



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

— **TELECOM** ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de
Telecomunicación

Diseño de polarizadores circulares multicapa para bandas
milimétricas

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación

AUTOR/A: Campos Blanco, Berta

Tutor/a: Baquero Escudero, Mariano

CURSO ACADÉMICO: 2024/2025



Resumen

En este Trabajo de Fin de Grado se estudia un método de diseño de polarizadores circulares multicapa mediante el uso de modelos de circuitos equivalentes aplicados a estructuras periódicas impresas sobre sustratos dieléctricos comerciales. Estos dispositivos son fundamentales en aplicaciones avanzadas de telecomunicaciones, como redes 5G/6G o sistemas espaciales, donde es necesario controlar la polarización de las ondas electromagnéticas de forma precisa y eficiente.

El objetivo principal del trabajo es resolver el desafío de reducir el espesor de los polarizadores sin comprometer su rendimiento, especialmente en términos de relación axial y ancho de banda. Para ello, se parte del modelo teórico desarrollado por Joyal y Laurin (2011), y se analizan distintas configuraciones mediante simulaciones que permiten comparar ventajas y limitaciones de varios criterios de diseño.

Finalmente, se presenta el diseño de un polarizador circular realizado con dos capas basadas en sustratos comerciales, pensado para operar en la banda milimétrica.

Palabras clave: antena, polarización circular, polarización lineal, meandros, bandas milimétricas, 5G.

Resum

En este Treball de Fi de Grau s'estudia un mètode de disseny de polaritzadors circulars multicapa mitjançant l'ús de models de circuits equivalents aplicats a estructures periòdiques impreses sobre substrats dielèctrics comercials. Estos dispositius són fonamentals en aplicacions avançades de telecomunicacions, com a xarxes 5G/6G o sistemes espacials, on és necessari controlar la polarització de les ones electromagnètiques de manera precisa i eficient.

L'objectiu principal del treball és resoldre el desafiament de reduir la grossària dels polaritzadors sense comprometre el seu rendiment, especialment en termes de relació axial i amplada de banda. Per a això, es partix del model teòric desenvolupat per Joyal i Laurin (2011), i s'analitzen diferents configuracions mitjançant simulacions que permeten comparar avantatges i limitacions de diversos criteris de disseny.

Finalment, es presenta el disseny d'un polaritzador circular realitzat amb dos capes basades en substrats comercials, pensat per a operar en la banda mil·limètrica.

Paraules clau: Antena, polarització circular, polarització lineal, meandres, bandes mil·limètriques, 5G.



Abstract

This Bachelor's Thesis studies a method for designing multilayer circular polarizers using equivalent circuit models applied to periodic structures printed on commercial dielectric substrates. These devices are essential in advanced telecommunications applications, such as 5G/6G networks or space systems, where it is necessary to precisely and efficiently control the polarization of electromagnetic waves.

The main objective of the work is to address the challenge of reducing the thickness of the polarizers without compromising their performance, particularly in terms of axial ratio and bandwidth. To this end, the study is based on the theoretical model developed by Joyal and Laurin (2011), and various configurations are analyzed through simulations that allow for a comparison of the advantages and limitations of different design criteria.

Finally, the design of a circular polarizer made with two layers based on commercial substrates is presented, intended to operate in the millimeter-wave band.

Keywords: antenna, circular polarization, linear polarization, meanders, millimeter-wave bands, 5G.

RESUMEN EJECUTIVO

La memoria del TFG del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación debe desarrollar en el texto los siguientes conceptos, debidamente justificados y discutidos, centrados en el ámbito de la ingeniería de telecomunicación

CONCEPT (ABET)	CONCEPTO (traducción)	¿Cumple? (S/N)	¿Dónde? (páginas)
1. IDENTIFY:	1. IDENTIFICAR:		
1.1. Problem statement and opportunity	1.1. Planteamiento del problema y oportunidad	S	1
1.2. Constraints (standards, codes, needs, requirements & specifications)	1.2. Toma en consideración de los condicionantes (normas técnicas y regulación, necesidades, requisitos y especificaciones)	S	10-12
1.3. Setting of goals	1.3. Establecimiento de objetivos	S	2
2. FORMULATE:	2. FORMULAR:		
2.1. Creative solution generation (analysis)	2.1. Generación de soluciones creativas (análisis)	S	4-6, 10-11
2.2. Evaluation of multiple solutions and decision-making (synthesis)	2.2. Evaluación de múltiples soluciones y toma de decisiones (síntesis)	S	15-16, 23-24
3. SOLVE:	3. RESOLVER:		
3.1. Fulfilment of goals	3.1. Evaluación del cumplimiento de objetivos	S	25-26
3.2. Overall impact and significance (contributions and practical recommendations)	3.2. Evaluación del impacto global y alcance (contribuciones y recomendaciones prácticas)	S	27-28



Índice

Capítulo 1.	Introducción.....	1
1.1	Contexto tecnológico: polarizadores circulares, sistemas 5G/6G, radares, tecnología espacial 1	
1.2	Justificación del uso de polarizadores circulares delgados	1
1.3	Objetivos del trabajo	2
1.3.1	Objetivo general.....	2
1.3.2	Objetivos específicos	2
1.4	Metodología empleada	2
1.5	Visión general de la memoria	3
Capítulo 2.	Estado del arte	4
2.1	Polarizadores clásicos: diseño con líneas meándricas	4
2.2	Avances en estructuras FSS y modelos de doble capa	4
2.3	Polarizadores delgados y estructuras tipo Fabry-Perot.....	5
2.4	Modelo de Joyal y Laurin: contribución y limitaciones	5
2.5	Retos actuales y motivación del presente trabajo.....	6
Capítulo 3.	Fundamentos teóricos	7
3.1	Polarización lineal y circular	7
3.2	Conversión de polarización: teoría básica	8
3.3	Polarizadores meándricos	9
3.4	Modelado de superficies periódicas mediante teoría de líneas de transmisión	10
3.5	Parámetros clave: S_{11} , ancho de banda (BW) y relación axial (RA).....	10
Capítulo 4.	Metodología de diseño y simulación	11
4.1	Revisión del modelo de Joyal y Laurin	11
4.1.1	Descripción general del modelo.....	11
4.1.2	Circuito equivalente y parámetros b_1 , b_2	11
4.2	Implementación en Matlab	14
4.2.1	Algoritmo desarrollado	14
4.2.2	Configuraciones evaluadas: materiales dieléctricos y espaciados	15
4.3	Diseño y simulación en AWR Design Environment	16
4.4	Parámetros de evaluación: BW para -21 dB y RA.....	18



Capítulo 5.	Resultados y análisis	21
5.1	Comparativa de configuraciones.....	22
5.1.1	Tabla de resultados.....	22
5.1.2	Análisis del ancho de banda (BW).....	23
5.1.3	Análisis de la relación axial (RA)	23
5.2	Influencia de la permitividad	23
5.3	Efecto del espaciado entre capas.....	23
5.4	Identificación de la configuración óptima	24
Capítulo 6.	Discusión y conclusiones	25
6.1	Compromisos entre espesor, RA y ancho de banda	25
6.2	Validación y limitaciones del trabajo	25
6.3	Ventajas del enfoque híbrido y aportaciones del trabajo.....	27
6.4	Conclusiones generales	27
6.5	Recomendaciones prácticas de diseño.....	28
Capítulo 7.	Bibliografía y anexos	29
7.1	Bibliografía.....	29
7.2	Anexo I: código Matlab.....	29
7.2.1	Función principal para el cálculo de b_1 y b_2	29
7.2.2	Función alternativa basada en el punto de inflexión y resultados.....	31
7.3	Anexo II: simulación en AWR y prototipo físico del polarizador	33
7.4	Relación del trabajo con los Objetivos de Desarrollo Sostenible de la agenda 2030.....	38

Capítulo 1. Introducción

1.1 Contexto tecnológico: polarizadores circulares, sistemas 5G/6G, radares, tecnología espacial

La evolución de las tecnologías de comunicación y detección ha llevado a un uso cada vez más extendido de sistemas que operan en frecuencias elevadas, especialmente en el rango de las bandas milimétricas. Aplicaciones como las redes móviles 5G y 6G, los radares de alta resolución o los sistemas de comunicación por satélite comparten una necesidad común: el control preciso de la polarización de las ondas electromagnéticas.

En este contexto, los polarizadores circulares se han convertido en componentes clave. Su función principal es transformar una onda linealmente polarizada en una circular (o viceversa), lo que permite mejorar la eficiencia de transmisión, reducir interferencias y aprovechar mejor la geometría de las antenas, especialmente en entornos donde la orientación entre emisor y receptor no está garantizada. Además, en antenas MIMO o sistemas satelitales, la polarización circular permite transmitir múltiples señales en el mismo canal sin que interfieran entre ellas, aumentando así la capacidad del sistema.

Actualmente, muchas de estas aplicaciones demandan soluciones compactas, ligeras y eficientes, lo que obliga a rediseñar componentes clásicos, como los polarizadores, para que se adapten a nuevas restricciones físicas sin sacrificar prestaciones. Este trabajo se sitúa en esa línea, buscando aportar soluciones prácticas y adaptables al contexto tecnológico actual.

1.2 Justificación del uso de polarizadores circulares delgados

Los polarizadores convencionales, especialmente los basados en estructuras de líneas meándricas, suelen estar formados por varias capas separadas por una distancia fija, típicamente del orden de $\lambda/4$. Esta separación garantiza una conversión efectiva de la polarización, pero introduce un problema importante: el grosor total del dispositivo. En aplicaciones modernas, donde el espacio es limitado —como en antenas integradas, drones, satélites pequeños o dispositivos móviles—, este espesor representa una limitación relevante tanto en términos de integración como de fabricación.

Además, a medida que se incrementa la frecuencia de operación, la longitud de onda disminuye, lo que implica una mayor sensibilidad a tolerancias de fabricación. Pequeñas desviaciones en el espaciado o en los parámetros del diseño pueden afectar significativamente la eficiencia del polarizador.

Por todo esto, existe un gran interés en el diseño de polarizadores más delgados, que mantengan buenas prestaciones en términos de relación axial (RA) y ancho de banda (BW), pero que puedan integrarse de forma sencilla en sistemas modernos. En este trabajo se explora precisamente esa posibilidad, utilizando modelos de circuitos equivalentes para estudiar y diseñar polarizadores circulares con distintas separaciones entre capas y diferentes materiales dieléctricos comerciales.

1.3 Objetivos del trabajo

1.3.1 *Objetivo general*

Diseñar y analizar polarizadores circulares multicapa de bajo espesor utilizando modelos de circuitos equivalentes, evaluando su rendimiento en términos de ancho de banda y calidad de la polarización para distintas configuraciones de materiales y espaciado, con el fin de optimizar su aplicación en sistemas de comunicaciones avanzadas.

1.3.2 *Objetivos específicos*

- Estudiar el modelo teórico de polarizadores multicapa basado en líneas meándricas propuesto por Joyal y Laurin (2011).
- Desarrollar una función en Matlab para el cálculo de las susceptancias normalizadas (b_1 y b_2), en función del espaciado entre capas ($\lambda/4$ y $\lambda/8$) y la permitividad del sustrato (ϵ_r).
- Diseñar las estructuras correspondientes en AWR Design Environment a partir de los resultados teóricos.
- Simular y comparar el rendimiento de distintas configuraciones según la ϵ_r y el espaciado, analizando su relación axial (RA) en el ancho de banda útil (BW) para una adaptación mínima de -21 dB.
- Identificar la configuración más equilibrada y proponer pautas prácticas de diseño para futuras aplicaciones.

1.4 Metodología empleada

El enfoque seguido en este trabajo combina teoría electromagnética, simulación numérica y análisis comparativo. En primer lugar, se ha estudiado en profundidad el modelo de diseño propuesto por Joyal y Laurin, el cual representa cada superficie del polarizador como una carga reactiva mediante la teoría de líneas de transmisión. A partir de este modelo, se ha implementado una función en Matlab que permite calcular las susceptancias necesarias para obtener la conversión deseada entre polarización lineal y circular.

Con estos datos teóricos, se han diseñado múltiples estructuras en AWR Design Environment, evaluando distintas configuraciones de permitividad ($\epsilon_r = 1$ a 10) y espaciado entre capas ($\lambda/4$ y $\lambda/8$). Cada diseño ha sido simulado para analizar su comportamiento electromagnético en términos de relación axial y adaptación, obteniendo así una base de datos comparativa.

Finalmente, los resultados se han organizado en una tabla que permite identificar el impacto de cada parámetro y seleccionar las configuraciones óptimas en función del compromiso entre espesor, ancho de banda y eficiencia de conversión.



1.5 Visión general de la memoria

Este documento se estructura en siete capítulos. Tras la introducción y contextualización (Cap. 1), se presenta un análisis del estado del arte (Cap. 2), que repasa los enfoques clásicos y recientes en el diseño de polarizadores, con especial atención al modelo de Joyal y Laurin. En el Capítulo 3 se exponen los fundamentos teóricos necesarios para entender el funcionamiento de estos dispositivos.

El Capítulo 4 describe la metodología aplicada: desde la revisión del modelo base hasta el diseño y simulación de estructuras utilizando Matlab y AWR. A continuación, en el Capítulo 5 se presentan y analizan los resultados obtenidos para distintas configuraciones.

El Capítulo 6 recoge la discusión general, las conclusiones y recomendaciones prácticas. Por último, el Capítulo 7 incluye la bibliografía y los anexos con código, simulaciones y material complementario.

Capítulo 2. Estado del arte

El diseño de polarizadores ha evolucionado significativamente desde sus primeras implementaciones hasta las propuestas más recientes que buscan reducir su tamaño sin perder eficacia. Esta sección presenta una visión general de los enfoques más relevantes, destacando las soluciones tradicionales y los avances más recientes, con especial atención al modelo propuesto por Joyal y Laurin, base teórica de este trabajo.

2.1 Polarizadores clásicos: diseño con líneas meándricas

Uno de los diseños más utilizados tradicionalmente para polarizadores circulares es el basado en líneas meándricas. Estos dispositivos, introducidos por Young (1973) y más tarde analizados en profundidad por Munk (2003), consisten en una o varias superficies metálicas impresas en forma de meandro. La clave de su funcionamiento radica en que estas estructuras presentan un comportamiento capacitivo o inductivo dependiendo de la orientación del campo eléctrico de la onda incidente respecto del meandro.

Cuando se apilan varias de estas superficies, separadas típicamente una distancia de $\lambda/4$, se puede conseguir una conversión eficaz de polarización lineal a circular, introduciendo la diferencia de fase necesaria entre las dos componentes ortogonales. Este tipo de polarizador es relativamente sencillo de fabricar y ha sido comúnmente empleado en sistemas de microondas y antenas. Sin embargo, su principal desventaja es su grosor, ya que al menos dos separaciones $\lambda/4$ entre tres capas son necesarias, lo que puede resultar excesivo para aplicaciones compactas.

2.2 Avances en estructuras FSS y modelos de doble capa

Con el tiempo, se han desarrollado estructuras más sofisticadas basadas en Frequency Selective Surfaces (FSS), que permiten un mayor control sobre la respuesta electromagnética gracias al uso de patrones periódicos impresos, como anillos, cruces, parches o rejillas. Estos diseños han facilitado la reducción del número de capas o del espaciado entre ellas, permitiendo mantener un rendimiento aceptable en términos de conversión de polarización y transmisión eficiente.

Las FSS presentan ventajas, como la posibilidad de sintonizar la frecuencia de operación, ajustar el ancho de banda, e incluso trabajar con distintas polarizaciones simultáneamente. Estas cualidades las han convertido en una opción atractiva para la fabricación de polarizadores de doble capa más compactos, especialmente en configuraciones tipo Fabry-Perot, como las propuestas por Euler y colaboradores.

Sin embargo, tal y como señalan Joyal y Laurin (2011), estas soluciones presentan también importantes limitaciones. En particular, muchos diseños basados en FSS no permiten seleccionar libremente la separación entre capas, ya que dicha separación está impuesta por la propia estructura resonante o por las condiciones de interferencia constructiva del sistema. Además, su rendimiento suele depender de un ajuste fino mediante simulaciones numéricas complejas, lo que dificulta la aplicación directa del método sin una fase de optimización. Por este motivo, los autores proponen un enfoque alternativo basado en modelos de circuitos equivalentes, que permite diseñar polarizadores de espesor arbitrario de forma más controlada y predecible.

2.3 Polarizadores delgados y estructuras tipo Fabry-Perot

Una de las estrategias más utilizadas para reducir el espesor de los polarizadores sin perder eficacia ha sido la adopción de estructuras tipo Fabry-Perot aplicadas a superficies selectivas en frecuencia. Estas configuraciones, empleadas por autores como Euler, consisten en apilar dos capas periódicas diseñadas de forma que, las ondas reflejadas entre ellas interfieran constructivamente, logrando así la conversión deseada de la polarización.

Este enfoque permite reducir el espaciado entre capas por debajo del clásico $\lambda/4$, alcanzando configuraciones más compactas sin requerir múltiples superficies. Gracias al principio de resonancia múltiple que caracteriza a las cavidades Fabry-Perot, estas estructuras pueden ser optimizadas para lograr una buena relación axial en un rango de frecuencias determinado.

No obstante, este tipo de diseños también presenta ciertas restricciones. En primer lugar, el rendimiento depende en gran medida de la precisión del espaciado y de la alineación geométrica entre las capas, lo que los hace sensibles a errores de fabricación. Además, la optimización del ancho de banda y la estabilidad angular (es decir, su comportamiento ante diferentes ángulos de incidencia) suele requerir simulaciones avanzadas y ajustes específicos para cada aplicación.

Por estas razones, aunque las estructuras tipo Fabry-Perot han contribuido a avanzar en el diseño de polarizadores más delgados, siguen siendo soluciones de complejidad media-alta que no siempre se adaptan con facilidad a diseños modulares o ajustables. Esta situación refuerza la necesidad de modelos más flexibles, como el propuesto por Joyal y Laurin, que permiten calcular directamente los parámetros de diseño sin depender exclusivamente de procesos iterativos de simulación.

2.4 Modelo de Joyal y Laurin: contribución y limitaciones

En 2011, Joyal y Laurin propusieron un modelo novedoso que marcó un punto de inflexión en el diseño de polarizadores delgados. Su enfoque consiste en representar las superficies del polarizador como elementos reactivos en un circuito de líneas de transmisión, simplificando así el análisis y permitiendo controlar de forma más flexible el espaciado entre capas.

Con este modelo, es posible diseñar polarizadores con cualquier espesor deseado, incluso tan reducido como $\lambda/8$, simplemente ajustando las susceptancias normalizadas de las superficies (b_1 y b_2). Los autores validaron sus diseños mediante simulaciones en High Frequency Structure Simulator (HFSS) y medidas experimentales, comparando un polarizador clásico de tres capas con espaciado $\lambda/4$ y un polarizador híbrido más delgado, en el que se empleaban parches en lugar de meandros en una de las capas.

Aunque el modelo es elegante y eficaz, su principal limitación es que solo considera los dos modos fundamentales de Floquet, ignorando los modos superiores. Estos modos, aunque atenuados, pueden influir negativamente en el rendimiento cuando las capas están muy próximas. Por tanto, se requiere una optimización posterior mediante simulación para asegurar un funcionamiento óptimo.

2.5 Retos actuales y motivación del presente trabajo

A pesar de los avances mencionados, todavía existen retos importantes en el diseño de polarizadores compactos:

- Pocos estudios analizan sistemáticamente el efecto de la permitividad del sustrato (ϵ_r) sobre el rendimiento del polarizador.
- Tampoco hay comparativas detalladas entre configuraciones con diferentes espaciados desde un enfoque cuantitativo.
- La mayoría de los diseños aún dependen de simulaciones pesadas sin una fase previa de modelado analítico o semi-analítico, como la que ofrece el modelo de Joyal y Laurin.

Este trabajo nace con el objetivo de abordar esas lagunas. A partir del modelo teórico de Joyal y Laurin, se realiza un estudio completo que incluye el desarrollo de un algoritmo en Matlab, el análisis paramétrico de ϵ_r y espaciado, y la validación mediante simulaciones en AWR Design Environment. Con ello se busca no solo evaluar qué configuraciones ofrecen un mejor equilibrio entre espesor y rendimiento, sino también sentar las bases para un método práctico de diseño adaptable a futuras aplicaciones en telecomunicaciones.

Capítulo 3. Fundamentos teóricos

El diseño de polarizadores circulares delgados requiere una comprensión sólida de varios conceptos electromagnéticos fundamentales, así como de herramientas de modelado que permitan representar el comportamiento de superficies periódicas. Este capítulo presenta los fundamentos necesarios para comprender el funcionamiento de estos dispositivos, partiendo de la teoría de la polarización, pasando por los principios de conversión y llegando hasta el modelado mediante circuitos equivalentes.

3.1 Polarización lineal y circular

La polarización de una onda electromagnética describe la trayectoria que sigue el vector campo eléctrico E en el plano perpendicular a la dirección de propagación. Dependiendo de la relación de fase y amplitud entre sus componentes ortogonales (por ejemplo, E_x y E_y), se pueden obtener distintos tipos de polarización: lineal, circular o elíptica.

Polarización lineal

Una onda está linealmente polarizada cuando el campo eléctrico oscila en una única dirección fija. Esto ocurre cuando una de las componentes es nula o cuando ambas están en fase:

$$\vec{E}(z, t) = \Re \{ \hat{x} E_0 e^{i(\omega t - \beta z)} \} \quad (1)$$

Polarización circular

Una onda está circularmente polarizada cuando las componentes ortogonales tienen la misma amplitud y están desfasadas 90° . Esto genera un campo que rota con el tiempo, describiendo un círculo en el plano transversal al eje de propagación.

La expresión general para una onda de polarización circular es:

$$\vec{E}(z, t) = \Re \{ E_0 (\hat{x} \pm \hat{y}) e^{i(\omega t - \beta z)} \} \quad (2)$$

- Si la componente $\hat{y}$ va retrasada 90° respecto a la componente $\hat{x}$: se trata de polarización circular a derechas, signo negativo (RHCP, Right-Hand Circular Polarization).
- Si va adelantada 90° : es polarización circular a izquierdas, signo positivo (LHCP, Left-Hand Circular Polarization).

Resumen de condiciones para polarización circular:

- Las componentes E_x y E_y deben tener la misma magnitud.
- La diferencia de fase entre ambas debe ser de $\pm 90^\circ$ ($\pm \pi/2$ rad).

Uno de los parámetros fundamentales para evaluar la calidad de la polarización circular es la relación axial (RA). Este valor cuantifica, el grado de elipticidad de la onda resultante, es decir, cómo de cerca está del caso de una polarización circular perfecta.

A partir de las componentes E_x y E_y , se definen las dos posibles polarizaciones circulares, donde j indica un desfase de 90° :

$$RHCP = E_y + jE_x \quad (3)$$

$$LHCP = E_y - jE_x \quad (4)$$

La relación axial se calcula como:

$$RA = (|LHCP| + |RHCP|)/(|LHCP| - |RHCP|) \quad (5)$$

Este cociente representa el valor absoluto entre los ejes mayor y menor de la elipse descrita por el vector del campo eléctrico en el plano transversal. Se trata de una magnitud adimensional, sin unidades, y su valor ideal tiende a infinito en el caso de una onda perfectamente circular. Un valor de RA igual o próximo a 1 (es decir, 0 dB) indica que la onda transmitida presenta polarización circular pura, ya que sus dos componentes ortogonales tienen la misma amplitud y están desfasadas 90°. Este es el comportamiento ideal.

3.2 Conversión de polarización: teoría básica

El objetivo de un polarizador circular es transformar una onda linealmente polarizada en una circular (o viceversa). Para lograr esto, el dispositivo debe:

1. Presentar reflexión nula para cada una de las dos componentes.
2. Introducir una diferencia de fase de 90° entre ambas componentes.
3. Asegurar que ambas tengan la misma amplitud al salir del dispositivo.

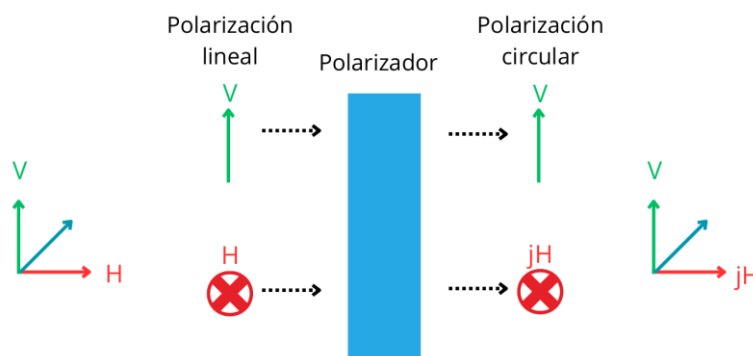


Figura 1. Funcionamiento de un polarizador. Elaboración propia.

Esto se consigue generalmente mediante estructuras anisotrópicas, es decir, superficies que reaccionan de forma diferente ante distintas orientaciones del campo eléctrico. Entre las geometrías más utilizadas están:

- Líneas meándricas: al tener una geometría direccional, actúan como una inductancia para una componente del campo y como una capacitancia para la otra.
- Celdas FSS (Frequency Selective Surfaces) con simetría rota: permiten ajustar la respuesta en frecuencia para cada componente.
- Láminas birrefringentes o apilamientos periódicos: alteran la fase mediante diferencias en la velocidad de propagación.

En los polarizadores multicapa estudiados en este trabajo, se aprovecha el principio de que cada capa puede modelarse como una reactancia, cuya respuesta difiere para las dos componentes del campo incidente. Al apilar varias capas con separaciones controladas (por ejemplo, $\lambda/4$ o $\lambda/8$), se puede diseñar una respuesta total que introduzca el desfase deseado y garantice una transmisión equilibrada en magnitud.

3.3 Polarizadores meándricos

Los polarizadores meándricos son estructuras formadas por trazos metálicos en forma de meandro, impresos sobre un sustrato dieléctrico. La geometría de los meandros hace que la estructura actúe de manera diferente sobre las dos polarizaciones ortogonales:

En la Figura 2 se muestra una estructura típica de polarizador basada en líneas meándricas (a), junto con sus modelos de circuito equivalente (b) para las dos polarizaciones ortogonales del campo eléctrico incidente, con una distancia de separación de $\lambda/4$.

La orientación del campo $\vec{E}$ con respecto al patrón meándrico determina su comportamiento electromagnético. Para la polarización perpendicular $E_{\perp}$, la estructura actúa como un conjunto de elementos capacitivos (representados por C_1 y C_2), mientras que para la polarización paralela $E_{\parallel}$, la respuesta es inductiva (con L_1 y L_2).

Este modelo permite analizar el efecto de cada capa en términos de susceptancia, diferenciando claramente entre las dos polarizaciones, y es la base del enfoque de diseño mediante circuitos equivalentes utilizado en este trabajo.

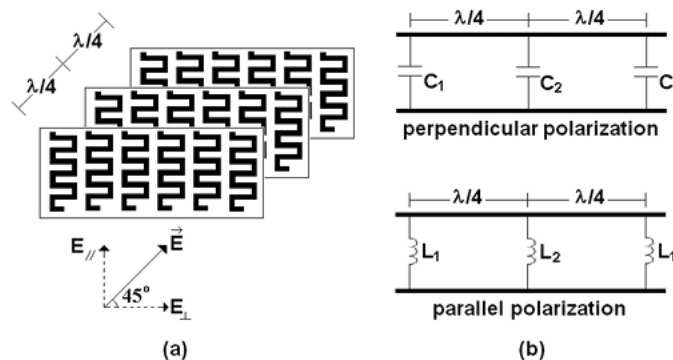


Figura 2. Estructura multicapa basada en meandros con tres superficies (a) y representación mediante circuitos equivalentes para las polarizaciones ortogonales (b). Adaptado de [1].

Al apilar varias de estas superficies, se puede obtener una conversión eficiente entre polarización lineal y circular. Esta arquitectura fue ampliamente estudiada por Young (1973) y sistematizada por Munk (2003), y representa una solución efectiva, aunque de gran volumen, para el diseño de polarizadores.

3.4 Modelado de superficies periódicas mediante teoría de líneas de transmisión

Las superficies periódicas impresas (como las de tipo FSS o los meandros) pueden modelarse de forma aproximada mediante circuitos equivalentes. Este enfoque asocia a cada capa del polarizador una susceptancia reactiva, distinta para cada polarización.

Estas susceptancias se insertan en un modelo basado en líneas de transmisión que representa las distintas capas del dispositivo (dieléctricos, aire, etc.). Este modelo permite:

- Calcular la reflexión (S_{11}) para cada polarización.
- Determinar el desfase relativo entre componentes.
- Ajustar los valores de b_1 y b_2 para obtener una diferencia de fase de $\pm\pi/4$ en cada rama, lo que equivale a $\pm\pi/2$ total: condición necesaria para polarización circular.

Este enfoque, usado por Joyal y Laurin (2011), simplifica el diseño y permite explorar configuraciones con diferentes espesores sin necesidad de simular directamente toda la estructura.

3.5 Parámetros clave: S_{11} , ancho de banda (BW) y relación axial (RA)

Para evaluar el rendimiento de un polarizador, se utilizan varios parámetros electromagnéticos clave:

- Factor de reflexión (S_{11}): mide la cantidad de energía reflejada por el dispositivo. Para una buena adaptación, se suele exigir que $|S_{11}|$ sea menor que -21 dB en el ancho de banda de interés.
- Ancho de banda (BW): se define como el rango de frecuencias donde se cumplen la adaptación por debajo del umbral elegido (en este caso, -21 dB).
- Relación axial (RA): indica la calidad de la polarización circular. Se define como el cociente entre los ejes mayor y menor del diagrama de polarización. Un RA ideal es 0 dB (perfectamente circular), aunque en la práctica se considera aceptable cuando es inferior a 3 dB. Se tendrá en cuenta en el ancho de banda que cumpla con la adaptación

Estos parámetros permiten comparar el rendimiento de diferentes configuraciones del polarizador y optimizar su diseño según las necesidades de la aplicación.

Capítulo 4. Metodología de diseño y simulación

Este capítulo describe la metodología aplicada para el diseño y análisis de polarizadores circulares multicapa de bajo espesor. Se combina el uso de modelos teóricos basados en circuitos equivalentes con herramientas de simulación electromagnética, permitiendo así evaluar de forma sistemática el rendimiento de distintas configuraciones en función de parámetros clave como la permitividad dieléctrica del sustrato (ϵ_r) y el espaciado entre capas.

4.1 Revisión del modelo de Joyal y Laurin

4.1.1 Descripción general del modelo

El modelo propuesto por Joyal y Laurin (2011) permite representar un polarizador multicapa como un circuito de líneas de transmisión con cargas reactivas asociadas a cada superficie. Cada capa se modela como una susceptancia pura (capacitiva o inductiva), distinta para cada polarización lineal del campo incidente (paralela y perpendicular a los meandros).

Este enfoque facilita el cálculo analítico del desfase entre componentes ortogonales del campo eléctrico y permite ajustar el espaciado entre capas sin depender de condiciones estrictas de resonancia. Una de sus principales ventajas es que puede utilizarse como herramienta predictiva antes de realizar simulaciones electromagnéticas completas.

4.1.2 Circuito equivalente y parámetros b_1 , b_2

En este modelo, las superficies se caracterizan mediante las susceptancias normalizadas b_1 y b_2 , que representan la carga reactiva para cada componente de la onda incidente. Estas susceptancias se introducen en un circuito de líneas de transmisión (una por polarización), y se ajustan para obtener una diferencia de fase total de $\pm\pi/2$ entre ambas ramas, lo cual garantiza polarización circular.

Los criterios de diseño imponen que:

- El factor de transmisión tenga módulo unitario: $|\tau| = 1$.
- El desfase entre ramas sea $\Delta\phi = \pm\pi/2$.
- Las pérdidas por reflexión y absorción sean mínimas dentro del ancho de banda de interés.

El modelo circuital corresponde a un filtro de tres capas, donde las superficies impresas se modelan como susceptancias normalizadas (b_1 y b_2), asociadas a inductancias o capacitancias dependiendo de la orientación del campo eléctrico incidente. En la figura 2 se muestra un dibujo, en el cual cada capa reactiva se modela mediante una susceptancia jb y las separaciones por tramos de línea de impedancia Z_1 y espaciado eléctrico θ .

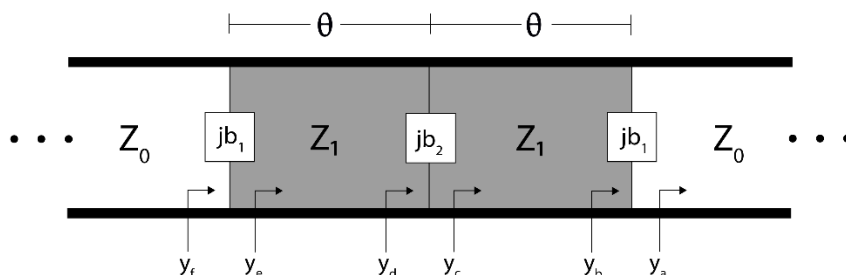


Figura 3. Modelo de circuito equivalente del polarizador circular de tres capas, basado en líneas de transmisión y susceptancias reactivas. Elaboración propia basada en [1].

Las ecuaciones utilizadas son:

$$y_a = Z_1 / Z_0 \quad (6)$$

Se trata de la admitancia del vacío normalizada respecto a la admitancia del medio entre superficies, donde Z_0 es la impedancia del vacío (377Ω), y Z_1 la impedancia del material dieléctrico que soporta las capas.

$$y_b = y_a + jb_1 \quad (7)$$

Se trata de la admitancia que se obtiene sumando una susceptancia b_1 (representada por un elemento pasivo como C o L en derivación) a la admitancia del vacío.

$$y_c = (y_b + j \cdot \tan\theta) / (1 + j \cdot y_b \cdot \tan\theta) \quad (8)$$

Se trata de la admitancia equivalente al avanzar una distancia θ (fase eléctrica) en una línea de transmisión de impedancia Z_1 , donde θ es el espaciado eléctrico entre capas.

$$b_2 = -2 \cdot \text{Im}(y_c) \quad (9)$$

Esta expresión da el valor de b_2 necesario para que el recorrido sobre la carta de Smith vuelva al mismo punto de partida ($y_f = y_a$) y suponga adaptación ($y_a = y_b$).

La Figura 4 muestra una Carta de Smith en admitancia normalizada ($Y_1 = 1/Z_1$), utilizada como herramienta gráfica para diseñar el polarizador circular. En ella se representa la evolución de la admitancia equivalente del sistema al modificar el valor de la susceptancia de la primera capa reactiva (b_1), manteniendo constante la separación eléctrica θ y la admitancia del medio ($Y_1 = Y_0$).

El trazado de la curva permite identificar gráficamente las relaciones entre b_1 y b_2 que cumplen simultáneamente las condiciones propuestas que dan adaptación.

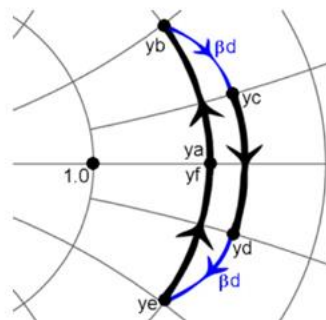


Figura 4. Carta de Smith en admitancia que muestra la evolución de la admitancia del sistema al variar la susceptancia de la primera superficie reactiva b_1 , con separación eléctrica y medio constantes.
Adaptado [2].

Obtención de b_1 y b_2

Para diseñar el polarizador:

- Se selecciona un espaciado eléctrico (θ).
- Se varía b_1 de forma paramétrica (por ejemplo, de -10 a +10) y se calcula b_2 usando las ecuaciones anteriores, y la ϕ , que es la fase del parámetro S_{21} .
- El resultado son dos curvas que representan $\phi(b_1)$ y $b_2(b_1)$. Se muestra un ejemplo a continuación:

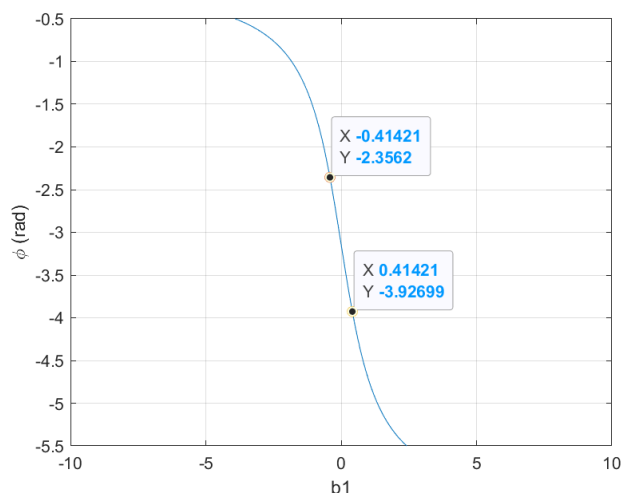


Figura 5. Representación de ϕ vs b_1 . Elaboración propia.

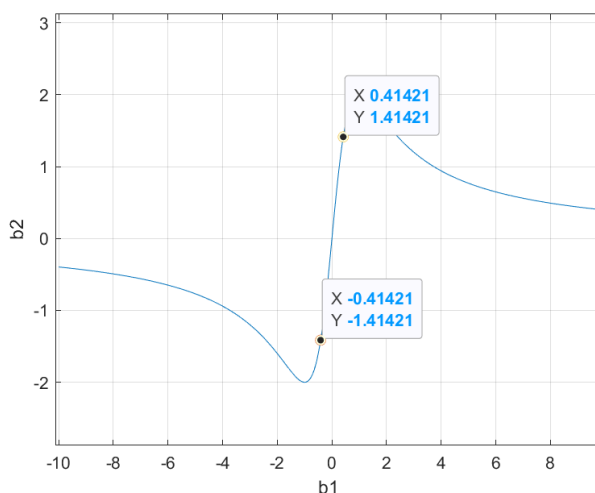


Figura 6. Representación de b_2 vs b_1 . Elaboración propia.

A partir de esas curvas:

- Para garantizar la polarización circular, de la Figura 5, $\phi(b_1)$, se eligen dos valores de b_1 que den una diferencia de fase de 90° entre las dos polarizaciones ortogonales ($\Delta\phi = \pi/2$). El criterio que se ha utilizado ha sido el descrito por Joyal, se han escogido los valores de b_1 iguales, pero de signo contrario.
- Luego, con la segunda curva, Figura 6 $b_2(b_1)$, se determinan los valores de b_2 que garantizan la adaptación de impedancias ($S_{11} \approx 0$).

Por tanto, b_1 y b_2 son las susceptancias normalizadas de las superficies (externas e interna respectivamente) necesarias para cumplir simultáneamente con las condiciones de fase y adaptación, dependiendo del espaciado entre capas.

Consideraciones prácticas

- Para $\theta = \pi/2$ ($\lambda/4$) se obtienen valores más pequeños de b_1 y b_2 , lo cual favorece un mayor ancho de banda, pero implica mayor grosor físico.
- Para $\theta = \pi/4$ ($\lambda/8$) el dispositivo es más compacto, pero requiere susceptancias mayores (superficies más reactivas), lo que puede limitar el ancho de banda.

La distancia podría haber sido un valor cualquiera, en el trabajo se han utilizado estos casos particulares ($\lambda/4$ y $\lambda/8$) como en el modelo de Joyal. Esta metodología permite diseñar polarizadores de espesor arbitrario sin depender únicamente de simulaciones completas desde el inicio, lo que constituye una de las principales ventajas.

4.2 Implementación en Matlab

4.2.1 Algoritmo desarrollado

Se ha desarrollado una función en Matlab que permite calcular automáticamente las susceptancias normalizadas b_1 y b_2 para diferentes configuraciones geométricas. El algoritmo toma como entrada los siguientes parámetros:

- Permitividad relativa del sustrato (ϵ_r).
- Longitud eléctrica del sustrato en grados.

La función resuelve iterativamente el sistema de ecuaciones derivado del modelo de Joyal y devuelve los valores de susceptancia que satisfacen las condiciones de transmisión pura y desfase deseado. Esto permite generar una base de datos de configuraciones posibles para su posterior simulación electromagnética.

Cabecera código Matlab

```
function [b1v,b1h,b2v,b2h]=JoyalPaperFunction_v02(er,theta)
% función que calcula las susceptancias de un polarizador propuesto por Paper
2011_Joyal
%Formato de llamada:
% [b1v,b1h,b2v,b2h]=JoyalPaperFunction(er,theta)
%Entradas:
% er: permitividad relativa sustrato
% theta: longitud eléctrica sustrato en grados
%Salidas:
% b1v: susceptancia b1 normalizada a Zo=1 polarización V
% b1h: susceptancia b1 normalizada a Zo=1 polarización H
% b2v: susceptancia b2 normalizada a Zo=1 polarización V
% b2h: susceptancia b2 normalizada a Zo=1 polarización H
```

Además de la función principal basada en condiciones de simetría, se desarrolló de forma experimental una variante que toma como referencia el punto de inflexión de la curva de la Figura 5. Esta alternativa, implementada también en Matlab, buscaba explorar si este criterio podía ofrecer mejores resultados en configuraciones no simétricas. Aunque los valores obtenidos no mejoraron los resultados de la función base, se documenta el procedimiento y los datos generados en el Anexo II.

4.2.2 Configuraciones evaluadas: materiales dieléctricos y espaciados

Para el análisis paramétrico del polarizador, se han considerado dos variables clave del diseño: la permitividad relativa del sustrato (ϵ_r) y la distancia entre capas. En total, se han simulado diez configuraciones, combinando cinco valores de ϵ_r con dos tipos de espaciado: $\lambda/4$ y $\lambda/8$.

Selección de valores de ϵ_r

Los valores de permitividad seleccionados cubren un rango amplio ($\epsilon_r = 1, 2, 3, 6, 10$), que incluye tanto materiales de baja densidad como dieléctricos de alta constante eléctrica. Esta elección se basa en la disponibilidad de sustratos comerciales comunes en microondas y su aplicabilidad en sistemas reales. En la siguiente tabla se muestran algunos ejemplos:

Nombre comercial	ϵ_r	$\tan \delta$ (pérdidas)	Frecuencia típica de uso	Espesores típicos	Comentarios
RO4003C	≈ 3.38	≈ 0.0027	Hasta ~ 10 – 20 GHz	0.203, 0.508, 0.813, 1.524 mm	Buena estabilidad térmica, fácil fabricación
RO4350B	≈ 3.48	≈ 0.0037	Hasta ~ 20 GHz	0.254, 0.508, 0.762 mm	Muy usado en antenas, FSS y filtros
RT/duroid 5880	≈ 2.20	≈ 0.0009	> 20 GHz	0.127, 0.254, 0.508, 0.787 mm	Muy baja pérdida, ideal para aplicaciones críticas
RT/duroid 6010	≈ 10.2	≈ 0.0023	Microondas	0.254, 0.508, 0.762 mm	Alta permitividad para reducir tamaño físico
Taconic RF-35	≈ 3.50	≈ 0.0018	Microondas	0.508, 0.762, 1.524 mm	Buena opción para proyectos de coste contenido
FR4	≈ 4.40	≈ 0.02	< 2 – 3 GHz	1.0, 1.6 mm (estándar)	Barato pero muy limitado en alta frecuencia
Pyrallux® (poliimida)	≈ 3.4	Muy baja	GHz altos, capas delgadas	0.0127 – 0.127 mm	Usado en capas flexibles, polarizadores
Rohacell® (espuma)	≈ 1.05 – 1.10	≈ 0.01	Espaciador dieléctrico	1–10 mm (muy personalizable)	Ideal como separador entre capas impresas, muy bajo peso

Tabla 1. Características de los sustratos comerciales. Elaboración propia.

Tras analizar los materiales de la tabla anterior, se observa que la permitividad relativa (ϵ_r) de los sustratos seleccionados abarca un rango comprendido entre aproximadamente 1.05 y 10.2. Este intervalo cubre tanto materiales de muy baja densidad como dieléctricos de alta constante eléctrica, lo cual permite estudiar su influencia sobre el espesor, la longitud de onda efectiva y la respuesta electromagnética del polarizador.

En cuanto a las pérdidas dieléctricas, representadas por la tangente de pérdidas ($\tan \delta$), los valores varían desde cifras extremadamente bajas como 0,0009 hasta un máximo de 0.02 en el caso del FR4, un material económico pero limitado en altas frecuencias. En general, se puede afirmar que todos los materiales seleccionados —excepto el FR4— presentan bajas o muy bajas pérdidas, lo que garantiza una alta eficiencia de transmisión en el rango de frecuencias considerado (microondas y bandas milimétricas).

Estos datos permiten justificar técnicamente la elección de materiales en el estudio, asegurando tanto diversidad electromagnética como viabilidad práctica para una posterior implementación o fabricación. El objetivo de este muestreo es observar cómo la constante dieléctrica influye en la respuesta electromagnética del polarizador, particularmente en la relación axial (RA) y el ancho de banda útil.

Justificación del uso de espaciados $\lambda/4$ y $\lambda/8$

En la mayoría de los diseños tradicionales, el espaciado entre capas metálicas en polarizadores circulares es de $\lambda/4$. Esta distancia permite introducir un desfase adecuado entre las componentes ortogonales de la onda incidente, favoreciendo la conversión de polarización mediante interferencia constructiva entre capas. Los primeros métodos utilizaban teoría de adaptadores de líneas de $\lambda/4$ para el diseño de este tipo de polarizadores.

No obstante, el uso de espaciados reducidos, como $\lambda/8$, representa una alternativa atractiva en aplicaciones modernas donde el volumen, el peso y el grosor son factores limitantes. Además, un grosor más fino puede significar un mejor comportamiento del polarizador en función del ángulo de incidencia de la onda. Por ejemplo, en antenas compactas, dispositivos móviles o sistemas embarcados, el grosor total de un polarizador puede condicionar su integración física.

Comparar ambas opciones permite:

- Evaluar la robustez del modelo de Joyal y Laurin ante variaciones geométricas.
- Estudiar cómo el menor espaciado afecta a parámetros clave como la relación axial (RA) y la eficiencia de reflexión (S_{11}).
- Proponer recomendaciones de diseño que logren un equilibrio entre optimización espacial y rendimiento electromagnético.

Ambos espaciados han sido simulados sistemáticamente para cada permitividad, generando una base de datos que se analizará en detalle en el capítulo de resultados.

4.3 Diseño y simulación en AWR Design Environment

Una vez obtenidas las susceptancias teóricas a través del modelo de Joyal y Laurin y calculadas mediante la función desarrollada en Matlab, se procedió al diseño electromagnético de las estructuras usando el software AWR Design Environment.

Este entorno de simulación es muy utilizado en el diseño de circuitos de microondas, ya que permite trabajar con modelos físicos detallados, definir capas dieléctricas y extraer directamente los parámetros S y la evolución de la relación axial.

- **Proceso de diseño**

A partir de los datos teóricos calculados, se definieron las susceptancias y la distancia entre capas en función de la frecuencia central seleccionada (en este caso se ha escogido 30 Ghz). La separación entre las capas es de $\lambda/4$ o $\lambda/8$, según el caso.

En la Figura 7, se muestra la simulación de longitud eléctrica (θ) $EL = 90^\circ$ y $\epsilon_r = 2$.

$$\begin{aligned} f_o &= 30 & \epsilon_r &= 2 \\ Z_o &= 1 & Z_{op} &= Z_o / \sqrt{\epsilon_r} \\ EL &= 90 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_{1v} &= -0.4142 / Z_o \\ B_{1h} &= 0.4142 / Z_o \\ B_{2v} &= -1.4142 / Z_o \\ B_{2h} &= 1.4142 / Z_o \end{aligned}$$

$$w = 2 * \pi * f_o$$

Figura 7. Definiciones globales en AWR Design Environment.

Para asegurar la correcta comparación entre configuraciones, se mantuvo constante la frecuencia central, modificando únicamente los parámetros dieléctricos y el espaciado entre capas. Esto permitió un análisis sistemático y controlado del impacto de ϵ_r y la distancia física sobre el rendimiento del polarizador.

Para el cálculo de la diferencia de fase y la relación axial se definieron las siguientes ecuaciones en el software, en la carpeta de Output Equations:

$$\begin{aligned} S_{21H} &= \text{PolH:S}(2,1) \\ S_{21V} &= \text{PolV:S}(2,1) \\ S_{21H_V} &= S_{21H} / S_{21V} \\ RHCP &= (S_{21V} + j * S_{21H}) \\ LHCP &= (S_{21V} - j * S_{21H}) \\ RA &= (\text{abs}(LHCP) + \text{abs}(RHCP)) / (\text{abs}(LHCP) - \text{abs}(RHCP)) \end{aligned}$$

Figura 8. Ecuaciones para el cálculo de la diferencia de fase y la relación axial en AWR Design Environment.

- **Extracción de resultados**

La simulación se realizó en el rango de frecuencias correspondiente a la banda milimétrica seleccionada, con un barrido suficiente como para visualizar los cambios de fase y la evolución del parámetro S_{11} . A partir de los resultados de la simulación se extrajeron dos parámetros fundamentales:

- El factor de reflexión (S_{11}), utilizado para evaluar la adaptación, para determinar la eficiencia con la que el polarizador permite el paso de una onda.
- La relación axial (RA), calculada a partir de las componentes ortogonales del campo transmitido.
- La diferencia de fase, para asegura un desfase de $\pm\pi/2$.

Por último, se documentaron las configuraciones más representativas. A continuación, se muestran los resultados obtenidos del ejemplo anterior. El resto de los resultados de los casos estudiados se incluyen en el Anexo II para una mayor transparencia y reproducibilidad.

En la siguiente gráfica, se comprueba que se cumple el requisito de 90° de diferencia de fase a partir de los parámetros S_{21} de ambas polarizaciones (horizontal y vertical).

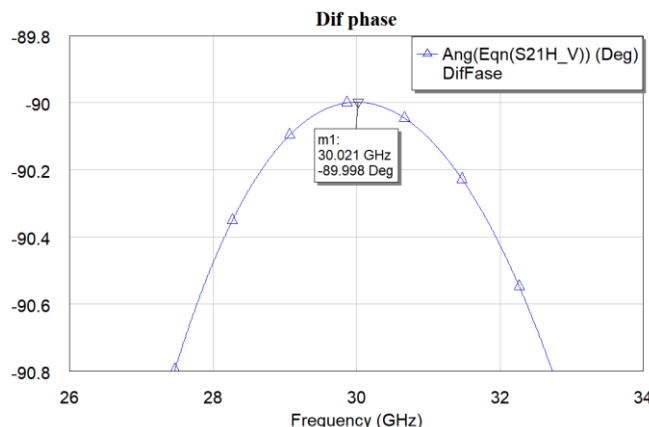


Figura 9. Representación de la diferencia de fase en AWR Design Environment ($\theta = 90^\circ$ y $\epsilon_r = 2$). Elaboración propia.

4.4 Parámetros de evaluación: BW para -21 dB y RA

Para evaluar de forma objetiva el rendimiento de cada configuración de polarizador diseñada y simulada en AWR, se establecieron dos parámetros fundamentales como criterios de comparación:

- El ancho de banda útil (BW), definido a partir del nivel de adaptación.
- La relación axial (RA), que refleja la calidad de la polarización circular generada.

Ambos parámetros fueron seleccionados por su relevancia directa en aplicaciones prácticas de telecomunicaciones, donde se exige tanto eficiencia de transmisión como pureza en la polarización.

• Ancho de banda a -21 dB de adaptación

El primer parámetro considerado fue el ancho de banda en el que el factor de reflexión S_{11} permanece por debajo de -21 dB (Figura 10). Esta condición se estableció como umbral mínimo para garantizar una adaptación razonable, teniendo en cuenta que se trata de estructuras delgadas. Aunque el valor de -21 dB puede considerarse exigente (más que el habitual en antenas, -10 o -15 dB), su elección permite asegurar un buen nivel de transmisión sin pérdidas significativas por reflexión.

Para cada simulación, se identificaron los límites inferior y superior del rango de frecuencias en el que se cumplía la condición $|S_{11}| < -21$ dB. La diferencia entre estas dos frecuencias se tomó como el ancho de banda útil, expresado en porcentaje.

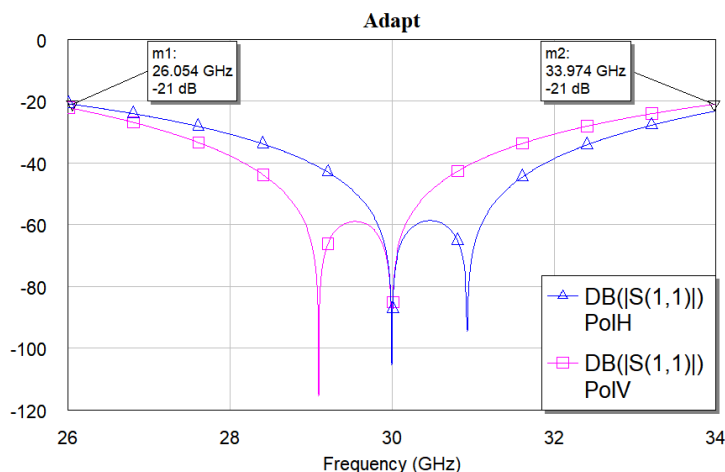


Figura 10. Representación de la adaptación parámetro S_{11} en AWR Design Environment ($\theta = 90^\circ$ y $\epsilon_r = 2$). Elaboración propia.

- Relación axial (RA) en banda útil

Una vez determinado el ancho de banda, se evaluó la relación axial únicamente dentro de ese rango, para cada configuración simulada y se registró el valor máximo alcanzado. De este modo, se asegura que toda la banda de operación se mantenga dentro de los márgenes deseables de pureza de polarización. Este enfoque también permite detectar configuraciones que, aunque bien adaptadas, presenten una degradación significativa en la calidad de polarización circular, lo cual las descartaría para aplicaciones exigentes como enlaces satelitales o antenas MIMO.

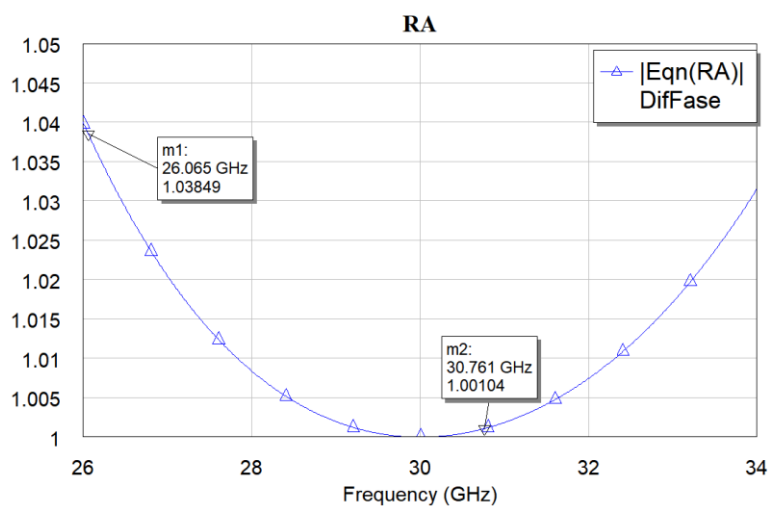


Figura 11. Representación de la relación axial en AWR Design Environment ($\theta = 90^\circ$ y $\epsilon_r = 2$). Elaboración propia.

- **Resumen del procedimiento aplicado**

Este método de evaluación se aplicó de forma sistemática a cada una de las configuraciones simuladas. En primer lugar, se analizó el factor de reflexión obtenido con AWR, prestando atención al comportamiento de S_{11} en el rango de frecuencias simulado. A partir de esta gráfica se identificó la banda de frecuencias en la que el módulo de S_{11} se mantenía por debajo de -21 dB, considerándose dicho intervalo como el ancho de banda útil.

Una vez delimitado ese rango, se consultó la evolución de la relación axial dentro del mismo. Se decidió coger el valor máximo de RA dentro del ancho de banda útil, ya que este dato representa el punto más crítico y refleja con mayor fidelidad la pureza de la polarización a lo largo de la banda de trabajo. De esta forma, se pueden detectar configuraciones que, aunque bien adaptadas, muestran una degradación puntual en su comportamiento de polarización, algo especialmente relevante en aplicaciones donde la calidad de la señal es prioritaria.

Esta metodología ha permitido comparar de forma homogénea las distintas combinaciones de materiales y espaciados, con el objetivo de identificar aquellas que presentan el mejor equilibrio entre tamaño compacto, eficiencia de transmisión y calidad de polarización circular.

Capítulo 5. Resultados y análisis

Este capítulo presenta los resultados obtenidos tras la implementación del modelo teórico en Matlab y su validación mediante simulación electromagnética en AWR Design Environment. Se han evaluado diferentes configuraciones de polarizadores circulares multicapa variando dos parámetros clave: la permitividad relativa del sustrato (ϵ_r) y el espaciado entre capas ($EL = 90^\circ \rightarrow \lambda/4$ y $EL = 45^\circ \rightarrow \lambda/8$).

Los resultados se resumen mediante dos medidas principales: el ancho de banda útil (BW), definido como el rango de frecuencias donde $|S_{11}| < -21$ dB, y la relación axial (RA), que indica la calidad de la polarización circular dentro de dicho ancho de banda.

A continuación, se muestra un ejemplo del esquemático del circuito para el caso de longitud eléctrica (EL) = 90° y $\epsilon_r = 2$. En este modelo circuital analizado se ha tenido en cuenta la dependencia de las susceptancias con la frecuencia, por este motivo en las ecuaciones se introduce la dependencia de las susceptancias con la frecuencia.

Polarización horizontal

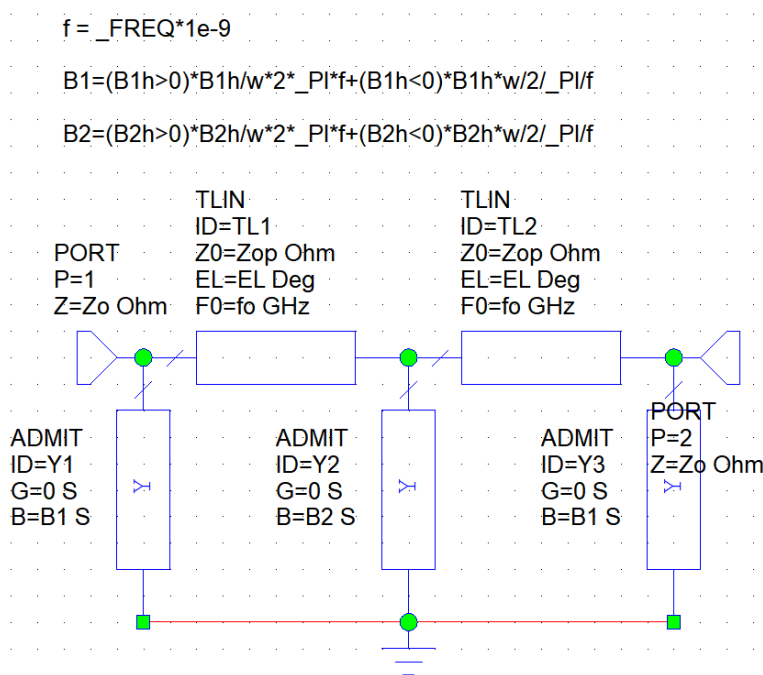


Figura 12. Esquemático del circuito para polarización horizontal en AWR Design Environment.

Polarización vertical

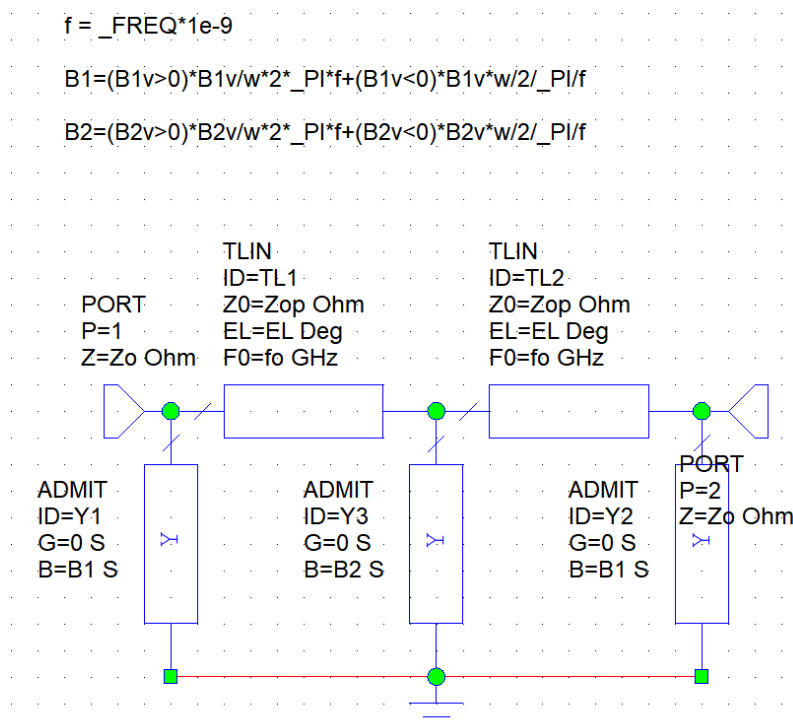


Figura 13. Esquemático del circuito para polarización horizontal en AWR Design Environment.

5.1 Comparativa de configuraciones

5.1.1 Tabla de resultados

La siguiente tabla recoge los valores de susceptancias (b_1 , b_2), relación axial y ancho de banda obtenidos en cada configuración. Se distinguen los dos espaciados evaluados: 90° ($\lambda/4$) y 45° ($\lambda/8$).

EL	ϵ_r	B1v	B1h	B2v	B2h	RA	BW (-21 dB)
90	1	-0,4142	0,4142	-0,7071	0,7071	1,0199	15,64%
90	2	-0,4142	0,4142	-1,4142	1,4142	1,0385	26,40%
90	3	-0,4142	0,4142	-2,1213	2,1213	1,0049	15,59%
90	6	-0,4142	0,4142	-4,2426	4,2426	1,0057	8,16%
90	10	-0,4142	0,4142	2,3014	2,3014	1,0066	5,65%
45	1	-0,7321	0,7321	0,2679	1	1,0050	9,76%
45	2	-1	1	-7,4559E-06	-4,3455E-05	1,0054	7,57%
45	3	-1,2361	1,2361	-0,1667	-1,3126	1,0054	5,84%
45	6	-1,8284	1,8284	-0,4206	-5,8575	1,0047	3,66%
45	10	-2,4641	2,4641	-0,5671	-12,4506	1,0042	2,67%

Tabla 2. Resultados obtenidos para cada simulación con la función de Matlab basada en simetría. Elaboración propia.

5.1.2 Análisis del ancho de banda (BW)

Los resultados muestran que el ancho de banda útil disminuye progresivamente al aumentar la permitividad ϵ_r , tanto para $\lambda/4$ como para $\lambda/8$. La mejor respuesta se ha obtenido con $\epsilon_r = 2$ y espaciado $\lambda/4$, con un BW del 26.40 %. Esta configuración destaca por ofrecer una adaptación excelente a lo largo de un rango amplio de frecuencias.

Por el contrario, cuando se emplean sustratos con $\epsilon_r = 10$, el ancho de banda cae por debajo del 6 % en ambas configuraciones, lo que limita significativamente su utilidad para aplicaciones de banda ancha.

También se observa que, para cualquier valor de ϵ_r , la reducción del espaciado de $\lambda/4$ a $\lambda/8$ implica una pérdida importante de ancho de banda. Por tanto, si bien los diseños más delgados pueden ser atractivos desde el punto de vista mecánico, esta elección implica penalizar notablemente la adaptación en frecuencia.

5.1.3 Análisis de la relación axial (RA)

La relación axial se ha mantenido notablemente constante y por debajo del umbral crítico de 3 dB en todas las configuraciones evaluadas. En concreto, todos los valores simulados se sitúan en torno a 1.00 - 1.04, lo que indica que la calidad de la polarización circular es elevada y estable, independientemente del sustrato o espaciado utilizado.

Esto sugiere que el modelo de Joyal y Laurin es robusto frente a las variaciones geométricas impuestas por la reducción de espesor. Aunque el BW disminuya al pasar a $\lambda/8$, la pureza de la polarización (expresada en términos de RA) se conserva con muy poca variación, lo cual es positivo para aplicaciones donde la forma de onda es prioritaria frente al rango de frecuencia.

5.2 Influencia de la permitividad

Los resultados muestran una tendencia clara: a menor permitividad relativa del sustrato, mayor es el ancho de banda disponible. Esta relación es especialmente evidente para el espaciado $\lambda/4$. Por ejemplo, con $\epsilon_r = 2$ se ha alcanzado el valor más alto de BW (26.4 %), mientras que con $\epsilon_r = 10$ el ancho de banda cae por debajo del 6 %.

Esto puede explicarse porque, al aumentar ϵ_r , la longitud de onda efectiva se acorta, y la estructura se vuelve más sensible a variaciones pequeñas en geometría o fase. Además, los modos evanescentes y acoplamientos no deseados pueden intensificarse, reduciendo la calidad de la conversión de polarización y la estabilidad del diseño.

Por tanto, para aplicaciones que requieren un gran ancho de banda y tolerancia geométrica, materiales con ϵ_r baja a media (entre 1 y 3) resultan más adecuados.

5.3 Efecto del espaciado entre capas

Comparando las configuraciones con espaciado de $\lambda/4$ frente a $\lambda/8$, se confirma que el diseño más compacto (45°) reduce sistemáticamente el ancho de banda útil. Por ejemplo, con $\epsilon_r = 3$, el BW baja de 15.59 % ($\lambda/4$) a solo 5.84 % ($\lambda/8$).

A pesar de la disminución del ancho de banda, la relación axial se mantiene prácticamente constante y baja en todos los casos, lo que demuestra que la reducción del espesor no compromete gravemente la calidad de la polarización circular. Sin embargo, esta reducción de ancho de banda debe tenerse en cuenta en sistemas donde la frecuencia de operación pueda variar, como enlaces satelitales o sistemas 5G.

5.4 Identificación de la configuración óptima

Entre todas las simulaciones realizadas, destaca como configuración óptima la correspondiente a $\epsilon_r = 2$ y espaciado $\lambda/4$, ya que ofrece el mayor ancho de banda (26.4 %) con una RA de 1.04, perfectamente dentro del margen aceptable (< 3 dB). Esta opción representa el mejor equilibrio entre eficiencia, estabilidad y facilidad de integración.

Para diseños donde el espacio es un factor crítico, configuraciones con $\lambda/8$ y ϵ_r bajo pueden seguir siendo viables, aunque con una penalización evidente en BW. No obstante, gracias a la robustez del modelo de Joyal y Laurin, estos diseños siguen garantizando una polarización circular de calidad.

Capítulo 6. Discusión y conclusiones

Este capítulo recoge las reflexiones finales extraídas a partir de los resultados presentados en el capítulo anterior. Se analizan los principales compromisos técnicos identificados durante el proceso de diseño, se evalúa la validez del modelo utilizado, se exponen las ventajas del enfoque adoptado, y finalmente se presentan conclusiones generales y recomendaciones para el diseño de polarizadores circulares delgados en aplicaciones reales.

6.1 Compromisos entre espesor, RA y ancho de banda

Uno de los aspectos más relevantes observados en este trabajo ha sido el compromiso técnico entre el espesor del polarizador, la relación axial (RA) y el ancho de banda útil (BW). Los resultados obtenidos muestran que, si bien es posible reducir el espaciado entre capas a $\lambda/8$ para lograr diseños más compactos, esta decisión conlleva inevitablemente una pérdida significativa de ancho de banda.

En cambio, las configuraciones con espaciado $\lambda/4$, aunque más voluminosas, ofrecen una respuesta en frecuencia mucho más amplia, alcanzando valores de BW superiores al 25 % en los mejores casos. Esta mejora no se ve comprometida por una peor polarización, ya que la RA se ha mantenido baja en todas las simulaciones. En consecuencia, se puede afirmar que el espaciado afecta principalmente al ancho de banda, mientras que la RA permanece bastante estable, siempre que se respeten los valores de susceptancia definidos por el modelo.

Este equilibrio entre prestaciones y tamaño reducido debe evaluarse según el tipo de aplicación. En sistemas integrados o diseños extremadamente compactos, puede preferirse un espaciado de $\lambda/8$ si el ancho de banda requerido es limitado. Por el contrario, las antenas que operan en un rango de frecuencias más amplio se verán favorecidas por configuraciones con mayor separación entre capas.

6.2 Validación y limitaciones del trabajo

La validación del trabajo se ha centrado en la comparación de resultados entre el modelo teórico, el cálculo analítico de las susceptancias b_1 y b_2 , y las simulaciones electromagnéticas obtenidas mediante el software AWR Design Environment. La coherencia entre estos enfoques confirma que el modelo propuesto por Joyal y Laurin constituye una herramienta eficaz para estimar el comportamiento de polarizadores circulares multicapa, especialmente en configuraciones de bajo espesor.

Como parte del proceso de validación práctica, se ha enviado a fabricación un prototipo físico del polarizador, siguiendo las especificaciones obtenidas durante la simulación. El diseño ha sido preparado utilizando una configuración basada en líneas meándricas, distribuidas en dos capas externas y una capa interna impresas sobre sustrato dieléctrico. Para la unión del conjunto multicapa, se ha optado por emplear un adhesivo dieléctrico de bajo espesor, similar a una lámina delgada o folio, que permite mantener el espaciado deseado entre capas sin introducir un grosor adicional significativo. Esta solución facilita la fabricación manteniendo el tamaño compacto de la estructura del dispositivo, en línea con las restricciones de diseño establecidas en este trabajo. A continuación, se muestran una imagen del prototipo. Los detalles del diseño y el modelo se reconocen en el Anexo II.

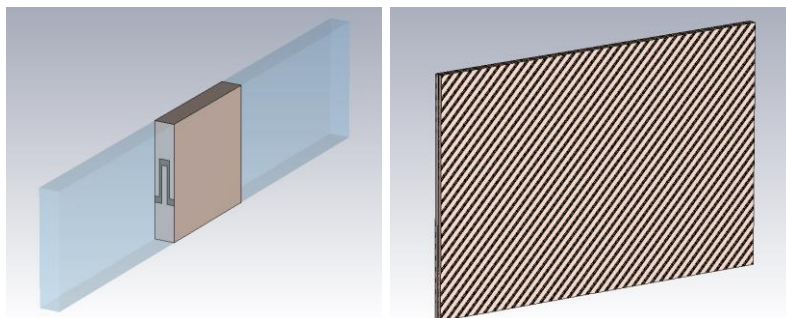


Figura 14. Prototipo físico del polarizador.

También se realizaron simulaciones del prototipo físico, para evaluar la relación axial y el parámetro S_{11} . Se obtuvieron las siguientes gráficas:

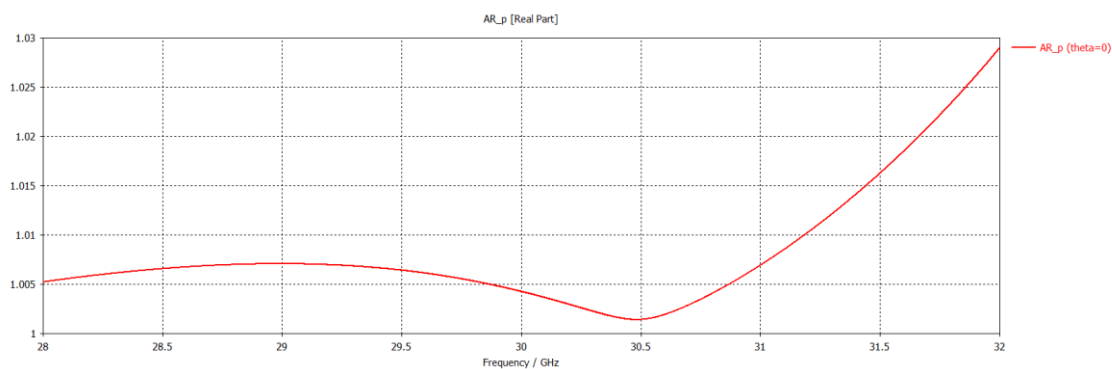


Figura 15. Gráfica de la relación axial para $\theta = 0^\circ$. Elaboración propia.

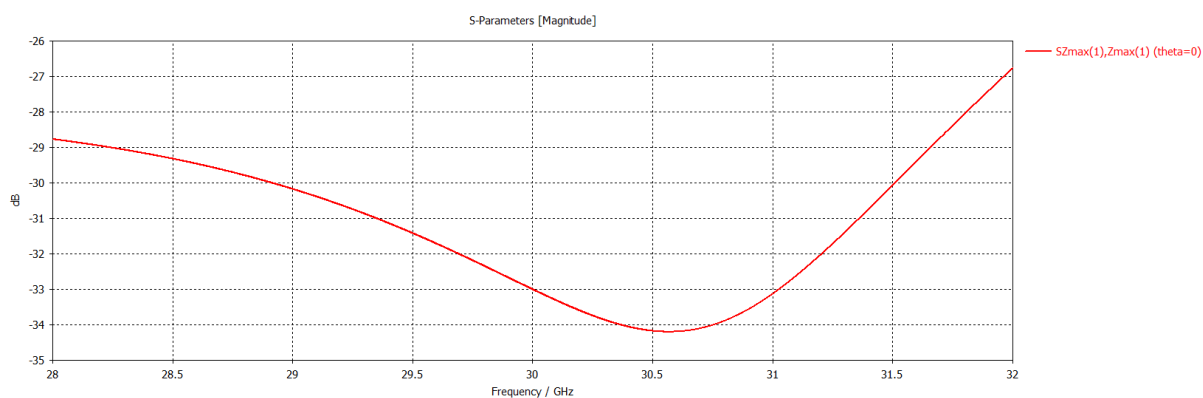


Figura 16. Gráfica del parámetro S_{11} para $\theta = 0^\circ$. Elaboración propia.

Observamos en ambas gráficas el buen funcionamiento del diseño. Al aumentar la frecuencia, la relación axial y el parámetro S_{11} aumentan, pero siguen estando dentro de los rangos recomendados, con mucha holgura.

Aunque por limitaciones de tiempo no ha sido posible realizar aún la fabricación del dispositivo, se confirma que el diseño obtenido mediante el modelo de líneas de transmisión no solo es viable desde el punto de vista teórico y simulado, sino también realizable con técnicas estándar de micro fabricación.

En cuanto a las limitaciones, cabe señalar que el modelo de circuito equivalente empleado solo considera los dos primeros modos de Floquet, lo cual puede ser una fuente de error en configuraciones muy delgadas (como $\lambda/8$), donde los modos evanescentes pueden tener mayor influencia. Además, el análisis se ha realizado sobre estructuras idealizadas infinitas, sin efectos de borde ni discontinuidades, lo que puede diferir de la respuesta de dispositivos reales de tamaño finito. Por último, la evaluación de las configuraciones óptimas se ha realizado únicamente en incidencia normal, por lo que sería recomendable analizar su estabilidad angular en estudios futuros.

6.3 Ventajas del enfoque híbrido y aportaciones del trabajo

Este trabajo adopta un enfoque híbrido que combina el uso de modelado analítico en Matlab con simulación electromagnética en AWR Design Environment. Esta combinación ha resultado ser una herramienta muy eficaz para explorar el comportamiento de los polarizadores circulares multicapa desde una perspectiva teórica y práctica a la vez.

Entre las ventajas principales de este enfoque destacan:

- Rapidez en la generación de configuraciones iniciales: el modelo de Joyal permite obtener las susceptancias necesarias sin necesidad de optimizaciones por simulación desde cero.
- Ahorro computacional: al evitar la búsqueda ciega de parámetros mediante ajustes sucesivos, se reduce el número de simulaciones necesarias.
- Capacidad de análisis paramétrico sistemático, algo que sería difícil o poco eficiente exclusivamente con métodos numéricos.

Como aportación principal, el trabajo ha proporcionado una caracterización cuantitativa del impacto de ϵ_r y del espaciado en el rendimiento de los polarizadores, lo que permite extraer conclusiones útiles y adaptables a diferentes entornos de aplicación.

6.4 Conclusiones generales

A lo largo del trabajo se han alcanzado los siguientes resultados y conclusiones principales:

- Es posible diseñar polarizadores circulares de bajo espesor con una buena relación axial (< 1.05 dB), incluso en configuraciones compactas con espaciado $\lambda/8$.
- El ancho de banda útil se ve fuertemente influenciado por el espaciado entre capas y por la permitividad del sustrato, siendo mayor para ϵ_r entre 1 y 3, y espaciado $\lambda/4$.
- El modelo de Joyal y Laurin proporciona una herramienta analítica importante para el diseño de este tipo de dispositivos, especialmente útil en fases preliminares de exploración y ajuste.

La combinación de teoría y simulación ha permitido validar este enfoque con criterios electromagnéticos realistas (S_{11} y RA), obteniendo configuraciones fácilmente fabricables y optimizables.

6.5 Recomendaciones prácticas de diseño

A partir del análisis realizado, se proponen las siguientes recomendaciones para el diseño de polarizadores circulares multicapa:

- Utilizar sustratos con $\epsilon_r \approx 2$ para lograr un buen equilibrio entre espesor físico, ancho de banda y facilidad de fabricación. Materiales como Duroid 5880 o Taconic TLY-5 son opciones ideales.
- Optar por espaciados de $\lambda/4$ siempre que el volumen lo permita, ya que ofrecen una respuesta más amplia en frecuencia sin comprometer la pureza de la polarización.
- Aplicar el modelo de Joyal y Laurin como herramienta inicial de prediseño, ajustando las susceptancias teóricas antes de realizar simulaciones completas, lo que ahorra tiempo y recursos.
- En aplicaciones donde el espacio es muy limitado, se pueden considerar configuraciones con $\lambda/8$ y ϵ_r bajo, pero teniendo en cuenta la reducción de ancho de banda.
- Validar siempre los diseños con herramientas de simulación electromagnética, ya que los modelos analíticos no contemplan ciertos efectos de borde, tolerancias ni acoplos de segundo orden.

Capítulo 7. Bibliografía y anexos

7.1 Bibliografía

- [1] Joyal, D., Laurin, J. J., “Design of Thin Circular Polarizers Using Meander Lines,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 6, pp. 2132–2139, June 2011.
- [2] Joyal, D., Laurin, J. J., “Analysis and Design of Thin Circular Polarizers Using Meander Lines,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 6, pp. 3007–3011, June 2012.
- [3] Cadence Design Systems, “AWR Design Environment – AXIEM Simulator Overview,” [Online]. Available: <https://www.cadence.com>
- [4] Munk, B. A., *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*, Wiley-Interscience, 2000.
- [5] Balanis, C. A., *Advanced Engineering Electromagnetics*, 2nd ed., Wiley, 2012.
- [6] Pozar, D. M., *Microwave Engineering*, 4th ed., Wiley, 2011.
- [7] Collin, R. E., *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd ed., Wiley-IEEE Press, 2000.
- [8] Young, L., “Design of a Circular Polarizer Using Meander Lines,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, no. 3, pp. 376–379, May 1973.
- [9] Rogers Corporation, “RO4000® Series High Frequency Circuit Materials,” [Online]. Available: <https://rogerscorp.com>
- [10] Taconic Advanced Dielectric Division, “Technical Datasheets for RF-35, TLY-5 and Other Microwave Materials,” [Online]. Available: <https://www.taconic.com/>
- [11] DuPont, “Pyralux® Flexible Circuit Materials,” [Online]. Available: <https://www.dupont.com/electronic-materials/pyralux.html>
- [12] Evonik Industries, “Rohacell® Structural Foam for Lightweight Applications,” [Online]. Available: <https://www.rohacell.com>
- [13] Ansoft Corporation, “HFSS: 3D High-Frequency Electromagnetic Simulation,” [Online]. Available: <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/index.cfm>

7.2 Anexo I: código Matlab

7.2.1 Función principal para el cálculo de b_1 y b_2

```
function [b1v,b1h,b2v,b2h]=JoyalPaperFunctionV1(er,theta)
% función que calcula las susceptancias de un polarizador propuesto por Paper
2011_Joyal
% Formato de llamada:
% [b1v,b1h,b2v,b2h]=JoyalPaperFunction(er,theta)
% Entradas:
% er: permitividad relativa sustrato
% theta: longitud eléctrica sustrato en grados
% Salidas:
% b1v: susceptancia b1 normalizada a Zo=1 polarización V
% b1h: susceptancia b1 normalizada a Zo=1 polarización H
% b2v: susceptancia b2 normalizada a Zo=1 polarización V
% b2h: susceptancia b2 normalizada a Zo=1 polarización H

% Ecuaciones 1 a 4 y figura 4b
N = 1000000; % Número de puntos del barrido de b1. Debe ser par
```

```

b1 = linspace(-10,10,N);
theta = pi/180 * theta;
y1 = sqrt(er);
ya = 1; % Ecuación (1)
yb = ya + 1i * b1; % Ecuación (2)
yc = y1 * (yb + 1i * y1 * tan(theta)) ./ (y1 + 1i * tan(theta) * yb); %
Ecuación (3)
b2 = -2 * imag(yc); % Ecuación (4)

% Figura 4b
figure(1)
plot(b1, b2)
axis([-10 10 -1.5 4.5])
grid
xlabel('b1')
ylabel('b2')
hold off

% Cálculo del parámetro S21 mediante excitación par-impar, figura 4ª
rhoe = ((1 - 1i * b1) .* (y1 - 1/2 * tan(theta) * b2) - 1i * y1 .* (1/2 * b2 +
y1 * tan(theta))) ./ ...
((1 + 1i * b1) .* (y1 - 1/2 * tan(theta) * b2) + 1i * y1 .* (1/2 * b2 +
y1 * tan(theta)));

rhoo = (tan(theta) * (1 - 1i * b1) + 1i * y1) ./ (tan(theta) * (1 + 1i * b1)
- 1i * y1);

S21 = 1/2 * (rhoe - rhoo);
phi21 = unwrap(angle(S21));

% NUEVO CRITERIO: punto de inflexión de phi21 vs b1 (Figura 4ª)
d2phi = diff(phi21, 2);
b1_mid = b1(2:end-1);
zero_crossings = find(diff(sign(d2phi)) ~= 0);
[~, idx_inflection_local] = max(abs(d2phi(zero_crossings)));
idx_center = zero_crossings(idx_inflection_local) + 1;

window = 500;
range = (idx_center - window):(idx_center + window);
range = range(range > 0 & range < N);

min_diff = inf;
for I = range
    for j = range
        if I ~= j
            delta_phi = abs(phi21(i) - phi21(j));
            if abs(delta_phi - pi/2) < min_diff
                min_diff = abs(delta_phi - pi/2);
                idx_v = I;
                idx_h = j;
            end
        end
    end
end

b1v = b1(idx_v); b1h = b1(idx_h);
b2v = b2(idx_v); b2h = b2(idx_h);

```

```
% Figura 4a
figure(2)
plot(b1, phi21)
hold on
plot(b1v, phi21(idx_v), 'o', b1h, phi21(idx_h), 'o')
axis([-10 10 -5.5 -0.5])
grid
xlabel('b1')
ylabel('\phi (rad)')
hold off

% Figura 4b
figure(1)
hold on
plot(b1v, b2v, 'o', b1h, b2h, 'o')
hold off

end
```

7.2.2 Función alternativa basada en el punto de inflexión y resultados

```
function [b1v,b1h,b2v,b2h]=JoyalPaperFunction_v02(er,theta)
% función que calcula las susceptancias de un polarizador propuesto por Paper
2011_Joyal
%Formato de llamada:
% [b1v,b1h,b2v,b2h]=JoyalPaperFunction(er,theta)
%Entradas:
% er: permitividad relativa substrato
% theta: longitud eléctrica substrato en grados
%Salidas:
% b1v: susceptancia b1 normalizada a Zo=1 polarización V
% b1h: susceptancia b1 normalizada a Zo=1 polarización H
% b2v: susceptancia b2 normalizada a Zo=1 polarización V
% b2h: susceptancia b2 normalizada a Zo=1 polarización H

%ecuaciones 1 a 4 y figura 4b
N=1000000;%Número de puntos del barrido de b1.Debe ser par
b1=linspace(-10,10,N);
theta=pi/180*theta;

y1=sqrt(er);
ya=1;%ecuación (1)
yb=ya+1i*b1;%ecuación (2)
yc=y1*(yb+1i*y1*tan(theta))./(y1+1i*tan(theta)*yb);%ecuación (3)
b2=-2*imag(yc);%ecuación (4)

%Obtención de la figura 4b
figure(1)
plot(b1,b2)
axis([-10 10 -1.5 4.5])
grid
xlabel('b1')
ylabel('b2')
hold off

%Cálculo del parámetro S21 mediante excitación par-impar, y figura 4ª
```

```

rhoe=((1-1i*b1).*(y1-1/2*tan(theta)*b2)-
1i*y1*(1/2*b2+y1*tan(theta)))./((1+1i*b1).*(y1-
1/2*tan(theta)*b2)+j*y1*(1/2*b2+y1*tan(theta)));
rhoo=(tan(theta)*(1-1i*b1)+1i*y1)./(tan(theta)*(1+1i*b1)-1i*y1);
S21=1/2*(rhoe-rho);
phi21=unwrap(angle(S21));
Der_phi21=diff(phi21);
[~, index2]=min(Der_phi21);

%Cálculo de los puntos que consiguen desfase de pi/2 entre las salidas,
%para conseguir pol. Circular
n=1:N-index2;
Dphi21=phi21(index2+1-n)-phi21(index2+n);
[~, index]=min(abs(Dphi21-pi/2));
b1v=b1(index2+1-index);
b1h=b1(index2+index);

%Obtención de la figura 4ª
figure(2)
plot(b1, phi21)
hold on
plot(b1v,phi21(index2+1-index),'o',b1h,phi21(index2+index),'o')
axis([-10 10 -5.5 -0.5])
grid
xlabel('b1')
ylabel('\phi (rad)')
hold off

%Marca los valores de b1 y b2
figure(1)
hold on
b2v=b2(index2+1-index);
b2h=b2(index2+index);
plot(b1v,b2v,'o',b1h,b2h,'o')
hold off

end

```

EL	ϵ_r	B1v	B1h	B2v	B2h	RA	BW (-21 dB)
45	1	0,5858	1,4142	0,5858	3,4142	1,2703	15,37%
45	2	1	1,8284	5,31E-05	5,6569	1,1290	7,88%
45	3	1,3178	2,1463	-0,7786	7,7067	1,0983	6,20%
45	6	2,0353	2,8637	-3,5864	13,3841	1,0658	4,22%
45	10	2,7481	3,5765	-7,8174	20,4667	1,0380	2,84%

Tabla 3. Resultados obtenidos para cada simulación con la función de Matlab basada en el punto de inflexión.
Elaboración propia.

7.3 Anexo II: simulación en AWR y prototipo físico del polarizador

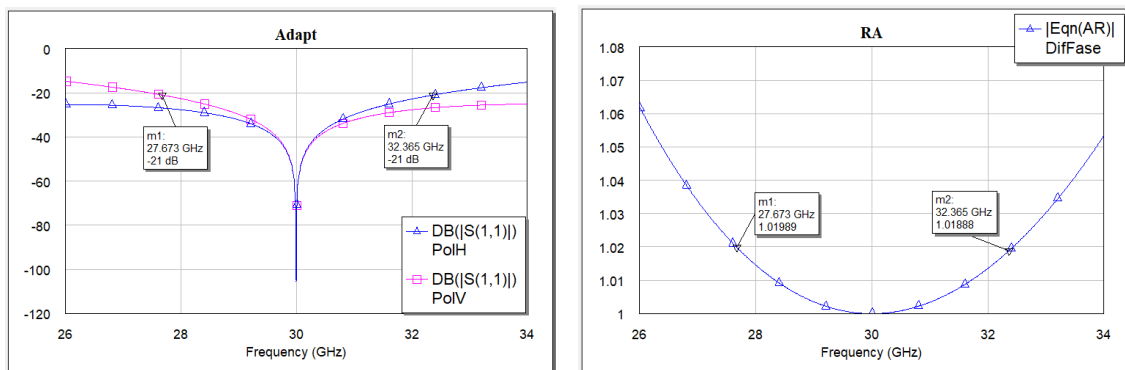


Figura 17. Representación de la adaptación y relación axial en AWR Design Environment ($\theta = 90^\circ$ y $\epsilon_r = 1$).
Elaboración propia.

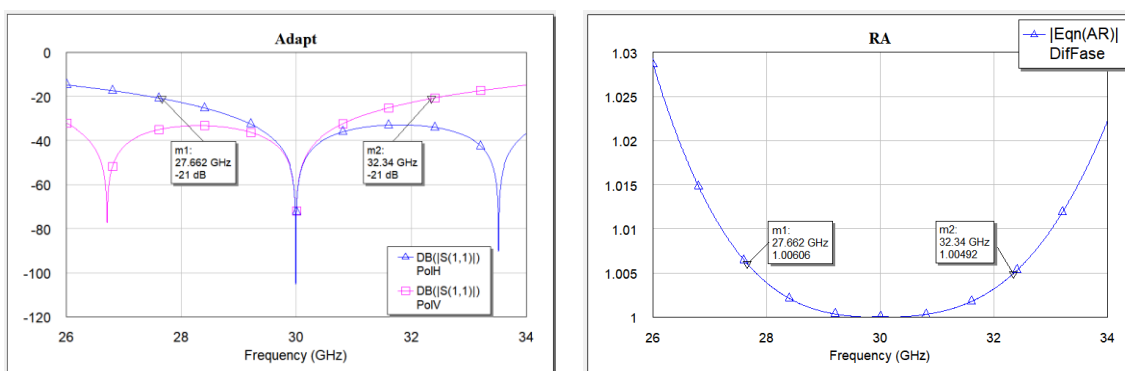


Figura 18. Representación de la adaptación y relación axial en AWR Design Environment ($\theta = 90^\circ$ y $\epsilon_r = 3$).
Elaboración propia.

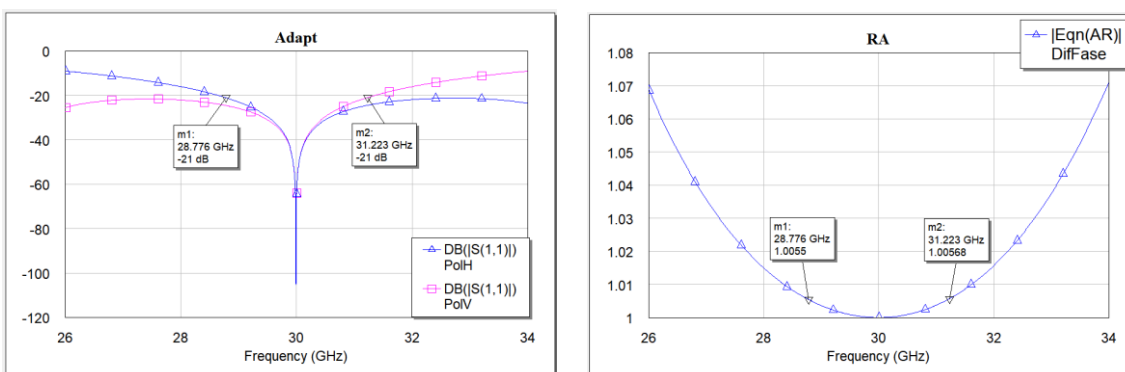


Figura 19. Representación de la adaptación y relación axial en AWR Design Environment ($\theta = 90^\circ$ y $\epsilon_r = 6$).
Elaboración propia.

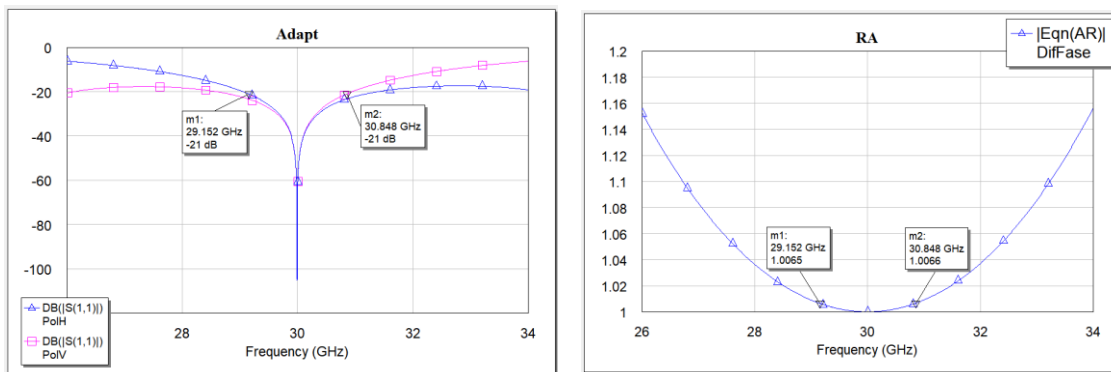


Figura 20. Representación de la adaptación y relación axial en AWR Design Environment ($\theta = 90^\circ$ y $\epsilon_r = 10$).
Elaboración propia.

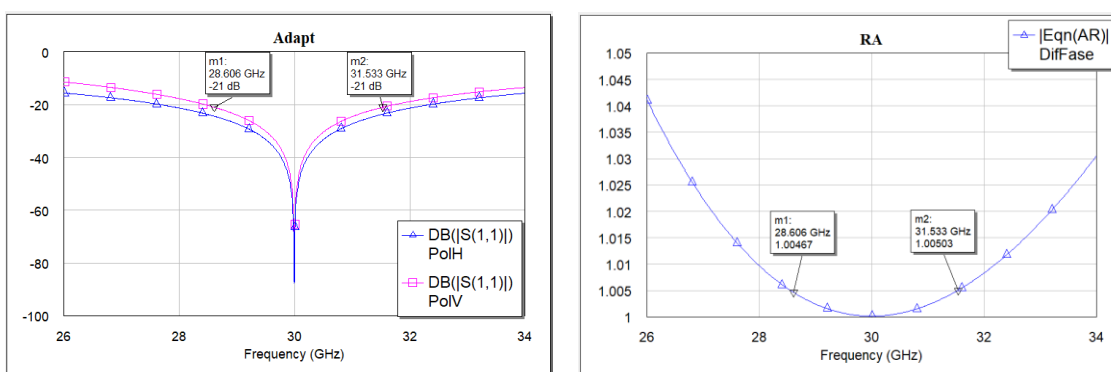


Figura 21. Representación de la adaptación y relación axial en AWR Design Environment ($\theta = 45^\circ$ y $\epsilon_r = 1$).
Elaboración propia.

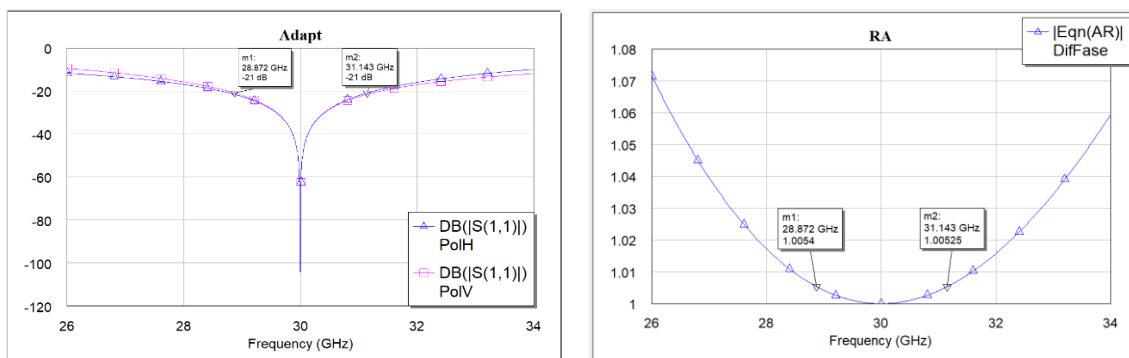


Figura 22. Representación de la adaptación y relación axial en AWR Design Environment ($\theta = 45^\circ$ y $\epsilon_r = 2$).
Elaboración propia.

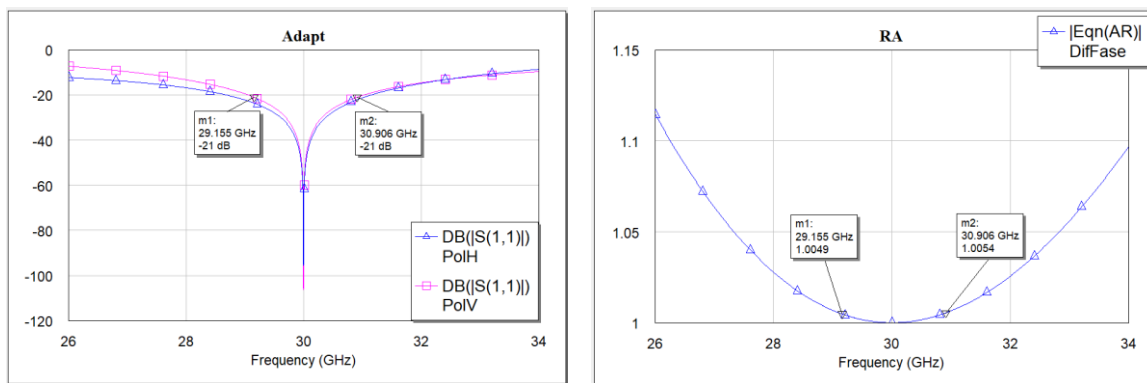


Figura 23. Representación de la adaptación y relación axial en AWR Design Environment ($\theta = 45^\circ$ y $\epsilon_r = 3$).
Elaboración propia.

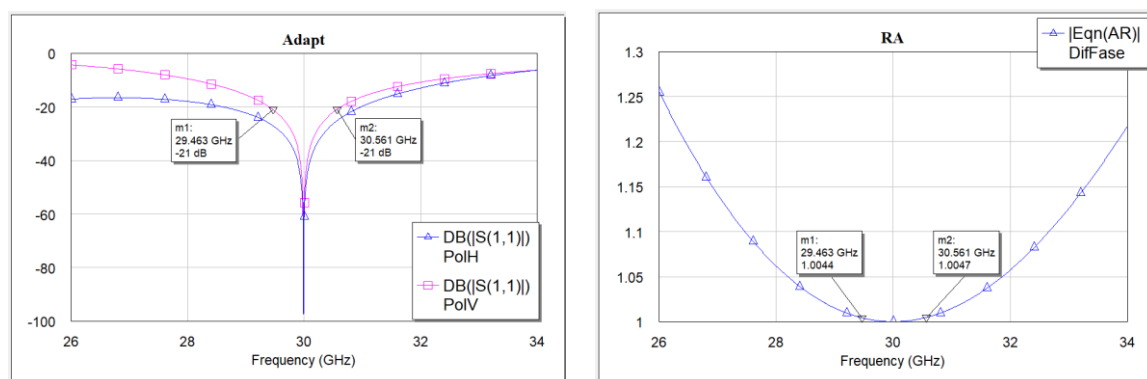


Figura 24. Representación de la adaptación y relación axial en AWR Design Environment ($\theta = 45^\circ$ y $\epsilon_r = 6$).
Elaboración propia.

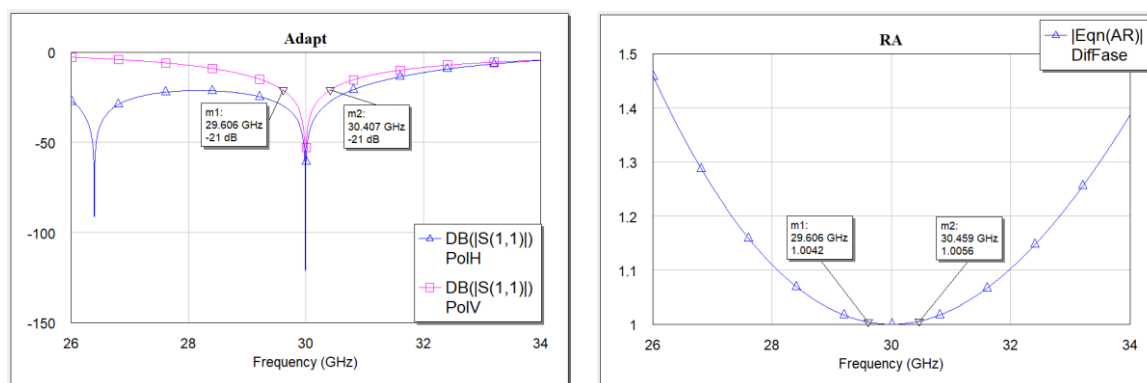


Figura 25. Representación de la adaptación y relación axial en AWR Design Environment ($\theta = 45^\circ$ y $\epsilon_r = 10$).
Elaboración propia.

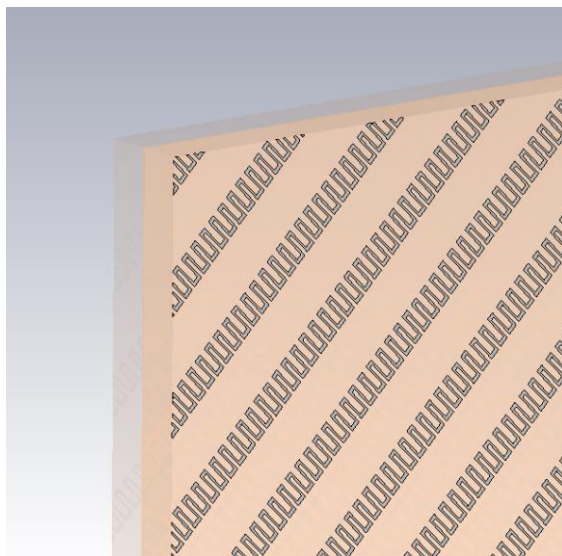


Figura 26. Capa externa de meandros del prototipo del diseño físico del polarizador.

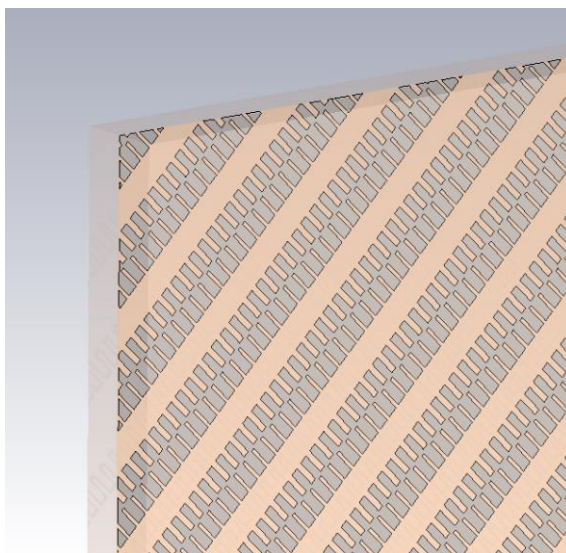


Figura 27. Capa interna de meandros del prototipo del diseño físico del polarizador.

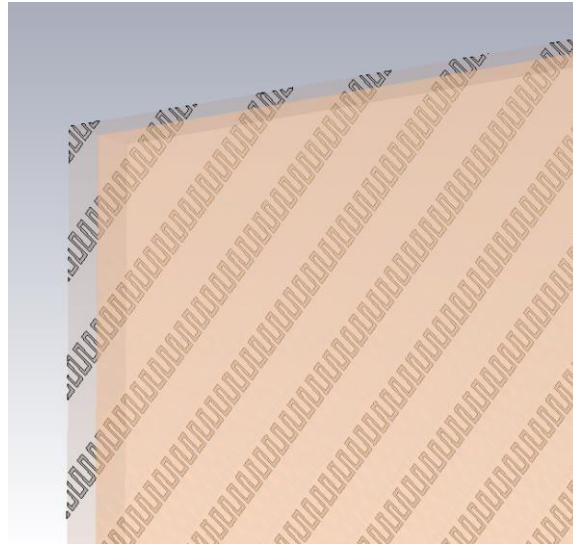


Figura 28. Capa externa de meandros del prototipo del diseño físico del polarizador.

7.4 Relación del trabajo con los Objetivos de Desarrollo Sostenible de la agenda 2030

Objetivos de Desarrollo Sostenible	Alto	Medio	Bajo	No procede
ODS 1. Fin de la pobreza.				X
ODS 2. Hambre cero.				X
ODS 3. Salud y bienestar.				X
ODS 4. Educación y calidad.				X
ODS 5. Igualdad de género.				X
ODS 6. Agua limpia y saneamiento.				X
ODS 7. Energía asequible y no contaminante.				X
ODS 8. Trabajo decente y crecimiento económico.				X
ODS 9. Industria, innovación e infraestructuras.	X			
ODS 10. Reducción de las desigualdades.				X
ODS 11. Ciudades y comunidades sostenibles		X		
ODS 12. Producción y consumo responsable.				X
ODS 13. Acción por el clima.				X
ODS 14. Vida submarina.				X
ODS 15. Vida de ecosistemas terrestres.				X
ODS 16. Paz, justicia e instituciones sólidas.				X
ODS 17. Alianzas para lograr objetivos.				X

Tabla 4. Objetivos de Desarrollo Sostenible de la Agenda 2030.

El desarrollo de polarizadores más compactos y eficientes puede alinearse con algunos de los Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS), en particular el ODS 9: Industria, innovación e infraestructura, al fomentar soluciones tecnológicas que permiten reducir el volumen, el consumo de materiales y la dependencia de estructuras voluminosas en sistemas de comunicación avanzados como los satélites o redes 6G.