

Diseño de un Diplexor en Tecnología Empty Substrate Integrated Waveguide

David Herraiz⁽¹⁾, Héctor Esteban⁽¹⁾, Ángel Belenguer⁽²⁾ and Vicente E. Boria⁽¹⁾

daherza@teleco.upv.es, hesteban@upv.es, angel.belenguer@uclm.es, vboria@dcom.upv.es

⁽¹⁾Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia, Universitat Politècnica de València. Spain. 46022 Valencia.

⁽²⁾Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, Automática y Comunicaciones, Universidad de Castilla-La Mancha. Escuela Politécnica de Cuenca, Campus Universitario, 16071 Cuenca, Spain.

Resumen—This paper presents the design of a diplexer, for satellite applications designed using Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW) technology. The proposed diplexer comprises two bandpass ESIW filters based on inductive windows and a resonant T-junction. The filters are centered at 11.575 GHz and 11.825 GHz, both with bandwidths of 155 MHz. The proposed diplexer demonstrates return and insertion losses better than 23 dB and lower than 0.30 dB, respectively, as well as an isolation level better than 30 dB. This technology enables the creation of a high-performance diplexer with a focus on Size, Weight, Power, and Cost (SWaP-C) as crucial indexes.

I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, ha habido un creciente interés en los sistemas de comunicaciones móviles y espaciales, debido a la demanda emergente de una transferencia instantánea de datos, un ancho de banda elevado y una conectividad ubicua. Esto es fundamental para aplicaciones como el Internet de las cosas (IoT), las generaciones quinta y sexta de comunicaciones móviles (5G/6G) y el paradigma de New Space [1], [2]. El auge de los satélites de órbita terrestre baja (LEO) ejemplifica este cambio de paradigma en las comunicaciones espaciales. Estas nuevas aplicaciones requieren sistemas de radiofrecuencia que consideren factores como peso, tamaño, coste, volumen y flexibilidad de integración con otras tecnologías. Las guías de onda tridimensionales ofrecen una respuesta eléctrica competitiva, pero son voluminosas y pesadas, lo que las hace prácticas sólo cuando el peso y el volumen no son críticos. Por otro lado, las tecnologías planares convencionales tienen una respuesta eléctrica menos competitiva pero son más económicas, ligeras y compactas.

En consecuencia, existe una brecha tecnológica entre ambos enfoques convencionales que puedan satisfacer las nuevas cargas útiles de satélites, que requieren tecnologías innovadoras donde se necesite una solución de compromiso entre tamaño, peso, potencia y costos, conocido como Size, Weight, Power, and Cost (SWaP-C). Una solución para cumplimentar la brecha tecnológica, consiste en las guías de onda integradas en sustrato (SIW por sus siglas en inglés - Substrate Integrated Waveguide) [3], que integra una guía de onda utilizando placas de circuito impreso, haciendo uso de vías metalizadas, así como las metalizaciones en la parte superior e inferior del sustrato. Como mejora de dicha solución se presentó la guía de ondas vacía integrada en sustrato (ESIW por sus siglas en inglés - Empty Substrate Integrated Waveguide) [4], donde las pérdidas son reducidas debido a la eliminación del dieléctrico por donde se propaga la onda electromagnética. La ESIW tal y como se muestra en la Fig.1, se basa en

una estructura de varias capas de circuito impreso, donde en la capa central se elimina el dieléctrico, y se metalizan los bordes. Las tapas superior e inferior, permiten confinar la onda y obtener una guía de onda vacía de altura reducida. La ESIW mantiene las ventajas en fabricación planar, como son bajo coste, peso y poco volumen, mientras ofrece una tecnología que permite implementar dispositivos con respuestas cada vez más cercanas a las convencionales guías de onda.

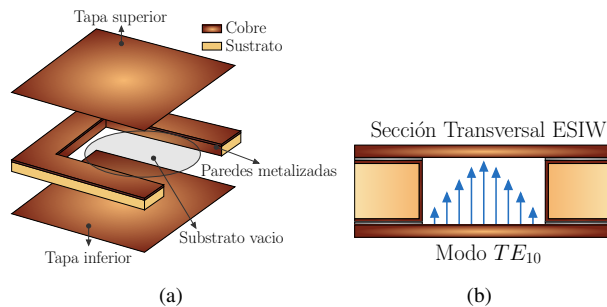


Fig. 1. Estructura en 3D (a), y sección transversal (b) de una ESIW.

Debido al limitado espectro electromagnético en el que coexisten múltiples sistemas, los filtros son un elemento clave que permite distinguir las señales deseadas. Diferentes filtros han sido diseñados y validados en ESIW, desde los más sencillos como son los implementados en línea [4], como con postes dieléctricos [5], así como doblados o multicapa con cerros de transmisión [6]. Sin embargo, no ha sido implementado ningún diplexor o multiplexor en dicha tecnología, siendo uno de los elementos más importantes para separar las diferentes bandas frecuenciales. Por lo tanto, en este artículo se propone el diseño de un diplexor en tecnología ESIW, con el objetivo de separar dos canales que operan a diferentes frecuencias.

II. DIPLEXOR EN ESIW

A. Especificaciones y topología

Las especificaciones deseadas para el diplexor en ESIW corresponden con,

- Topología: unión en T resonante.
- Número de cavidades: $N = 5$.
- Frecuencias centrales:
 $f_{CH1} = 11.575 \text{ GHz}$; $f_{CH2} = 11.825 \text{ GHz}$.
- Ancho de banda de cada filtro: $BW = 155 \text{ MHz}$.
- Pérdidas de retorno: superiores a 20 dB.
- Respuesta: Chebyshev.

La topología ha sido seleccionada como unión en T resonante, con el objetivo de compactar aún más la solución propuesta, descartando aquellas configuraciones basadas en el uso de circuladores [7], acopladores híbridos [7], o *manifold* [7], puesto que requieren elementos añadidos, o son estructuras muy voluminosas. Por otro lado, las especificaciones de los filtros han sido fijadas con el objetivo de cubrir dos bandas de frecuencia destinadas a satélites de órbita baja en la comunicación satélite y usuario [8]. La Fig. 2 muestra el esquema del diplexor donde pueden observarse los filtros, así como la unión en T resonante. El procedimiento de diseño ha sido descrito para estructuras en guía de onda convencional con una configuración de tipo *manifold*, y expuesto en [9], que puede ser trasladado a la tecnología ESIW y para la topología seleccionada, tal y como se resume a continuación,

- Diseño de cada filtro por separado de manera independiente cumpliendo las especificaciones deseadas.
- Unión de ambos filtros con el divisor resonante.
- Optimización progresiva de los diferentes elementos de la unión, así como los inversores y resonadores que componen el filtro.

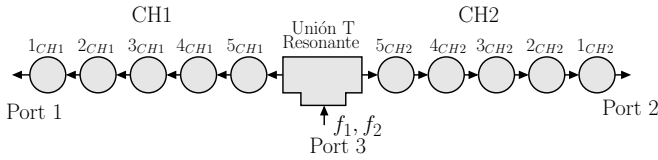


Fig. 2. Configuración del diplexor.

La implementación del diplexor será realizada utilizando el sustrato ROGERS 4003C de altura $h_s = 0.813$ mm, metalización de cobre de $t_s = 17.5$ μm y una permitividad dieléctrica de $\epsilon_r = 3.55$. Además, debido a que se realizarán cortes y por lo tanto habrán secciones que deberán ser metalizadas, se tendrá un espesor de metalización añadido de $t_s = 9$ μm . La anchura de la guía ESIW, será fijada a un valor de $a = 19.05$ mm, que cubre el ancho de banda monomodo comprendido entre 10 y 15 GHz.

B. Filtros

La topología de los filtros se basa en resonadores de longitud $\lambda_g/2$ conectados en cascada con inversores, tal y como se ilustra en la Fig. 3. El diseño de los filtros puede realizarse mediante el método de las pérdidas de inserción como se detalla en [10], partiendo de las especificaciones requeridas, obteniendo así las constantes de inversión deseadas (\bar{K}), las cuales son sintetizadas mediante un iris en ESIW, que viene controlado por su anchura w_i , y su longitud l_c . La solución más sencilla para controlar el acoplo de los inversores entre los diferentes resonadores consiste en fijar el valor de su longitud l_c , y modificar su anchura w_i . La Tabla I, muestra los coeficientes de inversión normalizadas (\bar{K}) que permiten implementar las respuestas deseadas, para ambos filtros. Finalmente, es necesario compensar la longitud de los resonadores, puesto que la fase de los iris difiere de los π radianes (inversor ideal). Esta puede ser corregida fácilmente obteniendo las fases del coeficiente de reflexión θ_i de los diferentes inversores, denotados como i , y considerando que dicha fase debe de tener el valor de π radianes, calculándose

como $l_{ci} = \frac{(\theta_i - \pi)\lambda_g}{4\pi}$, obteniendo la longitud final de los resonadores como $l_{ri} = \frac{\lambda_g}{2} + l_{ci} + l_{ci+1}$.

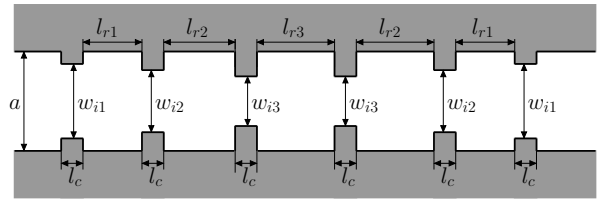
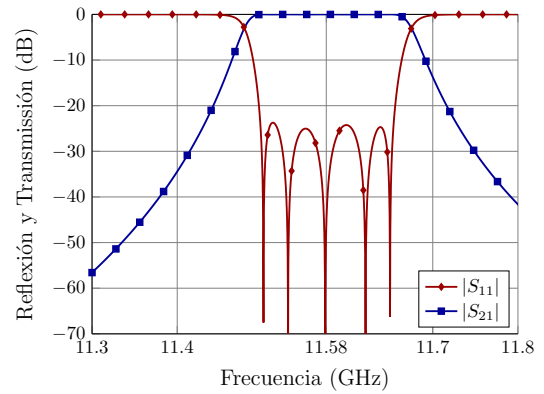


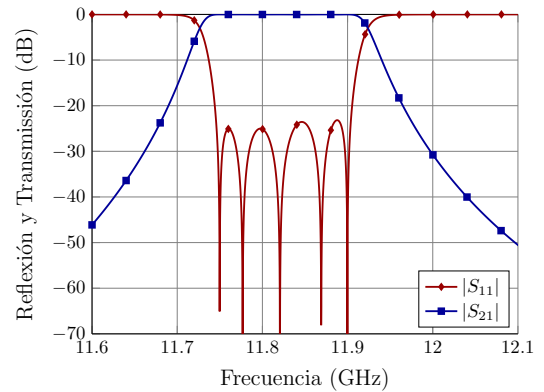
Fig. 3. Geometría de los filtros implementados en ESIW.

TABLA I
CONSTANTES DE INVERSIÓN NORMALIZADAS PARA AMBOS FILTROS.

$f_{CH1} = 11.575$ GHz					
\bar{K}_{01}	\bar{K}_{12}	\bar{K}_{23}	\bar{K}_{34}	\bar{K}_{45}	\bar{K}_{56}
0.221	0.038	0.026	0.026	0.038	0.221
$f_{CH2} = 11.825$ GHz					
\bar{K}_{01}	\bar{K}_{12}	\bar{K}_{23}	\bar{K}_{34}	\bar{K}_{45}	\bar{K}_{56}
0.215	0.035	0.025	0.025	0.035	0.215



(a)



(b)

Fig. 4. Respuesta en frecuencia de los filtros de manera independiente (a) $f_{CH1} = 11.575$ GHz. (b) $f_{CH2} = 11.825$ GHz.

Si siguiendo el procedimiento descrito previamente, han sido implementados los filtros con las especificaciones deseadas, estando los valores finales de los parámetros físicos recogidos en la Tabla II, mientras que la respuesta en frecuencia de ambos filtros puede observarse en la Fig. 4. Como se puede apreciar la frecuencia central de ambos filtros corresponde

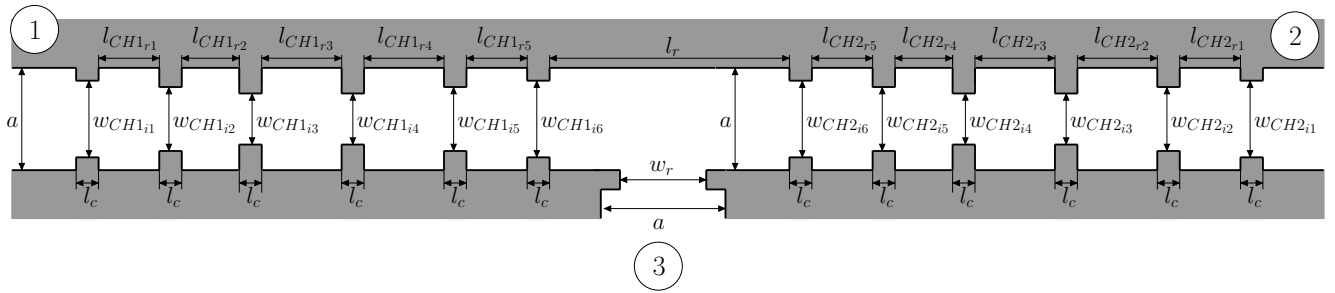


Fig. 5. Geometría del diplexor con los canales y la unión en T resonante.

con la esperada, y las pérdidas de retorno son superiores a 25 dB en el ancho de banda. Estos filtros han sido diseñados sin tener en cuenta las transiciones de entrada que permiten la medida del dispositivo, así como las pérdidas debidas a los conductores.

TABLA II
VALORES FINALES DE LOS PARÁMETROS DE DISEÑO DE LOS FILTROS (EN mm)

$f_{CH1} = 11.575 \text{ GHz}$					
w_{i1}	w_{i2}	w_{i3}	l_{r1}	l_{r2}	l_{r3}
8.931	5.358	4.858	15.245	16.668	16.778
$f_{CH2} = 11.825 \text{ GHz}$					
w_{i1}	w_{i2}	w_{i3}	l_{r1}	l_{r2}	l_{r3}
8.716	5.212	4.732	14.7006	16.051	16.153

III. DISEÑO DEL DIPLEXOR

La configuración del diplexor se representa en la Fig. 5, donde se identifican los dos canales CH_1 , CH_2 , así como la numeración de los puertos de entrada y las variables que permiten controlar la unión en T resonante. El punto de partida, caracterizado por los valores iniciales de los filtros, se puede observar en la Fig. 6. En dicha respuesta en frecuencia, se observa la interacción entre los canales, generando señales que se acoplan mutuamente y, como resultado, pierden la configuración original del filtro. Este fenómeno se atribuye a la independencia inicial en el diseño (por separado) de los filtros, los cuales comparten la misma impedancia de referencia, es decir, están cargados simétricamente, a diferencia del diplexor.

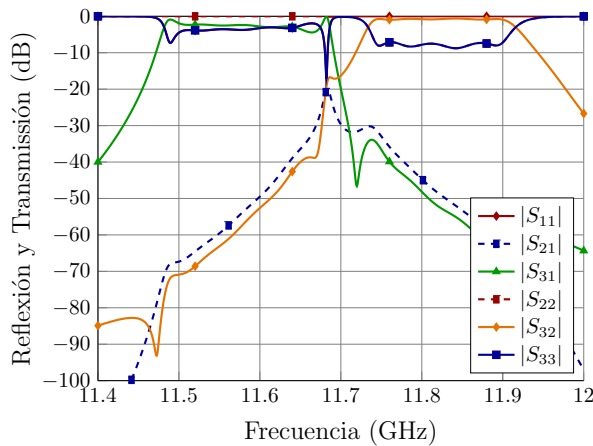


Fig. 6. Respuesta en frecuencia del diplexor con los valores iniciales.

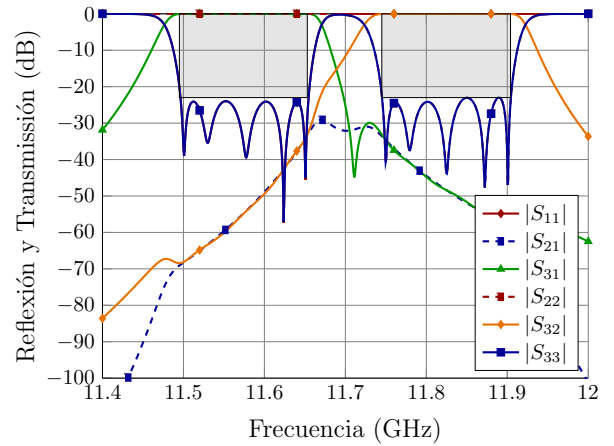


Fig. 7. Respuesta en frecuencia del diplexor tras optimizar las variables de diseño de cada filtro, así como la unión resonante.

El proceso de recuperación de la respuesta de cada filtro de manera individual implica la optimización de diversas variables, siguiendo el proceso de diseño expuesto anteriormente. En primer lugar, con el fin de reducir las interacciones entre ambos filtros, se optimizan los valores correspondientes a la unión resonante (l_r y w_r). Tras ello, se ajusta las secciones correspondientes a los inversores y resonadores que se encuentran más próximas a la unión en T, que corresponden con las variables w_{CH1i6} , l_{CH1r5} y w_{CH2i6} , l_{CH2r5} para los filtros centrados en $f_{CH1} = 11.575 \text{ GHz}$ y $f_{CH2} = 11.825 \text{ GHz}$, respectivamente. Ajustados estos parámetros se introducen los siguientes inversores y resonadores de cada filtro, de manera gradual hasta recuperar la respuesta de filtrado deseada. El proceso de optimización ha sido realizado utilizando el programa FEST3D, que incorpora un simulador de alta precisión para geometrías regulares (guías rectangulares). Este ha sido seleccionado debido a la elevada carga computacional que puede llevar la optimización, así como el número de variables involucradas. Tras ello, la geometría ha sido trasladada al simulador de onda completa Computer Simulation Technology (CST) [11], donde se logra recuperar la respuesta en frecuencia de ambos filtros, tal como se muestra en la Fig. 7, mientras que los valores finales de los parámetros de diseño se muestran en la Tabla III. Como se puede observar, las pérdidas de retorno e inserción son superiores a 23 dB e inferiores a 0.3 dB para ambos filtros. Los resultados obtenidos tienen en cuenta la transición microstrip a ESIW [12], así como las pérdidas por conductores. La Fig. 8 presenta la

distribución del campo eléctrico en el diplexor optimizado a ambas frecuencias centrales, donde puede verse el correcto funcionamiento del dispositivo.

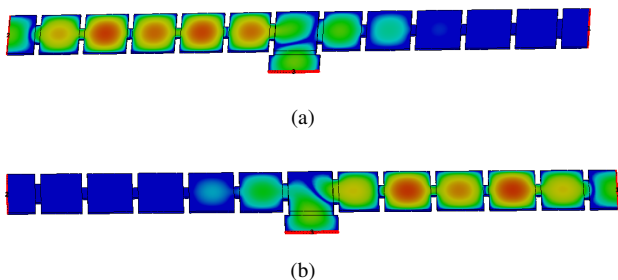


Fig. 8. Distribución de campo eléctrico a la frecuencia central (a) $f_{CH1} = 11.575$ GHz y (b) $f_{CH2} = 11.825$ GHz.

TABLA III

VALORES FINALES DE LOS PARÁMETROS DE DISEÑO DEL DIPLEXOR (EN mm).

$f_{CH1} = 11.575$ GHz					
$w_{CH1_{i1}}$	$w_{CH1_{i2}}$	$w_{CH1_{i3}}$	$w_{CH1_{i4}}$	$w_{CH1_{i5}}$	$w_{CH1_{i6}}$
8.955	5.378	4.855	4.844	5.665	11.56
$l_{CH1_{r1}}$	$l_{CH1_{r2}}$	$l_{CH1_{r3}}$	$l_{CH1_{r4}}$	$l_{CH1_{r5}}$	
15.228	16.671	16.791	16.621	14.285	
$f_{CH2} = 11.825$ GHz					
$w_{CH2_{i1}}$	$w_{CH2_{i2}}$	$w_{CH2_{i3}}$	$w_{CH2_{i4}}$	$w_{CH2_{i5}}$	$w_{CH2_{i6}}$
8.747	5.235	4.748	4.758	5.104	7.661
$l_{CH2_{r1}}$	$l_{CH2_{r2}}$	$l_{CH2_{r3}}$	$l_{CH2_{r4}}$	$l_{CH2_{r5}}$	
14.682	16.046	16.153	16.098	15.299	
w_r	l_r				
15.89	16.08				

TABLA IV

COMPARACIÓN CON OTROS DIPLEXORES IMPLEMENTADOS EN OTRAS TECNOLOGÍAS.

	Este trabajo	[13]	[14]
Proceso	PCB	PCB	PCB
Substrato	Rogers 4003C	Rogers 5880	Rogers 4350B
Tecnología	ESIW	SIW	Microstrip
Orden filtros	5	6	4
Frecuencias centrales	11.755/11.825	7.75/8.25	2/2.32
Aislamiento	30*	20*	36*
RL (dB)	23*	19*	16*
IL (dB)	0.30/0.20*	1.57/1.59*	1.65/2.5 ⁺

*Resultados simulados. ⁺Resultados medidos.

La Tabla IV muestra una comparación entre el diplexor propuesto en esta comunicación, y otros que pueden encontrarse en otras tecnologías, como son SIW y microstrip. Como puede observarse los resultados muestran que el diplexor implementado en ESIW, proporciona una solución con menos pérdidas de inserción en comparación con las soluciones implementadas en tecnologías SIW y microstrip. Además, en comparación con la solución planteada en SIW, el diplexor propuesto presenta un mayor aislamiento entre los puertos (S_{21}), así como un nivel de pérdidas de retorno mejor.

IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se presenta un diplexor en tecnología guía de onda vacía integrada en substrato o ESIW. La configuración

del diplexor se basa en dos filtros paso banda en dicha tecnología, conectados a una unión en T resonante en plano H. Los filtros han sido diseñados basados en una configuración de filtros inductivos, y luego han sido ajustados teniendo en cuenta el efecto de la unión hasta cumplir las especificaciones. Los resultados simulados muestran que las pérdidas de retorno del diplexor son mejores que 23 dB, y las pérdidas de inserción inferiores a 0.3 dB en ambos filtros. La implementación de un diplexor en ESIW, permite el desarrollo de un sistema más completo con filtros, antenas, y otros elementos pasivos utilizando dicha tecnología, obteniendo así un sistema en un único bloque monolítico de bajo coste y alto rendimiento.

V. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades, en el marco del Proyecto de Investigación Coordinada, a través del proyecto coordinado (subproyectos C41 y C44) PID2022-136590OB (ayuda MICIU/AEI/10.13039/501100011033/ FEDER); así como del proyecto coordinado (subproyectos C41 y C44) TED2021-129196B (ayuda MICIU/AEI/10.13039/501100011033/ UE NextGenerationEU/PRTR).

REFERENCIAS

- [1] C. Daehnick, I. Klinghoffer, B. Maritz, and B. Wiseman, "Large LEO satellite constellations: will it be different this time?" McKinsey & Company, Tech. Rep., May 2020.
- [2] M. N. Sweeting, "Modern small satellites-changing the economics of space," *Proceedings of the IEEE*, vol. 106, no. 3, pp. 343–361, 2018.
- [3] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 11, no. 2, pp. 68–70, Feb. 2001.
- [4] A. Belenguer, H. Esteban, and V. E. Boria, "Novel empty substrate integrated waveguide for high-performance microwave integrated circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 4, pp. 832–839, April 2014.
- [5] C. Máximo-Gutiérrez, J. Hinojosa, and A. Álvarez-Melcon, "Narrowband and wideband bandpass filters based on empty substrate integrated waveguide loaded with dielectric elements," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 32 094–32 105, Feb 2021.
- [6] A. Belenguer, M. D. Fernandez, J. A. Ballesteros, J. J. de Dios, H. Esteban, and V. E. Boria, "Compact multilayer filter in empty substrate integrated waveguide with transmission zeros," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 6, pp. 2993–3000, June 2018.
- [7] R. Cameron, C. Kudsia, and R. Mansour, *Microwave filters for communication systems: Fundamentals, design and applications*. Wiley, 2007.
- [8] I. Del Portillo, B. G. Cameron, and E. F. Crawley, "A technical comparison of three low earth orbit satellite constellation systems to provide global broadband," *Acta Astronautica*, vol. 159, pp. 123–135, 2019.
- [9] S. Cogollos, P. Soto, V. E. Boria, M. Guglielmi, M. Brumos, B. Gimeno, and D. Raboso, "Efficient design of waveguide manifold multiplexers based on low-order EM distributed models," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 8, pp. 2540–2549, Aug 2015.
- [10] G. Matthaei, L. Young, and E. Jones, "Design of microwave filters impedance-matching networks and coupling structures volume 2," *vol. 1*, p. 526, 1963.
- [11] Dassault Systèmes, "Computer Simulation Technology (CST)." [Online]. Available: <http://www.cst.com>
- [12] J. A. Ballesteros, A. Belenguer, M. D. Fernandez, H. Esteban, and V. E. Boria, "Improved microstrip-to-esiw transition with elliptical dielectric taper in ku- and ka-bands," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 51 412–51 418, May 2022.
- [13] A. García-Lampérez, M. Salazar-Palma, and S. H. Yeung, "SIW compact diplexer," in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, June 2014, pp. 1–4.
- [14] Y.-S. Lin, P.-Y. Chang, and C.-L. Lin, "Compact parallel-coupled microstrip diplexers with good stopband rejection," in *2009 Asia Pacific Microwave Conference*, Dec 2009, pp. 2621–2624.