

Diseño robusto de filtros paso-banda de banda W en tecnología Gap Waveguide impresos en 3D

D. Santiago⁽¹⁾, A. Tamayo-Domínguez⁽²⁾, M.A.G. Laso⁽¹⁾, T. Lopetegi⁽¹⁾,
J.-M. Fernández-González⁽²⁾, R. Martínez⁽²⁾, I. Arregui⁽¹⁾
david.santiago@unavarra.es

- ⁽¹⁾ Grupo de Microondas, Institute of Smart Cities (ISC), Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Comunicación, Universidad Pública de Navarra (UPNA), Campus Arrosadía, 31006 Pamplona
⁽²⁾ Grupo de Radiación, Departamento de Señal, Sistemas y Radiocomunicaciones, Centro de Procesado de la Señal y Telecomunicaciones (IPTC), Universidad Politécnica de Madrid (UPM), 28040 Madrid

Abstract- A 3D-printed bandpass filter for the W-band is proposed in this work. The use of the higher-order TE_{10n} modes in groove gap waveguide (GGW) technology is analyzed and shown to ease the manufacturing requirements. The design example is a 5th-order Chebyshev filter at 94 GHz, which is easily fabricated by stereolithographic (SLA) 3D-printing (an additive manufacturing technique). The filter is silver coated once it is printed. Excellent measured performance is reported. The combination of higher-order modes, GGW technology and SLA 3D-printing seems to be a promising way of fabricating filters in W-band for high-capacity high data-rate communication systems.

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, las bandas de frecuencia milimétricas se usan en sistemas radar y de comunicaciones para incrementar su capacidad y *data-rate*. Sin embargo, la implementación de filtros de altas prestaciones a estas frecuencias es un reto debido a las imperfecciones asociadas a las pequeñas dimensiones requeridas durante la fabricación. Por ejemplo, la tecnología de guía de onda rectangular se emplea típicamente en aplicaciones donde las bajas pérdidas son un requisito y algunas cuestiones tales como el alineamiento y contacto perfectos entre las diferentes partes de la guía se vuelve una gran dificultad en milimétricas. Con el fin de superar estos inconvenientes prácticos se propuso el uso de la tecnología Groove Gap Waveguide (GGW) [1], [2], ver Fig. 1. Esta tecnología está basada en la utilización de dos placas metálicas paralelas, donde una de ellas tiene una cama de pines metálicos que introduce una condición de alta impedancia en el plano sobre los pines. Esto permite colocar la placa metálica superior a cualquier distancia de los pines, con tal de que esta distancia sea menor que $\lambda/4$ y, así, se evitan los requisitos de contacto o alineamiento [3].

Para fabricar filtros en milimétricas se pueden usar métodos de fabricación complejos tales como el *laser micromachining*, el *deep reactive ion etching*, o procesos en SU-8 [4]. Sin embargo, el mecanizado CNC (Computer Numerical Control) sigue siendo el método más común en la industria debido a su simplicidad y también a su larga tradición dentro de los sectores espacial y de las estaciones base de comunicaciones celulares, por ejemplo. Por desgracia, las tolerancias de fabricación del mecanizado de bajo coste no

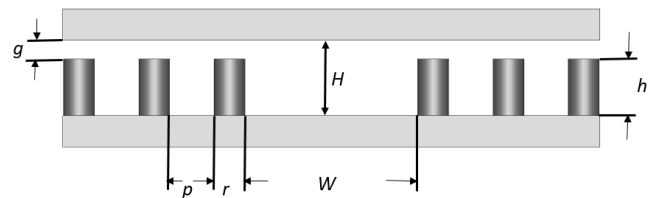


Fig. 1. Sección de una guía GGW donde se muestra la base con la cama de pines y la placa superior

son suficientes en milimétricas. Recientemente, otras tecnologías simples de fabricación aditiva, como la estereolitografía (SLA) 3D, han comenzado a hacerse populares y están progresando rápidamente, constituyéndose como una alternativa prometedora al mecanizado CNC en algunas aplicaciones y beneficiándose de las ventajas generales inherentes a la fabricación 3D de componentes de RF/microondas [5]. La fabricación SLA 3D está especialmente indicada para fabricar dispositivos GGW ya que permite la implementación, si se requiere, de un gran número de pines sin incrementar el tiempo o el coste del proceso a diferencia de lo que ocurre en el mecanizado CNC [6]. Esta idea se usa p. ej. en [7] para implementar filtros paso-banda (BPFs) en banda Ka (35.5 GHz) basados en cavidades $\lambda/2$.

En este artículo se muestra un BPF en banda W (94 GHz) utilizando tecnología GGW e impresión SLA 3D. A esta frecuencia, las cavidades $\lambda/2$ no son capaces de aportar suficiente robustez durante la fabricación y, por tanto, debe mejorarse el comportamiento de las cavidades con respecto a las tolerancias de fabricación. Se propone el uso de los modos resonantes de alto orden que permiten trabajar con cavidades de mayores dimensiones donde los acoplos entre cavidades son también más resistentes a imperfecciones de fabricación.

II. MÉTODO DE DISEÑO

Con el fin de diseñar BPFs basados en resonadores acoplados es esencial definir adecuadamente el modo resonante y la geometría de acoplo. Típicamente se evitan los modos de alto orden ya que dan lugar a estructuras

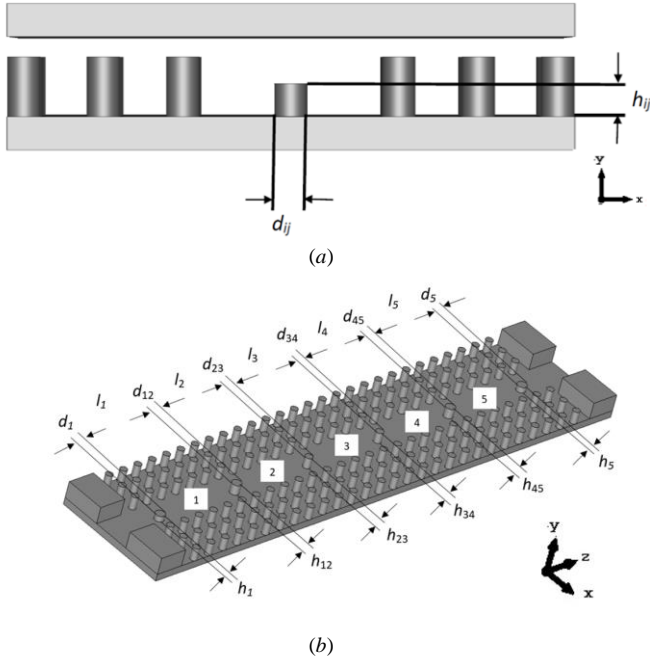


Fig. 2. BPF implementado en GGW: (a) vista frontal del filtro en el puerto de guía de onda y (b) vista general del filtro con la placa superior retirada

voluminosas con respuestas espurias [8]. Sin embargo, pueden ser muy útiles para facilitar el proceso de fabricación a frecuencias muy altas y mejorar las pérdidas de inserción del filtro, como en [9] donde se emplea el modo TM_{120} con este objetivo.

En esta Sección se analiza el comportamiento de los modos TE_{10n} con el fin de seleccionar un modo adecuado para la implementación de BPFs en GGW a frecuencias milimétricas. Como se sugirió previamente, es bien sabido que el uso de cavidades más grandes (valores altos de n) reducirá la desviación de la frecuencia de resonancia de estas cavidades en presencia de imperfecciones de fabricación. Además, también es interesante analizar el acoplo, k_{ij} , entre dos cavidades GGW adyacentes cuando se usan los modos TE_{10n} . En este artículo, k_{ij} , obtenido como se explica en [8], representa el acoplo entre las cavidades i y j separadas por un simple poste cilíndrico de altura h_{ij} (ver Fig. 2). En la Fig. 3(a) se muestra el acoplo, k_{ij} , para diferentes modos y en función de h_{ij} . Como era de esperar, conforme h_{ij} aumenta, el coeficiente de acoplo entre las cavidades i y j disminuye para todos los modos TE_{10n} . Además, puede verse que solo es posible conseguir los pequeños valores de k_{ij} que se requieren para diseñar BPFs de banda estrecha usando los modos de más alto orden (mayores n). En la Fig. 3(a) también puede verse que la variación k_{ij} vs. h_{ij} es más suave para los modos de más alto orden, lo cual es una ventaja para reforzar la robustez durante la fabricación.

Se puede extraer una conclusión análoga analizando el factor de calidad externa, Q_{ext} , que controla el acoplo de entrada/salida de la primera/última cavidad. Puede verse en la Fig. 3(b) que, conforme se incrementa n es posible obtener los valores altos de Q_{ext} que se pueden requerir en el diseño de filtros de banda estrecha. Además, es interesante hacer notar que, dado un Q_{ext} , se obtiene una desviación ΔQ_{ext} menor para una Δh_i dada, siendo h_i la altura del poste de la primera/última cavidad. Por ejemplo, si $Q_{ext} = 25$ y h_i se varía en el rango $\pm 50 \mu\text{m}$, es decir $\Delta h_i = 100 \mu\text{m}$, entonces $\Delta Q_{ext} = 13.03$ para

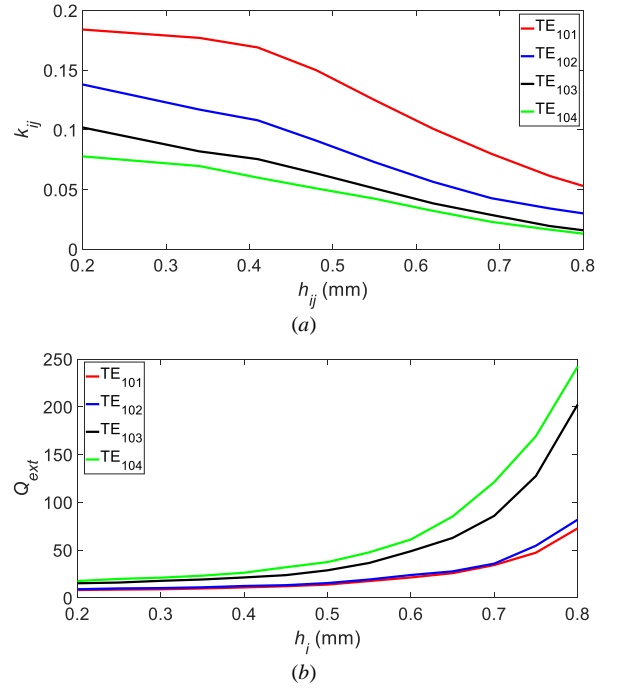


Fig. 3. Comparación del comportamiento de los modos TE_{10n} ($n = 1, 2, 3, 4$) usando tecnología GGW ($W = 2.75 \text{ mm}$, $H = 1.2 \text{ mm}$, $g = 0.3 \text{ mm}$, $h = 0.9 \text{ mm}$, $r = 0.5 \text{ mm}$, y $p = 0.7 \text{ mm}$) y $d_i = d_j = 0.6 \text{ mm}$: (a) coeficiente de acoplo, k_{ij} , entre dos cavidades adyacentes y (b) factor de calidad externo, Q_{ext}

el modo TE_{101} , 11.92 para el TE_{102} , 7.47 para el TE_{103} y 5.17 para el TE_{104} . De nuevo, cuanto más alto es n más robusto es el filtro a imperfecciones de fabricación. Sin embargo, el tamaño del filtro también aumenta.

El modo TE_{103} ofrece un buen compromiso en nuestro caso y se usará en la Sección III. El modo TE_{103} resonará en cavidades de longitud $3\lambda/2$ y, como antes, para controlar el acoplo entre cavidades se usarán postes cilíndricos simples. En la práctica, h_i y h_{ij} tienen que ser un múltiplo de l_r , donde l_r es el tamaño mínimo de la capa o la resolución de la fabricación por capas durante la impresión 3D. Con el fin de ajustar con precisión el acoplo requerido, el diámetro de los postes se puede modificar ya que no hay restricciones de fabricación para este parámetro en el plano xz (ver Fig. 2).

III. EJEMPLO DE DISEÑO

A. Diseño y simulación

Como ejemplo, se va a diseñar un BPF que pueda ser integrado con la antena de radar monopulso a 94 GHz propuesto en [10] y [11], empleando para ello las siguientes dimensiones en la Fig. 1: $W = 2.75 \text{ mm}$, $H = 1.2 \text{ mm}$, $g = 0.3 \text{ mm}$, $h = 0.9 \text{ mm}$, $r = 0.5 \text{ mm}$ y $p = 0.7 \text{ mm}$. Esto nos permite trabajar entre 62 y 101 GHz en configuración monomodo (ver Fig. 4).

Con el fin de obtener un BPF Chebyshev de orden 5 centrado en 94 GHz con un ancho de banda igual a 3 GHz y 20 dB de pérdidas de retorno, se emplean los siguientes parámetros de diseño [8]: $Q_{ext} = 41.85$, $k_{12} = k_{45} = 0.0276$ y $k_{23} = k_{34} = 0.0203$. Considerando que se selecciona el modo TE_{103} como el modo resonante de las cavidades del filtro, se puede usar la Fig. 3 (línea negra) para determinar las alturas h_i y h_{ij} de los postes cilíndricos. Como se ha explicado previamente, h_i and h_{ij} tienen que ser un múltiplo de l_r , que es $50 \mu\text{m}$ en

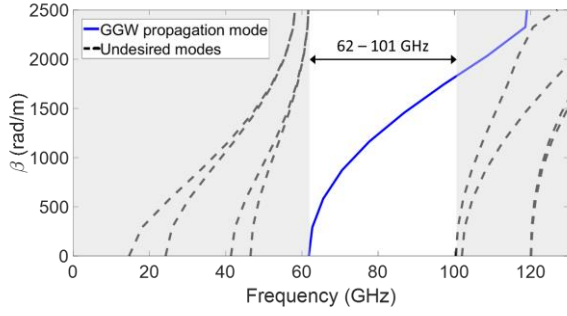


Fig. 4. Diagrama de dispersión de la guía GGW utilizada

TABLA I

DIMENSIONES FINALES DEL EJEMPLO DE DISEÑO (mm)

$l_1 = l_5 = 5.58$	$h_1 = h_5 = 0.40$	$d_1 = d_5 = 0.73$
$l_2 = l_4 = 5.48$	$h_{12} = h_{45} = 0.70$	$d_{12} = d_{45} = 0.70$
$l_3 = 5.59$	$h_{23} = h_{34} = 0.75$	$d_{23} = d_{34} = 0.53$

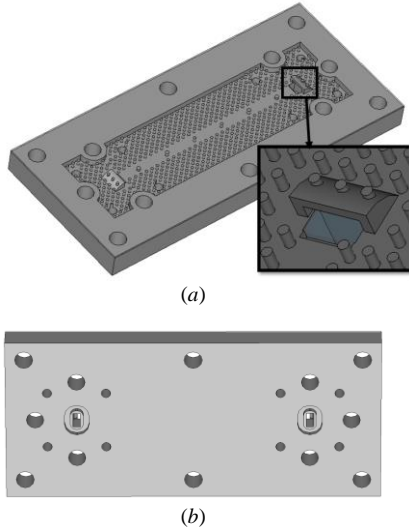


Fig. 5. BPF diseñado incluyendo la transición de GGW a WR-10: (a) vista superior del dispositivo (con la placa superior retirada) y (b) vista inferior mostrando los puertos de guía de onda de excitación

nuestro caso. El diámetro de los postes, d_i y d_{ij} , se puede usar para ajustar ligeramente el valor específico requerido de los coeficientes de acoplo. Las dimensiones finales se muestran en la Tabla I junto con la longitud de los resonadores, l_i , esta última también después de una ligera optimización.

Además, con el fin de facilitar la conexión del dispositivo con el *setup* de medida, así como su integración con la antena monopulso [10], se incluyen las transiciones de GGW a WR-10 (2.54×1.27 mm) consideradas también en [10], tal y como se muestra en la Fig. 5. La respuesta en frecuencia simulada del ejemplo de diseño -usando CST Microwave Studio (MWS)- se muestra en la Fig. 6 (línea gris) usando la conductividad de la plata ($6.3012 \cdot 10^7$ S/m) para la base con la cama de pines y la del aluminio ($3.56 \cdot 10^7$ S/m) para la placa superior. Además, se ha tenido en cuenta una rugosidad superficial igual a $0.2 \mu\text{m}$.

B. Fabricación y medida

La base del filtro con la cama de pines ha sido fabricada usando SLA 3D y después recubierta con $10 \mu\text{m}$ de plata. Se coloca una lámina de aluminio sobre la cama de pines como

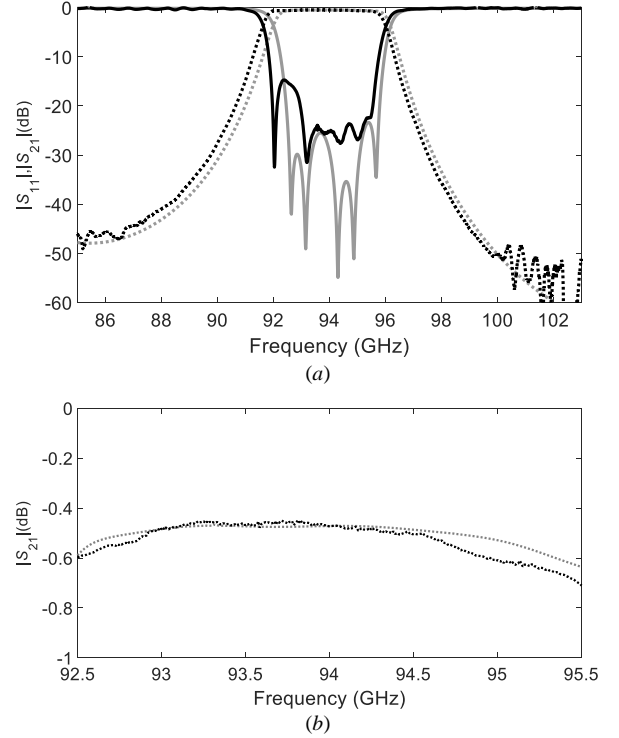


Fig. 6. (a) Respuesta en frecuencia (parámetros S) simulada (CST MW) del BPF incluyendo las transiciones de GGW a WR-10 (línea gris) y respuesta medida del prototipo fabricado (línea negra). $|S_{11}|$ en línea continua y $|S_{21}|$ en línea discontinua y (b) detalle de las pérdidas de inserción

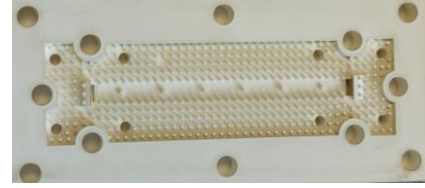


Fig. 7. Fotografía del prototipo fabricado con la placa superior retirada

placa superior del filtro. En la Fig. 7 puede verse una fotografía del prototipo y la respuesta en frecuencia medida en la Fig. 6 (línea negra). El excelente comportamiento a 94 GHz demuestra la posibilidad de realizar diseños robustos de BPFs en GGW a frecuencias milimétricas usando la impresión SLA 3D.

IV. CONCLUSIÓN

En el artículo se ha propuesto un BPF en tecnología GGW operando a 94 GHz que ha sido fabricado por impresión SLA 3D. Se han obtenido resultados medidos excelentes. Por un lado, las características intrínsecas de la tecnología GGW han contribuido a la robustez de fabricación y, por otro lado, el modo resonante TE_{103} ha ayudado a conseguir geometrías más robustas y fácilmente fabricables. Por lo tanto, este trabajo demuestra ser una aproximación muy prometedora para la realización de filtros impresos a frecuencias milimétricas.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Ciencia e Innovación –Agencia Estatal de Investigación (MCIN/AEI/10.13039/501100011033), Proyectos PID2020-112545RB-C51 y PID2020-112545RB-C53.

REFERENCIAS

- [1] P.-S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, and E. Rajo-Iglesias, "Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 84–87, April 2009.
- [2] P.-S. Kildal, "Waveguides and transmission lines in gaps between parallel conducting surfaces." *European Patent Application* EP08159791.6, 7 July 2008.
- [3] A. Berenguer, V. Fusco, D. E. Zelenchuk, D. Sánchez-Escuderos, M. Baquero-Escudero, and V. E. Boria-Esbert, "Propagation characteristics of groove gap waveguide below and above cutoff," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 1, pp. 27-36, January 2016.
- [4] R. V. Snyder, G. Macchiarella, S. Bastioli, and C. Tomassoni, "Emerging trends in techniques and technology as applied to filter design," *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 1, no. 1, pp. 317-344, January 2021.
- [5] C. Tomassoni, O. A. Peverini, G. Venanzoni, G. Addamo, F. Paonessa, and G. Virone, "3D printing of microwave and millimeter-wave filters: Additive manufacturing technologies applied in the development of high-performance filters with novel topologies," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 21, no. 6, pp. 24–45, June 2020.
- [6] A. Tamayo-Domínguez, J.-M. Fernández-González, and M. Sierra-Pérez, "Groove gap waveguide in 3-D printed technology for low loss, weight, and cost distribution networks," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 11, pp. 4138–4147, November 2017.
- [7] B. Al-Juboori, J. Zhou, Yi Huang, M. Hussein, A. Alieldin, W. J. Otter, D. Klugmann, and S. Lucyszyn, "Lightweight and low-loss 3-D printed millimeter-wave bandpass filter based on gap-waveguide," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 2624-2632, January 2019.
- [8] R. Cameron, C. Kudsia, and R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2018.
- [9] Shang, M. Lancaster, and Y. Dong, "W-band waveguide filter based on large TM_{120} resonators to ease CNC milling," *Electronic Letters*, vol. 53, no. 7, pp. 488–490, March 2017.
- [10] A. Tamayo-Domínguez, J. -M. Fernández-González, and M. Sierra-Castañer, "3-D-printed modified butler matrix based on gap waveguide at W-Band for monopulse radar," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 3, pp. 926-938, March 2020.
- [11] A. Tamayo-Domínguez, J. -M. Fernández-González, and M. Sierra-Castañer, "Monopulse radial line slot array antenna fed by a 3-D-printed cavity-ended modified butler matrix based on gap waveguide at 94 GHz," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 8, pp. 4558-4568, August 2021.