

Filtro en banda W con alto rechazo en banda imagen

Vicente Terán Collantes, David Vegas, Eduardo Artal.

teranjv@unican.es, vegasd@unican.es, artale@unican.es

Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria.
Plaza de la Ciencia s/n, 39005. Santander (Cantabria).

Abstract- This paper describes the design and implementation of a filter in the 81-99 GHz frequency band, aimed for the front-end module in a radio astronomy receiver where the image band rejection is very important. Classic formulation is used to design the filter. The fine adjustment process of the filter is based on manufacture considerations through Scattering parameters simulation. Design is based on waveguide resonant cavities topology. Therefore, image band rejection and in band losses are improved compared with micro-strip line technology. Measurements show a flat response with only 0.4 dB insertion losses and 20 dB return loss. Image rejection is very high, 40 dB relative to the pass band.

I. INTRODUCCIÓN

En el campo de la radioastronomía, la comunidad científica demanda receptores con alta sensibilidad de manera que puedan detectarse señales muy débiles procedentes del cielo. Los filtros de microondas cobran un papel muy importante en los receptores donde la señal recibida se traslada a frecuencia intermedia. En primer lugar, porque deben ser de un gran ancho de banda para mantener una alta sensibilidad del receptor, y segundo, porque deben presentar un gran rechazo de la banda imagen respecto a la banda de frecuencias de interés para eliminar señales indeseadas y la contribución al ruido.

Tradicionalmente, las tecnologías más comunes para la realización de filtros en microondas han sido las líneas micro strip y las guías de onda. Si bien las líneas micro-strip permiten realizar filtros con gran ancho de banda y altos niveles de rechazo fuera de banda, las pérdidas de transmisión aumentan considerablemente con la frecuencia. Por otro lado, la guía de onda presenta unas pérdidas muy bajas y una gran selectividad en frecuencia. Y se pueden obtener grandes factores de rechazo fuera de la banda de interés. Otro de los aspectos a tener en cuenta es la fabricación. Cuando las frecuencias son muy altas, las dimensiones de la línea micro strip son muy pequeñas y su fabricación no es sencilla. Sin embargo, el mecanizado de la guía de onda es más preciso y sencillo de realizar.

En este artículo se presenta el diseño, la implementación y las medidas de un filtro en la banda W (81 – 99 GHz) con gran nivel de rechazo en la banda imagen (57 – 75 GHz). En la sección II se discuten las especificaciones del filtro. El proceso de diseño se describe en la sección III. La caracterización a través de los parámetros de Scattering se presenta en la sección IV. Por último, la sección V resume este trabajo.

II. ESPECIFICACIONES

El proyecto RADOM contempla el diseño de un radiómetro polarímetro en la banda de 81 – 99 GHz. Esta banda de frecuencia, centrada en 90 GHz, se ha elegido porque en ese punto la absorción de la atmósfera presenta un mínimo local (Fig. 1). A grandes rasgos, el radiómetro, a través de un mezclador sub-harmónico, baja la banda de interés hasta una frecuencia intermedia de 3 – 21 GHz. Esta señal en frecuencia intermedia es la que se detecta. El filtro situado a la entrada de radiofrecuencia (RF) del mezclador sub-harmónico es el objeto de este trabajo [1].

La banda de paso del filtro se fija de 81 – 99 GHz, es decir la señal de banda ancha que entra al radiómetro.

El rechazo a la frecuencia de 75 GHz, correspondiente a la frecuencia más alta de la banda imagen, se requiere mayor o igual que 30 dB por debajo de la banda de interés.

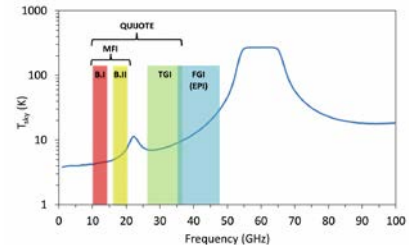


Fig. 1. Temperatura del cielo versus frecuencia.

III. IMPLEMENTACIÓN

El proceso de implementación del filtro se divide en tres etapas. Una primera donde se aplican las ecuaciones de diseño, una segunda etapa de ajuste y, una tercera de construcción.

A. Diseño

El diseño parte del prototipo paso bajo equivalente [2]. Se calcula el ancho de banda relativo según la siguiente ecuación (1),

$$W = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{f_2 - f_1}{\sqrt{f_2 * f_1}} \quad (1)$$

Donde $f_2=99$ GHz y $f_1=81$ GHz. La frecuencia central, f_0 , resulta 89.55 GHz. Y el ancho relativo es $W=20.1\%$.

El siguiente paso es realizar la transformación en frecuencias de paso bajo a paso banda [2]. Tomando la frecuencia de rechazo, $f_a=75$ GHz, se calcula la frecuencia normalizada (2):

$$\omega'_a = \frac{1}{W} \left(\frac{fa}{fo} - \frac{fo}{fa} \right) = -1.77 \quad (2)$$

Para obtener el orden del filtro Chebyshev se reescribe la frecuencia normalizada como (3),

$$|\omega'_a| - 1 = 0.77 \quad (3)$$

De las gráficas del filtro Chebyshev se obtiene un orden $n=5$ para un rizado en banda $Lar = 0.5$ dB [2]. Los coeficientes del filtro se recogen en la siguiente tabla:

Tabla 1. Coeficientes del filtro Chebyshev $n=5$.

$g_0=g_6=1$	$g_2=g_4=1.2296$
$g_1=g_5=1.7058$	$g_3=2.5408$

A continuación se calculan los inversores impedancia [3] mediante las siguientes ecuaciones (4) (5) (6):

$$\overline{K}_{01} = \sqrt{\frac{\pi W}{2g_1}} \quad (4)$$

$$\overline{K}_{j,j+1} = \frac{\pi W}{2\sqrt{g_j * g_{j+1}}} \quad j \neq 0 \quad (5)$$

$$|\overline{B}_{j,j+1}| = \frac{1 - \overline{K}_{j,j+1}^2}{\overline{K}_{j,j+1}} \quad (6)$$

A partir del valor de B se obtienen las dimensiones de las cavidades resonantes del filtro en guía de onda. El estándar de guía usado es WR-10, cuya anchura es $a = 2.54$ mm y altura $b = 1.27$ mm ($a/2$). En primer lugar se obtienen las aperturas de cada iris [4], d, según (7), (8), (9):

$$d = \frac{2a}{\pi} tg^{-1} \left(\sqrt{\frac{\lambda_g}{|\overline{B}|a}} \right) \quad (7)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} = 4.456 \text{ mm} \quad (8)$$

$$\lambda_0 = \frac{300}{f_0(\text{GHz})} = 3.35 \text{ mm} \quad (9)$$

Por último se calculan las longitudes de las cavidades resonantes [5], l, según (10), (11):

$$\phi_j = \pi + \frac{1}{2} \left(\tan^{-1} \left(\frac{2}{\overline{B}_{j-1,j}} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{2}{\overline{B}_{j,j+1}} \right) \right) \quad (10)$$

$$l = \frac{\lambda_g}{2\pi} \phi_j \quad (11)$$

La siguiente Tabla 2 recoge las dimensiones del filtro en guía de onda (d y l) así como los valores intermedios necesarios para su cálculo (K y B).

Tabla 2. Dimensiones del filtro en guía de onda de orden 5 (* mm).

$K_{01}=0.43$	$B_{01}=1.895$	$d_{01}=d_{56}=1.239^{(*)}$	$\ell_1=\ell_5=1.789^{(*)}$
$K_{12}=0.218$	$B_{12}=4.369$	$d_{12}=d_{45}=0.913$	$\ell_2=\ell_4=1.95$
$K_{23}=0.179$	$B_{23}=5.408$	$d_{23}=d_{34}=0.837$	$\ell_3=1.977$

Se simula el filtro con el simulador electromagnético CST [6] colocando un espesor mínimo, T, para los iris de 0.025 mm (Fig. 2 izquierda). Se obtiene una frecuencia central $f_0=90.2$ GHz con un ancho de banda $W=9.8\%$ (Fig. 3, izquierda). En la práctica las láminas que forman cada iris no pueden ser tan delgadas. Se realiza otra simulación con un espesor $T=0.5$ mm. En este caso la frecuencia $f_0=90.9$ GHz y el ancho de banda $W=1.98\%$ (Fig. 3, derecha).

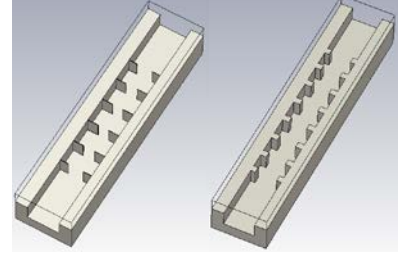


Fig. 2. Dibujos de los filtros paso-banda simulados. Izquierda, filtro de orden 5 con espesor de iris 0.025 mm. Derecha, filtro de orden 7 con espesor de iris 0.5 mm.

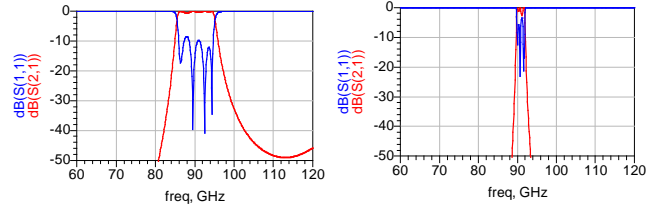


Fig. 3. Simulación del filtro paso-banda de orden 5 en guía de onda. Izquierda, filtro con espesor de iris 0.025 mm. Derecha, filtro con espesor de iris 0.5 mm. En ambas gráficas, en rojo, se muestra el parámetro de transmisión S_{21} y, en azul, la adaptación S_{11} .

Debido a que el ancho de banda conseguido no llega al 10%, se decide rediseñar el filtro sobre-dimensionando en ± 10 GHz. Entonces $f_1=71$ GHz, $f_2=109$ GHz. Según (1), la $f_0=87.97$ GHz y $W=43.2\%$.

Si se toma una nueva $f_a=65$ GHz y se aplica la transformación en frecuencia según (3), se obtiene un valor de 0.423 y un orden $n=7$ para el filtro Chebyshev. Los nuevos coeficientes se resumen en la siguiente tabla:

Tabla 3. Coeficientes del filtro Chebyshev $n=7$.

$g_1=g_7=1.7372$	$g_3=g_5=2.6381$
$g_2=g_6=1.2583$	$g_4=1.3444$

La Tabla 4 recoge las nuevas dimensiones del filtro (Fig. 2 derecha).

Tabla 4. Dimensiones del filtro en guía de onda de orden 7 (* mm).

$K_{01}=0.625$	$B_{01}=0.975$	$d_{01}=d_{78}=1.516^{(*)}$	$\ell_1=\ell_7=1.576^{(*)}$
$K_{12}=0.459$	$B_{12}=1.720$	$d_{12}=d_{67}=1.291$	$\ell_2=\ell_6=1.724$
$K_{23}=0.372$	$B_{23}=2.316$	$d_{23}=d_{56}=1.171$	$\ell_3=\ell_5=1.786$
$K_{34}=0.360$	$B_{34}=2.418$	$d_{34}=d_{45}=1.154$	$\ell_4=1.794$

La simulación electromagnética del filtro (Fig. 4) con un espesor $T=0.025$ mm da como resultado $f_0=89.7$ GHz ($f_1=80.3$ y $f_2=100.3$ GHz) y ancho de banda $W=22.3\%$. Con un espesor $T=0.5$ mm, se obtiene $f_0=90.1$ GHz ($f_1=86.4$ y $f_2=94$ GHz) y ancho de banda $W=8.4\%$.

Debido a las consideraciones de fabricación se toman las láminas de cada iris con un espesor $T=0.5$ mm.

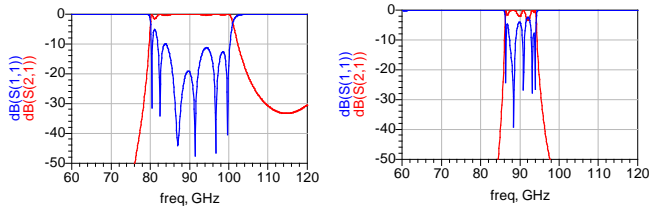


Fig. 4. Simulación del filtro paso-banda de orden 7 en guía de onda. Izquierda, filtro con espesor de iris 0.025 mm. Derecha, filtro con espesor de iris 0.5 mm. En ambas gráficas, en rojo se muestra el parámetro de transmisión S_{21} y, en azul, la adaptación S_{11} .

B. Ajuste

Para aumentar el ancho de banda es necesario ajustar las aperturas del iris (d) y las longitudes de los resonadores (l); manteniendo un espesor de iris $T=0.5$ mm. Este ajuste se realiza a través de los parámetros de Scattering [5].

En primer lugar, se obtienen los parámetros S_{11} y S_{21} según (12) y, se ajusta la apertura (Fig. 5, izquierda), d , para equipararlos a la frecuencia central de 90 GHz. La Tabla 5 muestra como las aperturas, d , han aumentado.

$$|S_{11}|^2 = \frac{|\bar{B}|^2}{4 + |\bar{B}|^2} \quad |S_{21}|^2 = \frac{4}{4 + |\bar{B}|^2} \quad (12)$$

Tabla 5. Aperturas de los iris ajustadas para espesor $T=0.5$ mm.

	Diseño (mm)	Ajuste (mm)
$d_{01} = d_{78}$	1.516	1.794
$d_{12} = d_{67}$	1.291	1.605
$d_{23} = d_{56}$	1.171	1.502
$d_{34} = d_{45}$	1.154	1.49

El siguiente paso es ajustar los resonadores. Para ello se colocan dos iris iguales (ajustados previamente) separados una distancia l , formando la cavidad resonante (Fig. 5, derecha).

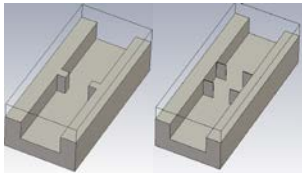


Fig. 5. Izquierda, dibujo para el ajuste de la apertura de cada iris. Derecha, dibujo para el ajuste de la longitud de la cavidad resonante.

Tabla 6. Longitudes de las cavidades ajustadas para espesor $T=0.5$ mm.

	f_R (GHz)	Diseño (mm)	Ajuste (mm)
$l_1 = l_7$	85.1	1.576	1.191
$l_2 = l_6$	86.3	1.724	1.378
$l_3 = l_5$	87.5	1.786	1.465
l_4	87.7	1.794	1.468

Para cada una de los cuatro diferentes resonadores se simula la frecuencia de resonancia (f_R) para un espesor

$T=0.025$ mm. Luego se ajusta la distancia, l , de la cavidad para que la frecuencia de resonancia sea igual; con un espesor de iris $T=0.025$ y 0.5 mm. En la Tabla 6 se recogen las nuevas distancias, l , así como la frecuencia de resonancia asociada. Se observa como las distancias han disminuido.

La simulación del filtro (Fig. 6) con el ajuste de dimensiones para $T=0.5$ mm resultan, $f_0=89.3$ GHz ($f_1=80.3$ y $f_2=99.2$ GHz) y ancho de banda $W=21.2\%$.

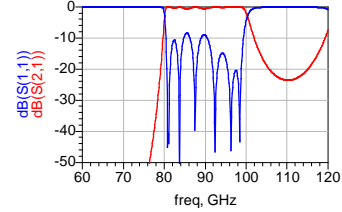


Fig. 6. Simulación del filtro diseñado tras el ajuste de dimensiones. En rojo se muestra el parámetro S_{21} , transmisión. En azul, la adaptación, S_{11} .

C. Consideraciones de fabricación

Además de considerar la lámina con espesor $T=0.5$ mm se debe tener en cuenta que la mecanización del filtro se realizará con una broca de 1 mm de diámetro. Por ello se optimizan las dimensiones del filtro sabiendo que la broca redondeará las esquinas en las láminas de los iris (Fig. 7).

Esta última optimización se realiza en el simulador MICHAN [7]. Se incluye, además, el objetivo de aumentar las pérdidas de retorno del filtro, mejores de 20 dB en la banda. Las simulaciones previas solo mostraban un valor de -10 dB, la cual es no es suficiente debido a que el filtro deberá conectarse la salida de un amplificador de bajo ruido cuyas pérdidas de retorno son también de unos 10 dB.

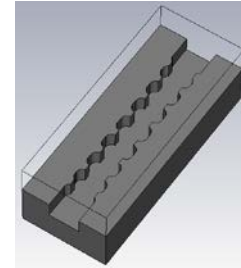


Fig. 7. Dibujo del diseño definitivo del filtro.

Las nuevas dimensiones muestran iris más abiertos (d aumenta) y cavidades más cortas (l disminuye). Se resumen los valores en la Tabla 7:

Tabla 7. Dimensiones del filtro en guía de onda a fabricar ($^{\circ}$ mm).

$d_{01} = d_{78} = 1.974^{(*)}$	$l_1 = l_7 = 1.128^{(*)}$
$d_{12} = d_{67} = 1.651$	$l_2 = l_6 = 1.327$
$d_{23} = d_{56} = 1.543$	$l_3 = l_5 = 1.423$
$d_{34} = d_{45} = 1.509$	$l_4 = 1.448$

Tras la nueva simulación en CST se obtienen los siguientes resultados: $f_0=90.1$ GHz ($f_1=81$ y $f_2=100.3$ GHz) y ancho de banda $W=21.4\%$. Las pérdidas de retorno del filtro son mejores de -20 dB en toda la banda de interés y, el rechazo es mejor de -50 dB a la frecuencia de 75 GHz (Fig. 8).

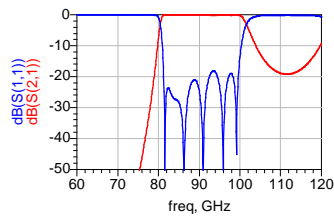


Fig. 8. Simulación del filtro diseñado tras la optimización. En rojo se muestra el parámetro S_{21} , transmisión. En azul, la adaptación, S_{11} .

IV. MEDIDAS

Finalizado y validado el diseño, se procede a su fabricación. Tras varias iteraciones con el personal mecánico del taller, se construyen dos versiones en Aluminio 6082 del filtro en guía de onda (Fig. 9 y 10).

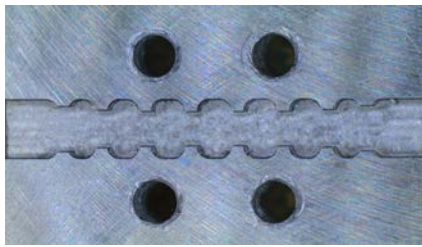


Fig. 9. Vista interna del mecanizado del filtro paso-banda en guía de onda.

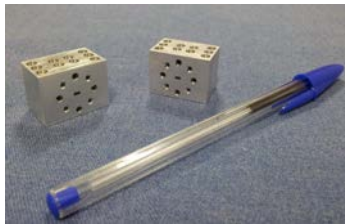


Fig. 10. Foto de las dos unidades fabricadas del filtro.

Se realiza una medida en Scattering utilizando el analizador de redes PNAX (N5242A) de Keysight Technologies (Fig. 11). Conectado al analizador se encuentra un controlador, también de Keysight Technologies, con referencia N5261A. Este controlador comanda las cabezas de conversión para poder medir en banda W. Estas cabezas mezcladoras son de OML y permiten multiplicar la señal de oscilador local (OL) por 8, y la señal de RF por 6. El procedimiento de medida comienza con una calibración en potencia de la señal de radiofrecuencia (RF). Luego se realiza una calibración TRL (Thru-Reflect-Line) en Scattering en la banda de 75 – 110 GHz. A continuación, se procede a la medida del filtro con una potencia de RF de -5 dBm.

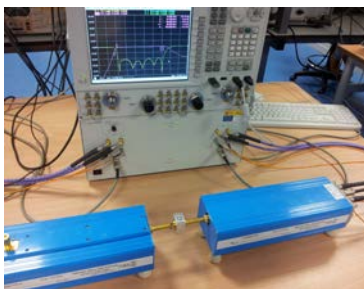


Fig. 11. Setup de medida en banda W para el filtro paso-banda en guía de onda WR-10.

En la Tabla 8 se recoge el ancho de banda obtenido, 21 %.

Tabla 8. Medidas tomadas para los dos filtros construidos.

	f_1 (GHz)	f_2 (GHz)	f_0 (GHz)	W (%)
Unidad #1	80.1	99.6	89.3	21.8
Unidad #2	80.4	99.1	89.3	20.9

En la Fig. 12, se representan los parámetros de Scattering medidos para los dos filtros. Se observa que la transmisión en la banda es plana con unas pérdidas de 0.4 dB. Estas pérdidas son más altas que en las simulaciones (0.1 dB) debido a que la simulación no tiene en cuenta la rugosidad ni el cambio de conductividad eléctrica con la frecuencia, para el material (Aluminio) con el que se contruye el filtro. El rechazo a la banda imagen (75 GHz) es de 40 dB. Y la adaptación es mejor de -20 dB.

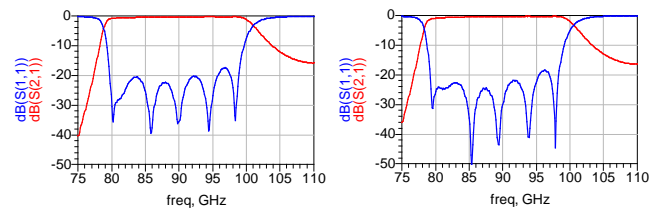


Fig. 12. Medidas del filtro paso-banda en guía de onda. Izquierda, unidad #1. Derecha, unidad #2. En ambas gráficas, en rojo se muestra el parámetro de transmisión S_{21} y, en azul, la adaptación S_{11} .

V. CONCLUSIONES

Se ha presentado el diseño y caracterización de un filtro de rechazo a la banda imagen para un radiómetro en la banda 81-99 GHz (banda W). El filtro se ha diseñado en guía de onda y está formado por 7 cavidades resonantes.

Se ha obtenido un ancho de banda del 21 % (80 -99 GHz) con un rechazo a la banda imagen de 40 dB.

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer al personal del taller mecánico del Instituto de Física de Cantabria, Jorge Escudero y Santiago Cembellín, por la fabricación precisa de las piezas, y a David Ortíz por su ayuda durante el proceso de caracterización.

Este trabajo está financiado por El Plan Nacional de I+D+i con la ayuda AYA2012-39475-C02-02, y el programa de investigación FPI BES2011-046199.

REFERENCIAS

- [1] Juan L. Cano, et al., *Polarímetro en Banda W para Aplicaciones de Radioastronomía: Diseño y Simulación*, contribución presentada al XXX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Pamplona 1-4 Septiembre 2015.
- [2] George D. Vendelin, Anthony M. Pavio, Ulrich L. Rode, *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*, Section 6.3.3. John Wiley and sons, Inc., second edition 2005.
- [3] G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*, Section 8.03. Artech House, Inc., 1980.
- [4] Simon Ramo, John R. Whinnery, Theodore Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, Section 11.15. John Wiley and sons, Inc., third edition 1994.
- [5] Javier Bará Temes, *Circuitos de microondas con líneas de transmisión*, Edicions UPC 1994.
- [6] CST Studio Suite 2009.
- [7] MICIAN μ wave wizard 7.9.