

Polarímetro en Banda W para Aplicaciones de Radioastronomía: Diseño y Simulación

Juan L. Cano⁽¹⁾, Enrique Villa⁽¹⁾, Vicente Terán⁽¹⁾, Elena González⁽¹⁾, Luisa de la Fuente⁽¹⁾, Eduardo Artal⁽¹⁾, Ángel Mediavilla⁽¹⁾

juanluis.cano@unican.es, villae@unican.es, teranjv@unican.es, elena.gonzalezm@alumnos.unican.es,
fuenterm@unican.es, artale@unican.es, angel.mediavilla@unican.es

⁽¹⁾ Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Plaza de la Ciencia s/n, 39005, Santander.

Abstract- This contribution presents and analyzes a polarimeter scheme for radio astronomy applications in W-band. The scheme is based on a sub-harmonic mixer thus enabling the reduction of W-band hardware design. The receiver functionality is analyzed theoretically and the design of some subsystems such as the feed-horn, the polarizer and the orthomode transducer is shown in detail. Finally, the whole scheme is simulated in an ideal way and then realistic data files are introduced in order to check the receiver functionality and the expected performance.

I. INTRODUCCIÓN

En las últimas décadas el estudio del fondo cósmico de microondas (CMB, Cosmic Microwave Background) ha sido de gran interés entre la comunidad científica por ser la principal prueba que sustenta la teoría del Big-Bang. Aunque la intensidad del CMB ha sido extensamente medida a través de diferentes proyectos terrestres y en el espacio como COBE, WMAP o Planck, la polarización del CMB no ha sido estudiada a fondo. Sin embargo, en los últimos años la medida de la polarización del CMB con precisión es un tema de gran importancia entre los científicos para la detección de las ondas gravitacionales además de otros parámetros cosmológicos.

Existen diferentes proyectos a lo largo del mundo intentando medir la polarización del CMB con unos objetivos de precisión sin precedentes en diferentes bandas de frecuencia. A partir de nuestra experiencia en el diseño y desarrollo de dos instrumentos para medir la polarización del CMB en las bandas de 30 GHz (proyecto QUIJOTE) y 40 GHz (proyecto EPI) [1], en esta contribución se propone un esquema diferente para un polarímetro en la banda W (81 – 99 GHz) el cual usa un mezclador sub-armónico antes de la detección de la señal. Esta configuración hace que la detección sea más sencilla ya que evita el desarrollo de algunos componentes trabajando a frecuencias altas con gran ancho de banda. La idea es que este polarímetro sirva como evaluación para un futuro instrumento con muchos receptores en banda W.

II. ESQUEMA DEL POLARÍMETRO

El esquema propuesto para el polarímetro en banda W se presenta en la Fig. 1. Asumiendo que el CMB está polarizado linealmente, en las salidas del ortomodo (OMT) se tienen dos señales de banda ancha proporcionales a las componentes de polarización circular a izquierda y derecha de la señal de

entrada, E_l y E_r respectivamente. Después de ser amplificadas, estas dos señales son convertidas a Frecuencia Intermedia (FI) utilizando un mezclador sub-armónico. La idea de usar un mezclador sub-armónico es facilitar el diseño de los conmutadores de fase, elementos difíciles de desarrollar a alta frecuencia y con un gran ancho de banda. Es más, estos conmutadores de fase ahora tienen que proporcionar el desfase deseado a la frecuencia única del oscilador local (OL), $f_{OL} = 39$ GHz, lo cual es fácil de conseguir. Dado que existen dos conmutadores de fase el polarímetro tendrá cuatro posibles estados. Un filtro paso banda delante del mezclador define el ancho de banda del sistema de 81 a 99 GHz (20%) y rechaza la banda imagen (57 – 75 GHz). La señal de FI, en el rango frecuencial de 3 a 21 GHz, se amplifica usando amplificadores comerciales y finalmente se combina adecuadamente para conseguir la señal correlada antes de la detección. La detección se lleva a cabo mediante un detector a diodo Schottky y un amplificador de video, trabajando en configuración diferencial, el cual proporciona los niveles de voltaje adecuados para el sistema de adquisición de datos.

Si llamamos V_{oi} , con $i = 1 \dots 4$, a las tensiones de salida detectadas para cada estado del receptor, éstas se definen para un ciclo completo de operación como:

$$V_{o1} \propto |E_l + E_r|^2 \quad (1)$$

$$V_{o2} \propto |E_l + j \cdot E_r|^2 \quad (2)$$

$$V_{o3} \propto |E_l - E_r|^2 \quad (3)$$

$$V_{o4} \propto |E_l - j \cdot E_r|^2 \quad (4)$$

Por tanto, los parámetros de Stokes requeridos para calcular la polarización de la señal de entrada se pueden obtener siguiendo (5)-(7) [2].

$$I = |E_l|^2 + |E_r|^2 \propto V_{o1} + V_{o3} = V_{o2} + V_{o4} \quad (5)$$

$$Q = 2Re(E_l^* \cdot E_r) \propto V_{o1} - V_{o3} \quad (6)$$

$$U = -2Im(E_l^* \cdot E_r) \propto V_{o2} - V_{o4} \quad (7)$$

A partir de (5)-(7) se deduce que, para obtener los parámetros de Stokes, se requiere cubrir todo el ciclo de los conmutadores de fase, lo cual es una clara desventaja respecto a las configuraciones presentadas en [1], donde todos los parámetros de Stokes se pueden calcular en cada estado. Esto implica que el esquema propuesto necesita

cuatro veces más tiempo para conseguir la misma información o, desde otro punto de vista, la sensibilidad del polarímetro se reduce en un factor $\sqrt{2}$. Sin embargo, esta configuración es más sencilla de desarrollar en términos de diseño de circuitos ya que los subsistemas en banda W se han reducido. Esta ventaja hace que esta configuración sea muy atractiva para el desarrollo de un gran número de polarímetros en un instrumento multi-receptor.

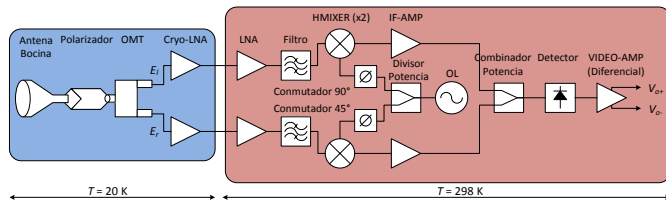


Fig. 1. Esquema propuesto para el polarímetro en banda W.

III. DISEÑO DE LOS SUBSISTEMAS

A. Antena de Bocina

Las aplicaciones de polarimetría demandan antenas de altas prestaciones donde la principal característica a tener en cuenta es una muy baja polarización cruzada. Además, dado que la antena está recibiendo señales muy débiles en radioastronomía se requiere una alta ganancia, junto con una buena adaptación aconsejable en todo subsistema. Estas características se consiguen tradicionalmente con antenas de bocina corrugadas, las cuales pueden ser difíciles de fabricar en estas frecuencias. Como se demuestra en [3], unas muy buenas prestaciones se pueden conseguir utilizando bocinas de perfil suave fabricadas con técnicas clásicas de fresado mediante máquina de control numérico. Siguiendo esta idea, se ha diseñado una antena de bocina con más de 20 dBi de ganancia, una polarización cruzada mejor de -30 dB y una adaptación mejor de 30 dB (Fig. 2).

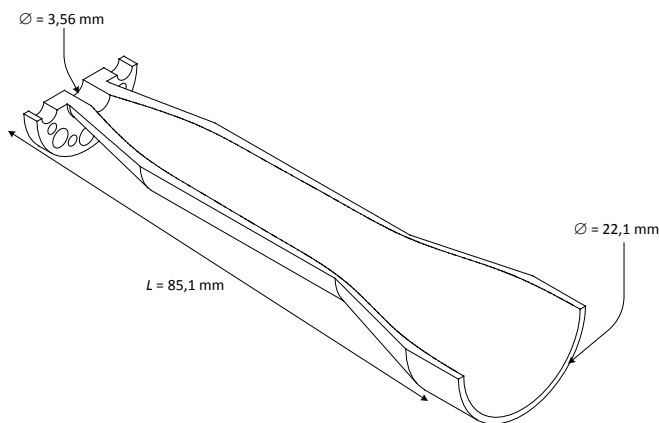


Fig. 2. Dibujo de la vista 3D en sección de la antena de bocina diseñada.

El diseño inicial se ha realizado con la herramienta μ Wave Wizard™ de Mician [4]. Este programa basado en adaptación modal permite un diseño y optimización rápidos obteniendo resultados precisos. Cuando los resultados optimizados son satisfactorios, el diseño final se introduce en una herramienta de simulación electromagnética 3D como CST Microwave Studio© de CST para la validación final [5]. En la Fig. 3 se presentan los resultados de simulación junto con la medida de las pérdidas de retorno.

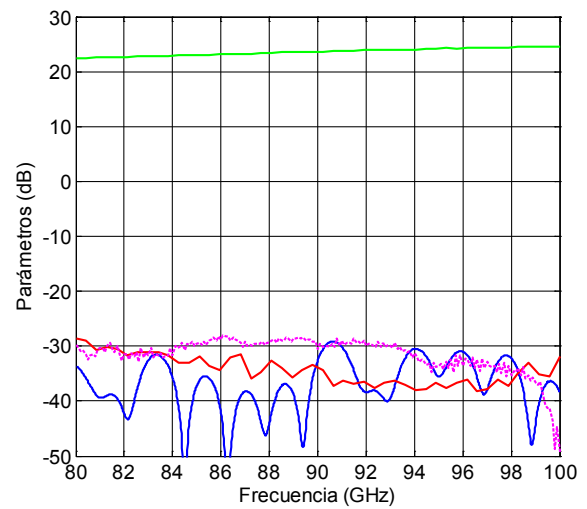


Fig. 3. Características simuladas de la antena diseñada: pérdidas de retorno (trazo azul), polarización cruzada para $\phi = 45^\circ$ (trazo rojo), y ganancia (trazo verde). Las pérdidas de retorno medidas se incluyen también (trazo magenta).

B. Polarizador

El polarizador juega un papel muy importante dentro del esquema del receptor. Proporciona una diferencia de fase de 90° entre los dos modos que se propagan en él. Si el polarizador se rota 45° respecto al eje de referencia del OMT entonces permite obtener a las salidas de éste las componentes a izquierda y a derecha de la señal de entrada. Siguiendo diseños previos realizados en las bandas Ka y Q [1], [6], se ha seleccionado un polarizador de tipo *ridge* debido a sus buenas prestaciones. En este caso, dado que el ancho de banda es de sólo el 20%, se diseña la sección *ridge* para uno de los modos exclusivamente, quedando la sección del otro modo plana como se muestra en la Fig. 4.

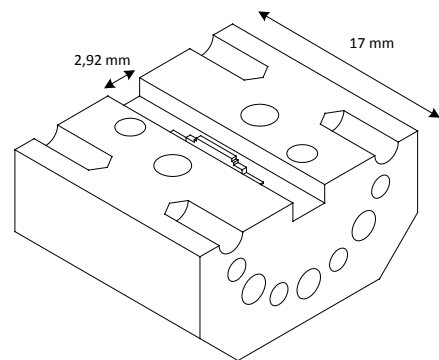


Fig. 4. Dibujo de la vista 3D de una mitad del polarizador diseñado.

Una vez más, el polarizador se diseña con la herramienta de Mician y después se comprueba con CST. La medida del polarizador se lleva a cabo usando transiciones octogonales de guía rectangular a cuadrada diseñadas convenientemente [7]. La diferencia de fase introducida por el polarizador se calcula tras la medida de la transmisión de los dos modos propagados y el resultado se muestra en la Fig. 5 junto con la simulación en CST para su comparación. Los picos en la traza medida son debidos a problemas de desalineamiento en el *setup* de medida que aún no se han podido resolver. Otros parámetros medidos del polarizador muestran una adaptación alrededor de 25 dB y unas pérdidas de inserción del orden de 0.2 dB.

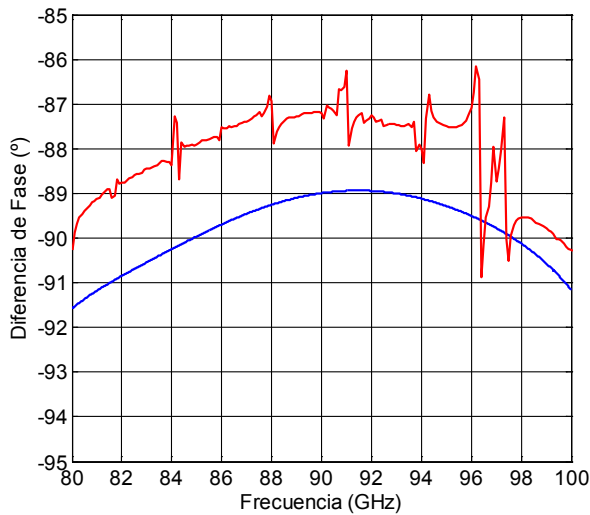


Fig. 5. Diferencia de fase simulada (línea azul) y medida (línea roja) entre los dos modos propagados en el polarizador. Los picos se deben a problemas de desalineamiento.

C. Transductor Ortomodo

El OMT separa las componentes a izquierdas y derechas de la señal de entrada, proporcionando las señales necesarias para calcular los parámetros de Stokes. El diseño se basa en un OMT con salidas en fase desarrollado para anteriores proyectos [1], [8]. La principal diferencia se encuentra en el elemento central llamado *scatterer*; para el diseño actual, debido a que el ancho de banda es sólo del 20%, el *scatterer* tiene dos secciones únicamente. Es más, debido a la alta frecuencia de funcionamiento, un cuarto del *scatterer* se mecaniza directamente en cada parte del cuerpo del OMT, en vez de ser un elemento independiente.

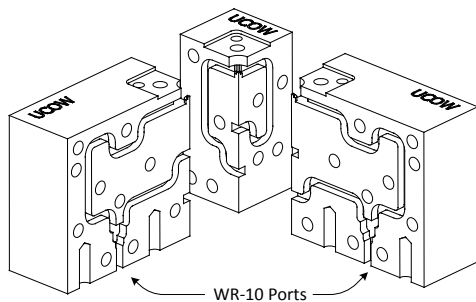


Fig. 6. Dibujo de la vista 3D del OMT (tres de las cuatro partes).

El proceso de diseño comienza con la unión *turnstile*. Una vez que se tiene el comportamiento buscado para este elemento se diseñan el combinador de potencia y los codos. Cuando todos los elementos están diseñados entonces se conectan buscando completar ramas simétricas, de esta forma se obtiene un circuito con salidas en fase en el que se eliminan los modos superiores que se pudieran originar dentro de la estructura. La Fig. 6 muestra un dibujo de la estructura interna del OMT.

El OMT se caracteriza de la siguiente forma: se coloca una carga radiante diseñada convenientemente en el puerto circular mientras que el analizador de redes se conecta a los puertos rectangulares del OMT. De esta forma se puede medir tanto la adaptación como el aislamiento. Por otro lado, se coloca un corto circuito en el puerto circular y nuevamente el analizador de redes en los puertos rectangulares del OMT. Ahora se mide el doble de las pérdidas de inserción y de la

diferencia de fase. Los resultados obtenidos muestran unas pérdidas de inserción alrededor de 0.3 dB para cada rama, unas pérdidas de retorno mejores de 20 dB y un aislamiento en torno a 50 dB. En la Fig. 7 se muestra una fotografía de los componentes en guía de onda ensamblados.

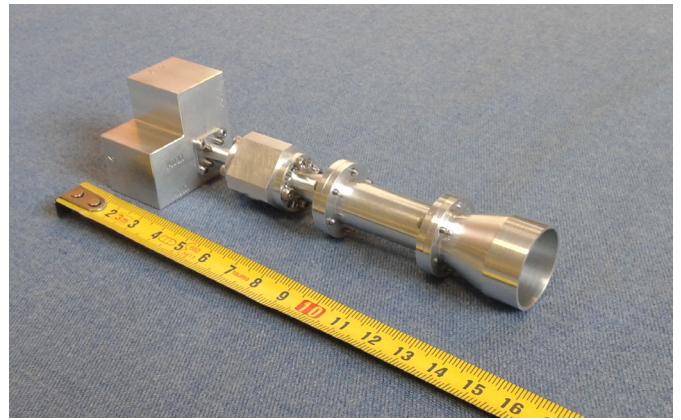


Fig. 7. Fotografía del ensamblaje de la bocina, polarizador y OMT. Las unidades de la cinta métrica son cm.

D. Otros Subsistemas

La amplificación en el polarímetro se consigue mediante amplificadores de bajo ruido (LNAs) comerciales. Tanto para los amplificadores criogénicos como para los del módulo posterior se utiliza el LNA en chip modelo CGY2190UHC2 de OMMIC. Este chip proporciona alrededor de 25 dB de ganancia y unos 4 dB de ruido cuando está montado en una caja de aluminio. Se han montado cuatro unidades tal y como se puede ver en la Fig. 8.

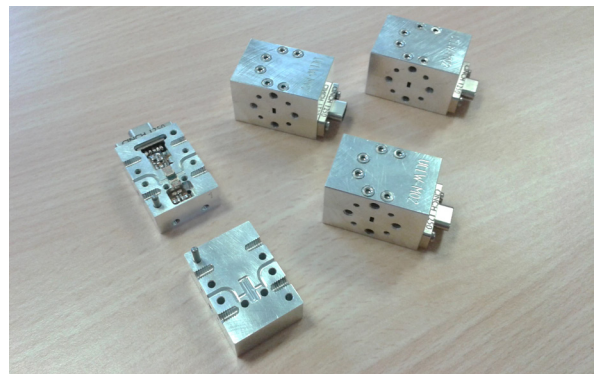


Fig. 8. Fotografía de los cuatro LNAs montados en chasis de aluminio.

El filtro para cubrir la banda 81 – 99 GHz se diseña con μ Wave Wizard™ con al menos 40 dB de rechazo a 75 GHz para asegurar el rechazo de la banda imagen. Estos resultados se consiguen con un filtro en guía de onda Chebyshev de siete secciones. Más información sobre este filtro se puede obtener en [9]. La Fig. 9 muestra la comparativa entre la simulación en CST y la medida del filtro. El desplazamiento en la banda es debido a las tolerancias en la fabricación.

IV. SIMULACIÓN DEL POLARÍMETRO

El esquema del receptor de la Fig. 1 se introduce en la herramienta ADS de Keysight Technologies© [10] para comprobar la funcionalidad del mismo y para predecir sus prestaciones con subsistemas realistas.

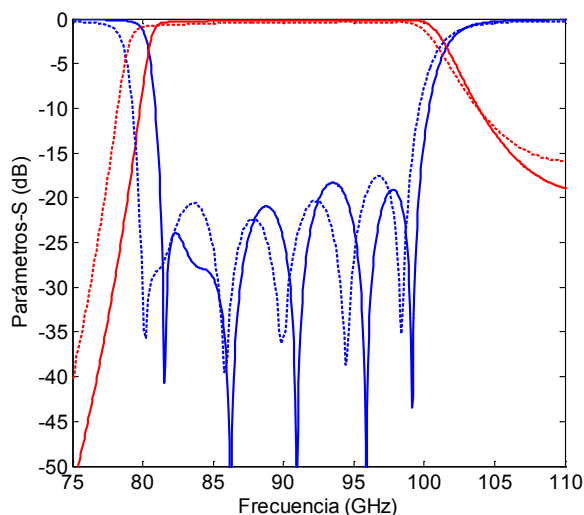


Fig. 9. Resultados simulados (líneas continuas) y medidos (líneas discontinuas) del filtro diseñado.

En una primera simulación ideal se comprueba que el esquema permite producir las señales necesarias para la aplicación deseada. Se utilizan modelos de los subsistemas en los cuales se introducen las principales características de estos mientras que se introducen valores realistas de niveles de señal en cada entrada. Mediante una simulación de balance armónico se obtienen los resultados de la Fig. 10. Cada curva representa la tensión de salida para cada uno de los estados de los conmutadores de fase. Aunque ideal, en esta simulación se ha introducido el fichero de medida del filtro para definir el ancho de banda.

Introduciendo una señal linealmente polarizada a la entrada, y teniendo en cuenta la correspondencia entre las señales de la Fig. 10 y las definiciones en (1)-(4), entonces se pueden calcular los parámetros de Stokes, obteniendo los siguientes valores: $I = Q$ y $U = 0$, correspondientes a una señal con polarización horizontal. Esta simulación valida el esquema propuesto para el polarímetro.

A continuación, si se introducen en la simulación los ficheros de datos medidos de los diferentes subsistemas, incluyendo los cuatro diferentes LNAs, se obtienen las trazas de la Fig. 11. El rizado en la Fig. 11 se debe principalmente al rizado de cada uno de los LNAs. Además, debido a que todos los LNAs son diferentes, el desequilibrio de amplitud entre las ramas del receptor produce que la traza mínima no sea nula. El desequilibrio de fase entre ramas produce que las trazas intermedias no sean iguales. Sin embargo, analizando el comportamiento de banda ancha, se ve que $I \approx Q$ y $U \approx 0$. Estos errores deberían ser eliminados durante una fase posterior de calibración del instrumento.

V. CONCLUSIONES

Se ha presentado un polarímetro en banda W para aplicaciones de radioastronomía. Partiendo de un esquema propuesto, se ha analizado teóricamente para posteriormente presentar el diseño de algunos subsistemas comparando simulación y medida. Aunque no todos los subsistemas están desarrollados en el momento de presentar esta contribución, el receptor completo se ha simulado previamente de modo ideal y posteriormente introduciendo los archivos disponibles de datos medidos. Los resultados obtenidos demuestran la funcionalidad y la idoneidad del esquema propuesto para aplicaciones de polarimetría en radioastronomía.

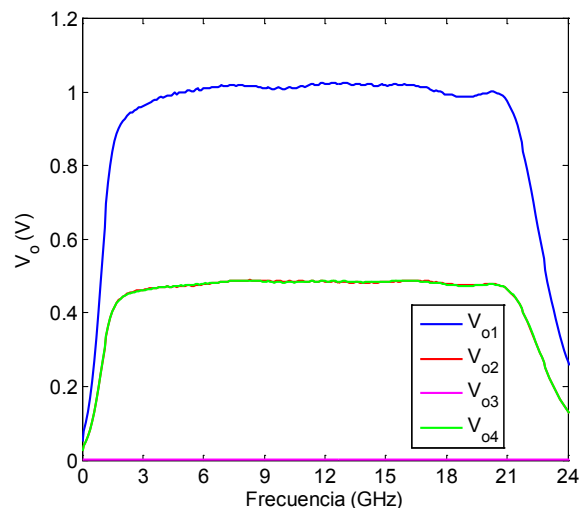


Fig. 10. Voltajes de salida simulados para cada estado del receptor.

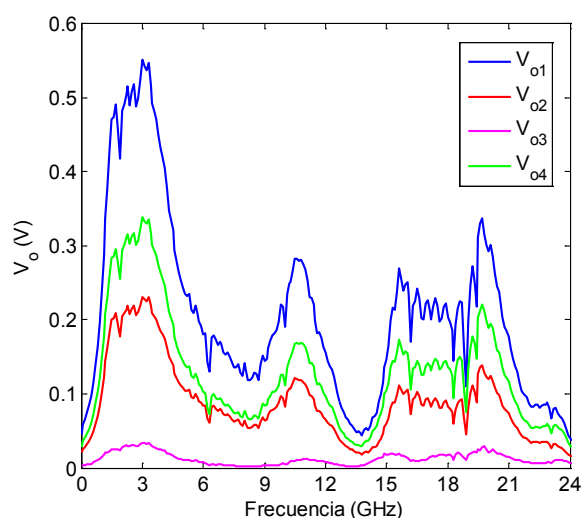


Fig. 11. Voltajes de salida simulados para cada estado de los conmutadores de fase con datos reales de medidas para algunos subsistemas.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo está financiado por el Ministerio de Economía y Competitividad con el proyecto de referencia AYA2012-39475-C02-01.

REFERENCIAS

- [1] www.epi-consolider.es
- [2] http://en.wikipedia.org/wiki/Stokes_parameters
- [3] L. Zeng et al., "A Low Cross-Polarization Smooth-Walled Horn With Improved Bandwidth", *IEEE Trans. Antennas and Prop.*, Vol. 58, No. 4, April 2010, pp. 1383-1387.
- [4] Mician uWave Wizard, Mician GmbH, www.mician.com.
- [5] CST Microwave Studio, CST AG., www.cst.com.
- [6] A. Tribak et al., "Novel Ridged Waveguide Differential Phase Shifter for Satellite Application", *Int. J. Microw. And Optical Tech.*, Vol. 9, No. 6, Nov. 2014, pp. 409-414.
- [7] A. Mediavilla et al., "On the octave bandwidth properties of octagonal-shaped waveguide mode transformers", *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, vol. 55, no. 10, Oct. 2011, pp. 2447-2451.
- [8] J. L. Cano et al., "Full Band Waveguide Turnstile Junction Orthomode Transducer with Phase Matched Outputs", *Int. J. RF and Microwave CAE*, vol. 20, no. 3, May 2010, pp. 333-341.
- [9] V. Terán, D. Vegas, E. Artal, "Implementación de un Filtro en Banda W con Alto Rechazo en Banda Imagen", contribución presentada al XXX Simp. Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2015, Pamplona, España, 2-4 septiembre, 2015.
- [10] Advanced Design System (ADS), Keysight Technologies, Inc., www.keysight.com.