Diseño de Filtros Paso-Banda en Configuración Interdigital Cargados con Tiras Metálicas de Geometría Plana

R. García[(1)], A. A. San-Blas[(1)], S. Bonte[(1)], A. Coves[(1)], M. A. Sánchez-Soriano[(2)], M. Guglielmi[(3)], V. E. Boria[(3)]
raul.garciaj@umh.es, aasanblas@umh.es, sbonte@umh.es, angela.coves@umh.es
miguel.sanchez.soriano@ua.es, marco.guglielmi@iteam.upv.es, vboria@dcom.upv.es
[(1)]Instituto de Investigación en Ingeniería de Elche - I3E, Universidad Miguel Hernández de Elche
[(2)]Departamento de Física, Ingeniería de Sistemas y Teoría de la Señal, Universidad de Alicante
[(3)]Departamento de Comunicaciones - iTEAM, Universidad Politécnica de Valencia

***Resumen*—In this work, we present a new compact topology of interdigital bandpass filters implemented in coaxial waveguide technology. Compared to classical coaxial resonators, which are typically loaded with cylindrical metallic posts, the resonators that we propose are based on rectangular cavities loaded with flat metallic strips of a finite thickness. The main advantages of the proposed topology are compactness and low-cost practical realization. The design process, which is based on the calculation of the input/output and the inter-resonator couplings, employs the well-known Aggressive Space Mapping technique, with the aim of reducing the overall computation effort. In order to validate the new proposed topology and the design procedure, interdigital filters of orders 3 and 5 operating in the S-band have been designed. For validation purposes, the obtained results have been successfully compared to data provided by two different full-wave software tools (Ansys HFSS and CST Studio Suite).**

Fig. 1. Filtro paso-banda de orden 3 en configuración interdigital que emplea resonadores cargados con tiras metálicas de geometría plana.

I. Introducción

Los filtros paso-banda basados en resonadores coaxiales, como los filtros en configuración combline o en configuración interdigital implementados en tecnología guiada-coaxial, se emplean comúnmente en múltiples aplicaciones (comunicaciones espaciales, comunicaciones inalámbricas, etc) [1]. Clásicamente, en este tipo de filtros se emplean resonadores basados en cavidades rectangulares cargadas con postes metálicos de geometría cilíndrica [2], [3] o rectangular/cuadrada [4]. Generalmente, estos resonadores pueden acoplarse entre sí utilizando aperturas de geometría rectangular, cuya posición en la estructura determina el tipo de acoplamiento (eléctrico o magnético) [5]. El acoplamiento entre resonadores adyacentes también puede controlarse variando la separación entre los postes, sin necesidad de insertar aperturas o iris de geometría rectangular en el componente.

En este trabajo, se presenta una nueva topología de filtros paso-banda en guía de onda implementados en configuración interdigital. La novedad reside en el uso de resonadores cargados con tiras metálicas de geometría plana y de pequeño espesor, tal y como se representa en la Fig. 1, donde se muestra un filtro paso-banda interdigital de orden 3. La principal ventaja de esta nueva topología radica en que los filtros diseñados son compactos y pueden fabricarse con tecnología de muy bajo coste. El procedimiento de diseño de este tipo de estructuras se fundamenta en el método clásico, basado en el cálculo de los acoplamientos de entrada-salida y los acoplamientos entre resonadores adyacentes [6], con el objetivo de lograr unos valores iniciales para las dimensiones físicas de la estructura. Además, cuando el orden del filtro es elevado, este método clásico puede combinarse con otra técnica basada en la segmentación de la estructura, con el fin de minimizar el número de variables que se optimizan en cada etapa del proceso de diseño [5]. Por otro lado, en este trabajo se ha usado también la técnica de Aggressive Space Mapping (ASM) [7], de manera que la gran mayoría de las optimizaciones realizadas durante el proceso de diseño se realizan en un espacio de simulación de baja precisión, pero muy eficiente desde un punto de vista computacional. Posteriormente, usando otro espacio de simulación más preciso, se recuperan las dimensiones finales de la estructura mediante la citada técnica de ASM.

A continuación, se presenta el proceso de diseño de dos filtros paso-banda en configuración interdigital de orden 3 y de orden 5. Con el fin de validar la nueva topología propuesta, los resultados obtenidos se comparan con éxito con los datos proporcionados por dos herramientas distintas de simulación electromagnética (Ansys HFSS y CST Studio Suite). Además, para uno de los filtros diseñados, se realiza también un estudio de multipactor [8], con el fin de caracterizar la capacidad de manejo de potencia de estas nuevas topologías compactas.

II. Diseño del resonador

El resonador coaxial que se propone en este trabajo está basado en una cavidad rectangular cargada con una tira metálica de geometría plana. La tira se encuentra cortocircuitada a la base del resonador y existe una abertura o *gap* en su extremo superior, tal y como se representa en la Fig. 2. Además, la tira metálica se encuentra en una posición centrada en la estructura. Las dimensiones relevantes del resonador propuesto se diseñan con el objetivo de lograr una resonancia a la frecuencia central de la banda de paso del filtro (en este caso, $f_0 = 3$ GHz).

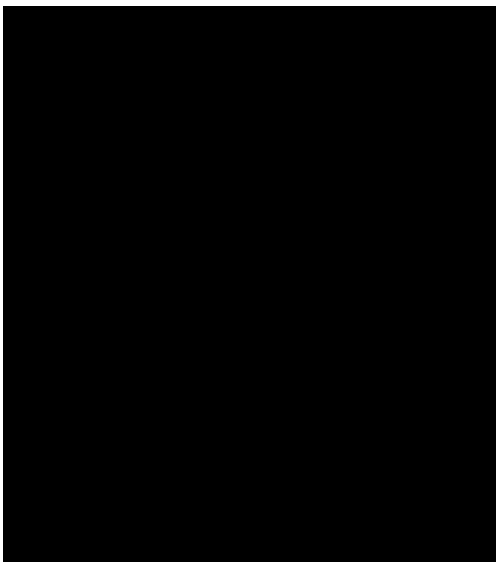

Fig. 2. Resonador en guía rectangular cargado con una tira metálica de geometría plana centrada en la estructura.

Con el fin de diseñar el resonador, se ha utilizado el simulador electromagnético Ansys HFSS. Para ello, en primer lugar, se ha partido de la estructura de la Fig. 2 y se ha analizado el componente que se obtiene tras abrir un puerto de acceso situado en el plano $y = 0$ de la estructura. Es importante observar que dicho puerto de acceso está implementado en una guía coaxial cuyos contornos interno y externo son de tipo rectangular. Posteriormente, se calcula la fase del parámetro S_{11} de la estructura, y se optimizan las dimensiones del componente hasta lograr que la fase de S_{11} sea de 180º a la frecuencia f_0. Las dimensiones finales (todas expresadas en mm) del resonador diseñado son las siguientes (ver Fig. 2): $A = B = 26$, $C = 7$, $H = 23{:}233$, $w = 5$ y $t = 1$. Es importante resaltar que las dimensiones A, B, C (dimensiones de la cavidad rectangular), w y t (anchura y grosor de la tira) permanecerán fijas y no se optimizarán durante el proceso de diseño del filtro.

Por otra parte, se desea obtener un equivalente circuital del resonador basado en elementos concentrados, mediante una combinación en serie de una inductancia L y un condensador C. Para ello, se calcula el parámetro de pendiente X del resonador, obteniéndose $X = 51{:}789\,\Omega$ [9]. El valor de la inductancia equivalente del resonador puede calcularse como: $L = X/w_0 = 2{:}747$ nH. Por otro lado, el valor de la capacidad equivalente es: $C = 1/(w_0^2 L) = 1{:}024$ pF.

III. Circuito equivalente del filtro paso-banda

El propósito de esta sección es la obtención de una red equivalente ideal que caracterice los filtros paso-banda interdigitales basados en resonadores cargados con tiras de geometría plana, como el filtro de orden 3 representado en la Fig. 1. La respuesta eléctrica de dicho circuito equivalente se utilizará, durante la fase de optimización del proceso de diseño, como respuesta o curva objetivo con el fin de recuperar la respuesta en la banda de paso del filtro diseñado.

El circuito equivalente del filtro estará compuesto por inversores ideales de impedancia (los cuales representarán tanto los acoplamientos de entrada/salida como los existentes entre resonadores adyacentes) y redes LC serie (las cuales modelarán los resonadores). Por ejemplo, para el filtro de orden 3, las especificaciones de diseño son: respuesta de tipo Chebyshev, frecuencia central de la banda de paso $f_0 = 3$ GHz, pérdidas de retorno de 25 dB y ancho de banda $BW = 200$ MHz. Para estas especificaciones, los valores (en Ω) de los inversores, los cuales se han calculado utilizando el parámetro de pendiente X del resonador, son los siguientes: $K_{01} = K_{34} = 36{:}169$ y $K_{12} = K_{23} = 4{:}211$ [9]. Por otro lado, en la Fig. 3 se representa la respuesta en frecuencia de dicha red circuital.

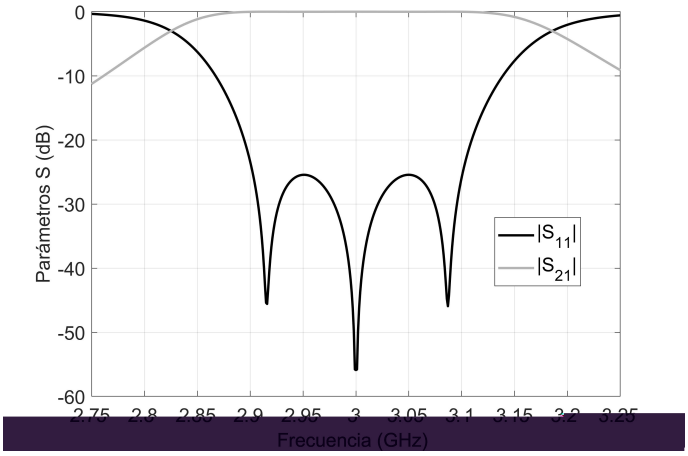

Fig. 3. Respuesta en frecuencia de la red circuital equivalente del filtro de orden 3.

IV. Diseño de filtros interdigitales

En esta sección se presenta, en primer lugar, el procedimiento utilizado para lograr el diseño de un filtro paso-banda de orden 3 en configuración interdigital como el representado en la Fig. 1, con las especificaciones de diseño indicadas en la sección anterior. El proceso de diseño del filtro está basado en el procedimento clásico [6]. En primer lugar, se caracterizan los acoplamientos de entrada y de salida y, posteriormente, se calculan los acoplamientos entre resonadores adyacentes. Finalmente, se monta el filtro completo y se optimizan sus dimensiones considerando como curva objetivo del proceso de diseño la respuesta de la red circuital mostrada en la Fig. 3.

Por otra parte, es importante mencionar que todo el proceso de diseño descrito anteriormente se realiza utilizando el simulador electromagnético FEST3D, empleando unos parámetros de simulación (solamente 10 modos accesibles) que, aunque, por un lado, proporcionan una respuesta de baja precisión,

también permiten, por otro lado, alcanzar los objetivos del proceso de diseño de manera muy eficiente y con un esfuerzo computacional asociado muy bajo. Los resultados de alta precisión (y las correspondientes dimensiones del filtro) pueden recuperarse posteriormente utilizando la técnica ASM [7]. En este caso, se ha empleado el software Ansys HFSS como espacio de simulación de alta precisión de la técnica ASM.

En primer lugar, se aborda a continuación el diseño de la excitación de los resonadores de entrada y de salida. Estos resonadores, cuya alimentación debe diseñarse para lograr el factor de calidad externo Q_{ext} requerido, se excitan mediante guías coaxiales ($\varepsilon_r = 2{:}2$), de radios externo e interno de 2:05 y 0:65 mm, respectivamente. Además, las tiras metálicas de los resonadores de entrada/salida están en contacto con una sonda metálica de alimentación de radio 0:065 mm, situada a una distancia d de la base de la cavidad, tal y como se aprecia en la Fig. 1. El factor de calidad externo del componente se obtiene siguiendo el método que se detalla en [6], evaluando el retardo de grupo del parámetro S_{11} a la frecuencia f_0. Además, Q_{ext} puede calcularse en función de la distancia d mencionada anteriormente. Por otro lado, el valor requerido para Q_{ext} puede calcularse de la siguiente manera [6]:

$$Q_{\text{ext}} = \frac{f_0}{BW\, m_{01}^2} = 10{:}055 \qquad (1)$$

donde $m_{01} = 1/\sqrt{g_0 g_1}$ (siendo g_0 y g_1 los elementos del prototipo paso-bajo). Además, está relacionado con K_{01} a través de $Q_{\text{ext}} = (X\, Z_0)/K_{01}^2$, siendo $Z_0 = \eta_0/\sqrt{\varepsilon_r} = 253{:}9\,\Omega$ la impedancia modal del modo TEM del puerto en guía coaxial. A la vista del valor obtenido para el factor de calidad externo requerido, se puede deducir un valor inicial $d = 7{:}321$ mm.

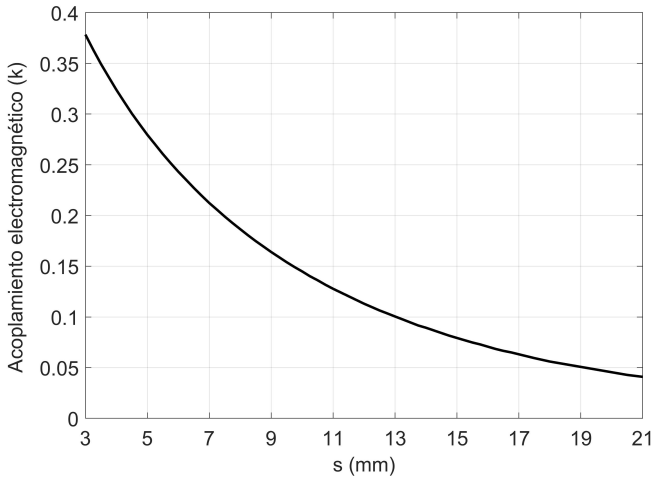

Fig. 4. Acoplamiento entre resonadores adyacentes en función de la separación s entre las tiras.

Una vez que se han caracterizado los acoplamientos de los resonadores de entrada y de salida, seguidamente se calculan los acoplamientos entre resonadores adyacentes en función de la separación s entre las tiras (ver Fig. 1). Para ello, se considera una estructura simétrica de dos puertos de acceso implementados en guía coaxial, compuesta por dos resonadores débilmente acoplados a los puertos de entrada y salida. Es bien conocido que las frecuencias de resonancia de dicho componente están relacionadas con el valor k del acoplamiento electromagnético de la estructura, el cual puede obtenerse en función de la separación s entre tiras, tal y como se ha representado en la Fig. 4. Teniendo en cuenta que el valor requerido para el acoplamiento electromagnético entre los resonadores #1 y #2 es $k_{12} = K_{12}/(w_0 L) = 0{:}0813$, a partir de la Fig. 4 puede deducirse un valor inicial de $s = 14{:}774$ mm para la separación entre resonadores.

Posteriormente, se monta el filtro completo (considerando simetría en el componente) y se optimizan las dimensiones H_1, H_2, s y d (ver Fig. 1) en el espacio de baja precisión hasta recuperar la respuesta proporcionada por el equivalente circuital del filtro. Posteriormente, se aplica la técnica ASM para recuperar las dimensiones del filtro en un espacio de alta precisión. Las dimensiones finales (en mm) del filtro diseñado son las siguientes: $H_1 = 23{:}683$, $H_2 = 20{:}320$, $s = 17{:}721$ y $d = 6{:}076$. Con el propósito de validar tanto la topología del nuevo filtro como el procedimiento de diseño utilizado, el filtro se ha analizado empleando dos simuladores electromagnéticos (EM) multimodales distintos: Ansys HFSS y CST Studio Suite. En la Fig. 5, se muestran los resultados obtenidos, en la que se observa una excelente concordancia entre los resultados proporcionados por los dos simuladores EM. Por otra parte, en la misma figura se han representado también los parámetros S del filtro diseñado a baja precisión, observándose también una muy buena concordancia entre los resultados obtenidos en ambos espacios de simulación (alta y baja precisión).

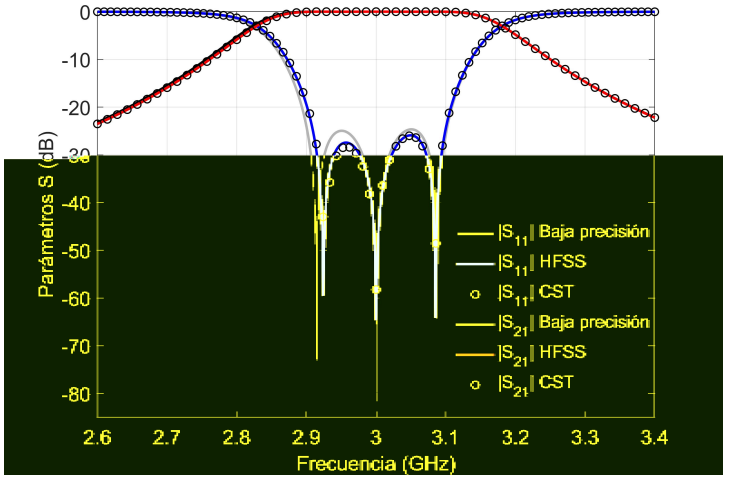

Fig. 5. Parámetros S del filtro interdigital de orden 3 diseñado. Comparación de resultados obtenidos con los simuladores Ansys HFSS y CST.

Finalmente, se ha diseñado también un filtro interdigital simétrico de orden 5. En este caso, el proceso de diseño se ha dividido por etapas (segmentando el filtro) siguiendo las pautas que se recogen en [5]. Las especificaciones de diseño son: frecuencia central de la banda de paso $f_0 = 3$ GHz, pérdidas de retorno de 25 dB y ancho de banda de 150 MHz. Las dimensiones (en mm) del filtro diseñado se recogen en la Tabla I, donde H_i representa la altura de la tira metálica del resonador i-ésimo, y $s_{j,k}$ denota la separación entre las tiras de los resonadores j y k (obsérvese que, al ser simétrica la estructura, $H_4 = H_2$, $H_5 = H_1$, $s_{3,4} = s_{2,3}$ y $s_{4,5} = s_{1,2}$). En la Fig. 6 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro diseñado. Nuevamente, se han empleado

TABLA I
DIMENSIONES (EN MM) DEL FILTRO INTERDIGITAL DE ORDEN 5.

H_1	H_2	H_3	$s_{1,2}$	$s_{2,3}$	d
23.100	20.204	20.174	21.839	28.059	4.421

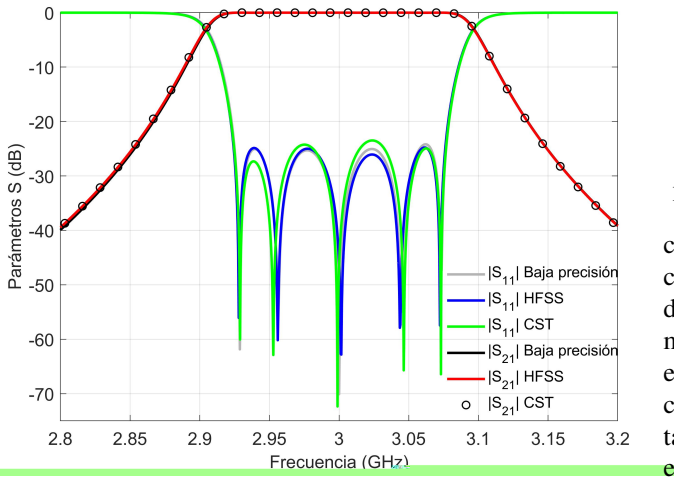

Fig. 6. Parámetros S del filtro interdigital de orden 5. Comparación de resultados obtenidos con los simuladores Ansys HFSS y CST.

dos simuladores distintos (Ansys HFSS y CST Studio Suite) para validar el proceso de diseño, obteniéndose una excelente concordancia entre los datos simulados obtenidos.

V. ESTUDIO DEL EFECTO MULTIPACTOR

En esta sección, se realiza un estudio de potencia del filtro interdigital de orden 3 diseñado en la sección IV. El efecto multipactor es un fenómeno de alta potencia que aparece en componentes empleados en satélites de comunicaciones, bajo condiciones de alto vacío y en presencia de campos electromagnéticos de gran intensidad [8]. Este fenómeno puede provocar una degradación del funcionamiento del dispositivo, por lo que es muy importante caracterizar adecuadamente su comportamiento en condiciones de alta potencia.

En este contexto, en la Fig. 7 se ha representado la distribución de campo eléctrico en el interior del filtro diseñado para f_0 = 3 GHz. Puede observarse que el campo eléctrico es más intenso en la zona situada entre la tira del resonador de entrada/salida y la pared vertical de la cavidad, región en que se produce un mayor efecto capacitivo entre dicho poste y la cavidad dada la escasa separación existente (3 mm). Este hecho tendrá que ser tenido en cuenta si se pretende emplear este filtro en aplicaciones espaciales, debido a que, en condiciones de vacío, será susceptible de que se produzca una descarga resonante de electrones.

Se ha realizado un análisis de potencia del filtro (considerando que se ha fabricado en aluminio) en condiciones de vacío empleando el simulador Spark3D, obteniéndose una potencia umbral de multipactor de 170 W, que será la máxima potencia de operación de este filtro en aplicaciones espaciales. Alternativamente, se podrán emplear soluciones como la propuesta en [10] para incrementar este valor.

VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado una nueva topología compacta de filtros interdigitales paso-banda en tecnología guiada,

Fig. 7. Campo eléctrico ($f_0 = 3$ GHz) en el filtro interdigital de orden 3.

cuyos resonadores están basados en cavidades rectangulares cargadas con tiras metálicas de geometría plana. El proceso de diseño de los filtros está basado en la técnica ASM, de manera que la mayor parte de las optimizaciones se realiza en un espacio de simulación de baja precisión, con un esfuerzo computacional asociado muy bajo. Con el objetivo de validar tanto la nueva topología propuesta como el proceso de diseño empleado, se han diseñado con éxito dos filtros interdigitales de orden 3 y de orden 5. Además, se ha caracterizado la capacidad de manejo de potencia (efecto multipactor) para el caso del filtro interdigital de orden 3.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por los proyectos PID2022-136590OB y TED2021-129196B, financiados por MICIU/AEI/10.13039/501100011033 y por "Unión Europea NextGenerationEU/PRTR" a través de los Subproyectos C43 y C41, y también por la Conselleria de Educación, Universidades y Empleo, Generalitat Valenciana (Proyecto CIAICO/2021/055).

REFERENCIAS

[1] P. Vallerotonda, L. Pelliccia, C. Tomassoni, F. Cacciamani, R. Sorrentino, J. Galdeano, and C. Ernst, "Compact waveguide bandpass filters for broadband space applications in C and Ku-bands," in *2019 Eur. Microw. Conf. Central Europe (EuMCE)*, May 2019, pp. 116–119.

[2] M. El Sabbagh, K.A. Zaki, H.-W. Yao, and M. Yu, "Full-wave analysis of coupling between combline resonators and its application to combline filters with canonical configurations," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 49, no. 12, pp. 2384–2393, Dec. 2001.

[3] E. Boni, G. Giannetti, S. Maddio, and G. Pelosi, "An equation-based method for the design of end couplings in combline microwave cavity filters," in *2023 IEEE Int. Symp. Antennas Propag. and USNC-URSI Radio Sci. Meeting (USNC-URSI)*, 2023, pp. 1473–1474.

[4] F. Arndt and J. Brandt, "MM/FE CAD and optimization of rectangular combline filters," in *2002 32nd Eur. Microw. Conf. (EuMC)*, 2002, pp. 1–4.

[5] H. Jamshidi-Zarmehri, A. A. San-Blas, M. H. Neshati, S. Cogollos, A. Sharma, V. E. Boria, and A. Coves, "Efficient design procedure for combline bandpass filters with advanced electrical responses," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 52 168–52 184, 2023.

[6] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications*, 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2018.

[7] J. W. Bandler, R. M. Biernacki, S. H. Chen, R. H. Hemmers, and K. Madsen, "Electromagnetic optimization exploiting aggressive space mapping," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 43, no. 12, pp. 2874–2882, Dec. 1995.

[8] J. Vaughan, "Multipactor," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 35, no. 7, pp. 1172–1180, 1988.

[9] G. Matthaei, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*. Norwood, MA, USA: Artech House, 1980.

[10] A. Coves, S. Bonte, A. Morales, J. J. Vague, V. E. Boria, and I. Montero, "Significant reduction of multipactor effect in a rectangular waveguide with periodically grooved metallic surfaces," in *1st ESA Space Microw. Week 2023*, May 2023, pp. 1–6.