdot \log(-0.14\text{ V}/-3\text{ V})$) y tiene una frecuencia de corte de aproximadamente 180 Hz . La tensión nominal en las puertas del MMIC con transistores de enriquecimiento es de $+0.54\text{ V}$, que proporciona el divisor de la Figura 6.71 (b), a partir de los 2 V , de salida del regulador. La atenuación es de -11.3 dB ($20 \cdot \log(+0.54\text{ V}/+2\text{ V})$) y tiene una frecuencia de corte de aproximadamente 80 Hz . Además de los circuitos de protección y divisores, las puertas también llevan elementos capacitivos y resistivos junto al amplificador de bajo ruido.

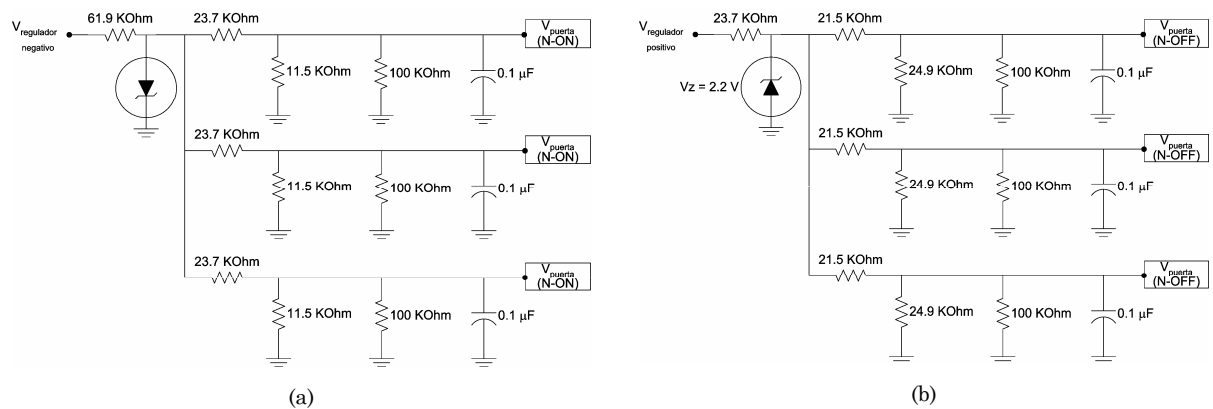


Figura 6.71. Circuitos de polarización y protección de las puertas para los MMIC de 44 GHz (a) modo deplexión; (b) modo enriquecimiento

La Figura 6.72 muestra dos PCB con los circuitos de protección de los drenadores y puertas y los circuitos divisores para las puertas, para los dos MMIC en cascada que forman una rama el BEM de 44 GHz .



Figura 6.72. Circuitos de polarización y protección de los drenadores y las puertas para los MMIC de 44 GHz

En la Figura 6.73, se muestra el montaje de los circuitos MMIC, junto a las redes de polarización para estabilizar en baja frecuencia.

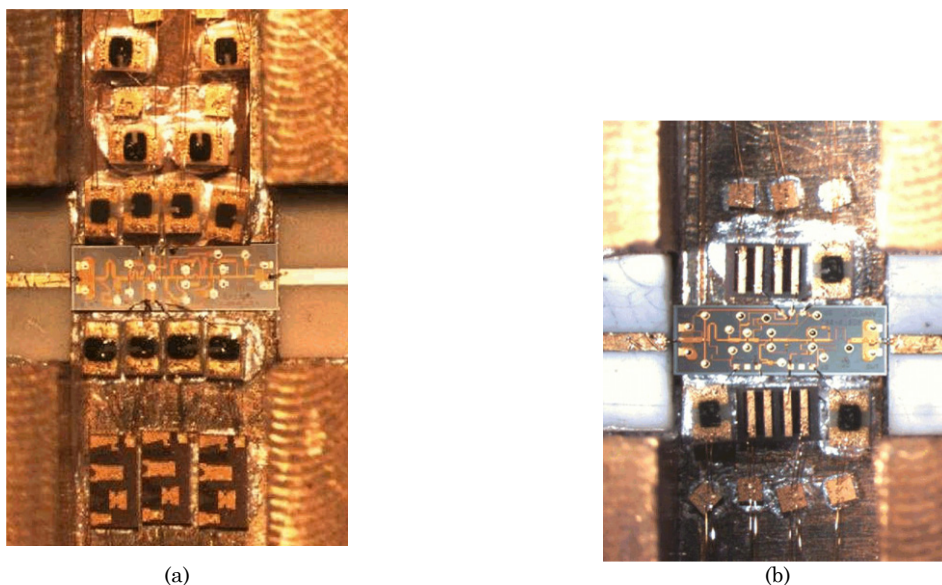


Figura 6.73. Redes de polarización estabilizadoras para los MMIC de 44 GHz (a) modo depleción; (b) modo enriquecimiento

6.3.8. Prototipos del Módulo posterior a 44 GHz

El primer prototipo que se realizó en la banda de 44 GHz, contenía una rama con dos amplificadores MMIC unidos con líneas microstrip de 50 Ohm y el filtro paso banda. El montaje se realizó en una caja preparada para dos ramas, mostrada en la Figura 6.75, con entradas y salidas en guía WR-22.

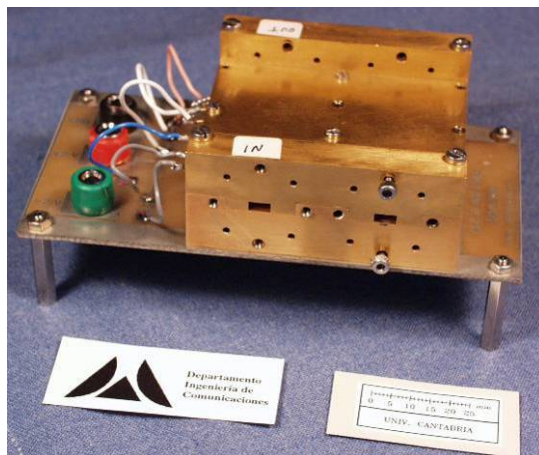


Figura 6.74. Vista de la caja con el primer prototipo de RF del BEM de 44 GHz formada por los amplificadores de bajo ruido y el filtro paso banda

Posteriormente se han ido realizando prototipos en ramas individuales, unas incluyendo únicamente la parte de amplificación y filtraje de RF, y otras con la parte de detección también integrada. Cada rama está montada en un portador con una anchura de 2.6 mm, con frecuencia de corte 55 GHz. En la Figura 6.75 se muestra una rama con todos los circuitos que forman la parte del BEM de 44 GHz. De izquierda a derecha la rama está compuesta por una línea microstrip de 50 Ohm, un amplificador de bajo ruido MMIC N-On, un primer atenuador microstrip, el segundo amplificador MMIC N-Off, el segundo atenuador microstrip, el filtro paso banda y el diodo detector. En el BEM a 44 GHz, al igual que en del 30 GHz, se ha tenido especial atención en el diseño mecánico, montaje e interconexiones, ya que su influencia en el comportamiento eléctrico es muy importante en los sistemas de bandas milimétricas [139]. Todos los componentes microstrip y los circuitos MMIC están unidos a la base metálica con pasta conductora de Epoxy. Las interconexiones entre las líneas microstrip y los MMIC están hechas con hilos de oro de 25 μm . Las redes de polarización están compuestas por condensadores y resistencias para asegurar la estabilidad en bajas frecuencias.



Figura 6.75. Cadena de RF del BEM de 44 GHz formada por los amplificadores de bajo ruido, atenuadores, filtro paso banda y detector.

En la Tabla 6.10, se detallan los prototipos del BEM de 44 GHz construidos, y de los componentes que lo forman. Los equipos con el nombre ‘BEM44_QMrep_R’, se han construido con dispositivos iguales a los que se utilizaron en los equipos de calificación (QM), aunque en alguno de ellos hay alguna variación, como puede ser el primer MMIC o los atenuadores. Los equipos nombrados con ‘BEM44-B’ llevan MMIC y atenuadores, de la misma serie de fabricación que los que forman parte de los equipos de vuelo (FM).

Tabla 6.10. Prototipos de BEM a 44 GHz construidos

Nombre	Clase	Línea 50 Ohm	MMIC1	Línea /Atenuador	MMIC2	Línea/Atenuador	Filtro	Detector
EBB44GHz RF	RF	4,9 mm	mc_lna44	Línea 50 Ohm 9,9 mm	lf_lna2V	4,9 mm	BPF Metclad	NO
BEM44_Qmrep_R1	DC	4,9 mm	mc_lna44	Línea 50 Ohm 9,9 mm	lf_lna3V		BPF Duroid	SI
		4,9 mm	mc_lna44	Atenuador 4.5dB BE44-1212	lf_lna3V	Atenuador 4.5dB BE44-1213	BPF Duroid	SI
		4,9 mm	mc_lna44	Atenuador 4.5dB BE44-1212	lf_lna3V	Atenuador 4.5dB BE44-1213	BPF Duroid	SI
		4,9 mm	mc_lna44	Atenuador 4.5dB BE44-1212	lf_lna3V	Atenuador 4.5dB BE44-1213	BPF Duroid	SI
BEM44_Qmrep_R2	DC	4,9 mm	mc_lna44	9.9mm + islitas	lf_lna3V	4,9 mm	BPF Duroid	SI
		4,9 mm	mc_lna44V2	Atenuador 4.5dB BE44-1212	lf_lna3V	Atenuador 4.5dB BE44-1213	BPF Duroid	SI
BEM44_Qmrep_R3	DC	4,9 mm	mc_lna44	Atenuador 3 dB Thin Film	lf_lna3V	Atenuador 3 dB Thin Film	BPF Duroid	SI
BEM44_Qmrep_R4	DC	4,9 mm	lf_lna2V	Atenuador 3 dB Thin Film	lf_lna2V	Atenuador 3 dB Thin Film	BPF Duroid	SI
BEM44-B1-RF	RF	4,9 mm	mc_lna44 #918	Atenuador 5dB BE44-1222	lf_lna3V #2014	Atenuador 13 dB BE44-1223	BPF Duroid	NO
BEM44-B2-RF	RF	4,9 mm	mc_lna44 #1516	Atenuador 5dB BE44-1223	lf_lna3V #1414	Atenuador 13 dB BE44-1224	BPF Duroid	NO
BEM44-B3-DC	DC	4,9 mm	mc_lna44 #910	Atenuador 5dB BE44-1224	lf_lna3V #2416	Atenuador 13 dB BE44-1225	BPF Duroid	SI
BEM44-B4-DC	DC	4,9 mm	mc_lna44 #1912	Atenuador 5dB BE44-1225	lf_lna3V #3022	Atenuador 13 dB BE44-1226	BPF Duroid	SI
BEM44-B5-DC	DC	4,9 mm	mc_lna44 #2110	Línea 50 Ohm 4,8 mm	-	-	BPF Duroid	SI

En la Figura 6.76 se muestran dos fotografías con la vista interna de una cadena del BEM de 44 GHz. La Figura 6.76 (a) es una rama de RF: formada por los amplificadores de bajo ruido, atenuadores y filtro paso banda, conectada a la transición de salida a través de una línea microstrip de 50 Ohm. La Figura 6.76 (b) es una rama de DC, formada por los amplificadores de bajo ruido, atenuadores, el filtro paso banda y el detector.

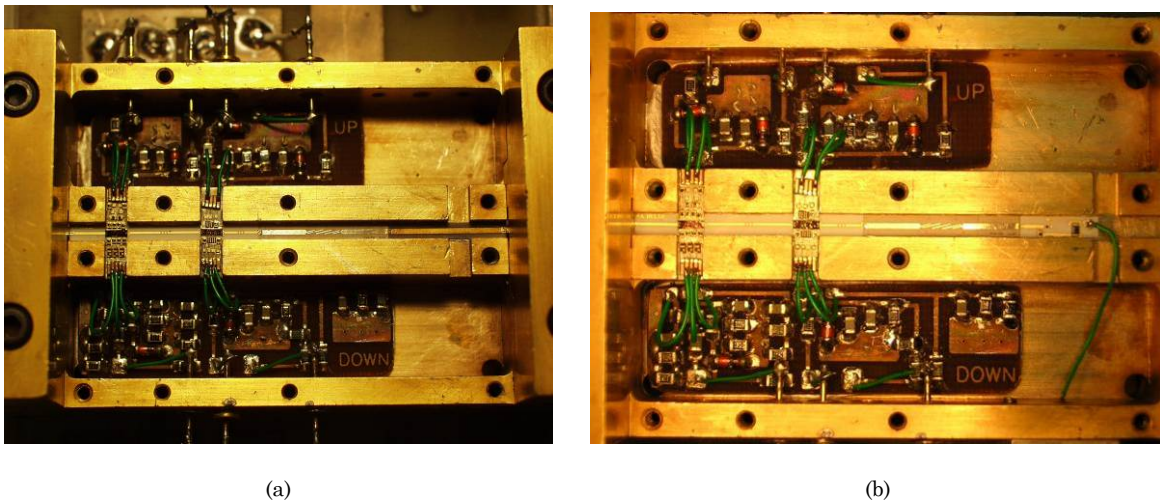


Figura 6.76. Cadena del BEM de 44 GHz (a) RF: formada por los amplificadores de bajo ruido, atenuadores y filtro paso banda (b) DC: formada por los amplificadores de bajo ruido, atenuadores, el filtro paso banda y el detector.

En la Figura 6.77, se muestra el prototipo del BEM de 44 GHz (BEM44_QMrep_R3), con transiciones de guía WR-22 a coaxial, para caracterizar sus parámetros de Scattering con el analizador de redes vectorial. En la parte superior del PCB externo, están el regulador positivo y el regulador negativo. Y en la parte inferior, hay un amplificador de continua.

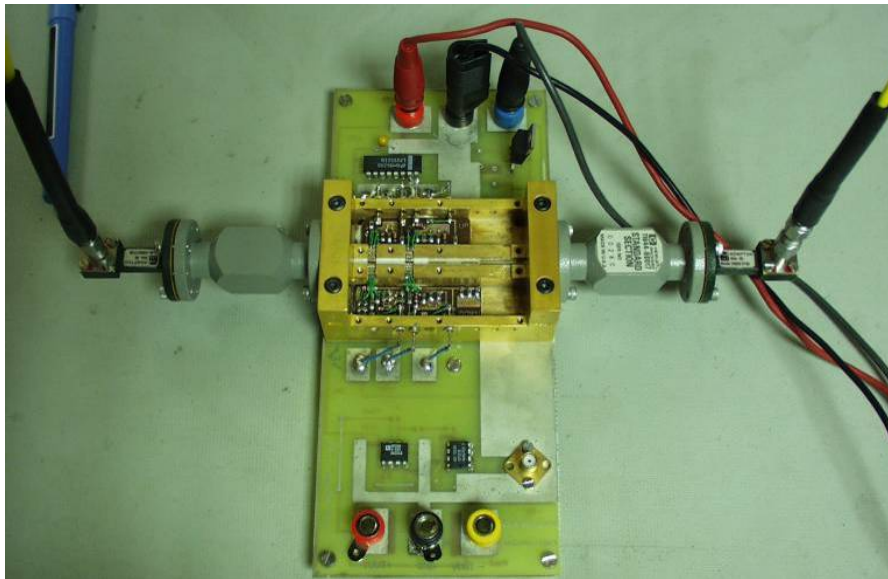


Figura 6.77. Prototipo del BEM de 44 GHz ('BEM44_QMrep_R3'), con transiciones de guía WR-22 a coaxial, para medir sus parámetros de Scattering

En la Figura 6.78, se muestran los cuatro prototipos del BEM de 44 GHz llamados 'BEM44-B' con MMIC y atenuadores, de la misma serie de fabricación que los equipos de vuelo (FM). Dos de ellos son de RF y los otros dos llevan la detección integrada.

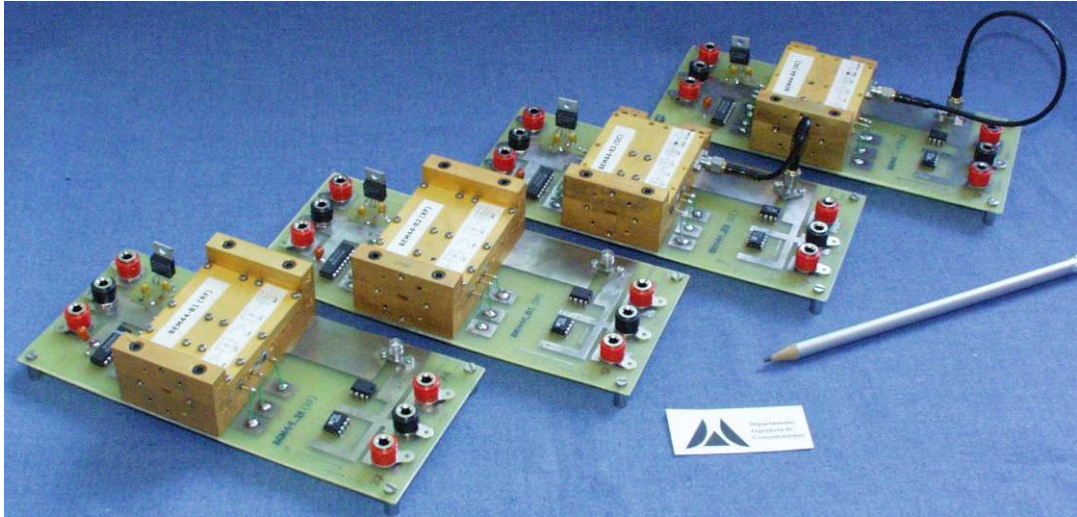


Figura 6.78. Prototipos del BEM de 44 GHz ('BEM44_B'), con componentes MMIC, y atenuadores, iguales a los equipos de vuelo (FM)

6.4. Módulos Posteriores construidos en Mier Comunicaciones

La configuración mecánica final de los módulos posteriores para los modelos de calificación y de vuelo, tienen cuatro ramas de RF, que proporcionan amplificación y detección para dos radiómetros completos. El diseño mecánico de tamaño $70 \times 60 \times 39 \text{ mm}^3$ incluyendo las partes de RF y la circuitería de continua, ha sido realizado por Mier Comunicaciones S.A.

La Figura 6.79 muestra las vistas exteriores de los BEM completos de 30 y 44 GHz con las entradas en guía de onda WR-28 para el caso de los BEM de 30 GHz y con las entradas en guía WR-22 para el caso de los BEM de 44 GHz. Los conectores miniatura multipin en la parte posterior, se utilizan tanto para las señales detectadas de DC a la salida como para la alimentación de los circuitos. El BEM está compuesto de varias capas donde hay circuitos impresos multicapa con circuitería de continua y los portadores de RF.



(a)



(b)

Figura 6.79. (a) Modelos de vuelo del BEM en la banda de 30 GHz, (b) Modelo de calificación de un BEM en la banda de 44 GHz

La Figura 6.80 muestra una vista interna de los portadores de RF de los BEM de 30 GHz y de los BEM de 44 GHz. Ambos portadores tienen dos ramas, cada una de ellas lleva dos circuitos MMIC, un filtro paso banda de líneas acopladas y el detector cuadrático.

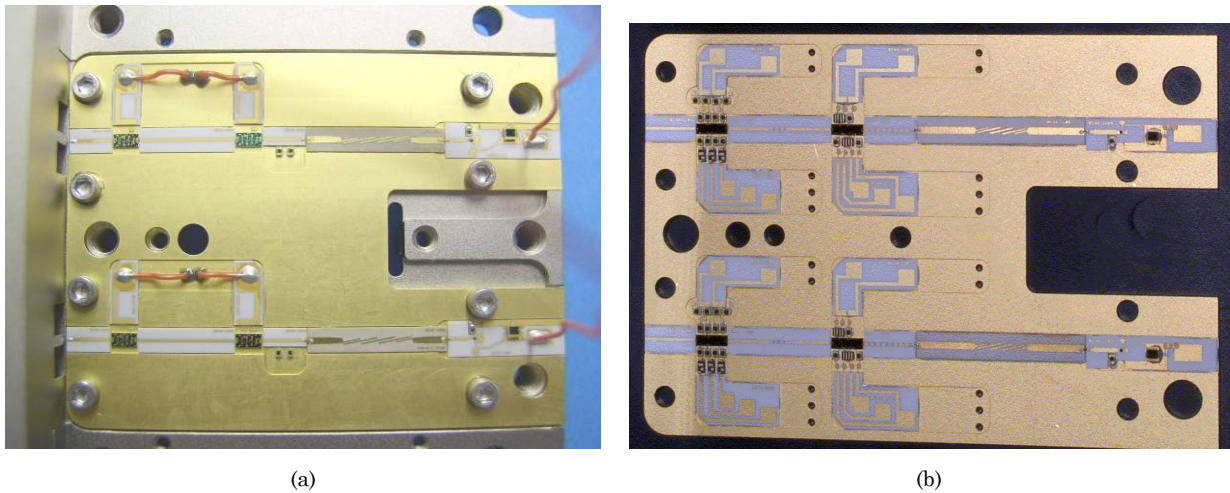


Figura 6.80. Portador de RF con dos ramas del BEM (a) en la banda 30 GHz; (b) en la banda de 44 GHz

La Figura 6.81 muestra una vista interna de los BEM con los circuitos de continua. El BEM de 30 GHz en la Figura 6.81 (a) lleva un regulador positivo y el BEM de 44 GHz en la Figura 6.81 (b) lleva un regulador positivo y un regulador negativo. En la Figura 6.81 (c) se muestra el PCB con los amplificadores operacionales que forman el amplificador de continua y que es igual para todos los BEM.

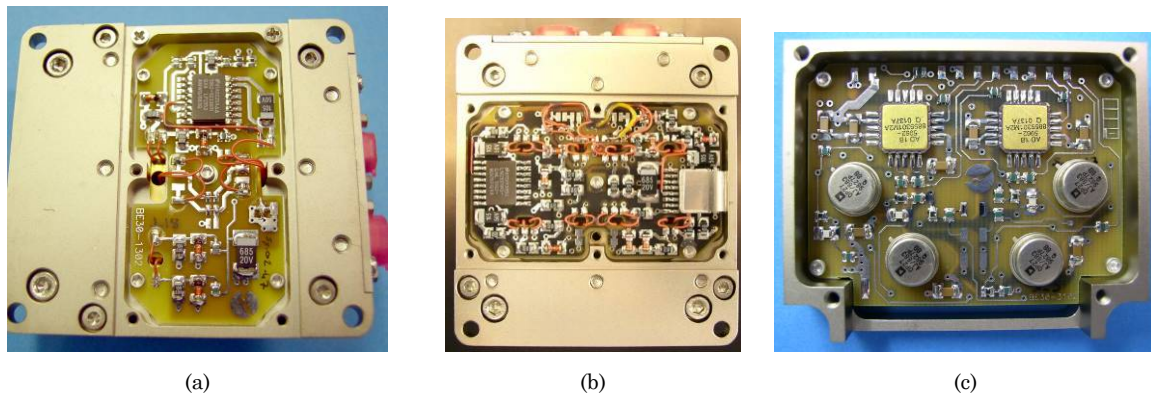


Figura 6.81. (a) Circuitos reguladores de continua del BEM en la banda 30 GHz. (b) Circuitos reguladores de continua del BEM en la banda de 44 GHz (c) Circuito amplificador de continua

6.5. Conclusiones

El diseño e integración de las ramas de los BEM de 30 y 44 GHz se ha realizado tras analizar y diseñar cada uno de los subsistemas que las forman.

Debido a las altas frecuencias de funcionamiento así como el ancho de banda requerido, ha sido necesario diseñar la mayor parte de los circuitos, aplicando diferentes técnicas de diseño. Entre los diseños desarrollados se encuentran las transiciones de entrada de guía de onda a microstrip, los circuitos MMIC de la banda de 44 GHz, los atenuadores microstrip, los filtros paso banda, los detectores y los amplificadores de continua. Cada uno de estos circuitos ha sido caracterizado individualmente antes de su integración final en los prototipos. El diseño de los detectores y amplificadores de continua ha sido realizado en la Universidad Politécnica de Cataluña. El resto de circuitos, su integración en los prototipos y su caracterización han sido realizados en la Universidad de Cantabria. La integración de cada rama ha planteado problemas de montaje, que podían afectar al comportamiento final de los equipos y que han sido resueltos satisfactoriamente.

Los prototipos desarrollados han formado parte de las pruebas de preintegración del radiómetro que se han llevado a cabo en el observatorio de radioastronomía Jodrell Bank en Manchester (UK).

El diseño de los prototipos de los módulos posteriores ha servido para el diseño y fabricación de las unidades de calificación y vuelo por parte de la industria espacial. La empresa Mier Comunicaciones S.A., ubicada en La Garriga (Barcelona) ha realizado la fabricación y pruebas de los equipos de vuelo previas a la entrega al grupo responsable de la integración de los radiómetros.

