

Filtro de cavidades apiladas en tecnología CLAF-SIW para ondas milimétricas

Cleofás Segura-Gómez⁽¹⁾, Andrés Biedma-Pérez⁽¹⁾, David Santiago⁽²⁾, Ángel Palomares-Caballero⁽³⁾,
Ivan Arregui⁽²⁾, Miguel A. G. Laso⁽²⁾, Pablo Padilla⁽¹⁾

⁽¹⁾Departamento de Teoría de la Señal, Telemáticas y Comunicaciones, Centro de Investigación en Tecnologías de la Información y las Comunicaciones (CITIC-UGR), Universidad de Granada, 18071 Granada, España.

⁽²⁾Instituto de Smart Cities (ISC), Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Comunicación. Universidad Pública de Navarra (UPNA), 31006 Pamplona, España.

⁽³⁾Institut d'Electronique et des Technologies du numéRique (IETR), UMR CNRS 6164, INSA Rennes, 35700, France.

Abstract—This work presents a validation of the CLAF-SIW technology to manufacture filters for the millimeter-wave frequency range. The studied filter is a bandpass filter composed of four cavities stacked and coupled by means of iris (a total of five iris are used). Each layer is composed of a PCB of commercial thickness. The iris layers are prototyped by metallizing the slot edges, while the cavity layers contain the CLAF-SIW structure using double mushrooms as an EBG structure. The filter is obtained immediately by simply adapting the effective width of the CLAF-SIW cavity to the reference cavity, for which the effects affecting this effective value have been studied. A prototype has been fabricated with good agreement between measurement, simulation, and the ideal cavity filter response for a 36 to 37.5 GHz passband. The small discrepancies are due to the differences in the real gap between laminates and manufacturing tolerances.

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de telecomunicaciones se están embarcando cada vez más en el viaje hacia frecuencias más altas por las numerosas ventajas que estas ofrecen. Esto hace que la ingeniería busque nuevas herramientas y tecnologías con un buen compromiso entre eficiencia, facilidad de diseño y fabricación, así como costes reducidos.

Una tecnología muy usada desde la primera década de los años 2000 y centrada en los requisitos previos es la “guía de ondas integrada en el sustrato” (SIW, por sus siglas en inglés) [1]. Esta tecnología ofrece una alternativa para la guía de ondas clásica y tiene una aplicación especialmente interesante usando la tecnología de los circuitos planares [2] en el rango de microondas. Estos circuitos, fabricados en “láminas de circuito impreso” (PCB), permiten buenos factores de calidad, pérdidas estables y gran compatibilidad con otros circuitos planos y sus técnicas de fabricación. Sin embargo, para el rango de ondas milimétricas, las pérdidas de inserción por el material dieléctrico que constituye el sustrato de las láminas se vuelven inaceptables. Recientemente, han aparecido nuevas variantes de la tecnología, pero basadas en la misma idea básica, como son la “SIW rellena de aire” (AF-SIW) [3] y la “SIW en vacío” (E-SIW) [4]. Ambas tecnologías, se centran en la eliminación total de la lámina de dieléctrico en la zona de propagación, y necesitan láminas adicionales metalizadas para mantener las condiciones verticales de guía de ondas y propagar el campo electromagnético por un espacio de aire sin pérdidas. Por un lado, E-SIW metaliza el borde de las zonas donde se ha eliminado el dieléctrico dejando la

estructura lo más parecida a una guía de ondas tradicional. Por otro lado, AF-SIW mantiene la estructura lateral de SIW básico, con hileras de vías metalizadas, que generan las condiciones laterales de la guía de ondas si estas son dispuestas correctamente [5].

En estas tecnologías previas se ha obviado el posible hueco (o *gap*) que queda entre las láminas que componen la estructura y por el que puede escapar el campo. Estos *gaps* son debidos a tolerancias de fabricación, rugosidades de las láminas y otros factores. Ciertos estudios los estiman incluso hasta de 20 μm [6], lo cual podría afectar en los rangos altos de frecuencias. Otras alternativas a SIW, como las tecnologías de *gap waveguide* [7], mitigan el efecto de los posibles *gaps* introduciendo estructuras que crean una banda electromagnética prohibida (EBG) [8] para las frecuencias de operación en la zona de posible fuga. Trabajos más recientes en SIW han permitido paliar este efecto de falta de contacto a través de una estructura de *mushroom* doble en los laterales. Esta nueva tecnología es conocida como “AF-SIW sin contacto” (CLAF-SIW) [6] y usa vías metalizadas que unen dos parches. Los parches generan un plano magnético que, enfrentado al eléctrico de las láminas adicionales, evita la propagación de ondas en ciertas frecuencias. Por su lado, la vía realiza el mismo efecto que en SIW o en AF-SIW.

Esta última tecnología, que tiene en cuenta tanto el coste y adaptación a otros circuitos como las pérdidas de inserción por materiales y las pérdidas de fuga por la estructura multicapa, es ideal para el diseño de los nuevos componentes de radiofrecuencia en ondas milimétricas. Esta tecnología no ha sido explotada aún y, por tanto, aún no se han propuesto en ella dispositivos como desfasadores, antenas o filtros. Como prueba de concepto, este trabajo consiste en el diseño de un filtro por primera vez utilizando cavidades en esta tecnología [9].

Este trabajo describe el diseño y caracterización de un filtro de banda de paso (BPF) de 36.0 GHz a 37.5 GHz en tecnología CLAF-SIW a través de cavidades acopladas. El filtro resultante es totalmente simétrico y está compuesto por 4 cavidades que se acoplan a través de iris y dos iris adicionales de entrada y salida. Cada capa tiene el espesor de las láminas comerciales de PCB. El documento se estructura como sigue. En la sección II se explica el proceso de diseño del filtro teniendo en cuenta las restricciones físicas de las láminas. Después, la sección III establece las cavidades CLAF-SIW

con los valores obtenidos para el filtro. Finalmente, las secciones IV y V realizan la caracterización de un prototipo y enumeran las conclusiones, respectivamente.

II. DISEÑO DEL FILTRO

El objetivo del trabajo es la obtención de un filtro de banda de paso totalmente funcional para frecuencias en el primer rango de frecuencias milimétricas. Puesto que el objetivo de las tecnologías planares se centra en los costes de diseño y fabricación, se va a utilizar uno de los sets de láminas comerciales más empleados para estas frecuencias en dispositivos planares, el RO4003C [10]. Concretamente, las láminas que compondrán los iris de acoplo tendrán un espesor de 0.813 mm junto con una doble metalización de 18 μm y las láminas que componen las cavidades tendrán un espesor de 1.524 mm junto con una doble metalización de 35 μm . Con el fin de diseñar BPFs basados en resonadores acoplados es esencial definir adecuadamente el modo resonante y la geometría de acoplo. En este diseño, emplearemos resonadores apilados, como en [11], con la diferencia de que en el diseño propuesto en este trabajo se utiliza un modo de alto orden como modo resonante, lo cual permite usar cavidades mas grandes que proporcionan una mayor robustez frente a tolerancias de fabricación, como se explica en [12], donde se usa el modo TE_{103} con este propósito. Debido a la distribución de campo a lo largo de la cavidad del modo utilizado, el uso de cavidades apiladas nos permite además modificar la posición del iris para variar el coeficiente de acoplo entre cavidades que se puede obtener, dando lugar a una mayor flexibilidad de diseño y a facilitar su posterior optimización (si fuese necesario). Para el diseño del filtro, es necesario determinar los coeficientes de acoplo entre resonadores, $K_{i, i+1}$, y el factor de calidad, Q_{ext} , como se detalla en [13]:

$$k_{i, i+1} = \frac{BW}{\sqrt{g_i \cdot g_{i+1}}}, \quad i = 1, \dots, N - 1 \quad (1)$$

$$Q_{ext1, N} = \frac{g_0 \cdot g_1}{BW} \quad (2)$$

donde BW corresponde al ancho de banda fraccional del dispositivo, N es el orden del filtro y los g_i los coeficientes del prototipo paso bajo correspondiente. Se ha llevado a cabo un filtro paso banda Chebyshev con las siguientes especificaciones:

- 1) Banda de paso de 36 a 37.5 GHz
- 2) Pérdidas de retorno de 20 dB
- 3) Orden, $N = 4$
- 4) Puertos estándar WR22 ($W = 5.69$ mm, $H = 2.845$ mm)

Con estas especificaciones, utilizando (1) y (2), se han calculado el factor de calidad externo y los coeficientes de acoplo necesarios para obtener la respuesta en frecuencia deseada: $Q_{ext} = 29.55$, $k_{12} = k_{34} = 0.037$ y $k_{23} = 0.029$. Utilizando las cavidades indicadas en la Tabla 1, donde resuena el modo TE_{120} , se ha realizado un análisis de las dimensiones que tienen que tener los iris para conseguir los coeficientes de acoplo y de factor de calidad externo previamente calculados. En la Fig. 1(a) se puede ver los iris utilizados para el análisis, y en la Fig. 1(b) como varían los coeficientes de acoplo variando $H_{i, i+1}$. En la Fig. 1(c) y 1(d) se observa como varía la

TABLE I
DIMENSIONES DEL FILTRO REFERENCIA (MM)

Elemento	Altura (H)	Ancho (W)	Posición vertical (L_x)
Cavidad	10.440	5.690	-
Iris central	2.275	2.906	0
Iris intermedios	2.737	2.861	0
Iris entrada/salida	0.809	4.221	3.286

Q_{ext} variando $W_{1, N}$ y L_x respectivamente. Teniendo en cuenta estas gráficas, se realiza el diseño del filtro de referencia cuyas dimensiones finales se comprueban en la Tabla I y su respuesta en frecuencia se puede observar en la Fig. 4.

III. EXTRAPOLACIÓN DEL FILTRO A TECNOLOGÍA CLAF-SIW

Una vez obtenidas todas las dimensiones del filtro para poder ser implementado en guía de onda rectangular, se explica cómo implementarlo en tecnología planar.

Para las cavidades, la opción seguida debe ser en tecnología CLAF-SIW [9]. Esto se debe a que, si las capas intermedias de iris no sufren ninguna modificación, manteniendo totalmente ambas metalizaciones de la lámina, se generaría un entorno de láminas plano-paralelas por el que se fugaría campo (en caso de existir *gaps* de tolerancias). Por tanto, en esta capa es en la que se introduce la estructura EBG de doble *mushroom* que permite eliminar el efecto del *gap* por ambos lados de la cavidad. El primer paso es la generación del elemento doble *mushroom* y el diseño seguido se muestra en la Fig. 2(a). La relación de la vía con respecto a la periodicidad de la celda unidad (tamaño de celda unidad) controla la propagación de los modos superiores dentro del dieléctrico, mientras que la relación del parche con respecto a la periodicidad controla los modos inferiores que se propagan en los *gaps*. El estudio del diagrama de dispersión se realiza a través del *eigensolver* del software CST Studio Suite, y se muestra en la Fig. 2(b). Dentro del diagrama de dispersión se pueden comprobar las frecuencias en las que no se propaga el campo dentro de la estructura. En este caso se consigue una estructura que evita la fuga del campo electromagnético entre 30 GHz y 50 GHz para *gaps* de 40 μm , que es un *gap* mayor de lo que se espera en este tipo de componentes [6]. Para *gaps* menores la brecha en la frecuencia es incluso mayor.

Controlando las dimensiones del doble *mushroom* se puede crear una cavidad efectiva con una frecuencia de resonancia igual a la de la cavidad del filtro ideal de referencia con paredes totalmente definidas. En el caso de una cavidad CLAF-SIW hay que tener en cuenta varios parámetros que fijan el ancho efectivo para el modo de operación (en una de las dimensiones de la cavidad):

- 1) El remanente dieléctrico en los extremos de la estructura, que modifica ligeramente el ancho efectivo de la cavidad de aire. Este efecto es igual que el que ocurre en estructuras de AF-SIW convencionales [3].
- 2) Las excitaciones o resonancias en la primera hilera de doble *mushroom* de la estructura EBG. Estas modifican el ancho efectivo en relación al *gap* existente. Cuanto mayor es el *gap*, mayor es la densidad de

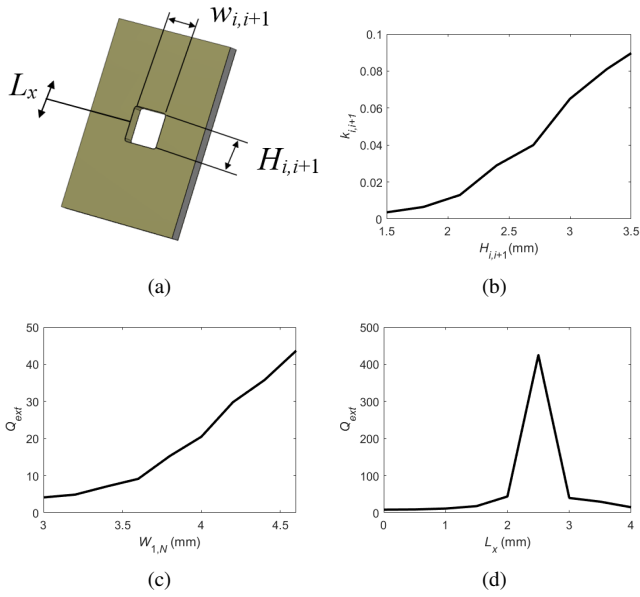


Fig. 1. Estudio de los coeficientes de acoplamiento, $K_{i,i+1}$, y el factor de calidad, Q_{ext} . (a) Esquema de los iris. (b) Coeficiente de acoplamiento variando $H_{i,i+1}$ con $w_{i,i+1} = 2.9$ mm y $L_x = 0$ mm. (c) Q_{ext} variando $w_{1,N}$ con $H_{i,i+1} = 0.8$ mm y $L_x = 3.25$ mm. (d) Q_{ext} variando L_x con $w_{1,N} = 4.25$ mm y $H_{i,i+1} = 0.8$ mm.

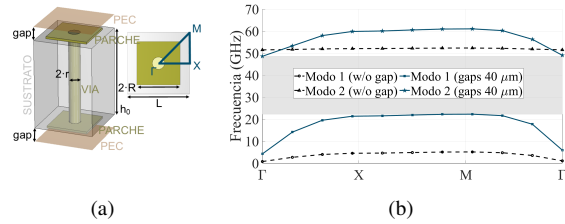


Fig. 2. Diseño de la estructura EBG. (a) Diseño de la celda unidad y (b) Diagrama de dispersión. Dimensiones: $R = 0.37$ mm, $L = 0.90$ mm, $r = 0.15$ mm, $h_0 = 1.524$ mm.

campo eléctrico sobre estos elementos cambiando la distribución de máximos y mínimos del modo, por lo que deja de ser un modo perfecto para ser un cuasi-modo. Este efecto es fácilmente reconocible en la Fig. 3(b). Sin embargo, en las Figs. 3(c) y 3(d) se observa el correcto confinamiento del campo teniendo la atenuación niveles de menos de 20 dB a partir del segundo *mushroom* de la estructura EBG.

- El efecto de la discontinuidad de la pared por mimetizado de las vías [5]. Esto ocurre al igual que en SIW o en AF-SIW: el ancho efectivo está caracterizado por el tamaño de las vías y la distancia entre ellas.

Entonces, se debe generar una cavidad con las dimensiones lo más aproximadas que sea posible a la cavidad de referencia, teniendo en cuenta los efectos anteriores para *gaps* estimados de $15 \mu\text{m}$ y las dimensiones del doble *mushroom*. De esta forma, con las dimensiones indicadas en la Fig. 3(a) ($H = 9.7$ mm, $W = 5.1$ mm) se consigue replicar el mismo modo TE_{120} de la cavidad de referencia.

Para el caso de cualquiera de las capas de iris es posible seguir el mismo proceso de fabricación que en los circuitos desarrollados con tecnología E-SIW. Por tanto, estas láminas son directamente extrapolables, realizando una ranura en

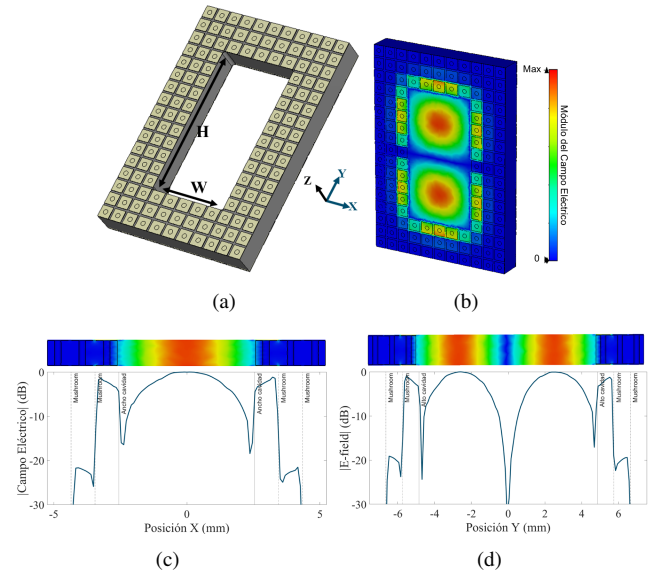


Fig. 3. Cavidad CLAF-SIW con doble *gap* de $15 \mu\text{m}$: (a) Diseño de la cavidad, y (b) Módulo del campo eléctrico (vista completa). Máximo del campo eléctrico en el interior de uno de los posibles *gaps*: (c) En el eje X de la cavidad en la altura de uno de los máximos del modo, y (d) En el eje Y de la cavidad. Dimensiones: $W = 5.1$ mm y $H = 9.7$ mm.

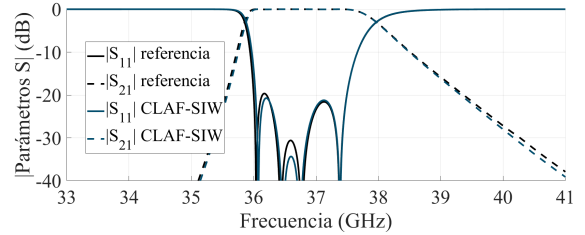


Fig. 4. Respuesta del filtro referencia y filtro diseñado con capas en tecnologías CLAF-SIW.

la posición correspondiente y posteriormente se metaliza la pared interna. En este caso, solo es necesario tener en cuenta en el diseño el espesor de metalizado que se incluye (el mínimo posible es $18 \mu\text{m}$ para este tipo de fabricación). Esto se debe a que el modo resultante de la cavidad es el mismo que en el filtro ideal de referencia y, por tanto, el ancho efectivo y los niveles de campo electromagnético que afectan al acoplamiento entre las ranuras deben de ser iguales. El único iris ligeramente modificado es el de entrada/salida, cuya posición vertical sobre el centro de la cavidad se reescala respecto de la altura de la cavidad final para hacer coincidir su altura con la misma posición efectiva del cálculo del filtro de referencia ($L_x = 3.242$ mm). Un ejemplo de uno de los iris de la estructura puede verse en la Fig. 1(a).

Terminado el diseño de las láminas, estas se apilan en su posición correspondiente. En la Fig. 4 se compara la respuesta de referencia del filtro con la simulación de la respuesta del filtro de capas apiladas diseñadas en tecnologías CLAF-SIW (y E-SIW), pero sin pérdidas de materiales. Se observa una gran similitud y se comprueba que solo ajustando las dimensiones de las láminas con las cavidades se ajusta la respuesta.

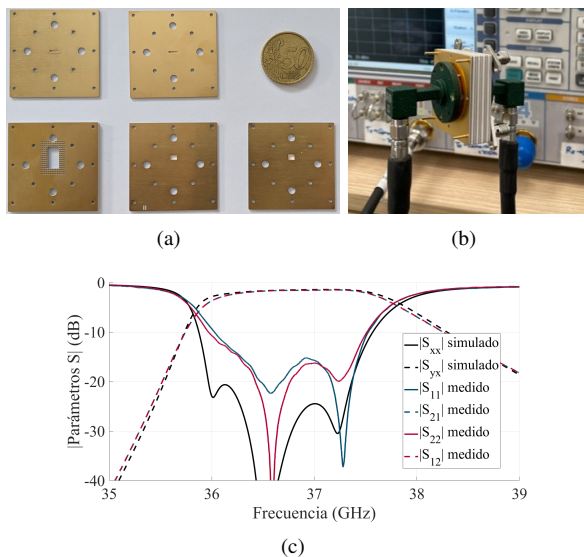


Fig. 5. Láminas prototipadas: (a) Láminas, (b) Ensamblado de la estructura y montaje de la caracterización, (c) Respuesta del filtro prototipado.

IV. VALIDACIÓN

Las diferentes capas del filtro se fabrican. Las láminas fabricadas se pueden observar en la Fig. 5(a), mientras que la apilación de las capas (láminas) se muestra en la Fig. 5(b). Las medidas se realizan a través de dos *flanges* para el rango de frecuencias establecido, y su comparación con la simulación puede verse en la Fig. 5(c) (esta vez con las pérdidas establecidas del dieléctrico y del metal de la lámina utilizada, y su rugosidad). Se comprueba que existen algunas diferencias entre la medida y la simulación, estas se deben a errores de fabricación como se menciona en el siguiente párrafo. Se consigue un ajuste en la banda de operación con unas mayores pérdidas en la banda de paso. Frente al filtro de referencia de cavidades acopladas tradicional, nuestro filtro de capas PCB apiladas es fácilmente extrapolado a tecnología CLAF-SIW (y E-SIW para los iris), solo ajustando los anchos efectivos de la cavidad CLAF-SIW. Esto facilita su implementación en ondas milimétricas.

Una ventaja adicional de este tipo de tecnología en PCB es que se pueden alternar, quitar o poner láminas para encontrar diferentes errores en la medida o para cambiar la respuesta del filtro final de una forma económica para procesos de fabricación de filtros en masa. En este caso concreto, a través de la caracterización de cada fragmento del filtro se ha podido determinar que las discrepancias son debidas a las tolerancias de fabricación y al valor real de los *gaps*. Este último valor modifica el ancho efectivo del modo, mientras que las tolerancias pueden influir en la forma real de los iris de acoplo y en los parches que componen la EBG (modificando también la resonancia de cavidad). La respuesta medida del filtro se debe concretamente a la tolerancia de fabricación de los iris de entrada/salida que son los que más afectan al nivel de reflexión. Por otro lado, el enmascaramiento de algunos nulos en reflexión se debe a las pérdidas reales.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha diseñado un filtro en tecnología CLAF-SIW para el rango de ondas milimétricas. El filtro está

compuesto por 4 cavidades acopladas mediante iris (en total 5 iris) y produce una banda de paso entre 36 y 37.5 GHz. El diseño del filtro de referencia se ha realizado mediante cavidades apiladas teniendo en cuenta el espesor de las láminas comerciales RO4003C utilizadas para su implementación. Se han estudiado los efectos que modifican el ancho efectivo en cavidades basadas en CLAF-SIW, consiguiendo la misma respuesta que la cavidad del filtro de referencia. Además, se han prototipado las diferentes láminas y se ha caracterizado el filtro. A pesar de ciertas discrepancias con la medida, se valida la tecnología CLAF-SIW para el diseño de este tipo de filtros de forma económica, versátil y con gran rendimiento en ondas milimétricas.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido apoyado por la ayuda TED2021-129938B-I00 financiada por MCIN/AEI/10.13039/501100011033 y Union Europea NextGenerationEU/PRTR. También ha sido apoyado por las ayudas PID2020-112545RB-C54, PID2020-112545RB-C53, PDC2022-133900-I00 y PDC2023-145862-I00 financiadas por MCIN/AEI/10.13039/501100011033 y por la ayuda FPU20/00256 financiada por el Ministerio de Universidades.

REFERENCES

- [1] K. Wu, M. Bozzi, and N. J. Fonseca, "Substrate integrated transmission lines: Review and applications," *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 1, no. 1, pp. 345–363, 2021.
- [2] D. Deslandes and K. Wu, "Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 2, pp. 593–596, 2003.
- [3] F. Parment, A. Ghiotto, T.-P. Vuong, J.-M. Duchamp, and K. Wu, "Air-filled substrate integrated waveguide for low-loss and high power-handling millimeter-wave substrate integrated circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 4, pp. 1228–1238, 2015.
- [4] A. Belenguer, H. Esteban, A. L. Borja, and V. E. Boria, "Empty SIW technologies: A major step toward realizing low-cost and low-loss microwave circuits," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 20, no. 3, pp. 24–45, 2019.
- [5] D. Deslandes and K. Wu, "Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2516–2526, 2006.
- [6] N. Bayat-Makou and A. A. Kishk, "Contactless air-filled substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 6, pp. 2928–2935, 2018.
- [7] E. Rajo-Iglesias, M. Ferrando-Rocher, and A. U. Zaman, "Gap waveguide technology for millimeter-wave antenna systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 7, pp. 14–20, 2018.
- [8] 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, 2008.
- [9] A. Amirkabiri, D. Idoko, B. Kordi, and G. E. Bridges, "High-Q contactless air-filled substrate-integrated waveguide (CLAF-SIW) resonator for wireless sensing applications," in *2021 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*. IEEE, 2021, pp. 577–580.
- [10] *RO4000 Series*, Rogers Corporation, 2022. [Online]. Available: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4003c-laminates>
- [11] B. Ahmadi and A. Banai, "Direct coupled resonator filters realized by gap waveguide technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 10, pp. 3445–3452, 2015.
- [12] D. Santiago, A. Tamayo-Domínguez, M. Laso, T. Lopetegui, J. Fernández-González, R. Martínez, and I. Arregui, "Robust design of 3D-printed W-band bandpass filters using gap waveguide technology," *Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz waves*, vol. 44, no. 11, pp. 98–109, 2022.
- [13] C. R., K. C., and M. R., *Microwave Filters for Communication Systems*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2018.