



UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



Diseño y Análisis de una antena circularmente polarizada para un sistema de radioastronomía: Medición de Campos Magnéticos mediante el Efecto Zeeman

POR

Pablo Joaquín Ignacio Saavedra Muñoz

Memoria de Título presentada a la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Concepción para optar al título profesional de Ingeniero Civil en Telecomunicaciones.

Profesor Guía
Rodrigo Reeves Díaz

Concepción,
Marzo de 2025

© 2025 Pablo Joaquín Ignacio Saavedra Muñoz (Autor formato: Pablo Saavedra Muñoz)

© 2025 (Pablo Saavedra Muñoz)

Ninguna parte de esta tesis puede reproducirse o transmitirse bajo ninguna forma o por ningún medio o procedimiento, sin permiso por escrito del autor.

Agradecimientos

Dedicado especialmente a mis familiares, amigos y seres queridos, cuyo apoyo incondicional fue fundamental para perseverar a lo largo de este proceso.

Este agradecimiento se extiende al Laboratorio de CepiA, donde aprendí que las oportunidades no llegan por sí solas y que el conocimiento se construye de manera colectiva. Agradezco a Kathy, Paulette, Victoria, David, Pato, Lilian, Gonzalo, Leidy y a todos quienes forman parte del laboratorio día a día. En especial, a mi profesor tutor, Rodrigo Reeves, por sus enseñanzas y consejos, que me ayudaron a llevar adelante este proyecto, que en muchos momentos parecía imposible, pero que finalmente logró concretarse.

También agradezco a mis profesores, quienes me brindaron conocimiento cuando más lo necesité y me ofrecieron consejos en momentos de incertidumbre y frustración. En particular, a Luis Arteaga y Felipe Lamas, por su dedicación en el laboratorio de Microondas y por su constante disposición para ayudarme cuando lo requerí.

Finalmente, agradezco a quienes fueron fundamentales en este trayecto: mi familia. A mi madre, María; mis hermanos, Michelle y Sebastián; mi Tio Milton; mi pareja Barbara; a Bianca; y a mi mejor amigo, Matías. Gracias por confiar siempre en mí, por comprenderme en los momentos difíciles y por ser una parte esencial de mi vida. Su apoyo incondicional me permitió crecer tanto personal como profesionalmente.

Gracias al universo por contar con ustedes en mi vida.

Resumen

El estudio del hidrógeno neutro (HI) y el hidróxilo (OH) en el medio interestelar (ISM) es clave para comprender la dinámica y los campos magnéticos de la Vía Láctea. Este trabajo se centra en el diseño y análisis de un polarizador circular tipo tabique escalonado, crucial para la medición precisa de la emisión de HI y OH. Este dispositivo permite la discriminación de las componentes de polarización circular necesarias para el análisis del efecto Zeeman, mejorando la pureza de polarización y la eficiencia en un rango de frecuencias relevante para la astrofísica. Además, integra técnicas avanzadas de polarimetría para explorar los campos magnéticos en el ISM.

El objetivo principal de este trabajo es diseñar y analizar un dispositivo de doble polarización que permita la observación precisa de líneas espectrales de HI y OH que opera en dentro de la banda L en el software HFSS. Se diseñó un polarizador de tabique escalonado, optimizando las dimensiones de cada escalon, notando mejoras en la igualdad de la amplitud entre los modos ortogonales, además, logrando valores cercanos a una diferencia en cuadratura (90°) y mejora de rendimiento en la aislación entre puertos. Este diseño no solo mejora la caracterización de emisiones de HI y OH, sino que también representa un método eficiente para el estudio de los campos magnéticos interestelares por medio del efecto de Zeeman.

Abstract

En esta memoria de título, se presenta el diseño y análisis en la actualización de un radiotelescopio a la integración mediante simulación de una doble polarización circular, el cual fue desarrollado con fines académicos en la Facultad de Astronomía de la Universidad de Concepción. El objetivo científico del sistema es medir directamente la intensidad del campo magnético (\hat{B}) a través del efecto Zeeman. Este proyecto incluye, en primer lugar, el diseño de un polarizador que permitirá que la antena de alimentación para una parabólica de 3 metros, habilite la capacidad de capturar señales polarizadas de manera independiente, permitiendo, mediante la diferencia entre las dos polarizaciones circulares opuestas obtenidas en ambas salidas del alimentador de manera conmutada. Dicho análisis, permite calcular los parámetros de Stokes, en particular la componente V, que está directamente relacionada con el efecto Zeeman y facilita la estimación directa del campo magnético en línea de visión.

En el desarrollo de esta investigación, se aborda el diseño de un transductor de modo ortogonal (OMT), basado en tecnología de guía de onda, operando en la banda L entre 1 GHz y 2 GHz. La estructura emplea un tabique escalonado que permite separar las dos componentes de polarización circular en las principales líneas de emisión de hidrógeno (HI) e hidroxilo (OH). Este diseño se fundamenta en un análisis detallado, que incluye la evaluación de su rendimiento polarimétrico mediante la interacción con una antena reflectora de 3 metros. Para ello, se utiliza una simulación en una región FE-BI híbrida, empleando el software HFSS.

El resumen de los resultados indica que las cifras de mérito de la antena polarizada circularmente alcanzan niveles de aislamiento y dispersión menores a -20 dB en ambas líneas de HI y OH. Además, se obtiene una resolución angular superior a 4.5° para las diferentes frecuencias y salidas de las polarizaciones deseadas, con niveles de polarización cruzada mayores a -36 dB. Sin embargo, la caracterización completa de estos resultados se deja como trabajo futuro.

Índice General

Agradecimientos	I
Resumen	II
Abstract	III
Índice de Figuras	VII
Índice de Tablas	X
1. Contextualización	1
1.1. Introducción	1
1.1.1. Espectro electromagnético	1
1.1.1.1. Línea Espectral	2
1.1.2. Hidrógeno Neutro (HI) :	3
1.1.3. Hidróxilo (OH):	5
1.1.4. Estructuras observables:	6
1.1.5. Herramientas para la caracterización de campos magnéticos	7
1.1.5.1. Efecto Zeeman:	7
1.1.5.2. Emisión de Sincrotrón:	7
1.1.5.3. Polarización del Polvo:	8
1.1.5.4. Medidas de Rotación de Faraday:	8
1.1.5.5. Método de Davis-Chandrasekhar-Fermi:	8
1.1.6. Radiotelescopio Universidad de Concepción – "Wemulafken"	9
2. Definición del problema	10
2.1. Objetivos	10
2.1.1. Objetivo general	10
2.1.2. Objetivos específicos	10
2.2. Metodología, Alcances y limitaciones	11
2.2.1. Metodología	11
2.2.2. Alcances	12
2.2.3. Limitaciones	12
2.3. Estado del arte:	14

	v
2.3.1. Transductor Ortomodo (OMT):	14
2.3.1.1. Introducción	14
2.3.1.2. Principio de Operación	15
2.3.1.3. Estructura de Guía de Ondas:	15
2.3.1.4. Funcionamiento:	16
2.3.2. Polarizador Tabique Escalonado	17
3. Marco Teórico	20
3.1. Introducción	20
3.1.1. Fundamentos del Electromagnetismo	20
3.1.1.1. Ecuaciones de Maxwell	20
3.1.2. Ondas Electromagnéticas y Propagación	21
3.1.3. Polarimetría	22
3.1.4. Patrón de radiación	22
3.1.5. Campo Lejano	23
3.1.6. Ganancia	24
3.2. Métodos Numéricos en Electromagnetismo	24
3.2.1. Método de los Momentos (MoM)	24
3.2.2. Método de Elementos Finitos (FEM)	25
3.3. Software de Modelación Electromagnética	25
3.3.1. HFSS	25
3.4. Parámetros relevantes	26
3.4.1. Redes de microondas	26
3.4.2. Parámetros de dispersión	27
3.4.3. Relación Axial	27
3.4.4. Pérdida de Retorno	28
3.4.5. Aislación entre Puertos	28
3.4.6. Polarización cruzada y polarización copolar:	29
4. Desarrollo	31
4.1. Requerimientos	31
4.2. Diseño del polarizador de tabique escalonado	32
4.3. Modelo de polarizador de tabique escalonado	34
4.4. Modelo de polarizador de tabique escalonado con coaxial	34
4.5. Modelo de polarizador de tabique escalonado con reflector parabólico	35
4.6. Resultados	37

	VI
4.7. Modelo del polarizador de tabique escalonado sin coaxial	37
4.8. Resultados Modelo del polarizador de tabique escalonado con coaxial	40
4.9. Resultados Modelo del polarizador de tabique escalonado con reflector parabólico	44
4.9.1. Simulación del Reflector-Antena para la línea de Hidrógeno	44
4.9.2. Simulación del Reflector-Antena para la línea de Hidróxilo	47
5. Conclusiones	51
5.1. Conclusión	51
5.2. Trabajo a Futuro	52
A. Anexo: Fundamentos de polarimetría en radioastronomía	56
B. Anexo: Formalismo de Poincaré para la Polarización	61
C. Anexo: Códigos	65

Índice de Figuras

1.1. Diagrama del espectro electromagnético. Imagen extraída desde: Wikipedia.	2
1.2. Línea continua	2
1.3. Línea Emisión	2
1.4. Línea de absorción	2
1.5. En el caso $F = 1$, el protón y el electrón tienen el mismo espín, es decir, son paralelos. En el otro caso, $F = 0$, el electrón invierte su espín de paralelo a anti paralelo, y se emite un fotón con una longitud de onda de 21 cm o 1420 MHz.	4
1.6. Este mapa de HI4PI se elaboró con datos del radiotelescopio Max-Planck de 100 m en Effelsberg, Alemania, y del radiotelescopio CSIRO de 64 m en Parkes, Australia. La intensidad de la imagen refleja el contenido total de hidrógeno. El plano de la Vía Láctea se extiende horizontalmente por el centro de la imagen. Crédito de la imagen: [2]	4
1.7. Radiotelescopio a mejorar "Wenulafken", ubicado en las cercanías de la Universidad de Concepción.	9
2.1. OMTs convencionales: a) OMT Boifot, b) Unión Turnstile, c) OMJ, d) OMT/OMJ coaxial, e) OMT de acoplamiento lateral. Crédito: P. Sarasa, M. Díaz-Martín, J.-C. Angevain y C. Mangenot, "New compact OMT based on a septum solution," Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Roma, Italia, 2011, pp. 1181-1185.	16
2.3. Configuración típica de un polarizador de tabique escalonado en guía de onda circular. Créditos a: Chen, Yen-Lin et al. (2014). [14]	18
2.4. Configuración típica de tabique de 3 escalones. Créditos a : Mrnka et al. (2013) [15]	18

2.5. Imagen izquierda: Tabique inclinado. Imagen derecha: Configuración típica de un tabique escalonado. Créditos a: Sandhu, Ali Imran. (2010). [16]	18
2.6. Representación vectorial de los campos TE_{10} y TE_{01} con el modo TE_{10} adelantado 90°	19
3.1. Representación 2D de un patrón de radiación	23
3.2. Esquema de propagación de una antena	24
3.3. Representación de coordenadas esféricas. Créditos a: Bava, JA (2013). Antenas reflectoras en microondas.	29
4.1. Esquema representativo de las dimensiones de un septum de 4 escalones. Crédito: [26]	33
4.2. Resultado de la configuración de un polarizador tabique.	34
4.3. Polarizador de tabique alimentado por sonda coaxial	35
4.4. Reflector parabólico alimentado por polarizador	36
4.5. Gráfica de propagación de los modos	37
4.6. Gráfica de pérdidas por retorno	38
4.7. Gráfica de aislación entre puertos	38
4.8. Gráfica de relación axial	39
4.9. Fase entre los modos	39
4.10. Magnitud entre los modos	40
4.11. Gráfica de pérdidas por retorno	41
4.12. Gráfica de aislación entre puertos	41
4.13. Gráfica de fase	42
4.14. Gráfica de magnitud entre modos	42

4.15. Gráfica de Relación axial	43
4.16. Patrón radiativo del reflector con polarizador a su distancia focal	44
4.17. Patrón radiativo en representación polar alimentado por coaxial derecho	44
4.18. Gráfica de las propiedades polarimetricas del sistema excitación LCP.	45
4.19. Gráfica de las propiedades polarimetricas del sistema excitación RCP.	45
4.20. Gráfica de ancho a media potencia polarización copolar excitando el puerto izquierdo.	46
4.21. Gráfica de ancho a media potencia polarización copolar excitando el puerto derecho.	46
4.22. Patrón radiativo del reflector con polarizador a su distancia focal	47
4.23. Patrón radiativo en representación polar alimentado por coaxial derecho	47
4.24. Gráfica de las propiedades polarimetricas del sistema excitación LCP.	48
4.25. Gráfica de las propiedades polarimetricas del sistema excitación RCP.	48
4.26. Gráfica de ancho a media potencia polarización copolar excitando el puerto izquierdo.	49
4.27. Gráfica de ancho a media potencia polarización copolar excitando el puerto derecho.	49
4.28. Tabla resumen del sistema del radiotelescopio excitado por coaxial izquierdo	50
4.29. Tabla resumen del sistema del radiotelescopio excitado por coaxial derecho	50
A.1. Representación vectorial de la polarización lineal	60
A.2. Representación vectorial de la polarización circular	60
B.1. Representación de la esfera de Poincaré para diferentes estados de polarización.	62

Índice de Tablas

1.1. Frecuencias de emisión y anchos de banda sugeridos para sustancias relevantes en radioastronomía.	3
4.1. Dimensiones iniciales del tabique escalonado con $n = 4$. Cada variable corresponde a su representación mostrada en la figura 4.1.	33
4.2. Dimensiones optimizadas del tabique escalonado con $n = 4$. Cada variable corresponde a su representación mostrada en la figura 4.1.	37

Siglas

AR Axial Ratio/Relación Axial

E Campo Electrico

FEM Método de elementos finitos

FWHM Full Width at Half Maximum/ Ancho total a la mitad del máximo

H Campo Magnetico

HFSS High Frequency Simulation Software

HI Hidrógeno Neutro

IAU Internacional Astronomical Union

IE Ecuación Integral

ISM Interstellar medium/medio interestelar

LCP Left Circular Polarization convención estándar IEEE

MoM Método de los Momentos

OH Hidroxilo

OMT Transductor Ortomodo

PO Física óptica

RA Relación Axial

RCP Right Circular Polarization convención estándar IEEE

SBR Shooting and Bouncing Rays

TE Transversales eléctricos

TM Transversales magnético

1. Contextualización

1.1. Introducción

En este capítulo, se busca dar las respuestas a los fundamentos básicos que se extraen de la revisión bibliográfica que fue necesaria comprender este proyecto. El objetivo es dar a conocer el significado de cada uno de los conceptos importantes en la radioastronomía y las microondas.

1.1.1. Espectro electromagnético

El espectro electromagnético es el rango completo de frecuencias que puede adoptar la radiación electromagnética, desde las ondas de radio de baja frecuencia hasta los rayos gamma de alta energía. Este concepto abarca todas las formas de propagación de energía electromagnética, descritas por su frecuencia f (Hertz o Hz), longitud de onda λ (metros), relacionados con la velocidad de la luz en el vacío ($c = 3 \cdot 10^8(m/s)$), mediante la siguiente ecuación:

$$c = \lambda \cdot f \tag{1.1}$$

El espectro electromagnético se divide en regiones específicas según la frecuencia y la longitud de onda. Cada región tiene aplicaciones y características técnicas particulares:

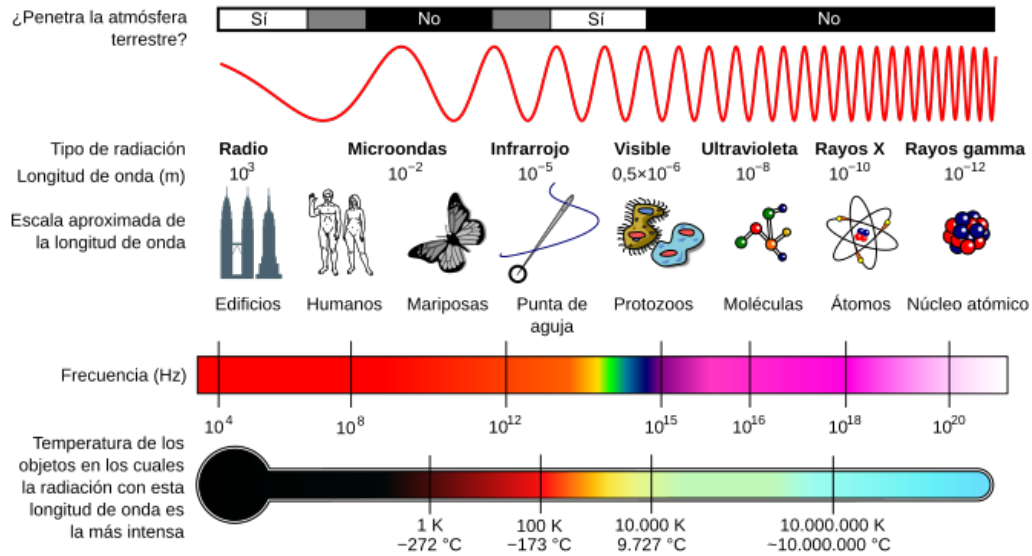


Fig. 1.1: Diagrama del espectro electromagnético. Imagen extraída desde: Wikipedia.

1.1.1.1. Línea Espectral

En el contexto del espectro electromagnético, una línea espectral se define como una característica distintiva dentro de un espectro continuo, manifestándose como una franja brillante ó oscura.

Cuando se observa un exceso de fotones en una frecuencia particular, se identifica como una línea de emisión, mientras que una disminución de fotones da lugar a una línea de absorción. Estas líneas espectrales son generadas por interacciones entre la radiación electromagnética y la materia, como la emisión o absorción de energía por parte de átomos, moléculas o iones al cambiar de estado energético.



Fig. 1.2: Línea continua



Fig. 1.3: Línea Emisión



Fig. 1.4: Línea de absorción

Las líneas de importancia en banda de las microondas, se encuentran tabuladas por la IAU, en la siguiente tabla:

Componentes del ISM	Frecuencia Central	Ancho de Banda
Hidrógeno (HI)	1420.406 MHz	1370.0 - 1427.0 MHz
Radical Hidroxilo (OH)	1612.231 MHz	1606.8 - 1613.8 MHz
	1665.402 MHz	1659.8 - 1667.1 MHz
	1667.359 MHz	1661.8 - 1669.0 MHz
	1720.530 MHz	1714.8 - 1722.2 MHz

Tabla 1.1: Frecuencias de emisión y anchos de banda sugeridos para sustancias relevantes en radioastronomía.

1.1.2. Hidrógeno Neutro (HI) :

El hidrógeno neutro (HI) es el estado más abundante en el universo y juega un papel crucial en la radioastronomía. Los átomos de hidrógeno neutro consisten en un protón y un electrón que no están ionizados, lo que les permite emitir radiación en la banda de radio del espectro electromagnético.

Una de las características más significativas del hidrógeno neutro (HI) es su línea de emisión a 21 cm. Esta línea, conocida también como la línea HI, se produce debido a la transición hiperfina del hidrógeno neutro. Esta transición ocurre cuando el espín del electrón cambia de estar alineado con el espín del protón a estar en una configuración opuesta. Este cambio en la configuración de espín libera una pequeña cantidad de energía en forma de radiación de radio con una longitud de onda de aproximadamente 21 cm, equivalente a $5,87 \cdot 10^{-6}$ eV en forma de fotón. (Revisar en Fig. 1.5).

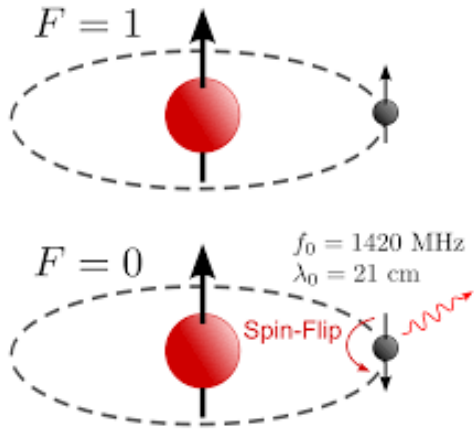


Fig. 1.5: En el caso $F = 1$, el protón y el electrón tienen el mismo espín, es decir, son paralelos. En el otro caso, $F = 0$, el electrón invierte su espín de paralelo a anti paralelo, y se emite un fotón con una longitud de onda de 21 cm o 1420 MHz.

La mayoría de las transiciones atómicas dan lugar a líneas espectrales con longitudes de onda en el infrarrojo o más cortas. Esta línea de emisión es particularmente útil en radioastronomía porque permite mapear la distribución del hidrógeno neutro en la galaxia. Dado que esta radiación puede penetrar a través de las nubes de polvo que bloquean la luz visible, los astrónomos pueden utilizarla para observar regiones del espacio que de otro modo serían inaccesibles [1].

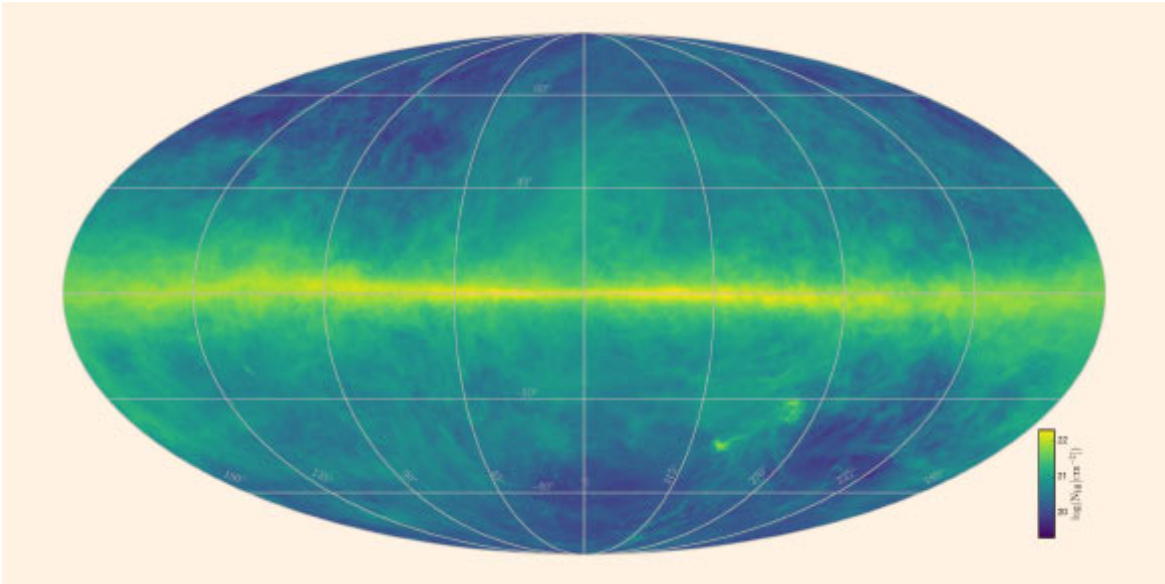


Fig. 1.6: Este mapa de HI4PI se elaboró con datos del radiotelescopio Max-Planck de 100 m en Effelsberg, Alemania, y del radiotelescopio CSIRO de 64 m en Parkes, Australia. La intensidad de la imagen refleja el contenido total de hidrógeno. El plano de la Vía Láctea se extiende horizontalmente por el centro de la imagen. Crédito de la imagen: [2]

Diversos estudios han abordado la medición del hidrógeno neutro y la polarización en el contexto de la radioastronomía. Por ejemplo, la investigación de Heiles y Troland (2003) se centró en medir el campo magnético galáctico a través del efecto Zeeman, proporcionando una metodología detallada para la interpretación de los datos de polarización. [3] . Por otro lado, las investigaciones de Robishaw et al. (2008) demostraron técnicas avanzadas para detectar y analizar la polarización en nubes moleculares, aportando datos cruciales para la comprensión de la estructura del campo magnético en regiones de formación estelar [4].

El hidrógeno neutro, a través de su línea de emisión a 21 cm, es una herramienta esencial en la radioastronomía. Su estudio permite a los astrónomos mapear la estructura de las galaxias, medir los campos magnéticos interestelares y comprender mejor la evolución del universo. El uso de técnicas como el efecto Zeeman para medir la polarización y la intensidad de los campos magnéticos añade una dimensión crucial a nuestra comprensión del cosmos.

1.1.3. Hidróxilo (OH):

El hidróxilo o hidroxilo radical (OH) es una molécula compuesta por un átomo de oxígeno y un átomo de hidrógeno. En el espacio, el OH se encuentra principalmente en las regiones de formación estelar y en nubes moleculares frías, donde se pueden observar sus líneas de emisión en la banda de microondas del espectro electromagnético.

Una de las características más notables del OH es su emisión en la región de 18 cm, que corresponde a las transiciones hiperfinas en los niveles rotacionales de las moléculas de OH. Estas transiciones ocurren cuando los espines de los núcleos de hidrógeno y oxígeno en la molécula se alinean de manera diferente, liberando una pequeña cantidad de energía en forma de radiación electromagnética. Las transiciones más prominentes en esta línea de emisión son las que ocurren a frecuencias cercanas a 1612 MHz, 1665 MHz y 1667 MHz, correspondientes a longitudes de onda de aproximadamente 18,6 cm, 18,0 cm y 17,9 cm en el vacío, respectivamente.

El estudio del OH ha sido una herramienta esencial en diversas investigaciones. Por ejemplo, el trabajo de Liszt y Lucas (2001) se centró en el mapeo de las emisiones de OH en el medio interestelar y su relación con las características de las nubes moleculares [5]. Además, investigaciones de Bland-Hawthorn et al. (2007) exploraron el uso de las líneas de emisión de OH para estudiar los vientos galácticos y el impacto del hidrógeno y el oxígeno en las dinámicas de la formación estelar [6].

El hidróxilo, su observación es por la capacidad para penetrar nubes de polvo y proporcionar información sobre las condiciones físicas y dinámicas del gas en el espacio hace que sea una clave en la comprensión de la evolución de las galaxias, la formación estelar y la interacción del gas con el medio interestelar. Las técnicas avanzadas, como la observación de la polarización y el análisis de las transiciones de OH, proporcionan valiosos datos del universo.

1.1.4. Estructuras observables:

El medio interestelar (ISM, por sus siglas en inglés) está compuesto por nubes de gas atómico y molecular, radiación, polvo y campos magnéticos, entre otros elementos. Su definición es la materia y la radiación que existen dentro de una galaxia y entre las estrellas.

Las nubes atómicas están principalmente compuestas por hidrógeno atómico, lo que las hace observables en la línea de 21 cm. Estas nubes, al ser estudiadas, proporcionan información sobre la distribución y la densidad del hidrógeno neutro en el ISM, así como sobre la estructura y dinámica de la galaxia.

Las nubes moleculares son vastas regiones del medio interestelar compuestas principalmente por gas molecular frío y densamente agrupado, siendo el hidrógeno molecular (H_2) el componente principal, por otro lado, el OH es un gran trazador de gas molecular, dado que la emisión de OH como un trazador de una fase gaseosa molecular difusa no rastreada por el CO. Desde entonces, se ha demostrado que esta fase gaseosa es principalmente gas molecular [7]. Este tipo de nubes representan alrededor del 60% del gas en el ISM y son los lugares donde se forman nuevas estrellas. Aunque el hidrógeno molecular no emite directamente en la radiofrecuencia, las observaciones de trazadores como el monóxido de carbono (CO) y el hidrógeno atómico (a través de la línea de 21 cm) permiten estudiar estas nubes. La medición de la línea de 21 cm en estas nubes proporciona información sobre la masa de la galaxia y la intensidad de los campos magnéticos presentes [8].

Dentro de las nubes moleculares, los filamentos moleculares son estructuras alargadas y delgadas que desempeñan un papel crucial en la formación de estrellas. Estos filamentos pueden ser observados en la línea de 21 cm y en otras longitudes de onda, y su estudio revela detalles sobre la distribución del gas y la influencia de los campos magnéticos en la formación estelar. Los filamentos son a menudo los sitios donde se forman los núcleos densos que colapsan para formar nuevas estrellas [9].

1.1.5. Herramientas para la caracterización de campos magnéticos

En el estudio de los campos magnéticos en el medio interestelar, se emplean diversas herramientas y técnicas que permiten inferir la magnitud y la dirección de estos campos a partir de la observación de diferentes fenómenos astrofísicos. A continuación, se presentan algunas de las técnicas más relevantes:

1.1.5.1. Efecto Zeeman:

El efecto Zeeman es una técnica fundamental para medir directamente la magnitud y dirección del componente del campo magnético a lo largo de la línea de visión. Este fenómeno se manifiesta como la división de una línea espectral en varias componentes en presencia de un campo magnético. La observación del efecto Zeeman en líneas de emisión, como la del hidrógeno atómico (21 cm) y el OH (hidroxilo), permite obtener información precisa sobre los campos magnéticos en nubes moleculares densas y regiones de formación estelar. La molécula más popular para estudiar el efecto Zeeman es el OH, donde el efecto se presenta tanto en el estado fundamental como en los estados excitados rotacionalmente.

En el estado fundamental del OH, el desplazamiento es de 3.27 Hz por μ Gauss para la línea de 1.665 GHz y de 1.96 Hz por μ Gauss para la línea de 1.667 GHz. Estos desplazamientos permiten determinar la intensidad del campo magnético, contribuyendo así a la comprensión de la dinámica y estructura de las nubes moleculares.

Las transiciones de longitud de onda cm como las de HI y OH son sensibles a intensidades de campo mucho más bajas que las de las transiciones de longitud de onda mm como las de CN. Además, destacando que los resultados de líneas de absorción son más fáciles de medir y más confiables aunque, por otro lado, los resultados de líneas de emisión son esenciales para determinar la dirección del campo magnético en nubes de HI (Wilson et al, 2012).

1.1.5.2. Emisión de Sincrotrón:

La radiación Sincrotrón es producida por electrones relativistas que giran en torno a las líneas del campo magnético. Este tipo de radiación es altamente polarizada y su estudio proporciona información sobre la fuerza total del campo magnético y la orientación del componente ordenado del campo perpendicular a la línea de visión. Aunque es una herramienta poderosa, su aplicación se limita a regiones con electrones relativistas, como los remanentes de supernova y núcleos

galácticos activos.

1.1.5.3. Polarización del Polvo:

La polarización del polvo interestelar es causada por granos de polvo que se alinean con el campo magnético. La luz que pasa a través de estos granos o que es emitida por ellos se polariza de una manera que depende de la orientación del campo magnético. Las observaciones en el infrarrojo y submilimétrico permiten mapear la orientación del campo magnético en nubes moleculares y otras regiones densas del ISM.

1.1.5.4. Medidas de Rotación de Faraday:

El efecto Faraday ocurre cuando una onda de radio polarizada linealmente atraviesa una región con plasma, provocando una rotación del ángulo de polarización. Esta rotación depende de las propiedades del plasma y del componente del campo magnético a lo largo de la línea de visión. Las medidas de rotación de Faraday son útiles para estudiar los campos magnéticos en galaxias y cúmulos de galaxias.

1.1.5.5. Método de Davis-Chandrasekhar-Fermi:

El método de Davis-Chandrasekhar-Fermi se basa en el análisis de la dispersión de la polarización estelar provocada por movimientos turbulentos en el medio interestelar. Este método supone que el campo magnético está acoplado al fluido y se mueve con él, permitiendo estimar la magnitud del campo magnético en el plano del cielo a partir de la dispersión de los ángulos de polarización y de la velocidad.

Las técnicas mencionadas ofrecen una visión integral de la estructura y dinámica de los campos magnéticos en el universo, lo cual es fundamental para comprender los procesos astrofísicos y la evolución de galaxias y otros objetos astronómicos. La combinación de métodos de medición directa de campos magnéticos (B) ha aportado significativamente al estudio de la formación y evolución de nubes interestelares, así como a la dinámica de estas estructuras. Un fenómeno importante en este contexto es la división de una línea espectral en dos polarizaciones circulares debido a la presencia de un campo magnético, lo que permite caracterizar más a fondo los campos magnéticos en el medio interestelar [10] [11].

1.1.6. Radiotelescopio Universidad de Concepción – "Wenulafken"

Actualmente, la universidad posee de una antena reflectora de 3 metros, construida desde el año 2016 por miembros de la facultad de astronomía con fines académicos. Este opera a 1.42 GHz en la línea observacional del hidrógeno neutro, donde es posible por su configuración que consiste principalmente por la óptica del foco primario, esto permite que la radiación se refleje en el plato, luego es recibida por la bocina de alimentación, la cual se ubica en el foco y solo posee recepción de polarización circular izquierda (LCP).



Fig. 1.7: Radiotelescopio a mejorar "Wenulafken", ubicado en las cercanías de la Universidad de Concepción.

La instrumentación observacional actual presenta limitaciones a causa de la polaridad de la antena helicoidal utilizada como alimentación. Para superar esta restricción, es posible incrementar el ancho de banda operativo y la capacidad de recepción de polarización circular.

La validación de estas mejoras en la antena de alimentación se sustenta en el uso de herramientas tecnológicas modernas, como software de simulación electromagnética abreviada HFSS, que permite optimizar dispositivos de microondas y ajustarlos a requisitos específicos de cada proyecto. En paralelo, exige la disponibilidad computacional de mediano-alto rendimiento.

2. Definición del problema

El diseño de un polarizador de tabique escalonado de doble polarización circular en la banda L está orientado a la detección de la línea de emisión del hidrógeno neutro (HI) y las líneas del hidroxilo (OH), utilizando el efecto Zeeman y el parámetro de polarización Stokes V.

El objetivo principal de este proyecto es desarrollar un dispositivo de ancho de banda capaz de transformar componentes de polarización lineal en polarización circular en ambos sentidos (RHCP y LHCP), permitiendo la medición directa de los campos magnéticos asociados al fenómeno de Zeeman y la estimación precisa del parámetro Stokes V para las líneas espectrales de HI y OH.

Este enfoque de doble polarización garantizará una mayor precisión en la caracterización de los campos magnéticos interestelares, proporcionando una herramienta fundamental para su estudio detallado mediante observaciones radioastronómicas.

2.1. Objetivos

2.1.1. Objetivo general

Diseñar un polarizador de tabique escalonado parte de un receptor que opera en banda L destinado a un radiotelescopio académico, capaz de implementar la técnica del efecto Zeeman para medir el parámetro de polarimetría Stokes V en las líneas espectrales de 21 cm del hidrógeno neutro (HI) y de 18.6 cm, 18 cm y 17.9 cm del hidroxilo (OH). Este dispositivo ampliará las capacidades observacionales en el estudio del medio interestelar y la estructura galáctica, permitiendo la medición precisa de los campos magnéticos asociados.

2.1.2. Objetivos específicos

- Estudio de conceptos básicos de la radioastronomía:
Investigar bibliografía relevante para comprender los fundamentos teóricos y prácticos

necesarios para el desarrollo del proyecto.

- Simulación de antena de alimentación con doble polarización en software HFSS:
 - Familiarización con la interfaz y las herramientas del software.
 - Comprensión del funcionamiento del polarizador, identificación de parámetros clave y correcta representación de los resultados.
 - Configuración de materiales, frecuencias y puertos en el entorno de simulación.
 - Análisis del desempeño del dispositivo y verificación del cumplimiento de los requisitos establecidos.
 - En caso de que los resultados no cumplan con los objetivos, realizar una optimización del diseño.
- Simulación de antena de alimentación y reflector parabólico utilizando óptica física (PO) en HFSS
 - Configuración que se requiera para la simulación de un reflector con un dispositivo de microondas.
 - Evaluar y analizar los resultados de la simulación, para cuantificar los parámetros del patrón radiativo y propiedades polarimétricas.

2.2. Metodología, Alcances y limitaciones

2.2.1. Metodología

Para cumplir con los objetivos propuestos, se plantea el uso de herramientas tecnológicas como HFSS, las cuales permitirán validar los criterios del proyecto.

En términos generales, la documentación encontrada sobre el transductor de ortomodo debe clasificarse en cada proceso de simulación, abarcando aspectos como el ancho de banda que se va a simular, los materiales a utilizar, las dimensiones de las partes que componen el dispositivo, la matemática que permite determinar las dimensiones resonantes y los parámetros de los cuales dependen, así como el funcionamiento del dispositivo. Es fundamental establecer las posiciones y medidas variables de cada componente. Además, se debe tener en cuenta cómo los cambios en las medidas de cada una de las geometrías que componen el dispositivo afectan el rendimiento.

Durante esta fase de configuración y preparación, antes de compilar la simulación, se procederá al análisis de los resultados obtenidos según el modelo. Finalmente, se compararán con las métricas impuestas para asegurar la polarización circular y la adaptabilidad de los puertos de la guía de onda, entre otros parámetros importantes en el diseño. Posteriormente, se pasará a una etapa de optimización o parametrización que permita cumplir con todos los requisitos para validar los resultados y garantizar que sean adecuados para los objetivos de este proyecto.

La siguiente y última etapa consiste en la simulación del polarizador en relación con la reacción del reflector parabólico, para observar su interacción con el funcionamiento del polarizador a una distancia teórica. Se obtendrán resultados de ganancia, caída de 3-dB a la mitad del ancho de haz, copolarización y polarización cruzada que forman parte de parámetros críticos para la observación en radioastronomía.

2.2.2. Alcances

Se diseñará el dispositivo con un funcionamiento en el rango de frecuencias de 1420 MHz a 1667 MHz. Asimismo, que permita la medición de doble polarización circular, sin necesidad de usar una antena de bocina, ya que esta última requeriría tiempos de trabajo adicionales que extenderían el proyecto a más de un semestre académico. El modelo de escalonamiento será extraído y adaptado a partir de modelos publicados, con la expectativa de obtener resultados adecuados que puedan orientarse hacia un posible etapa de desarrollo a futuro. El desarrollo de la parte, de back-end análogo y digital no se abordará en esta tesis.

2.2.3. Limitaciones

- Falta de documentación específica:
Escasez de publicaciones recientes que aborden objetivos similares a los de esta investigación, lo que dificulta la comparación de resultados.
- Ausencia de trabajos previos relacionados:
No se ha identificado la existencia de proyectos similares realizados por estudiantes o profesores de la carrera en el área de microondas que puedan proporcionar retroalimentación basada en experiencia previa.
- Conocimientos iniciales básicos en astronomía

La comprensión limitada de conceptos relacionados con la astronomía, en particular la radioastronomía, representó un desafío inicial que requirió un periodo de aprendizaje autónomo.

- Aprendizaje del software HFSS:

El manejo básico del software HFSS, que es altamente complejo y completo, implicó un aprendizaje autónomo. Esto ocasionó retrasos al resolver errores y problemas varios.

- Limitaciones computacionales para optimización:

La optimización del diseño de la antena, crucial para garantizar el cumplimiento de los requerimientos, consume un tiempo considerable. Adicionalmente, las simulaciones requieren elevados recursos de memoria, lo que imposibilita la ejecución simultánea de múltiples proyectos en un mismo ordenador para mayor eficacia.

- Rigor en la investigación aplicada:

Dado el enfoque aplicado de la investigación, es esencial ser riguroso en el cumplimiento de los requisitos para asegurar una implementación exitosa. Además, se deben generar reportes detallados de los cambios realizados debido a la constante iteración y ajustes en el proceso de simulación.

2.3. Estado del arte:

El propósito de esta sección es ofrecer una visión general de los avances más recientes en el desarrollo de los transductores de ortomodo (OMT, por sus siglas en inglés) y en particular el polarizador de tabique, los cuales tienden a confundir dada su cercanía en funcionalidad.

Por un lado, el polarizador comprende que en la entrada existe una onda con componentes circulares, la cual saldrá completamente por un puerto de salida y el otro puerto tendrá una salida nula.

Esta característica novedosa del polarizador de tabique lo hace distinto del otro dispositivo más simple, el OMT, por otro lado, separa una onda linealmente polarizada en dos componentes del campo eléctrico paralelo y perpendicular al eje de simetría del dispositivo en dos puertos de salida (Wollock et al. 2002; Mennella et al. 2003).

El origen del polarizador, se remonta a mediados de los 60's [12]. En ese periodo, se introdujo un elemento polarizador circular que superaba en rendimiento a las antenas helicoidales o cónicas convencionales. Esta innovación marcó un punto de partida significativo, permitiendo el uso de teorías de divisores de potencia para obtener tanto la fase como la polarización de los campos electromagnéticos.

La implementación inicial del polarizador estuvo dirigida a arreglos de fase, alcanzando un ancho de banda del 15 %. Este rendimiento dependía de que la guía de onda utilizada tuviera un ancho equivalente al 60 % de la longitud de onda en el vacío, lo que implicaba que el dispositivo operaba cerca de la frecuencia de corte. En la práctica, su funcionalidad estaba determinada por la polarización deseada, lo cual se controlaba configurando sus puertos.

Esta base teórica y experimental sentó las bases para el desarrollo de aplicaciones modernas, optimizando el diseño y las prestaciones de los polarizadores de tabique en una amplia gama de frecuencias y contextos, desde sistemas de comunicación hasta instrumentación científica.

2.3.1. Transductor Ortomodo (OMT):

2.3.1.1. Introducción

El Transductor Ortomodo (OMT, por sus siglas en inglés) es un dispositivo pasivo que desempeña un papel fundamental en la separación de señales de interés con un tipo de polarización en la salida. Su propósito consiste en la división una señal incidente en dos componentes ortogonales descompuestas y polarizadas linealmente, permitiendo un análisis detallado de las

características de la señal en términos de sus parámetros de polarización, lo cual es de vital importancia para aplicaciones como radar, comunicación satelital y en radioastronomía.

2.3.1.2. Principio de Operación

Un OMT se considera un dispositivo que se sintetiza como una red de microondas de tres puertos: un puerto de entrada y dos puertos de salida. La señal que incide en la guía de onda, ingresa por el puerto de entrada, separada en dos componentes ortogonales, permitiendo que se propague independientemente a través de las guías de la línea de transmisión hacia sus respectivos puertos de salida, según su polarización, minimizando la interferencia entre ellas. En aplicaciones de alta frecuencia, los OMT suelen estar diseñados para trabajar en bandas estrechas, donde su rendimiento es óptimo.

Una característica esencial de los OMT es su reciprocidad. Esto significa que, al alimentar el dispositivo con señales polarizadas ortogonalmente desde sus puertos de salida, se genera una señal combinada en el puerto de entrada, resultado de la suma de ambas componentes de polarización desfasadas según la configuración de los puertos. Esta propiedad es útil en aplicaciones donde se necesita tanto recibir como transmitir señales polarizadas de manera controlada.

2.3.1.3. Estructura de Guía de Ondas:

El diseño de un OMT suele usar secciones de guía de ondas cuadrada, rectangulares y circulares para canalizar las señales polarizadas. Esto permite manejar bandas de frecuencia específicas y polarizaciones ortogonales. Las guías de ondas rectangulares se destaca por la propagación del modo fundamental según su frecuencia de corte, mientras que la guía de onda cuadrada, que contiene ambas componentes, facilita la combinación y separación de los modos. Además, estos pueden incluir codos, giros y uniones que permiten la correcta separación o combinación de las polarizaciones, no necesariamente para medir intensidades de polarizaciones circulares, sino que principalmente tiene aplicaciones para extraer componentes ortogonales lineales horizontales/verticales. [13]

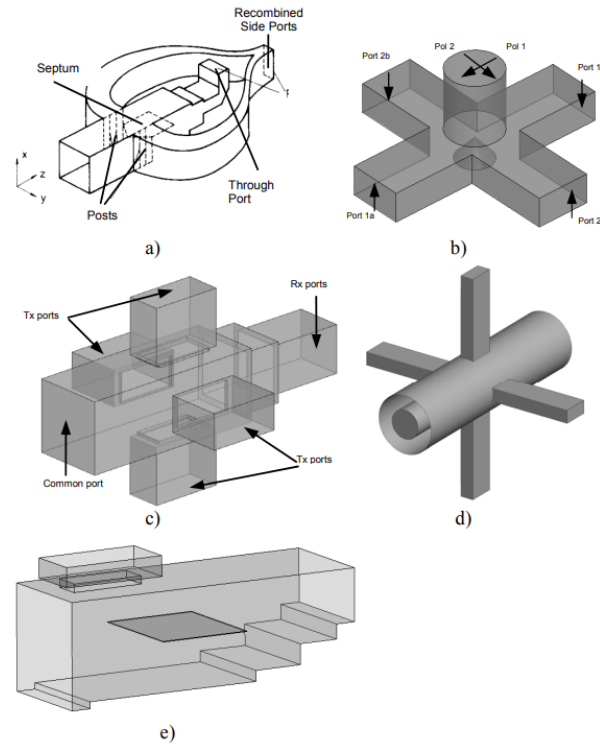


Fig. 2.1: OMTs convencionales: a) OMT Boifot, b) Unión Turnstile, c) OMJ, d) OMT/OMJ coaxial, e) OMT de acoplamiento lateral. Crédito: P. Sarasa, M. Díaz-Martín, J.-C. Angevain y C. Mangenot, "New compact OMT based on a septum solution," Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Roma, Italia, 2011, pp. 1181-1185.

2.3.1.4. Funcionamiento:

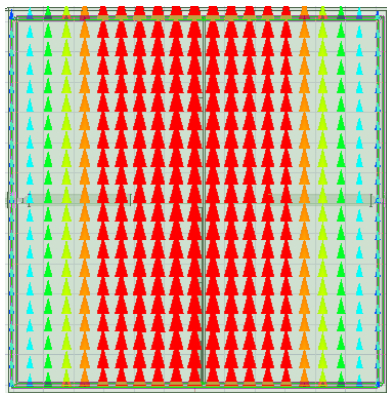
El funcionamiento del OMT depende de la propagación controlada de modos específicos dentro de sus guías de onda. Por ende, permite la medición de intensidad total de la señal, su grado de polarización y la orientación de la polarización, proporcionando datos valiosos para el análisis de las señales.

Los modos de propagación dentro de las guías de onda son esenciales para el funcionamiento del OMT, ya que permiten que cada componente de polarización mantenga su trayectoria sin interferir entre ellas. Este control sobre los modos permite una separación precisa y facilita la posterior amplificación y procesamiento de cada componente polarizado de manera independiente, optimizando el análisis y procesamiento de la señal.

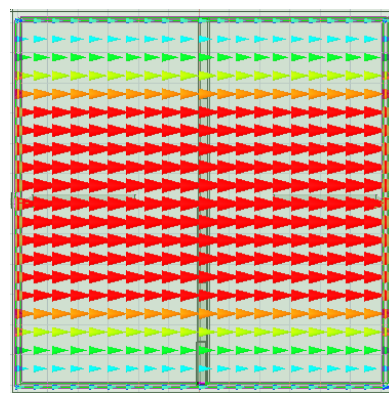
2.3.2. Polarizador Tabique Escalonado

Un polarizador escalonado se distingue por su diseño compacto, su simplicidad estructural y su alta eficiencia. Su geometría le permite transformar polarizaciones lineales en componentes de polarización circular en ambos sentidos. Del mismo modo, su funcionamiento también posibilita la conversión inversa, es decir, la transformación de una señal con polarización circular en sus componentes lineales correspondientes. Dispone de dos puertos de entrada idénticos que comparten una pared común, y su salida es un único puerto de sección cuadrada. La pared común tiene la función de garantizar que la salida genere una fase adecuada, generadas a partir de la excitación de ambas entradas.

Su funcionalidad se basa en la ortogonalidad de ambos modos propagados simultáneamente en una guía de onda cuadrada, los cuales aparecen a partir de la frecuencia de corte. Esta frecuencia se calcula en función de la dimensión del lado de la guía. Ambos modos se denotan como modos transversales eléctricos $TE_{m,n}$, indicando la distribución de los componentes del campo eléctrico, ya sea en la cara ancha o en la cara estrecha, dependiendo de la geometría de la sección transversal. La presencia de los modos TE_{10} y TE_{01} se caracteriza por sus direcciones de propagación: el modo TE_{10} se propaga de manera transversal, mientras que el modo TE_{01} lo hace en dirección longitudinal.



(a) Fig 2.2.1: Modo fundamental transversal eléctrico TE_{10}



(b) Fig 2.2.2: Modo transversal eléctrico TE_{01}

Sin embargo, se debe tener en cuenta que el ancho de banda de las guías cilíndricas es más estrecho en comparación con el de las guías de onda rectangulares o cuadradas. En el caso de las guías cilíndricas, su eficacia se mantiene hasta un 42 %, mientras que en las guías rectangulares es de aproximadamente un 20 % a partir de su frecuencia de operación. Esta limitación se debe, en parte, a la inserción de elementos en su interior. Por otro lado, las dimensiones de la guía de onda deben seleccionarse de acuerdo con los estándares correspondientes a la banda de interés,

ya que estas determinan la frecuencia de corte del modo fundamental.

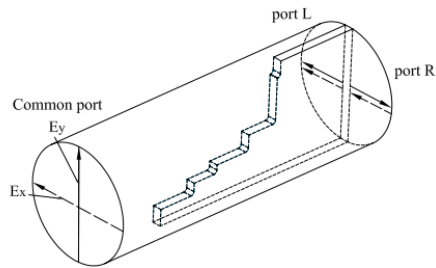


Fig. 2.3: Configuración típica de un polarizador de tabique escalonado en guía de onda circular. Créditos a: Chen, Yen-Lin et al. (2014). [14]

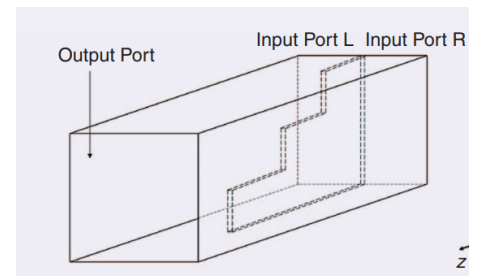


Fig. 2.4: Configuración típica de tabique de 3 escalones. Créditos a : Mrnka et al. (2013) [15]

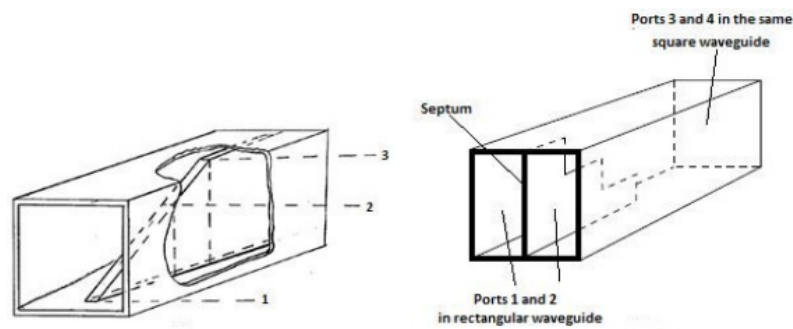


Fig. 2.5: **Imagen izquierda:** Tabique inclinado. **Imagen derecha:** Configuración típica de un tabique escalonado. Créditos a: Sandhu, Ali Imran. (2010). [16]

En el puerto común, para una guía de onda cuadrada se encuentra con la aparición de modos transversales eléctricos denotados como TE_{01} y TE_{10} , en otro caso, para las guías de ondas circulares se puede encontrar la presencia de los modos TE_{11} y TM_{01} , los cuales se representan por sus apariciones respectivas a su frecuencia de corte. Dado esto, también se encuentran las presencias de modos no deseados de orden superiores, las cuales son una preocupación y debe ser consideradas con la atenuación de estas al momento del diseño de estos dispositivos, ya que podría afectar en sus resonancias y su rendimiento.

Entonces, el tabique escalonado toma posición al medio de la guía de onda cuadrada, este análisis inicia desde la excitación del puerto común dividiendo en dos caminos la señal hacia los puertos de salida, las componentes de polarización ortogonales se pueden definir de manera independientes por E_x y E_y , en consecuencia, para las componentes transversales por el en-

cuentro de este tipo de elementos de tipo escalonados perturba la fase y velocidad relativa del campo eléctrico en 90° , generando el adelanto o desfase de la misma, aun que, dependiendo en el caso de polarización circular se obtiene un desfase en 180° en los puertos de salida. De manera contraria, la componente transversal E_x no variara su orientación en la dirección de propagación, por lo tanto, sus puertos de salida se encontraran en fase.

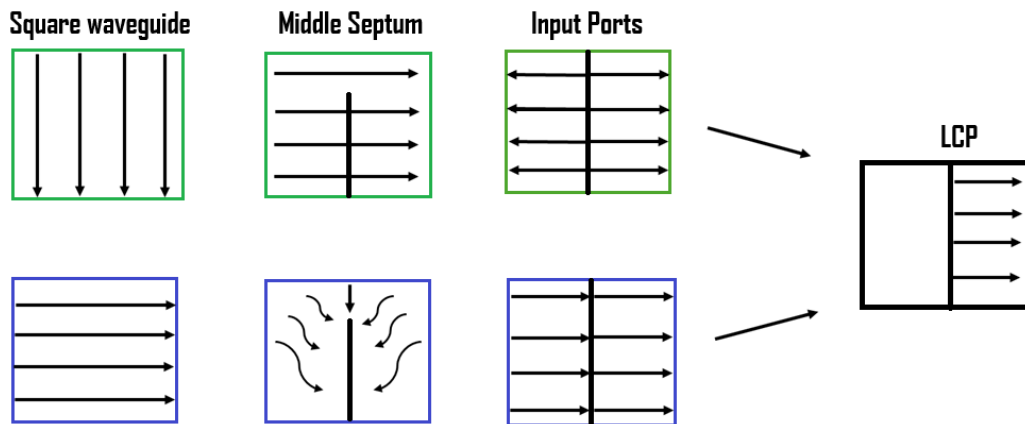


Fig. 2.6: Representación vectorial de los campos TE_{10} y TE_{01} con el modo TE_{10} adelantado 90° .

Una principal característica, es su forma escalonada que actúa como un transformador de impedancia de ancho de banda para la componente E_y , dado que su presencia reduce la velocidad de fase, creando un retraso relativo a la entrada E_x , por lo que da la impresión de salidas "on-off". Cualquier polarizador con un correcto funcionamiento será posible notar dicho efecto, por medio de sus vectores \mathbf{E} en diferentes secciones de la guía de onda, de manera contraria, es la sugerencia de que se requiere la optimización en las dimensiones de diseño. Se evalúan en función de las impedancias características de la línea y de la carga. Existen diferentes métodos, comúnmente denominados transformadores de impedancia, diseñados para optimizar el ancho de banda. Los principales son los métodos binomial, Chebyshev y Legendre. Su desempeño mejora conforme aumenta el número n de escalones, cada uno con una longitud equivalente a un cuarto de la longitud de onda.

Las alturas de estos escalones se determinan a partir de las impedancias resultantes de las soluciones obtenidas mediante los métodos mencionados. En conclusión, la cantidad de escalones a utilizar dependerá del ancho de banda requerido. En este sentido, se recomienda un mayor número de escalones para lograr una cobertura más amplia del ancho de banda [17].

3. Marco Teórico

3.1. Introducción

La búsqueda de bibliografía se ha centrado en diversas fuentes de información relacionadas con la teoría fundamental que rige las microondas y las antenas. Particularmente, en el electromagnetismo, que permite y facilita el análisis del diseño de una antena, con el objetivo de obtener los requisitos de la instrumentación que formará parte de un radiotelescopio académico.

La observación astronómica en el rango de las ondas de radio, conocida como radioastronomía, se basa en la detección de corrientes eléctricas inducidas en un metal por las ondas de radio que inciden sobre él, configurando así una antena. Estas antenas se diseñan con diferentes geometrías según el tipo e intensidad de la señal que se espera detectar, cuyos efectos y resultados pueden analizarse mediante ecuaciones ya establecidas.

3.1.1. Fundamentos del Electromagnetismo

El electromagnetismo es la base teórica para el estudio de las microondas y las antenas. Se rige por las ecuaciones de Maxwell, formuladas en 1873, que describen el comportamiento de los campos eléctricos y magnéticos en presencia de cargas y corrientes. Estas ecuaciones abrevian el trabajo de científicos como Gauss, Ampère y Faraday, y permiten entender la propagación de las ondas electromagnéticas.

3.1.1.1. Ecuaciones de Maxwell

Las ecuaciones de Maxwell son fundamentales para describir el comportamiento de los campos eléctricos (\mathbf{E}) y magnéticos (\mathbf{B}), así como su interacción con cargas y corrientes. Estas ecuaciones se expresan de la siguiente manera:

I. **Ley de Gauss para el campo eléctrico:**

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\varepsilon_0}$$

donde ρ es la densidad de carga y ε_0 es la permitividad del vacío.

II. **Ley de Gauss para el campo magnético:**

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$$

Esta ecuación indica que no existen monopolos magnéticos.

III. **Ley de Faraday de la inducción:**

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$$

Describe cómo un campo magnético variable en el tiempo induce un campo eléctrico.

IV. **Ley de Ampère-Maxwell:**

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{J} + \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}$$

Relaciona cómo las corrientes eléctricas (\mathbf{J}) y los campos eléctricos variables ($\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}$) generan un campo magnético, donde μ_0 es la permeabilidad del vacío.

Estas ecuaciones describen la dinámica de los campos electromagnéticos y son esenciales para entender la propagación de ondas y la interacción entre cargas y corrientes.

3.1.2. Ondas Electromagnéticas y Propagación

Las ondas electromagnéticas son soluciones de las ecuaciones de Maxwell, donde las variaciones de los campos eléctricos y magnéticos se propagan a través del espacio sin la necesidad de un medio material. Estas ondas viajan a la velocidad de la luz en el vacío, $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}}$, y están compuestas por campos eléctricos y magnéticos perpendiculares entre sí y a la dirección de propagación.

La ecuación de onda para el campo eléctrico \mathbf{E} en el vacío se obtiene de las ecuaciones de Maxwell y es la siguiente:

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = 0$$

De forma similar, el campo magnético \mathbf{B} también satisface una ecuación de onda:

$$\nabla^2 \mathbf{B} - \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{B}}{\partial t^2} = 0$$

Las ondas electromagnéticas se propagan como perturbaciones en estos campos, transportando energía a través del espacio. La dirección de propagación \mathbf{k} es perpendicular tanto al campo eléctrico como al magnético, y la magnitud de la velocidad de propagación está dada por $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}}$, donde μ_0 y ε_0 son la permeabilidad y la permitividad del vacío, respectivamente.

3.1.3. Polarimetría

La polarimetría es una herramienta esencial en radioastronomía, que permite estudiar las características de las emisiones de objetos astronómicos a través de la medición de la polarización de las ondas de radio. En este contexto, la polarización describe cómo varía el vector de campo eléctrico de una onda electromagnética a lo largo del tiempo, y puede ser lineal o circular, dependiendo de la relación de fases entre las componentes del campo (Anexo A).

Los parámetros de Stokes (I, Q, U, V) son fundamentales para representar el estado completo de polarización de una señal. Stokes I corresponde a la intensidad total de la señal, mientras que Stokes Q y Stokes U describen las intensidades asociadas a las componentes de polarización lineal en diferentes orientaciones, y Stokes V cuantifica la diferencia entre las componentes de polarización circular derecha (RCP) e izquierda (LCP) (Anexo A). Estos parámetros son clave para caracterizar las emisiones y obtener información sobre la estructura magnética y las propiedades del medio interestelar.

3.1.4. Patrón de radiación

Un patrón de radiación de antena, es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales. En la mayoría de los casos, el patrón de radiación se determina en la región de campo lejano y se representa como una función de las coordenadas direccionales. Además, el patrón de potencia suele representarse en una escala logarítmica o, más comúnmente, en decibelios (dB). [18]

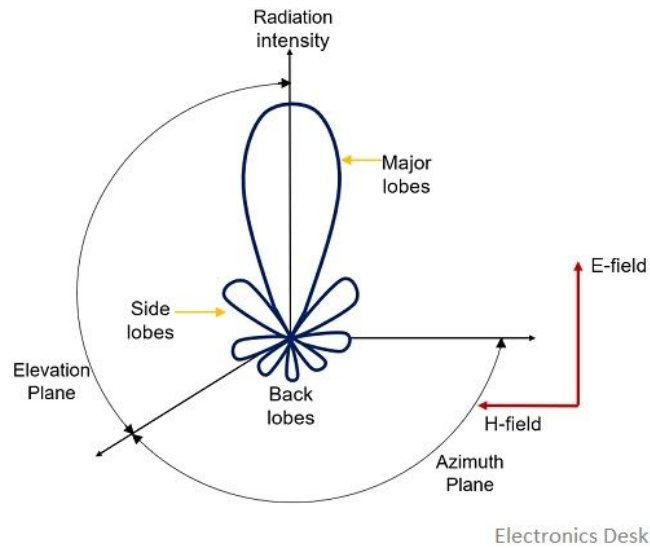


Fig. 3.1: Representación 2D de un patrón de radiación

En un patrón de radiación de antena, el lóbulo principal es la región de máxima intensidad, donde la antena irradia la mayor parte de su energía. Este lóbulo se encuentra en la dirección de máxima radiación. Los lóbulos secundarios son áreas de menor intensidad situadas fuera del lóbulo principal, con un lóbulo secundario trasero ubicado en la dirección opuesta al lóbulo principal. Estos lóbulos secundarios, aunque de menor intensidad, pueden afectar la eficiencia de la antena, ya que representan radiación no deseada o interferencia.

3.1.5. Campo Lejano

La región de campo lejano, o también denominada como región de Fraunhofer, se define como el área del campo de una antena donde la distribución angular del campo esencialmente es independiente de la distancia desde la antena. Se establece que esta región comienza a distancias mayores que $2D^2/\lambda$ desde la antena, donde D representa la dimensión máxima de la antena y λ es la longitud de onda. [18]

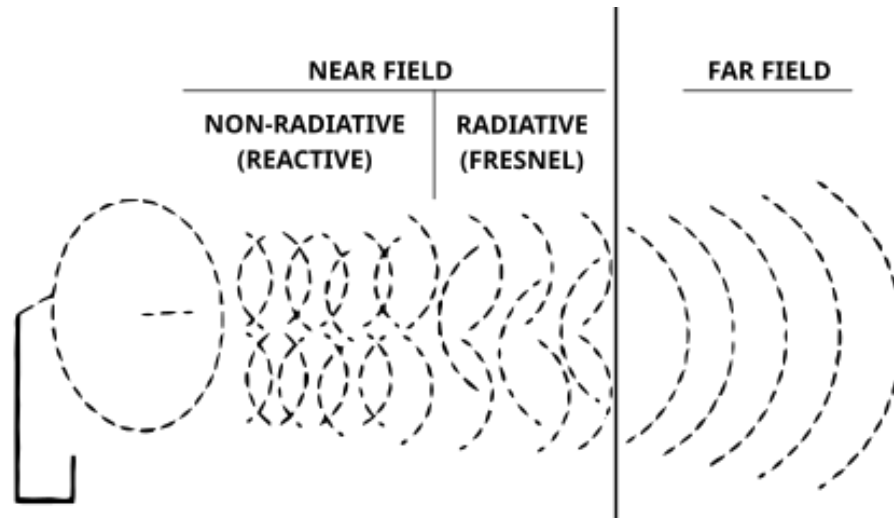


Fig. 3.2: Esquema de propagación de una antena

3.1.6. Ganancia

Ganancia es la relación entre la energía recibida (radiada) por una antena determinada y la energía que sería recibida (irradiada) por una antena teórica conectada al mismo receptor (transmisor) [18], la que aplicando el teorema de la antena queda de la forma:

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (3.1)$$

3.2. Métodos Numéricos en Electromagnetismo

Los problemas electromagnéticos, gobernados por las ecuaciones de Maxwell, suelen ser complejos de resolver analíticamente debido a geometrías irregulares, materiales no lineales o condiciones de frontera variables. Por ello, los métodos numéricos son esenciales para aproximar soluciones en escenarios realistas. A continuación, se describen las técnicas más utilizadas:

3.2.1. Método de los Momentos (MoM)

Es una herramienta numérica utilizada en electromagnetismo para resolver ecuaciones integrales de manera más sencilla. Se usa principalmente en el análisis de antenas y la dispersión de

ondas electromagnéticas. El método convierte un problema complejo, descrito por una ecuación integral, en un sistema de ecuaciones algebraicas más fácil de resolver. Para esto, se representa la corriente desconocida como una combinación de funciones simples llamadas **funciones base**. Luego, se utilizan **funciones prueba** para obtener un sistema de ecuaciones que se resuelve numéricamente.

Al resolver este sistema, se obtiene la distribución de corriente en una antena o en una superficie conductora, lo que permite calcular cómo interactúan las ondas electromagnéticas con el objeto analizado. Este método es ampliamente utilizado debido a su precisión y capacidad para manejar estructuras de formas arbitrarias.

3.2.2. Método de Elementos Finitos (FEM)

Es una técnica numérica utilizada para resolver ecuaciones diferenciales parciales en dominios complejos. Consiste en discretizar el dominio en un conjunto de elementos finitos, dentro de los cuales la solución se aproxima mediante funciones base, generalmente polinomios de bajo orden. Sus ecuaciones se colapsan en un sistema global que describe el comportamiento de todo el dominio. Matemáticamente, este sistema adopta la forma matricial:

$$\mathbf{K}\mathbf{u} = \mathbf{F} \quad (3.2)$$

donde \mathbf{K} es la matriz de rigidez, \mathbf{u} representa los valores aproximados de la solución en los nodos de la malla y \mathbf{F} es el vector de términos forzantes. Convierte problemas complejos en problemas más simples, resolviendo cada parte por separado y luego combinando las soluciones.

3.3. Software de Modelación Electromagnética

3.3.1. HFSS

HFSS utiliza el método de los momentos (MoM) y el método de elementos finitos (FEM) para resolver las ecuaciones de Maxwell en tres dimensiones, permitiendo modelar con precisión antenas, guías de onda y otros dispositivos electromagnéticos. Para estructuras grandes, HFSS incorpora aproximaciones como la ecuación integral (IE), el trazado de rayos SBR+ y la óptica

física (PO), optimizando la precisión y el costo computacional. Actualmente, HFSS es una herramienta fundamental en el diseño de antenas debido a sus capacidades para:

- **Optimización del diseño:** Permite ajustar dimensiones y características de la antena para mejorar parámetros como ganancia y ancho de banda.
- **Cálculo de parámetros electromagnéticos:** Evalúa coeficientes de reflexión (S_{11}), impedancia, directividad y patrones de radiación.
- **Análisis de polarización:** Simula polarizaciones lineales, circulares y elípticas, esenciales en comunicaciones y radar.
- **Simulación eficiente de estructuras grandes:** Métodos como SBR+ y PO permiten modelar antenas de gran tamaño de forma eficiente.

3.4. Parámetros relevantes

En la teoría, cada concepto abordado en esta sección, se consideran métricas para abordar las mejoras de los dispositivos de microondas. Por lo tanto, es relevante comprender el significado de cada una de ellas y su representación.

3.4.1. Redes de microondas

Una red de microondas (MN - Microwave Network) es un conjunto de conductores y dieléctricos, con una funcionalidad clara, en el que tanto la excitación como la extracción de potencia se realiza mediante líneas de transmisión y/o guías de ondas. Los lugares en los que se incide o se extrae potencia reciben el nombre de puertos.

Frente a los circuitos convencionales (de baja frecuencia), en las MN existen diferencias apreciables entre las fases de las tensiones y corrientes de puntos aparentemente localizados en el mismo sitio: los parámetros son distribuidos, no localizados.

3.4.2. Parámetros de dispersión

La matriz de dispersión, también llamada de parámetros S o de scattering, proporciona una descripción general de la matriz normalizada en términos de señal incidente, transmitida y de reflexión. La cual se expresa de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \cdots & s_{1N} \\ s_{21} & s_{22} & \cdots & s_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{N1} & s_{N2} & \cdots & s_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{V}^-] = [\mathbf{S}][\mathbf{V}^+]$$

$$s_{ij} = \left| \frac{V_i^-}{V_j^+} \right| \quad \text{con} \quad V_k^+ = 0, \quad k \neq j$$

$[\mathbf{V}^+]$: El vector columna que representa las ondas de voltaje **incidentes** en los puertos $(V_1^+, V_2^+, \dots, V_N^+)$.

$[\mathbf{V}^-]$: El vector columna que representa las ondas de voltaje **reflejadas** desde los puertos $(V_1^-, V_2^-, \dots, V_N^-)$.

$[\mathbf{S}]$: La matriz de dispersión (scattering matrix), que relaciona las ondas incidentes con las ondas reflejadas.

Sus elementos s_{ij} representan lo siguiente:

- s_{ii} : **Coefficiente de reflexión** en el puerto i (cuánto de la onda incidente en el puerto i se refleja de vuelta hacia ese mismo puerto).
- s_{ij} : **Coefficiente de transmisión** del puerto j al puerto i (cuánto de la onda incidente en el puerto j se transmite hacia el puerto i).

3.4.3. Relación Axial

La calidad de la polarización circular está definida por su relación axial (RA) y el rendimiento de la aislación de la polarización cruzada. Para una polarización circular deseada, la relación

axial (RA) en dB y las amplitudes de los campo polarización cruzada están relacionados por la siguiente expresión:

$$\text{RA}_{\text{dB}} = 10 \log \left(\frac{|E_{\text{co}}| + |E_{\text{xp}}|}{|E_{\text{co}}| - |E_{\text{xp}}|} \right)^2 \quad (3.3)$$

Donde:

- E_{co} es el componente del campo eléctrico en la polarización deseada.
- E_{xp} es el componente del campo eléctrico en la polarización cruzada.

Para una polarización circular ideal, la relación axial es unidad (0 dB), lo que significa que las amplitudes de los componentes ortogonales son iguales y presentan un desfase de 90° . En la práctica, lograr una relación axial cercana a 0 dB asegura un buen rendimiento en polarización circular, mientras que desviaciones de este valor indican la presencia de elipticidad en la polarización.

3.4.4. Pérdida de Retorno

Las pérdidas por retorno (o Return Loss, RL) indican cuánta potencia es reflejada de vuelta al puerto de entrada debido a la falta de coincidencia de impedancias entre el dispositivo y la línea de transmisión. Cuanto mayor es la pérdida por retorno, menos energía es reflejada y, por lo tanto, mayor es la cantidad de energía que pasa al siguiente componente.

$$R_L = 20 \log_{10}(|\Gamma|) \quad (3.4)$$

3.4.5. Aislación entre Puertos

La aislación entre puertos se refiere a la capacidad de un dispositivo, como un OMT, de evitar que la señal en un puerto afecte al otro puerto. Es una medida de cuánta señal "fuga" se acopla entre dos puertos que deberían estar idealmente aislados. Este parámetro es crucial en dispositivos que manejan señales de diferentes polarizaciones o bandas de frecuencia.

La aislación entre puertos se calcula como la relación de la potencia incidente en un puerto y la potencia que aparece en el puerto aislado, expresada en dB:

$$\text{Aislación}(dB) = 20 \log_{10}|S_{12}| \quad (3.5)$$

3.4.6. Polarización cruzada y polarización copolar:

La caracterización de la polarización es crucial en el análisis de antenas, ya que determina la calidad de la señal transmitida o recibida. En este contexto, los planos E y H juegan un papel importante: el plano E contiene el campo eléctrico (E), mientras que el plano H contiene el campo magnético (H). La **copolarización** ocurre cuando las antenas transmisora y receptora tienen la misma polarización, es decir, cuando sus campos eléctricos están alineados en la misma dirección. En cambio, la **polarización cruzada** se refiere a la situación donde las polarizaciones de las dos antenas son diferentes, lo que genera interferencias y pérdidas.

Para determinar la copolarización y la polarización cruzada, es fundamental identificar en qué plano del sistema de coordenadas se encuentra el campo eléctrico (E) de la antena. En el caso de antenas de polarización lineal, este campo se encuentra comúnmente en el plano YZ , lo que corresponde a un ángulo de $\phi = 90^\circ$ en coordenadas esféricas (Revisar en 3.3). En este caso, el campo eléctrico se alinea con la dirección de polarización de la antena y la copolarización es alta, mientras que la polarización cruzada se presenta cuando el campo eléctrico de la antena receptora está en una dirección ortogonal a la del campo transmitido.

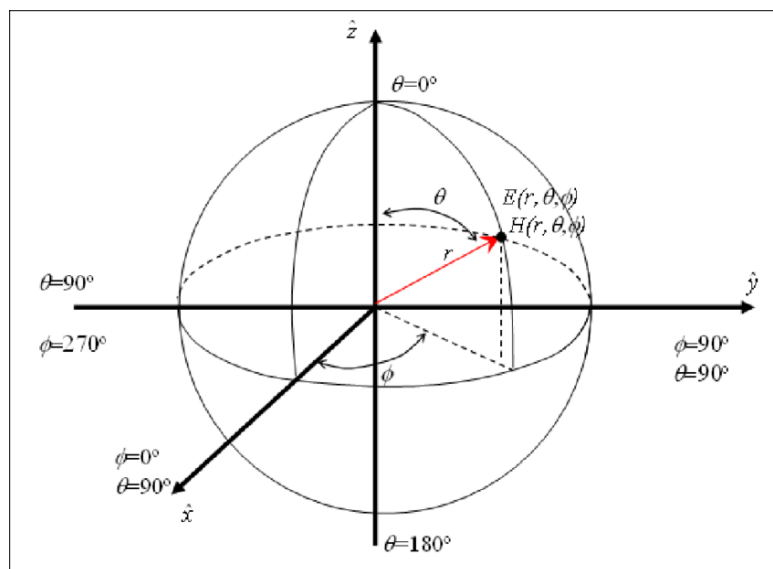


Fig. 3.3: Representación de coordenadas esféricas. Créditos a: Bava, JA (2013). Antenas reflectoras en microondas.

En el caso de antenas de polarización circular, los ángulos ϕ y θ definen la propagación del campo eléctrico en función de la dirección de la polarización circular (izquierda o derecha). Al evaluar los patrones de radiación en HFSS, se pueden obtener los componentes de polarización copolarizada y cruzada a través de la directividad en los diagramas de ϕ y θ . El ángulo ϕ se utiliza para evaluar la radiación en el plano YZ (en el caso de polarización lineal), mientras que θ se asocia con la radiación en el plano XY , permitiendo analizar cómo la antena responde a diferentes orientaciones de polarización. En HFSS, al seleccionar el plano YZ para la evaluación del campo E , se obtiene la polarización copolarizada, mientras que la polarización cruzada se mide mediante la directividad en el plano ortogonal. Esto permite confirmar que la polarización copolarizada es generalmente mucho más fuerte que la cruzada, lo cual es un indicativo de un diseño eficiente y de alto rendimiento para la antena.

4. Desarrollo

4.1. Requerimientos

En la Sección 2.3, se presentó un análisis detallado de que es un OMT y particularmente el polarizador de tabique escalonado. A partir de la información proporcionada anteriormente, se establecen los siguientes requerimientos para su diseño:

- Ancho de banda: Se requiere un 16 % de ancho de banda, equivalente a 247 MHz, para cubrir las líneas de emisión de HI y OH.
- Coeficiente de reflexión ($|\Gamma|$) y Aislación : El valor deseado para ambos valores es de -20 dB para asegurar un buen rendimiento en cada uno de sus puertos, la propagación de modos no deseados y una correcta adaptación.
- Fase en cuadratura: Es de relevancia que cada uno de los escalones permita un desfase en 90° de la componente longitudinal del campo eléctrico.
- Magnitud de entre modos ortogonales: Es necesaria que la magnitud de las componentes sean idénticas con respecto a sus modos ortogonales que representan la componente E_x y E_y . Revisar en la sección de Anexo A, dentro de los rangos de frecuencia de interés.

Los parámetros de inicialización son presentados en la siguiente tabla:

Parámetros	Valores	Dimensión
ϵ_r (teflón)	2.3	Adimensional
c_0	$3 \cdot 10^8$	m/s
f_0	1.54 GHz	Hz
λ_0	194.80	mm
λ_g	48.5	mm

4.2. Diseño del polarizador de tabique escalonado

Inicialmente, se debe definir las dimensiones de la guía de onda cuadrada, el primer paso es seleccionar las dimensiones de la guía de onda en función de la longitud de onda de operación considerando la simultaneidad de la frecuencia de corte para los dos primeros modos, donde λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre a la frecuencia central de operación. Esta elección garantiza que la guía de onda funcione en sus modos ortogonales TE_{10} y TE_{01} , en primer lugar, minimiza la aparición de modos no deseados que podrían afectar el rendimiento del polarizador. Además, una guía de onda con dimensiones adecuadas mejora la eficiencia del acoplamiento entre los campos eléctricos dentro de la guía y la estructura del polarizador [24].

Cantidad de escalones del polarizador de tabique convierte las ondas linealmente polarizadas en ondas circularmente polarizadas mediante la creación de una diferencia de fase de 90° entre dos componentes ortogonales del campo eléctrico. En este caso, se define un polarizador de $n = 4$ escalones. Este número de escalones se selecciona porque, en órdenes superiores ($n > 4$), no se observa un aumento significativo en el ancho de banda de operación. Esto se debe a que el ancho de banda de polarización circular es inherentemente limitado por las propiedades del diseño de la guía y la estructura de los escalones. Al usar cuatro escalones, se alcanza un compromiso adecuado entre complejidad mecánica y ancho de banda operativo [25].

La dimensión de cada escalón se determina mediante técnicas de optimización que aseguran que se logre la diferencia de fase adecuada entre los modos TE_{10} y TE_{01} , creando así la polarización circular deseada. Estas dimensiones también están relacionadas con la frecuencia de operación. El diseño de cada escalón está basado en los estudios de polarizadores de guía de onda escalonados presentados por Ming Chen y Tsandoulas, que demostraron la efectividad de estos polarizadores para aplicaciones de banda ancha [25], definidas en la Tabla 4.2. Además, se deben considerar las tolerancias mecánicas, ya que pequeñas variaciones en las dimensiones pueden degradar el rendimiento del polarizador. Los escalones se definen de la siguiente manera, los cuales son calculados mediante:

Escalón	Largo (mm)	Altura (mm)
1	$l_1 = 65.8$	$h_1 = 15.6$
2	$l_2 = 50.5$	$h_2 = 34.7$
3	$l_3 = 52.8$	$h_3 = 58.6$
4	$l_4 = 18.1$	$h_4 = 95.6$
5	$l_5 = 124$	$a = h_5 = 121.9$

Tabla 4.1: Dimensiones iniciales del tabique escalonado con $n = 4$. Cada variable corresponde a su representación mostrada en la figura 4.1.

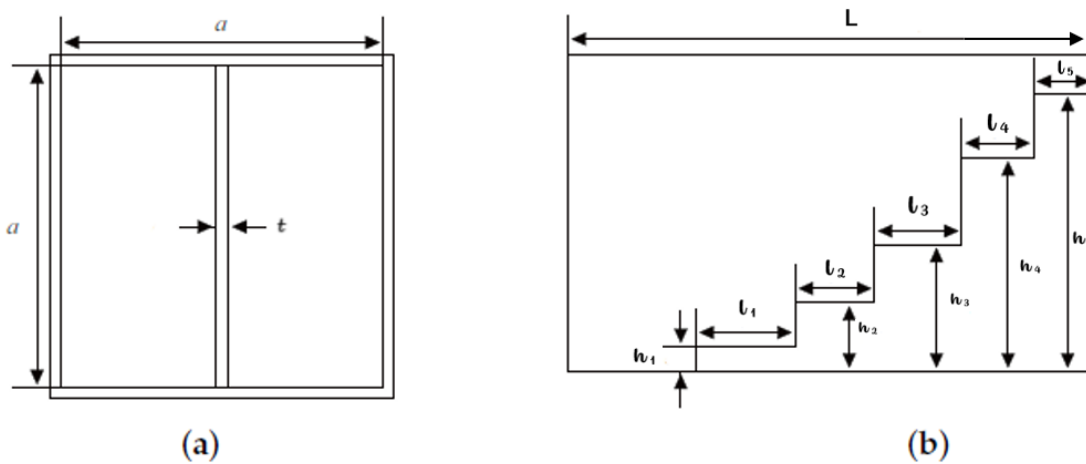


Fig. 4.1: Esquema representativo de las dimensiones de un septum de 4 escalones. Crédito: [26]

Las dimensiones recomendadas para el grosor no existen dado que es un parámetro no crítico, aún así se sugiere que no supere al 10% de la medida ancha o estrecha de la guía de onda escogida [27]. Dado que el diseño depende de la longitud de onda en el vacío, la estructura resonará a una frecuencia específica. A pesar de la importancia de esta especificidad para el estudio de líneas espectrales, actualmente no existen investigaciones que aborden el diseño de dispositivos resonantes en las líneas de HI y OH, lo cual representa una oportunidad para explorar estas frecuencias. Para este proyecto, se requiere un receptor de amplio ancho de banda que permita medir ambas líneas espectrales, incluyendo sus armónicos, recientemente detectados debido al efecto Zeeman. No obstante, estas líneas no podrán observarse de manera simultánea en esta configuración.

El diseño será simulado en HFSS, donde se analizarán los resultados preliminares y se optimizarán las dimensiones y parámetros de la estructura para cumplir con los requisitos establecidos.

4.3. Modelo de polarizador de tabique escalonado

El modelo seleccionado tiene una geometría definida por las dimensiones obtenidas en la Tabla 4.2, las cuales dependen de la frecuencia de operación. La frecuencia elegida corresponde al valor promedio entre las frecuencias de las líneas de HI y OH (1.540 GHz), estas dan paso a una etapa de optimización.

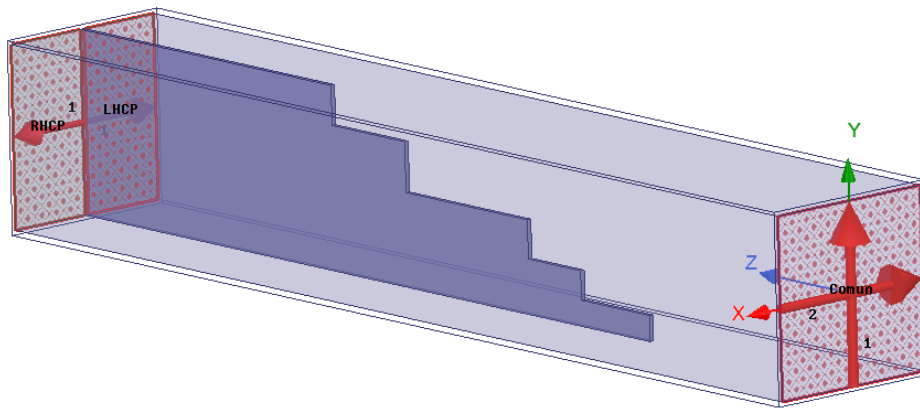


Fig. 4.2: Resultado de la configuración de un polarizador tabique.

Se espera que los resultados muestren una equivalencia a una fase de 90° . La optimización del diseño se realiza en función de pérdidas por retorno, relación axial y fase relativa.

4.4. Modelo de polarizador de tabique escalonado con coaxial

De lo anterior, se escoge una prueba coaxial que permite una mejor adaptación de impedancia entre la guía de onda y la sonda. Reduciendo pérdidas por reflexión y una buena aislación entre los puertos. Especialmente, se convierte en una gran opción dado que geoméricamente logra satisfacer en rendimiento en el ancho de banda requerido.

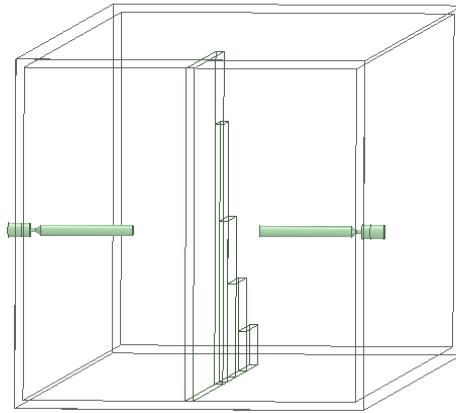


Fig. 4.3: Polarizador de tabique alimentado por sonda coaxial

Para lograr una adaptación óptima, la sonda se posiciona a una distancia de aproximadamente un cuarto de la longitud de onda en la guía de ondas desde el cortocircuito de 1 mm de espesor, ubicado en la pared opuesta al puerto común. Sin embargo, el valor óptimo de esta distancia suele ser ligeramente menor, al igual que la longitud de la sonda, que también debe reducirse mínimamente para mejorar el desempeño del sistema.

4.5. Modelo de polarizador de tabique escalonado con reflector parabólico

Este análisis es viable debido a la configuración de las regiones, donde una región de Óptica Física (PO) híbrida, asociada a un conductor eléctrico perfecto, puede ser simulada mediante la presencia de una región resuelta (FE-BI) por el método de Elementos Finitos (FEM) en el volumen, mientras que las caras externas se modelan mediante Ecuaciones Integrales (IE). Esta estrategia permite simplificar tanto el volumen como la configuración del problema, optimizando su resolución.

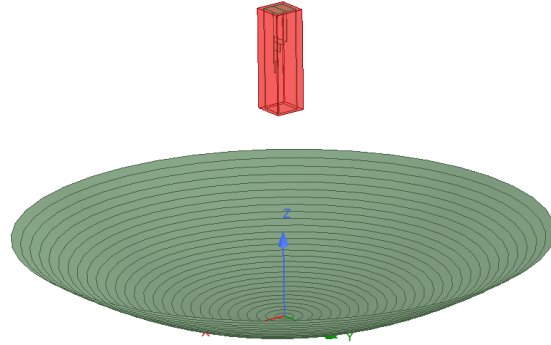


Fig. 4.4: Reflector parabólico alimentado por polarizador

El siguiente reflector es de $f/D = 0,45$ que cuenta con un diámetro de 3 metros. Por lo tanto, su distancia focal es de 1.2 metros dentro de una región híbrida FE-BI. Permitiendo que sea posible medir características de patrón radiativo y propiedades polarimétricas.

4.6. Resultados

Finalmente, las dimensiones del modelo son las siguientes:

Escalón	Largo (mm)	Altura (mm)
1	$l_1 = 65.8$	$h_1 = 14.5$
2	$l_2 = 65$	$h_2 = 34$
3	$l_3 = 49$	$h_3 = 58.6$
4	$l_4 = 27$	$h_4 = 94.8$
5	$l_5 = 175$	$a = h_5 = 121.3$

Tabla 4.2: Dimensiones optimizadas del tabique escalonado con $n = 4$. Cada variable corresponde a su representación mostrada en la figura 4.1.

4.7. Modelo del polarizador de tabique escalonado sin coaxial

Sus modos propagados resultan a partir de 1.26 GHz, y no deseados propagados a partir de valores mayores a 1.70 GHz, lo que se encuentra fuera de rango de la aplicación. Para ello, se debe tener una guía de onda lo más grande posible.

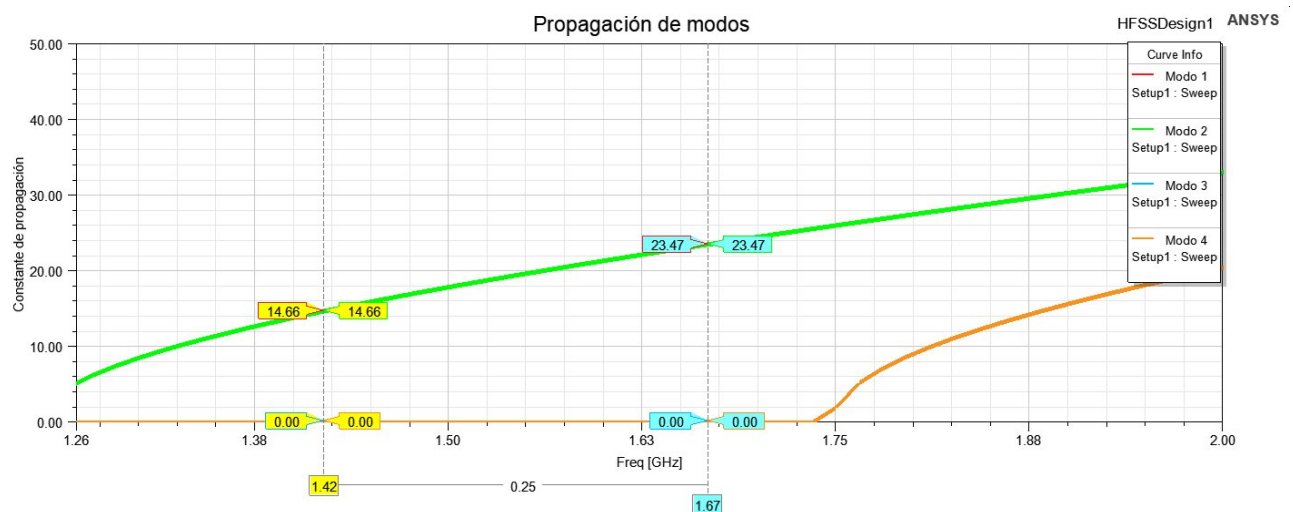


Fig. 4.5: Gráfica de propagación de los modos

De lo diseñado, se logra un rendimiento adecuado para una buena funcionalidad, con una

baja perdida por retorno cercano a valores < -20 dB, permitiendo una buena respuesta en ambos puertos de alimentación, que se configura de esta manera para su análisis más simple, su comportamiento es estable en todo el ancho de banda.

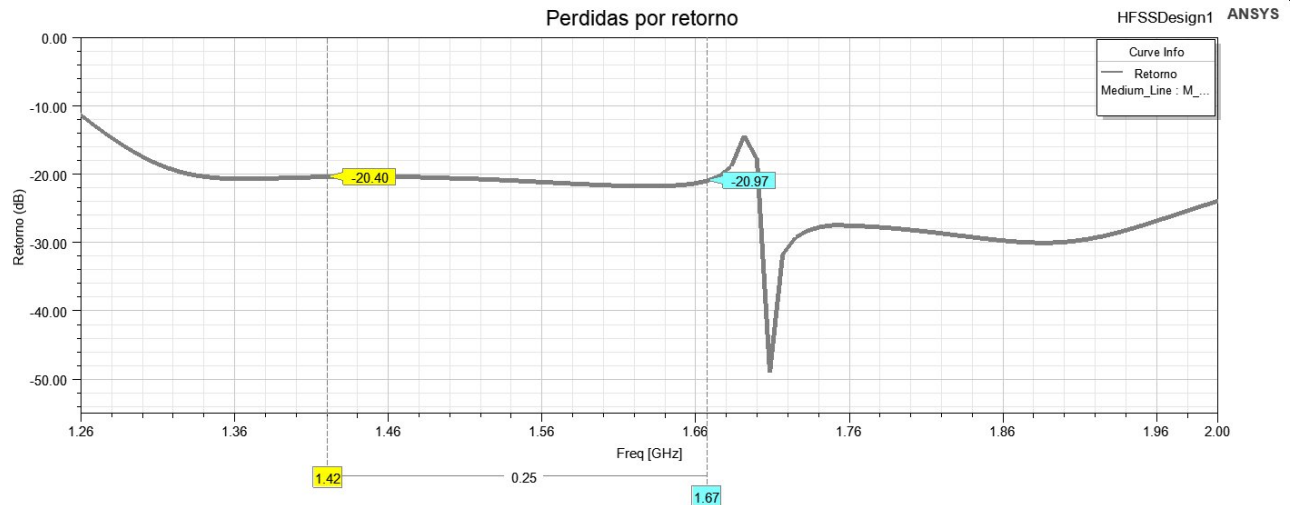


Fig. 4.6: Gráfica de pérdidas por retorno

El acoplamiento de los puertos se considera estable con valores razonables inferiores a -20 dB, dado que en este modelo los puertos corresponden a guías de onda adaptadas a 50Ω . Se espera que este diseño mantenga su rendimiento una vez insertadas las pruebas coaxiales.

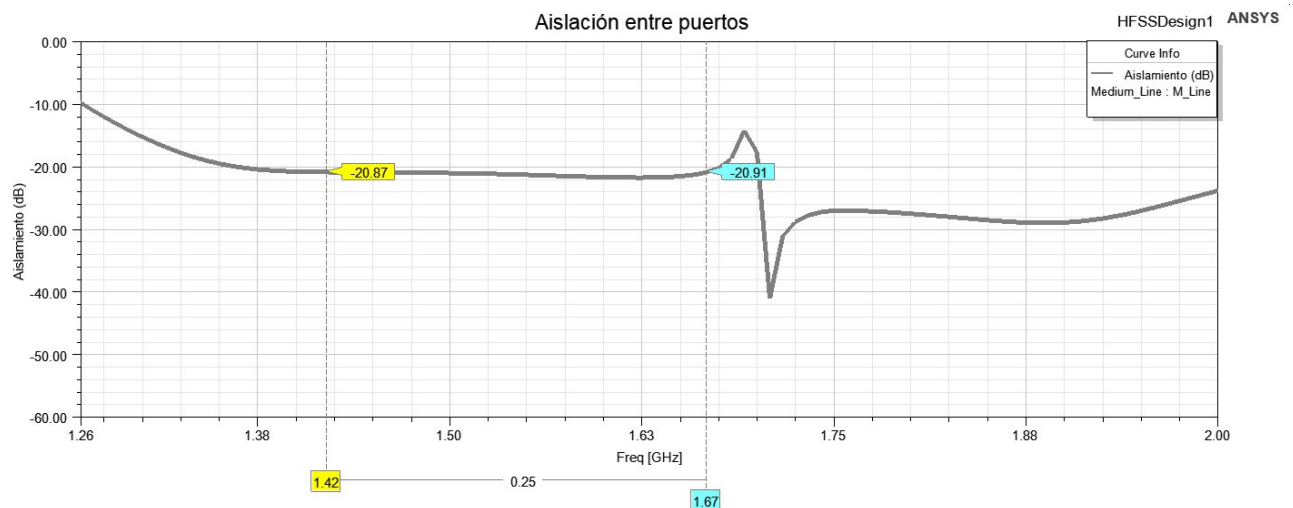


Fig. 4.7: Gráfica de aislamiento entre puertos

Lo esperado son valores cercanos a 0 dB que permite medir que tan perfecta circularmente es la polarización. Es razonable, para ambos valores a lo largo del ancho de banda, dado que valores < 1 dB trata un buen desempeño para este tipo de polarizadores.

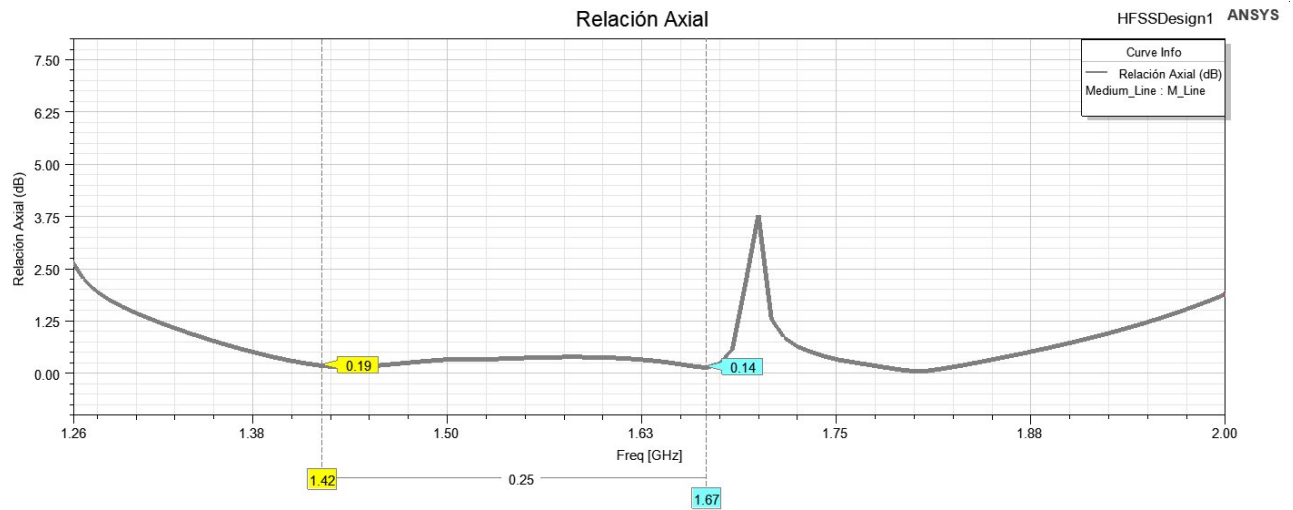


Fig. 4.8: Gráfica de relación axial

La relación axial, se encuentra relacionada a la fase de la señal y la magnitud entre los modos. Lo esperable es tener un desfase de 90° , lo que el desvió de los resultados resulta en un 0.78 % para la fase.

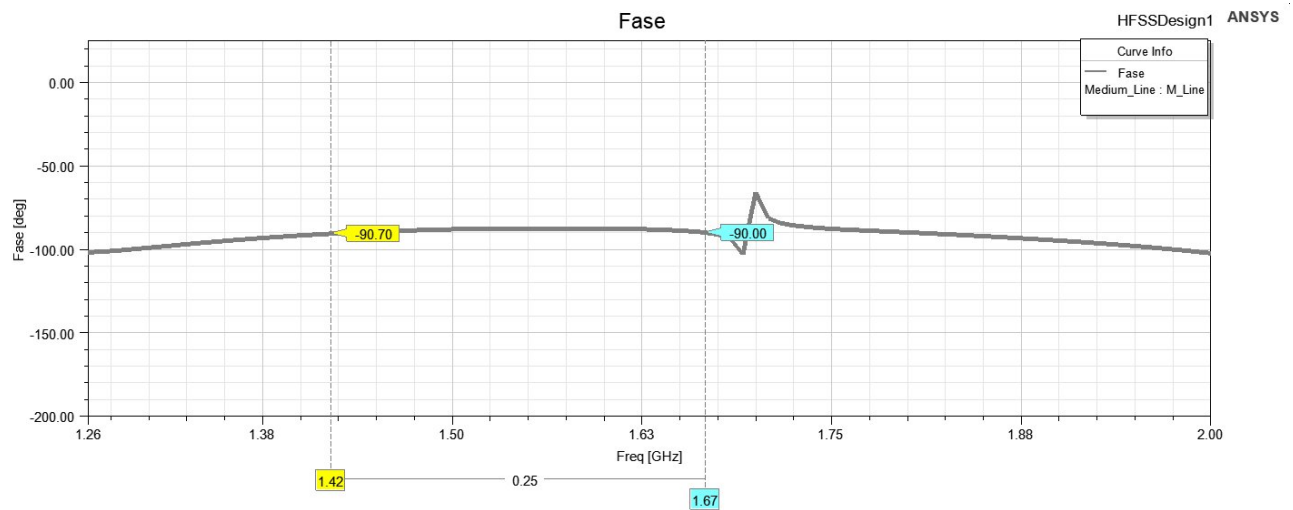


Fig. 4.9: Fase entre los modos

Por otro lado, la observación de la magnitud de los modos se encuentran en desviación a su similitud en un 2.86 % y 1.44 %, en conclusión es congruente a la desviación de los valores en relación axial con respecto a 0 dB.

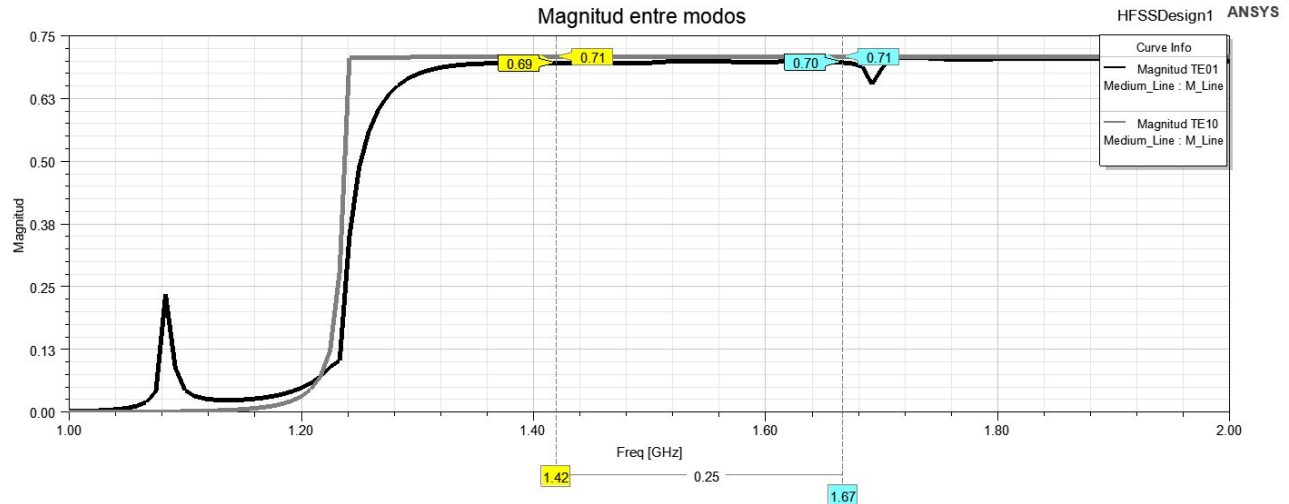


Fig. 4.10: Magnitud entre los modos

La totalidad de los resultados para este modelo se encuentran dentro de lo que se requiere para un buen funcionamiento del dispositivo, tras la optimización de los largos y alturas de cada uno de los escalones. Permitiendo una polarización puramente circular, lo que se considera como de vital importancia y objetivo dentro de la simulación, tal como fue posible observar en la curva de relación axial que sirve como gran indicador. Era más aún la cantidad de escalones correctos para cubrir el ancho de banda, proyectando simplificar la cantidad de parámetros a optimizar e incluso a su proceso de construcción.

4.8. Resultados Modelo del polarizador de tabique escalonado con coaxial

La inserción de pruebas coaxiales, deben ser de cuidadosa elección dada las geometrías de las mismas, especialmente que respondan en un ancho de banda y se encuentre en buena adaptación de impedancia con respecto a la guía de onda. Las pruebas coaxiales resulta una mejoría, optimizando su posición y la longitudes, sin modificar los radios para su impedancia lo más cercana a 50Ω para una buena transición de la señal de la guía de onda a coaxial. Sus valores son de buen rendimiento para frecuencias bajas a lo largo de la banda necesaria, si bien en la línea de hidroxilo, no tiene un mismo rendimiento, también se encuentra con una leve mejoría con respecto al modelo anterior.

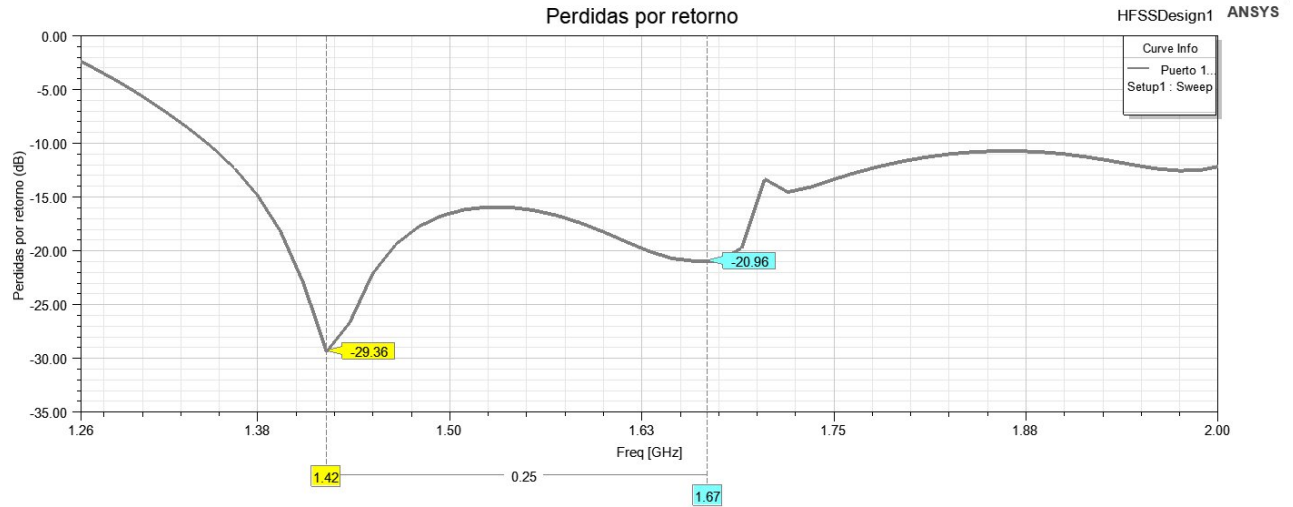


Fig. 4.11: Gráfica de pérdidas por retorno

La aislación se degrada mínimamente con respecto al modelo anterior, sin embargo, el rendimiento de la aislación sigue siendo idéntico a pesar de la inserción de las pruebas coaxiales, permitiendo un buen rendimiento a lo largo de la banda de operación.

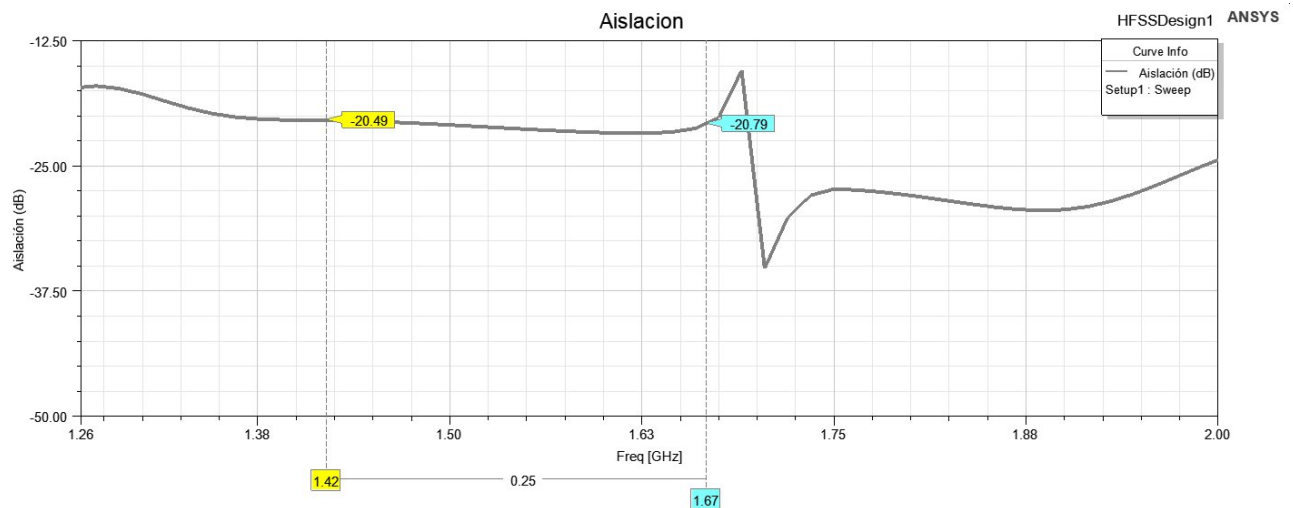


Fig. 4.12: Gráfica de aislación entre puertos

El rendimiento de las pruebas coaxiales, disminuye la fase en ambas líneas de interés. Lo que hace que el rendimiento del polarizador sea menor a lo inicial, pero era esperable dado que la inserción es directa, arriesgando rendimiento por una estructura compacta, de menor costo o bien de bajo perfil. Por lo que el desvío de error estimado de fase a 90° resulta en 1.38 % y 0.53 %, lo que resulta un resultado positivo.

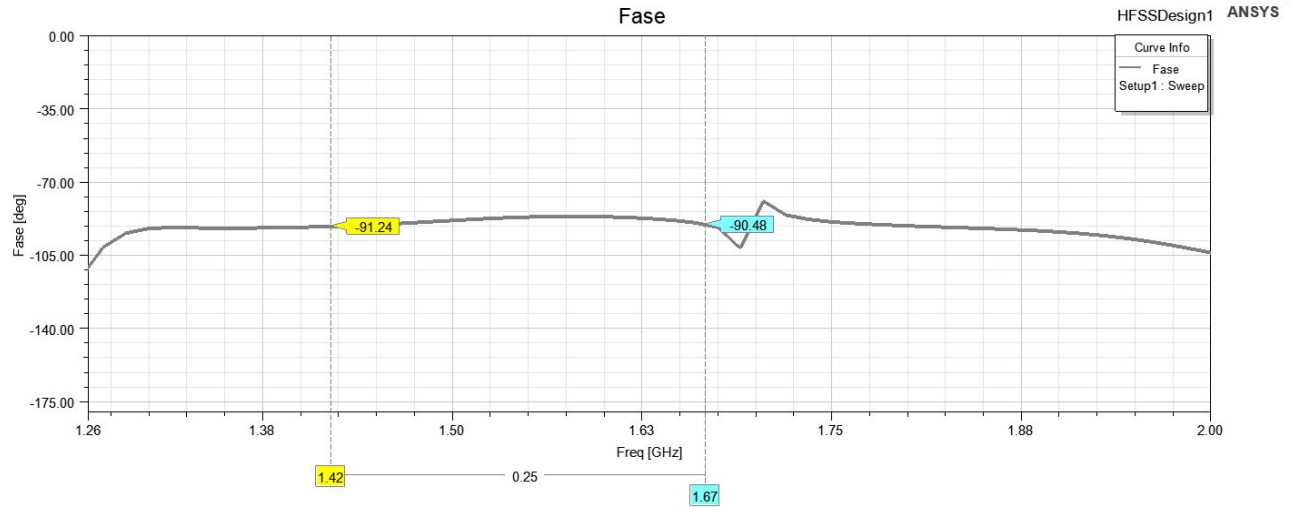


Fig. 4.13: Gráfica de fase

Una mejora significativa se obtiene cuando la diferencia en la magnitud de los modos es inferior a 0.01, lo que es particularmente relevante en aplicaciones de polarización circular. Esto indica que los componentes ortogonales de la señal están equilibrados de manera eficiente.

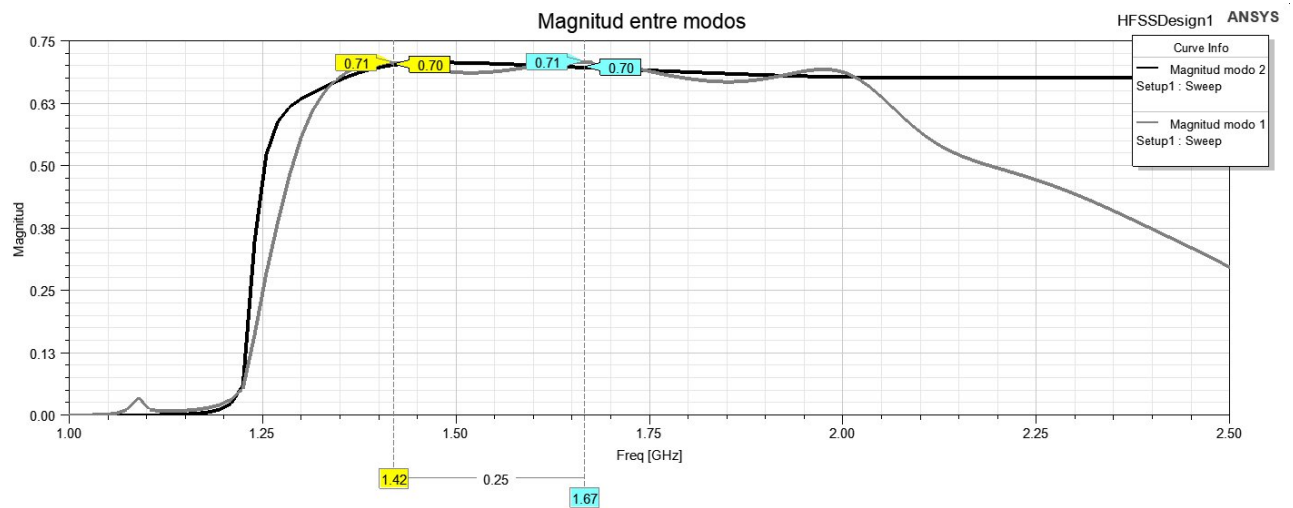


Fig. 4.14: Gráfica de magnitud entre modos

En cuanto a la relación axial se mantiene dentro de un margen aceptable de 1 dB, lo que garantiza una polarización circular razonablemente buena. Este rendimiento permite que el polarizador cumpla con su función de manera efectiva, logrando una correcta discriminación de las polarizaciones y asegurando un rendimiento adecuado en aplicaciones que requieren precisión en la polarización.

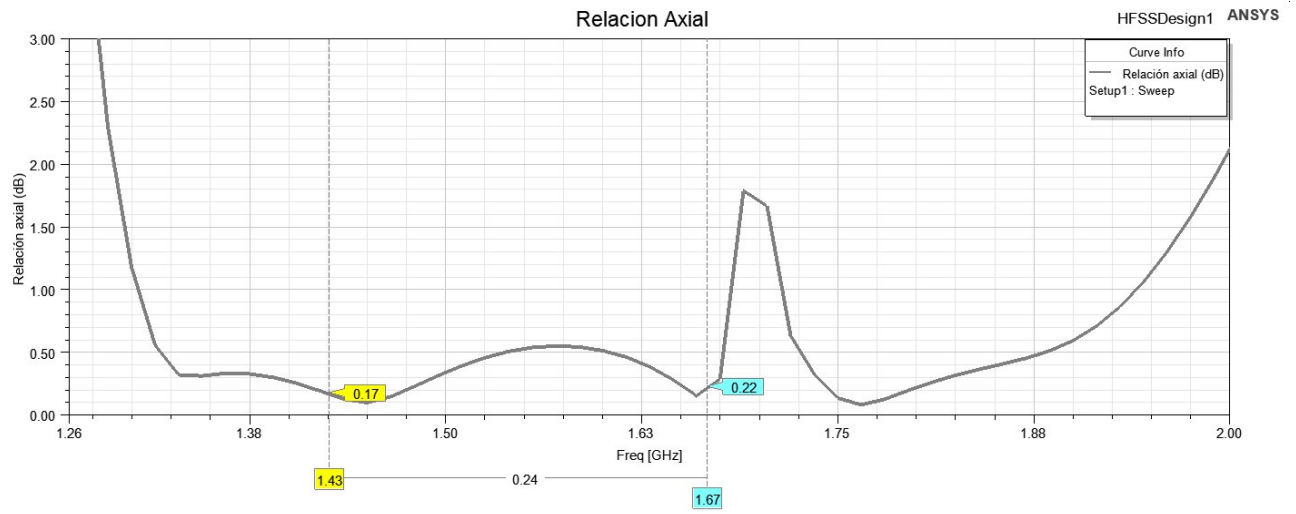


Fig. 4.15: Gráfica de Relación axial

4.9. Resultados Modelo del polarizador de tabique escalonado con reflector parabólico

4.9.1. Simulación del Reflector-Antena para la línea de Hidrógeno

La ganancia del reflector inicialmente alcanza los 28.76 dB a una distancia focal teórica, cuyo valor se muestra junto con su patrón radiativo en una escala de 0.5 en la Fig. 4.18. Su rendimiento mejora mediante una distancia optimizada por herramientas paramétricas desde -25 a 25 mm desde su valor teórico original, aumentando la ganancia en 1 dB. Esto permite que la antena concentre la señal de manera más eficiente, lo que se traduce en una mayor capacidad para recibir señales débiles desde distancias largas.

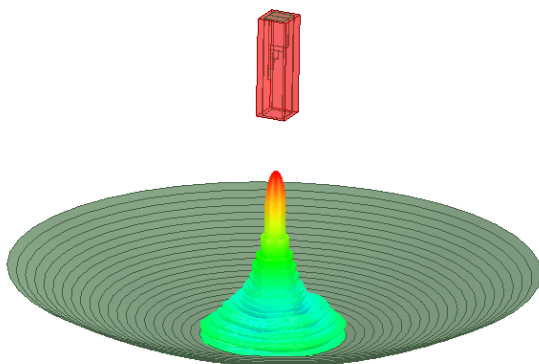


Fig. 4.16: Patrón radiativo del reflector con polarizador a su distancia focal

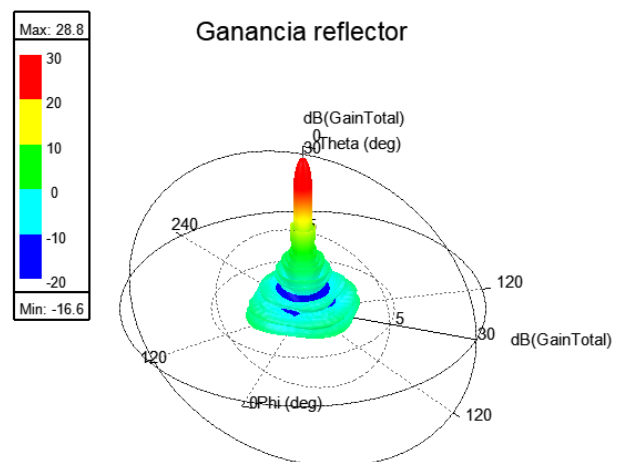


Fig. 4.17: Patrón radiativo en representación polar alimentado por coaxial derecho

Al excitar el puerto derecho, correspondiente a la polarización circular en sentido horario, se observa que la polarización deseada alcanza valores significativamente mayores en comparación con las polarizaciones no deseadas. A través de la directividad en el plano E, es decir, fijando $\theta = 0^\circ$ según la disposición del eje de coordenadas, se obtiene una diferencia superiores a 36.38 dB entre ellas, lo que supera el margen recomendado de 15 dB. En el caso del puerto izquierdo, la diferencia con respecto a la polarización deseada alcanza los 40.10 dB.

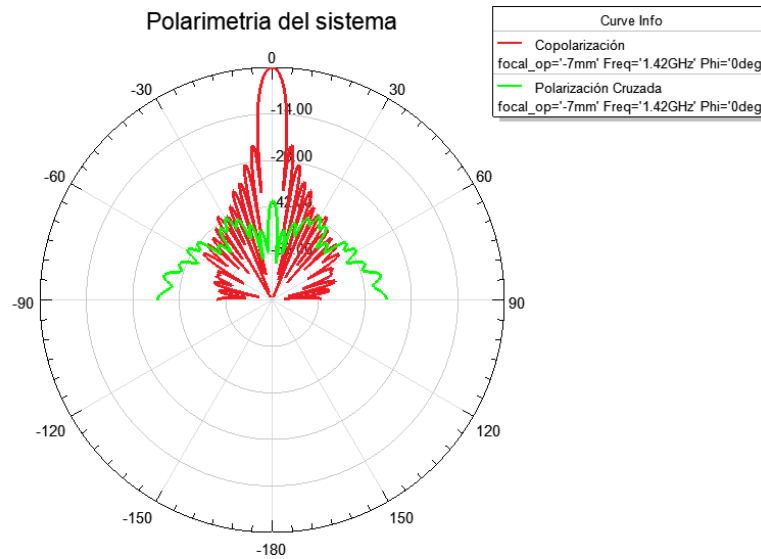


Fig. 4.18: Gráfica de las propiedades polarimétricas del sistema excitación LCP.

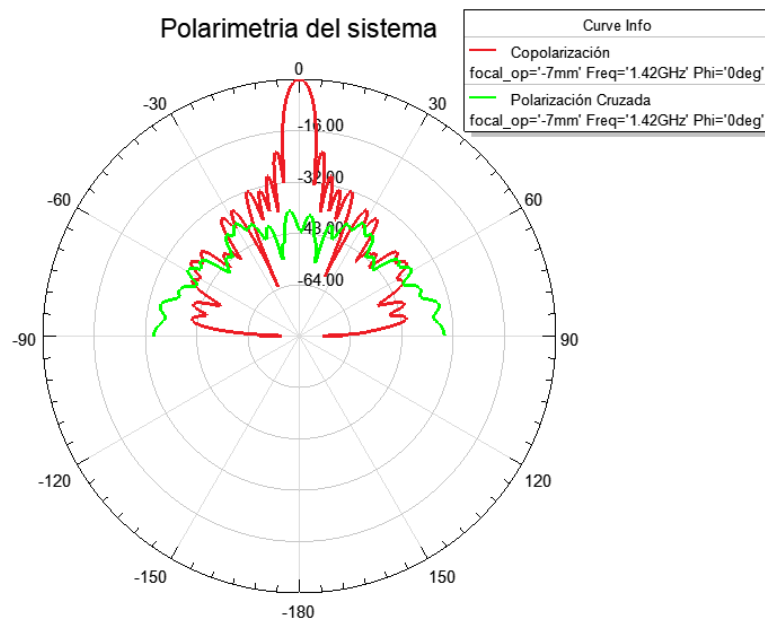


Fig. 4.19: Gráfica de las propiedades polarimétricas del sistema excitación RCP.

El ancho a media potencia (FWHM, por sus siglas en inglés) es un parámetro clave en la caracterización del patrón de radiación de la antena. En este caso, el valor obtenido en la simulación para ambas copolarizaciones es de 4.5° , lo que indica un buen enfoque del haz principal. Un FWHM reducido implica una mayor capacidad de resolución angular, lo que mejora la discriminación espacial de las señales recibidas y optimiza la captación de señales débiles en el sistema.

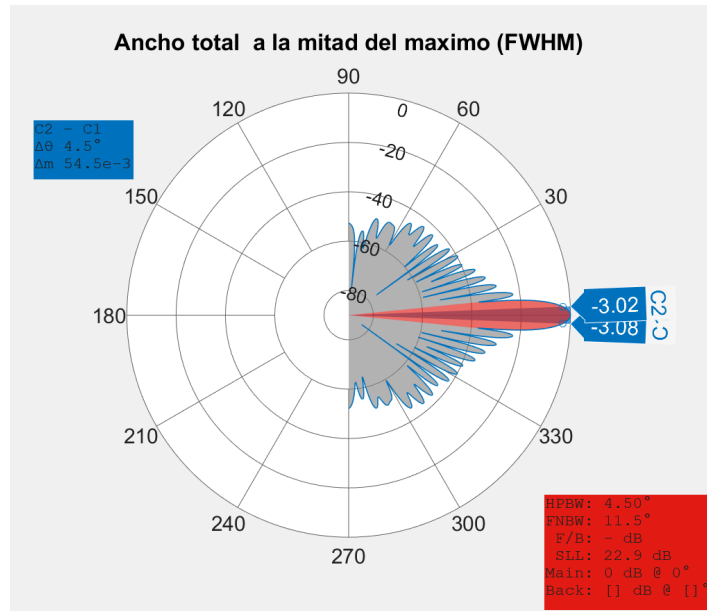


Fig. 4.20: Gráfica de ancho a media potencia polarización copolar excitando el puerto izquierdo.

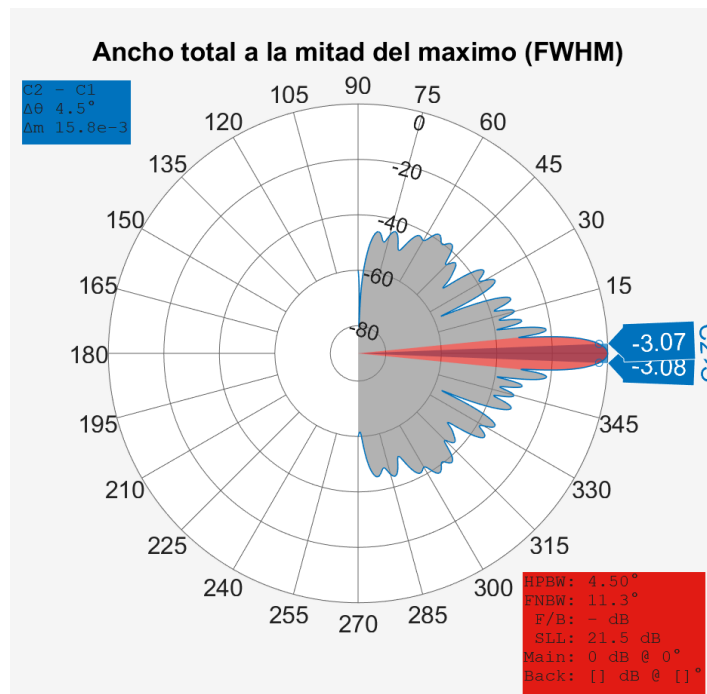


Fig. 4.21: Gráfica de ancho a media potencia polarización copolar excitando el puerto derecho.

4.9.2. Simulación del Reflector-Antena para la línea de Hidróxilo

En la línea del hidroxilo, tras optimizar la distancia focal, se obtiene una ganancia de 31.1 dB al excitar desde el puerto derecho. En cambio, al alimentar desde el puerto izquierdo, la ganancia mejora en 1 dB.

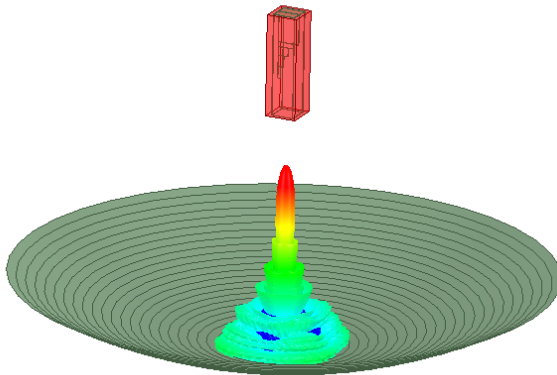


Fig. 4.22: Patrón radiativo del reflector con polarizador a su distancia focal

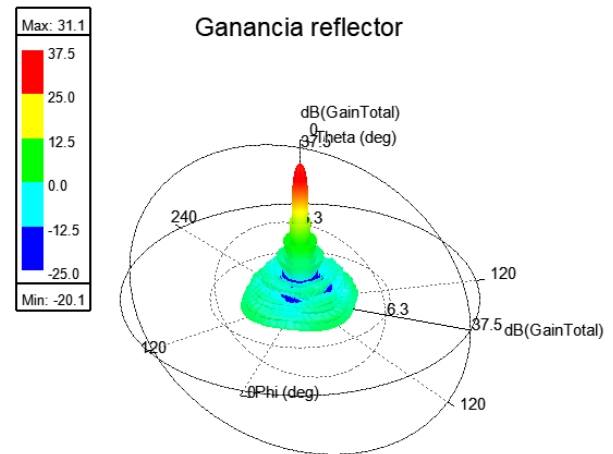


Fig. 4.23: Patrón radiativo en representación polar alimentado por coaxial derecho

En la caracterización de la polarización circular para la línea del hidroxilo, se observa que la polarización correspondiente alcanza valores superiores en comparación con otras no consideradas. Aplicando el mismo método utilizado para la línea de hidrógeno, se obtiene una diferencia de 46.27 dB entre la polarización izquierda deseada y las no deseadas, y de 36.44 dB en el sentido contrario.

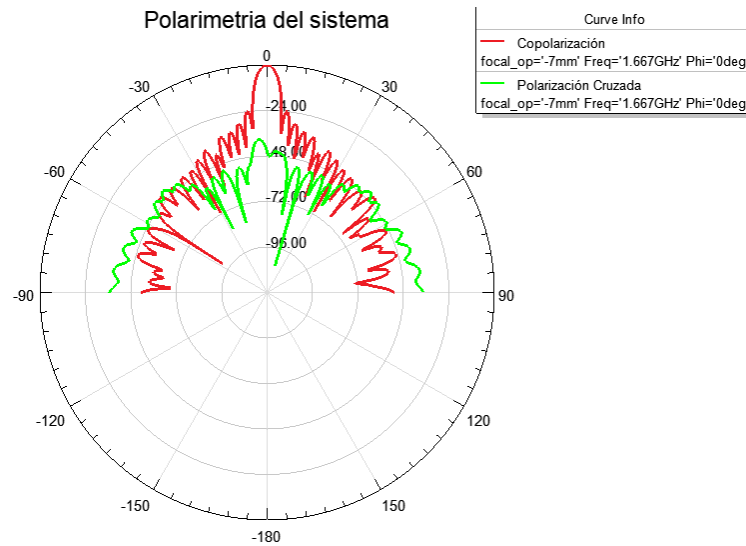


Fig. 4.24: Gráfica de las propiedades polarimetricas del sistema excitación LCP.

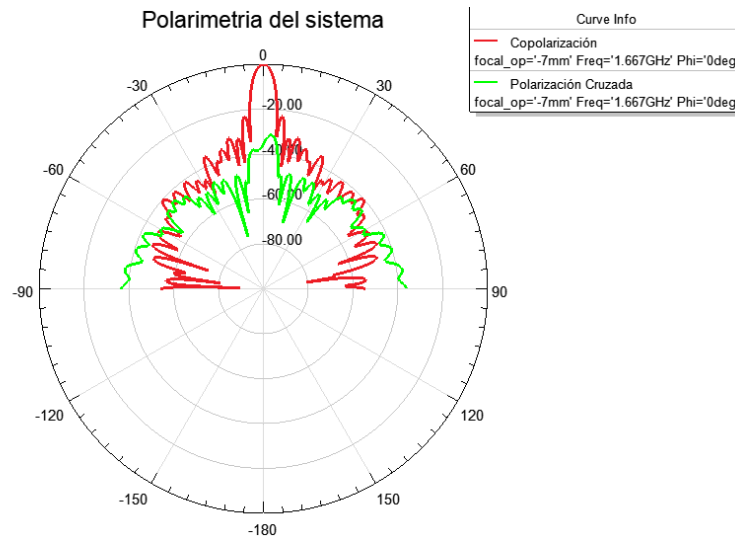


Fig. 4.25: Gráfica de las propiedades polarimetricas del sistema excitación RCP.

En comparación con el ancho a media potencia en la línea de hidrógeno, la línea de 1.667 GHz presenta un FWHM de 4° , lo que mejora la resolución angular. Esto se debe a la relación de la longitud de la guía de onda y la ganancia de un reflector parabolico donde es esperable que para frecuencias mayores exista una mayor ganancia.

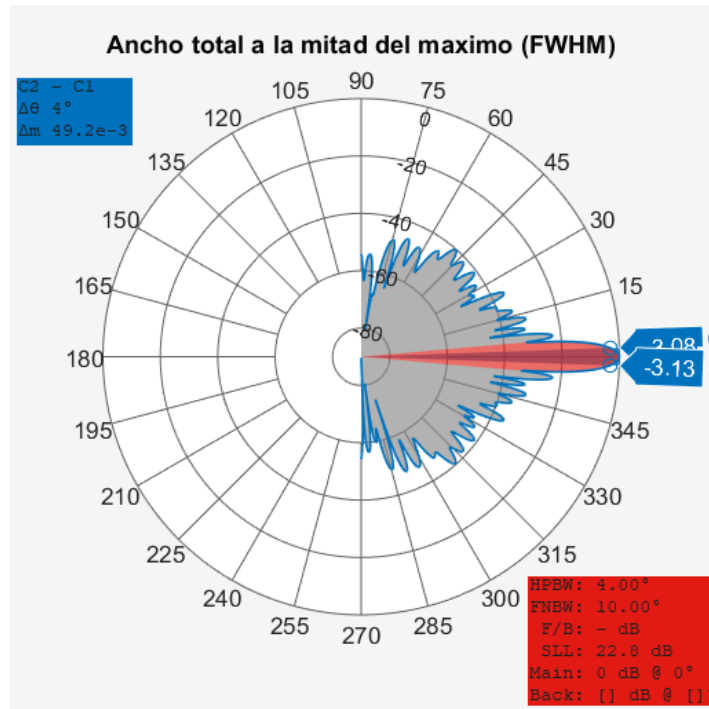


Fig. 4.26: Gráfica de ancho a media potencia polarización copolar excitando el puerto izquierdo.

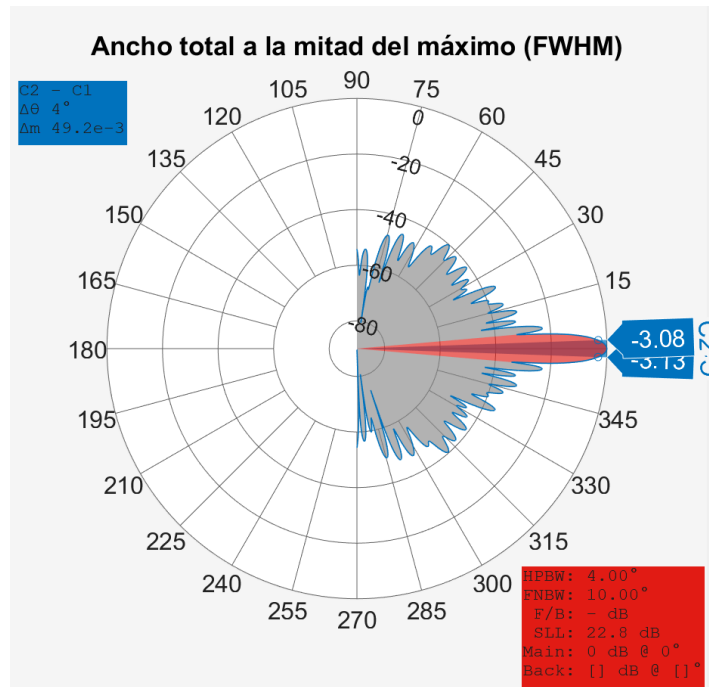


Fig. 4.27: Gráfica de ancho a media potencia polarización copolar excitando el puerto derecho.

Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)	FWHM (deg)	Polarización Cruzada (dB)
1.42	30.3	4.5	-40.10
1.667	32.08	4	-46.27

Fig. 4.28: Tabla resumen del sistema del radiotelescopio excitado por coaxial izquierdo

Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)	FWHM (deg)	Polarización Cruzada (dB)
1.42	28.8	4.5	-36.38
1.667	31.1	4	-36.44

Fig. 4.29: Tabla resumen del sistema del radiotelescopio excitado por coaxial derecho

5. Conclusiones

5.1. Conclusión

El modelo del polarizador de tabique escalonado sin coaxial presenta un rendimiento favorable dentro de los márgenes deseados para aplicaciones de polarización circular. La propagación de modos se comporta adecuadamente a partir de 1.26 GHz, sin modos no deseados hasta frecuencias superiores a 1.70 GHz, fuera del rango operativo. El dispositivo mantiene una baja pérdida por retorno y una aislación entre puertos superior a -20 dB, lo que asegura una polarización circular eficiente con excelente discriminación.

La incorporación de pruebas coaxiales en el modelo mejorado introduce una leve degradación en la aislación y una ligera variación en la fase, como era esperado debido a su diseño compacto y de bajo costo. Sin embargo, la mejora en la magnitud entre los modos, inferior a 1 dB, garantiza un buen desempeño en polarización circular, con componentes ortogonales equilibrados.

Al integrar un reflector parabólico, la ganancia del sistema alcanza 28.9 dB en su distancia focal teórica, mejorando la concentración de señal y la recepción de señales débiles. En la línea del hidroxilo, tras optimizar la distancia focal, se obtiene una ganancia de 31.1 dB al excitar desde el puerto derecho, aumentando 1 dB al alimentar desde el puerto izquierdo. La caracterización de la polarización circular en esta línea muestra valores superiores a otras no consideradas, con diferencias de 46.27 dB y 36.44 dB entre la polarización izquierda deseada y las no deseadas.

El patrón radiativo del reflector exhibe una polarización eficiente, con una diferencia de 22.5 dB entre polarizaciones deseadas y no deseadas, superando el margen recomendado de 15 dB. Además, el ancho a media potencia (FWHM) es de 4.6° para ambas copolarizaciones, asegurando un haz bien enfocado con buena directividad y resolución angular. En comparación con la línea de hidrógeno, la línea de 1.667 GHz presenta un FWHM de 4° , lo que mejora la resolución angular, en concordancia con el aumento de ganancia esperado a frecuencias más altas.

Estos resultados confirman que la combinación de los diferentes modelos de polarizadores y reflectores permite un funcionamiento eficiente y de alta calidad en aplicaciones de comunicación y radioastronomía que requieren una polarización precisa.

5.2. Trabajo a Futuro

Este trabajo, se extiende al diseño de un receptor que amplifique y pueda procesar la señal entrante. Los receptores heterodinos son altamente deseados en aplicaciones de radioastronomía. Esto puede ser diseñado por medio de softwares avanzados, que permita optimizar el sistema, incluso el reordenamiento de los componentes para su mejor configuración, entre alguno de ellos, AWR Cadence, MATLAB, entre otros.

Además de la parte de back-end del receptor, que permita analizar los datos de ambas polarizaciones, así con la obtención de matrices de Mueller, Jones que permiten obtener las matrices que relacionan polarizaciones y componentes analógicas desde un punto de vista matemático. En este mismo camino, se debe desarrollar la extracción de estos datos y obtener el parámetro de Stokes V, incluyendo el valor de campo magnético.

Por último, se puede lograr el estudio de bocina apropiada mecánicamente, que permita maximizar el rendimiento del polarizador, además del planteamiento de la validación de cada medición tras el desarrollo de cada uno de estos componentes, por nombrar algunas alternativas, son bocinas cónicas, piramidales, corrugadas, con inserciones en las aperturas de crestas para el aumento de ancho de banda necesario.

Bibliografía

- [1] T. Wilson, K. Rohlfs, y S. Huttemeister, "Tools of Radio Astronomy, 5th edition," 2012.
- [2] N. Ben Bekhti et al. (HI4PI Collaboration), "HI4PI: una encuesta HI de cielo completo basada en EBHIS y GASS", *Astronomy & Astrophysics*, vol. 594, A116, 2016. doi: 10.1051/0004-6361/201629178.
- [3] C. Heiles y T. H. Troland, "The Millennium Arecibo 21 Centimeter Absorption-Line Survey. II. Properties of the Warm and Cold Neutral Media," *The Astrophysical Journal*, vol. 586, no. 2, IOP, pp. 1067–1093, 2003. doi:10.1086/367828.
- [4] T. Robishaw y C. Heiles, "Arecibo OH Zeeman observations toward 475 point sources," *The Astrophysical Journal*, vol. 672, no. 1, p. 110, 2008.
- [5] Liszt, H. S., y Lucas, R., *Comparative chemistry of diffuse clouds: C2H, C3H2, H2CO and OH*, *Astronomy & Astrophysics*, vol. 370, no. 2, pp. 576–585, 2001.
- [6] J. Bland-Hawthorn, D. J. L. Madsen, and J. A. J. McClure-Griffiths, "Magnetic Fields in the Milky Way from OH Zeeman Effect," *The Astrophysical Journal*, vol. 661, no. 2, pp. 1344-1353, 2007.
- [7] Liszt, H. S., y Gerin, M., "Molecular hydrogen and its proxies HCO⁺ and CO in the diffuse interstellar medium," *ArXiv preprint*, vol. 2301.08945, 2023. Disponible en: <https://arxiv.org/abs/2301.08945>.
- [8] A. G. G. M. Tielens, *The Physics and Chemistry of the Interstellar Medium*, Cambridge University Press, 2005.
- [9] P. André, S. Basu, S. Inutsuka, and F. Nakamura, "From Filamentary Networks to Dense Cores in Molecular Clouds: Toward a New Paradigm for Star Formation," *Annual Review of Astronomy and Astrophysics*, vol. 48, pp. 339-389, 2010.
- [10] C. L. Hull and Q. Zhang, "Interferometric Observations of Magnetic Fields in Forming Stars," *Frontiers in Astronomy and Space Science*, vol. 6, no. 3, pp. 1-11, 2019.
- [11] R. Crutcher and A. Kemball, "Review of Zeeman Effect Observations of Regions of Star Formation," *Frontiers in Astronomy and Space Sciences*, vol. 6, no. 1, pp. 1-8, 2019.

- [12] D. Davis, O. Digiondomenico, and J. Kempic, "A new type of circularly polarized antenna element," in *1967 Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1967. doi: 10.1109/aps.1967.1150527.
- [13] P. Sarasa, M. Díaz-Martín, J.-C. Angevain, y C. Mangenot, "New compact OMT based on a septum solution," *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011, pp. 1181-1185. <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:35007530>
- [14] Yen-Lin Chen, Tzihong Chiueh, and Hsiao-Feng Teng, "A 77-118 GHz Resonance-free Septum Polarizer," *The Astrophysical Journal Supplement Series*, vol. 211, p. 11, Feb. 2014. doi: 10.1088/0067-0049/211/1/11.
- [15] Michal Mrnka, Martin Pavlovic, and Zbynek Raida, "Antenna Range Illuminator Based on a Septum Polarizer and a Dual-Mode Horn [Measurements Corner]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 58, no. 4, pp. 82-86, 2016. doi: 10.1109/MAP.2016.2569444.
- [16] Ali Imran Sandhu, "Design of an Orthomode Transducer in Gap Waveguide Technology," presented at the 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2010. Available at: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:107437540>.
- [17] F. F. Dubrovka, S. I. Piltyay, R. R. Dubrovka, M. M. Lytvyn, and S. M. Lytvyn, "Optimum Septum Polarizer Design for Various Fractional Bandwidths," *Radioelectronics and Communications Systems*, vol. 63, no. 1, pp. 15–23, 2020. doi:10.3103/s0735272720010021.
- [18] Balanis, C. A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed., Wiley, 2016.
- [19] Crutcher, R. M., Troland, T. H., Goodman, A. A., Heiles, C., Kazes, I., and Myers, P. C., "OH Zeeman Observations of Dark Clouds", *The Astrophysical Journal*, vol. 407, p. 175, 1993. doi:10.1086/172503.
- [20] Alves, J., Lada, C. J., Lada, E. A., & Lombardi, M., "Star Formation in the Perseus Molecular Cloud: The Distance, Structure, and Star Formation Rate," *The Astrophysical Journal*, vol. 745, no. 1, pp. 1-22, 2012.
- [21] Bolton, J. G., & Wild, J. P., "Observations of the discrete source at 19.9 Mc/s," *Australian Journal of Physics*, vol. 10, no. 2, pp. 137-146, 1957.
- [22] Nafe, J. E., & Nelson, K., "Radio frequency absorption measurements in the atmosphere," *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, vol. 41, no. 2, pp. 161-182, 1948.

- [23] J. A. Bava, *Antenas reflectoras en microondas*, Editorial de la Universidad Nacional de La Plata (EDULP), 2013. doi:10.35537/10915/35628.
- [24] Pozar, D. M., *Microwave Engineering*, 4th ed., Wiley, 2011.
- [25] M. Chen and G. Tsandoulas, "A wide-band square-waveguide array polarizer," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, no. 3, pp. 389–391, May 1973. doi:10.1109/TAP.1973.1140486.
- [26] Ma, X.; Huang, S.; Ye, G.; Guan, T.; Fan, Q. AcpAS: An Advanced Circularly Polarized Antenna Structure for an Airborne Relay Communication System. *Appl. Sci.* 2024, 14, 9041. <https://doi.org/10.3390/app14199041>
- [27] Bornemann, J., & Labay, V. A. (1995). Ridge waveguide polarizer with finite and stepped-thickness septum. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(8), 1782–1787. <https://doi.org/10.1109/22.402260>

A. Anexo: Fundamentos de polarimetría en radioastronomía

A1. Polarización: Conceptos Fundamentales

La polarización de una onda de radio se define por el movimiento de su vector de campo eléctrico en función del tiempo dentro de un plano perpendicular a la dirección de propagación. Este plano se conoce como el plano de polarización, y la forma general que el campo eléctrico traza con el tiempo es una elipse. La elipse de polarización se puede cuantificar en términos de una base ortogonal en el plano de polarización, como la base lineal cartesiana estándar y una base de vectores unitarios que rotan circularmente en sentidos opuestos.

A2. Descripción de la Polarización mediante Campos Eléctricos

El vector de campo eléctrico de una onda de luz monocromática que viaja en la dirección $+\hat{z}$ se puede expresar en términos de bases lineales y circulares ortonormales:

$$E(z, t) = E_0 e^{i(2\pi\nu t - kz)} = (E_x \hat{x} + E_y \hat{y}) e^{i(2\pi\nu t - kz)} = (E_R \hat{R} + E_L \hat{L}) e^{i(2\pi\nu t - kz)} \quad (\text{A.1})$$

Donde,

$$\hat{R} = \frac{\hat{x} - i\hat{y}}{\sqrt{2}} \quad \text{y} \quad \hat{L} = \frac{\hat{x} + i\hat{y}}{\sqrt{2}}$$

son los vectores unitarios de polarización circular derecha e izquierda (IEEE RCP y LCP, respectivamente).

A3. Análisis de la Polarización en Radioastronomía

A una posición dada z a lo largo de la dirección de propagación, el extremo del vector de campo eléctrico E trazará una elipse en el tiempo con componentes ortogonales dadas en la base lineal:

$$E_x(t) = E_{0x}e^{i(2\pi\nu t + \phi_x)}, \quad E_y(t) = E_{0y}e^{i(2\pi\nu t + \phi_y)} \quad (\text{A.2})$$

o en la base circular:

$$E_R(t) = E_{0R}e^{i(2\pi\nu t + \phi_R)}, \quad E_L(t) = E_{0L}e^{i(2\pi\nu t + \phi_L)} \quad (\text{A.3})$$

A4. Consideraciones Importantes para Mediciones de Polarización

Muchos tratamientos de polarización en radioastronomía ignoran la fase absoluta, pero no deben ignorar la fase relativa $\phi = \phi_y - \phi_x$, especialmente al usar interferómetros. El eje mayor de la elipse de polarización estará orientado a un ángulo θ con respecto al eje x .

$$\tan(2\theta) = \frac{2E_{0x}E_{0y} \cos(\phi)}{E_{0x}^2 - E_{0y}^2} = \tan(\phi_R - \phi_L) \quad (\text{A.4})$$

Las señales de radioastronomía son, en general, parcialmente polarizadas. La elipse de polarización y las matrices de Jones no pueden ayudarnos a cuantificar la radiación parcialmente polarizada. Para esto, utilizamos los parámetros de Stokes. Los parámetros de Stokes se denotan más comúnmente como I , Q , U y V en las mediciones astronómicas y, debido a que se manipulan convenientemente mediante álgebra matricial, a menudo se escriben como el vector de Stokes:

$$S = \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \\ Q \\ U \\ V \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Los parámetros de Stokes se definen en términos de las intensidades de las formas de polarización ortogonales, como sigue:

- I_{0° y I_{90° : Intensidades de las polarizaciones lineales horizontales (0°) y verticales (90°).
- I_{+45° y I_{-45° : Intensidades de las polarizaciones lineales diagonales ($+45^\circ$ y -45°).
- I_{RCP} y I_{LCP} : Intensidades de las polarizaciones circulares derecha (RCP) e izquierda (LCP).

(1) **Stokes I** es la intensidad total. Es la suma de las intensidades de dos componentes de polarización ortogonales y no almacena ninguna información de polarización.

$$I \equiv I_{tot} \equiv I_{0^\circ} + I_{90^\circ} \equiv I_{+45^\circ} + I_{-45^\circ} \equiv I_{RCP} + I_{LCP} \quad (\text{A.6})$$

(2) **Stokes Q** es la diferencia en intensidades entre los componentes linealmente polarizados horizontal y vertical, y mide la tendencia de la onda de radio a preferir la dirección horizontal. Si $Q > 0$, hay un exceso de radiación polarizada a lo largo de la horizontal, mientras que si $Q < 0$, hay un exceso vertical.

$$Q = I_{0^\circ} - I_{90^\circ} \quad (\text{A.7})$$

(3) **Stokes U** es la diferencia en intensidades entre los componentes linealmente polarizados a $+45^\circ$ y -45° , y representa la preferencia de la luz para alinearse a $+45^\circ$. Si $U < 0$, significa un exceso de polarización lineal en un ángulo de -45° respecto a la horizontal.

$$U = I_{+45^\circ} - I_{-45^\circ} \quad (\text{A.8})$$

(4) **Stokes V** es la diferencia entre las intensidades de los componentes RCP (polarización circular derecha) y LCP (polarización circular izquierda) y describe la preferencia de la luz por

ser RCP. Para valores positivos de Stokes V , hay un exceso de RCP sobre LCP cuando se usan las convenciones de IEEE y IAU.

$$V = I_{RCP} - I_{LCP} \quad (\text{A.9})$$

Es importante notar que estas son definiciones. El propio Stokes utilizó la notación $\{A, B, C, D\}$ un siglo antes de que Chandrasekhar estableciera la convención $\{I, Q, U, V\}$, en la cual las tres últimas letras fueron asignadas sin ninguna motivación específica.

A.5 Tipos de Polarización

De manera general, la polarización es de manera elíptica, ella se puede separar en componentes lineales, en función del tiempo y el eje z que hace referencia a la dirección propagación de los campos ortogonales.

Polarización Lineal:

La polarización lineal ocurre cuando las dos componentes no nulas del campo eléctrico \vec{E} , es decir, E_x y E_y , no presentan una diferencia de fase. Esto significa que las oscilaciones de estas componentes están sincronizadas, aunque sus magnitudes no necesariamente sean iguales. Si $E_y = 0$, la onda está polarizada linealmente en la dirección horizontal o dirección x . Si $E_x = 0$, la onda está polarizada linealmente en la dirección vertical o dirección y . Sin embargo, es más común que ambas componentes sean diferentes de cero, produciendo una oscilación en una única dirección.

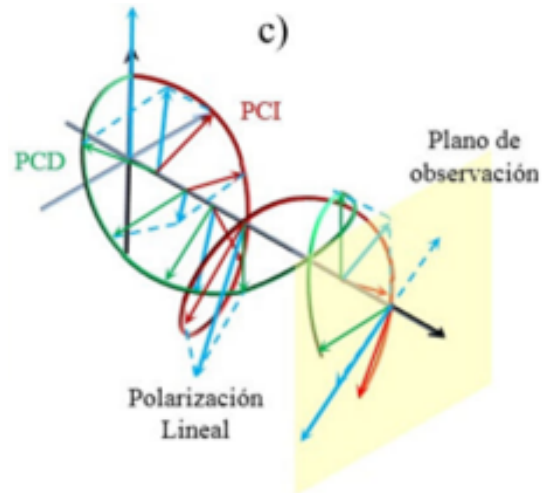


Fig. A.1: Representación vectorial de la polarización lineal

Polarización Circular:

La polarización circular se da cuando las magnitudes de las componentes ortogonales del campo eléctrico \vec{E} son iguales y la diferencia de fase entre ellas es de 90° o -90° . Cuando la diferencia de fase es de 90° , el campo eléctrico está polarizado circularmente a la derecha, y cuando la diferencia de fase es de -90° , el campo eléctrico está polarizado circularmente a la izquierda.

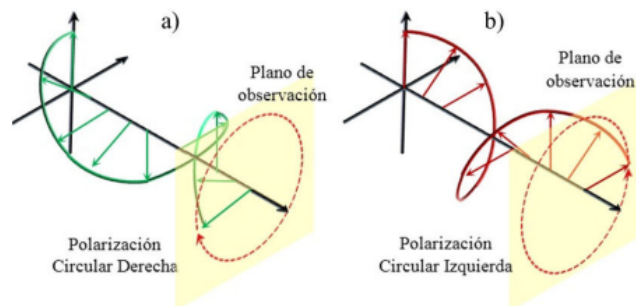


Fig. A.2: Representación vectorial de la polarización circular

B. Anexo: Formalismo de Poincaré para la Polarización

B1. Introducción al Formalismo de Poincaré

El formalismo de Poincaré proporciona una descripción geométrica de la polarización de la luz, representando las diferentes formas de polarización en una esfera conocida como la *esfera de Poincaré*. Este modelo es útil para visualizar las relaciones entre las diferentes orientaciones de la polarización y las componentes del vector de campo eléctrico. La esfera de Poincaré es un método visual que representa de manera intuitiva todas las formas posibles de polarización en términos de los parámetros de Stokes.

B2. La Esfera de Poincaré

La esfera de Poincaré es una representación geométrica de la polarización de la luz en la que cada punto de la esfera corresponde a un estado de polarización único. En este modelo, se pueden visualizar diferentes tipos de polarización como:

- **Polarización lineal:** Se ubica sobre el ecuador de la esfera.
- **Polarización circular:** Se encuentra en los polos de la esfera.
- **Polarización elíptica:** Cualquier otro punto dentro de la esfera.

El estado de polarización de una onda electromagnética puede describirse por un punto en la esfera, donde el vector de Stokes se mapea directamente al punto de la esfera que describe la polarización.

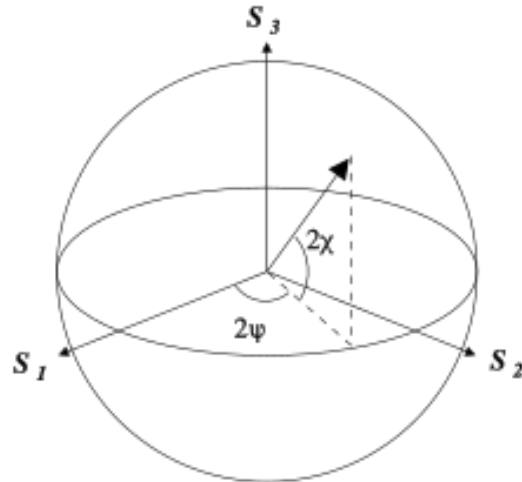


Fig. B.1: Representación de la esfera de Poincaré para diferentes estados de polarización.

B3. Parámetros de Stokes y la Esfera de Poincaré

Los parámetros de Stokes $\{I, Q, U, V\}$ son fundamentales para definir el estado de polarización y pueden ser representados en la esfera de Poincaré mediante las siguientes relaciones:

$$I = Q^2 + U^2 + V^2 \quad (\text{B.1})$$

Estos parámetros determinan la ubicación del punto en la esfera de Poincaré. Para visualizar esto, consideremos un caso específico:

- Si $Q = U = 0$ y $V \neq 0$, la polarización es circular.
- Si $V = 0$ y $U \neq 0$, la polarización es lineal en una dirección definida por U .

B4. Polarización Elíptica en la Esfera de Poincaré

El estado de polarización elíptica corresponde a cualquier punto dentro de la esfera de Poincaré, y su relación con los parámetros de Stokes es:

$$S_1 = Q, \quad S_2 = U, \quad S_3 = V$$

Los valores de estos parámetros varían según la forma y orientación de la elipse, siendo la longitud del eje mayor de la elipse proporcional a la magnitud de la polarización, y el ángulo de rotación de la elipse está relacionado con la fase relativa entre las componentes del campo eléctrico.

B5. Representación Geométrica y Función de Propagación

La polarización elíptica en el formalismo de Poincaré también se describe por una orientación definida en el espacio tridimensional mediante un ángulo de rotación de la elipse. Este ángulo depende de la fase de las componentes E_x y E_y , y se puede calcular con la siguiente relación:

$$\tan(2\theta) = \frac{2E_x E_y \cos(\phi)}{E_x^2 - E_y^2}$$

Donde θ es el ángulo de rotación de la elipse, y ϕ es la fase entre las componentes E_x y E_y .

B6. Aplicaciones del Formalismo de Poincaré en Radioastronomía

En radioastronomía, el formalismo de Poincaré es utilizado para analizar y caracterizar la polarización de las señales recibidas de fuentes astronómicas. La utilización de la esfera de Poincaré permite una representación compacta y clara de las características de polarización de las señales, lo que es crucial en la medición de la polarización de fuentes como púlsares, galaxias y el fondo cósmico de microondas.

El análisis de la polarización utilizando esta esfera puede proporcionar información clave sobre los campos magnéticos en el espacio interestelar, las propiedades del medio de propagación, y las características de la emisión de las fuentes astronómicas. Además, la capacidad de distinguir entre polarización lineal y circular es fundamental para la interpretación de las observaciones de la radiación cósmica.

B7. Resumen

El formalismo de Poincaré es una herramienta poderosa en la teoría de polarización que proporciona una visualización geométrica y un análisis detallado de los estados de polarización de ondas electromagnéticas. A través de la esfera de Poincaré, podemos representar y analizar la polarización elíptica, lineal y circular, y entender cómo los parámetros de Stokes determinan estos estados. En radioastronomía, este formalismo es fundamental para el análisis de las observaciones y la caracterización precisa de las fuentes de radiación polarizada.

C. Anexo: Códigos

```

1  clc; clearvars; close all;
2
3  FWHM_LCP_HI = importdata("OH_Polarimetria del sistema_LCP.csv");
4  FWHM_RCP_HI = importdata("OH_Polarimetria del sistema_RCP.csv");
5
6  degree = FWHM.data(:,4); % Grados
7
8  Copol_LCP = FWHM_LCP_HI.data(:,5); % Datos de copolarización extraídos de
   HFSS
9  figure(1)
10 polarpattern(degree, Copol_LCP);
11
12 Copol_RCP = FWHM_RCP_HI.data(:,5); % Datos de copolarización extraídos de
   HFSS
13 figure(2)
14 polarpattern(degree, Copol_RCP);
15
16 FWHM_LCP_OH = importdata("OH_Polarimetria del sistema_LCP.csv");
17 FWHM_RCP_OH = importdata("OH_Polarimetria del sistema_RCP.csv");
18
19 degree = FWHM.data(:,4); % Grados
20
21 Copol_LCP = FWHM_LCP_OH.data(:,5); % Datos de copolarización extraídos de
   HFSS
22 figure(1)
23 polarpattern(degree, Copol_LCP);
24
25 Copol_RCP = FWHM_RCP_OH.data(:,5); % Datos de copolarización extraídos de
   HFSS
26 figure(2)
27 polarpattern(degree, Copol_RCP);

```

```

1  clc; clearvars; close all;
2  %Calculadora de frecuencia de cortes guia de onda
3  f0 = 1.54e9; % Frecuencia de operación u frecuencia central
4  c0 = 3e8; % Constante de velocidad de la luz
5  l0 = c0/f0*1e3; % Longitud de onda en el vacio
6

```

```
7 % Modos y sus frecuencias de corte
8 a_meters = 121.3*1e-3; % Dimensión ancha de la guía de onda cuadrada
9 b_meters = a_meters;
10
11 fc10 = c0 / (2 * a_meters)*1e-9 % Frecuencia de corte en Hz
12 fc01 = c0 / (2 * b_meters)*1e-9 % Frecuencia de corte en Hz
13 fc11 = (c0 / 2)*sqrt( (1/a_meters)^2 + (1/b_meters)^2 )*1e-9 % Frecuencia de
    corte en Hz
14 fc20 = c0 / (a_meters)*1e-9 % Frecuencia de corte en Hz
```