

Diseño y caracterización de arquitecturas pasivas con absorción perfecta de luz para múltiples modos

Autor:

Sergio Daniel Villanueva Aragón

Asesor:

John Alexander Franco Villafañe

Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Instituto de Física



Fecha: 2 de junio de 2026

Diseño y caracterización de arquitecturas pasivas con absorción perfecta de luz para múltiples modos © 2026 by Sergio Daniel Villanueva Aragón is licensed under CC BY-NC-SA 4.0. To view a copy of this license, visit <https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/>

Índice general

1. Introducción	7
2. Marco Teórico	11
2.1. Introducción	11
2.2. Desarrollo de las Ecuaciones de Maxwell en Guías de Onda	11
3. Calibración	19
3.1. Introducción	19
3.2. Proceso Experimental y Calibración	20
3.3. Análisis de Resultados de Calibración	22
3.4. Consideraciones Adicionales y Buenas Prácticas	25
4. Montaje y Medición Experimental	27
4.1. Diseño y Montaje de la Estructura Interna	27
4.2. Protocolo de Inserción y Alineación	28
4.3. Conexión y Medición	29
4.4. Validación Post-Medición	29
4.5. Configuraciones Experimentales Evaluadas	30
4.5.1. Anexo: Fotografía de Acopladores y Antenas	30
4.6. Combinaciones entre Antenas y Acopladores	31
5. Resultados y Discusiones	39
5.1. Discusión sobre Estados Ligados en el Continuo (BIC)	52
6. Conclusiones y Perspectivas	55
6.1. Perspectivas futuras	56
A. Formalismo de Matrices de Dispersión y Transferencia	59
A.1. Optimización Numérica y Física no Hermitiana	60
B. Programación Cuadrática Secuencial (SQP)	61
C. Antenas y Mecanismos de Acoplamiento	63

Agradecimientos

Expreso mi más profundo agradecimiento al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT), ahora SECIHTI, por el apoyo institucional y la beca otorgada, la cual fue fundamental para dedicarme plenamente al desarrollo de esta investigación.

A mi asesor, el Dr. John Alexander Franco Villafañe, por su invaluable guía, paciencia y por compartir su conocimiento a lo largo de este proyecto. Sus enseñanzas han sido clave en mi formación como investigador.

A mis amigos y compañeros de grupo, especialmente a aquellos con quienes compartí oficina, laboratorio y el día a día durante estos dos años; gracias por hacer del proceso una experiencia increíble.

A mi familia, pilar fundamental en mi vida y soporte incondicional en cada etapa de este camino. De manera muy especial, dedico este trabajo a mi madre y a mi abuela; su confianza absoluta y su apoyo constante son el motor que me permite crecer no solo como científico, si no también persona.

Resumen

Las guías de onda constituyen una herramienta fundamental en la electrodinámica experimental y la ingeniería de microondas. Las características casi ideales de la guía nos facilita el manejo de los campos electromagnéticos.

Durante el desarrollo de este trabajo se tenía como objetivo obtener la absorción perfecta en las frecuencias multimodales. Usando una guía de onda WR90 (rectangular) con su geometría transversal invariante durante toda la guía y en un rango objetivo donde los modos TE y TM ya coexistían al mismo tiempo, se diseñaron estructuras internas con la capacidad de lograr la absorción perfecta.

Al estar usando física no Hermitiana o no conservativa y un conjunto de métodos de optimización para aproximaciones locales, donde usando los slabs dieléctricos "FR4" (por sus siglas en inglés Flame Retardant) que tienen una permitividad con parte compleja, implicando la parte no-Hermitiana mencionada anteriormente, la física detrás de esto es lo que nos permite transformar la energía electromagnética o atraparla, consiguiendo numéricamente una frecuencia y una configuración de slabs en número y separación, para la cual la teoría predice la absorción perfecta. La teoría obtenida de este proceso se comprobó mediante el uso de dos herramientas: la simulación mediante elemento finito en COMSOL Multiphysics y su parte experimental. Gracias a la comprobación de estas dos vías se confirmó la viabilidad del uso de estas técnicas para la absorción perfecta aun en circunstancias de complejidad modal.

Capítulo 1

Introducción

En el laboratorio de Fenómenos ondulatorios en medios complejos manipulamos ondas en diferentes rangos de frecuencias para este proyecto usamos frecuencias de las microondas de 6.5GHz hasta 20GHz, el problema que es atacado es muy importante, ya que estamos rodeados por una gama de ondas electromagnéticas enorme para hacer procesos de telecomunicaciones y señales en este rango de frecuencia, sabemos que las aplicaciones de mecanismos de absorción pasiva de ondas electromagnéticas tiene una gran cantidad de objetivos directos y muchos otros beneficios indirectos.

En el mundo de los fenómenos de dispersión, una de las posibilidades es lo que nosotros llamamos absorción perfecta, en el que una onda ingresa en el mecanismo diseñado y construido, la onda por medio de reflexiones internas y otros grados de libertad le impide también transmitir. Teóricamente la absorción perfecta es conseguida cuando la frecuencia real coincide con un cero en una matriz de dispersión durante un proceso no-Hermitiano [1],[2]. Es un proceso pasivo ya que no es necesario el añadir al proceso de absorción una inversión extra de energía para que esto ocurra, dándonos una ventaja enorme sobre procesos similares que no son posibles sin una inversión energética.

Las aplicaciones, como bloquear señales de dispositivos con información de gran valor y de procesos cruciales para cualquier rama de las ciencias y tecnologías, o análisis donde el ruido externo es prácticamente de igual magnitud o escala que el evento a analizar, donde lo que se busca es evitar la interferencia a las mediciones o los instrumentos para poder diferenciar la señal al ruido generado por el exterior.

Pensando a futuro, sería posible incluso aprovechar la energía que nos rodea de tal forma que, al ser detectada y guiada la onda electromagnética, en el caso de microondas con un cuerno de microondas o una antena, el sistema reclutaría la energía y esta la podríamos aprovechar o reciclar como fuente de luz para dispositivos haciendo cosecha pasiva de energía, cargando el dispositivo o usando como suministro, este desperdicio en las telecomunicaciones es algo que aumenta constantemente y nos rodean en prácticamente todas las ciudades o poblaciones humanas al atraparlo no de una manera aleatoria como muchas cosas naturales que interactúan con estas afectándolas como animales u otros organismos, si no de la manera planteada durante este proyecto lo que es incluso un beneficio social

y natural.

Para alcanzar estos objetivos modernos de manipulación y absorción, es imperativo comprender la evolución técnica de estos sistemas. El desarrollo de dispositivos que operan en microondas, frecuencias clave de las telecomunicaciones modernas y de este trabajo experimental, tiene sus raíces a finales del siglo XIX. En 1888, Heinrich Hertz validó experimentalmente las predicciones de Maxwell utilizando un dispositivo de radiación que emitía ondas en el orden de los decímetros (aprox. 66 cm). En sus experimentos, demostró fenómenos de difracción, polarización y absorción por materiales, principios fundamentales del dipolo que se detallaron en el Apéndice C. Posteriormente, Oliver Lodge diseñó la primera guía de onda radiadora mediante un tubo circular, y para 1897, Lord Rayleigh formalizó la descripción de los campos internos y los modos de propagación. Estos esfuerzos pioneros sentaron las bases del control de microondas antes del inicio del siglo XX [3].

En la actualidad, las guías de onda son herramientas estándar en ciencia e ingeniería para el diseño de antenas y la caracterización electromagnética de materiales. Esta última función sigue un proceso análogo al realizado en esta tesis: al introducir un material de prueba en la guía y utilizar un Analizador Vectorial de Redes (VNA), se obtienen los parámetros de la matriz de dispersión (\mathbf{S}_{ij}) y su fase, datos que permiten deducir las constantes eléctricas del material [4].

El diseño de absorbentes electromagnéticos es un campo ambicioso impulsado por aplicaciones en medicina, informática y la industria militar. Uno de los enfoques precursores es la Pantalla de Salisbury [5], la cual emplea una cavidad resonante con una pared conductora y una lámina resistiva colocada a una distancia específica (distancia $\propto \lambda/4$). Aunque efectivo, su limitante principal es el ancho de banda estrecho y la dificultad mecánica para su sintonización. Para superar esto, se desarrolló el absorbente de Jaumann [6], que utiliza múltiples láminas con separaciones distintas para generar una banda de absorción más amplia. En el siglo pasado existieron más acercamientos de este tipo con sistemas basados en principios geométricos [7].

Los absorbentes más comunes en la actualidad están diseñados a partir de al que se le conoce como metamateriales. Los avances en el mundo de las microondas fueron logrados con una combinación de un componente metálico con algún patrón en particular sobre un dieléctrico [8],[9],[10], logrando absorciones casi del 99% solo en frecuencias donde solo exista un modo abierto [11],[12]. Estos materiales son peculiares ya que su permeabilidad es tal que $\epsilon = \epsilon(\omega)$ y $\mu = \mu(\omega)$ incluso teniendo la permeabilidad y la permitividad negativa, es muy común el uso de anillos resonadores para hacer Slabs que absorban junto al metamaterial campo magnético o campo eléctrico de acuerdo a la configuración del anillo, de las primeras configuraciones y más sencillas es la de 3 capas 2 conductoras a los extremos y una dieléctrica en el interior, como mencionado anteriormente una de las capas es un ERR por sus siglas en inglés (Electric Resonant Ring) es decir un anillo resonador eléctrico, este consigue una absorción de 88% [13]. Existen absorbentes de nanopartículas la cual incluye ventajas como que es independiente de la polarización y no importan los ángulos de incidencia [14]. Existen grupos que usan rejillas para procesos de absorción muy eficientes de cerca del 99% [15],[16],

y diversas estructuras reportadas en la artículos de metamateriales [17].

La absorción no solo es en el rango de microondas también en el de luz visible (óptica) [18],[19], los terahercios [20],[21] y de sonido o acústicos [22],[23]. Se ha demostrado la absorción en diversos entornos, incluyendo estructuras basadas en grafeno [24], medios con permitividad cercana a cero [25],[26] y sistemas desordenados o caóticos [27],[28],[29]. En este contexto, el concepto de absorción perfecta coherente (CPA), entendida como la contraparte temporal invertida de la emisión láser, proporciona un marco unificador para comprender estos fenómenos a través de la interferencia entre canales de entrada. En particular, se ha demostrado que la CPA surge naturalmente en sistemas con simetría de paridad-tiempo y en la proximidad de puntos excepcionales donde convergen los ceros y polos de la matriz de dispersión [30].

El antecedente más directo para este proyecto fue desarrollado por nuestro propio grupo de investigación, logrando una banda de absorción sintonizable cercana al 100 % (de 6.54 a 12 GHz) mediante el uso de placas de FR-4 optimizadas bajo condiciones de un único modo de propagación [31]. Otros estudios han empleado metodologías similares con objetivos distintos en el uso de materiales absorbentes, guías de onda y VNAs [32],[33],[34],[35],[36],[37]. El presente trabajo busca extender y generalizar estos resultados hacia regímenes más complejos, profundizando en la manipulación de la energía electromagnética.

Capítulo 2

Marco Teórico

2.1. Introducción

El estudio de la electricidad y el magnetismo, comprendido hoy como un fenómeno unificado el electromagnetismo, tuvo sus inicios formales a principios del siglo XIX[38]. Este periodo abarca desde la invención de la pila voltaica hasta los descubrimientos de Oersted y Ampère en 1820, quienes demostraron cómo una corriente eléctrica genera un campo magnético asociado. Este principio es observable en la actualidad mediante instrumentos como los multímetros de gancho, los cuales miden la corriente a través del campo magnético generado por la corriente interna del cable.

Posteriormente, los experimentos de Faraday demostraron que la variación de un campo magnético induce una corriente eléctrica, introduciendo además el concepto de campo, una idea que no había sido planteada con anterioridad. Las formalizaciones matemáticas de Oersted y Ampère, junto con este nuevo concepto, fueron vitales para que, a finales del siglo XIX, James Clerk Maxwell unificara estos fenómenos.

En su trabajo original (A dynamical theory of the electromagnetic field. Philosophical Transactions of the Royal Society of London), Maxwell propuso un sistema de alrededor de 20 ecuaciones que relacionaban la electricidad y el magnetismo mediante constantes físicas. Finalmente, en 1884, Oliver Heaviside y Willard Gibbs sintetizaron este trabajo en las cuatro ecuaciones vectoriales que constituyen la base del electromagnetismo moderno.

2.2. Desarrollo de las Ecuaciones de Maxwell en Guías de Onda

Las ondas electromagnéticas se rigen por las ecuaciones de Maxwell. En el vacío, estas ondas se propagan con una velocidad determinada por las constantes de permitividad eléctrica (ϵ_0) y permeabilidad magnética (μ_0). Sin embargo, en un medio confinado, aunque las leyes fundamentales se mantienen, la presencia de condiciones de frontera y las propiedades constitutivas del medio material (ϵ, μ) alteran la propagación, dando lugar a soluciones específicas. Por ello, es indispen-

sable partir de las ecuaciones de Maxwell en su forma diferencial macroscópica:

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu \mathbf{J} + \mu \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.4)$$

Siguiendo el desarrollo presentado en la bibliografía [39][40][41][42], consideramos un medio lineal, isotrópico y homogéneo caracterizado por μ y ϵ . Asumimos una guía de onda con sección transversal constante (en nuestro caso particular, geometría rectangular figura 2.1) a lo largo del eje de propagación. Proponemos una dependencia temporal armónica de la forma $e^{-i\omega t}$. Esto implica que los campos pueden expresarse como $\mathbf{E}(x, y, z, t) = \mathbf{E}(x, y, z)e^{-i\omega t}$ y $\mathbf{B}(x, y, z, t) = \mathbf{B}(x, y, z)e^{-i\omega t}$.

En ausencia de fuentes internas (densidad de carga $\rho = 0$ y corriente $\mathbf{J} = 0$), las ecuaciones diferenciales para los fasores de campo se simplifican a:

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (2.5)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.6)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = i\omega \mathbf{B} \quad (2.7)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = -i\omega \mu \epsilon \mathbf{E} \quad (2.8)$$

Ambos campos deben satisfacer la ecuación de onda vectorial (Ecuación de Helmholtz). Esta se obtiene aplicando el operador rotacional a la Ley de Faraday (2.7) o a la Ley de Ampère-Maxwell (2.8). Por ejemplo, para el campo eléctrico:

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{E}) = i\omega (\nabla \times \mathbf{B}) = \nabla (\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E} \quad (2.9)$$

Dado que en una región libre de fuentes $\nabla \cdot \mathbf{E} = 0$, la expresión se reduce a:

$$-\nabla^2 \mathbf{E} = i\omega (-i\omega \mu \epsilon) \mathbf{E} = \omega^2 \mu \epsilon \mathbf{E} \quad (2.10)$$

Reagrupando términos, obtenemos la ecuación de Helmholtz homogénea, válida tanto para el campo eléctrico como para el magnético:

$$(\nabla^2 + \mu \epsilon \omega^2) \begin{Bmatrix} \mathbf{E} \\ \mathbf{B} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{Bmatrix} \quad (2.11)$$

Considerando que la propagación ocurre a lo largo del eje z , asumimos una dependencia longitudinal de la forma $e^{\pm ik_z z}$. Esto nos permite descomponer el operador laplaciano en una componente transversal y una longitudinal: $\nabla^2 = \nabla_t^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2} = \nabla_t^2 - k^2$. Así, la ecuación de onda se reescribe en términos de las coordenadas transversales:

$$(\nabla_t^2 + \mu \epsilon \omega^2 - k^2) \begin{Bmatrix} \mathbf{E} \\ \mathbf{B} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{Bmatrix} \quad (2.12)$$

2.2. DESARROLLO DE LAS ECUACIONES DE MAXWELL EN GUÍAS DE ONDA 13

Donde el subíndice t denota el operador laplaciano transversal ($\partial_x^2 + \partial_y^2$). Al resolver esta ecuación para una guía de onda, encontramos tres tipos de soluciones posibles o “modos” de propagación.

Clasificación de Modos

1. Ondas Transversales Electro-Magnéticas (TEM):

Se caracterizan por no tener componentes longitudinales en ninguno de los campos. Este modo solo puede existir en estructuras con dos o más conductores (como el cable coaxial). En una guía de onda rectangular o cilíndrica hueca, este modo no puede propagarse.

$$\mathbf{E}_z = 0 \quad (2.13)$$

$$\mathbf{B}_z = 0 \quad (2.14)$$

2. Ondas Transversales Magnéticas (TM):

Se caracterizan por tener campo magnético puramente transversal, pero existe una componente longitudinal de campo eléctrico. La condición de frontera exige que el campo eléctrico tangencial en la superficie del conductor sea cero.

$$\mathbf{E}_z \neq 0 \quad (2.15)$$

$$\mathbf{B}_z = 0 \quad (2.16)$$

$$\mathbf{E}_z|_s = 0 \quad (2.17)$$

3. Ondas Transversales Eléctricas (TE):

Se caracterizan por tener campo eléctrico puramente transversal, pero existe una componente longitudinal de campo magnético. La condición de frontera se aplica sobre la derivada normal del campo magnético.

$$\mathbf{E}_z = 0 \quad (2.18)$$

$$\mathbf{B}_z \neq 0 \quad (2.19)$$

$$\frac{\partial \mathbf{B}_z}{\partial n}|_s = 0 \quad (2.20)$$

Guía de Onda Rectangular

En el caso particular de las guías de onda rectangulares figura 2.1, las dimensiones críticas son su ancho a y su alto b .

Para los modos TE, donde $E_z = 0$, resolvemos para la función escalar $B_z(x, y)$. Aplicando el método de separación de variables y las condiciones de frontera, ecuaciones 2.15 a 2.17 para $x = 0, a$ y $y = 0, b$, se obtiene la solución general para los campos dentro de la estructura.

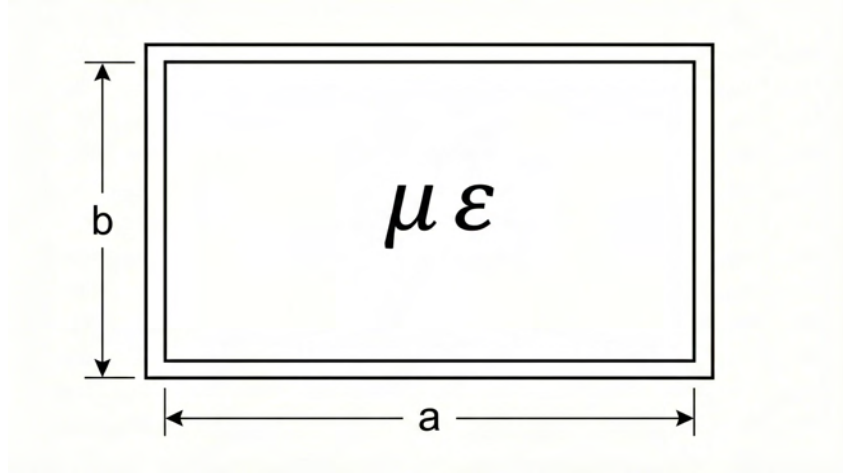


Figura 2.1: Guía desde Plano transversal

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \gamma^2\right)B_z = 0 \quad (2.21)$$

con $\gamma^2 = \mu\epsilon\omega^2 - k^2$. La solución general que satisface las condiciones a la frontera de la derivada nula es entonces:

$$B_z(x, y) = B_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (2.22)$$

con soluciones para γ del tipo

$$\gamma^2 = \gamma_{mn}^2 = \pi^2\left(\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}\right) \quad (2.23)$$

De las ecuaciones de Maxwell de los rotacionales podemos derivar las componentes individuales del campo.

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} + ikE_y = -i\omega B_x, \quad (2.24)$$

$$-ikE_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -i\omega B_y, \quad (2.25)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -i\omega B_z, \quad (2.26)$$

$$\frac{\partial B_z}{\partial y} + ikB_y = i\omega\mu\epsilon E_x, \quad (2.27)$$

$$-ikB_x - \frac{\partial B_z}{\partial x} = i\omega\mu\epsilon E_y, \quad (2.28)$$

$$\frac{\partial B_y}{\partial x} - \frac{\partial B_x}{\partial y} = i\omega\mu\epsilon E_z. \quad (2.29)$$

2.2. DESARROLLO DE LAS ECUACIONES DE MAXWELL EN GUÍAS DE ONDA 15

se puede resolver las componentes transversales de las componentes en E_z y B_z con combinaciones de las ecuaciones anteriores y quedarían.

$$B_x = \frac{i}{\gamma_{mn}^2} \left(\omega \epsilon \mu \frac{\partial E_z}{\partial y} - k \frac{\partial B_z}{\partial x} \right), \quad (2.30)$$

$$B_y = \frac{-i}{\gamma_{mn}^2} \left(\omega \epsilon \mu \frac{\partial E_z}{\partial x} + k \frac{\partial B_z}{\partial y} \right), \quad (2.31)$$

$$E_x = \frac{-i}{\gamma_{mn}^2} \left(k \frac{\partial E_z}{\partial x} + \omega \frac{\partial B_z}{\partial y} \right), \quad (2.32)$$

$$E_y = \frac{i}{\gamma_{mn}^2} \left(-k \frac{\partial E_z}{\partial y} + \omega \frac{\partial B_z}{\partial x} \right). \quad (2.33)$$

De la consideraciones de transversal eléctrico tenemos que $E_z = 0$

$$E_x = \frac{-i}{\gamma_{mn}^2} \omega \frac{\partial B_z}{\partial y}, E_y = \frac{i}{\gamma_{mn}^2} \omega \frac{\partial B_z}{\partial x} \quad (2.34)$$

$$E_x(x, y) = \frac{i}{\gamma^2} \omega \left(\frac{n\pi}{b} \right) B_0 \cos \left(\frac{m\pi x}{a} \right) \sin \left(\frac{n\pi y}{b} \right). \quad (2.35)$$

$$E_y(x, y) = \frac{-i}{\gamma^2} \omega \left(\frac{m\pi}{a} \right) B_0 \sin \left(\frac{m\pi x}{a} \right) \cos \left(\frac{n\pi y}{b} \right). \quad (2.36)$$

Generalmente se considera que $a > b$, por lo que el primer modo en propagarse es el TE_{10} , conocido como el modo dominante. Para este modo, el campo magnético transversal se define como $\frac{\mathbf{B}_t}{\mu} = \pm \frac{1}{Z} \mathbf{z} \times \mathbf{E}_t$, donde Z es la impedancia característica. Las funciones completas de campo son:

$$B_z = B_0 \cos \left(\frac{m\pi x}{a} \right) e^{ikz - i\omega t} \quad (2.37)$$

$$B_x = -\frac{i k a}{\pi} B_0 \sin \left(\frac{m\pi x}{a} \right) e^{ikz - i\omega t} \quad (2.38)$$

$$E_y = \frac{i \omega a \mu}{\pi c} B_0 \cos \left(\frac{m\pi x}{a} \right) e^{ikz - i\omega t} \quad (2.39)$$

Para que un modo se propague, la frecuencia de operación debe superar su frecuencia de corte. Cada modo posee una frecuencia de corte propia y cada guía tiene un modo dominante determinado por su geometría. La frecuencia de corte está dada por:

$$\omega_{mn} = \frac{\pi}{\sqrt{\mu \epsilon}} \sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}} \quad (2.40)$$

Modo de Propagación	Frecuencia de Corte Guía WR90
TE_{10}	6.56 GHz
TE_{20}	13.12 GHz
TE_{01}	14.76 GHz
TM_{11}	16.15 GHz

Tabla 2.1: Frecuencias y Modos de Apertura

Existen los modos evanescentes que tienen las mismas ecuaciones que los modos mostrados con la diferencia que lo que llamamos la constante de propagación k_z con las siguientes ecuaciones.

$$k = \frac{\sqrt{\mu\epsilon}}{c} \sqrt{\omega^2 - \omega_{mn}^2}. \quad (2.41)$$

llamamos a f frecuencia de operación con $2\pi f = \omega$ y es claro ver que cuando

$$2\pi f = \omega < \omega_{mn} \quad (2.42)$$

si k_z es un numero imaginario por lo que para la función del campo magnético (ver la ecuacion 2.37) la exponencial que lo acompaña es decreciente es decir $e^{-\frac{\sqrt{\mu\epsilon}}{c} \sqrt{-\omega^2 + \omega_{mn}^2} z}$ con una atenuación exponencial.

Todos los modos que están acompañados de la exponencial real negativa se les conoce como modos evanescentes, estos no se propagan dentro de la guía es decir, que no viajan dentro de esta hasta el extremo opuesto. En el momento en que la frecuencia de excitación se acerca a la frecuencia de corte esta comienza a admitir el modo y pasa de ser un modo evanescente a un modo propagante.

Los modos TM_{10} o TM_{01} no existen. Esto se debe a que, de manera análoga al caso anterior, las componentes transversales del campo magnético se derivan del campo eléctrico longitudinal E_z en la variable contraria. La función para E_z es la siguiente:

$$E_z(x, y) = E_0 \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \quad (2.43)$$

Debido a la naturaleza de la función seno, si cualquiera de los índices (m o n) es cero, la función se anula completamente. Por lo tanto, se requiere $m, n \neq 0$ para que exista un campo diferente de cero. De manera similar campo transversal eléctrico donde $E_z = 0$ en los modos transversales magnéticos la componente $B_z = 0$ por lo que las ecuaciones de Maxwell para los campos transversales magnéticos es.

$$B_x = \frac{i}{\gamma^2} \omega \epsilon \mu \frac{\partial E_z}{\partial y}, B_y = \frac{-i}{\gamma^2} \omega \epsilon \mu \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2.44)$$

$$B_x(x, y) = \frac{i}{\gamma^2} \omega \left(\frac{n\pi}{b}\right) B_0 \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right). \quad (2.45)$$

$$B_y(x, y) = \frac{-i}{\gamma^2} \omega \left(\frac{m\pi}{a}\right) B_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right). \quad (2.46)$$

El campo interno para el primer modo TE sería un seno de 0 a π con un máximo en el centro, es decir en $\pi/2$, y las líneas de campo serian como se muestra en la Figura 2.2.

2.2. DESARROLLO DE LAS ECUACIONES DE MAXWELL EN GUÍAS DE ONDA17

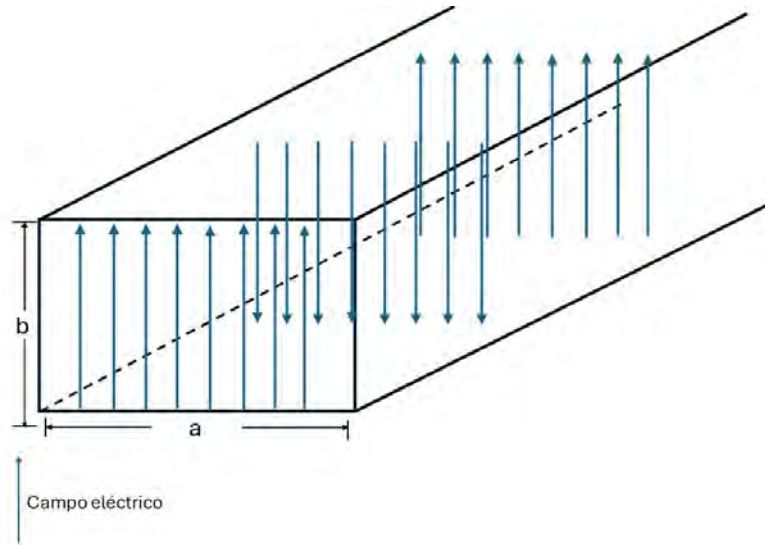


Figura 2.2: Líneas de Campo TE_{10} en Plano Transversal

En particular, para la guía WR90 usada en el experimento, se cumple con $a > 2b$. Esto provoca que el segundo modo en aparecer sea el TE_{20} seguido por el TE_{01} . Todo lo anterior describe una guía vacía y homogénea. Cuando introducimos un material interno (un medio característico con impedancia diferente), la onda electromagnética experimenta efectos de reflexión y transmisión en la interfaz al viajar a través de ella, como se ilustra en la Figura 2.3.

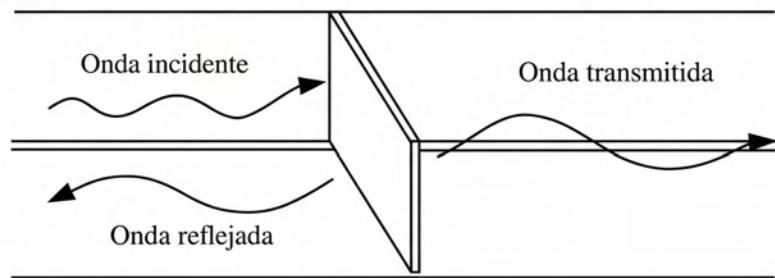


Figura 2.3: Proceso de reflexión y transmisión en un cambio de medio

Este cambio de medio nos da parámetros que llamaremos R(reflexión) y T(transmisión). Las herramientas teóricas y numéricas presentadas anteriormente y en los apéndices constituyen la base necesaria para lograr el objetivo de absorción perfecta. Definiremos este fenómeno mediante una función dependiente de la frecuencia, tal

que:

$$A(\omega) = 1 - R - T = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (2.47)$$

donde R es el coeficiente de reflexión (relacionado con $|S_{11}|^2$) y T es el coeficiente de transmisión (relacionado con $|S_{21}|^2$). Con lo anterior definimos la absorción perfecta como:

$$A(\omega) = 1 \quad (2.48)$$

Capítulo 3

Calibración

3.1. Introducción

La calibración es un proceso fundamental en las mediciones de microondas, cuyo objetivo es caracterizar y eliminar los errores sistemáticos del instrumento (VNA) y de los cables de prueba [43][44][45][46]. Este procedimiento establece una referencia comparando los valores medidos frente a estándares conocidos que poseen un comportamiento electromagnético predefinido e idealmente invariable ante el entorno del experimento.

En este trabajo se empleó el método SOLT (*Short, Open, Load, Thru*), el cual es un algoritmo estándar que utiliza cuatro condiciones de terminación para definir el plano de calibración:

- **Circuito Abierto (*Open*):** Idealmente representa una impedancia infinita con un coeficiente de reflexión de 1. En la práctica, debido a la geometría del conector, se modela considerando una capacitancia parásita de borde (*fringing capacitance*) que varía con la frecuencia.
- **Corto circuito (*Short*):** Idealmente representa una impedancia cero con un coeficiente de reflexión de -1 es decir una reflexión total con un cambio de fase de 180. Sin embargo, físicamente presenta una pequeña inductancia residual debido a la longitud eléctrica del conector.
- **Carga Adaptada (*Load*):** Consiste en una terminación resistiva de precisión diseñada para igualar la impedancia característica del sistema ($Z_0 = 50\Omega$), lo que teóricamente resulta en una reflexión nula.
- **Conexión Directa (*Thru*):** Implica la conexión física entre ambos puertos de medición. Este estándar se caracteriza por tener pérdidas despreciables y un retardo eléctrico (*delay*) conocido, usualmente del orden de los picosegundos, permitiendo la calibración de la transmisión.

3.2. Proceso Experimental y Calibración

Dado que la parte fundamental de este proyecto es experimental y se busca operar la guía de onda más allá de su rango de frecuencia nominal, es imperativo asegurar la validez de las mediciones. El proceso de calibración tiene como objetivo minimizar tanto los errores sistemáticos (como las pérdidas en los cables y conectores) como los errores aleatorios (ruido térmico, variaciones mecánicas). Se busca trasladar el plano de referencia de la medición desde los puertos del instrumento hasta el extremo de los cables coaxiales.

El equipo utilizado fue un Analizador Vectorial de Redes (VNA) modelo **Anritsu MS46122B** (hasta 20 GHz). Este instrumento integra un generador de señales que, mediante osciladores internos, produce ondas electromagnéticas (microondas) con amplitud y frecuencia definidas. A su vez, cuenta con receptores que procesan la señal reflejada y transmitida para obtener los parámetros de dispersión (Matriz S). Los resultados se presentan como números complejos $S_{ij} = |S_{ij}| \exp(i\theta_{ij})$, donde $|S_{ij}|$ es la magnitud y θ_{ij} la fase.

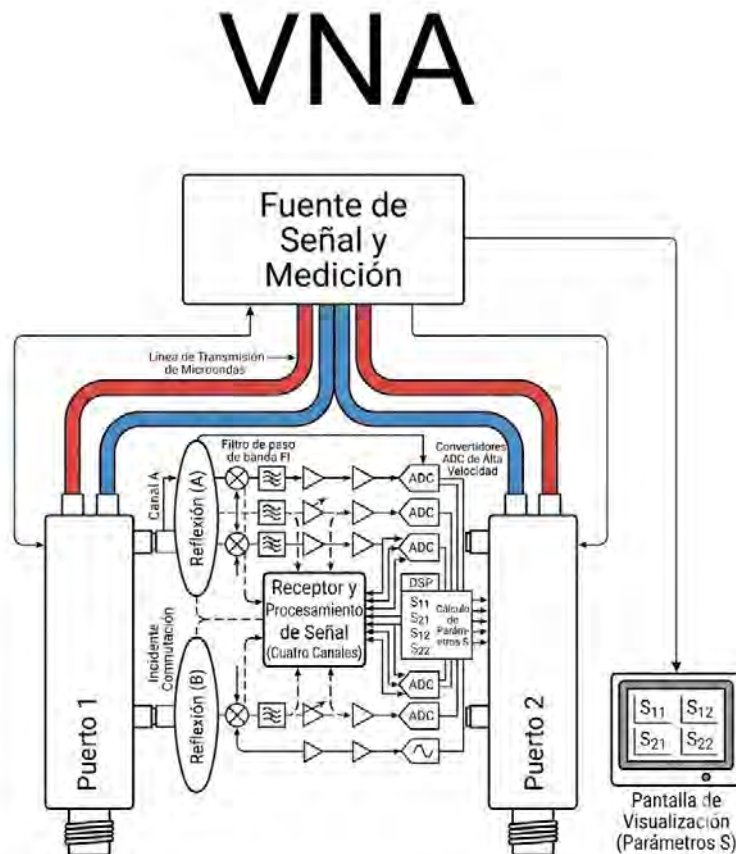


Figura 3.1: Diagrama de bloques básico de un VNA

Antes de iniciar la calibración física, se definieron los parámetros de adquisición en el software para garantizar la resolución adecuada:

- **Rango de Frecuencias:** Se establece el barrido desde la frecuencia inicial (f_i) hasta la final (f_f) según el ancho de banda de interés.

- **Número de Puntos (N):** Define la resolución espectral. Para un paso de frecuencia deseado Δf , el número de puntos se calcula como:

$$N = \frac{f_f - f_i}{\Delta f} + 1 \quad (3.1)$$

En este experimento, se utilizó un paso de 1 MHz para obtener una alta resolución.

- **Promediado (*Averaging*):** Para reducir el piso de ruido y los errores aleatorios, el VNA promedia múltiples mediciones consecutivas punto a punto. Se estableció un factor de promediado de 6.
- **Escala:** Se seleccionó una escala lineal para la visualización de los datos, acorde a las necesidades del análisis posterior, de ser necesaria tiene la opción logarítmica.

El protocolo de calibración se diseñó para maximizar la estabilidad mecánica, controlando variables críticas como el torque de las conexiones y la relajación de la tensión en los cables. Se utilizó el kit de calibración manual **TOSLKF50A-20** (Type K(f), DC a 20 GHz, 50 Ω) y un torquímetro calibrado (Thorlabs TQW5A, 0.57 Nm).



Figura 3.2: Kit de Calibración TOSLKF50A-20



Figura 3.3: Torquímetro de 0.57 Nm

El procedimiento mecánico estandarizado para cada conexión fue el siguiente:

1. Conectar el cable coaxial al estándar correspondiente del kit (Open, Short o Load) aplicando el torque exacto con la herramienta especificada (Figura 3.3).
2. Colocar el cable y el estándar sobre una superficie estable para evitar tensiones mecánicas.
3. Inspeccionar visualmente y manual para asegurar que no exista holgura en la conexión al puerto del VNA.

4. Periodo de Estabilización: Se dejó reposar el sistema durante 25 minutos tras cada conexión o cambio de posición. Este paso es crucial para permitir que los cables liberen la tensión mecánica y minimizar la deriva térmica antes de la medición.

Todo el proceso es repetido para el análisis de todos los estándares del sistema de calibración (Open, Short, Load). Acabando con cada uno de los puertos se usa por último una conexión directa entre puertos del mismo calibrado con nombre Thru y repitiendo el torque y el periodo de estabilización mecánica de 25 minutos se vuelve realiza el último proceso de la calibración.

El proceso de calibración hecho anteriormente con los pasos mencionados nos garantiza tener una calibración de calidad para cualquier proceso posterior lo que podrías hacer una vez concluido lo anteriores pasos es hacer un barrido de frecuencias con la opción Thru del calibrador el cual idealmente tendría una transmisión de 1 en todo momento es decir las entradas S12 y S21 serian idealmente uno y las de reflexión S11 Y S22 serian cero en todo el rango de frecuencias ya que los cables coaxiales transmiten en el continuo de frecuencias, Es importante verificar la calibración y al concluir verificar presionar el botón Done ya que de no hacerlo la calibración anterior no servirá de referencia para las siguientes mediciones, de ser necesario si el proceso concluyo con éxito y requieres mejorar ligeramente tu calibración puedes hacer un paso posterior a la calibración y la verificación en la misma sección de calibración seleccionamos la opción Thru Update y realizamos de nuevo la parte de los dos cables conectados en la entrada con este nombre esperamos los 25 minutos que establecimos como estándar y realizamos la actualización a la calibración.

3.3. Análisis de Resultados de Calibración

Comparando las calibraciones realizadas con dos tiempos de reposo distintos, se muestran las gráficas de reflexión (Figura 3.4), transmisión (Figura 3.5) y la suma (Figura 3.6). Aunque las diferencias solo rozan el orden de los 0.002 en la suma se puede observar como los picos en la reflexión por las oscilaciones mecánicas de los cables no aparecen en la calibración lenta con mas tiempo de estabilización.

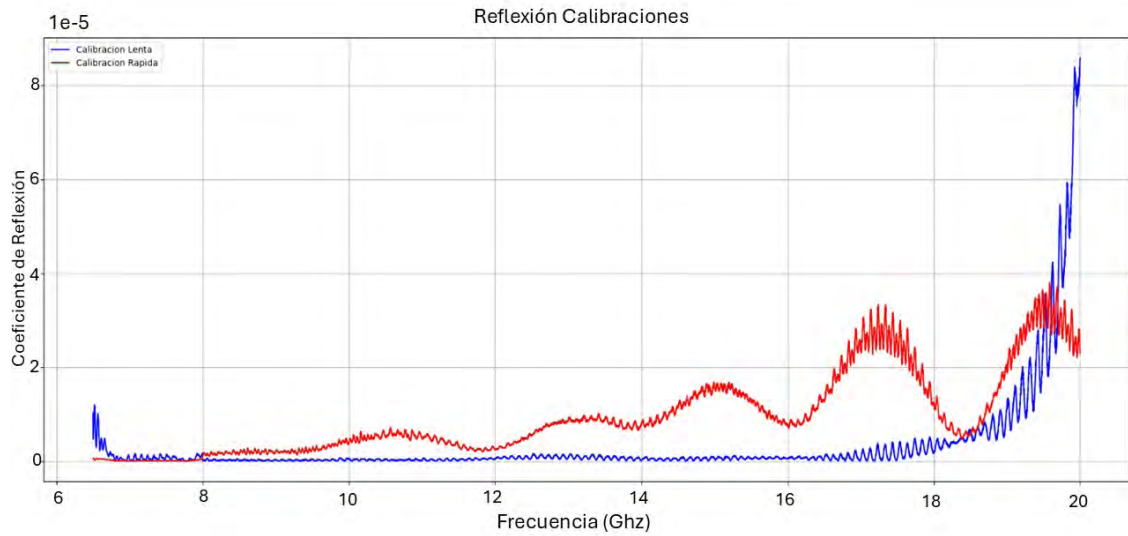


Figura 3.4: Comparación de la Reflexión en cables calibrados con diferentes intervalos de estabilización, la calibración lenta de color azul corresponde a 25 minutos y la calibración rápida de color rojo de 2 minutos

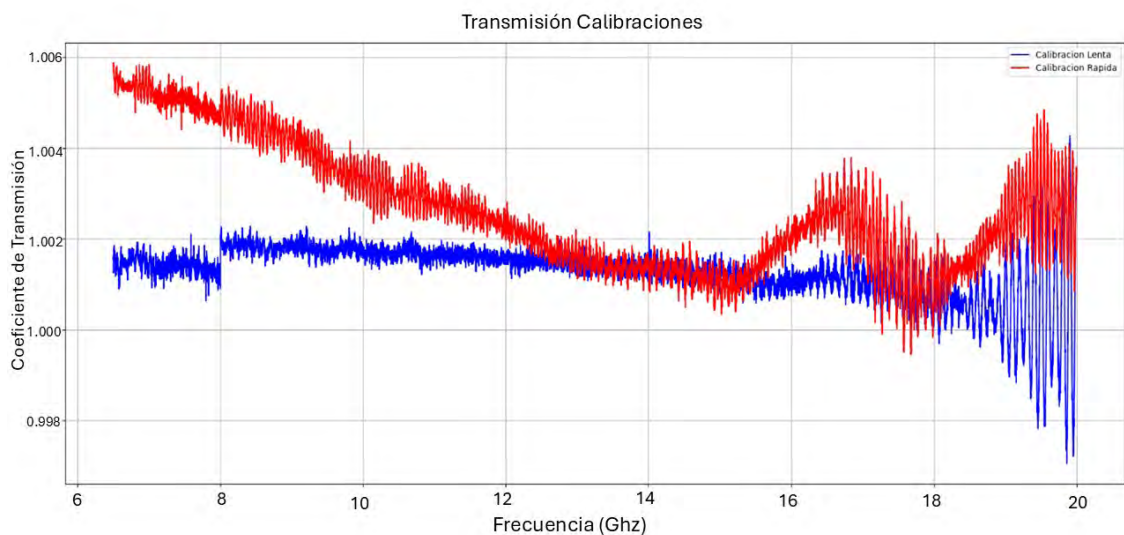


Figura 3.5: Comparación de la Transmisión en cables calibrados con diferentes intervalos de estabilización, la calibración lenta de color azul corresponde a 25 minutos y la calibración rápida de color rojo de 2 minutos

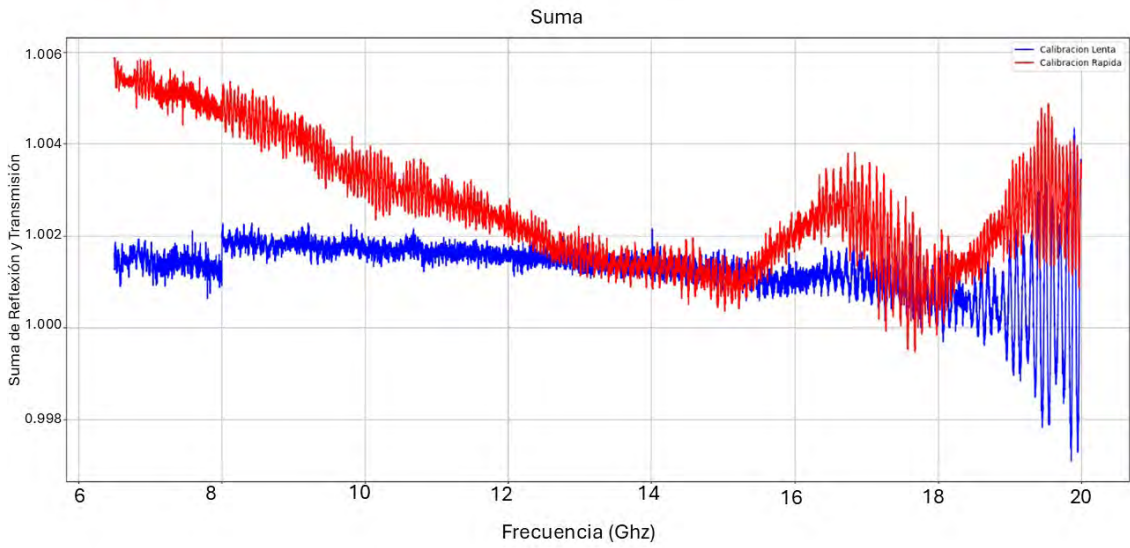


Figura 3.6: Comparación de la Suma Energética ($|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2$) para diferentes intervalos, la calibración lenta de color azul corresponde a 25 minutos y la calibración rápida de color rojo de 2 minutos

Adicionalmente, se realizó una prueba de sensibilidad ante la flexión de los cables coaxiales. Para ello, se modificó la posición del VNA acercándolo hacia la conexión de continuidad (*Thru*), forzando así una disminución en el radio de curvatura de los cables, tal como se aprecia en la Figura 3.7.

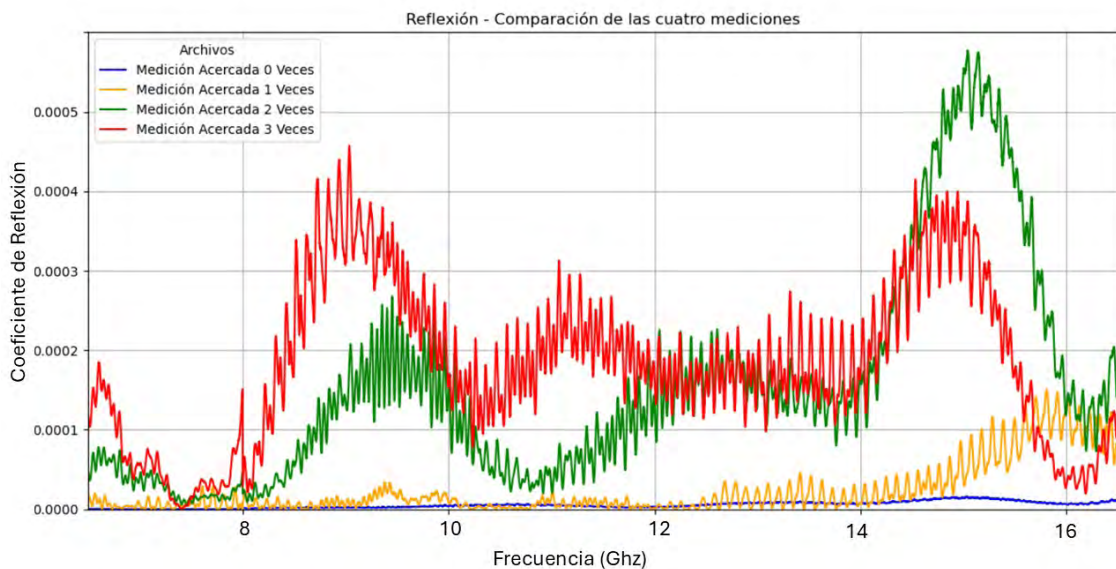


Figura 3.7: Configuración experimental para la comprobación de efectos por flexión de cables, acercada "N" veces corresponde a un acercamiento lineal de 10 centímetros

Los resultados evidencian que al aumentar la curvatura (disminuir el radio) cerca de los conectores (Figura 3.8), la medición se ve comprometida. Aunque el error introducido no presenta un comportamiento lineal simple, es evidente que el estrés mecánico degrada la precisión de la calibración, introduciendo errores de fase y magnitud no deseados.



Figura 3.8: Detalle del cambio de radio de curvatura en los cables coaxiales, esta imagen esta relacionada con la figura 3.7 en la que cada medición corresponda a la configuración de titulo correspondiente

3.4. Consideraciones Adicionales y Buenas Prácticas

Las mediciones experimentales en el rango de microondas son altamente susceptibles a factores ambientales. Por tanto, además de ejecutar una calibración rigurosa, es fundamental controlar el entorno para garantizar la repetibilidad y fiabilidad de los datos. Se recomienda seguir las siguientes prácticas de seguridad y operación:

- **Aislamiento y Seguridad:** Utilizar calzado con suela de goma y cerrado preferentemente.
- **Estabilidad Térmica y Mecánica:** La expansión térmica podría modificar ligeramente la posición de las laminas dieléctricas y el movimiento mecánico de los objetos o la mesa experimental también.
- **Aislamiento de Vibraciones:** No manipular la mesa óptica ni colocar objetos en contacto directo con el instrumento durante la captura de datos.

- **Mantenimiento de Conectores:** Verificar periódicamente que las conexiones estén libres de suciedad, polvo o limaduras metálicas.

Cabe destacar que la calidad de la calibración es estable a mediano plazo bajo condiciones controladas. En caso de requerir una validación rápida sin repetir todo el proceso mecánico, el software del VNA ofrece la función *Thru Update*, la cual actualiza los parámetros de transmisión basándose en una nueva medición del estándar *Thru*.

Finalmente, para preservar la integridad de la configuración y la calibración, el procedimiento de apagado es crítico: primero se debe cerrar el software de control (aplicación de análisis) y posteriormente apagar el interruptor físico en el panel posterior del VNA. Omitir este orden puede resultar en la pérdida de los parámetros de configuración del estado del instrumento, obligando a repetir la configuración de parámetros (rango de frecuencias, *averaging*, etc.) descrita al inicio de este capítulo y rehaciendo todo el proceso de calibración.

De los resultados anteriores y consideraciones se llegó a tomar la decisión en la que a medida de disminuir el error instrumental que se puede controlar provocado por las relajaciones mecánicas de los cables y las conexiones; por ello, todas las mediciones consecuentes de esta decisión llevaron el protocolo de estabilización mecánica de 25 minutos

Capítulo 4

Montaje y Medición Experimental

4.1. Diseño y Montaje de la Estructura Interna

La configuración experimental se fundamenta en la precisión del posicionamiento de los elementos dieléctricos dentro de la guía de onda. Una vez obtenidos los parámetros óptimos mediante simulación (número de placas y distancias de separación), se procedió a la fabricación de los elementos de soporte.

Para garantizar la separación exacta entre las placas dieléctricas (FR-4), se imprimieron estructuras tipo marco rectangular o espaciadores utilizando ácido poliláctico (PLA). Se verificó experimentalmente que este material presenta una permitividad electromagnética prácticamente transparente a las microondas en el rango de operación, minimizando su intrusión en la medición. Estos marcos espaciadores poseen una geometría externa que coincide con la sección transversal interna de la guía, mientras que su grosor longitudinal (l_n) corresponde a las distancias de optimización calculadas. Debido a la alta precisión de fabricación de la guía de onda, es imperativo que los marcos de PLA y las placas de FR-4 se deslicen suavemente sin holguras ni fricción excesiva. Por ello, se implementó un riguroso proceso de acabado superficial:

- **Marcos de PLA:** Dado que estas estructuras son delgadas y frágiles, el lijado se realizó de manera suave y sin presión excesiva para eliminar imperfecciones de la impresión 3D.
- **Placas de FR-4:** Si el corte excedía las dimensiones nominales, se procedió al lijado y pulido de los bordes. Se recomienda encarecidamente el uso de equipo de protección (guantes y mascarilla) durante este proceso, debido a que el FR-4 libera partículas de fibra de vidrio irritantes al ser mecanizado.

El objetivo de este acabado es asegurar que, al introducir el arreglo en la guía, no existan cambios de momento o separaciones involuntarias entre la placa y el espaciador, garantizando la integridad de la estructura optimizada (n placas y $n - 1$ espaciadores).

4.2. Protocolo de Inserción y Alineación

El proceso de colocación de la estructura en el interior de la guía debe ser lento y controlado. Aunque la guía es geoméricamente simétrica, la orientación de la estructura (cuál es la primera placa incidente) es determinante para el análisis de la matriz de dispersión (S_{11} vs S_{22}). Por tanto, es crucial mantener un registro estricto de la orientación respecto al Puerto 1 y Puerto 2.

El procedimiento estandarizado de montaje es el siguiente:

1. **Fijación de la Guía:** Se asegura la guía de onda a la mesa óptica mediante soportes y tornillos de sujeción, garantizando que los cables coaxiales posteriores tengan una posición de reposo natural sin tensión mecánica.
2. **Limpieza:** Se utiliza aire comprimido para remover cualquier partícula de polvo u objeto extraño del interior de la guía.
3. **Inserción Secuencial:** En el extremo opuesto al de inserción, se coloca una varilla guía delgada que actúa como tope o contrapeso. Se introduce el primer marco de PLA que no tiene alguna longitud específica (soporte inicial), seguido de la primera placa de FR-4 y el primer espaciador de longitud l_1 . Este proceso se repite secuencialmente hasta completar el arreglo. Finalmente, se colocan marcos de soporte adicional (también sin longitud fija) en el extremo final para confinar la estructura.

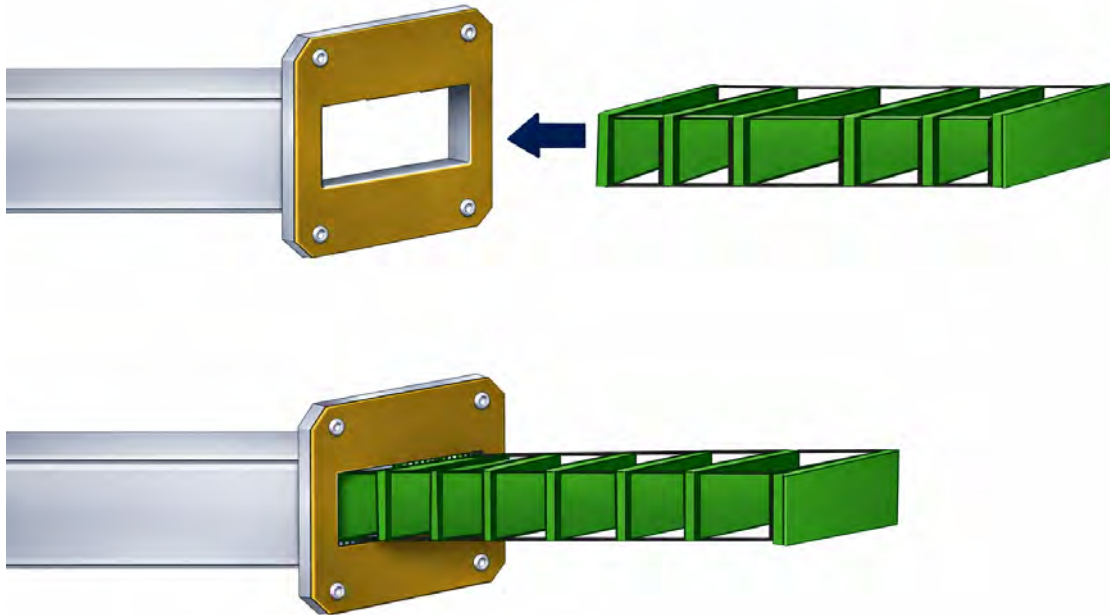


Figura 4.1: Proceso de inserción de placas y espaciadores en la guía rectangular

4.3. Conexión y Medición

Previo a la medición, se instalan los adaptadores de guía de onda a coaxial (acopladores), los cuales ya cuentan con las antenas (monopolos) fijadas en la posición óptima. La alineación de estos acopladores con la guía es crítica; se deben apretar los tornillos en un patrón cruzado (en X) para asegurar un cierre hermético y una continuidad eléctrica perfecta de las paredes conductoras.

La conexión de los cables coaxiales sigue estrictamente el mismo protocolo descrito en el Capítulo 4 (Calibración):

- Se verifica que las antenas estén firmemente sujetas a los acopladores.
- Se conectan los cables coaxiales utilizando el torquímetro calibrado para garantizar la repetibilidad y proteger los conectores.
- Se inspecciona visualmente y manualmente que la conexión al puerto del VNA no se haya aflojado durante la manipulación.
- Estabilización: Una vez finalizado el montaje físico, se respeta obligatoriamente un tiempo de reposo de 25 minutos para permitir la relajación de tensiones mecánicas en los cables antes de iniciar el barrido de frecuencias.

Dado que los parámetros de medición (rango de frecuencias, número de puntos, *averaging*) fueron establecidos durante la calibración, el proceso en el software se limita a ejecutar la captura de datos. Si se requiere estudiar otros modos de propagación y su interacción con la estructura a prueba, es necesario desmontar los acopladores y sustituir las antenas o los mismos acopladores, repitiendo el proceso de alineación y el periodo de estabilización de 25 minutos.

4.4. Validación Post-Medición

Al concluir los barridos de frecuencia, es indispensable validar la integridad de la estructura interna. Dado que las placas se mantienen en posición vertical solo por la presión de los espaciadores, existe la posibilidad de que alguna haya colapsado durante el montaje. Para verificarlo, se retira la estructura de manera cuasiestática empujando suavemente con la varilla guía desde un extremo mientras se extraen los elementos uno por uno por el extremo opuesto. Se debe confirmar visualmente que cada placa sale en la posición vertical correcta. Si se detecta que alguna placa cayó o se desalineó, la medición se descarta y el proceso completo debe repetirse.

Este ciclo completo del montaje, estabilización, medición y validación toma aproximadamente entre 1.5 y 2 horas por configuración. La probabilidad de error mecánico aumenta proporcionalmente con el número de placas (n), lo que exige una ejecución meticulosa.

4.5. Configuraciones Experimentales Evaluadas

4.5.1. Anexo: Fotografía de Acopladores y Antenas

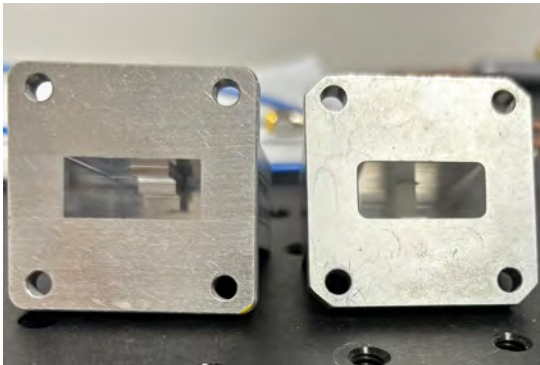


Figura 4.2: Vista Frontal: Antena y Acopladores para modos TE_{10} y TM_{11}



Figura 4.3: Vista de Perfil: Antena y Acopladores para modos TE_{10} y TM_{11}



Figura 4.4: Antena diseñada para excitar el modo TE_{01} montada en acoplador estándar

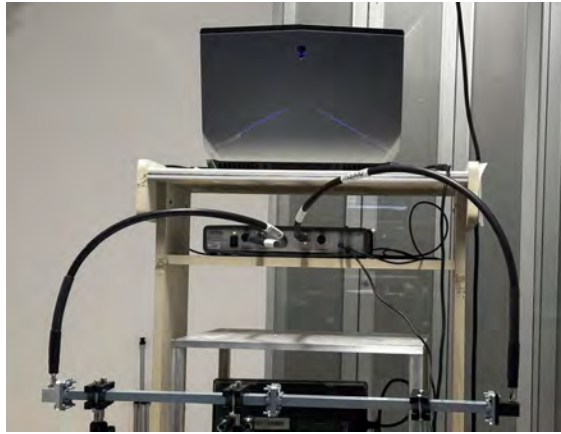


Figura 4.5: Montaje General del Experimento

4.6. Combinaciones entre Antenas y Acopladores

Los desafíos surgidos durante el proceso para alcanzar la absorción perfecta de ondas electromagnéticas en régimen multimodo motivaron la evaluación exhaustiva de diversas configuraciones experimentales. El objetivo fue caracterizar los fenómenos no ideales del sistema. Inicialmente, se estableció una línea base utilizando los acopladores optimizados para el régimen unimodal (TE_{10} , 6.54 - 12 GHz), operando ahora en frecuencias superiores donde coexisten los modos descritos en la Tabla Frecuencias y Modos de su Apertura. Según lo detallado en el Apéndice C, se espera que la antena recta colocada centralmente excite predominantemente el modo TE_{10} incluso en este rango extendido.

Primera Configuración:



Figura 4.6: Guía de Onda vacía con Acopladores de rango 6.54-12 GHz (Antenas Rectas)

Segunda Configuración: Esta configuración es básicamente igual que la anterior cambiando los acopladores. Dado que la configuración anterior favorecía la excitación del modo TE_{10} , se adquirieron acopladores diseñados para excitar el modo TM_{11} , caracterizados por la disposición horizontal de la antena (ver Apéndice C).



Figura 4.7: Guía de Onda vacía con Acopladores TM de 16GHz en Adelante (Antenas TM_{11})

Tercera Configuración: Se replicó el montaje de la primera configuración introduciendo en la guía la estructura de placas (*slabs*) optimizada para absorber los modos TE_{10} y TM_{11} .

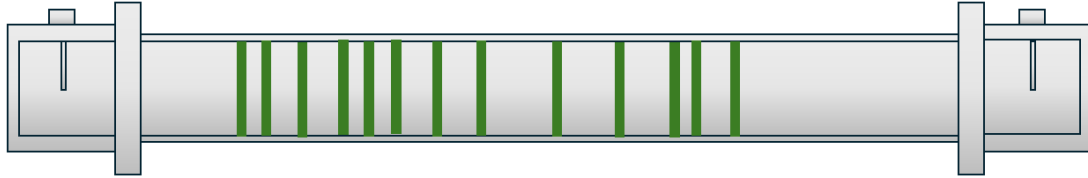


Figura 4.8: Guía de Onda con estructura interna y Acopladores de rango 6.54-12 GHz

Cuarta Configuración: Configuración equivalente a la Tercera configuración para los acopladores de Transversal Magnético como mostrados en el anexo de fotos y en la segunda configuración.

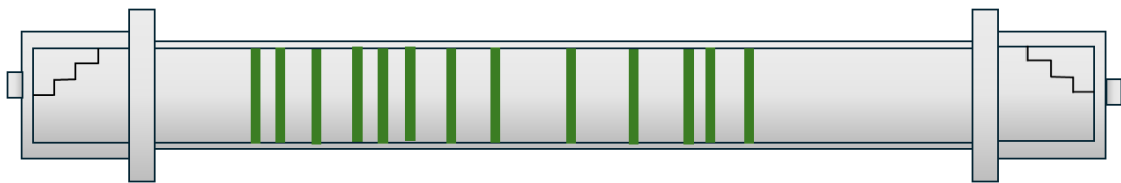


Figura 4.9: Guía de Onda con estructura interna y Acopladores para frecuencias > 16 GHz (Antenas TM)

Cuarta Configuración: Para medir el acoplamiento cruzado o la independencia entre modos, se realizaron pruebas en guía vacía colocando una antena de

excitación TM_{11} en un puerto y una de TE_{10} en el puerto opuesto.

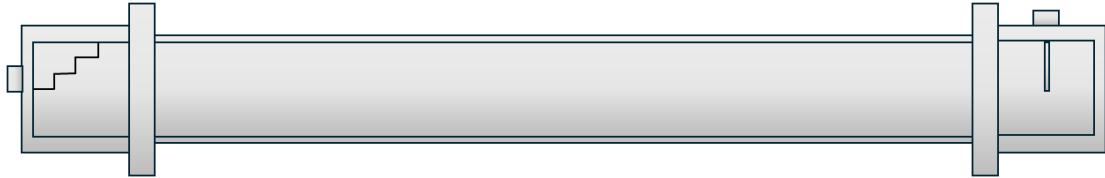


Figura 4.10: Guía Vacía: Configuración Cruzada (Acoplador y antena TM_{11} vs Acoplador y antena TE_{10})

Tras analizar los resultados preliminares, se procedió al diseño y fabricación de un prototipo de antena específica para excitar el modo TE_{01} . Se comparó su acoplamiento frente a las antenas validadas anteriormente (Figuras 4.2 y 4.3).



Figura 4.11: Prueba de Acoplamiento: TE_{10} vs TE_{01} en Guía Vacía



Figura 4.12: Prueba de Acoplamiento: TM_{11} vs TE_{01} en Guía Vacía

Durante el análisis experimental, surgió la necesidad de contar con acopladores optimizados para la banda de 14 a 16 GHz. Debido al elevado costo de manufactura de acopladores en metal sólido, se optó por el diseño en CAD (Fusion 360, Figura 4.13) y la impresión 3D utilizando PLA, el mismo material empleado para los marcos espaciadores. En este diseño, se optimizó la distancia de la antena a la pared posterior (*backshort*) para que fuera proporcional a $\lambda/4$ en la frecuencia central de interés.

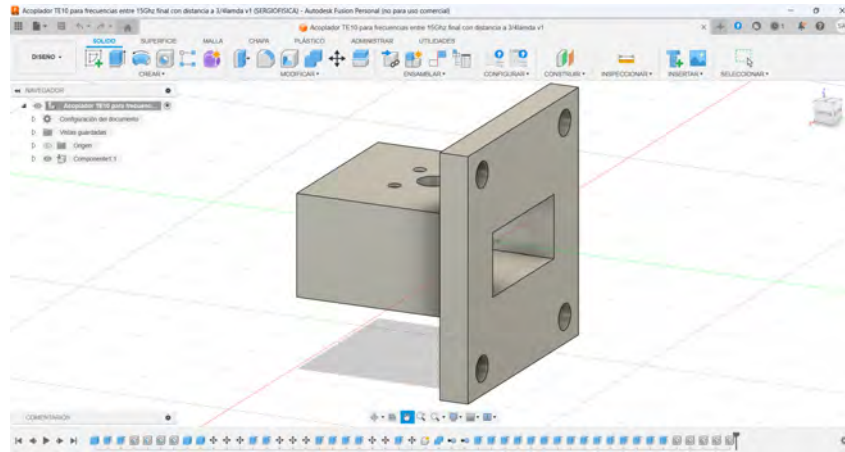


Figura 4.13: Diseño CAD del Acoplador para la banda 14-16 GHz (Fusion 360)

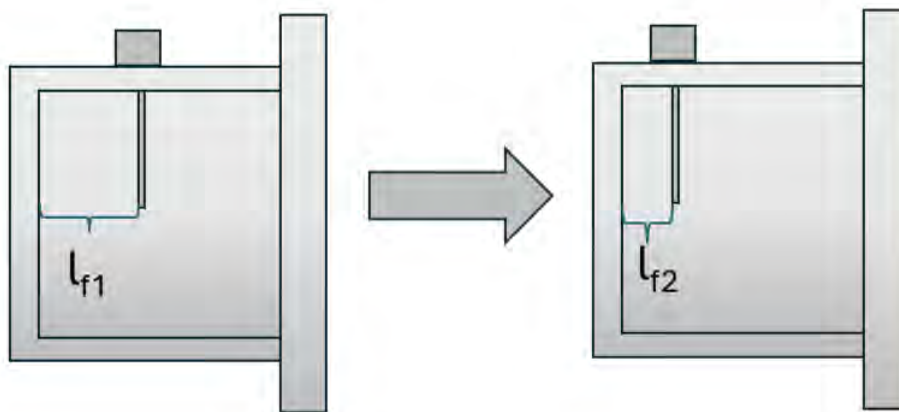


Figura 4.14: Comparación dimensional: Antena de 8-12 GHz vs Antena de 14-16 GHz

Dado que el PLA es un material dieléctrico (no conductor), fue necesario implementar un método de metalización interna para garantizar la continuidad eléctrica de la guía. Se evaluaron tres propuestas de recubrimiento:

- **Inserto Metálico:** Fabricación de una caja conductora interna (Figura 4.15) ajustada a la cavidad del acoplador impreso.
- **Cinta Conductiva:** Recubrimiento manual de las paredes internas utilizando cinta metálica adhesiva (Figura 4.16), asegurando contacto con la brida de la guía.
- **Pintura Conductiva:** Aplicación de pintura metálica en las caras internas (Figura 4.17) para crear una capa conductora uniforme.

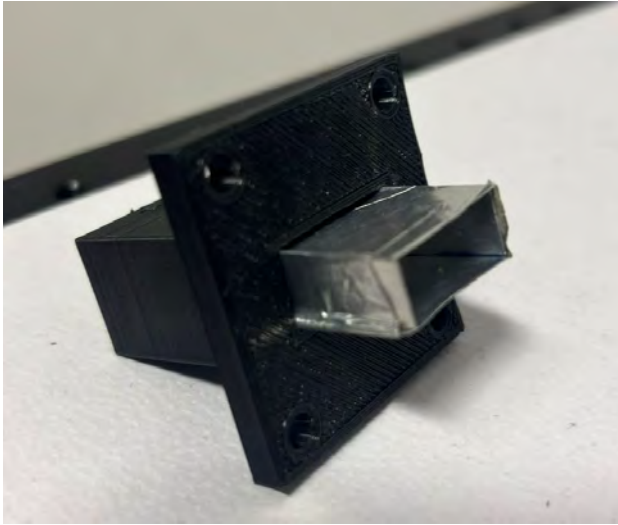


Figura 4.15: Prototipo 1: Acoplador de PLA con Inserto Metálico

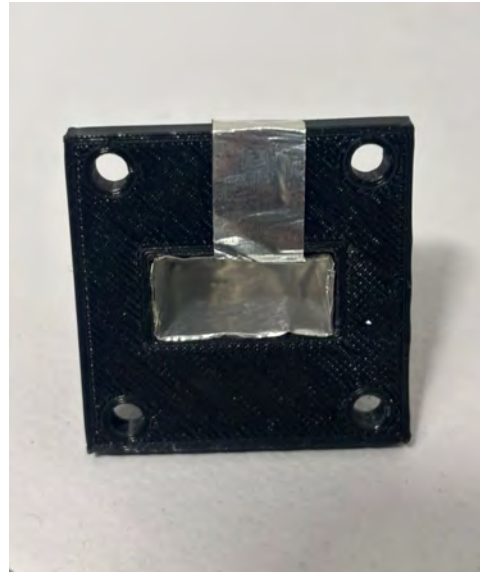


Figura 4.16: Prototipo 2: Acoplador de PLA con Cinta Metálica

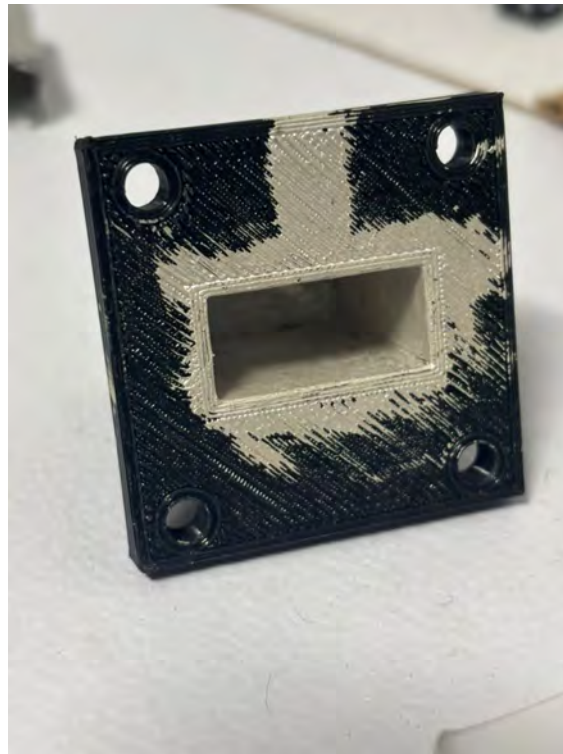


Figura 4.17: Prototipo 3: Acoplador de PLA con Pintura Conductiva

Las pruebas de validación se realizaron mediante configuraciones simétricas (pares idénticos: pintura vs. pintura, cinta vs. cinta, etc.). Los criterios de evaluación se centraron en dos factores: el comportamiento espectral en el rango de 14 a 16 GHz y la minimización de pérdidas óhmicas, buscando que la suma energética ($|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2$) se mantuviera lo más cercana posible a la unidad.

Conforme aumentó la complejidad del proyecto, las configuraciones experimentales evolucionaron, basándose no solo en los resultados empíricos previos, sino también en las simulaciones numéricas desarrolladas por el grupo de investigación.

Sexta Configuración: Tomando como referencia el principio de funcionamiento de la Pantalla de Salisbury (absorción por resonancia de cuarto de onda), se implementó la siguiente configuración de cavidad. El objetivo de este arreglo fue caracterizar con mayor precisión la **permitividad** del material y analizar su dependencia de la frecuencia (dispersión cromática) en el rango de operación.

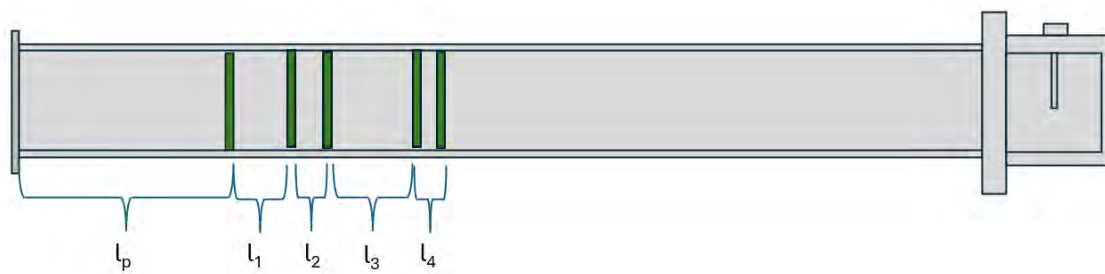


Figura 4.18: Configuración tipo cavidad de Salisbury para la caracterización de la permitividad a altas frecuencias

Con propósitos de comprobación de materiales se hizo una última configuración.

Séptima Configuración: Acoplador con antena excitadora de un lado como en la sexta configuración pero en ausencia de cualquier material en el interior para comprobar recubrimiento de acopladores de PLA.

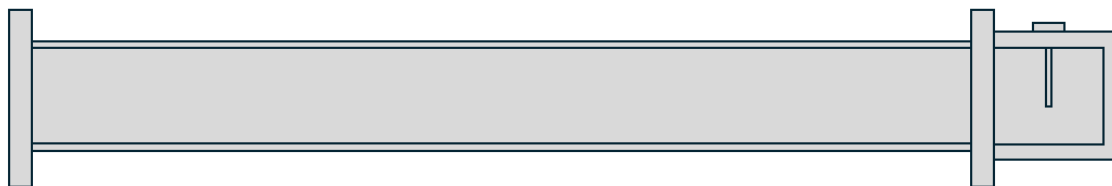
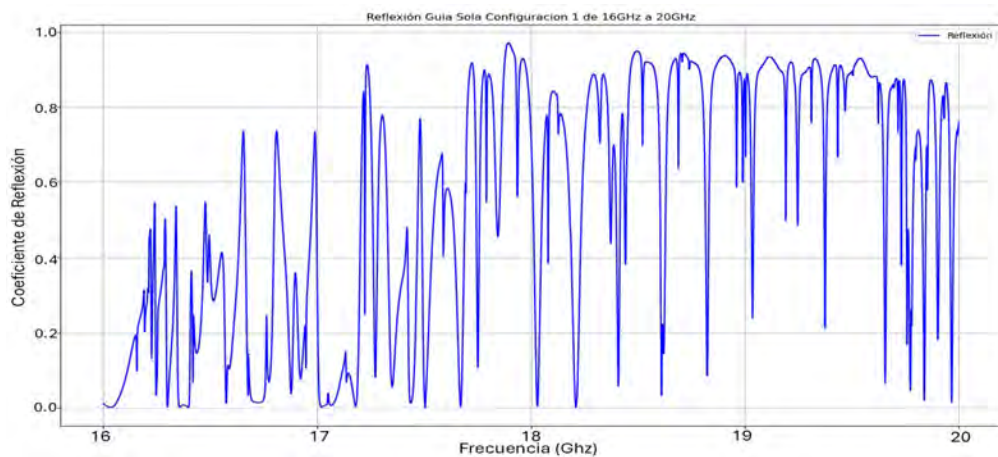


Figura 4.19: Guía con un solo acoplador y antena excitadora con pared final conductora (espejo)

Capítulo 5

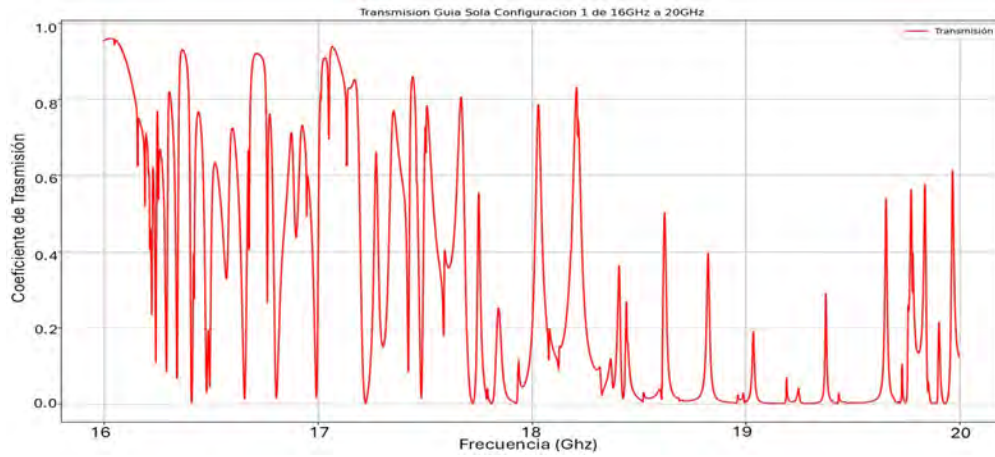
Resultados y Discusiones

Utilizando la **Primera Configuración** (Figura 4.6), se realizaron pruebas en el intervalo de 16 GHz a 20 GHz. El objetivo fue evaluar el comportamiento y la eficiencia de los acopladores y antenas originalmente diseñados para la banda de 8-12 GHz, operando ahora en un régimen donde ya coexisten los primeros cuatro modos de propagación eléctricos y el modo magnéticos TE₁₀, TE₂₀, TE₀₁, TE₁₁ y TM₁₁.



a) Reflexión

Figura 5.1: Respuesta espectral de la guía de onda vacía utilizando la Configuración 1 en el rango de 16 a 20 GHz (continúa).



b) Transmisión

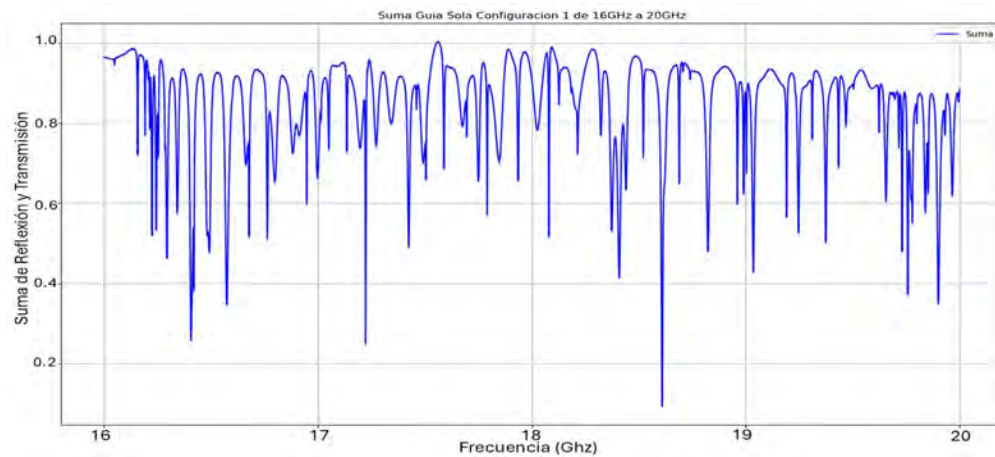
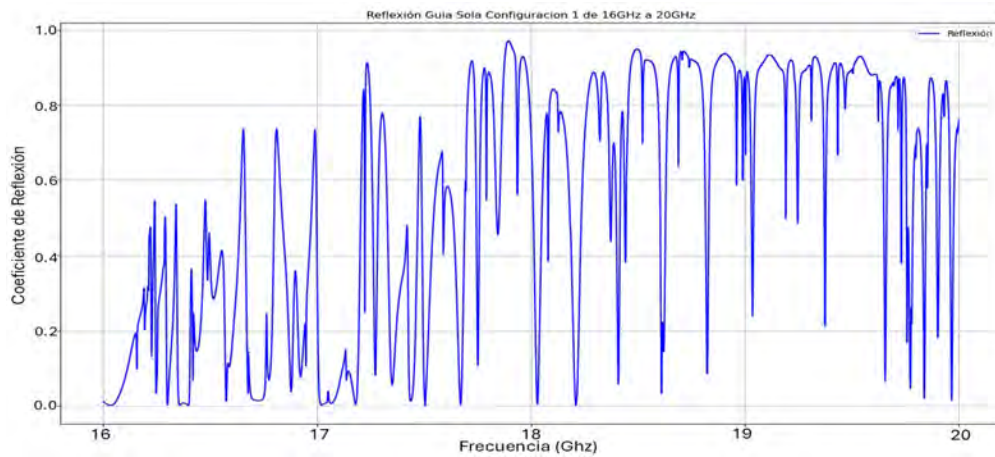
c) Suma Energética ($|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2$)

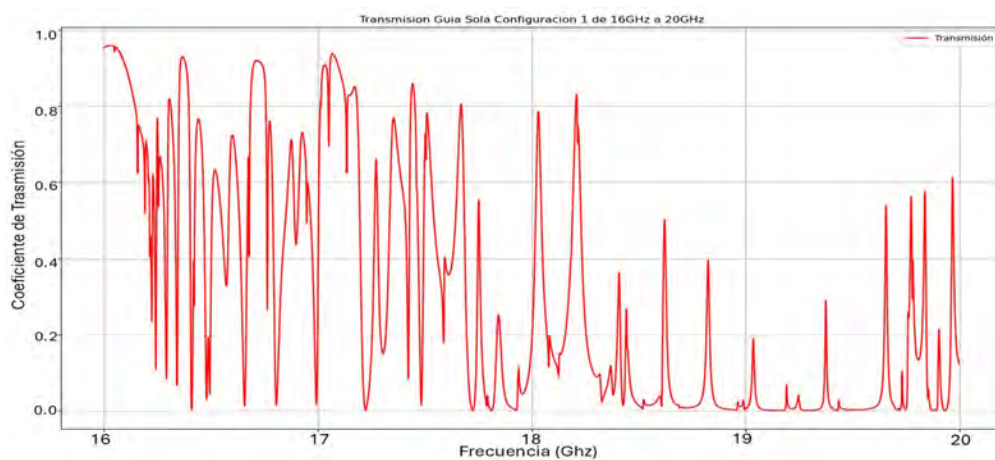
Figura 5.1: Respuesta espectral de la guía de onda vacía utilizando la Configuración 1 (continuación).

Los resultados evidencian que el desempeño de las antenas y acopladores de la Primera Configuración es deficiente para estas frecuencias altas. Esto se manifiesta no solo en una alta reflexión (baja eficiencia de inyección), sino también en la inestabilidad de la suma energética (figura 5.2 Suma). Dado que la guía se encuentra vacía y no existen mecanismos de absorción interna (materiales con pérdidas), la caída en la suma energética indica un problema de acoplamiento modal: la energía se está distribuyendo en modos superiores que la antena receptora, diseñada para el modo fundamental, no es capaz de detectar eficientemente.

Ante esta limitante, se procedió a la implementación de acopladores específicos diseñados para excitar el modo TM_{11} . La expectativa teórica es que, para frecuencias superiores a 16 GHz, estos acopladores presenten un comportamiento cercano al ideal. Los resultados obtenidos con esta **Segunda Configuración** se presentan en la Figura 4.7.



a) Reflexión



b) Transmisión

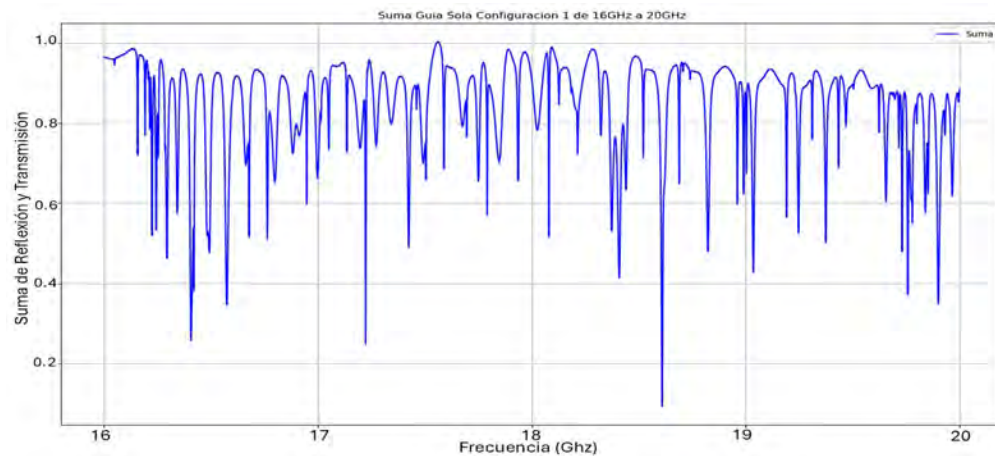
c) Suma Energética ($|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2$)

Figura 5.2: Respuesta espectral de la guía de onda vacía utilizando la Configuración 1 en el rango de 16 a 20 GHz.

De manera análoga a la Primera Configuración, este arreglo presenta inestabilidad en el rango de 16 a 20 GHz. Al no existir estructuras absorbentes en el interior, la pérdida de energía visible en la suma vectorial sugiere que la energía

se está acoplando hacia otros modos de propagación que no son detectados eficientemente por el sistema de medición.

No obstante, se procedió a evaluar experimentalmente la estructura optimizada numéricamente por el grupo de investigación, diseñada para la absorción de los modos TE_{10} y TM_{11} a una frecuencia objetivo de 19.77 GHz. Esta decisión se fundamentó en la hipótesis de que estos constituyen los modos dominantes susceptibles de ser excitados y detectados con la configuración actual, aun considerando la limitante de la posible dispersión cromática (variación de la **permitividad** en función de la frecuencia) inherente a las placas de FR-4.

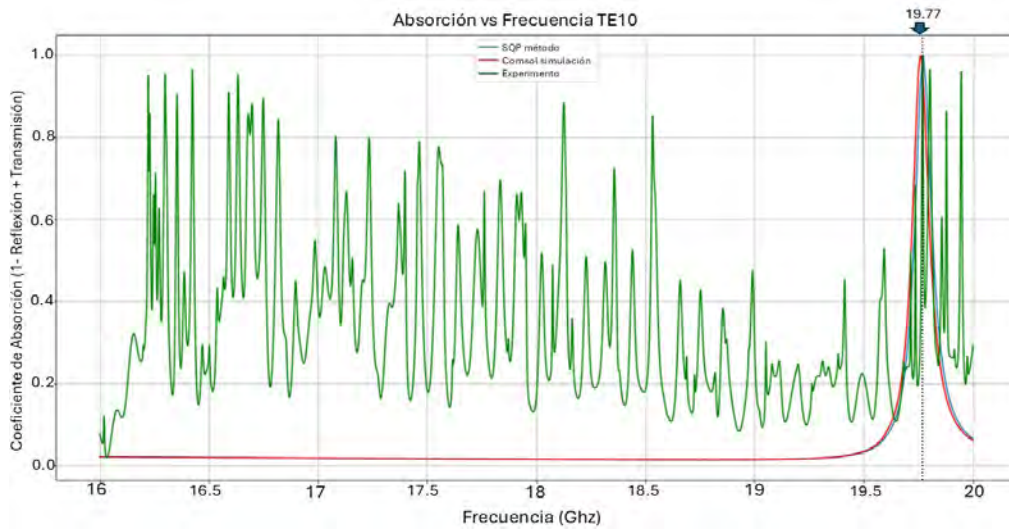


Figura 5.3: Función de Absorción: Comparativa Teórica, Numérica y Experimental para la estructura optimizada a 19.77 GHz (Tercera Configuración - Modo TE_{10})

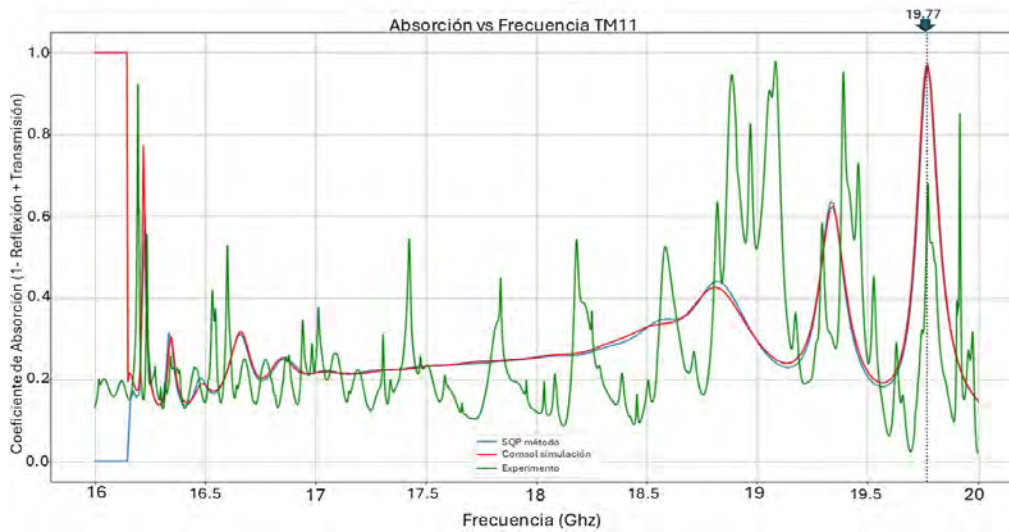


Figura 5.4: Función de Absorción: Comparativa Teórica, Numérica y Experimental para la estructura optimizada a 19.77 GHz (Cuarta Configuración - Modo TM_{11})

Al analizar los resultados teóricos y las simulaciones numéricas, se observa una concordancia excelente entre ambos, prediciendo una absorción perfecta resonante a 19.77 GHz bajo condiciones ideales. Sin embargo, los resultados experimentales presentan discrepancias, lo que sugiere la influencia de fenómenos físicos no contemplados en los modelos idealizados (como pérdidas óhmicas adicionales, imperfecciones de fabricación o acoplamiento modal espurio).

Específicamente, para el montaje con acopladores TE_{10} (originalmente diseñados para la banda de 8-12 GHz), aunque se logra experimentalmente un pico de absorción cercano a la unidad (absorción perfecta), el perfil espectral o ancho de banda no coincide con la predicción teórica. Por otro lado, en el caso de los acopladores TM_{11} , la divergencia es más pronunciada: no solo difiere el comportamiento espectral, sino que la eficiencia máxima de absorción se limita aproximadamente al 60% en el experimento, muy por debajo de la predicción ideal.

De los resultados anteriores al no tener una antenas diseñadas y compradas realizamos la aproximación a lo que pensamos serían las más óptimas para excitar TE_{01} que se muestra en la figura 4.4. El objetivo principal fue caracterizar la matriz de dispersión cruzada, midiendo el acoplamiento entre la antena estándar (TE_{10}), para poder medir el acoplamiento de la antena TE_{10} y TM_{11} y el acoplamiento entre estas dos últimas antenas y acopladores.

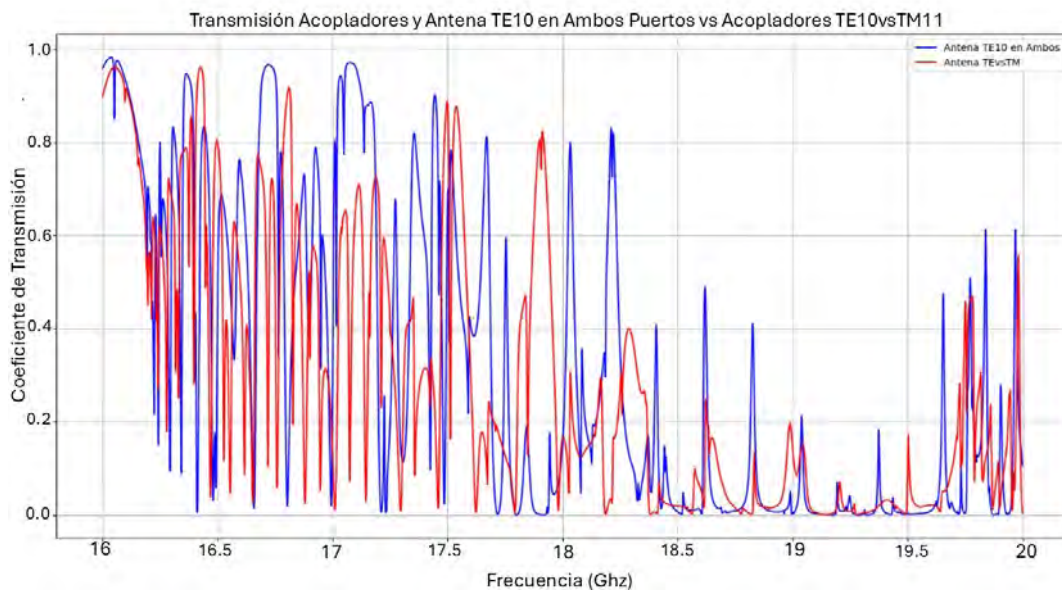
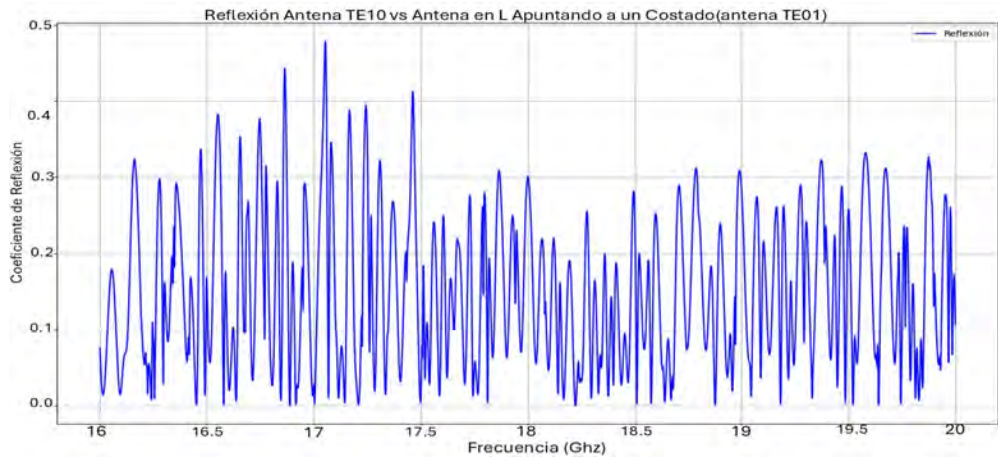
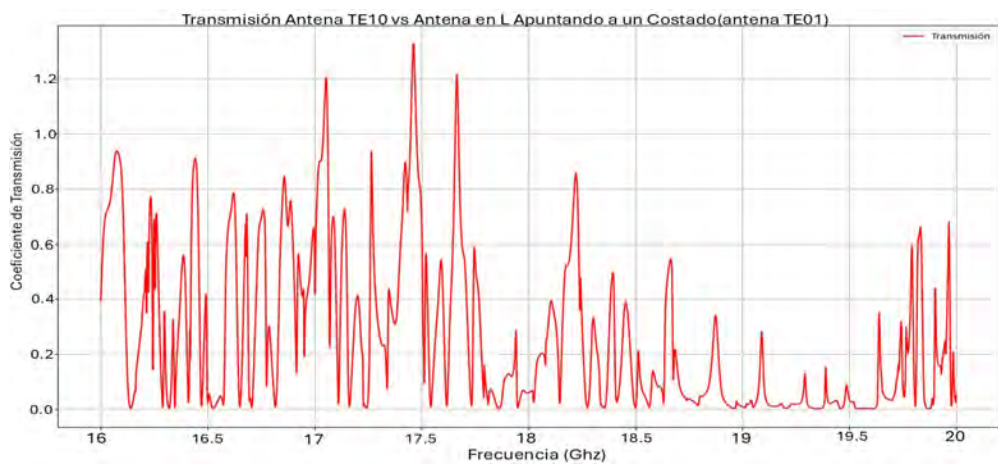


Figura 5.5: Comparación de la Transmisión Entre las Antenas TE_{10} en Ambos Puertos vs Antenas $TE_{10} - vs - TM_{11}$

Aunque la comparación no es idéntica es fácil ver que el acoplamiento existe y la antena TE_{10} que excita muy bien para el rango de 8 a 12 GHz también excita el modo TM_{11} y viceversa y posiblemente también excite TE_{01} . A continuación, se presentan los resultados detallados del acoplamiento entre el prototipo TE_{01} y las antenas convencionales:



a) Reflexión



b) Transmisión

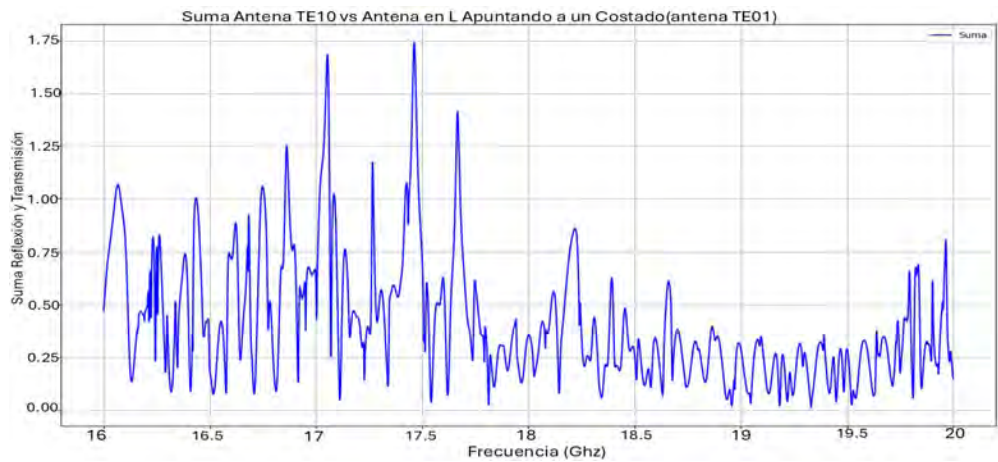
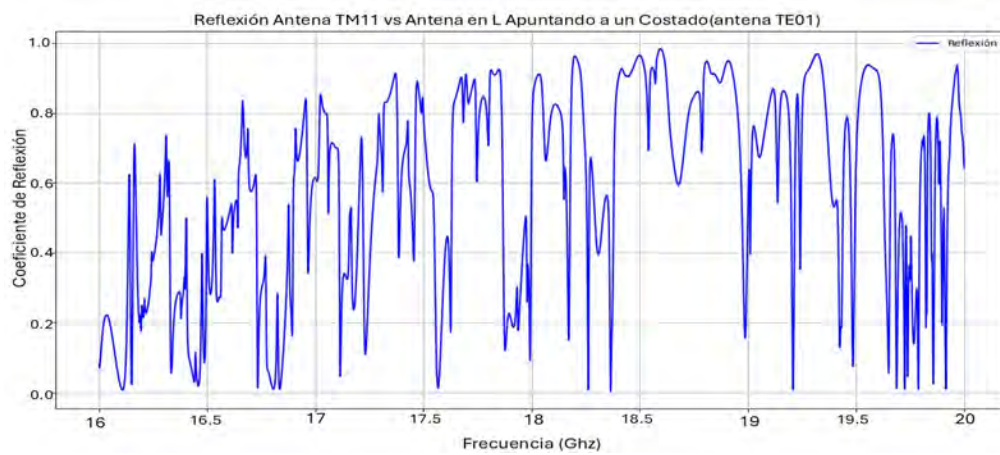
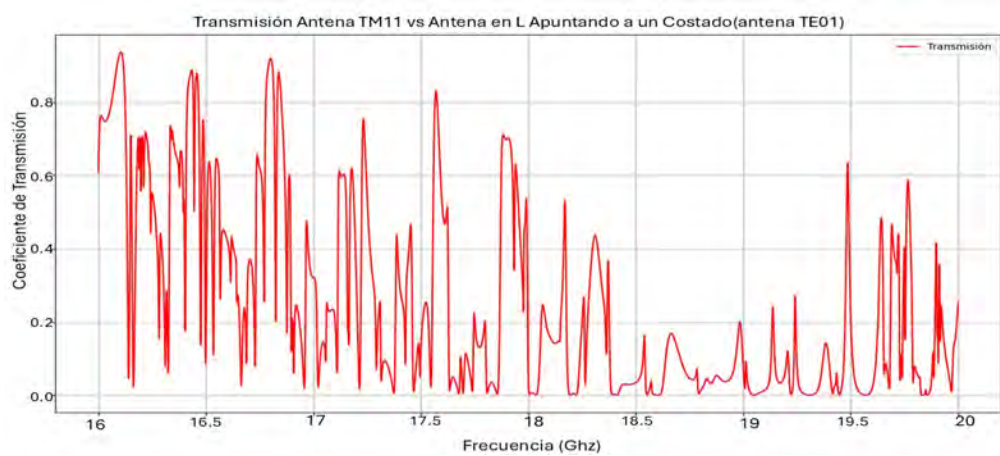
c) Suma ($|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2$)

Figura 5.6: Acoplamiento entre las antenas TE01 y TE10 de la Cuarta Configuración



a) Reflexión



b) Transmisión

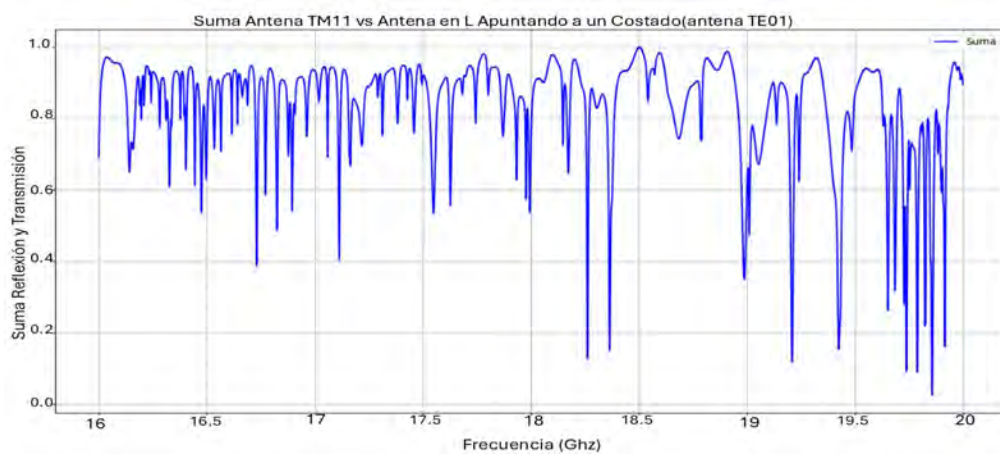
c) Suma ($|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2$)

Figura 5.7: Acoplamiento entre las antenas prototipo TE01 y TM11 (16-20 GHz) Cuarta Configuración.

Al tener el objetivo en frecuencias superiores a los 16Ghz todas las pruebas anteriores se realizaron en ese rango, al ver los comportamientos impredecibles nos extendimos en el rango de frecuencias desde los 6.4GHz para poder identificar

donde empieza las limitantes anteriores. Por lo que usando la primera configuración y la segunda configuración realizamos los barridos de 6.4-20GHz

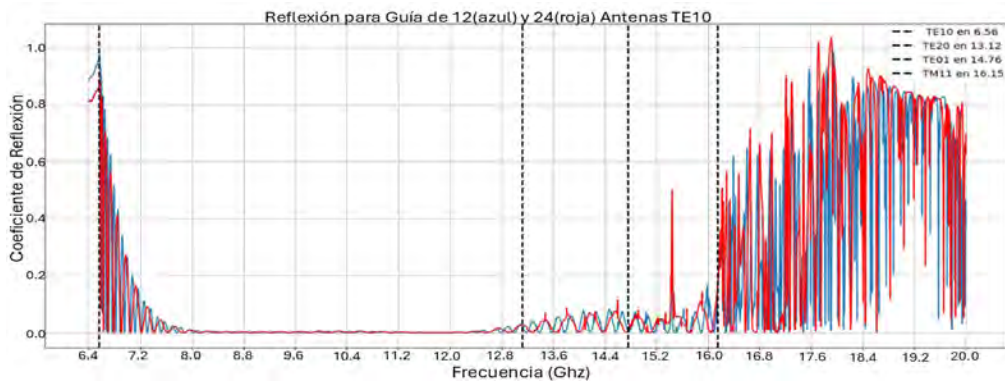
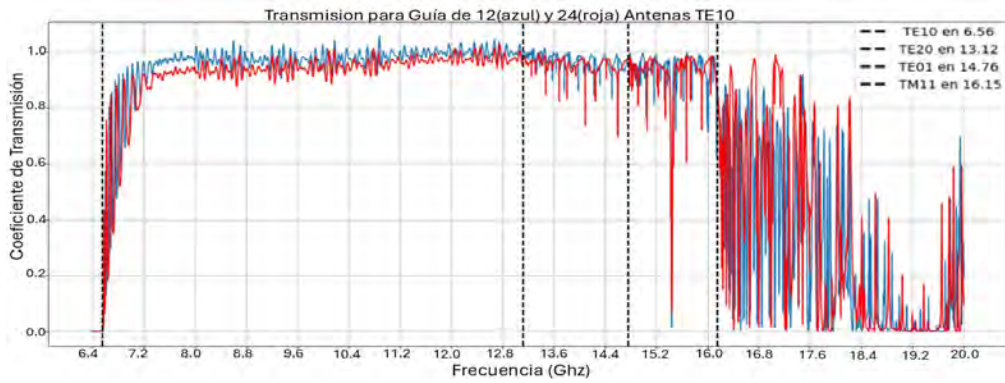
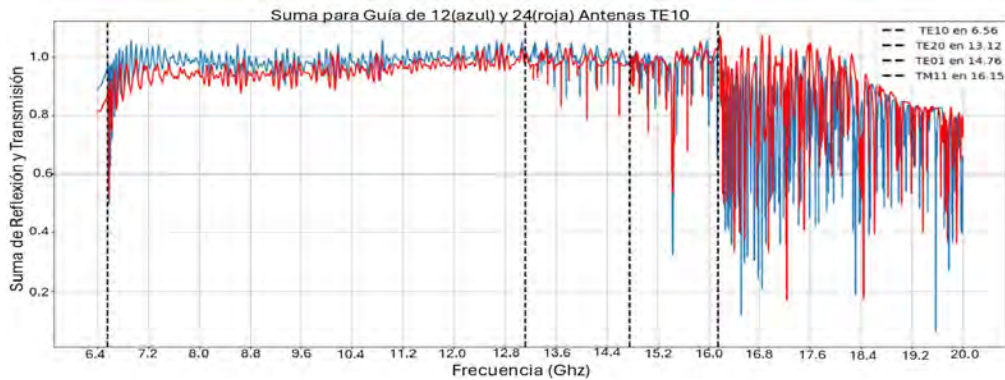
a) Reflexión (S_{11})b) Transmisión (S_{21})c) Suma ($|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2$)

Figura 5.8: Respuesta de la Primera Configuración (Guía vacía) extendida hasta 20 GHz. Las líneas punteadas verticales indican la frecuencia de corte es decir donde se empiezan a propagar de los modos superiores con dos longitudes de guía 12 y 24 pulgadas.

En la gráfica de la reflexión se ve como los acopladores cumplen bien de 8-12GHz como lo promete el fabricante y tienen cambios que en la suma, picos de absorción sin estructura interna que lo haga, se ven después de las líneas punteadas, donde indican la apertura de los modos y es justo donde los problemas empie-

zan sobre todo en la de los modos TE_{01} y TM_{11} , esto nos dice demasiado sobre el comportamiento de todo el conjunto pero la principal es que en la apertura de modos propagantes la potencia entregada por los cables coaxiales a la antena es transformada en mas que un solo modo o por lo menos modos que no son fácilmente detectables por la otra antena y por esta misma que los excita ya que de ser así la suma seguiría convergiendo a uno esto no ocurre de 8 a 12Ghz ya que en ese rango no existe la posibilidad de que otro modo tome parte de la energía entregada, fue cuando decidimos hacer nuestras antenas mostradas en las Figuras 4.16, 4.15 y 4.17, con el objetivo de aumentar la selectividad modal en la propagación.

Para poder ser mas selectivos en el modo que se busca propagar. Mientras se hacia el diseño y la impresión en 3D de los experimentos, se seguían realizando, algunos llevaban semanas por lo que las comprobaciones de los diseños se realizaron con estructuras adentro de la guía ya que lo que nos importaba era disminuir perdidas, por lo que la suma debía ser lo importante.

De la sexta configuración cambiamos la pared conductora final por los acopladores con los diferentes recubrimientos que teníamos a disposición, obteniendo dos ventajas al hacerlo de esta manera.

- Se podría ver como los picos característicos de la pantalla se Salisbury aun aparecieran.
- Garantizaba la estabilidad de las mediciones, al mantener una conexión fija durante todo el experimento, quitando cambios de conexión entre experimento y experimento

El punto de referencia para evaluar la eficiencia de los recubrimientos fue el acoplador de corto circuito (aluminio sólido) mostrado en el Capítulo 5 (Figura 4.4, sin antena), el cual representa el comportamiento ideal de reflexión total.

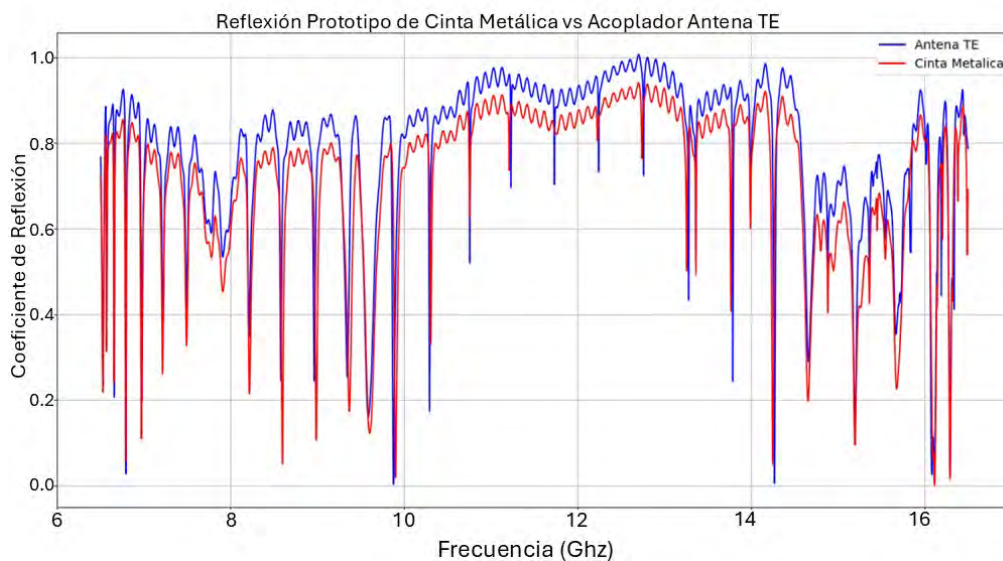


Figura 5.9: Comparación de Reflexión: Acoplador de PLA con cinta metálica interna vs. Acoplador de referencia (Aluminio sólido)

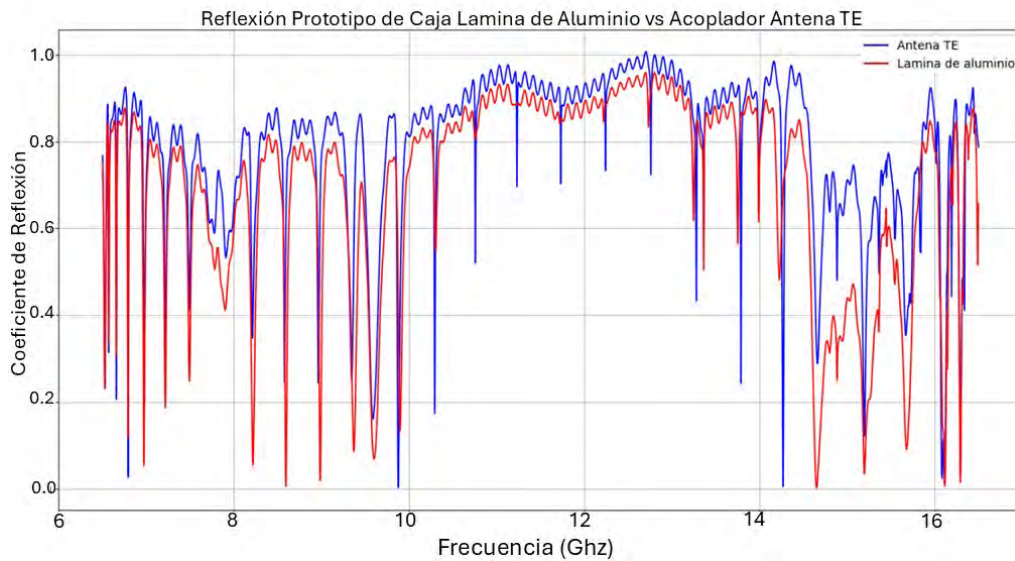


Figura 5.10: Comparación de Reflexión: Acoplador de PLA con inserto de aluminio vs. Acoplador de referencia (Aluminio sólido)

Se observa que el inserto de aluminio presenta un desempeño superior al de la cinta metálica. Esta deficiencia en la cinta se atribuye inicialmente a su espesor (limitado frente a la profundidad de piel a estas frecuencias); sin embargo, al aumentar el número de capas, no se registró una mejora significativa, lo que sugiere pérdidas por contacto entre capas o rugosidad superficial.

Con base en estos resultados, y siguiendo la recomendación del grupo de investigación GUAPO (*Grupo Unificado de Absorción Perfecta de Ondas*), se optó por caracterizar un tercer método de recubrimiento: pintura conductiva de plata. Este material prometía bajas pérdidas y una aplicación mucho más sencilla y uniforme en geometrías complejas comparado con la cinta o los insertos metálicos. Para validar este método, se replicó el principio de la "Séptima Configuración": se utilizó el acoplador pintado como pared final (espejo) y se comparó su suma energética con el ideal (acoplador de aluminio sin antena).

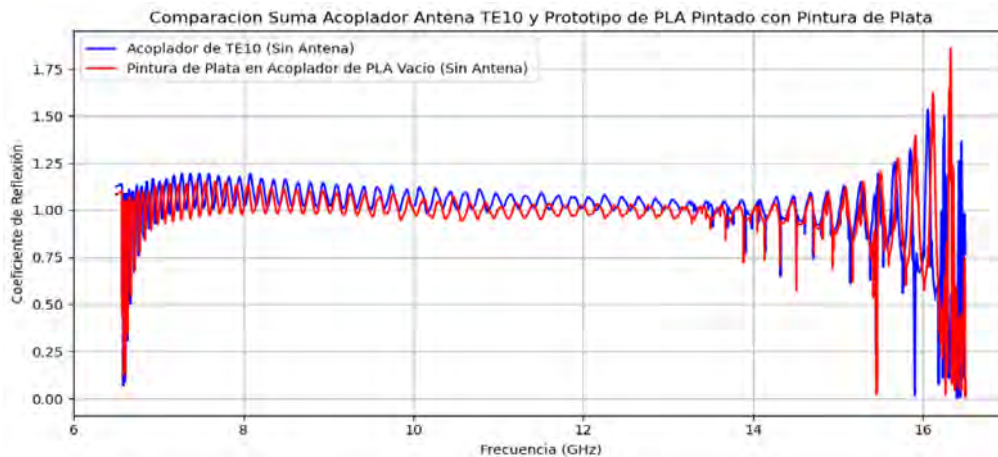


Figura 5.11: Validación del recubrimiento: Acoplador de referencia (Espejo perfecto) vs. Acoplador de PLA con pintura de plata

Una vez validado el recubrimiento, el trabajo se enfocó en optimizar el acoplamiento señal-guía. Se buscó la posición de la antena (d) que maximizara la transmisión y excitara el modo de interés de forma pura. Este análisis se realizó mediante cálculos teóricos (Capítulo 2) y simulaciones numéricas paramétricas, variando la distancia de la antena respecto al fondo del acoplador (*backshort*).

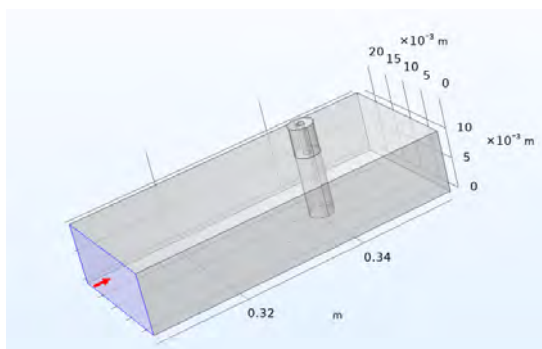


Figura 5.12: Puerto de Excitación (Simulación)

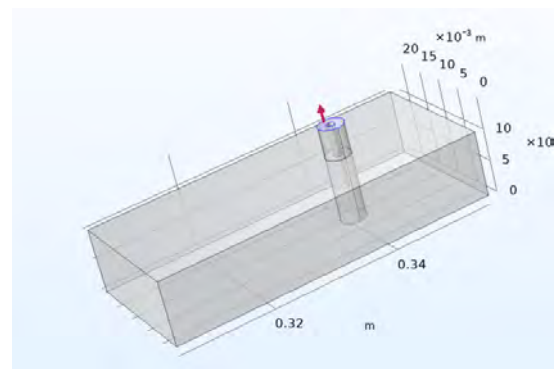


Figura 5.13: Puerto de Detección Coaxial

Figura 5.14: Entorno de simulación para la optimización de la posición de la antena monopolo para la excitación del modo TE_{10} .

Se determinó que la posición óptima de la antena se encuentra en el intervalo de 1.4 cm a 1.6 cm, distancia que satisface la condición de resonancia $d \approx \frac{3}{4}\lambda$ para el rango de frecuencias de 14 GHz a 16 GHz.

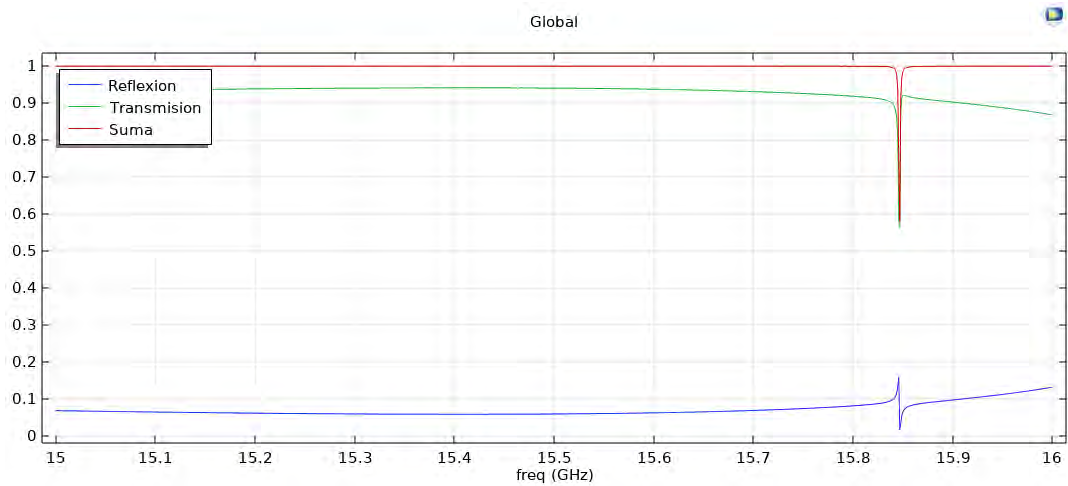
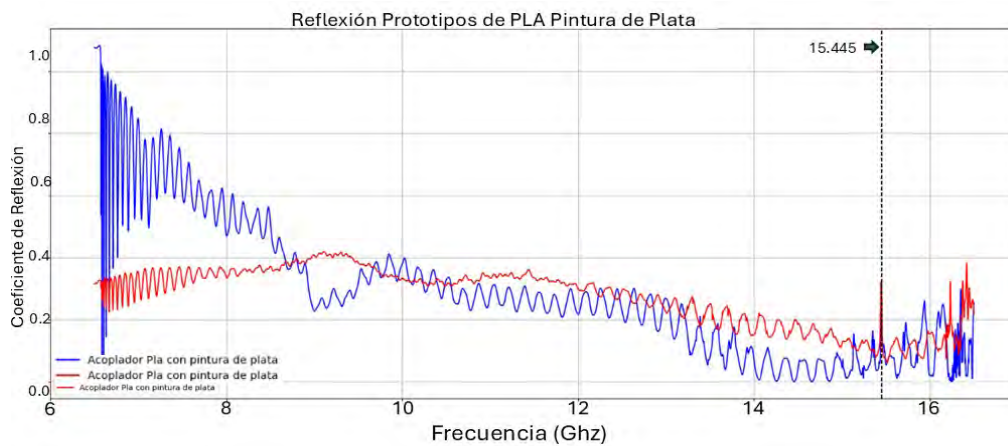
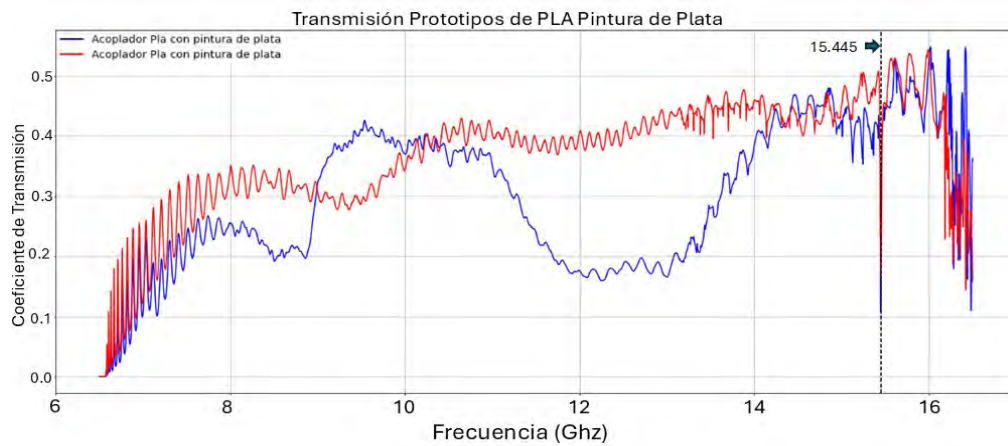


Figura 5.15: Resultados de Simulación: Parámetros S para la posición de antena a 1.6 cm

Aunque la transmisión simulada es superior al 85 %, se detectó una anomalía: una caída abrupta en la suma energética ($|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 < 1$) en una banda estrecha, aun sin la presencia de materiales absorbentes (slabs). Para verificar si esto era un artefacto numérico o un fenómeno físico real, se contrastó con los resultados experimentales de los acopladores fabricados.



a) Reflexión Experimental



b) Transmisión Experimental

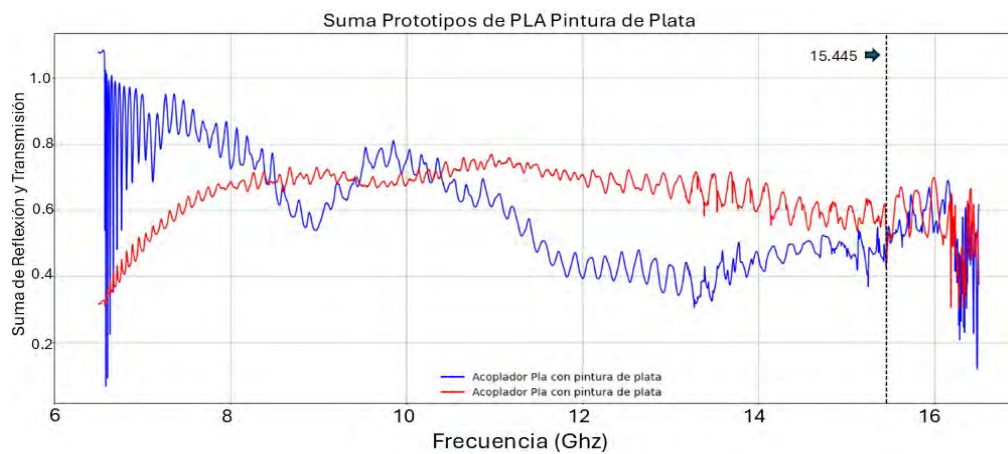
c) Suma Energética Experimental ($|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2$)

Figura 5.16: Barrido experimental de los acopladores de PLA con pintura de plata. Se observa un pico de pérdidas (caída en la suma) ligeramente antes de los 15.5 GHz, coincidiendo con la predicción de la simulación.

Para descartar defectos de fabricación, se comparó este comportamiento con las antenas comerciales del fabricante (diseñadas para banda X/Ku).

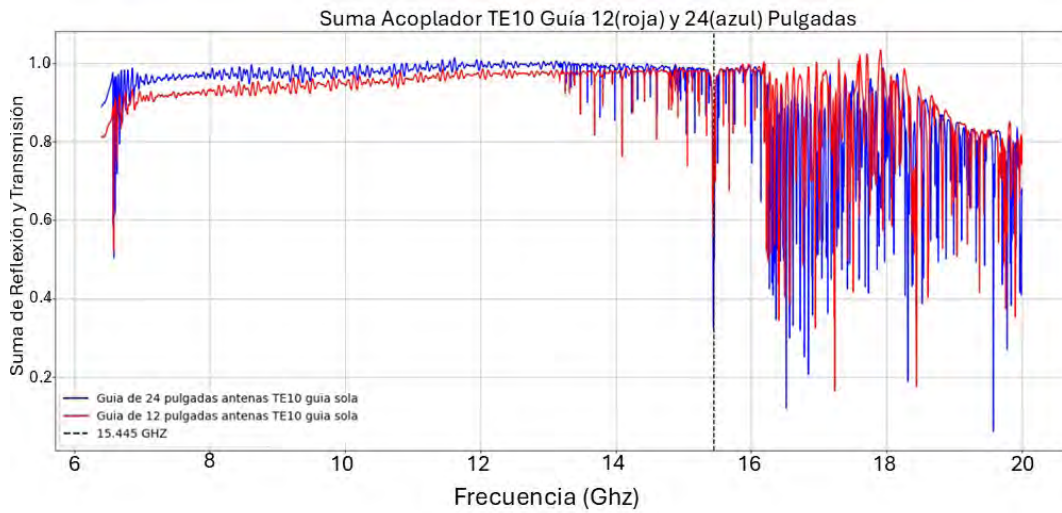


Figura 5.17: Suma Energética de antenas comerciales TE_{10} . Se aprecia una caída de energía similar antes de los 15.5 GHz (donde el modo TM_{11} aún no está activo).

Finalmente, se realizó la comparación utilizando los acopladores comerciales para el modo TM_{11} . Dado que la geometría de excitación es ortogonal a la del TE_{10} (como se discutió en la Figura 5.2), se buscaba verificar si la anomalía persistía.

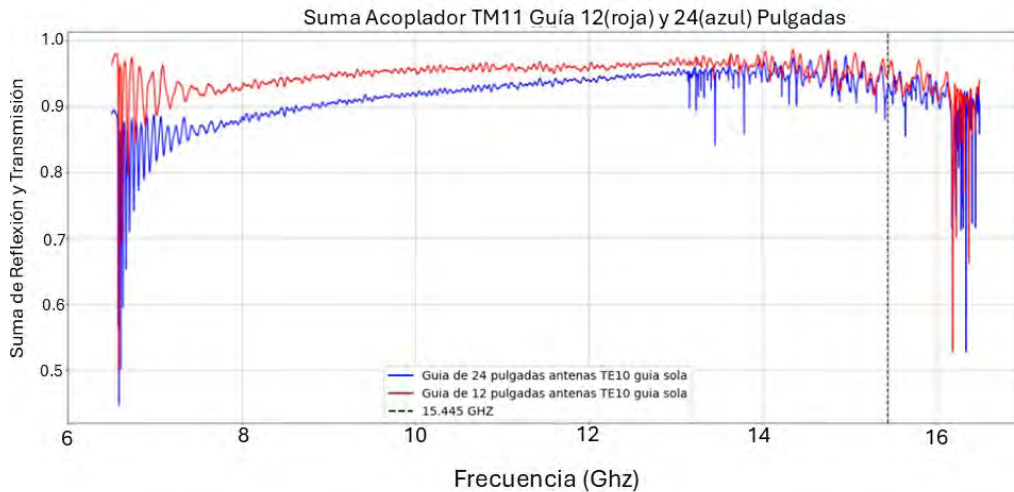


Figura 5.18: Suma Energética utilizando acopladores TM_{11} . La caída de energía observada previamente desaparece.

5.1. Discusión sobre Estados Ligados en el Continuo (BIC)

La persistencia de este fenómeno en simulaciones y experimentos con geometría TE_{10} , y su desaparición en geometría TM_{11} , sugiere que no se trata de un error

experimental. Actualmente, el grupo de investigación hipotetiza que esta resonancia anómala corresponde a un Estado Ligado en el Continuo (BIC, por sus siglas en inglés *Bound State in the Continuum*). Los indicios sugieren que la geometría específica de los acopladores y antenas utilizados para excitar el modo TE_{10} induce un confinamiento de energía que no puede radiar (o acoplarse) a los modos propagantes de la guía en esa frecuencia específica.

Capítulo 6

Conclusiones y Perspectivas

El presente trabajo constituye una demostración experimental y teórica de que la absorción perfecta de ondas electromagnéticas puede extenderse, de forma controlada y reproducible, al régimen multimodo de una guía de onda rectangular. A partir de una combinación de física no hermitiana, optimización numérica mediante Programación Cuadrática Secuencial (SQP), diseño y caracterización experimental en el rango de microondas, fue posible desarrollar y validar arquitecturas pasivas capaces de controlar procesos complejos de transporte, confinamiento y disipación de energía

1. Se demostró experimentalmente que estructuras dieléctricas pasivas basadas en slabs de FR-4, optimizadas mediante SQP, pueden alcanzar condiciones cercanas a absorción perfecta incluso en escenarios multimodo. Es algo muy importante para la física de ondas ya que se extendió el rango de modos en el que la absorción es viable.
2. La tesis demostró que el modelo para el diseño de estructuras mediante la matriz de transferencia verificada por COMSOL y experimentación como una nueva herramienta en la física no-Hermitiana para dispositivos electromagnéticos funcionales.
3. El estudio sistemático de más de 200 mediciones y 40 configuraciones diferentes, teniendo la capacidad de caracterizar cada una de las partes importantes a la hora de experimentar, garantizando la robustez y la reproducibilidad de los resultados experimentales aplicables a investigaciones futuras en microondas y fotónica.
4. Se demostró que los acopladores y antenas comerciales para la excitación del modo TE₁₀ no tiene un comportamiento ideal después de la apertura de otros modos, por lo que la elaboración de dispositivos excitadores de modos específicos en frecuencias superiores es necesario.
5. El diseño, fabricación mediante impresión 3D y posterior metalización (recubrimiento conductor) de nuevos acopladores demostró ser una alternativa tecnológica altamente viable. Los resultados preliminares obtenidos validan esta metodología y establecen una base sólida para continuar con su optimización.

6. El resultado de la configuración de una estructura multimodal de 16 slabs con absorción de 98 % para TE₁₀ (acoplador idealmente TE₁₀) y del 65 % para los acopladores de TM₁₁ (idealmente TM₁₁) nos dice que es posible controlar dos modos usando un solo material pero que a pesar de esto cada modo observa de manera diferente las características dieléctricas de nuestro material lo que abre una posible nueva línea teórica y experimental.
7. Se observó y reportó un modo atrapado conocido por sus siglas en inglés BIC el cual por características geométricas como el hecho de que la guía sea finita propicia su aparición en los acopladores TE₁₀, de forma experimental se observa en 15,445GHz una caída en la suma con un ancho muchísimo menor en comparación con otras caídas y en simulación también aparece donde idealmente son experimentos sin pérdidas ya que como se dijo este solo ocurre con el acoplador y no en alguna estructura de absorción lo observado en las simulaciones es la aparición de un modo TM no propagante en las proximidades la antena rodeada de teflón que coincide con lo visto experimentalmente.

Con el desarrollo de este proyecto se puede ver además de una metodología bien consolidada para la manipulación de sistemas electromagnéticos abiertos, se puede manipular y obtener la absorción perfecta con el juego de pérdidas, interferencia y acoplamiento modal, no con el uso exclusivo de metamateriales.

6.1. Perspectivas futuras

1. Llevar más allá la metodología para absorber modos simultáneos TE y TM en estructuras tridimensionales .
2. Desarrollar modelos y teorías que expliquen fenómenos observados experimentalmente.
3. Llevar a cabo la teoría o aproximación teórica del modo BIC .
4. Diseñar nuevos acopladores capaces de excitar y detectar modos superiores de forma controlada que permitan el análisis multimodo.
5. Aplicar redes neuronales o inteligencia artificial para optimizar el diseño de nuevas estructuras absorbentes.
6. Aplicar los procesos de absorción o dispersión para el blindaje electromagnético y la reducción de ruido electromagnético así como la cosecha pasiva de energía.
7. Usar la metodología en los fenómenos de ondas de otras ramas de la física como acústica o cuántica.

En este punto se puede saber que la absorción perfecta no solo se puede realizar en un solo modo si no en multimodo, verificándose de manera numérica y experimentalmente donde todos los obstáculos y la presencia de nuevos fenómenos

instrumentales como el BIC no solo son problemas a resolver si no información que nos ayuda a comprender los procesos de dispersión real.

Apéndice A

Formalismo de Matrices de Dispersión y Transferencia

Como herramienta matemática de un sistema de dos puertos recurrimos a la matriz de transferencia para la parte teórica y para la parte experimental la matriz de dispersión ya que es el estándar de los sistemas de dos o mas puertos [50],[51] (Matriz S). Esta matriz relaciona los campos de entrada y salida en los puertos del sistema pero a diferencia de la matriz de dispersión la de transferencia total se puede representar como la multiplicación matricial de los efectos individuales. Los elementos diagonales, S_{11} y S_{22} , representan los coeficientes de reflexión en los puertos 1 y 2 respectivamente; su magnitud al cuadrado ($|S_{ii}|^2$) corresponde a la reflectancia energética. Los elementos fuera de la diagonal representan la transmisión: S_{21} es el coeficiente de transmisión del puerto 1 al 2, y S_{12} del puerto 2 al 1. La relación matricial estándar se expresa como:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

El formalismo matricial es fundamental para caracterizar medios inhomogéneos. Para realizar operaciones de cascada, convertimos los parámetros S a matrices de transferencia (T), donde la matriz total es el producto de las matrices individuales:

$$\mathbf{T}_{total} = \begin{pmatrix} T_{11}^{(1)} & T_{12}^{(1)} \\ T_{21}^{(1)} & T_{22}^{(1)} \end{pmatrix} \cdots \begin{pmatrix} T_{11}^{(k)} & T_{12}^{(k)} \\ T_{21}^{(k)} & T_{22}^{(k)} \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

La relación entre ambos formalismos, considerando la impedancia característica del VNA, permite definir los componentes de T en función de S :

$$T_{11} = \frac{1}{S_{21}}, \quad T_{12} = \frac{S_{22}}{-S_{21}}, \quad T_{21} = \frac{S_{11}}{S_{21}}, \quad T_{22} = \frac{S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22}}{S_{21}} \quad (\text{A.3})$$

Este modelo es esencial al utilizar materiales con permitividad compleja ($\epsilon = \epsilon_R + i\epsilon_I$), entrando en el régimen de la física no Hermitiana. Para hallar la condición de absorción perfecta ($S_{11} \rightarrow 0$ y $S_{21} \rightarrow 0$), se emplea el método de optimización numérica SQP (*Sequential Quadratic Programming*).

A.1. Optimización Numérica y Física no Hermitiana

Al emplear materiales con permitividad compleja ($\epsilon = \epsilon_R + i\epsilon_I$), el sistema entra en el régimen de la física no Hermitiana, caracterizado por la no conservación de la energía (procesos de absorción). La matriz de dispersión total se convierte entonces en una función de parámetros geométricos: el número de placas dieléctricas (*slabs*), sus espesores y las distancias de separación en espacio libre.

Dado que el objetivo es alcanzar la condición de **absorción perfecta** ($S_{11} \rightarrow 0$ y $S_{21} \rightarrow 0$), y debido a la naturaleza altamente no lineal del sistema, se implementó el método de Programación Cuadrática Secuencial (SQP, *Sequential Quadratic Programming*). Este algoritmo de optimización numérica permite iterar sobre el espacio de parámetros de la matriz \mathbf{T}_{total} hasta encontrar los mínimos globales que satisfacen las condiciones de absorción requeridas para los experimentos del grupo **GUAPO**.

Apéndice B

Programación Cuadrática Secuencial (SQP)

El método de Programación Cuadrática Secuencial (SQP) es uno de los algoritmos más robustos para resolver problemas de optimización no lineal (NLP) con restricciones[47],[48],[49]. Su potencia radica en que transforma un problema complejo en una serie de subproblemas de **Programación Cuadrática (QP)**, los cuales son eficientes de resolver computacionalmente.

1. El Subproblema Cuadrático

En cada iteración k , el método busca una dirección de movimiento d_k que minimice una aproximación cuadrática de la función objetivo, sujeta a una linealización de las restricciones. El subproblema se define como:

$$\min_d \frac{1}{2} d^T \nabla_{xx}^2 L(x_k, \lambda_k) d + \nabla f(x_k)^T d \quad (\text{B.1})$$

Sujeto a:

$$\nabla c_i(x_k)^T d + c_i(x_k) = 0, \quad i = 1, \dots, n \quad (\text{B.2})$$

Donde $d = x - x_k$ es la dirección de búsqueda. La solución de este subproblema QP proporciona no solo la dirección δx , sino también una estimación de los multiplicadores de Lagrange para la siguiente iteración.

2. Interpretación del Sistema KKT

El sistema matricial de primer orden para el subproblema anterior se escribe como:

$$\begin{bmatrix} \nabla_{xx}^2 L & \nabla c^T \\ \nabla c & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \delta x \\ \delta \lambda \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\nabla L \\ -c \end{pmatrix} \quad (\text{B.3})$$

La matriz de bloques de la izquierda se conoce como **Matriz de KKT** o matriz de silla.

Apéndice C

Antenas y Mecanismos de Acoplamiento

Los efectos principales de antenas residen la descripción de dipolos eléctricos [52],[53]. La antena dipolo comprende dos alambres separados uno con una corriente y el otro aterrizado que en conjunto forman una "T". Si la antena es recta el al tener dos corrientes con sentido opuesto e igual magnitud en principio se anulan es decir $\mathbf{E} \rightarrow 0$ para puntos incluso no tan lejanos, pero por lo contrario al ponerlo en forma de "T" la corriente va en el mismo sentido todo esto es más fácil de ver en la Figura C.1, que sería un dipolo recto donde las líneas representan las corrientes y en la Figura C.2, que sería el dipolo en "T" lo que es la antena más fundamental.

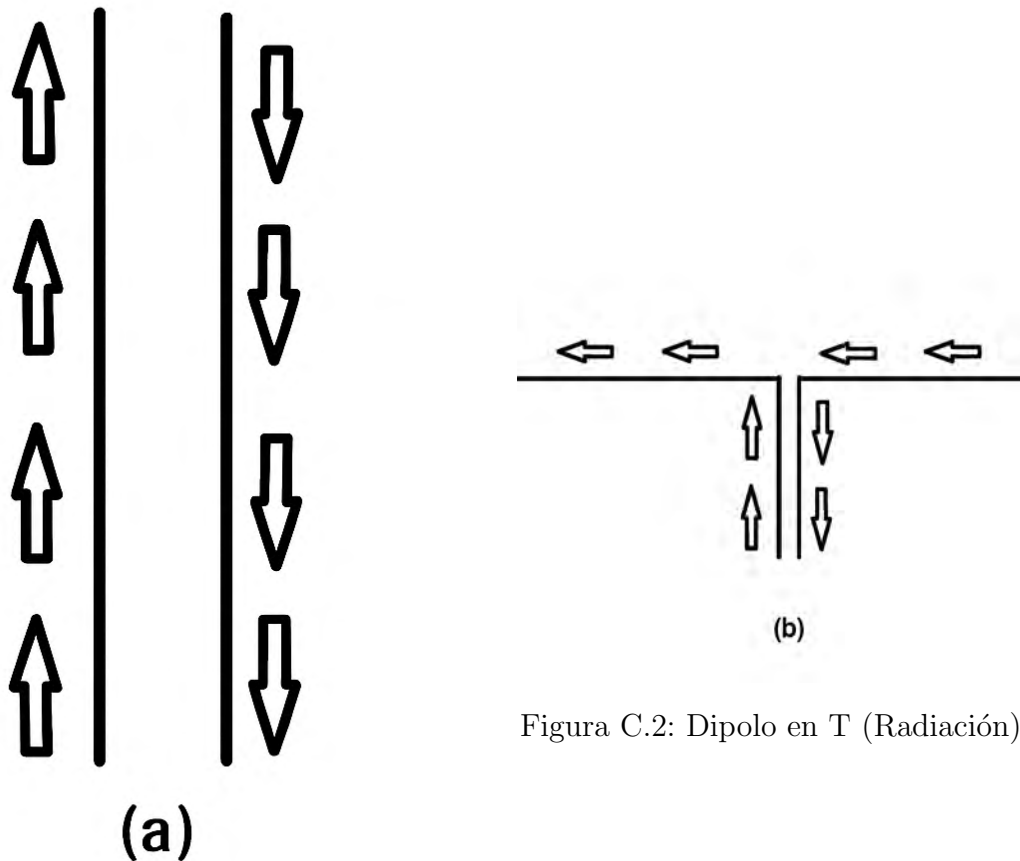


Figura C.2: Dipolo en T (Radiación)

Figura C.1: Línea de Transmisión
(Cancelación de Campos)

Para caracterizar una antena, es indispensable definir cuatro conceptos clave: directividad, ancho de banda, impedancia y polarización.

Directividad: La directividad se dice de una fuente con radiación no isotrópica comparada con una fuente isotrópica y su dirección se determina con el máximo de esta en comparación con la fuente isotrópica, en el caso de la antena dipolo de media onda se tiene una directividad de 1.64 esta esta muy ligada al patrón de radiación que tiene la antena(Figura C.3).

Impedancia: Es la relación compleja entre el voltaje y la corriente en los terminales de entrada, es decir $Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$. Un acoplamiento adecuado de impedancia es crucial para evitar reflexiones hacia la fuente.

Polarización: Describe la orientación del vector de campo eléctrico radiado. En un dipolo vertical, la polarización es lineal y sigue la dirección del eje del conductor (usualmente denotada como dirección θ en coordenadas esféricas).

Radiación de Dipolo Ideal

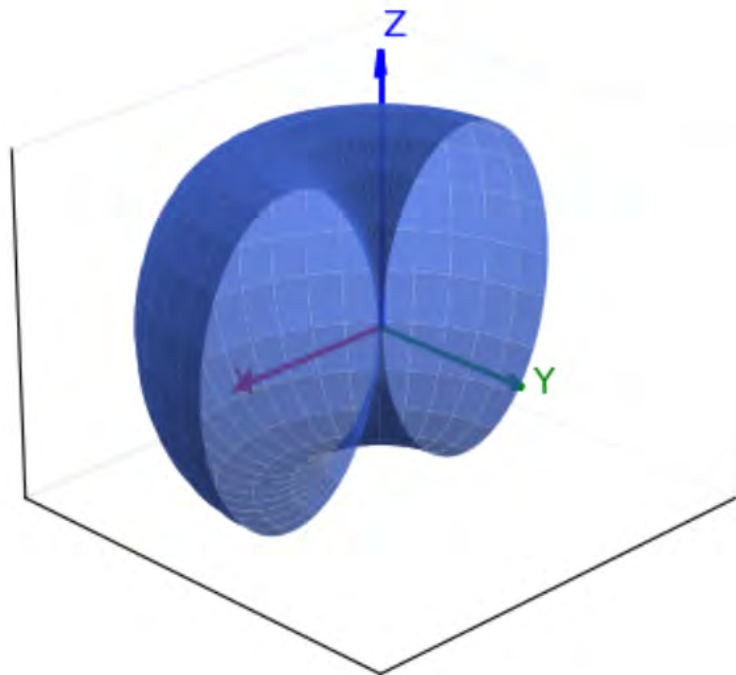


Figura C.3: Diagrama tridimensional del patrón de radiación de un dipolo eléctrico

Las antenas dipolares de media onda son altamente eficientes y su acoplamiento de impedancia es relativamente sencillo. Presentan una distribución de corriente sinusoidal de la forma $\mathbf{I}(z) = I_0 \cos(kz)\hat{\mathbf{z}}$. Los campos generados se describen mediante las ecuaciones de Maxwell, donde el campo magnético en la zona lejana es proporcional al producto cruz del vector unitario de propagación y el campo eléctrico: $\mathbf{H} \propto \hat{\mathbf{r}} \times \mathbf{E}$.

En el caso particular del experimento realizado en este trabajo, se utilizó una antena monopolo. La razón para introducir teóricamente el dipolo radica en el principio de la Teoría de Imágenes. Un monopolo montado sobre un plano conductor infinito (o suficientemente grande respecto a la longitud de onda) se comporta eléctricamente como un dipolo. El plano de tierra actúa como un espejo eléctrico, creando una “imagen” virtual de la antena. Por lo tanto, un monopolo de longitud $\lambda/4$ sobre tierra equivale a un dipolo de $\lambda/2$ en el espacio libre, tal como se ilustra en la Figura C.4.

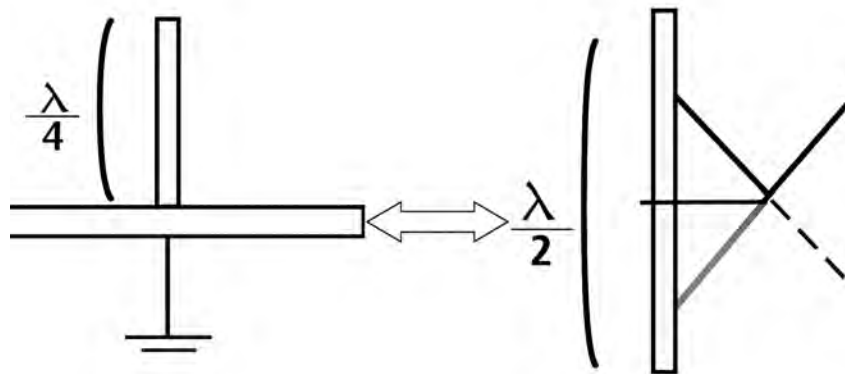


Figura C.4: Equivalencia entre antena monopolo y antena dipolo mediante Teoría de Imágenes

Debido a esta equivalencia, el patrón de radiación (Figura C.5) es idéntico al del dipolo pero restringido al semiespacio superior. Esto implica que la directividad se duplica (3.28 o 5.15 dBi) y la impedancia de entrada se reduce a la mitad respecto al dipolo ($\approx 36,5\Omega$).

Radiación de Monopolo Ideal con Plano Conductor en XY

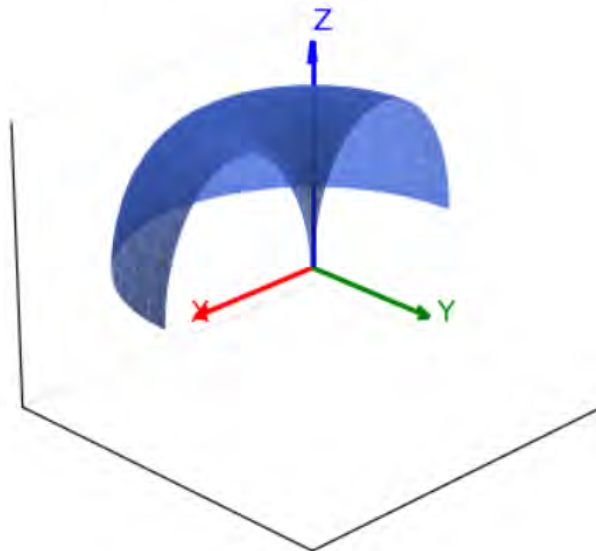


Figura C.5: Patrón de Radiación de Antena Monopolo

Finalmente, el acoplamiento de la energía desde el cable coaxial hacia la guía de onda es un factor crítico. No solo importa la longitud de la antena (resonancia), sino también su ubicación espacial: la distancia a la pared trasera (“backshort”)

y su posición respecto a las paredes laterales determinan la eficiencia de la excitación de los modos. La posición óptima busca maximizar el acoplamiento con el campo eléctrico del modo deseado (por ejemplo, el centro de la guía para el modo TE_{10}).

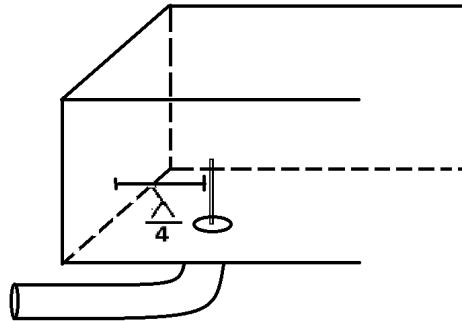


Figura C.6: Configuración óptima para acoplamiento al modo TE_{10}

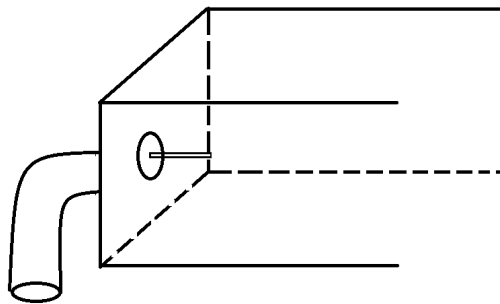


Figura C.7: Configuración óptima para acoplamiento al modo TM_{11}

El acoplamiento electromagnético se define como el proceso de transferencia de energía desde una fuente de excitación —en este caso, la antena monopolar— hacia los modos naturales de propagación de la cavidad o guía de onda. Matemáticamente, este fenómeno puede describirse mediante la expansión de la densidad de corriente de la fuente en términos de las funciones propias (eigenmodos) de la estructura. Dado que estos modos forman un conjunto ortogonal, el cálculo de los coeficientes de excitación se simplifica considerablemente mediante el uso de proyecciones espaciales.

La magnitud de este acoplamiento se cuantifica mediante el coeficiente de excitación A_{mn} , el cual es proporcional a la integral de solapamiento (*overlap integral*) entre el campo eléctrico del modo y la distribución de corriente de la fuente. Esta operación es análoga a un producto interno en álgebra lineal:

$$A_{mn} \propto \int_V \mathbf{J}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{E}_{mn}(\mathbf{r}) d^3r \quad (\text{C.1})$$

Donde \mathbf{E}_{mn} representa la distribución espacial del campo eléctrico para el modo mn y \mathbf{J} es la densidad de corriente volumétrica. El coeficiente A_{mn} actúa como un factor de peso: un valor máximo indica un acoplamiento óptimo, mientras que un

valor nulo implica que la fuente y el modo son ortogonales (no hay transferencia de energía).

Para una antena monopolar delgada orientada verticalmente, la densidad de corriente puede modelarse idealmente mediante una distribución sinusoidal en el eje longitudinal (z) y funciones Delta de Dirac en las coordenadas transversales para definir su posición (x_0, y_0) :

$$\mathbf{J}(x, y, z) = I_0 \cos(kz) \delta(x - x_0) \delta(y - y_0) \hat{\mathbf{z}} \quad (\text{C.2})$$

En aplicaciones prácticas, se busca maximizar el acoplamiento con el modo dominante debido a que posee la frecuencia de corte más baja y, en su rango de operación unimodal, ofrece mayor estabilidad al no coexistir con otros modos propagantes. Para lograr esto, la posición de la antena (x_0, y_0) debe coincidir con un máximo del campo eléctrico $|\mathbf{E}_{mn}|$ del modo deseado. Si esta coincidencia espacial es exacta, la integral de solapamiento se maximiza, transfiriendo la mayor parte de la potencia radiada a dicho modo y minimizando la excitación de modos de orden superior (espurios), lo que reduce las pérdidas por dispersión.

Este estado operativo está estrechamente relacionado con la condición de "acoplamiento crítico" descrita en la literatura, donde no solo se busca la coincidencia espacial, sino también la igualación entre la impedancia de la antena y la impedancia de carga de la cavidad para maximizar la transferencia de potencia y minimizar las reflexiones[4],[5],[6].

Bibliografía

- [1] Y. D. Chong, L. Ge, H. Cao, and A. D. Stone, “Coherent perfect absorbers: Time-reversed lasers,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 105, p. 053901, 2010.
- [2] D. G. Baranov et al., “Coherent perfect absorbers: linear control of light with light,” *Nat. Rev. Mater.*, vol. 2, p. 17064, 2017.
- [3] J. F. Ramsay, “Microwave antenna and waveguide techniques before 1900,” *Proc. IRE*, vol. 46, no. 2, pp. 405–414, Feb. 1958.
- [4] J. M. Garrido López, “Diseño de un analizador vectorial de redes de bajo coste para la caracterización de medios dieléctricos,” Trabajo de Fin de Grado, Escuela Técnica Superior de Ingeniería Ind., Univ. Politécnica de Cartagena, Cartagena, España, 2021.
- [5] W. W. Salisbury, “Absorbent body of electromagnetic waves,” U.S. Patent 2 599 944, June 10, 1952.
- [6] L. Ke, Z. Xin, H. Xinyu, and Z. Peng, “Analysis and design of multilayer Jaumann absorbers,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Microw. Technol. Comput. Electromagn.*, Beijing, China, 2011, pp. 81–84.
- [7] C. M. Watts, X. Liu, and W. J. Padilla, “Metamaterial electromagnetic wave absorbers,” *Adv. Mater.*, vol. 24, no. 23, pp. OP98–OP120, May 2012. doi: 10.1002/adma.201200674.
- [8] N. I. Landy, S. Sajuyigbe, J. J. Mock, D. R. Smith, and W. J. Padilla, “Perfect metamaterial absorber,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 100, p. 207402, 2008.
- [9] H. Tao, N. I. Landy, C. M. Bingham, X. Zhang, R. D. Averitt, and W. J. Padilla, “A metamaterial absorber for the terahertz regime: design, fabrication and characterization,” *Opt. Express*, vol. 16, pp. 7181–7188, 2008.
- [10] X. Liu, T. Starr, A. F. Starr, and W. J. Padilla, “Infrared spatial and frequency selective metamaterial with near-unity absorbance,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 104, p. 207403, 2010.
- [11] C. M. Watts, X. Liu, and W. J. Padilla, “Metamaterial electromagnetic wave absorbers,” *Adv. Mater.*, vol. 24, pp. OP98–OP120, 2012.

- [12] J. Sun, L. Liu, G. Dong, and J. Zhou, “An extremely broad band metamaterial absorber based on destructive interference,” *Opt. Express*, vol. 19, pp. 21155–21162, 2011.
- [13] N. I. Landy, S. Sajuyigbe, J. J. Mock, D. R. Smith, and W. J. Padilla, “Perfect metamaterial absorber,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 100, no. 20, p. 207402, May 2008. doi: 10.1103/PhysRevLett.100.207402.
- [14] K. Aydin, V. E. Ferry, R. M. Briggs, and H. A. Atwater, “Broadband polarization-independent resonant light absorption using ultrathin plasmonic super absorbers,” *Nat. Commun.*, vol. 2, p. 517, 2011. doi: 10.1038/ncomms1528.
- [15] M. Chung, H. Jeong, Y.-K. Kim, S. Lim, and C.-W. Baek, “Design and fabrication of millimeter-wave frequency-tunable metamaterial absorber using MEMS cantilever actuators,” *Micromachines*, vol. 13, no. 8, p. 1354, Aug. 2022. doi: 10.3390/mi13081354.
- [16] F. Ye et al., “Broadband microwave absorbing composites with a multi-scale layered structure based on reduced graphene oxide film as the frequency selective surface,” *Materials*, vol. 11, no. 9, p. 1771, Sep. 2018. doi: 10.3390/ma11091771.
- [17] Y. Wang, Y. Du, P. Xu, R. Qiang, and X. Han, “Recent advances in conjugated polymer-based microwave absorbing materials,” *Polymers*, vol. 9, no. 1, p. 29, Jan. 2017. doi: 10.3390/polym9010029.
- [18] N. Liu, M. Mesch, T. Weiss, M. Hentschel, and H. Giessen, “Infrared perfect absorber and its application as plasmonic sensor,” *Nano Lett.*, vol. 10, pp. 2342–2348, 2010.
- [19] G. Pirruccio, L. Martín Moreno, G. Lozano, and J. Gómez Rivas, “Coherent and broadband enhanced optical absorption in graphene,” *ACS Nano*, vol. 7, pp. 4810–4817, 2013.
- [20] M. P. Hokmabadi, D. S. Wilbert, P. Kung, and S. M. Kim, “Design and analysis of perfect terahertz metamaterial absorber by a novel dynamic circuit model,” *Opt. Express*, vol. 21, pp. 16455–16463, 2013.
- [21] Y. Urade, Y. Nakata, T. Nakanishi, and M. Kitano, “Broadband and energy-concentrating terahertz coherent perfect absorber based on a self-complementary metasurface,” *Opt. Lett.*, vol. 41, pp. 4472–4475, 2016.
- [22] P. Wei, C. Cröenne, S. T. Chu, and J. Li, “Symmetrical and anti-symmetrical coherent perfect absorption for acoustic waves,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 104, p. 121902, 2014.
- [23] A. Merkel, G. Theocharis, O. Richoux, V. Romero-García, and V. Pagneux, “Control of acoustic absorption in one-dimensional scattering by resonant scatterers,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 107, p. 244102, 2015.

- [24] S. Thongrattanasiri, F. H. L. Koppens, and F. J. García de Abajo, “Complete optical absorption in periodically patterned graphene,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 108, p. 047401, 2012.
- [25] S. Feng and K. Halterman, “Coherent perfect absorption in epsilon-near-zero metamaterials,” *Phys. Rev. B*, vol. 86, p. 165103, 2012.
- [26] J. Yoon, M. Zhou, M. A. Badsha, T. Y. Kim, Y. C. Jun, and C. K. Hwangbo, “Broadband epsilon-near-zero perfect absorption in the near-infrared,” *Sci. Rep.*, vol. 5, p. 12788, 2015.
- [27] H. Li, S. Suwunnarat, R. Fleischmann, H. Schanz, and T. Kottos, “Random matrix theory approach to chaotic coherent perfect absorbers,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 118, p. 044101, 2017.
- [28] K. Pichler et al., “Random anti-lasing through coherent perfect absorption in a disordered medium,” *Nature*, vol. 567, pp. 351–355, 2019.
- [29] H. S. Xu and L. Jin, “Robust incoherent perfect absorption,” *Phys. Rev. Res.*, vol. 6, p. L022006, 2024.
- [30] H.-Y. Wu and F. Vollmer, “Enhanced chiroptical responses through coherent perfect absorption,” *Commun. Phys.*, vol. 5, p. 78, 2022.
- [31] A. A. Fernández-Marín, C. A. Flores-Castro, E. Ramírez-Hintze, V. Domínguez-Rocha, and J. A. Franco-Villafañe, “Tunable perfect absorption of microwave radiation via dielectric slabs in irregular arrangements,” *Phys. Rev. Appl.*, vol. 22, p. L061001, Dec. 2024. doi: 10.1103/PhysRevApplied.22.L061001.
- [32] J. Pitarch, M. Contelles-Cervera, F. L. Peñaranda-Foix, and J. M. Catalá-Civera, “Determination of the permittivity and permeability for waveguides partially loaded with isotropic samples,” *Meas. Sci. Technol.*, vol. 17, no. 1, pp. 203–212, Dec. 2005. doi: 10.1088/0957-0233/17/1/031.
- [33] R. S. Meena, S. Bhattacharya, and R. Chatterjee, “Complex permittivity, permeability and microwave absorbing properties of $(\text{Mn}_{2-x}\text{Zn}_x)\text{U}$ -type hexaferrite,” *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 322, no. 19, pp. 2908–2914, Oct. 2010. doi: 10.1016/j.jmmm.2010.05.002.
- [34] R. Fahdiran, Y. D. Utami, and E. Handoko, “Effect of different permeability on electromagnetic properties of absorbing materials,” *MATEC Web Conf.*, vol. 197, p. 02015, 2018. doi: 10.1051/mateconf/201819702015.
- [35] A. M. Gama and M. C. Rezende, “Complex permeability and permittivity variation of radar absorbing materials based on MnZn ferrite in microwave frequencies,” *Mater. Res.*, vol. 16, no. 5, pp. 997–1001, 2013. doi: 10.1590/S1516-14392013005000077.

- [36] M. Eskandari and M. Joodaki, “Comprehensive multimode reflection analysis of a dielectric-loaded rectangular waveguide terminated by semi-infinite dielectric media,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 71, pp. 4247–4258, Oct. 2023. doi: 10.1109/TMTT.2023.3263397.
- [37] E. Albizu Ciaurriz, “Diseño de filtros en guía de onda rectangular de alta selectividad,” Trabajo de Fin de Grado, Dept. Ing. Eléctrica, Electrónica y de Comunicación, Univ. Pública de Navarra, Pamplona, España, 2016.
- [38] A. Belendez, “The unification of light, electricity and magnetism: Maxwell’s electromagnetic synthesis,” *Rev. Bras. Fis.*, vol. 30, no. 2, pp. 12–15, Jul. 2008.
- [39] J. D. Jackson, *Classical Electrodynamics*, 3rd ed. New York, NY, USA: Wiley, 1998.
- [40] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, 2nd ed. New York, NY, USA: IEEE Press, 1991.
- [41] C. D. R. and L. F., Eds., *Electromagnetic Fields and Waves: Including Electric Circuits*, 3rd ed. New York, NY, USA: Freeman, 1988.
- [42] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. London, UK: P. Peregrinus behalf Institution Elect. Engineers, 1986.
- [43] M. Hiebel, “Vector Network Analyzer (VNA) Calibration: The Basics,” Rohde & Schwarz, Munich, Germany, White Paper, 2008.
- [44] N. Ridler, “VNA calibration,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 9, no. 3, pp. 42–51, Jun. 2008. doi: 10.1109/MMM.2008.919925.
- [45] Copper Mountain Technologies, “Introduction to the Metrology of VNA Measurement,” *Copper Mountain Technologies*, May 31, 2022. [Online]. Available: <https://coppermountaintech.com/introduction-to-the-metrology-of-vna-measurement/>. [Accessed: Jan. 14, 2026].
- [46] ScienceDirect, “Vector Network Analyzer,” *ScienceDirect Topics*, 2015. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/topics/computer-science/vector-network-analyzer>. [Accessed: Jan. 14, 2026].
- [47] R. Fletcher, “The sequential quadratic programming method,” in *Nonlinear Optimization*, G. Di Pillo and F. Facchinei, Eds. Berlin, Germany: Springer, 2010, pp. 165–214. doi: 10.1007/978-3-642-11339-0.3.
- [48] P. Ascaso Pérez, “Problemas de programación cuadrática,” Trabajo de Fin de Grado, Facultad de Ciencias, Univ. de Zaragoza, Zaragoza, España, 2021.
- [49] P. E. Gill and D. P. Robinson, “Regularized sequential quadratic programming methods,” UCSD Dept. Math., La Jolla, CA, USA, Tech. Rep. NA-11-02, Oct. 2011.

- [50] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2011.
- [51] R. G. Newton, *Scattering Theory of Waves and Particles*. Berlin, Heidelberg: Springer, 1982. [Accessed: Jan. 5, 2026].
- [52] N. K. Das, *Antennas and Propagation*. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2004.
- [53] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley-Interscience, 2005.