

Universidad Nacional de Ingeniería
Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica



TESIS

**Diseño de antenas de GPR para realizar un análisis
comparativo de un arreglo 2x2 de doble polarización para modelo
multicapas del subsuelo de la zona arqueológica de Caral**

Para obtener el título profesional de ingeniero de Telecomunicaciones

Elaborado por

Tanith Alcira Guerra Huaranga

 0000-0002-2662-8037

Asesor

MSc. Daniel Díaz Ataucuri

 0000-0001-5747-2795

LIMA – PERÚ

2024

Citar/How to cite	Guerra Huaranga [1]
Referencia/Reference	[1] T. Guerra Huaranga, “ <i>Diseño de antenas de GPR para realizar un análisis comparativo de un arreglo 2x2 de doble polarización para modelo multicapas del subsuelo de la zona arqueológica de Caral</i> ” [Tesis]. Lima (Perú): Universidad Nacional de Ingeniería, 2024.
Estilo/Style: IEEE (2020)	

Citar/How to cite	(Guerra, 2024)
Referencia/Reference	Guerra, T. (2024). <i>Diseño de antenas de GPR para realizar un análisis comparativo de un arreglo 2x2 de doble polarización para modelo multicapas del subsuelo de la zona arqueológica de Caral</i> . [Tesis, Universidad Nacional de Ingeniería]. Repositorio institucional Cybertesis UNI.
Estilo/Style: APA (7ma ed.)	

Dedicatoria

A mis padres y hermanos que durante mis años de universidad me apoyaron continuamente.

Agradecimientos

Agradezco a mi asesor Ing. Daniel Díaz, valoro los consejos y sabiduría. Expreso mi gratitud a mis mentores: Dra. Ruth Rubio y Dr. Mark Clemente, por sus consejos que me permiten hoy estar aquí.

Esta tesis forma parte del proyecto de investigación N°140-2017-FONDECYT titulado “Diseño de antenas para GPR para realizar un análisis comparativo de un arreglo 2x2 de doble polarización para modelo multicapas del subsuelo de la zona arqueológica de Caral” es financiando por FONDECYT del CONCYTEC.

Resumen

La región de Caral presenta el desafío de realizar exploraciones arqueológicas no invasivas con localizaciones precisas de restos arqueológicos. En la tesis se trabaja el diseño, implementación y análisis comparativo de tres tipos de antenas para Ground Penetrating Radar (GPR) en la banda VHF/UHF para analizar esta problemática, con el fin de mejorar la exactitud y fiabilidad en la detección de estructuras subterráneas en zonas arqueológicas.

Para solucionar el problema, se ha empleado una metodología que incluye el diseño y optimización de parámetros de tres tipos de antenas para GPR, Log-Periodic Dipole Array (LPDA), DGS Vivaldi, y Vivaldi Antipodal, así como la implementación. Esta metodología consiste en la implementación del Algoritmo Genético Multi-objetivo (MOGA) para optimizar la estructura geométrica de la antena Vivaldi Antipodal, la incorporación de estructuras resonantes Defected Ground Structure (DGS) en forma de T en la antena Vivaldi y la relación logarítmica entre los radiales para la antena LPDA.

De los resultados se obtiene el arreglo DGS Vivaldi que presenta una mejora en ancho de banda en comparación con los datos experimentales, y el arreglo LPDA mejor resultado en ancho de banda en comparación con las demás antenas. Mediante el análisis comparativo se demuestra que el arreglo LPDA supera a los otros tipos en términos de ancho de banda, ganancia y diferenciación entre co-polarización y cross-polarización, lo que indica un rendimiento superior para la detección de objetos en el sitio arqueológico de Caral. Mediante los estudios realizados se muestran el potencial de estas configuraciones del arreglo GPR y amplían en la exploración de la aplicabilidad en diversas áreas como la arqueología y la geología.

Palabras clave — GPR, Caral-Supe, Antena, Multicapas, DGS Vivaldi, LPDA, Vivaldi Antipodal.

Abstract

The Caral region presents the challenge of conducting non-invasive archaeological explorations with precise locations of archaeological remains. In the thesis, the design, implementation, and comparative analysis of three types of antennas for Ground Penetrating Radar (GPR) in the VHF/UHF band are explored to analyze this issue, to improve accuracy and reliability in detecting underground structures in archaeological area. To solve the problem, a methodology has been employed that includes the design and optimization of parameters for three types of GPR antennas: Log-Periodic Dipole Array (LPDA), DGS Vivaldi, and Antipodal Vivaldi, as well as their implementation. This methodology involves the implementation of the Multi-Objective Genetic Algorithm (MOGA) to optimize the geometric structure of the Antipodal Vivaldi antenna, the incorporation of T-shaped Defected Ground Structure (DGS) resonant structures in the Vivaldi antenna, and the logarithmic relationship between radials of the LPDA antenna.

From the results, the DGS Vivaldi arrangement shows an improvement in bandwidth compared to experimental data, and the LPDA array presents better bandwidth results compared to the other antennas. Through comparative analysis, it is demonstrated that the LPDA array surpasses the other types in terms of bandwidth, gain, and differentiation between co-polarization and cross-polarization, indicating superior performance for detecting objects at the Caral archaeological site. The studies conducted showcase the potential of these GPR array configurations and expand the exploration of their applicability in various fields such as archaeology and geology.

Keywords — GPR, Caral-Supe, Antenna, Multi-layers, DGS Vivaldi, LPDA, Antipodal Vivaldi.

Tabla de Contenido

	Pág.
Resumen.....	v
Abstract.....	vi
Introducción.....	xiv
Capítulo I. Parte introductoria del trabajo	1
1.1 Generalidades	1
1.2 Descripción del problema de investigación	2
1.3 Formulación del problema	3
1.3.1 Problema general.....	3
1.3.2 Problemas específicos	3
1.4 Justificación e Importancia de la Investigación	3
1.5 Objetivos del estudio	4
1.5.1 Objetivo general.....	4
1.5.2 Objetivos específicos	5
1.6 Antecedentes investigativos	5
Capítulo II. Marco teórico y conceptual.....	7
2.1 Marco teórico.....	7
2.1.1 Cultura de la civilización Caral-Supe	7
2.1.2 La arqueología y GPR.....	8
2.1.3 Caracterización de Antenas GPR.....	9
2.1.4 Contribución a la arqueología y futuras investigaciones	20
2.2 Marco conceptual	21
2.2.1 Ground Penetrating Radar (GPR)	21
2.2.2 Zona arqueológica de Caral-Supe.....	21
2.2.3 Estudio de estructuras y objetos enterrados en la arqueología	21
2.2.4 Suelo de la costa de peruana.....	21

2.2.5 Polarización de una antena.....	22
2.2.6 Polarización cruzada.....	22
2.2.7 Caracterización de una antena.....	22
2.2.8 Software de Simulación.....	22
Capítulo III. Desarrollo del trabajo de investigación.....	24
3.1 Antena DGS Vivaldi.....	24
3.1.1 Apertura exponencial	24
3.1.2 Transición Microstrip-Slotline	25
3.1.3 Diseño de Antena DGS Vivaldi.....	26
3.1.4 Resultados de Antena Vivaldi.....	27
3.2 Antena Log Periodic Dipole (LPDA).....	29
3.2.1 Diseño de la antena LPDA	30
3.2.2 Resultados de la LPDA	31
3.3 Antena Vivaldi Antipodal.....	33
3.3.1 Diseño de Antena Vivaldi Antipodal.....	35
3.3.2 Resultados de Antena Vivaldi Antipodal.....	37
3.4 Medición y resultado experimentales de las antenas DGS Vivaldi y LPDA.....	39
3.4.1 Medición de parámetro S	39
3.5 Arreglo de Antena para GPR de Doble Polarización.....	42
3.5.1 Resultados del Arreglo de antenas DGS Vivaldi.....	43
3.5.2 Resultados del Arreglo LPDA.....	46
3.5.3 Resultados del Arreglo Vivaldi Antipodal	49
Capítulo IV. Análisis y discusión de resultados.....	54
4.1 Análisis Comparativo de las antenas para GPR	54
4.2 Análisis comparativo de los arreglos de antenas para GPR de doble polarización	57
4.2.1 Resultados experimentales de los arreglos LPDA y DGS Vivaldi	58
4.3 Análisis del arreglo 2x2 con multicapas en 2D.....	62
4.3.1 Análisis del arreglo 2x2 con multicapas en 3D	66

Conclusiones.....	70
Recomendaciones.....	72
Referencias bibliográficas	73
Anexos.....	78

Lista de Tablas

	Pág.
Tabla 1: Parámetros de dimensión de la antena DGS Vivaldi.....	27
Tabla 2: Parámetros de dimensión de LPDA	31
Tabla 3: Parámetros de dimensión de la antena Vivaldi antipodal	36
Tabla 4: Resumen de los valores de parámetros del arreglo 2x2 DGS Vivaldi	45
Tabla 5: Resumen de los valores de parámetros del arreglo 2x2 LPDA.....	49
Tabla 6: Resumen de los valores de parámetros del arreglo 2x2 Vivaldi antipodal	53
Tabla 7: Resumen comparativo de los parámetros para los tres tipos de antenas.....	56
Tabla 8: Comparación de los resultados de las antenas en un arreglo 2x2.....	57
Tabla 9: Características electromagnéticas de los medios de la cavidad.....	63
Tabla 10: Resultados del comportamiento de la onda a lo largo de las 11 capas	69

Lista de Figuras

	Pág.
Figura 1: Civilización de la cultura Caral-Supe.....	7
Figura 2: Espectro electromagnético (EM).....	10
Figura 3: Transmisión de una onda electromagnética al incidir del medio 1 al medio 2. ..	11
Figura 4: Parámetro de dispersión de la onda incidente y onda reflejada en los puertos 1 y 2.	14
Figura 5: Pérdida de retorno indicando el límite de potencia de -10 dB.	14
Figura 6: Patrón de radiación, lóbulo principal, lóbulos secundarios y lóbulos traseros....	15
Figura 7: Onda transmitida, reflejada y refractada para los medios 1 y 2.	19
Figura 8: Diagrama bi-dimensional de multicapas.....	19
Figura 9: Tipos de polarización de ondas electromagnéticas con polarización lineal, polarización circular y polarización elíptica.	20
Figura 10: Apertura exponencial y transmisión Slotline-microstrip de una antena Vivaldi	24
Figura 11: Antena Vivaldi con estructuras resonantes DGS en forma de T.....	26
Figura 12: Pérdida de retorno de la antena DGS Vivaldi.....	28
Figura 13: Ganancia de la antena Vivaldi con respecto a la frecuencia.....	28
Figura 14: Patrón de radiación de la antena DGS Vivaldi en los planos E y H, para la frecuencia de resonancia de 244 MHz.....	29
Figura 15: Gráficas de las magnitudes de ganancia respecto a τ versus δ	30
Figura 16: Diseño de la LPDA, para $\tau = 0.78$ y $\delta = 0.14$	31
Figura 17: Parámetro de pérdida de retorno de la LPDA.	32
Figura 18: Gráfica de ganancia con respecto a la frecuencia para la LPDA.....	32
Figura 19: Patrón de radiación de LPDA para frecuencias de 241 MHz, 314 MHz y 360 MHz en los planos E y H.....	33
Figura 20: Diagrama de flujo del MOGA - antena Vivaldi antipodal.....	34
Figura 21: Diseño de la antena Vivaldi antipodal optimizada con MOGA.....	36
Figura 22: Gráfica de pérdida de retorno de la antena Vivaldi antipodal.	37

Figura 23: Gráfica de ganancia con respecto a la frecuencia de la antena Vivaldi antipodal	37
Figura 24: Patrón de radiación en los planos E y H de la antena Vivaldi antipodal	38
Figura 25: VNA modelo N9952A, KeySight.....	39
Figura 26: Medición del VNA y la antena LPDA. (1) VNA, (2) cable SMA y (3) LPDA.	40
Figura 27: Pérdida de retorno de la antena DGS Vivaldi, simulada en Ansys HFSS y antena fabricada en INICTEL_UNI	40
Figura 28: Pérdida de retorno para la antena LPDA, simulada en Ansys HFSS y antena fabricada en INICTEL_UNI.	41
Figura 29: Arreglo 2x2 para antenas de doble polarización y los tipos de antenas.....	42
Figura 30: Pérdida de retorno del arreglo de antenas DGS Vivaldi para GPR de doble polarización	43
Figura 31: Gráfica de ganancia del arreglo DGS Vivaldi en el rango de 200 MHz a 500 MHz.....	44
Figura 32: Patrón de radiación del arreglo DGS Vivaldi en 238 MHz en los planos E y H	44
Figura 33: Co-pol y cross-pol en los planos E y H, del arreglo DGS Vivaldi en 238 MHz ...	45
Figura 34: Pérdida de retorno y acoplamiento del arreglo LPDA.....	46
Figura 35: Gráfica de ganancia del arreglo LPDA con respecto a la frecuencia.	47
Figura 36: Patrón de radiación del arreglo LPDA para GPR de doble polarización en los planos E y H, para las frecuencias de 268 MHz, 388 MHz, 402 MHz y 430 MHz.....	47
Figura 37: Patrón de radiación de Co-pol y cross-pol, en los planos E y H, del arreglo LPDA para las frecuencias 260 MHz, 366 MHz, 402 MHz y 430 MHz	48
Figura 38: (a) Pérdida de retorno y (b) acoplamiento de las antenas Vivaldi antipodal.	50
Figura 39: Gráfica de ganancia del arreglo de antenas Vivaldi antipodal para GPR de doble polarización	51
Figura 40: Patrón de radiación del arreglo de antenas Vivaldi antipodal para GPR de doble polarización en los planos E y H para las frecuencias de 402 MHz, 430 MHz y 450 MHz.....	51
Figura 41: Patrón de radiación de Co-pol y cross-pol, en los planos E y H del arreglo de antenas Vivaldi antipodal para las frecuencias 402 MHz, 430 MHz y 450 MHz.....	52

Figura 42: Análisis comparativo de los tipos de antenas para GPR.	54
Figura 43: Patrón de radiación en el plano E y H de las antenas DGS Vivaldi, LPDA y Vivaldi antipodal.....	55
Figura 44: Gráficas de ganancia de las antenas DGS Vivaldi, LPDA y Vivaldi antipodal...56	
Figura 45: Arreglo de configuración 2x2 de doble polarización para antenas de GPR	58
Figura 46: Resultados experimentales de los arreglos LPDA y DGS Vivaldi.....	59
Figura 47: Resultados experimentales del arreglo 2x2 de LPDAs para GPR de doble polarización.	60
Figura 48: Antena rectangular de referencia	62
Figura 49: (a) PML y (b) geometría del sistema compuesto por la antena, PML, aire y las 11 capas.....	63
Figura 50: Mesh del sistema compuesto por la antena, PML, el aire y las 11 capas o medios.....	64
Figura 51: Campo eléctrico normalizado en el eje X y los puntos de medición en metros a lo largo del eje -Y.....	64
Figura 52: Campo eléctrico de la antena a lo largo de las multicapas.....	65
Figura 53: Polarización cruzada de la antena a lo largo de las multicapas.....	66
Figura 54: Arreglo 2x2 de LPDAs para GPR de doble polarización con multicapas	66
Figura 55: Parámetros del arreglo 2x2 de LPDAs de doble polarización a lo largo de multicapas	67
Figura 56: Magnitud de campo eléctrico a lo largo de la cavidad multicapas	68

Introducción

Perú ostenta la distinción de ser el hogar de la civilización más antigua de América, Caral, cuenta una historia que abarca alrededor de 5000 años. El Perú, conocido por su rica herencia cultural, alberga en su región norte, cerca de Lima, sitios de gran importancia histórica que han capturado la atención de investigadores y académicos desde su descubrimiento inicial. Sin embargo, profundizar en la vida y estructuras sociales de los habitantes de Caral requiere una investigación arqueológica más detallada, el punto central ha sido la localización de los entierros. Además, la ubicación exacta del cementerio aún sigue siendo difícil de alcanzar; a esto se suma el hecho de que los expertos plantean que los restos están enterrados a profundidades superiores a los 10 metros.

Existen diferentes técnicas disponibles para la exploración arqueológica subterránea. Sin embargo, la antigüedad y la profundidad del cementerio hacen preferible el uso de metodologías no invasivas. El radar de penetración terrestre (GPR) es una opción adecuada, y ha demostrado ser eficaz en la prospección arqueológica y en investigaciones que requieren un enfoque discreto. Los sistemas GPR son muy prometedores para profundizar en la cultura de Caral-Supe. Sin embargo, el rendimiento del GPR puede variar debido a la complejidad de las condiciones del subsuelo, las configuraciones de las antenas, las técnicas de procesamiento de señales y otros factores ambientales. No obstante, es esencial reconocer la compensación inherente entre el alcance de penetración y la resolución en los sistemas de radar comerciales, lo que plantea un gran desafío que se ve magnificado por la importancia crucial de explorar esta ciudad venerada en la búsqueda de respuestas.

Con los años, la cultura Caral ha experimentado miles de inundaciones, contribuyendo a la formación de capas geológicas heterogéneas. El suelo multicapa agrega complejidad a la exploración GPR. Este problema requiere un estudio de las interacciones entre las ondas y el material para caracterizar los mecanismos de propagación de las ondas en medios multicapa y con pérdidas, que puede ayudar en el procesamiento de señales

del GPR. Diversos informes han abordado métodos de procesamiento y modelos diseñados para predecir y analizar el comportamiento de las señales emitidas por GPR en áreas de exploración que presentan complejidad y características de multicapa.

Se debe que considerar que durante etapas de selección y desarrollo de antena tanto los parámetros espaciales como de circuito se caracterizan en el espacio libre. Por ello, las características nominales de las antenas pueden no ser precisas, ya que deben medirse considerando las condiciones operativas reales del sistema GPR, así como las complejidades del medio multicapa característico del área bajo exploración, en este caso, la ciudad de Caral-Supe. Por lo tanto, existe un margen significativo para optimizar características relacionadas con el diseño de las antenas, como el ancho de banda y el acoplamiento entre las antenas. Estas mejoras son fundamentales para potenciar el procesamiento de señales en contextos geológicos específicos.

La presente investigación aplicada se enfoca en tres configuraciones distintas de antenas para la exploración GPR de doble polarización en el sitio arqueológico de Caral. Se realiza un análisis exhaustivo de los efectos que las capas del suelo ejercen sobre estas configuraciones de antena. Además, se caracterizan y comparan los parámetros principales del GPR, como el ancho de banda relacionado con el acoplamiento y la resolución del GPR, que son esenciales para el pos-procesamiento de las señales.

El objetivo de la tesis es determinar el impacto del diseño de antenas para GPR en la realización de un análisis comparativo de un arreglo 2x2 de doble polarización para modelo multicapas del subsuelo de la zona arqueológica de Caral. El análisis permite optimizar el diseño de las antenas para aumentar la profundidad de alcance y mejorar la resolución del GPR. Para alcanzar este fin, se utiliza el software Ansys HFSS en la optimización de las antenas de GPR, y así obtener un ancho de banda superior a 40 MHz con ganancias mayor a 4.5 dB. Una vez optimizadas, se implementan en el arreglo 2x2 y se analizan los resultados enfocándose en parámetros de acoplamiento y polarización cruzada.

Asimismo, la investigación busca contribuir al desarrollo de nuevos descubrimientos arqueológicos de la cultura peruana y en específico aportar en el descubrimiento del pasado histórico de la cultura Caral-Supe. En el ámbito tecnológico se busca contribuir en caracterizar antenas para GPR de doble polarización que operen a baja frecuencia y así, contribuir con futuros trabajos que mejoren la precisión en los resultados del pre-procesamiento y pos-procesamiento. Por lo cual, la investigación consta de cuatro etapas: diseño, optimización, caracterización, simulación y fabricación de antenas; así como el análisis y discusión de los resultados del GPR de doble polarización y la aplicación con las multicapas que simula el subsuelo de Caral.

Capítulo I. Parte introductoria del trabajo

En el presente capítulo se describe los lineamientos metodológicos de la tesis, los antecedentes bibliográficos y la realidad problemática. Asimismo, se presenta la formulación del problema y el planteamiento de una solución en el que se centra la investigación aplicada.

1.1 Generalidades

Las exploraciones de los centros arqueológicos en el Perú presentan dificultades y carencias, siendo una de ellas la ejecución de exploraciones invasivas generando daños a las estructuras, restos u objetos arqueológicos (Shady, 2006). Por lo tanto, los arqueólogos e investigadores necesitan herramientas tecnológicas que permitan realizar exploraciones que no generen daño a los restos arqueológicos en la investigación.

Actualmente, existen numerosos yacimientos arqueológicos en Perú que requieren ser explorados con el fin de preservar y recopilar información sobre el pasado del país. En el yacimiento arqueológico de Caral-Supe, situado al norte de Lima en la ciudad de Barranca en el Valle Supe, se encuentran realizando nuevas exploraciones de entornos que formaron parte de la ciudadela hace más de 5,000 años. Caral es la ciudad más antigua de América, conocida por albergar la primera civilización andina (Shady, 2006), y es considerada como patrimonio de la humanidad por la UNESCO.

A lo largo de los años, los efectos del cambio climático en la zona han provocado la acumulación de materiales con diversas propiedades electromagnéticas que cubren monumentos arqueológicos de Caral a profundidades superiores a 10 metros (Llamocca Huamaní, 2014).

Los dispositivos resonantes de radiofrecuencia tienen diversas aplicaciones en campos como la medicina, educación, ejército, industria aeroespacial y arqueología, entre otros. En el mundo de la arqueología, se están creando nuevos dispositivos que permiten la exploración no invasiva de yacimientos arqueológicos a profundidades superiores a 10 metros, como el radar de penetración terrestre o GPR por sus siglas en inglés.

1.2 Descripción del problema de investigación

Actualmente, el Perú presenta la problemática de realizar exploraciones arqueológicas no invasivas y que la localización de restos arqueológicos no sea precisa. En el Valle de Supe, cerca de la ciudad de Caral, se ha descubierto una antigua civilización de Caral (Shady, 1997). Esta civilización se encuentra debajo de suelo de Caral-Supe, debido al transcurso de los años y al clima del valle. Una solución a esta problemática es el GPR.

En la fabricación del GPR se debe considerar el tamaño de la antena a transportar, el diseño y el rango de frecuencia de operación. Estas características dependen de los requerimientos de la aplicación, tales como: la detección de minas antipersonales (Ledezma-Ríos, 2017), el estudio de estructuras patrimoniales (Genís Vinyals, 2014), detección de restos arqueológicos (Díaz, 2016), estudios geomorfológicos (Pinto, 2008), entre otros. Las restricciones que definen las antenas para GPR se estudian y modifican a lo largo de los años según las necesidades del análisis.

El Templo Mayor de la cultura Caral tiene una profundidad que oscila entre 18 a 20 metros, y templos como el Anfiteatro presenta una profundidad de 3.2 metros (Shady, 2003), requieren que las antenas del GPR operen a bajas frecuencias en la banda VHF/UHF con patrón de radiación directiva para obtener una mejor precisión en la resolución del objeto; además, es necesario que las antenas tengan un gran ancho de banda. La señal que recibe el GPR se distorsiona debido a que la onda se propaga a través de múltiples medios o multicapas en el suelo, la cual está sujeta a los fenómenos de absorción de energía electromagnética, refracción y reflexión producidos por las características electromagnéticas de los medios en el que se propaga la señal (Pozar, 2011).

1.3 Formulación del problema

1.3.1 Problema general

¿Cómo diseñar antenas de GPR para realizar de un análisis comparativo de un arreglo 2x2 de doble polarización para modelo multicapas del subsuelo de la zona arqueológica de Caral?

1.3.2 Problemas específicos

Los problemas específicos son:

- ¿Cómo diseñar antenas de GPR mediante la realización de un análisis comparativo de un arreglo 2x2 de doble polarización para un modelo multicapas del subsuelo de la zona arqueológica de Caral?
- ¿De qué manera se puede implementar las de antenas de GPR para realizar un análisis comparativo de un arreglo 2x2 de doble polarización?
- ¿Cómo se pueden evaluar los valores de los parámetros de las antenas analizando comparativamente en un arreglo 2x2 de doble polarización?
- ¿De qué manera se pueden evaluar los valores de los parámetros obtenidos analizando comparativamente un arreglo 2x2 de doble polarización en un modelo multicapas del subsuelo de la zona arqueológica de Caral?

1.4 Justificación e Importancia de la Investigación

La cultura Caral-Supe, una de las civilizaciones más antiguas de América, aún representa un misterio en la arqueología que está en proceso de descubrimiento de nuevas civilizaciones, entendimiento de la organización social, tecnología y relaciones con otras culturas precolombinas. Por lo cual, el uso del GPR se convierte en una herramienta crucial.

La disponibilidad de un sistema de GPR plenamente operativo es fundamental en el campo de los descubrimientos arqueológicos. Con la presente investigación se pretende contribuir en el conocimiento de la interacción entre elementos de antena para GPR en un entorno multicapa. De esta manera, se busca optimizar el sistema GPR para el subsuelo típico de zonas arqueológicas de la costa del Perú, el cual tiene el potencial de ampliar el

conocimiento sobre la cultura peruana, centrándose específicamente en desentrañar aspectos aún desconocidos de culturas como la Caral-Supe (Shady, 2003).

El desarrollo de técnicas avanzadas de procesamiento de señales es un componente de gran impacto en los resultados de mejora en la precisión y resolución de los datos obtenidos con el GPR. Para ello, es necesario optimizar etapas de hardware para las condiciones de operación multicapa. Asimismo, en la etapa en el cual el arreglo de antenas está en contacto con el subsuelo, las características de operación dependen del material que se encuentra en el campo cercano y lejano; Por lo tanto, es importante identificar si la antena a utilizar presenta una resistencia a la variación en los resultados de los parámetros cuando esta opera en una cavidad de multicapas. En tal sentido, permite caracterizar las antenas del GPR de doble polarización que operen a bajas frecuencias con un ancho de banda superior a 40 MHz. Una adecuada caracterización de estas antenas no solo mejora la capacidad de detección del GPR, sino que también contribuye significativamente a futuras investigaciones en los campos de la ingeniería, arqueología y la geología.

La utilización de las señales GPR, que penetra a lo largo de múltiples capas, permite realizar un análisis en profundidad del subsuelo de la zona arqueológica de Caral-Supe. La capacidad de estas señales para penetrar diferentes capas es fundamental, ya que proporciona una visión tridimensional de las estructuras y artefactos enterrados. En general, se espera que la investigación contribuya de forma significativa al campo de la arqueología, aportando nuevos conocimientos sobre la antigua cultura de Caral.

1.5 Objetivos del estudio

1.5.1 Objetivo general

Diseñar antenas de GPR para realizar un análisis comparativo de un arreglo 2x2 de doble polarización para modelo multicapas del subsuelo de la zona arqueológica de Caral.

1.5.2 Objetivos específicos

Los objetivos específicos son:

- Diseñar antenas de GPR mediante la realización de un análisis comparativo de un arreglo 2x2 de doble polarización para un modelo multicapas del subsuelo de la zona arqueológica de Caral.
- Implementar las antenas de GPR para realizar un análisis comparativo de un arreglo 2x2 de doble polarización.
- Evaluar los valores de los parámetros de las antenas analizando comparativamente en un arreglo 2x2 de doble polarización.
- Evaluar los valores de los parámetros obtenidos analizando comparativamente un arreglo 2x2 de doble polarización para un modelo multicapas del subsuelo de la zona arqueológica de Caral.

1.6 Antecedentes investigativos

En Perú, los GPR han sido fundamentales para explorar y analizar suelos en zonas de importancia histórica. Un ejemplo es el estudio de los suelos de Machu Picchu (Mamani, 2005), donde los GPR revelaron secretos ocultos y aportaron a una comprensión más profunda de esta séptima maravilla del mundo. Asimismo, las técnicas avanzadas de GPR se han aplicado en los asentamientos de la cultura Pachacamac, descubriendo restos arqueológicos (Bray, 2015), facilitando investigaciones más profundas y menos invasivas. En este contexto, el GPR ha facilitado una investigación más profunda y menos invasiva, permitiendo a los arqueólogos e investigadores obtener conocimientos valiosos sobre las antiguas civilizaciones que una vez habitaron en el Perú.

El desarrollo continuo de técnicas y metodologías orientadas a predecir y analizar las señales de la antena GPR en substratos que simulan las condiciones del suelo de Caral-Supe, permiten un análisis exhaustivo de cómo las propiedades del medio como la composición del suelo y las variaciones geológicas afectan la propagación de las señales, considerando fenómenos como reflexión, refracción y difracción de la onda (Churio, 2010).

Investigadores destacados en el campo del GPR y las tecnologías asociadas han realizado contribuciones para mejorar la precisión y efectividad de la adquisición de datos subterráneos. Chuew han contribuido con el desarrollo de algoritmos para ondas planas no homogéneas en medios multicapas, esencial para adaptar las técnicas a condiciones geológicas complejas (Chuew, 2001). Asimismo, Mosig y Melcon se han enfocado en técnicas eficientes para evaluar las funciones de Green en medios estratificados (Brand, 1997), mejorando la precisión en la interpretación de datos en estructuras geológicas multicapas.

Los avances en GPR son esenciales para mejorar la capacidad de identificar y comprender como las posibles interferencias de naturaleza interna pueden afectar la adquisición de los datos del GPR (Gao, 2019). Estas investigaciones en la mejora de las metodologías y tecnologías en la exploración subterránea, aseguran datos de mayor calidad y precisión, y una mejor comprensión e interpretación de los entornos geológicos estudiados.

Capítulo II. Marco teórico y conceptual

En el presente capítulo se describen los fundamentos del marco teórico y conceptual, los cuales permitirán la comprensión de la metodología empleada desde una perspectiva técnica y científica.

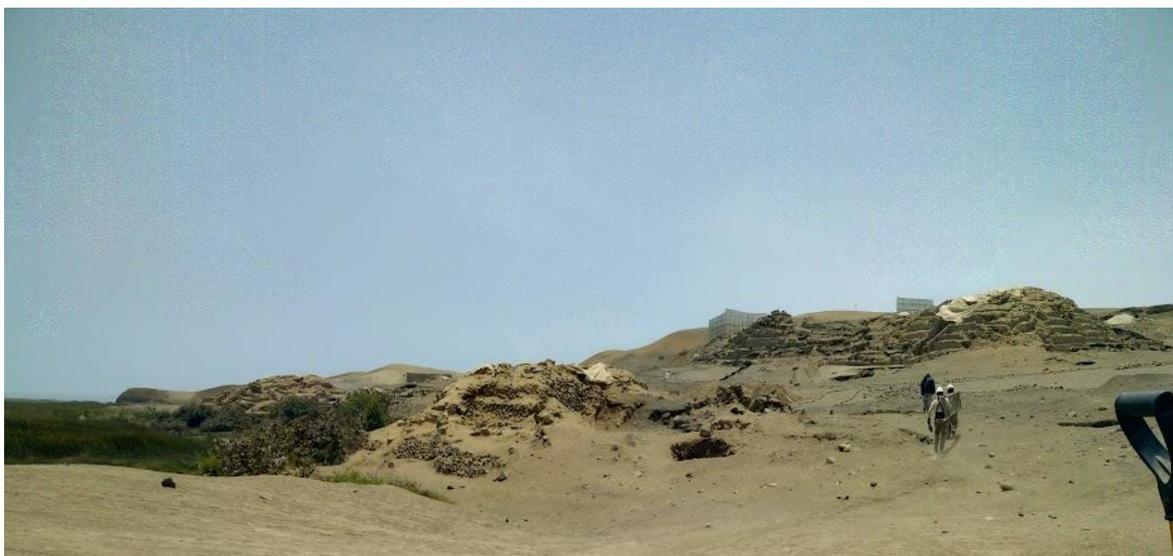
2.1 Marco teórico

2.1.1 Cultura de la civilización Caral-Supe

La cultura de Supe-Caral es la civilización más antigua de América y declarada por la UNESCO como patrimonio cultural de la humanidad. Caral se desarrolló hace aproximadamente 5,000 años en la región del valle de Supe, ubicada en en la costa norte de la actual provincia de Barranca, Lima - Perú (Shady, 2006). Supe es una región de valle costera estratégica que proporcionaba a la población de alimentación de recursos marinos y de tierras fértiles para la agricultura, como se muestra en la figura 1.

Figura 1

Civilización de la cultura Caral-Supe



Nota: Fotografía tomada el Caral-Supe, 2019.

La civilización Caral presenta complejos arquitectónicos que hasta la fecha se sigue restableciendo a cargo de la arqueóloga Ruth Shady. Estos complejos son impresionantes

visualmente y muestran en su estructura un alto grado de planificación urbana de la época, destacándose estructuras como la Pirámide Mayor, la Pirámide Menor, el Anfitero, entre otros. Asimismo, estos complejos se utilizaban con fines religiosos y rituales, dado que se han encontrado objetos ceremoniales y ofrendas en las estructuras (Shady, 1997). La presencia de plazas cívicas y complejos residenciales indican una organización compleja. Se cree que Caral-Supe presentaba una estructura social jerarquizada con una estratificación social, donde algunos pobladores desempeñaban roles más importantes y gozaban con mayores privilegios. Esto se evidencia en la ocupación de estructuras más grandes y habitaciones con mayor decoración que otros, lo que indica su estatus dentro de la sociedad.

La civilización de Caral-Supe practicaba una agricultura avanzada y bien organizada para la época, cultivaban maíz, algodón y frijoles. Cerca de la ciudad se han encontrado terrazas agrícolas y sistemas de irrigación, evidenciando de una gestión eficiente en la producción de los alimentos. Asimismo, hay indicios de que la civilización realizaba escritura rudimentaria, pues se han encontrado símbolos y registros que sugieren el desarrollo de una forma de escritura rudimentaria (Shady, 2007). Un ejemplo es el uso del Quipu, es un sistema de nudos, que fue usado por civilizaciones de Supe para registrar información. El Quipu es considerado una tecnología avanzada que muestra cómo esta civilización registraba y se comunicaba en la región.

2.1.2 La arqueología y GPR

En el campo de la arqueología, el GPR es utilizado para la identificación y el análisis de restos arqueológicos que están enterrados como muros, edificaciones antiguos, cementerios, entre otros. El GPR utiliza un método no invasivo, sin destruir y protegiendo los sitios de investigación (Michelsen, 2008). Un caso de aplicación del GPR en la arqueología fue el estudio de caso en Kedah, Malasia, el cual demostró efectividad del GPR en la prospección arqueológica, lo cual permitió el descubrimiento y análisis de características arqueológicas sin necesidad de ejecutar técnicas invasivas de excavación.

En Italia, un proyecto empleó un GPR en el campo de la arqueología, que se basó en la evaluación de la aplicabilidad y efectividad del análisis de atributos del GPR para la arqueología, probando el análisis en datos del GPR y destacando su valor para descubrimientos arqueológicos significativos en el subsuelo (Zhao, 2013). Por otro lado, en España, el estudio del Palacio del Real basado en la realización del análisis acoplado los resultados gráficos del GPR con un plano topográfico de la zona de estudio, permitió una interpretación más precisa y detallada de los restos arqueológicos presentes en el lugar (Broseta, 2010). Por lo cual, el GPR ayuda a identificar y mapear estructuras de Caral-Supe utilizando el método no invasivo, el cual ofrece una visión detallada de los patrones de asentamiento y construcción.

2.1.3 Caracterización de Antenas GPR

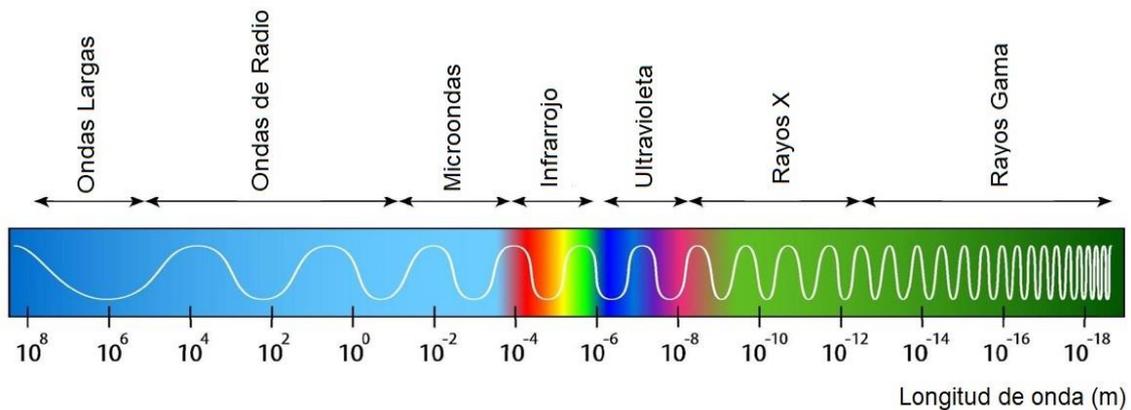
Las antenas del GPR son fundamentales para definir la calidad y precisión de los datos que se recopila durante las investigaciones o exploraciones. La definición de la frecuencia de trabajo de la antena es fundamental, pues a frecuencia baja el GPR proporciona mayor profundidad de penetración, pero menor resolución y a alta frecuencia proporciona mayor resolución, pero menor profundidad de penetración. Además, los parámetros de las antenas del GPR influyen en la detección en entornos con multicapa, ayudando a identificar y caracterizar objetos enterrados en el subsuelo. Por lo cual, la caracterización de las antenas es importante, pues influye directamente en la resolución y profundidad de penetración de las ondas.

Onda Electromagnética. Las ondas electromagnéticas (OEMs) son la combinación de ondas de campo eléctrico y campo magnético, producidas por cargas en movimiento generando una interdependencia entre los campos eléctricos y magnéticos. Las OEMs oscilan en planos perpendiculares entre sí, y a su vez son perpendiculares a la dirección de propagación de la onda (Pozar, 2011). En el vacío las OEMs se propagan a una velocidad constante c de $3 \cdot 10^8$ km/s. Cuando la OEM se propaga en un medio diferente al vacío, la velocidad dependerá de la permeabilidad y permitividad del medio en el que

viaja la onda, a una velocidad de $v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$. Las OEMs se propagan dentro de todo el espectro radioeléctrico como se observa en la figura 2.

Figura 2

Espectro electromagnético (EM)



Nota: Creative commons.

Se visualiza el rango de microondas que se encuentra entre los 50 MHz y 50 GHz. Dentro de esta banda, operan los radares de penetración terrestre que trabajan en la banda de VFH/UHF que va de 50 MHz a 1 GHz.

Permeabilidad Magnética (μ). La permeabilidad de un medio es una medida de su capacidad para atraer campos magnéticos. En el vacío, el parámetro se expresa como $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$. Sin embargo, cuando se trata de otros medios, el valor de la permeabilidad relativa μ_r varía por el tipo de medio. La mayoría de los medios que se encuentran en el subsuelo tienen valores de permeabilidad compleja próximos a la unidad, y sus componentes imaginarias tienden a ser cero.

Permitividad Eléctrica (ϵ). La permitividad eléctrica se define como el parámetro del medio cuando se ven afectados por el campo eléctrico. Ésta puede tomar valores reales o complejos, según las condiciones del medio. La permitividad eléctrica en el vacío a una temperatura de 25°C es $8.85 \cdot 10^{-12} \text{ C}^2/\text{m}\cdot\text{F}$ (David Griffiths, 2021). La permitividad compleja se utiliza para describir las características eléctricas de las sustancias y definida en función

de la conductividad del medio σ y la frecuencia angular ω . Esta permitividad está definida por $\varepsilon = \varepsilon_r - i\left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0}\right)$ (RU-UIT , 2017).

Para calcular la permitividad eléctrica absoluta de un material, se multiplica la permitividad relativa ε_r por la permitividad del espacio libre ε_0 , que se denota por $\varepsilon = \varepsilon_r\varepsilon_0$.

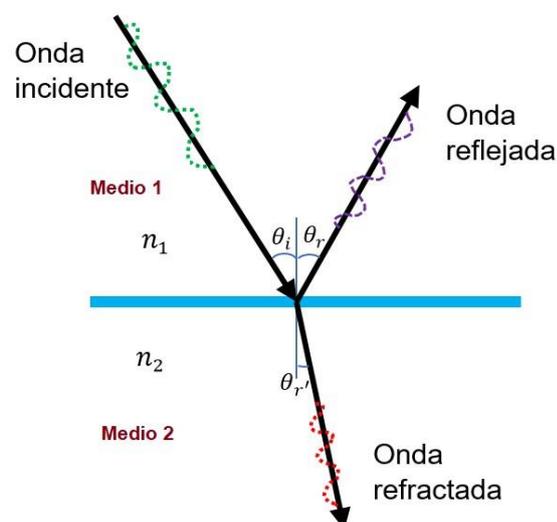
Conductividad (σ). El flujo de corriente eléctrica en un medio se debe al movimiento de cargas, la medida se define como conductividad. La unidad de medida es S/m en S.I. es omhs/metro. Los materiales en función de la permitividad compleja se clasifican en tres tipos, los cuales son los siguientes.

- ✓ Materiales conductores, $\sigma \gg \varepsilon$
- ✓ Materiales aislantes, $\sigma = 0$
- ✓ Materiales semiconductores, $0 < \sigma \ll \varepsilon$.

Reflexión, refracción y transmisión de una OEM. Cuando las ondas inciden sobre sustratos dieléctricos se producen reflexiones y refracciones al transmitirse parte de la onda. La onda incidente refleja/incide contra una superficie que es un límite entre dos medios con velocidades de propagación diferentes, y parte de la onda se transmite como resultado de la refracción y la reflexión (Pozar, 2011).

Figura 3

Transmisión de una onda electromagnética al incidir del medio 1 al medio 2



El caso más común del fenómeno de refracción se muestra en la figura 3. Este fenómeno se caracteriza por un cambio en la dirección de la onda cuando pasa de un medio a otro. La onda incidente al llegar a la frontera genera con la normal un ángulo θ_i , que es el mismo ángulo de la onda reflejada ($\theta_i = \theta_r$). Además, θ_t es el ángulo que forma la onda refractada. El índice de refracción del medio 1 es n_1 y n_2 es el índice de refracción del medio 2.

La ley de Snell es una expresión matemática del fenómeno físico de la refracción de la luz, que se produce cuando una onda EM pasa de un medio a otro. Esta ley describe la relación entre la onda incidente, la onda reflejada y la onda transmitida, que dependen de los ángulos de incidencia y refractancia, así como de las propiedades electromagnéticas de los medios o materiales. Los ángulos de incidencia y refractancia pueden calcularse con la ley de Snell (Pozar, 2011), que establece que la multiplicación del índice de refracción del medio por el seno del ángulo de incidencia es constante, dada por la ecuación (1).

$$n_1 \sin \theta_i = n_2 \sin \theta_t \quad (1)$$

Donde n_1 es el índice de refracción del medio de la onda incidente, θ_i es el ángulo de incidencia, n_2 es el índice de refracción del medio de la onda refractada y θ_t es el ángulo de transmisión de la onda refractada.

Transmitancia y Reflectancia. La transmitancia (T) y la reflectancia (R) son dos importantes propiedades ópticas que describen la interacción de la luz con un medio dieléctrico. Estas propiedades pueden representarse con precisión mediante ecuaciones matemáticas. La transmitancia es la relación entre el flujo o potencia transmitida y el flujo incidente, y se representa por la ecuación (2) (Balanis, 2012).

Donde P_t y P_i representan la potencia transmitida y la potencia incidente, mientras

$$T = P_t / P_i = I_t / I_i \quad (2)$$

que I_t y I_i representan el flujo transmitido y el flujo incidente, respectivamente.

La reflectancia (R) es la fracción de luz incidente que se refleja en la superficie del medio dieléctrico o el cociente entre la potencia reflejada y la potencia incidente, como se representa en la ecuación (3).

$$R = P_r/P_i = I_r/I_i \quad (3)$$

Donde P_r es la potencia reflejada, mientras que I_r es la intensidad de la luz reflejada.

La ley de conservación de la energía establece que la energía no se puede crear ni destruir, pero puede transformarse de una forma a otra. Esta ley también se aplica a la luz, lo que significa que la cantidad total de luz que incide sobre una superficie debe ser igual a la cantidad total de luz que sale de la superficie. Por ello la suma de la transmitancia y la reflectancia debe ser igual a 1, expresado por la ecuación (4).

$$T + R = 1 \quad (4)$$

La transmitancia (T) y la reflectancia (R) en un medio dieléctrico pueden calcularse con la ley de Snell:

$$T = \frac{2n_2 \cos \theta_t}{n_1 \cos \theta_i + n_2 \cos \theta_t} \quad (5)$$

$$R = \frac{n_1 \cos \theta_i - n_2 \cos \theta_t}{(n_1 \cos \theta_i + n_2 \cos \theta_t)^2} \quad (6)$$

Parámetros de dispersión S. El parámetro S se define como la relación entre la potencia de entrada y la potencia de salida entre puertos o terminales y es utilizado en el análisis de circuitos de microondas. Es decir, es una medida de la eficacia con la que un sistema transfiere potencia de un puerto a otro.

La matriz del parámetro S suele representarse como una matriz de 2x2, en la que cada elemento representa una de las cuatro posibles trayectorias de la señal entre los puertos de entrada y salida. Esta matriz puede utilizarse para calcular una serie de métricas

de rendimiento importantes para un dispositivo, como la pérdida de retorno y la pérdida de inserción.

En la figura 4 se observa que el parámetro S_{21} representa la potencia transferida del puerto 1 al puerto 2; S_{11} , representa la potencia reflejada 1 que se entrega al puerto 1; S_{12} representa la potencia reflejada 2 que se entrega al puerto 1 y S_{22} representa la potencia reflejada 2 que se entrega al puerto 2.

Figura 4

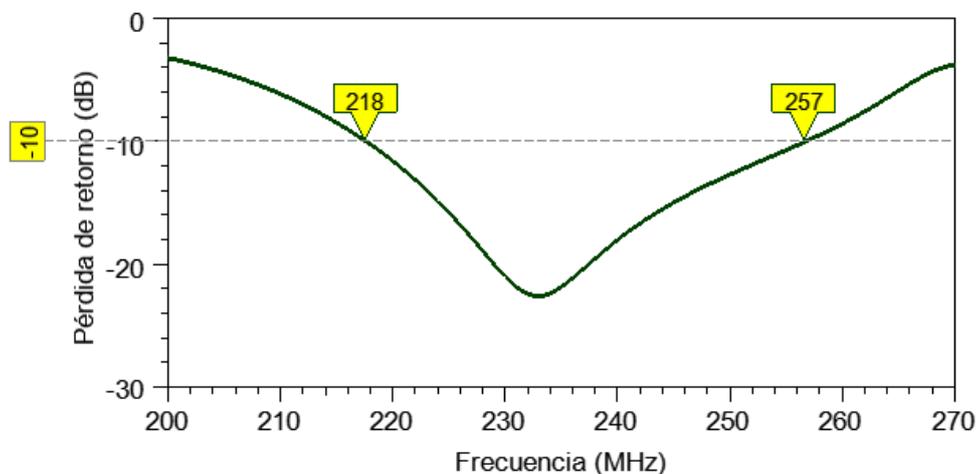
Parámetro de dispersión de la onda incidente y onda reflejada en los puertos 1 y 2



Ancho de Banda (BW). El ancho de banda de una antena se define como el rango de frecuencias en el cual la antena opera de manera óptima. Para calcular el ancho de banda, se utiliza como referencia la curva de pérdida de retorno en el parámetro de dispersión, considerando los valores de pérdida de retorno menores a -10 dB, como se muestra en la figura 5. Para este ejemplo el ancho de banda es de 119 MHz.

Figura 5

Pérdida de retorno indicando el límite de potencia de -10 dB



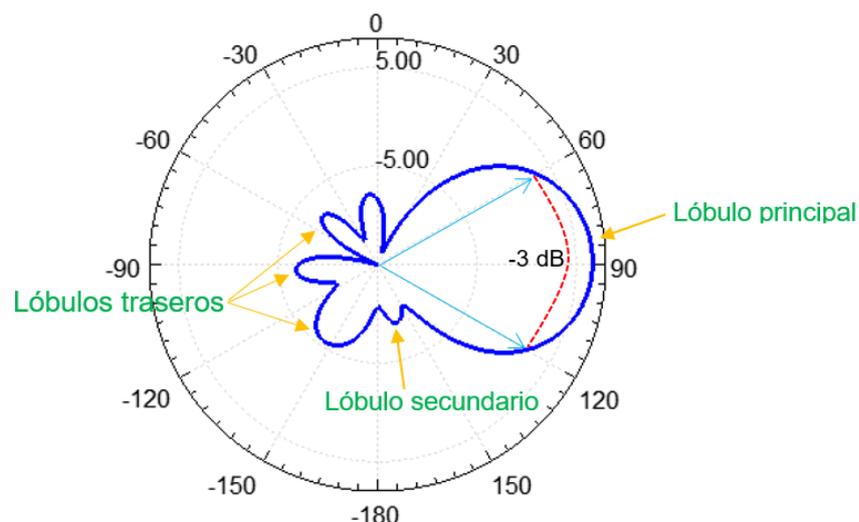
El ancho de banda tiene una relación directa con la resolución del GPR. A mayor ancho de banda, la resolución será mejor.

Patrón de Radiación. El patrón de radiación de una antena es representado como una gráfica tridimensional de la energía radiada, como se muestra en la figura 6. Los parámetros del patrón de radiación, son los siguientes:

- ✓ Dirección de apuntamiento, es la dirección de máxima radiación, es la misma que del lóbulo principal.
- ✓ Lóbulo principal, es el margen angular en torno a la dirección de máxima radiación. Está comprendido entre dos mínimos relativos.
- ✓ Lóbulos secundarios, son lóbulos menores de máximos relativos, de valores menores al lóbulo principal.
- ✓ Ancho de haz (HPBW), es el margen angular de direcciones en las que el diagrama de radiación de un haz toma el valor de la mitad del máximo.
- ✓ Relación Front to Back (F/B), es el cociente en dB entre el valor de máxima radiación y en sentido opuesto.

Figura 6

Patrón de radiación, lóbulo principal, lóbulos secundarios y lóbulos traseros



Directividad (D). La directividad de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia máxima radiada y la densidad de potencia que radiaría una antena

isotrópica. Para las antenas que poseen un único lóbulo principal y lóbulos secundarios, la directividad aproximada se puede calcular a partir del HPBW en azimut y elevación a -3 dB en los dos planos principales del diagrama de radiación (Daniels, 2004), como se visualiza en la ecuación siguiente.

$$D = \frac{4\pi}{\theta_A \theta_E} \quad (7)$$

Donde, θ_A es HPBW azimut a -3 dB y θ_E es HPBW de elevación a -3 dB. El HPBW es el ángulo conformado por los puntos ubicados a -3 dB del lóbulo principal del patrón de radiación.

Ganancia (G). La ganancia es el parámetro que indica la máxima densidad de potencia radiada en cierta dirección $U_{(\theta,\phi)}$, dependiendo del patrón de radiación, por lo que depende de la directividad (Daniels, 2004). Además, la ganancia depende del diseño y tamaño de la antena. La ganancia de una antena G , se calcula utilizando la ecuación (8), donde D es la directividad y k es una constante numérica.

$$G = kD \quad (8)$$

Radar de Penetración Terrestre (GPR). El GPR es una herramienta geofísica y mediante las señales electromagnéticas crea representaciones virtuales de estructuras subterráneas.

El GPR está constituido por unidades de radar con antenas transmisoras y receptoras. Estas antenas, caracterizadas por diferentes frecuencias emiten señales electromagnéticas. Las frecuencias más altas proporcionan una resolución más detallada y con una profundidad de penetración menor en el subsuelo, mientras que las frecuencias más bajas alcanzan mayores profundidades y a su vez esto genera una resolución más baja. El GPR emite pulsos de OEMs hacia el subsuelo a través de la antena emisora. Estas ondas emitidas penetran en el suelo y al encontrar diferentes materiales y por las condiciones de contorno, parte de la onda se refleja hacia el GPR y la otra parte se transmite. La antena receptora registra las ondas reflejadas y la utiliza para obtener

información sobre la profundidad, la ubicación del objeto y las características de las interfaces (Daniels, 2004).

El GPR está compuesto por arreglo de antenas de transmisión y recepción de OEMs, sistemas de control, almacenamiento de datos en el procesamiento e identificación de resultados. La mayor parte de las antenas para GPR han sido diseñadas para operar con un ancho de banda similar a su frecuencia central y duración inversamente proporcional a su centro de frecuencias. Entre los parámetros que caracterizan un GPR son la atenuación, alcance de profundidad, resolución de espacial, y propagación en multicapas, entre otros.

Atenuación. La constante de atenuación para un GPR se expresa en términos de la velocidad de propagación de las OEMs y la frecuencia de la señal u onda transmitida. Por lo tanto, la constante de atenuación representa la disminución de la amplitud de la señal a medida que se propaga a través de un medio. La constante de atenuación es directamente proporcional con la frecuencia de la señal y la permitividad del medio, y disminuye con la velocidad de propagación de la señal. En general, los materiales con una alta conductividad eléctrica y una alta permitividad relativa tienden a tener una mayor atenuación de la señal del GPR. La ecuación de la constante de atenuación es la siguiente.

$$\alpha = \frac{4\pi f \varepsilon_0 \varepsilon_r}{c} \quad (9)$$

Donde α es la constante de atenuación (Np/m), f es la frecuencia de la señal u onda (Hz), c es la velocidad de la luz en el vacío que es igual a $3 \cdot 10^8$ m/s.

Alcance de Profundidad (δ). El skin depth o alcance de profundidad se define como la distancia que la onda debe viajar en un medio dieléctrico para reducir su valor de amplitud a 36.8% de su amplitud original (Balanis, 2012). La ecuación del alcance de profundidad es la siguiente.

$$\delta = \frac{1}{\omega\sqrt{\mu\varepsilon}(0.5\sqrt{1 + \sqrt{\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}} - 1})^{0.25}} \quad (10)$$

Donde ω es la frecuencia angular ($2\pi f$), f es la frecuencia de trabajo de la antena, μ es la permeabilidad del medio dieléctrico, ε es la permitividad del medio y σ es la conductividad del medio.

Resolución de espacial. La resolución del GPR es la capacidad para distinguir objetos que estén dentro del rango del radar. La resolución depende del ancho de banda, por lo que a un aumento de esta mejora la resolución espacial del GPR. La ecuación de resolución de profundidad está dada por la siguiente ecuación (Daniels, 2004).

$$\Delta r = \frac{v}{2BW} \quad (11)$$

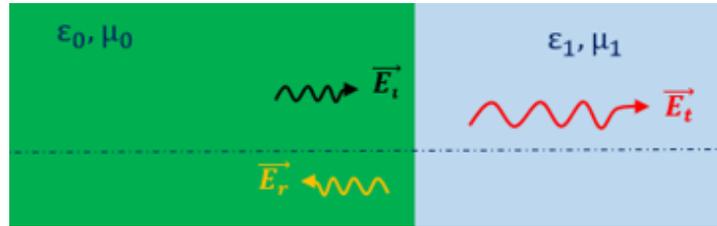
Donde, Δr es la resolución espacial, v es la velocidad en el medio, y BW es el ancho de banda de la señal emitida por el GPR.

Propagación en Multicapas. Los GPR de doble polarización permiten distinguir múltiples capas del subsuelo, con una mejor resolución y alcance de penetración.

De las ecuaciones de Maxwell en la teoría del electromagnetismo, descrito en el anexo 1, para el estudio de la propagación de OEMs en medios homogéneos con características definidas como la permitividad, permeabilidad y conductividad, son necesarias para describir el comportamiento de la onda que se propaga en un medio (Pozar, 2011). Si la señal electromagnética se propaga de un medio 1 a un medio 2, parte de esta señal propagada se transmite y otra parte se refleja. Las señales reflejadas y transmitidas dependen del coeficiente de reflexión y coeficiente de transmisión, respectivamente. En la figura 7 se muestra el comportamiento de la onda cuando pasa de un medio con permitividad ε_0 a un medio con permitividad ε_1 .

Figura 7

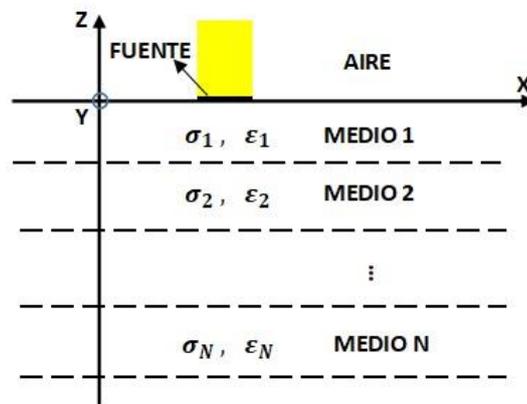
Onda transmitida, reflejada y refractada para los medios 1 y 2



La propagación de la señal incidente a lo largo de múltiples capas dependerá de la impedancia en los medios (Pozar, 2011) y el análisis del parámetro S en un punto de la cavidad de la guía de onda. La cavidad hace referencia a la profundidad de las multicapas en conjunto, como se muestra en la figura 8. La aplicación de exploración con GPR de doble polarización en la zona de Caral-Supe es esencial para entender las distintas fases de ocupación y uso del suelo a lo largo del tiempo.

Figura 8

Diagrama bi-dimensional de multicapas



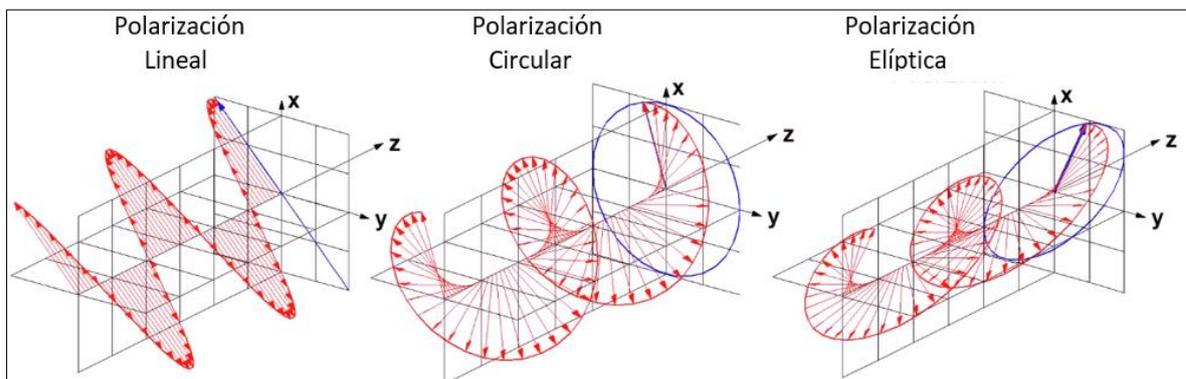
Donde $\epsilon_1, \epsilon_2, \dots, \epsilon_N$ son las permitividades relativas y $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_N$, para los medios 1, 2, ..., N.

Polarización. La polarización del GPR de doble polarización depende del diseño y arreglo espacial de las antenas, y consiste en que se transmiten y reciben ondas electromagnéticas en dos orientaciones perpendiculares, mejorando la detección del objeto. Los tipos de polarizaciones se deben a la rotación de la dirección del campo

eléctrico a través del tiempo o por el cambio de la magnitud resultante, generado polarizaciones lineales, circular y elíptica, como se muestran en la figura 9.

Figura 9

Tipos de polarización de ondas electromagnéticas con polarización lineal, polarización circular y polarización elíptica



Nota: Creative commons.

La co-polarización (co-pol) se define como la polarización de referencia y la polarización cruzada (cross-pol) es la polarización ortogonal a la referencial (Santillán-Haro, 2018). Si los campos de una antena están polarizados horizontalmente, la polarización cruzada es vertical. Si es polarizada circularmente a la derecha (RHCP), la polarización cruzada está polarizada circularmente a la izquierda (LHCP).

2.1.4 Contribución a la arqueología y futuras investigaciones

El desarrollo de la investigación de la arqueología con la ingeniería desentraña civilizaciones antiguas como Caral-Supe. A medida que profundizamos en el estudio de estas antiguas culturas, descubrimos que hay mucho más que aprender y comprender sobre su modo de vida, sus costumbres, sus creencias y sus interacciones con otras civilizaciones.

Integrando las disciplinas de arqueología e investigación, se obtiene una comprensión más completa del pasado y de cómo ha conformado el presente. Con este conocimiento, se puede seguir aprendiendo del pasado y utilizarlo para fundamentar las decisiones en el presente y el futuro de la arqueología sin dañar o causar daños a los objetos a investigar. Asimismo, se puede inspirar a investigadores para que adopten

enfoques de investigación similares, fusionando tecnología y arqueología para desentrañar los misterios del pasado.

2.2 Marco conceptual

2.2.1 *Ground Penetrating Radar (GPR)*

El GPR es una herramienta geofísica y mediante las señales electromagnéticas crea representaciones virtuales de estructuras subterráneas (Michelsen, 2008). Este radar, trabaja con ondas electromagnéticas enviadas hacia el subsuelo para obtener imágenes y características de objetos.

2.2.2 *Zona arqueológica de Caral-Supe*

La cultura de Caral-Supe está ubicada en la costa del valle de Supe en la provincia de Barranca, Lima-Perú (Shady, 2006). La cultura Caral es considerada como la civilización más antigua de América y patrimonio mundial por la UNESCO. Esta cultura presenta complejos arquitectónicos imponentes y muestran en su estructura un alto grado de planificación urbana de la época que fueron utilizados con fines religiosos y una estructura social jerarquizada con una estratificación social (Shady, 1997).

La cultura Caral fue una sociedad avanzada para su época de desarrollo científico y tecnológico que a su vez fue transmitida a culturas vecinas. Sus habitantes intercambiaban recursos, bienes y conocimientos con la civilización de la sierra, costa y la selva (National Geographic, 2019).

2.2.3 *Estudio de estructuras y objetos enterrados en la arqueología*

El estudio estructuras es realizado por los arqueólogos y se basa en el proceso de investigación y excavación de restos que han sido sepultados debajo del suelo, sedimentos, cenizas, entre otros, con la finalidad de descubrir y comprender las culturas pasadas, sus costumbres, tecnologías y modos de vida de las civilizaciones.

2.2.4 *Suelo de la costa de peruana*

La costa peruana presenta relieve llano o plano con colinas bajas, de los cuales las principales son las pampas, desiertos, las dunas, las lomas, los tablazos, los esteros, las

colinas, los valles costeros, entre otros; como se detalla en el proyecto de la INEI del gobierno peruano (INEI - ASPECTOS GEOGRAFICOS DEL PERU).

2.2.5 Polarización de una antena

La polarización de una antena se define como una onda electromagnética radiada en una dirección determinada que describe la dirección variable y la magnitud relativa del vector de campo eléctrico a lo largo del tiempo (Balanis, 2016).

La polarización se puede clasificar como lineal, circular o elíptica. Si el vector que describe el campo eléctrico siempre está dirigido a lo largo de una línea, la polarización es lineal. Si el vector que describe el campo eléctrico traza una elipse en el espacio, la polarización es elíptica. Por último, si el vector de campo eléctrico traza un círculo en función del tiempo, la polarización es circular.

2.2.6 Polarización cruzada

La polarización cruzada es un fenómeno que ocurre en la transmisión de la señal u onda que emite la antena. Este fenómeno ocurre cuando una antena que está diseñada para recibir o transmitir una polarización específica, ya sea horizontal o vertical, recibe o transmite una señal significativa en una polarización perpendicular a la dirección de la señal transmitida (Santillán-Haro, 2018).

2.2.7 Caracterización de una antena

La caracterización de una antena es el proceso de optimizar el rendimiento de una antena, el cual implica evaluar y medir los parámetros para garantizar que funcione según los requerimientos del sistema. Durante la caracterización, se examinan parámetros y características de una antena, tales como la ganancia, el patrón de radiación, el ancho de banda, la polarización, front-to-back e impedancia.

2.2.8 Software de Simulación

En la simulación de los prototipos del diseño de la antena, el arreglo de antenas de doble polarización y multicapas, se emplearon dos softwares de radiofrecuencia las cuales son COMSOL Multiphysics y Ansys HFSS.

COMSOL Multiphysics es una herramienta de modelado y análisis para simular virtualmente de fenómenos físicos como transferencia de calor, movimiento de fluidos, electromagnetismo y mecánica estructural, entre otros. Este software trabaja sobre un sistema de Ecuaciones Diferenciales Parciales - PDE (COMSOL Multiphysics® Software - Understand, Predict, and Optimize).

ANSYS HFSS es un software de simulación electromagnética 3D de análisis multi-físico para diseñar y simular productos electrónicos de alta frecuencia como antenas, conjuntos de antenas, componentes de RF o microondas, entre otros. Este programa que trabaja con elementos finitos da solución a sistemas estáticos/cuasi-estáticos (Ansys HFSS | 3D High Frequency Simulation Software).

Capítulo III. Desarrollo del trabajo de investigación

En este capítulo se describen el desarrollo del diseño, optimización y caracterización de tres tipos de antenas para GPR. Asimismo, se presentan los resultados de simulación de las antenas y los resultados de la fabricación de las antenas.

3.1 Antena DGS Vivaldi

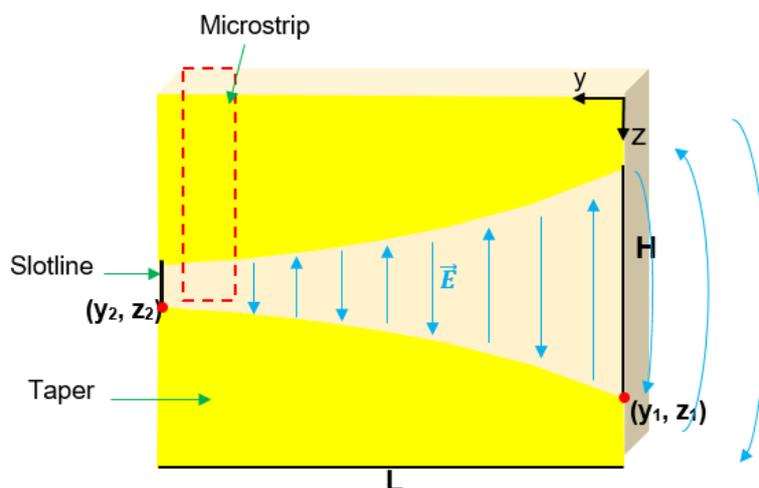
La antena Vivaldi (Gibson, 1979) fue diseñada para producir un haz simétrico en la salida y mantener los lóbulos laterales pequeños. La antena está compuesta por dos placas metálicas llamada *taper* con apertura exponencial, seguida de una ranura uniforme terminada en una cavidad. Asimismo, entre ambas placas metálicas se encuentra el sustrato.

3.1.1 Apertura exponencial

La geometría del *taper* determina la frecuencia de trabajo mínima para la antena Vivaldi. Además, Conseguir un patrón de radiación más directivo implica que la dimensión de la antena tenga como ancho H y alto L , longitudes de onda mayor a λ y $\lambda/2$, respectivamente. Con un ancho de apertura $H < \lambda_0/2$, la onda es guiada por la ranura de la antena Vivaldi. El diseño de una antena Vivaldi genérica se muestra en la figura 10.

Figura 10

Apertura exponencial y transmisión Slotline-microstrip de una antena Vivaldi



Los límites de apertura del *taper* se definen por las ecuaciones (12)(13)(14)(15) exponenciales (Nurhayati, 2019).

$$C_1 = \frac{z_2 - z_1}{e^{-Ry_2} - e^{-Ry_1}} \quad (12)$$

$$C_2 = \frac{z_1 e^{-Ry_2} - z_2 e^{-Ry_1}}{e^{-Ry_2} - e^{-Ry_1}} \quad (13)$$

$$Z = C_1 e^{RY} + C_2 \quad (14)$$

$$z_2 \geq Z \leq z_1 \quad \wedge \quad y_1 \geq Y \leq y_2 \quad (15)$$

Donde C_1 y C_2 son constantes, Z y Y son las longitudes de la apertura inicial y final de la antena, y R es la tasa de apertura de la curva exponencial, y si consideramos $R = 0$, la forma de apertura sería lineal constante.

3.1.2 Transición Microstrip-Slotline

Una transmisión *slotline-microstrip* consiste en una ranura grabada en una cara del sustrato, atravesada por una línea microstrip en circuito abierto que está localizada perpendicularmente en la otra cara del sustrato (Tovar Torres, 2014) como se muestra en la figura 10.

Es importante el diseño óptimo para una transición *microstrip-slotline*, dado que influye en los resultados del ancho de banda de la antena. Las principales características de las líneas *slotline* y *microstrip* son:

- ✓ El *slotline*, es el elemento imprescindible para acoplar la potencia a la parte radiante y consta de una ranura uniforme que termina en una cavidad. Parte de la radiación depende de la forma exponencial de la apertura de la cavidad.
- ✓ El *slotline* uniforme, forma parte de la transición y es donde se acopla la potencia.
- ✓ La cavidad forma parte de la transición y su geometría depende del diseño de la transición *microstrip-slotline*.

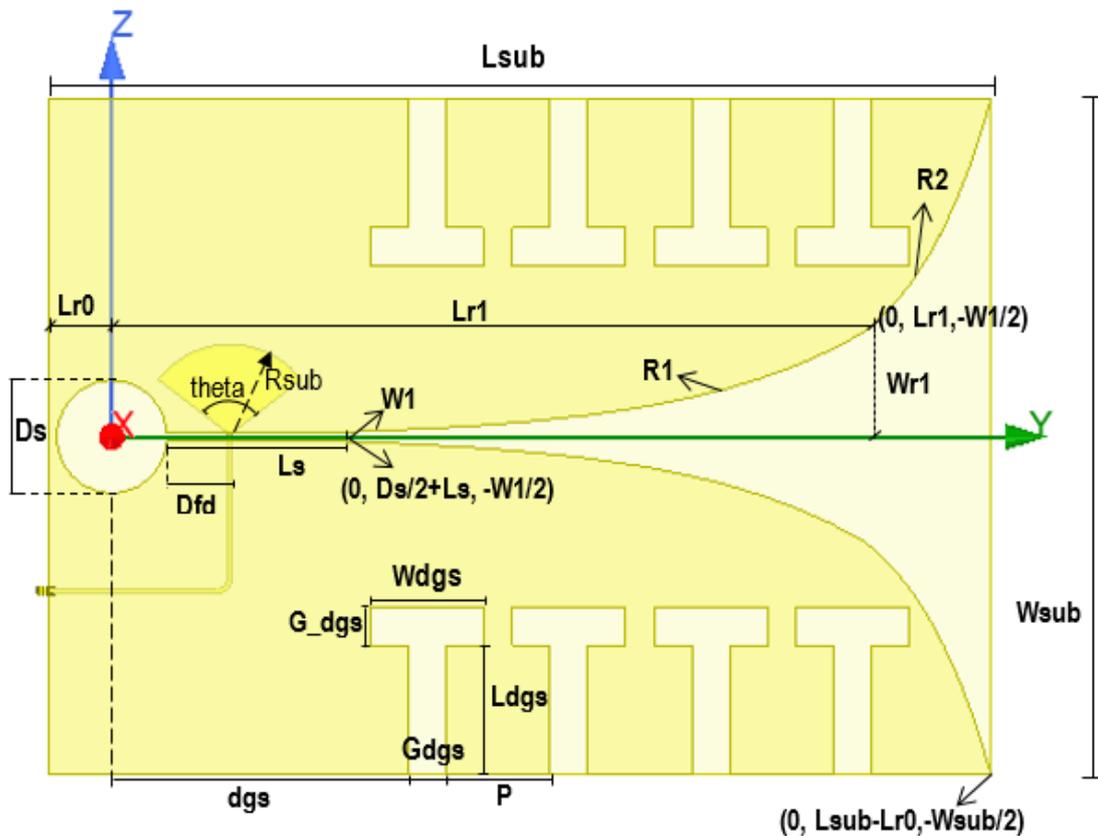
- ✓ La *microstrip* es necesaria para la conexión con el resto del circuito y para realizar la alimentación de la antenna.

3.1.3 Diseño de Antena DGS Vivaldi

La dimensión de la antena Vivaldi es de $0.35\lambda \times 0.5\lambda$ para una radiación en la frecuencia central de 250 MHz (Peñaloza-Aponte, 2017). La antena Vivaldi es alimentada por una transición de *microstrip-slotline*. El sustrato usado es FR4 con espesor de $h = 3.2$ mm y características electromagnéticas de permitividad relativa $\epsilon_r = 4.4$ y tangente de pérdida $\delta_\epsilon = 0.025$, como se muestra en la figura 11.

Figura 11

Antena Vivaldi con estructuras resonantes DGS en forma de T



Nota: (Peñaloza, 2017).

R_1 y R_2 , corresponden a los factores exponenciales que están definidos por las coordenadas $(0, \frac{D_s}{2} + L_s, -\frac{W_1}{2})$, $(0, L_{r1}, -\frac{W_1}{2})$ y $(0, L_{sub} - L_{r0}, -\frac{W_{sub}}{2})$. Las dimensiones de la geometría de la antena DGS Vivaldi se visualizan en la tabla 1.

Tabla 1*Parámetros de dimensión de la antena DGS Vivaldi*

Parámetro	Dimensión (mm)
L_{sub}	750
W_{sub}	525
L_{r0}	50
L_{r1}	600
W_{r1}	82
D_s	88
R_{sub}	69
D_{fd}	50
L_s	94
W_1	6
$W_{stripline}$	3
L_{dgs}	90
g_{dgs}	30
G_{dgs}	32
D_{dgs}	236
P	13

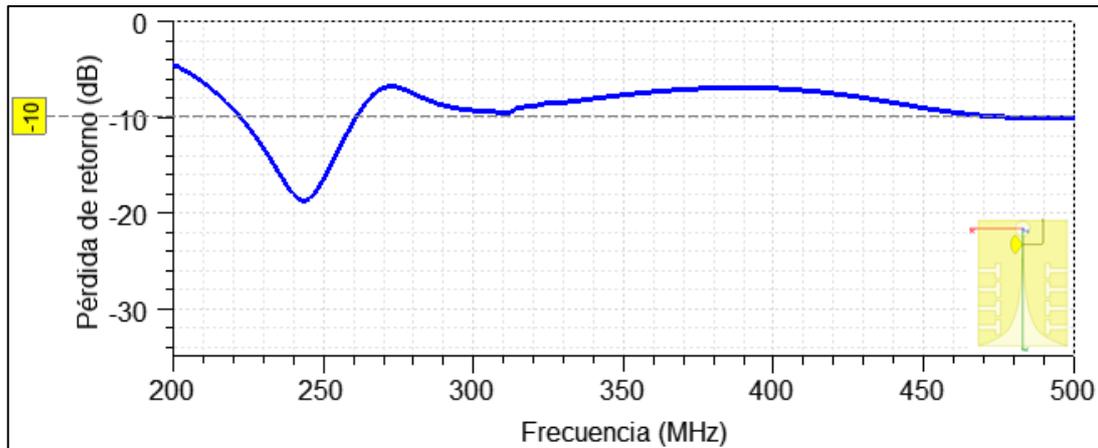
El ángulo del sector de la circunferencia de la sección *microstrip*, es $\theta=110^\circ$. Las estructuras resonantes DGS en forma de *T* (Elsheakh y Abdallah, 2012) se agregaron al diseño original para cambiar la banda operativa a frecuencias más bajas y mejorar el patrón de radiación de la antena Vivaldi.

3.1.4 Resultados de Antena Vivaldi

La antena DGS Vivaldi en el espacio libre está caracterizada por la pérdida de retorno como se muestra en la figura 12. Considerando las frecuencias que trabajan por debajo a -10 dB de la pérdida de retorno S_{11} , el ancho de banda la antena Vivaldi es 36 MHz que va desde la frecuencia 224 MHz a 260 MHz.

Figura 12

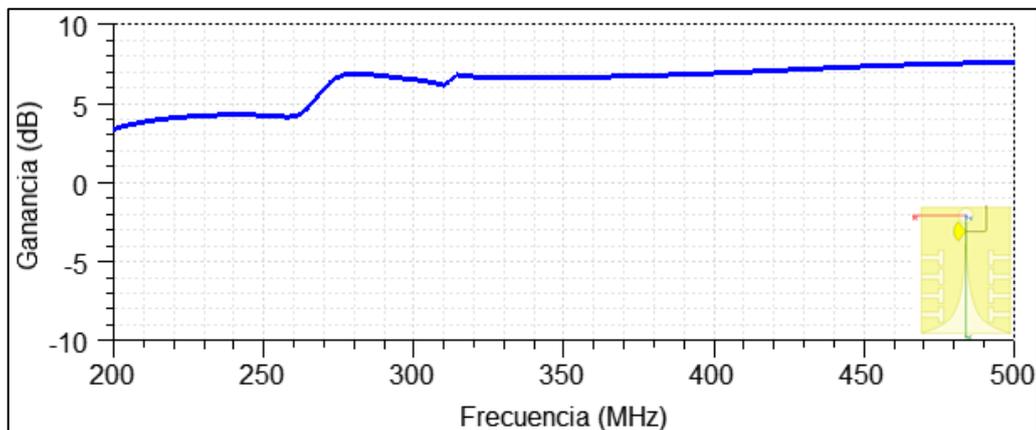
Pérdida de retorno de la antena DGS Vivaldi



La gráfica de ganancia de la antena DGS Vivaldi varía en el rango de frecuencia que va de 200 MHz a 500 MHz, como se muestra en la figura 13. El rango de magnitudes de ganancia va desde 4.11 dB a 4.23 dB. Asimismo, el pico de ganancia máxima es de 4.23 dB para la antena en la frecuencia central $f_c = 244$ MHz.

Figura 13

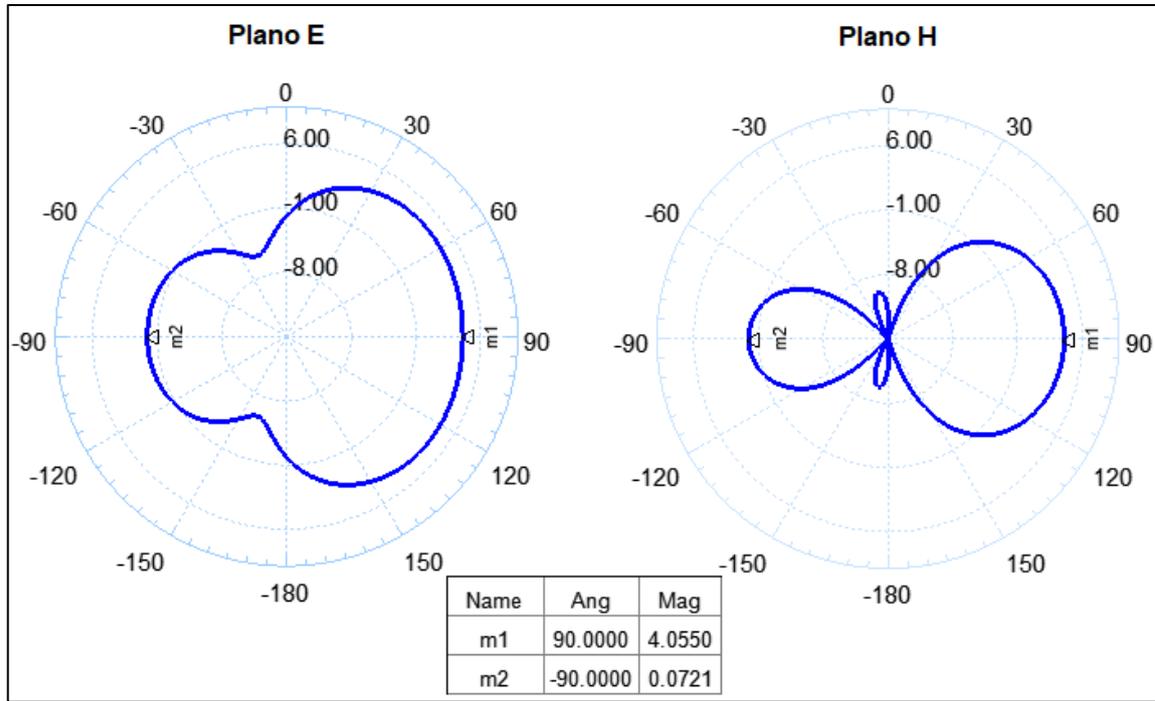
Ganancia de la antena Vivaldi con respecto a la frecuencia



En la figura 14 se muestra el patrón de radiación de la antena DGS Vivaldi en los planos E y H, para una frecuencia central de 244 MHz. El plano H presenta un HPBW de 80°, ganancia de 4.5 dB y F/B de 3.9 dB.

Figura 14

Patrón de radiación de la antena DGS Vivaldi en los planos E y H, para la frecuencia de resonancia de 244 MHz



3.2 Antena Log Periodic Dipole (LPDA)

La antena LPDA está formada por un conjunto de radiales de distintos tamaños y ordenados de forma descendente en dirección a la máxima radiación de la antena. La impedancia de entrada, ganancia y diagrama de radiación de la LPDA se repite periódicamente y está representada por la ecuación (16). Los radiales presentan una relación logarítmica entre ellos y está representada por la constante de diseño o factor de separación τ (Bugaj, 2018).

$$\tau = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{W_{n+1}}{W_n} = \frac{D_{n+1}}{D_n} \quad (16)$$

Donde n es el número de dipolos que conforma la antena, L_n es la longitud de los elementos en el orden n , D_n es la distancia entre los dipolos n y $n + 1$ y W_n es el ancho de los dipolos en el orden n . El factor de espaciado δ es la relación entre la distancia entre los elementos y la longitud de los elementos, y está dada por las ecuaciones (17)(18). Donde, α es el ángulo del perfil de contorno de LPDA.

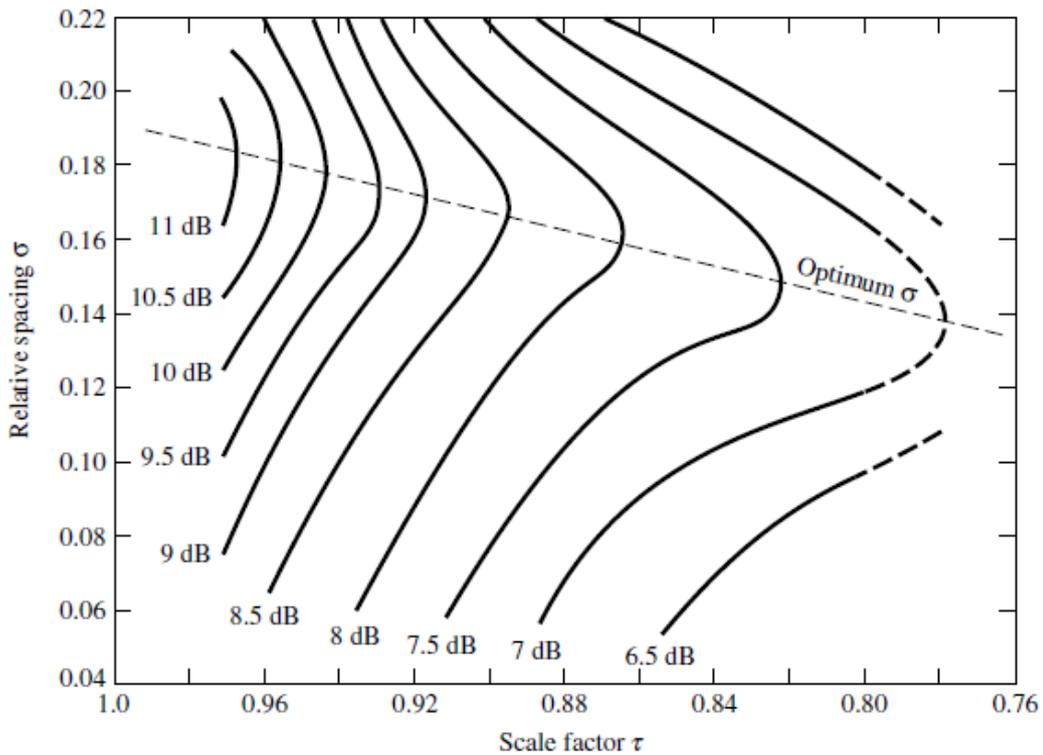
$$\delta = \frac{D_n}{2L_n} \quad (17)$$

$$\delta = 0.25(1 - \tau) \cot \alpha \quad (18)$$

En la figura 15 se muestran los valores de las gráficas de ganancia con respecto a los factores τ y δ .

Figura 15

Gráficas de las magnitudes de ganancia respecto a τ versus δ



Nota. El ángulo del perfil de contorno de la antena logarítmica periódica (Gilan, 2019).

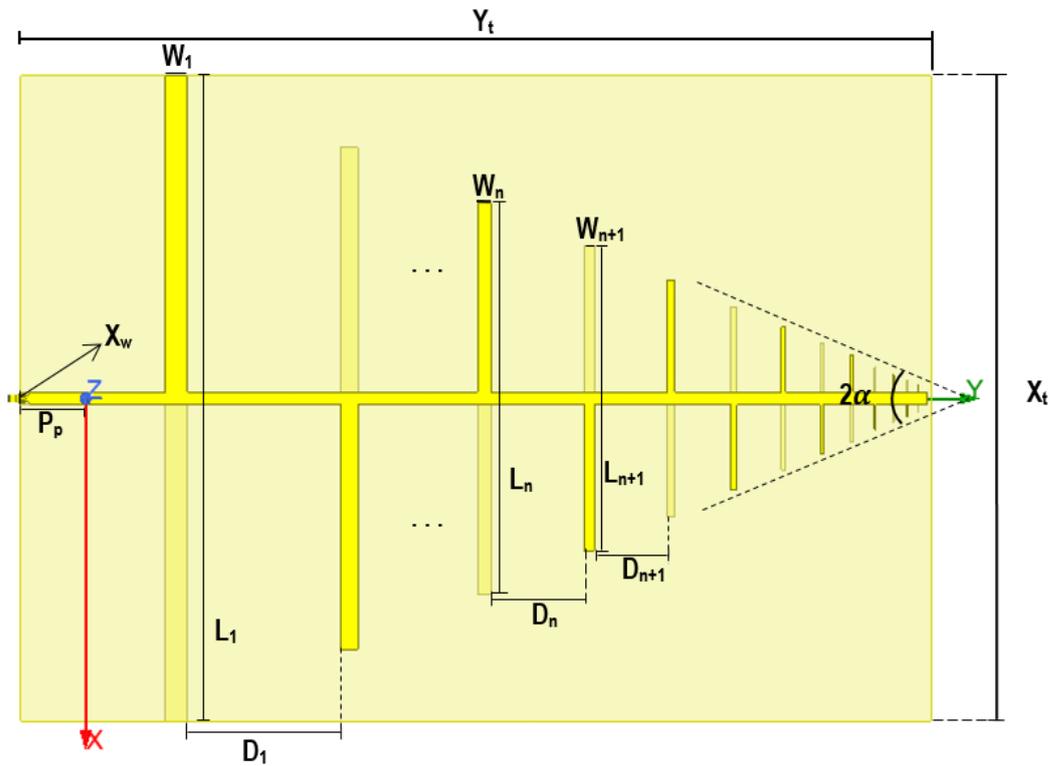
3.2.1 Diseño de la antena LPDA

La LPDA fue diseñada y optimizada para trabajar en la banda de frecuencias VHF/UHF con magnitudes de ganancia mayor a 4 dB. De las gráficas de ganancia para antenas logarítmicas periódicas como se muestran en la figura 15, se obtiene los valores para los parámetros $\tau = 0.78$ y $\delta = 0.14$.

Aplicando la ecuación (16) en las ecuaciones (17)(18) se obtiene el contorno de perfil 2α igual a 21,5. El diseño de la LPDA se aprecia en la figura 16 y los parámetros de dimensión de la antena en la tabla 2.

Figura 16

Diseño de la LPDA, para $\tau = 0.78$ y $\delta = 0.14$



Nota: Ilustración propia.

Tabla 2

Parámetros de dimensión de LPDA

Parámetro	Dimensión (mm)
Y_t	750
X_t	525
P_p	119
D_1	127
L_1	525
W_1	17.8
X_w	10.5

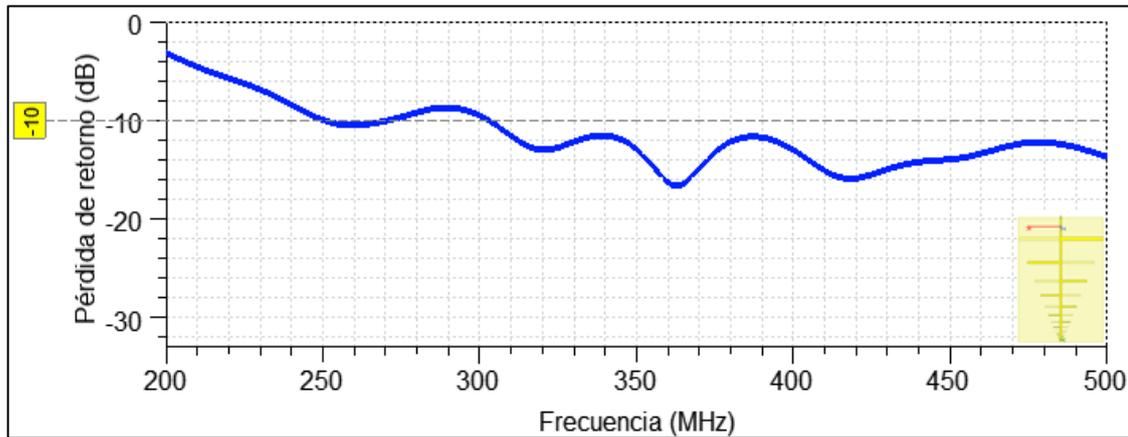
3.2.2 Resultados de la LPDA

Con los valores de la pérdida de retorno S_{11} por debajo de -10 dB, se obtiene dos anchos de banda BW_1 de 21 MHz y BW_2 de 197 MHz, como se muestran en la figura 17.

El rango de frecuencias de BW_1 varía de 250 MHz a 271 MHz, y BW_2 abarca las frecuencias de trabajo desde los 303 MHz a más de 500 MHz.

Figura 17

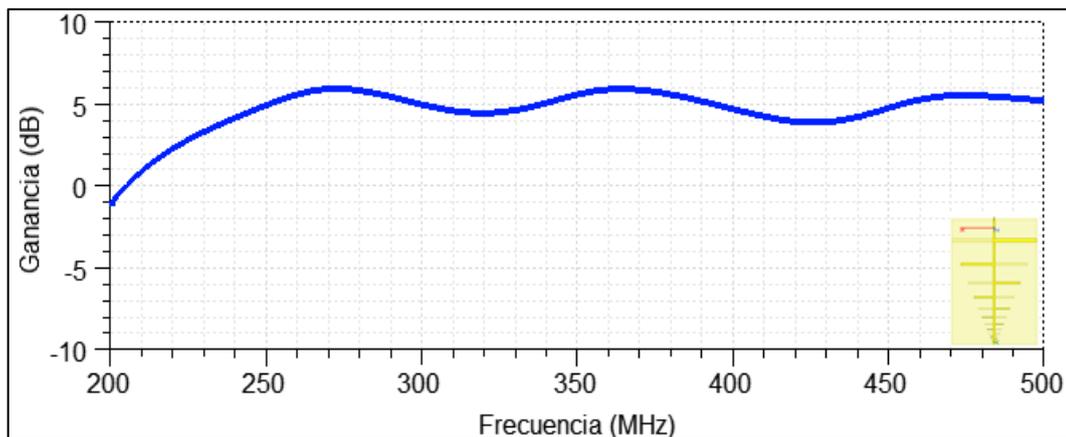
Parámetro de pérdida de retorno de la LPDA



La magnitud de ganancia de la LPDA para BW_1 presenta un pico mínimo de 4.82 dB en 250 MHz y un pico máximo de 5.88 dB en 271 MHz. En BW_2 se contempla valores picos de ganancia mínima de 4.04 dB en 320 MHz y máximo de 5.86 dB en la frecuencia de 362 MHz. La gráfica de ganancia de la LPDA se muestra en la figura 18.

Figura 18

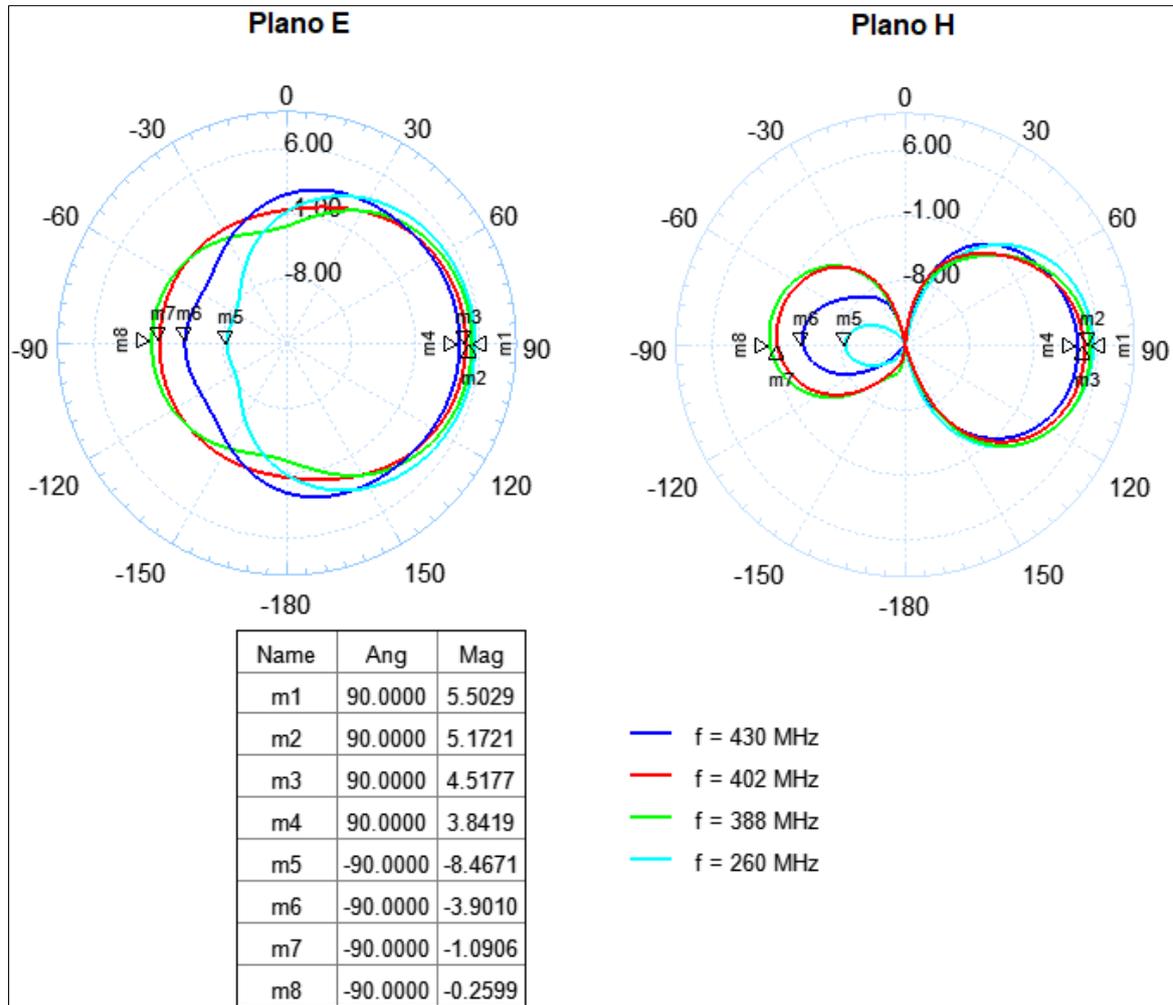
Gráfica de ganancia con respecto a la frecuencia para la LPDA



Los patrones de radiación en los planos E y H, para las frecuencias de 260 MHz, 388 MHz, 402 MHz y 430 MHz, se muestran en la figura 19.

Figura 19

Patrón de radiación de LPDA para frecuencias de 241 MHz, 314 MHz y 360 MHz en los planos E y H



Nota. Las gráficas roja, azul y verde, representan el patrón de radiación de la LPDA para frecuencias de 241 MHz, 314 MHz y 360 MHz, en los planos E y H.

En la frecuencia de 260 MHz, el patrón de radiación presenta una magnitud de ganancia máxima de 5.5 dB, F/B 13.97 dB y HPBW de 68°. Para la frecuencia de 388 MHz, el patrón de radiación presenta una magnitud de ganancia máxima de 5.17 dB, F/B 5.31 dB y HPBW de 60°. La frecuencia central de 402 MHz, presenta valor en ganancia máxima de 4.5 dB, F/B 5.59 dB y HPBW de 60°. Por último, en la frecuencia de 430 MHz, la antena muestra un valor máximo de 3.86 dB, F/B 7.7 dB y HPBW de 80°.

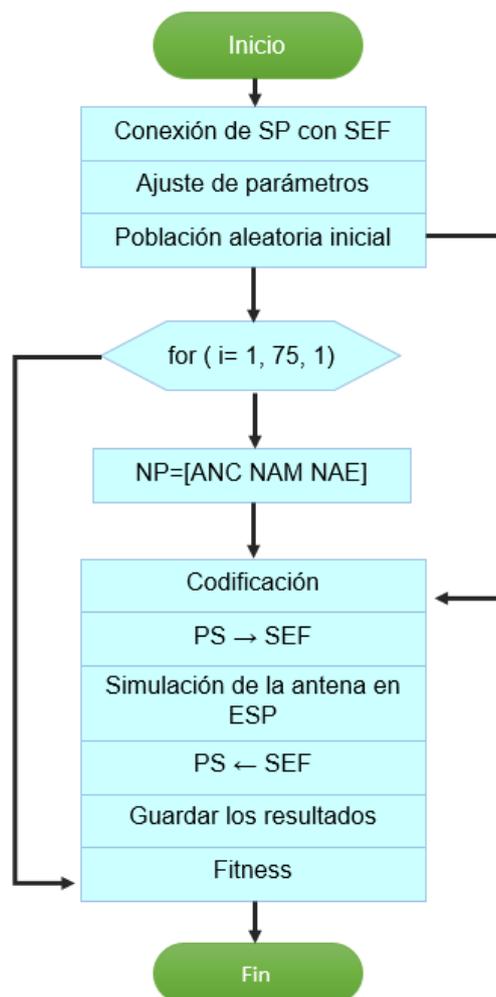
3.3 Antena Vivaldi Antipodal

Para obtener un mayor alcance de penetración y resolución del objeto del GPR, se implementa el Algoritmo Genético Multi-objetivo (MOGA) que optimiza la estructura

geométrica de la antena Vivaldi antipodal con la finalidad de que la antena trabaje a grandes longitudes de onda y presente un ancho de banda mayor a 30 MHz. Este algoritmo se basa en guardar los resultados obtenidos de cada operación utilizando métodos de búsqueda estocástica y es eficaz en la resolución de problemas no lineales. En la figura 20 se muestra el diagrama de bloques del proceso de desarrollo del MOGA.

Figura 20

Diagrama de flujo del MOGA - antena Vivaldi Antipodal



Nota. (Pumallica, 2019).

Para una antena, el MOGA está representada por un vector binario y formado por dos cromosomas relacionados con la parte radiante. Los genes que componen el cromosoma son los parámetros que modifican la forma de los bordes de la antena Vivaldi antipodal (Pumallica-Paro, 2019) (Pumallica-Paro, 2018).

Donde *fitness* se define como la probabilidad de selección, Fitness and Selection Probability (SP) es el método para calcular el *fitness*; PS es software de programación; y ANC, NAM y NAE son funciones para obtener nuevas formas de borde de la antena.

Los elementos definidos en el MOGA son los siguientes:

- ✓ Codificación: La antena se representa como un vector binario, el cual está compuesto por dos cromosomas principales: uno relacionado con la parte radiante (tapers) y otro con el balun. Los genes dentro de estos cromosomas incluyen todos los parámetros que pueden modificar la forma de la parte radiante y las dimensiones del balun.
- ✓ Función de Aptitud (Fitness): La aptitud de cada diseño de antena se calcula usando un conjunto específico de ecuaciones, con el objetivo de normalizar esta aptitud a un valor máximo de 1. Esta función considera múltiples objetivos, como la directividad, la frecuencia de corte inferior (LCF), y el ancho de banda, permitiendo así una comparación equitativa entre diferentes diseños.
- ✓ Probabilidad de Selección (SP): La selección de las antenas para reproducción se basa en su aptitud relativa, asegurando una distribución equitativa de oportunidades de selección. Esto fomenta la diversidad genética dentro de la población, crucial para la exploración eficiente del espacio de diseño.
- ✓ Crossover y Mutación: El proceso de crossover se realiza mediante un torneo de selección y un cruce de doble punto, mientras que la mutación ajusta específicamente bits del genoma de la antena para explorar nuevas configuraciones de diseño.
- ✓ Elitismo: El MOGA emplea una estrategia de elitismo que preserva directamente a las mejores antenas de cada generación.

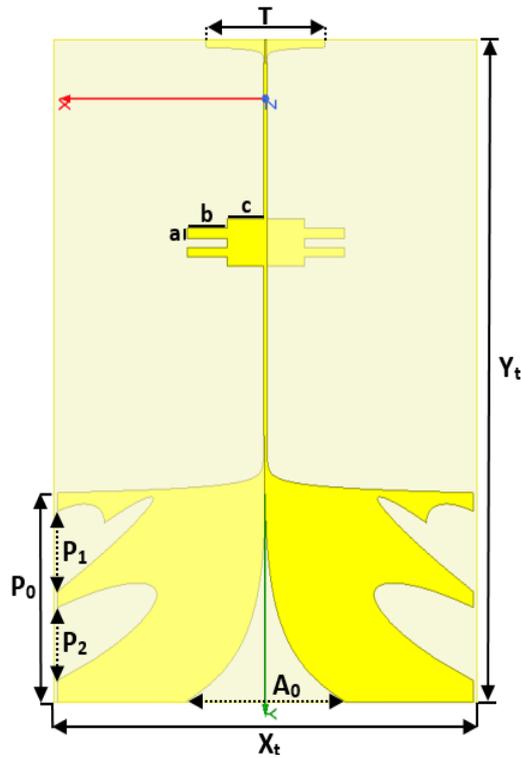
3.3.1 Diseño de Antena Vivaldi Antipodal

La antena Vivaldi antipodal está formada por dos placas metálicas definida por una apertura exponencial y un sustrato FR4 ubicado entre las dos placas. Se optimiza el diseño de la antena Vivaldi antipodal con MOGA para obtener un ancho banda mayor a 30 MHz.

Al diseño se añaden dos placas paralelas de cobre de geometría rectangular escalonada, como se muestra en la figura 21.

Figura 21

Diseño de la antena Vivaldi antipodal optimizada con MOGA



Nota. Ilustración propia.

Tabla 3

Parámetros de dimensión de la antena Vivaldi antipodal

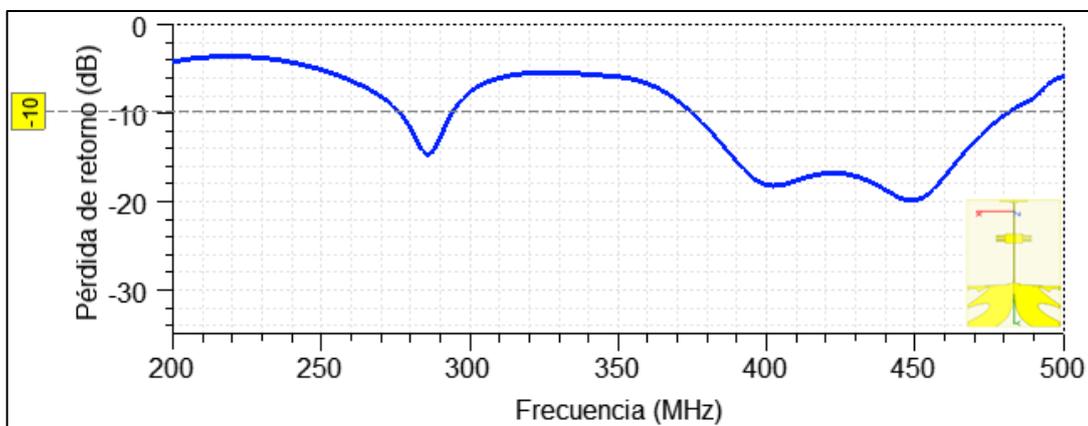
Parámetro	Dimensión (mm)
Y_t	713
X_t	525
P_0	225.57
P_1	86.23
P_2	78.5
A_0	200
T	148.6
a	10
b	50
c	45.3

3.3.2 Resultados de Antena Vivaldi Antipodal

La gráfica de pérdida S_{11} de retorno respecto a la frecuencia se muestra en la figura 22. Considerando magnitudes de pérdida de retorno que trabajan por debajo a -10 dB, se obtiene dos anchos de banda BW_3 de 18 MHz y BW_4 de 107 MHz. El BW_3 comprende frecuencias que van desde 276 MHz a 294 MHz y el BW_4 abarca frecuencias de 375 MHz a 481 MHz.

Figura 22

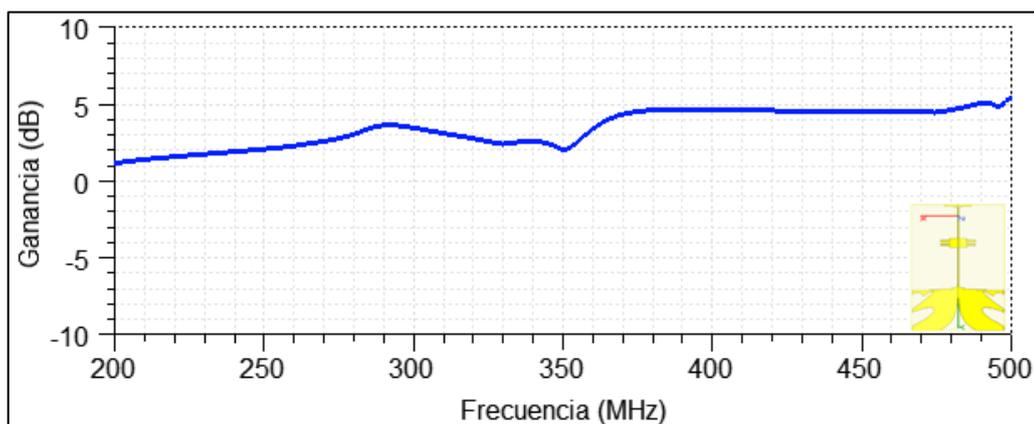
Gráfica de pérdida de retorno de la antena Vivaldi antipodal



La gráfica de ganancia respecto a la frecuencia de la antena antipodal presenta para BW_3 una magnitud de ganancia máxima de 3.57 dB en la frecuencia 294 MHz. Para BW_4 se muestra un pico máximo de 4.61 dB en 481 MHz y un pico mínimo de 4.50 dB en 437 MHz, como se muestra en la figura 23.

Figura 23

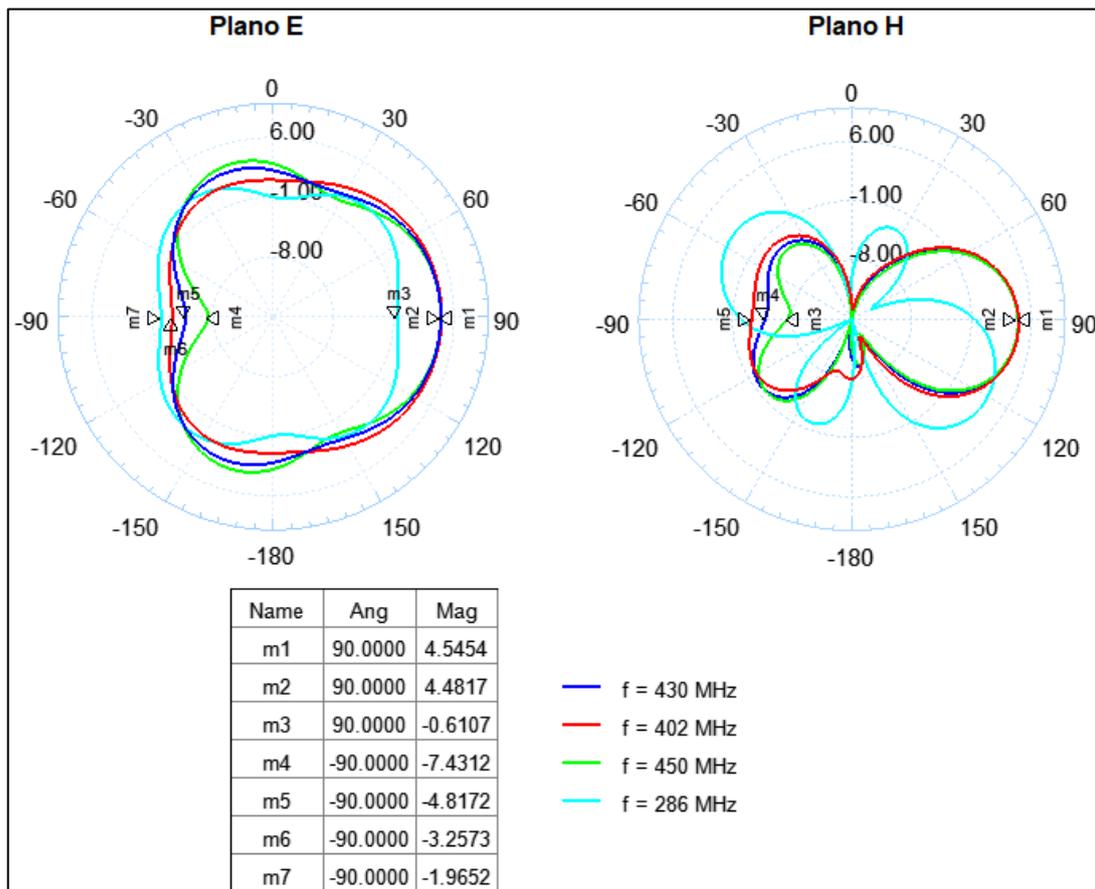
Gráfica de ganancia con respecto a la frecuencia de la antena Vivaldi antipodal



Las gráficas de color azul, rojo, verde y turquesa, representan el patrón de radiación en los planos E y H, para las frecuencias de 430 MHz, 402 MHz, 450 MHz y 286 MHz, respectivamente. El patrón de radiación en 2D se muestra en la figura 24.

Figura 24

Patrón de radiación en los planos E y H de la antena Vivaldi antipodal



En la frecuencia 402 MHz, el patrón de radiación en el plano H presenta un valor de ganancia de 4.54 dB, F/B de 9.34 dB y HPBW de 54°. Para 430 MHz, en el plano H se presentan resultados de ganancia de 4.48 dB, F/B de 7.73 dB y HPBW de 52°. Para la frecuencia de 450 MHz, en el plano H del patrón de radiación, se presentan resultados de magnitud de ganancia de 4.48 dB, F/B de 11.88 dB y HPBW de 52°.

Para la frecuencia de resonancia de 286 MHz, el patrón de radiación no es directiva con valores de ganancia por debajo de 0 dB. Por lo cual, se descarta los resultados en futuros análisis.

3.4 Medición y resultado experimentales de las antenas DGS Vivaldi y LPDA

En esta sección se explica el método utilizado para medir la pérdida de retorno de las antenas fabricadas, los resultados experimentales de las antenas DGS Vivaldi y LPDA, y un análisis comparativo de los parámetros S_{11} experimental y simulación.

3.4.1 Medición de parámetro S

Antes de medir la antena es necesario calibrar el VNA para que no obstaculice los resultados de la medición. La calibración debe incluir la medición de la potencia de salida de RF, la precisión de la frecuencia, la distorsión armónica y la precisión de la medición del parámetro S (Rumiantsev y Ridler, 2008). En la medición de las antenas LPDA y DGS Vivaldi se utiliza el modelo de VNA Keysight, como se muestra en la figura 25.

Figura 25

VNA modelo N9952A, KeySight



El concepto de VNA se detalla en el anexo 4 y se explica el procedimiento de fabricación de las antenas en el anexo 2.

El VNA alimenta la antena a través de un cable coaxial con conector SMA que se encuentra entre la antena y el VNA, como se muestra en la figura 26.

Figura 26

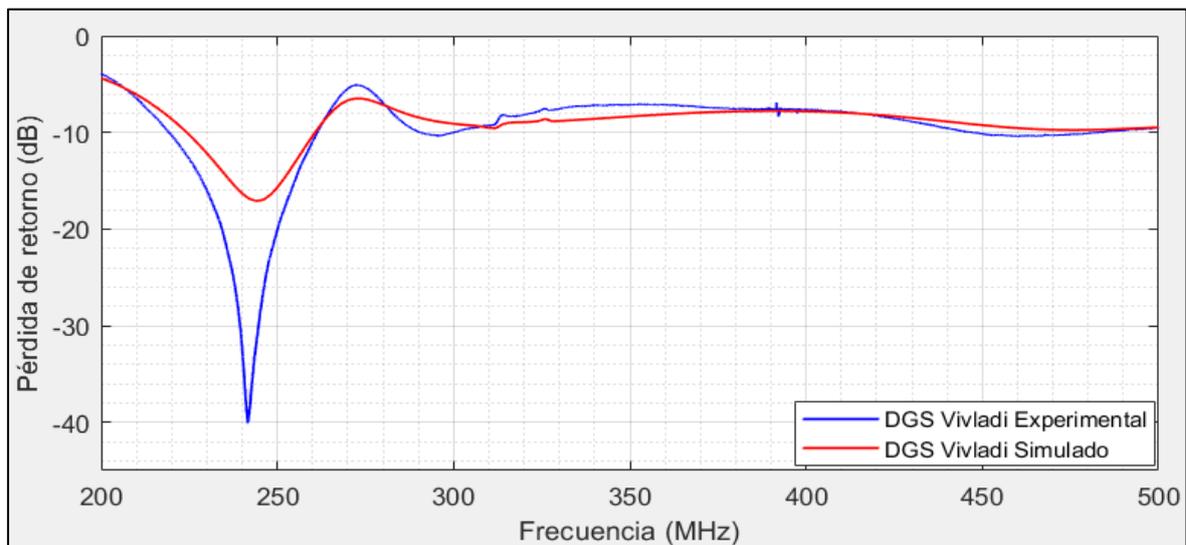
Medición del VNA y la antena LPDA. (1) VNA, (2) cable SMA y (3) LPDA



Los resultados experimentales y de simulación para el parámetro S_{11} se realizaron utilizando el VNA y el simulador Ansys HFSS para la antena DGS Vivaldi, respectivamente, como se muestran en la figura 27. La gráfica de pérdida de retorno empírica es similar a los resultados de simulación. En la frecuencia central, los resultados de la antena fabricada presentan mejor resultado en pérdida de retorno de -40 dB.

Figura 27

Pérdida de retorno de la antena DGS Vivaldi, simulada en Ansys HFSS y antena fabricada en INICTEL_UNI



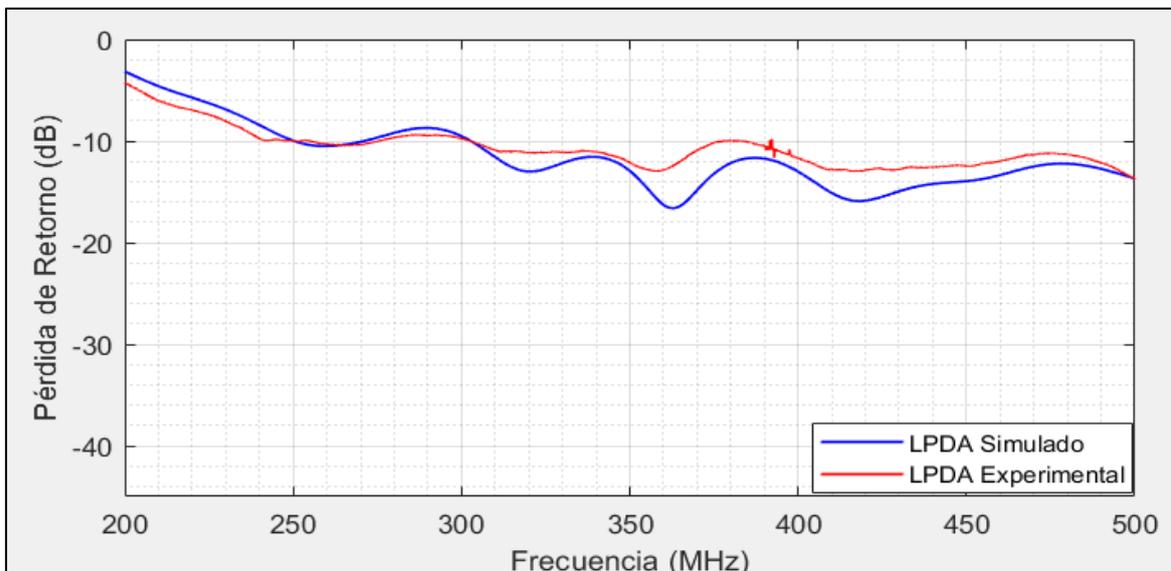
Los resultados de la gráfica experimental indican que la antena trabaja con un ancho de banda de 42 MHz, oscilaba entre 220 MHz y 262 MHz. Asimismo, los resultados de la simulación del ancho de banda de la antena es 39 MHz para las frecuencias que van

desde 223 MHz a 262 MHz. Del análisis comparativo de resultados experimentales y de simulación, el error relativo del ancho de banda para la antena DGS Vivaldi es 7.14%.

Debido que el diseño de la LPDA requiere un sustrato FR4 con un grosor de 3.2 mm y ante la limitación del material con esta especificación se trabajó con dos sustratos FR4 con espesor de 1.6 mm cada una. Por lo cual, se realizó la unión de 2 placas FR4 con el pegamento EPOXY. Mediante los resultados se observan la afinidad en la forma y los picos de frecuencia de resonancia de la gráfica de pérdida de retorno para la LPDA simulado y fabricado, como se muestra en la figura 28.

Figura 28

Pérdida de retorno para la antena LPDA, simulada en Ansys HFSS y antena fabricada en INICTEL_UNI



El resultado de simulación del ancho de banda para la LPDA es 197 MHz en el rango de frecuencias que va de 303 MHz a más de 500 MHz. Asimismo, los resultados experimentales de ancho de banda son 75 MHz y 117 MHz, que van de 303 MHz a 378 MHz y de 383 MHz a más de 500 MHz, respectivamente. El error relativo del ancho de banda para la LPDA es 2.6%.

El valor pico de pérdida de retorno de la gráfica experimental en el rango de frecuencias que va de 378 MHz a 383 MHz con valores mayores de -10 dB, puede deberse a pequeños grumos de aire existentes entre los sustratos FR4 que se generaron en el

proceso de pegado. Este fenómeno podría haber influido significativamente en las propiedades de transmisión de la antena.

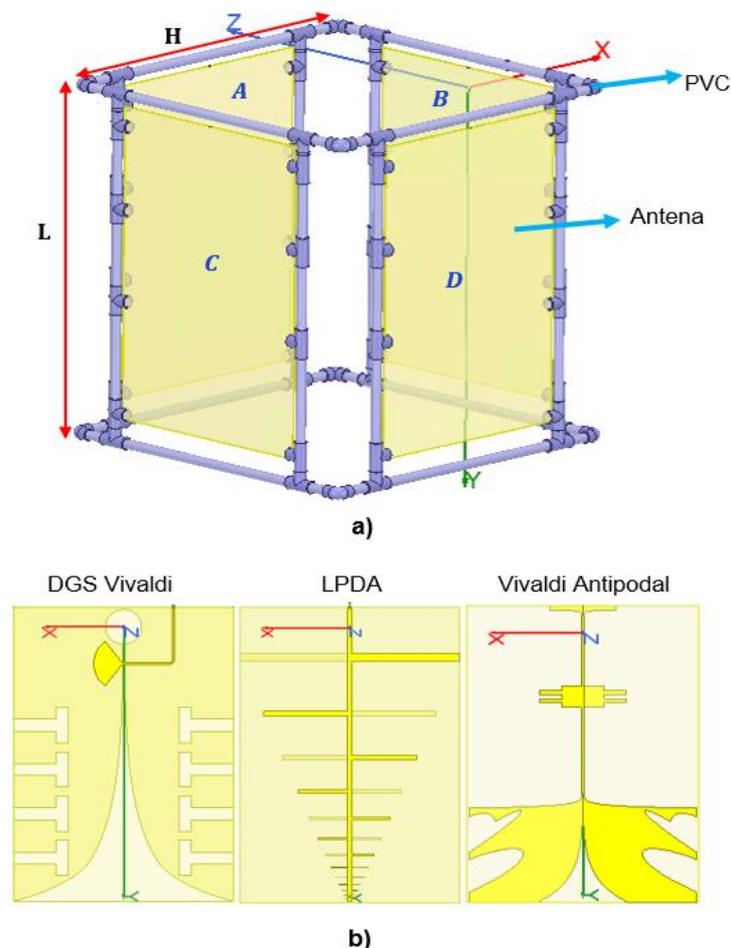
Se verifica que los resultados de simulación y experimental para las antenas Vivaldi y LPDA presentan márgenes de error menor al 5%. Por lo cual, se puede afirmar que la técnica de fabricación es correcta. Además, se valida que las próximas antenas que presenten la misma técnica de simulación y fabricación, los resultados de simulación deben ser aceptable para los futuros análisis.

3.5 Arreglo de Antena para GPR de Doble Polarización

La resolución del GPR depende de las antenas y de la configuración espacial. El diseño del arreglo 2x2 de doble polarización permite que cada par de antenas trabaje en una estrecha proximidad mientras minimiza el acoplamiento indeseado entre ellas.

Figura 29

Arreglo 2x2 para antenas de doble polarización y los tipos de antenas



Nota. (a) Arreglo antenas de doble polarización y (b) son los tipos de antenas para cada arreglo 2x2.

La estructura geométrica del arreglo se basa en pares de antenas que están polarizadas linealmente y están orientadas en el espacio formando una estructura cúbica. El arreglo presenta dos antenas transmisoras y dos receptoras, donde cada antena transmisora está rotada 90° entre sí.

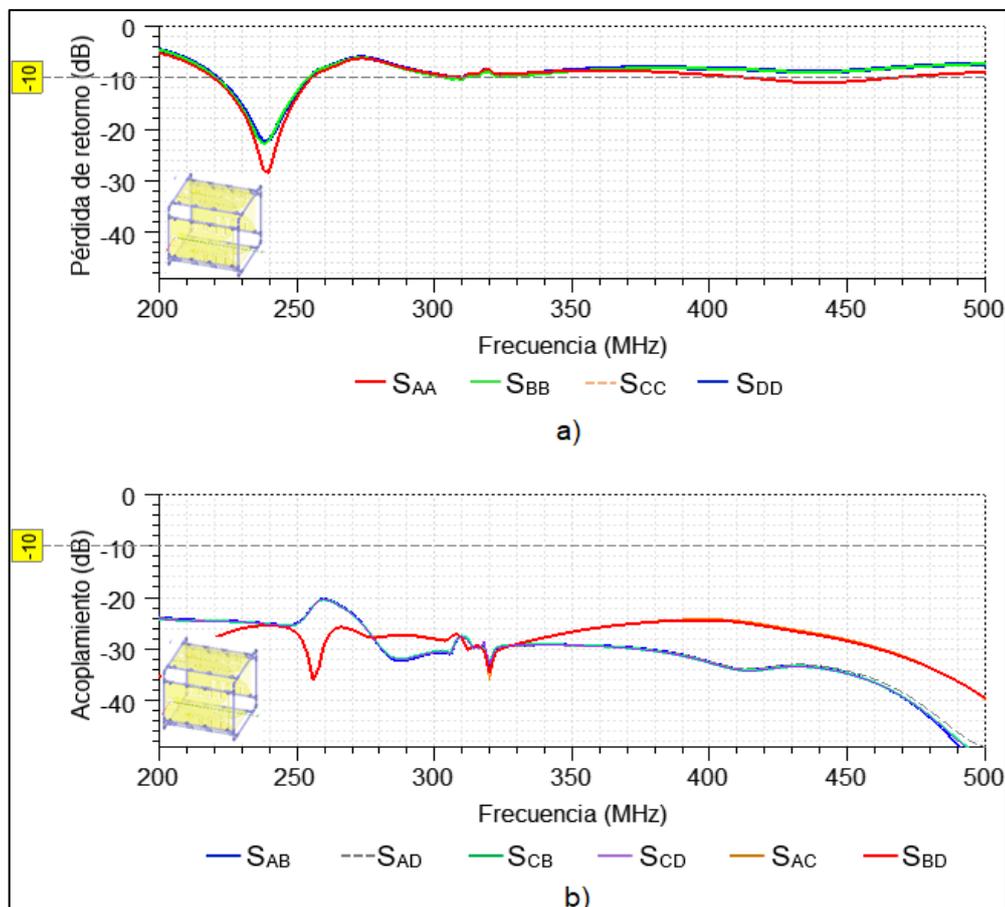
El marco del soporte de L (800 mm) 2x2 H (600 mm) para las antenas es de material aislante con baja pérdida dieléctrica conocido como policloruro de vinilo (PVC). Este material es ligero para las antenas y asegura una mínima interferencia con el patrón de radiación. La estructura del arreglo se muestra en la figura 29. Donde A, B son las antenas transmisoras y C, D son las antenas receptoras del GPR de doble polarización.

3.5.1 Resultados del Arreglo de antenas DGS Vivaldi

En la figura 30 (a) se muestra las gráficas de pérdida de retorno S_{11} respecto a la frecuencia, con ancho de banda de 34 MHz que varía de 221 MHz a 255 MHz.

Figura 30

Pérdida de retorno del arreglo de antenas DGS Vivaldi para GPR de doble polarización

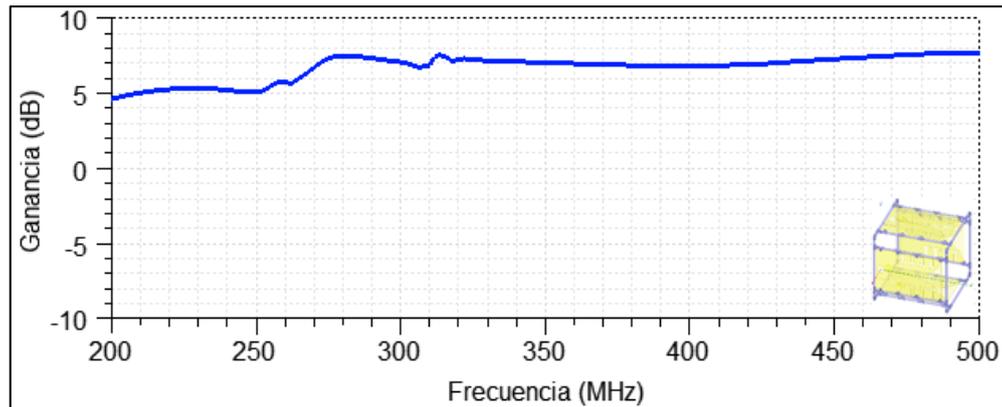


Las antenas ortogonales y frontales DGS Vivaldi del arreglo en el rango de ancho de banda, no presentan acoplamiento o interferencia, como se muestra en la figura 30 (b).

En la figura 31 se muestra la gráfica de ganancia con respecto a la frecuencia para el rango de frecuencias que va de 200 MHz a 500 MHz.

Figura 31

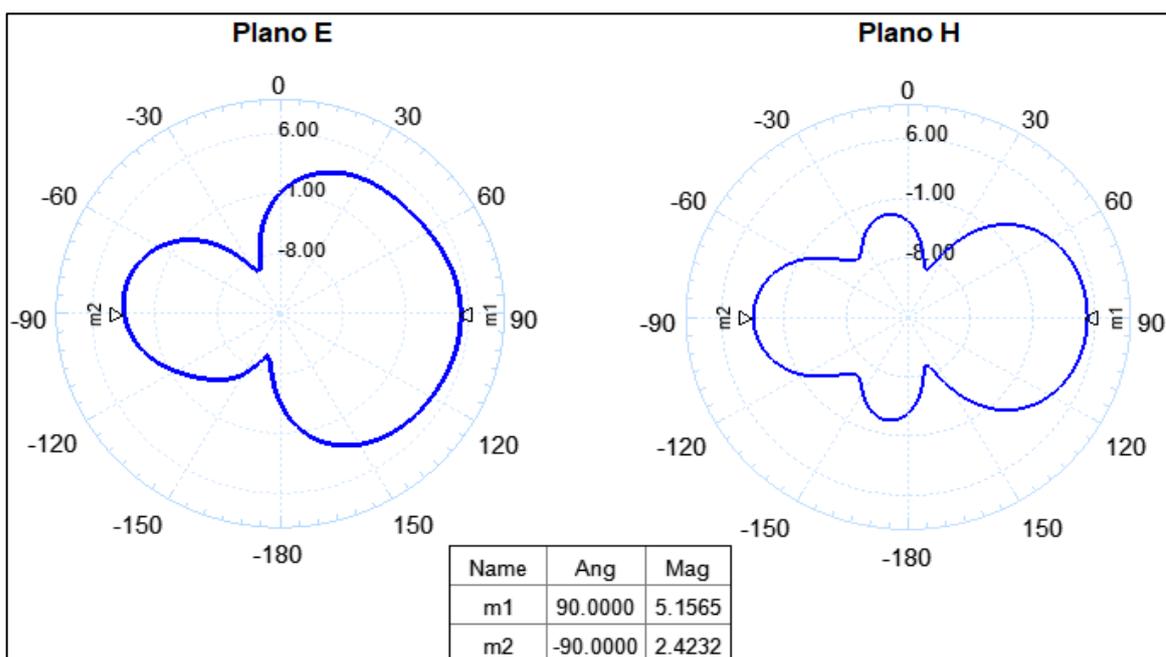
Gráfica de ganancia del arreglo DGS Vivaldi en el rango de 200 MHz a 500 MHz



En la figura 32 se muestra la gráfica del patrón de radiación en los planos E y H. Para la frecuencia central de 238 MHz, el patrón de radiación de la antena presenta una ganancia de 5.16 dB, F/B de 2.4 dB y un HPBW de 76°.

Figura 32

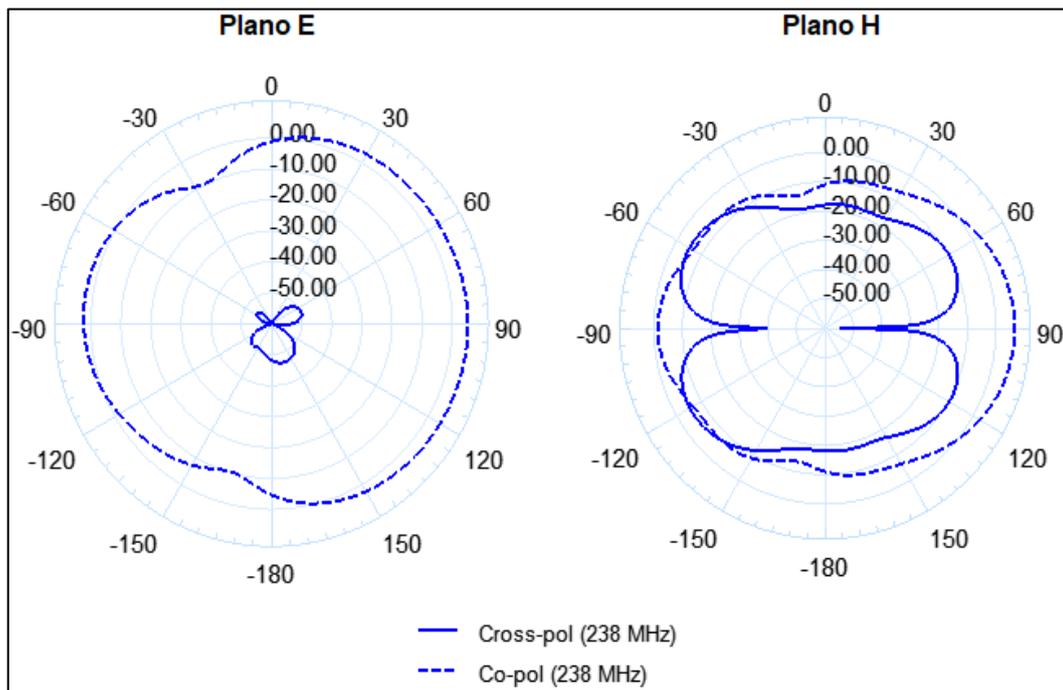
Patrón de radiación del arreglo DGS Vivaldi en 238 MHz en los planos E y H



En la frecuencia central 238 MHz, el arreglo DGS Vivaldi presenta en su máxima radiación presenta una diferencia entre la co-pol y cross-pol de 55 dB. La co-pol y cross-pol en los planos E y H se muestran en la figura 33.

Figura 33

Co-pol y cross-pol en los planos E y H, del arreglo DGS Vivaldi en 238 MHz



En resumen, el arreglo de antenas DGS Vivaldi presenta una diferencia mínima entre la radiación co-pol y cross-pol en la frecuencia central de 238 MHz, con buenos resultados de ancho de banda y sin acoplamiento entre las antenas frontales y ortogonales.

En la tabla 4 se muestra los valores de los parámetros del arreglo DGS Vivaldi.

Tabla 4

Resumen de los valores de parámetros del arreglo 2x2 DGS Vivaldi

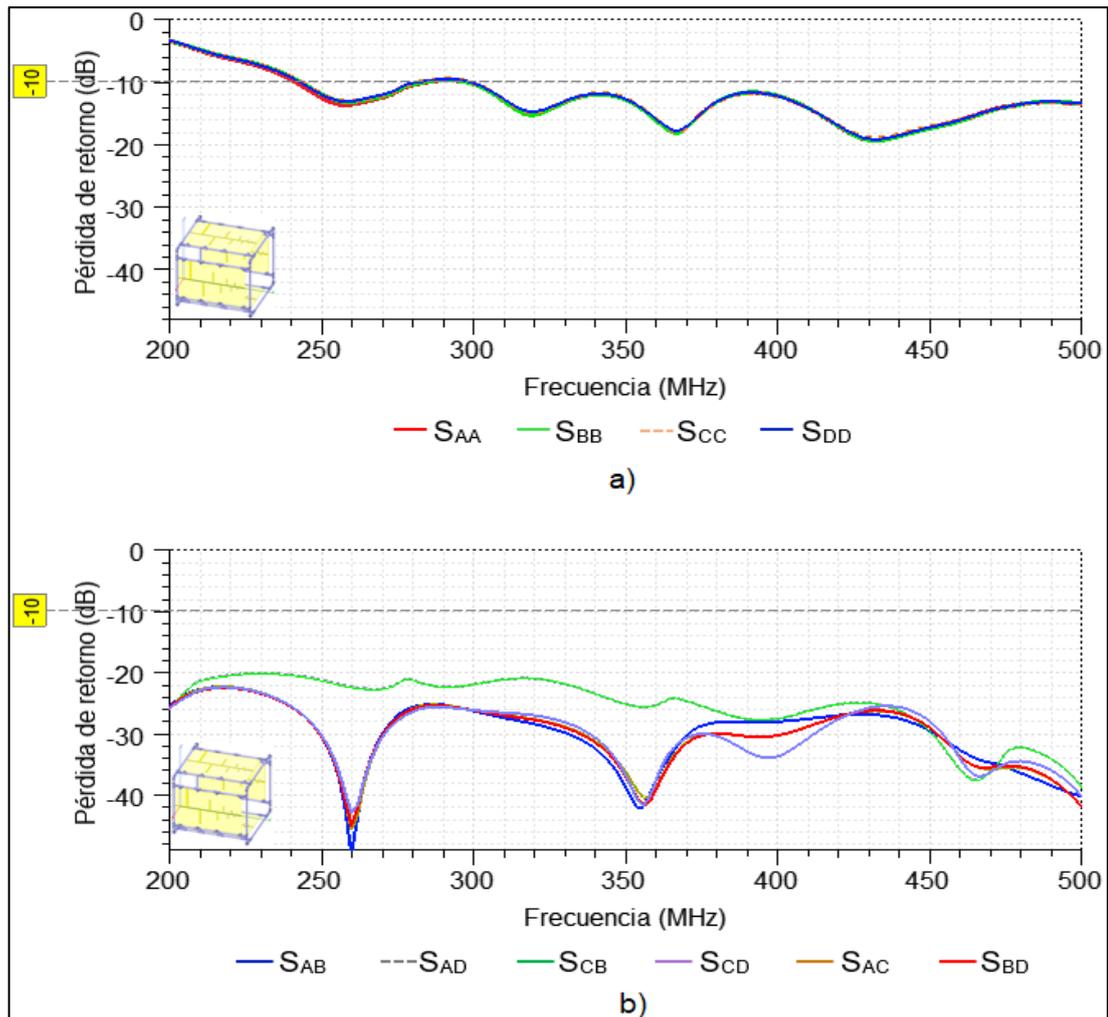
Parámetros	DGS Vivaldi
Rango BW (MHz)	[221-255]
BW (MHz)	34
f_c (MHz)	238
HPBW $_{f_c}$ (°)	76
G_{f_c} (dB)	5.16
(F/B) $_{f_c}$ (dB)	2.4
Diferencia Co-Cross pol (dB)	55

3.5.2 Resultados del Arreglo LPDA

Los resultados de simulación del arreglo LPDA de doble polarización en el espacio libre se muestran en la figura 34. El arreglo presenta dos anchos de banda BW_5 de 43 MHz y BW_6 de 203 MHz. El rango de frecuencias de BW_5 van de 243 MHz a 286 MHz, y BW_6 con frecuencias que van de 297 MHz a 500 MHz, como se muestran en la figura 34 (a).

Figura 34

Pérdida de retorno y acoplamiento del arreglo LPDA



Nota. (a) Pérdida de retorno de las antenas del arreglo LPDA de doble polarización y (b) es el acoplamiento de las antenas LPDA.

Los valores de ganancia con respecto a la frecuencia se muestran en la figura 35. Para BW_5 , se registra un pico de valor de ganancia de 6.02 dB en la frecuencia 266 MHz. Asimismo, para BW_6 se presentan picos de ganancia de 5.9 dB y 5.4 dB para las frecuencias 366 MHz y 482 MHz, respectivamente.

Figura 35

Gráfica de ganancia del arreglo LPDA con respecto a la frecuencia

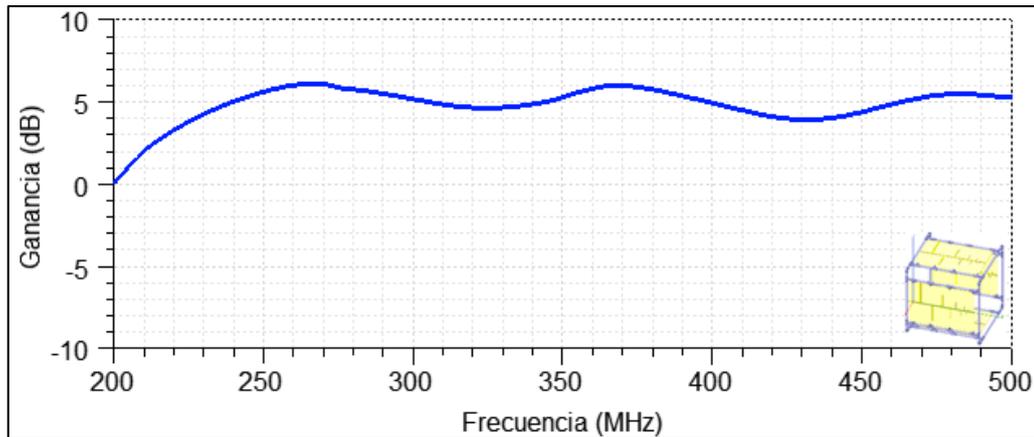
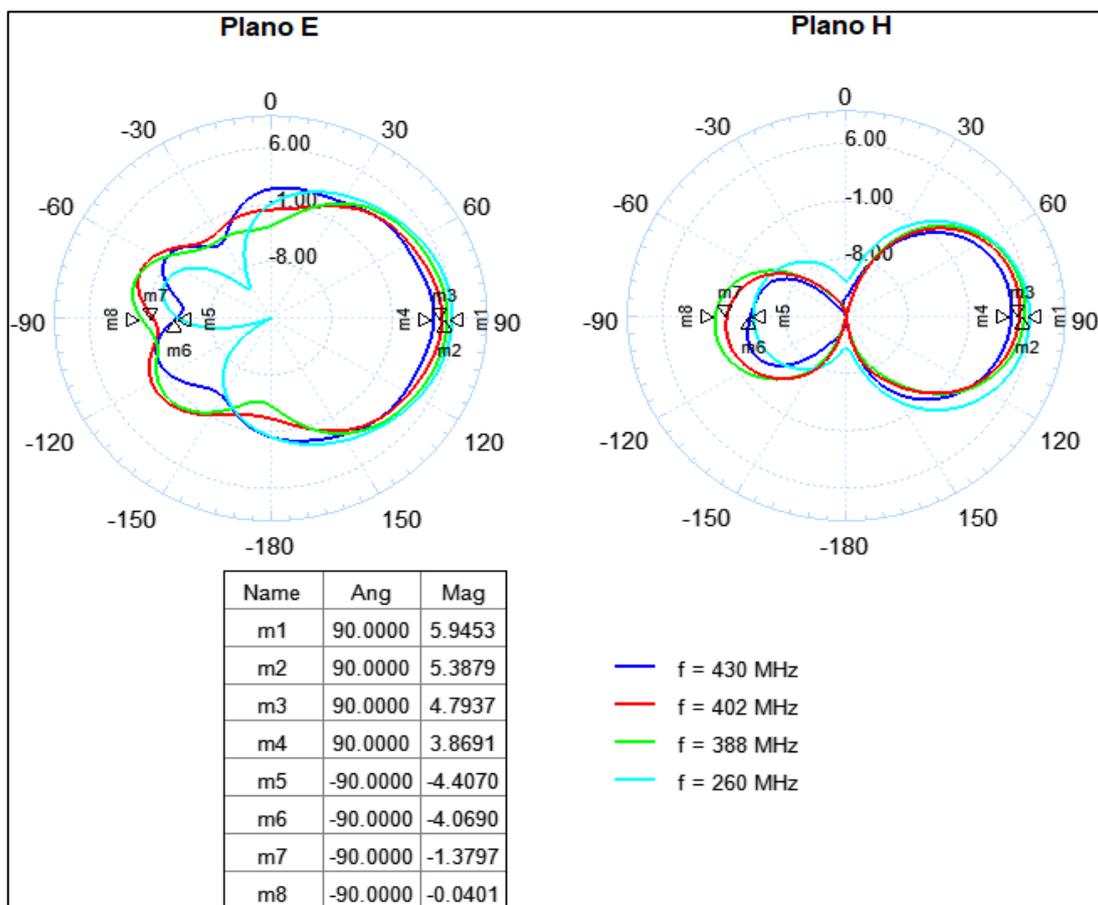


Figura 36

Patrón de radiación del arreglo LPDA para GPR de doble polarización en los planos E y H, para las frecuencias de 268 MHz, 388 MHz, 402 MHz y 430 MHz



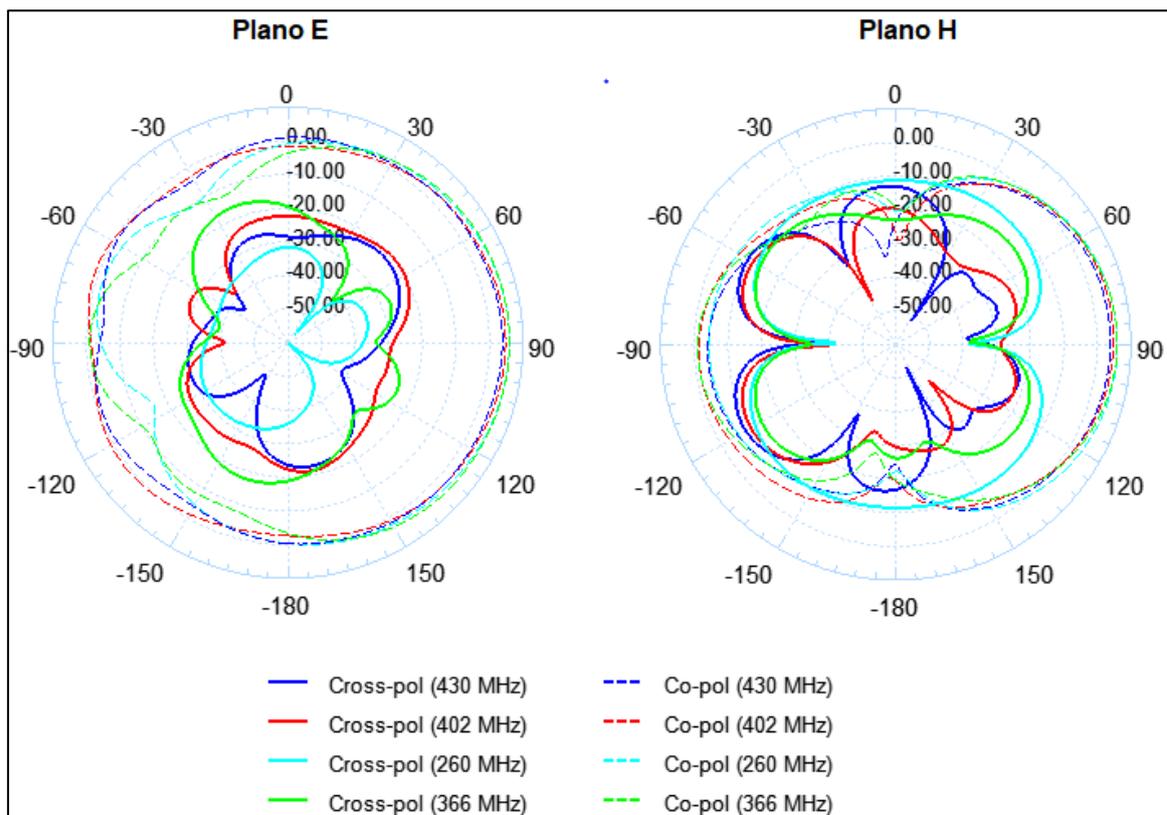
Los patrones de radiación en los planos E y H, para las frecuencias de trabajo de 260 MHz, 388 MHz, 402 MHz y 450 MHz, se muestran en la figura 36.

En la frecuencia de 260 MHz de BW_5 , presenta un valor de 5.9 dB de ganancia, 10.3 dB de F/B y HPBW de 72°. Para 388 MHz, presenta un valor de ganancia de 5.38 dB, 5.42 dB de F/B y HPBW de 74°. Para 402 MHz, el patrón de radiación en el plano H presenta un valor de ganancia de 4.8 dB, 6.2 dB de F/B y HPBW de 74°. Por último, para 430 MHz, el patrón de radiación en el plano H presenta HPBW de 74°, una ganancia de 3.87 dB y de F/B de 7.8 dB.

En las frecuencias de 260 MHz, 366 MHz, 402 MHz y 430 MHz, el arreglo LPDA presenta en su máxima radiación una diferencia entre la co-pol y cross-pol de 32 dB. La co-pol y cross-pol en los planos E y H, se muestran en la figura 37.

Figura 37

Patrón de radiación de Co-pol y cross-pol, en los planos E y H, del arreglo LPDA para las frecuencias 260 MHz, 366 MHz, 402 MHz y 430 MHz



En resumen, los valores de ancho de banda son de 46 MHz y 203 MHz para el rango de frecuencias de 243 MHz a 286 MHz y de 297 MHz a 500 MHz, respectivamente.

El arreglo LPDA presenta en el plano H valores de F/B entre 7,8 dB y 10,3 dB, y valores HPBW entre 74° y 72°.

Las antenas LPDA presentan mejor resultado de ancho de banda en el rango de frecuencias de 297 MHz a 500 MHz, con ganancias registradas de 4.8 dB.

Los resultados de simulación de las antenas con el arreglo 2x2 de doble polarización para para la frecuencia de 260 MHz presentan valores de ganancia de 5,9 dB, una relación F/B de 10.3 dB, un HPBW de 72° y una diferencia entre la co-polarización y cross-polarización de 32 dB en el plano E.

Los resultados de simulación de las antenas con el arreglo 2x2 de doble polarización presentan resultados de ancho de banda de 203 MHz, un valor pico de ganancia máxima de 5,27 dB, una relación F/B máximo de 8,41 dB, un HPBW de 74° y una diferencia entre la co-polarización y cross-polarización de 32 dB en el plano E. Asimismo, las antenas frontales y ortogonales no presentan acoplamiento en el rango de trabajo.

Tabla 5

Resumen de los valores de parámetros del arreglo 2x2 LPDA

Parámetros	LPDA
Rango BW (MHz)	[243-286], [297-500]
BW (MHz)	$BW_5 = 43, BW_6 = 203$
f_c (MHz)	$f_{c1} = 260, f_{c2} = 402$
HPBW $_{f_c}$ (°)	$HPBW_1 = 72, HPBW_2 = 74$
G_{f_c} (dB)	$G_1 = 5.9, G_2 = 4.8$
(F/B) $_{f_c}$ (dB)	$(F/B)_1 = 10.3, (F/B)_2 = 6.2$
Diferencia Co-Cross pol (dB)	32

3.5.3 Resultados del Arreglo Vivaldi Antipodal

Los resultados de simulación de pérdida de retorno del arreglo Vivaldi antipodal para GPR de doble polarización se muestra en la figura 38. El arreglo presenta magnitudes de pérdida de retorno por debajo de -10 dB en el rango de frecuencias que va de 371 MHz a 480 MHz, con un ancho de banda de 109 MHz. La gráfica de pérdida de retorno con respecto a la frecuencia se muestra en la figura 38 (a).

La gráfica de acoplamiento se muestra en la figura 38 (b). Las antenas Vivaldi antipodal frontales y ortogonales no presentan acoplamiento en el rango de ancho de banda.

La gráfica de la ganancia en función a la frecuencia se muestra en la figura 39. Para el rango de frecuencias del ancho de banda, las antenas presentan ganancias con pico máximo de 6.37 dB en la frecuencia 480 MHz y pico mínimo de 4.35 dB en la frecuencia de 371 MHz.

Figura 38

(a) Pérdida de retorno y (b) acoplamiento de las antenas Vivaldi antipodal

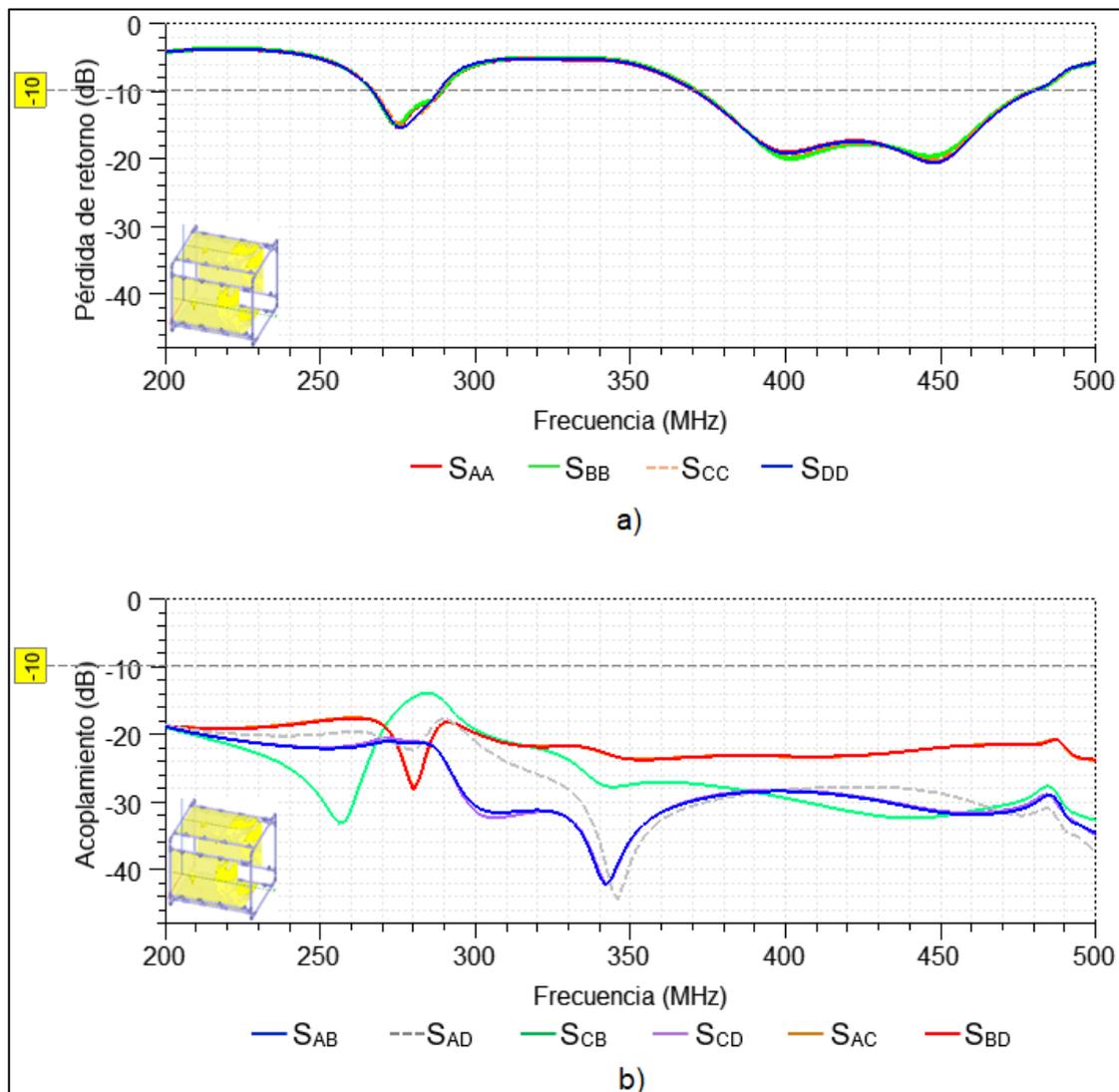
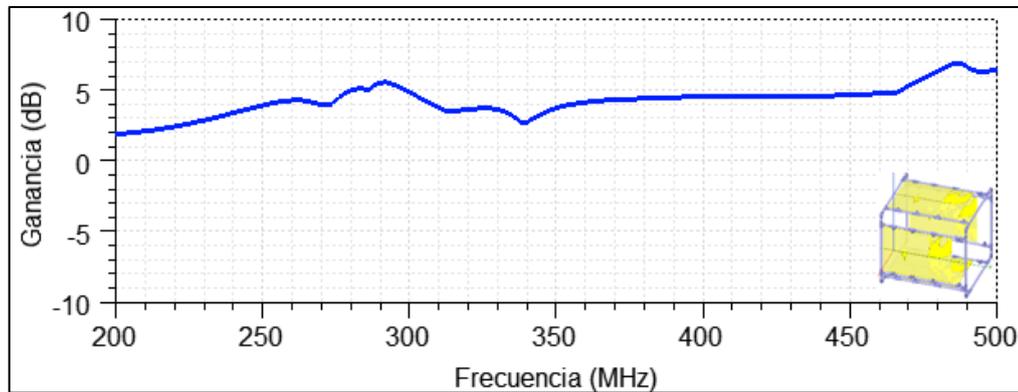


Figura 39

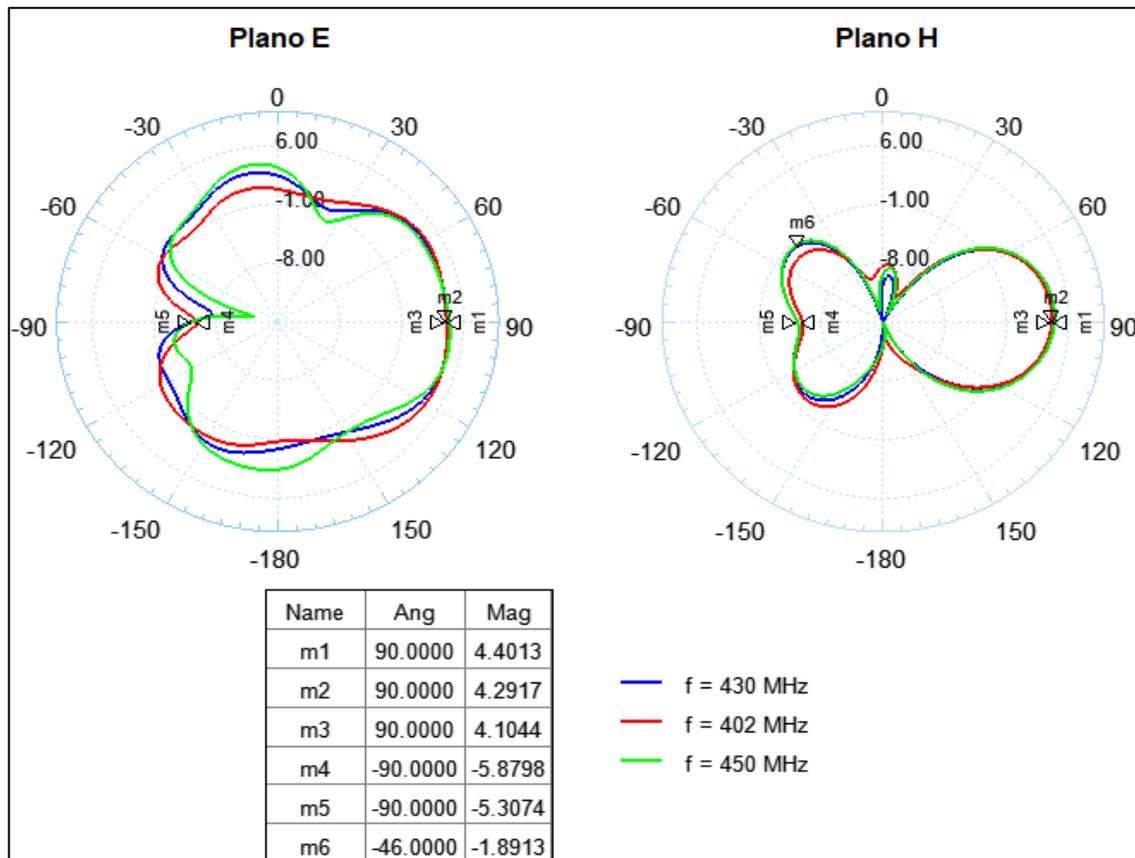
Gráfica de ganancia del arreglo de antenas Vivaldi antipodal para GPR de doble polarización



Los patrones de radiación en los planos E y H, para las frecuencias de 402 MHz, 430 MHz, 430 MHz y 450 MHz, se muestran en la figura 40.

Figura 40

Patrón de radiación del arreglo de antenas Vivaldi antipodal para GPR de doble polarización en los planos E y H para las frecuencias de 402 MHz, 430 MHz y 450 MHz

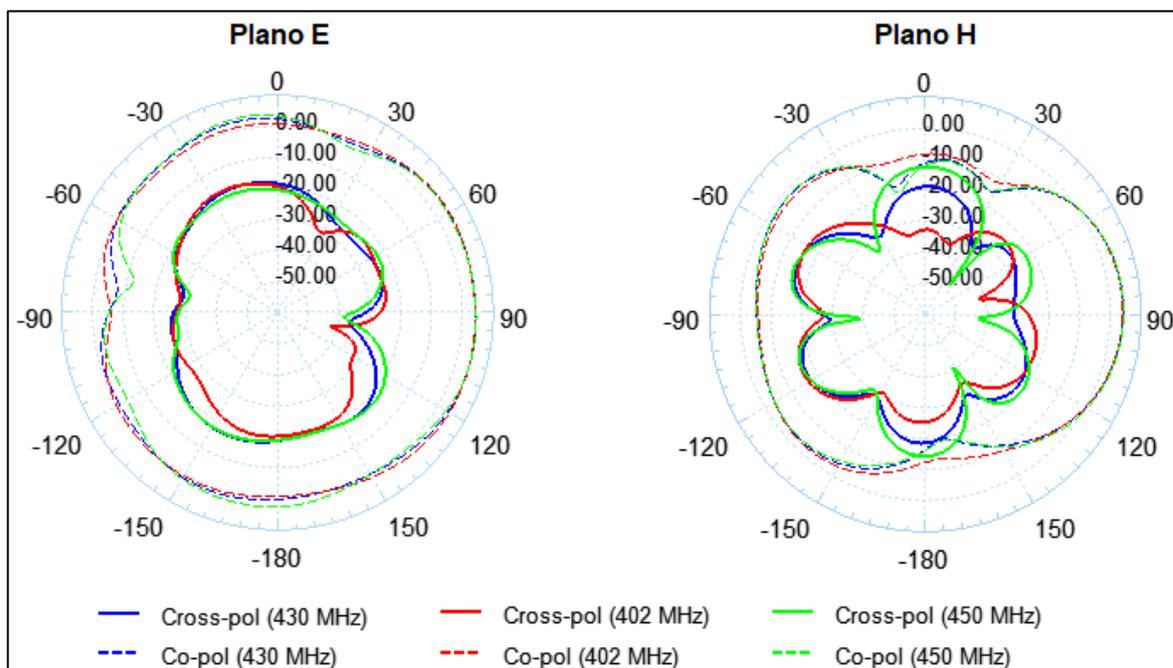


Para 402 MHz en plano H, se tiene 4.1 dB de ganancia, 9.9 dB de F/B y HPBW de 58°. En la frecuencia central de 430 MHz, el patrón de radiación en el plano H presenta 4.3 dB de ganancia, 10.2 dB de F/B y 60° de HPBW.

En las frecuencias de medición 402 MHz, 430 MHz y 450 MHz, el arreglo de antenas Vivaldi antipodal presentan en su máxima radiación una diferencia mínima entre la co-pol y cross-pol de 30 dB. La co-pol y cross-pol en los planos E y H, se muestran en la figura 41.

Figura 41

Patrón de radiación de Co-pol y cross-pol, en los planos E y H del arreglo de antenas Vivaldi antipodal para las frecuencias 402 MHz, 430 MHz y 450 MHz



En resumen, los resultados de simulación del arreglo 2x2 de doble polarización presenta con las antenas Vivaldi antipodal, presentan valor de ancho de banda de 109 MHz en el rango de frecuencias que va de 371 MHz a 480 MHz, valores pico de ganancia máxima de 4.32 dB y una diferencia entre co-pol y cross-pol, de 30 dB en el plano E. Además, las antenas no presentan acoplamiento en el rango de trabajo.

En la tabla 6 se muestra los valores de los parámetros del arreglo de antenas Vivaldi Antipodal de doble polarización.

Tabla 6

Resumen de los valores de parámetros del arreglo 2x2 Vivaldi antipodal

Parámetros	Vivaldi Antipodal
Rango BW (MHz)	[371-480]
BW (MHz)	109
f_c (MHz)	430
HPBW $_{f_c}$ (°)	60
G_{f_c} (dB)	4.3
(F/B) $_{f_c}$ (dB)	10.3
Diferencia Co-Cross pol (dB)	30

Capítulo IV. Análisis y discusión de resultados

En esta sección se describe el análisis y la discusión de resultados de las antenas para GPR, el arreglo 2x2 y el comportamiento de las antenas con el arreglo a lo largo de multicapas.

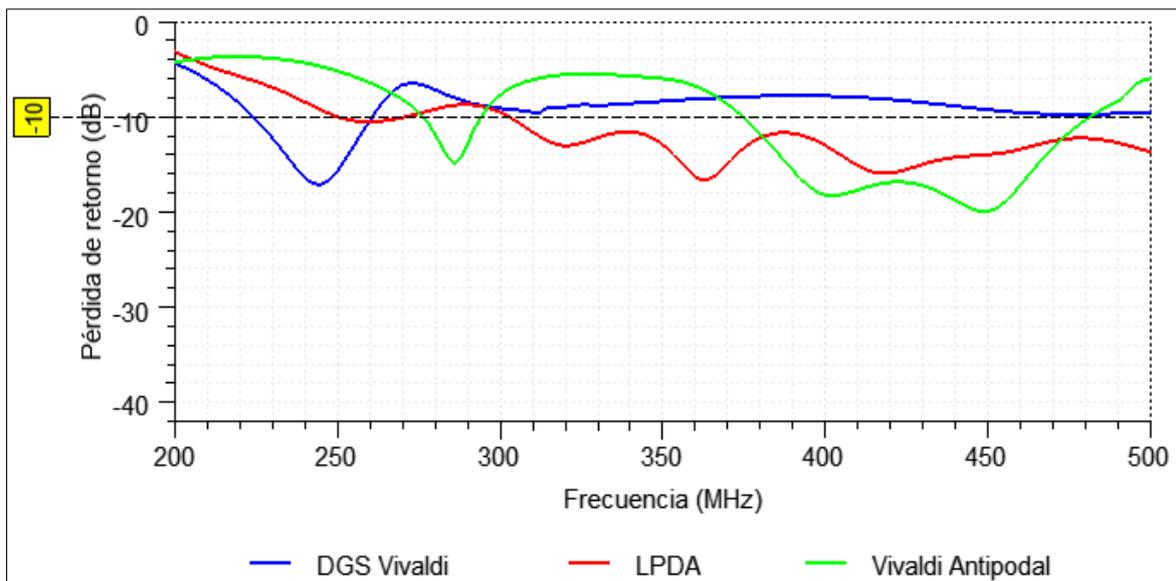
4.1 Análisis Comparativo de las antenas para GPR

Los resultados de valores de pérdida de retorno de las antenas DGS Vivaldi, LPDA y Vivaldi antipodal se muestran en la figura 42.

La antena LPDA presenta mayor ancho de banda en comparación a la demás con un rango mayor de 197 MHz y van desde los 303 MHz a más de 500 MHz.

Figura 42

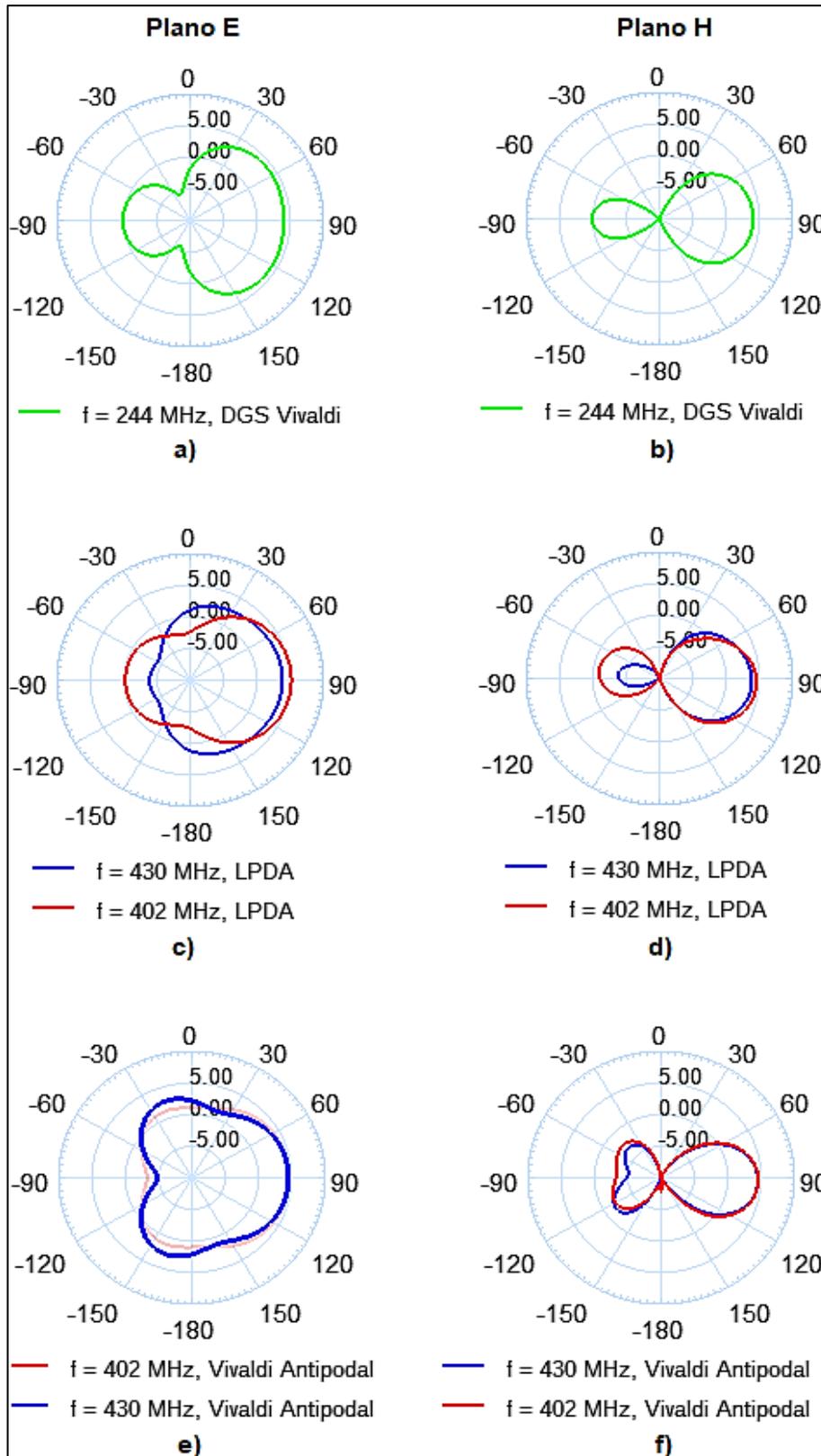
Análisis comparativo de los tipos de antenas para GPR



Al analizar los patrones de radiación en los planos E y H de las tres antenas, se observa que tanto la antena LPDA como la antena Vivaldi antipodal presentan mejores resultados en HPBW y F/B. Esta observación se sustenta al interpretar la gráfica de la figura 43.

Figura 43

Patrón de radiación en el plano E y H de las antenas DGS Vivaldi, LPDA y Vivaldi antipodal

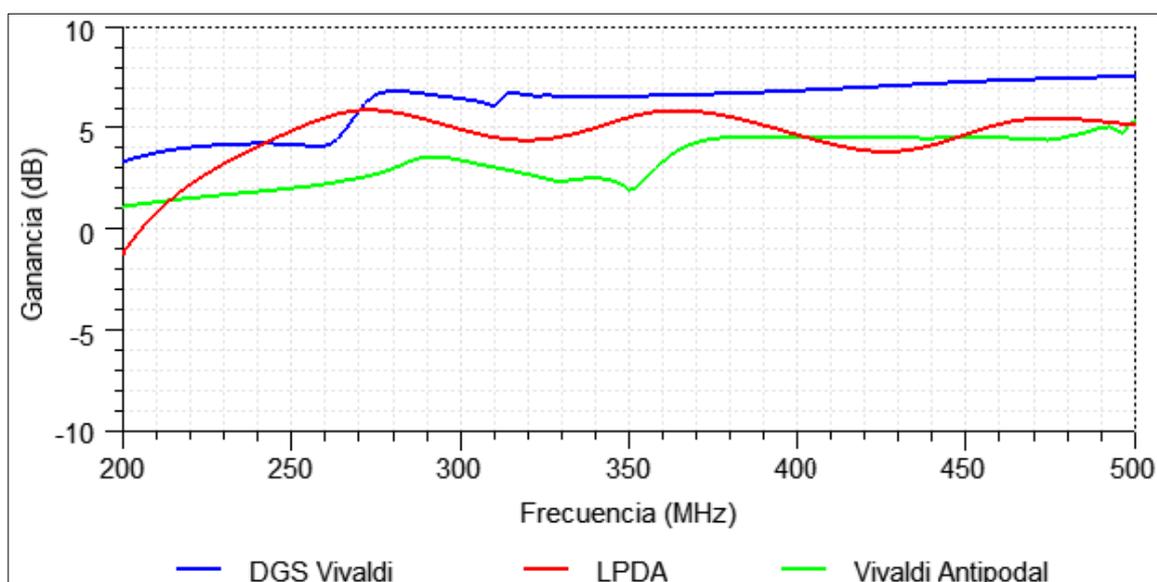


Nota. (a)(c)(e) Son los patrones de radiación en el plano E de las antenas DGS Vivaldi, LPDA y Vivaldi antipodal, respectivamente; y (b)(d)(f) son los patrones de radiación en el plano H de las antenas DGS Vivaldi, LPDA y Vivaldi antipodal, respectivamente.

La antena LPDA presenta mejor resultado en ganancia con un valor pico máximo de 5.86 dB. Las gráficas de ganancia con respecto al rango de frecuencias que van de 200 MHz a 500 MHz se muestran en la figura 44.

Figura 44

Gráficas de ganancia de las antenas DGS Vivaldi, LPDA y Vivaldi antipodal



En conclusión, la antena LPDA, destaca con el mayor ancho de banda de 197 MHz, cubriendo un rango de 303 MHz a más de 500 MHz. La antena LPDA como la Vivaldi antipodal muestran mejores resultados en términos de HPBW (60°) y F/B. La antena LPDA presenta la mayor ganancia con un valor pico de 5.5 dB.

En la tabla 7 se muestra los resultados de las mediciones de los tres tipos de antenas.

Tabla 7

Resumen comparativo de los parámetros para los tres tipos de antenas

Parámetros	DGS Vivaldi	LPDA	Vivaldi Antipodal
BW (MHz)	36	$BW_5 = 21, BW_6 = 197$	107
f_c (MHz)	244	$f_{c1} = 260, f_{c2} = 402$	430
HPBW $_{f_c}$ (°)	80	$HPBW_1 = 68, HPBW_2 = 60$	60
G_{f_c} (dB)	4.5	$G_1 = 5.5, G_2 = 4.5$	4.5
(F/B) $_{f_c}$ (dB)	3.9	$(F/B)_1 = 13.97, (F/B)_2 = 5.59$	7.73

4.2 Análisis comparativo de los arreglos de antenas para GPR de doble polarización

Los resultados de los tres arreglos de antenas para GPR de doble polarización se detallan en la tabla 8.

Tabla 8

Comparación de los resultados de las antenas en un arreglo 2x2

Parámetros	DGS Vivaldi	LPDA	Vivaldi Antipodal
Rango BW (MHz)	[221-255]	[243-286], [297-500]	[371-480]
BW (MHz)	34	$BW_5 = 43, BW_6 = 203$	109
f_c (MHz)	238	$f_{c1} = 260, f_{c2} = 402$	430
$HPBW_{f_c}$ (°)	76	$HPBW_1 = 72, HPBW_2 = 74$	60
G_{f_c} (dB)	5.16	$G_1 = 5.9, G_2 = 4.8$	4.3
$(F/B)_{f_c}$ (dB)	2.4	$(F/B)_1 = 10.3, (F/B)_2 = 6.2$	10.2
Diferencia Co-Cross pol (dB)	55	32	30
Δr ($\epsilon_r = 1$)	4.41	3.26, 0.74	1.37
Δr ($\epsilon_r = 3$)	2.55	1.88, 0.42	0.79
Δr ($\epsilon_r = 16$)	1.10	0.82, 0.19	0.34
Δr ($\epsilon_r = 22$)	0.93	0.69, 0.16	0.29

El análisis comparativo de los tres arreglos indica que la antena LPDA presenta mejores resultados con un valor de ancho de banda de 203 MHz a una frecuencia central de 402 MHz, es directiva con HPBW de 74°, presenta valores de ganancia promedio de 4.8 dB, y una diferencia de co y Cross-polarización de 32 dB.

El arreglo DGS Vivaldi presenta limitación en ancho de banda de 34 MHz que es menor a los 50MHz que se busca en el proyecto, trabaja en frecuencias inferiores a los 255 MHz y un F/B de 2.4 dB.

El arreglo Vivaldi antipodal presenta resultados de ancho de banda de 109 MHz a una frecuencia central de 430 MHz y es directiva con un HPBW de 60°. La limitación de este arreglo es que presenta menor ganancia en comparación de los otros dos arreglos.

El valor de la resolución depende del ancho de banda de la antena y de la propiedad EM del medio. Para los medios con $\epsilon_r=1$, $\epsilon_r=3$, $\epsilon_r=16$ y $\epsilon_r=22$, el arreglo LPDA presenta mejor resolución en comparación con los demás arreglos en el rango de frecuencias que

va de 297MHz a 500 MHz. Del capítulo 2, se conoce que el rango de penetración depende directamente de la ganancia de las antenas, por lo cual, el arreglo LPDA presenta mayor alcance de penetración en comparación con los demás. Según lo detallado, se descarta los arreglos DGS Vivaldi y Vivaldi antipodal para el análisis con el modelo multicapa.

4.2.1 Resultados experimentales de los arreglos LPDA y DGS Vivaldi

El arreglo 2x2 de antenas de GPR de doble polarización con el VNA se visualizan en la figura 45.

Figura 45

Arreglo de configuración 2x2 de doble polarización para antenas de GPR



Nota. Configuración experimental de caracterización de arreglo de LPDAs de doble polarización. (1) VNA, (2) cable SMA y (3) arreglo 2x2.

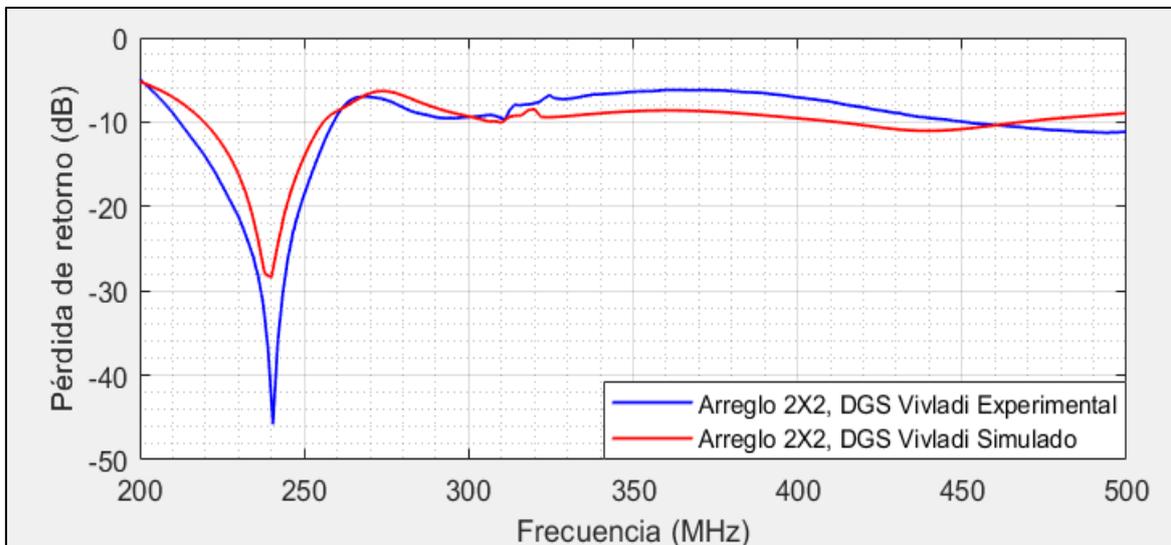
Los valores de pérdida de retorno de la antena DGS Vivaldi se muestran en la figura 46 (a). La gráfica de pérdida de retorno experimental presenta un valor de ancho de banda de 50 MHz en el rango de frecuencia de 210 MHz a 260 MHz y una frecuencia central en 240 MHz a -45 dB. En comparación con los resultados de simulación, los datos obtenidos en la experimentación presentan mayor ancho de banda con un 32% de mejora.

Con valores aceptables por debajo de -20 dB en el acoplamiento entre las antenas frontales ($AD = CB$) y ortogonales ($AB = AC = CD = DB$), los resultados se muestran en las figuras 46 (b) y figura 46 (c), respectivamente.

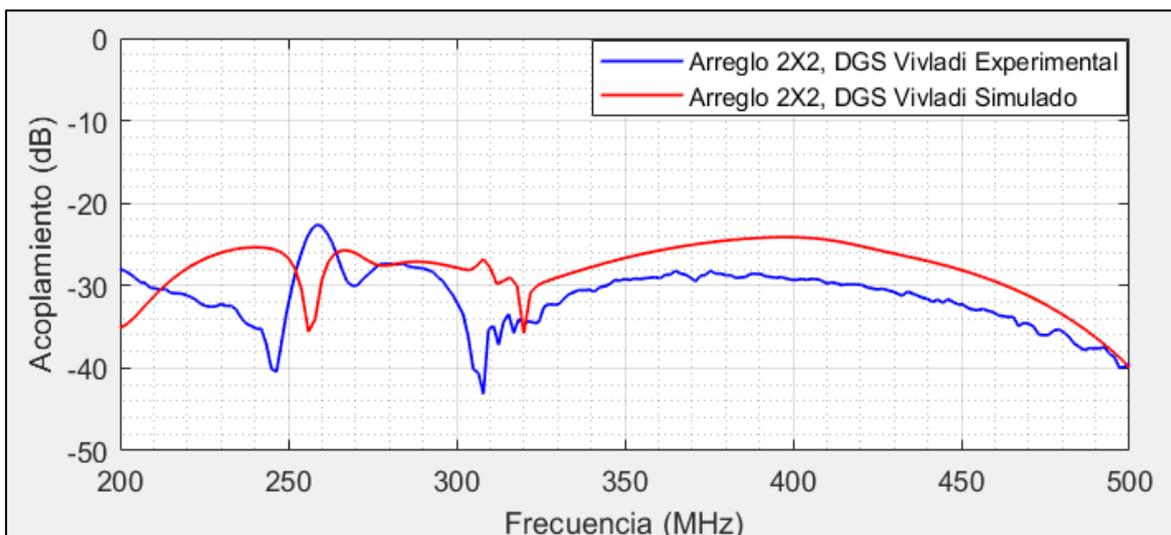
De los resultados experimentales, se observa que las antenas ortogonales presentan acoplamiento de 5 MHz, con lo cual, las antenas fabricadas reducen su ancho de banda a 45 MHz en rango de frecuencia que va de 210 MHz a 255 MHz. En comparación con los resultados de simulación, los datos obtenidos en la experimentación presentan mayor ancho de banda en un 32 % de mejora.

Figura 46

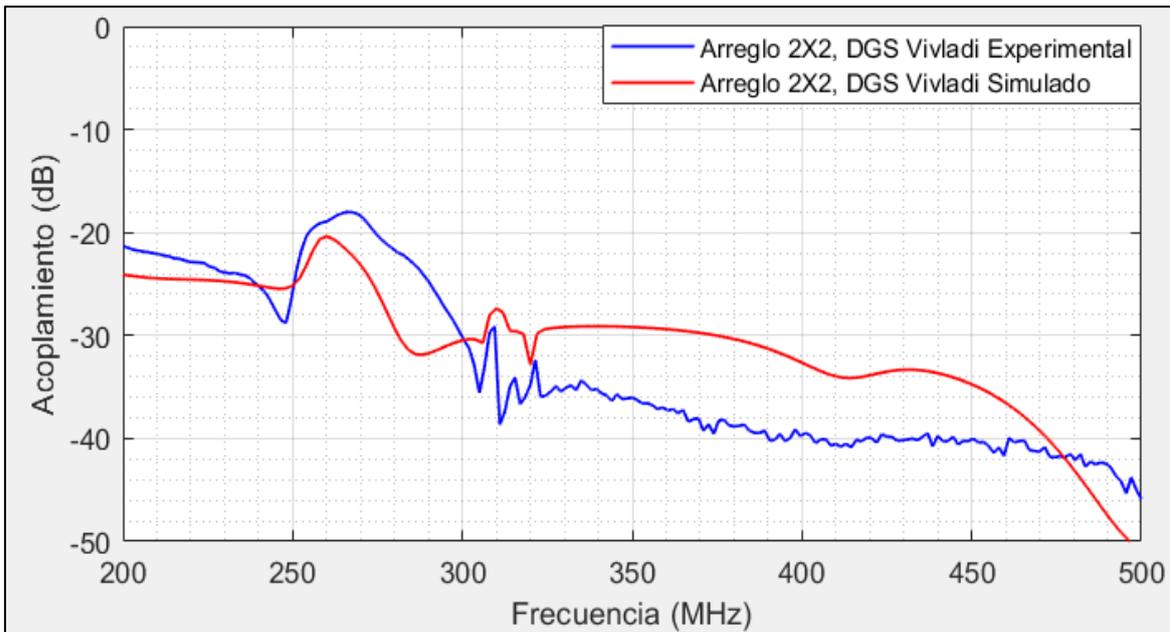
Resultados experimentales de los arreglos LPDA y DGS Vivaldi



Nota: (a) Pérdidas de retorno del arreglo DGS Vivaldi.



Nota: (b) Acoplamiento mutuo de antenas opuestas del arreglo DGS Vivaldi.

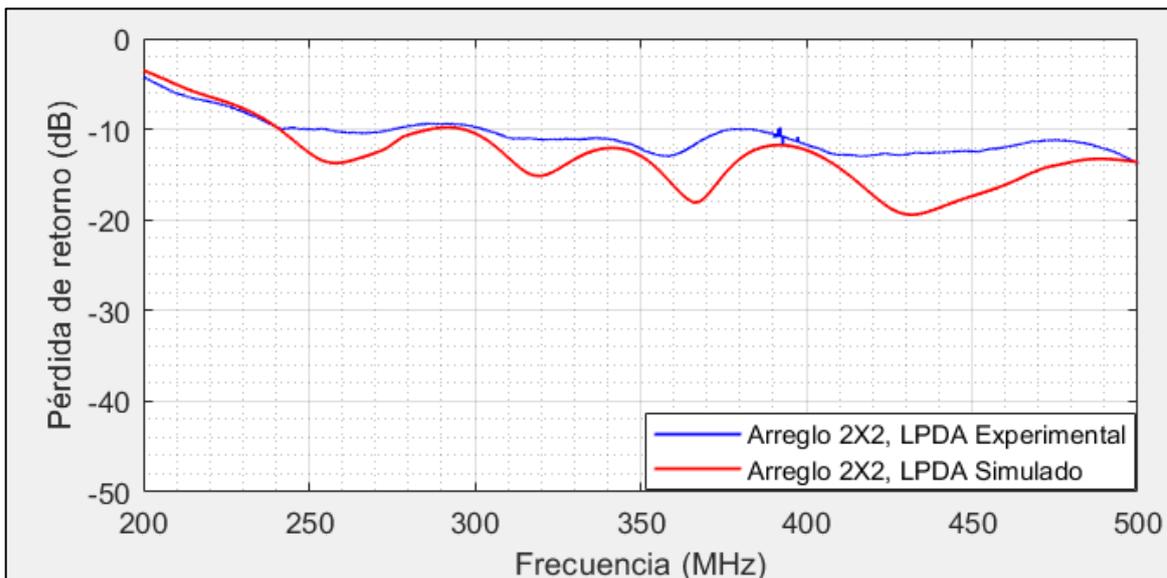


Nota: (c) Acoplamiento de antenas ortogonales del arreglo DGS Vivaldi.

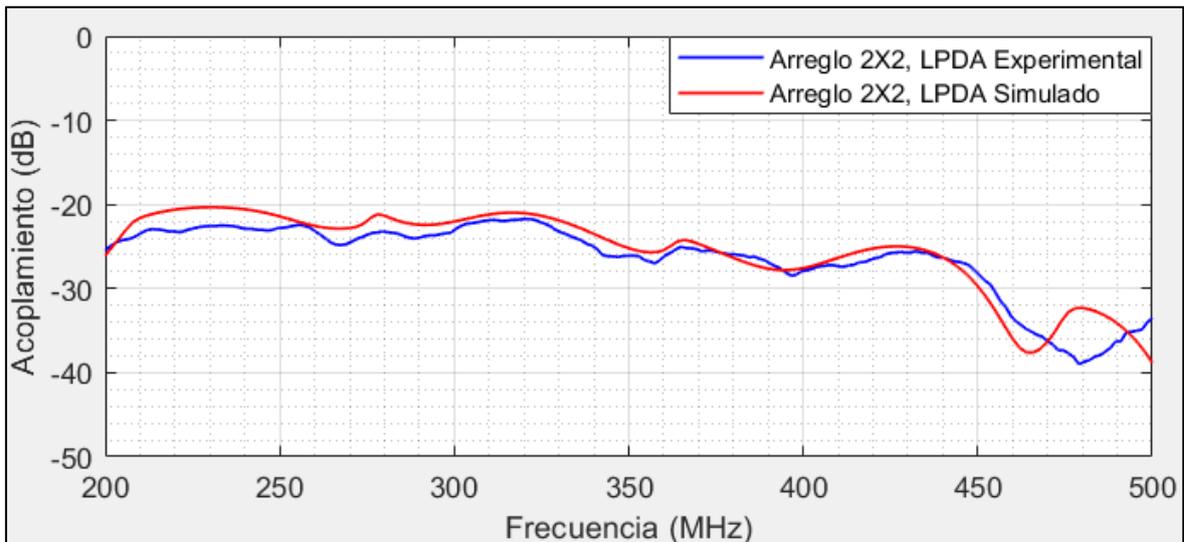
En la figura 47 se muestran las gráficas de simulación y experimentación para la pérdida de retorno de las antenas LPDA con los valores de referencia por debajo de -10 dB. La gráfica del resultado experimental mostrado en la figura 47 (a) presenta un ancho de banda de 198 MHz en el rango de frecuencia que va de 302 MHz a 500 MHz. En comparación con los resultados de simulación se obtiene un error relativo de 2.4% de mejora en el ancho de banda.

Figura 47

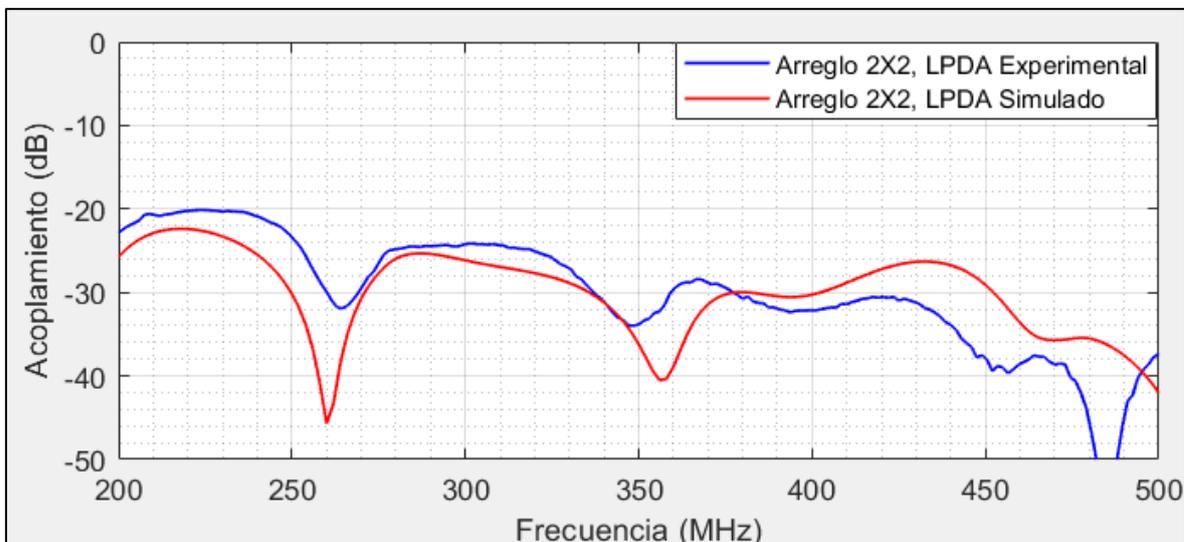
Resultados experimentales del arreglo 2x2 de LPDAs para GPR de doble polarización



Nota:(c) Perdidas de retorno del arreglo LPDA.



Nota: (b) Acoplamiento de antenas opuestas del arreglo LPDA.



Nota: (c) Acoplamiento de antenas ortogonales del arreglo LPDA.

Los resultados de simulación y experimentación del acoplamiento de las antenas LPDAs opuestas ($AD = CB$) y ortogonales ($AB = AC = CD = DB$), se muestran en las figuras 47 (b) y 47 (c), respectivamente.

De los resultados de simulación y experimentación, se observa que las antenas LPDA ortogonales y frontales no presentan acoplamiento para el rango de trabajo.

Como se detalla en el capítulo 3, actualmente no se dispone con una cámara anecoica para medir la ganancia, HPBW, F/B y cross-polarización. Sin embargo, debido que el método utilizado en la fabricación presenta resultados con margen de error inferior al 5%, se afirma que los resultados de simulación como correctas.

En conclusión, la antena LPDA destaca con el mayor ancho de banda de 203 MHz en el rango de frecuencias que va de 297 a 500 MHz. Las antenas LPDA y Vivaldi antipodal presentan mejores resultados en términos de HPBW y F/B. Los tres tipos de antenas presentan una diferencia co y cross-pol mayor a 20 dB. Las antenas de los arreglos 2x2 DGS Vivaldi y LPDA, presentan mejores resultados en ganancia con 5.16 dB y 5,9 dB, respectivamente.

La resolución depende del ancho de banda de la antena, por lo tanto, la antena que presenta mejor resultado es la LPDA. Asimismo, el alcance de penetración está correlacionado con la ganancia de la antena y directividad; por tanto, la antena que presenta mejor resultado es la LPDA.

4.3 Análisis del arreglo 2x2 con multicapas en 2D

En este subcapítulo se analiza el comportamiento del campo eléctrico en el interior de una cavidad que contenga más de un tipo de material o múltiples capas mediante una simulación en 2D con el software COMSOL.

Para la simulación, se utiliza una antena de referencia con dimensiones de $0.5 \times 0.25 \times 0.25$, como se muestra en la figura 48. La antena de referencia trabaja en una frecuencia resonancia de 220 MHz y la señal que emite la antena está determinada por las ecuaciones $E_x = 1e^{-jwk_0y}$ V/m, $E_y = E_z = 0$.

Figura 48

Antena rectangular de referencia



La cavidad está compuesta por 11 tipos de medios con diferentes coeficientes de permitividad, como se presenta en la tabla 9. La tabla presenta las propiedades electromagnéticas del aire y los 11 medios, cuyas características EMs simulan el suelo de la costa de Lima (MTC, 2014) (Guerrero, 1998) (Alva, 1976).

Tabla 9

Características electromagnéticas de los medios de la cavidad

Símbolo	Espesor (mm)	Tipo de medio	Permitividad Relativa ϵ_r	Conductividad (S/m)
M_0	151570	Aire	1	0
M_1	600	Arena arcillosa semidenso	6	00.001
M_2	400	Grava arenosa	15	0.0001
M_3	600	Grava arenosa	16	0.0002
M_4	550	Grava arenosa	17	0.0003
M_5	1600	Suelo limoso seco semidenso	3	0.001
M_6	650	Grava arenosa	18	0.00045
M_7	400	Grava arenosa	19	0.0005
M_8	1750	Arena limoso saturado	13	0.0012
M_9	450	Grava arenosa	20	0.00065
M_{10}	1000	Arena arcillosa densa	9.5	0.001
M_{11}	230	Grava arenosa	22	0.00075

En la figura 49 se muestra el sistema de antena con multicapas y un Perfectly Matched Layer - PML que sirve como material absorbente de la radiación en las paredes.

Figura 49

(a) PML y (b) geometría del sistema compuesto por la antena, PML, aire y las 11 capas

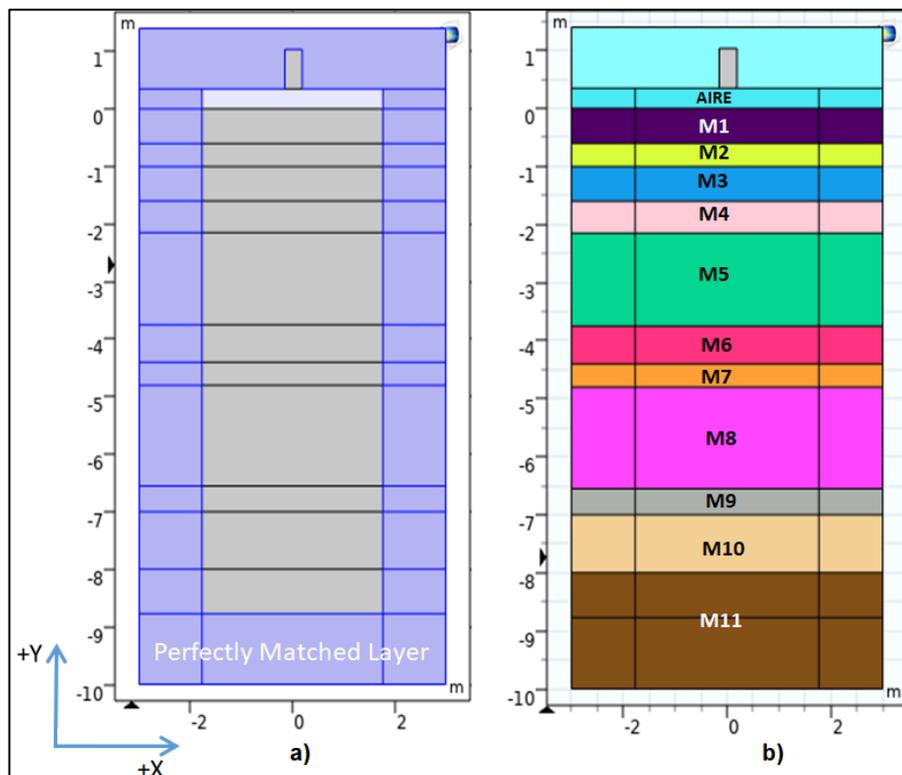


Figura 50

Mesh del sistema compuesto por la antena, PML, el aire y las 11 capas o medios

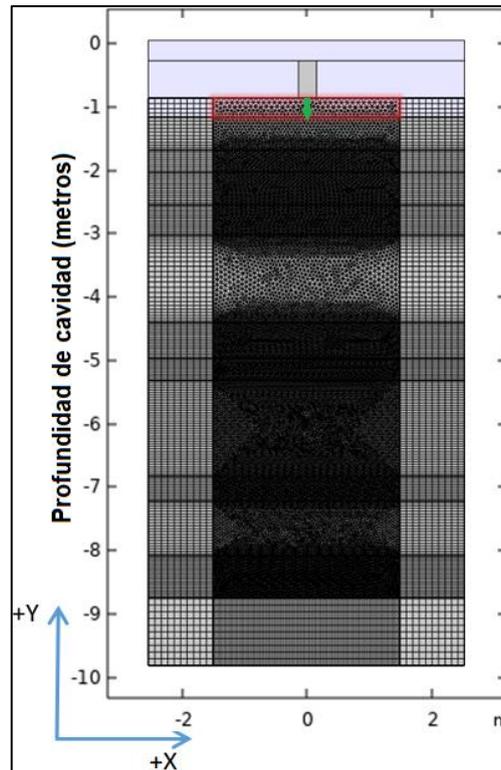
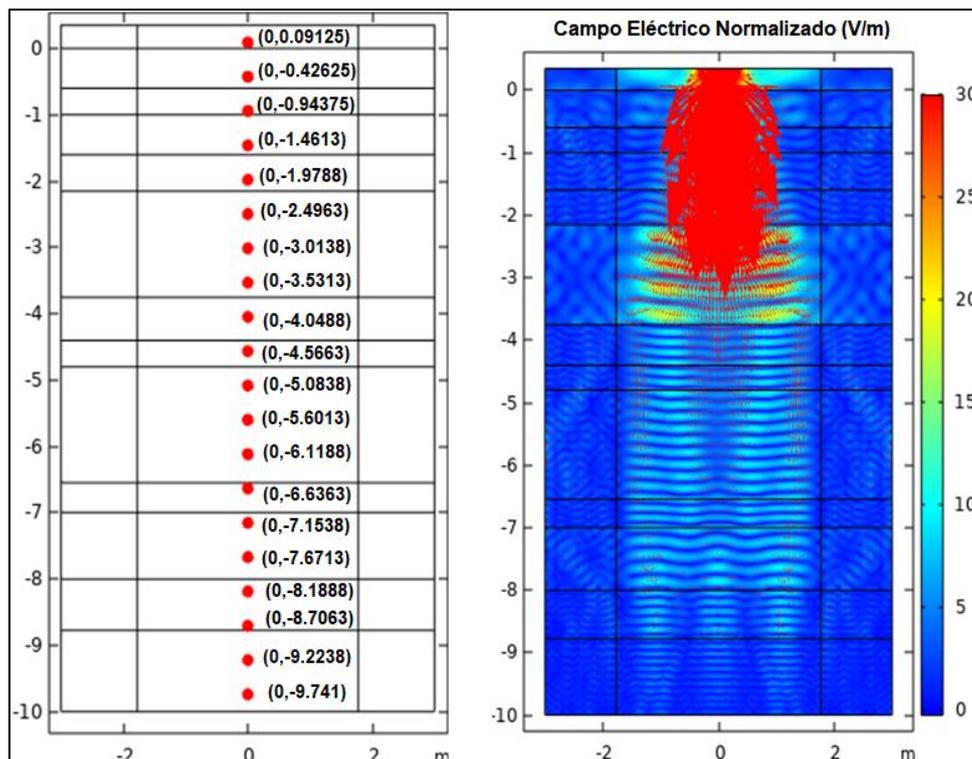


Figura 51

Campo eléctrico normalizado en el eje X y los puntos de medición en metros a lo largo del eje -Y



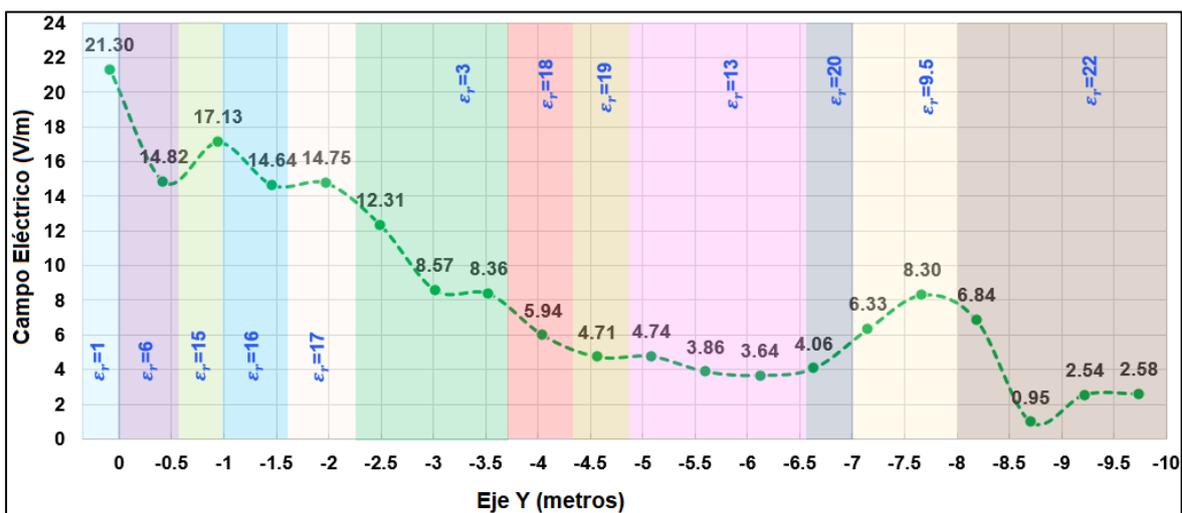
Para optimizar el rendimiento de la antena dentro del arreglo 2x2 y las multicapas, se ha implementado una malla o 'mesh' detallada sobre la estructura, como se evidencia en la figura 50.

Con las condiciones de simulación establecidas, se tiene el campo eléctrico en el eje X y los puntos de coordenadas de medición en metros en el plano 2D para la antena y las 11 capas, como se muestra en la figura 51.

En la figura 52 se muestran las magnitudes del campo eléctrico a lo largo de las multicapas. El eje X del gráfico indica la posición en metros y varía de 0 a -9.5 metros. El eje Y del gráfico, muestra la intensidad del campo eléctrico.

Figura 52

Campo eléctrico de la antena a lo largo de las multicapas



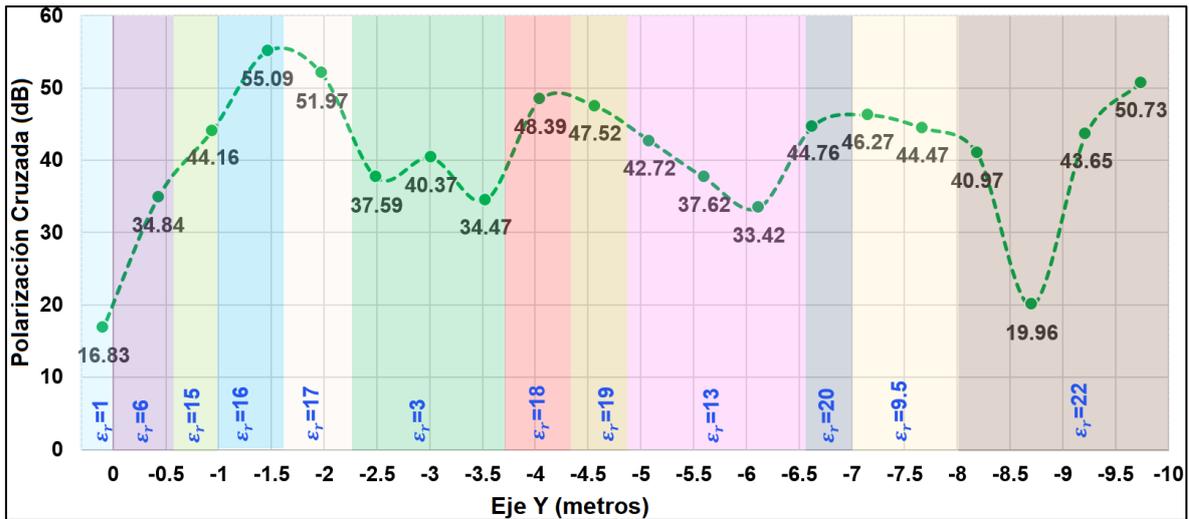
En el primer medio, donde está ubicada la antena, se registra la máxima potencia. Sin embargo, se percibe una disminución gradual de esta potencia a medida que la onda electromagnética avanza a través de las capas.

El campo eléctrico varía en función de los valores de la permitividad del medio. Cuando existe un cambio de mayor a menor valor de permitividad relativa, aumenta ligeramente la magnitud del campo eléctrico y genera ondas refractadas. La gráfica de polarización cruzada se muestra en la figura 53.

Un alto nivel de discriminación entre co-polarización y cross-polarización con una diferencia superior a los 20 dB, indica que la antena está recibiendo correctamente la señal deseada con una mínima interferencia de señales no deseadas que están polarizadas de forma diferente.

Figura 53

Polarización cruzada de la antena a lo largo de las multicapas

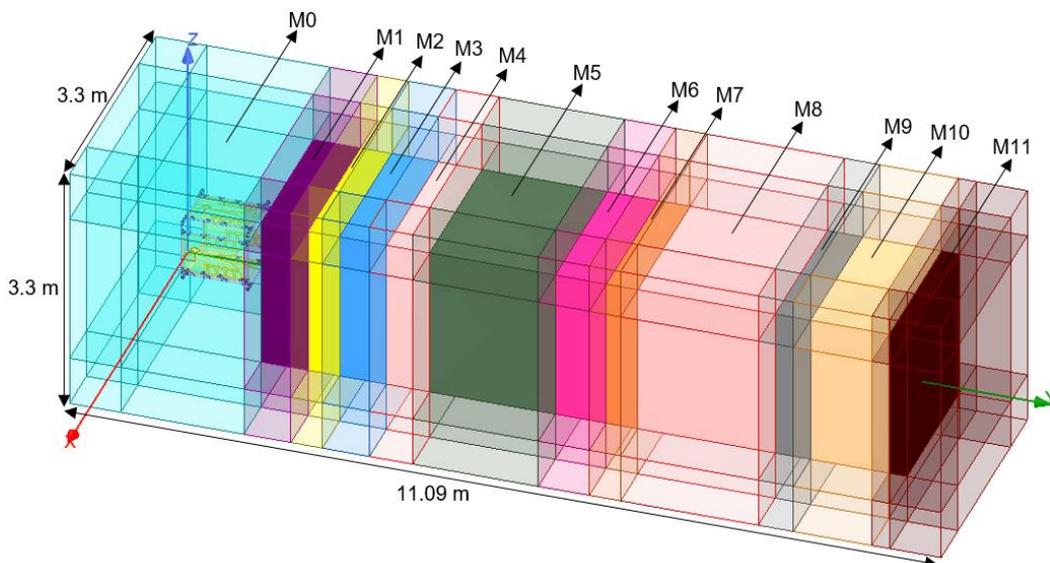


4.3.1 Análisis del arreglo 2x2 con multicapas en 3D

En la figura 54 se muestra el sistema que forma el arreglo 2x2 de LPDAs para GPR de doble polarización con multicapas en 3D.

Figura 54

Arreglo 2x2 de LPDAs para GPR de doble polarización con multicapas

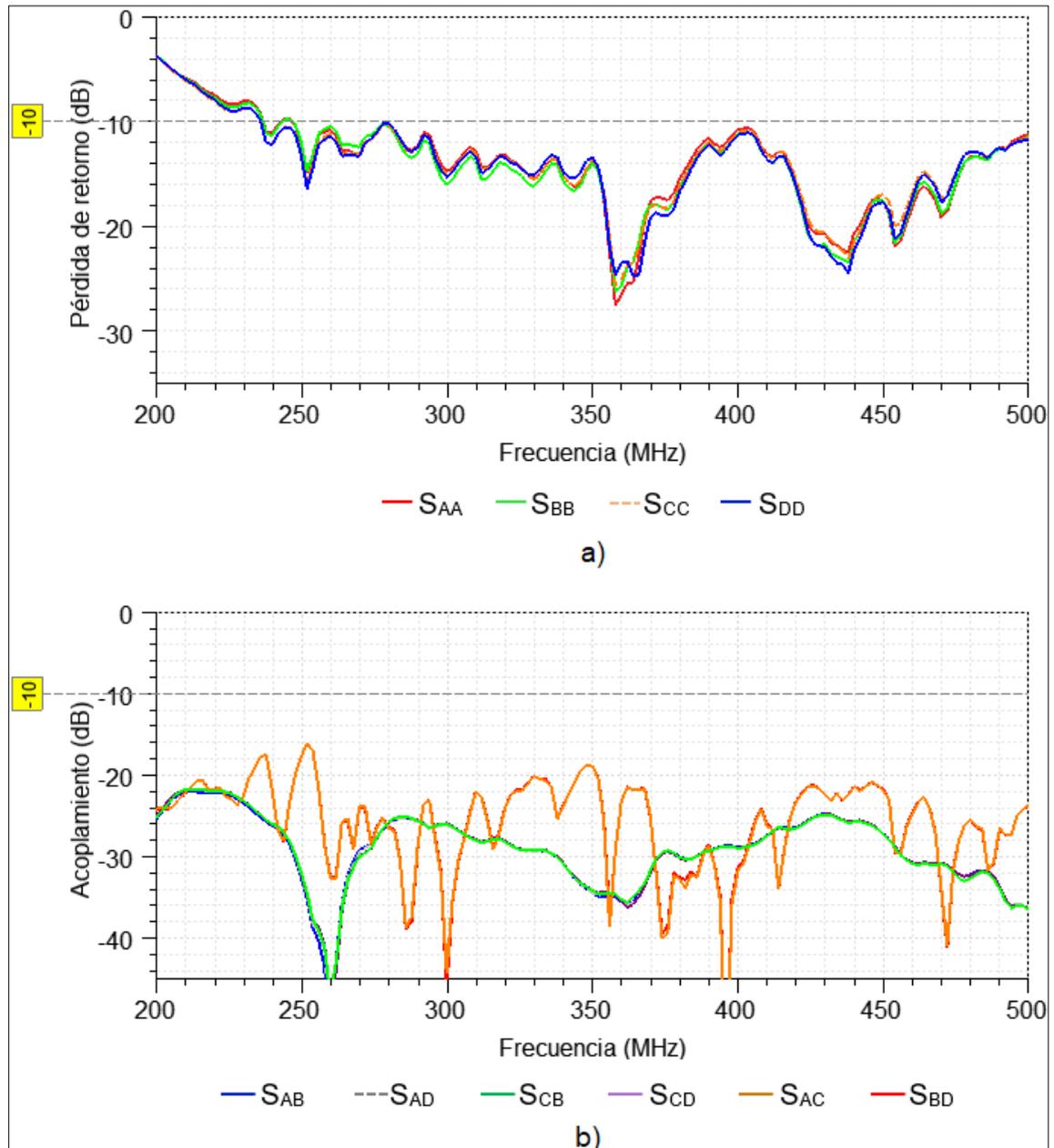


El sistema está rodeado por una capa de PML (Perfect Matched Layer) que simula las condiciones de absorción perfecta en las fronteras de un dominio de simulación.

Con el simulador Ansys HFSS se obtuvieron los resultados del parámetro S de pérdida de retorno, como se muestra en la figura 55.

Figura 55

Parámetros del arreglo 2x2 de LPDAs de doble polarización a lo largo de multicapas



El arreglo 2x2 de las antenas LPDA con la influencia de las multicapas presenta un valor de ancho de banda para las frecuencias que van de 247 MHz a más de 500 MHz. En

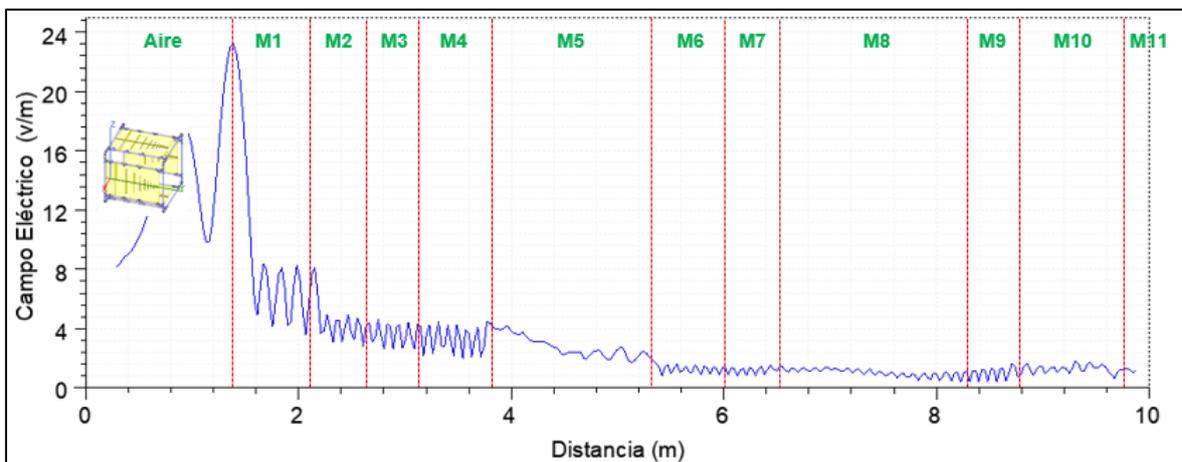
el rango de trabajo de las antenas, el arreglo presenta frecuencias de resonancia en 358 MHz y 438 MHz. Debido a la influencia de los medios, el arreglo presenta un ligero acoplamiento entre las antenas frontales S_{BD} y S_{AC} para el rango de frecuencias que va de 345 MHz a 351 MHz.

Cuando la onda se propaga en entre medios dieléctricos presenta atenuación debido a la conductividad del medio. Esta atenuación se debe a la pérdida de energía de la onda al atravesar de un medio a otro.

La magnitud del campo eléctrico de la onda incidente a lo largo de la cavidad de multicapas, se muestra en la figura 56. Cuando la onda incidente se transmite desde un medio con mayor permitividad relativa, se genera un ligero aumento de la magnitud del campo eléctrico. Este fenómeno se atribuye al hecho de que el medio tiene un coeficiente de reflexión menor, lo cual indica que es menos probable que la onda se refleje y más probable que sea absorbida por el medio, lo que da lugar a un campo eléctrico mayor.

Figura 56

Magnitud de campo eléctrico a lo largo de la cavidad multicapas



Cuando la onda se transmite por los medios M_1 , M_2 , M_3 y M_4 , presenta ángulos de incidencia con respecto a la normal inferiores a 30° , esto es debido a las magnitudes de las permitividades de los medios. A medida que la onda se desplaza del medio M_5 al M_6 , las permitividades relativas de los medios disminuyen de 17 a 3, lo cual, genera mayor cantidad de ondas resonantes en el medio 5. A medida que la onda viaja del medio M_5 al

M_6 , se produce una disminución de la permitividad que genera más ondas resonantes. Finalmente, a lo largo de una distancia de 10 metros, la magnitud del campo eléctrico disminuye hasta alcanzar valores tan bajos como 1.3 V/m.

En resumen, los resultados del arreglo con multicapas, muestran un valor del ancho de banda de 253 MHz que trabaja en las frecuencias de 247 MHz a más de 500 MHz, permitiendo una cobertura de frecuencia amplia. Hay un ligero acoplamiento entre las antenas frontales para el rango de frecuencias que va de 345 MHz a 351 MHz. La diferencia de co y cross-pol entre las antenas es superior a los 20 dB, lo cual indica que la antena está recibiendo correctamente la señal deseada con una mínima interferencia de señales no deseadas que están polarizadas de forma diferente.

En la tabla 10 se muestra el resumen de los resultados generales del comportamiento de la onda a lo largo de las multicapas.

Tabla 10

Resultados del comportamiento de la onda a lo largo de las 11 capas

Parámetro	Resultados
Campo eléctrico	La potencia es mayor en el primer medio donde se encuentra la antena y disminuye a medida que la onda se propaga debido a la atenuación y la onda refractada.
Ancho de Banda	247 MHz a más de 500 MHz
Frecuencia de Resonancia	358 MHz y 438 MHz
Acoplamiento entre las antenas del GPR	Ligero entre las antenas frontales en el rango de 345 MHz -351 MHz.
Atenuación	La amplitud del campo eléctrico disminuye con la distancia, debido a la atenuación de la señal con la profundidad. Influenciado por la conductividad del medio.
Magnitud del Campo eléctrico	Disminuye a lo que la profundidad o cavidad aumenta, llegando a 1.3 V/m

Conclusiones

1. Con la evaluación del diseño y optimización de los tres tipos de antenas para GPR: DGS Vivaldi, LPDA y Vivaldi antipodal; se obtiene como resultado experimental que la precisión de las técnicas de simulación y fabricación presentan errores relativos inferiores al 5%.
2. Mediante el análisis comparativo se determinó que la antena LPDA presenta mejor rendimiento con 5.5 dB de ganancia y un patrón de radiación directiva con 68° de HPBW.
3. Con el análisis comparativo de un arreglo 2x2 para los tres tipos de antenas se determinó que el arreglo LPDA presenta mayor rendimiento en términos de ancho de banda de 203 MHz, ganancia de 5.9 dB y diferencia entre co y cross-polarización de 32 dB.
4. Mediante los resultados de simulación en distintos medios o multicapas indican que las antenas LPDA presentan mejor resolución en el rango de frecuencias de 297 MHz a 500 MHz, con un ancho de banda de 203 MHz dentro del rango.
5. Con los resultados de las antenas con un modelo multicapas, se concluye que las antenas LPDA en el rango de frecuencias que va desde los 297 MHz a 500 MHz presentan un aumento en la resolución de 19.7% en comparación del arreglo sin las multicapas.
6. Con los resultados de las antenas para GPR con el arreglo 2x2 de doble polarización en un modelo multicapas, se evidenció que el ancho de banda de la antena LPDA aumentó en 24.6%.
7. Con los resultados de las antenas para GPR con el arreglo 2x2 de doble polarización en un modelo multicapas, se demostró que las antenas frontales del arreglo LPDA presentan acoplamiento en el rango de frecuencia que va desde los 347 MHz a 352 MHz.

8. La antena LPDA presenta mejores resultados en ganancia y directividad; por tanto, está genera mejor alcance de penetración.
9. Con los resultados de las antenas para GPR con el arreglo 2x2 de doble polarización, se evidenció que la diferencia de co y cross-pol entre las antenas es superior a los 20 dB, lo cual indica que la antena está recibiendo correctamente la señal deseada con una mínima interferencia de las señales no deseadas que están polarizadas de forma diferente.

Recomendaciones

1. Los procesos de fabricación de las antenas se deben realizar con la máxima precisión para garantizar que la fabricación de las antenas se realice con mayor exactitud en los resultados con respecto a las simuladas.
2. Para los futuros proyectos de investigación que requieran aumentar el rango de penetración, por lo que se recomienda considerar el rango de frecuencias de trabajo; dado que las características del medio a explorar el tamaño de la antena puede ser una gran limitante en la investigación.

Referencias bibliográficas

- Alva, C. A., Alphen, J. V., & De la Torre, A. (1976). *Problemas de drenaje y salinidad en la costa peruana (No. 16)*. ILRI.
- Ansys HFSS | 3D High Frequency Simulation Software. (s. f.).
<https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
- Brand, Y., Alvarez-Melcon, A., Mosig, J. R., & Hall, R. C. (1997). *Large distance behavior of stratified media spatial Green's functions*. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997*. Digest, 4, 2334-2337 vol.4.
<https://doi.org/10.1109/APS.1997.625437>
- Bugaj, M., Wnuk, M., & Przesmycki, R. (2018). *Microstrip Broadband LPDA Antenna on VHF and UHF Bands*. 2018 2nd URSI Atlantic Radio Science Meeting (AT-RASC), 1-4. <https://doi.org/10.23919/URSI-AT-RASC.2018.8471299>
- Balanis, C. A. (2012). *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons.
- Balanis, C. A. (2016). *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons.
- Broseta, R. (2010). *Georradar aplicado a la arqueología: El Palacio del Real de Valencia*.
<https://upcommons.upc.edu/handle/2099.1/13532>
- Churio, J., Ochoa, A., & Morantes, Z. (2010). *Simulación de la propagación de ondas electromagnéticas en ambientes cerrados utilizando fronteras absorbentes tipo PML en 3D*. *Télématique*, 9(1), 76-97.
- Chew, W. C., Hu, B., Pan, Y. C., & Zhao, J. S. (2001). *Fast algorithm for complex structures*. *APMC 2001*. 2001 Asia-Pacific Microwave Conference (Cat. No.01TH8577), 1, 75-78 vol.1. <https://doi.org/10.1109/APMC.2001.985592>
- Chaves, A. C. 12th International Congress of the Brazilian Geophysical Society & EXPOGEF, Rio de Janeiro, Brazil, 15–18 August 2011.
- COMSOL Multiphysics® Software—Understand, Predict, and Optimize. (s. f.).
COMSOL. <https://www.comsol.com/comsol-multiphysics>
- Daniels, D. (2004). *Ground Penetrating Radar*. IET.

- Díaz , G. P. (2016). *Prospección arqueológica con georadar*
- Elsheakh, D. M., & Abdallah, E. A. (2012). *Novel shape of Vivaldi antenna for water detection using GPR. The 2nd Middle East Conference on Antennas and Propagation, 1-4.* <https://doi.org/10.1109/MECAP.2012.6618207>
- Gao, X., Podd, F. J. W., Van Verre, W., Daniels, D. J., & Peyton, A. J. (2019). *Investigating the Performance of Bi-Static GPR Antennas for Near-Surface Object Detection. Sensors, 19(1), Article 1.* <https://doi.org/10.3390/s19010170>
- Genís, M. (2014). *La formación de los arquitectos restauradores: Elaboración de un modelo didáctico* [Doctoral thesis, Universitat Politècnica de Catalunya]. Tesis Doctorals en Xarxa. <https://upcommons.upc.edu/handle/2117/95477>
- Gibson, P. J. (1979). *The Vivaldi Aerial.* 1979 9th European Microwave Conference, 101-105. <https://doi.org/10.1109/EUMA.1979.332681>
- Guerrero, J. (1998). *Interpretación de análisis de suelos y recomendaciones.* Universidad Nacional Agraria La Molina. Dpto. de Suelos. TecReVeg-L1_Análisis de Suelos.pdf.
- Griffiths, D. J. (2021). *Introducción a la Electrodinámica.* Cuarta Edición.
- National Geographic (2019, octubre 24). *Caral, una gran civilización en el norte de Perú.* [historia.nationalgeographic.com.es.](https://historia.nationalgeographic.com.es)
https://historia.nationalgeographic.com.es/a/caral-gran-civilizacion-norte-peru_14823
- INEI (s.f.). *Aspectos geográficos del Perú.* <https://proyectos.inei.gob.pe/web/BiblioINEIPub/BancoPub/Est/Lib0347/N25/GEOGRAF.htm>
- Karthikeyan, R., Chandramouli, A., & Srivatsun, G. (2018). *Ground Penetrating Radar (GPR) Antenna Design: A Comparative Study.* International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT), 8(2S), 168-176.
- Ludwig, A. (1973). *The definition of cross polarization.* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 21(1), 116-119. <https://doi.org/10.1109/TAP.1973.1140406>

- Llamocca, J. (2014). *Variabilidad de las condiciones climáticas y meteorológicas en la zona arqueológica Caral - Supe*. Universidad Nacional Mayor de San Marcos. <https://cybertesis.unmsm.edu.pe/handle/20.500.12672/4076>
- Ledezma-Ríos, J. A. (2017). *Tecnología aplicada en el funcionamiento y la detección de minas antipersonales: Estado del arte*. Ingeniería Investigación y Desarrollo, 17(2), Article 2. <https://doi.org/10.19053/1900771X.v17.n2.2017.7182>
- Mamani, R. M., Caillaux, V. C., Pinto, W. P., Oviedo, M. J., Douma, M., Best, M., & Bobrowsky, P. (2005). *The Application of Ground Penetrating Radar (GPR) at Machu Picchu, Peru (C101-1)*. En K. Sassa, H. Fukuoka, F. Wang, & G. Wang (Eds.), *Landslides: Risk Analysis and Sustainable Disaster Management* (pp. 55-59). Springer. https://doi.org/10.1007/3-540-28680-2_5
- Michelsen, F., & Sachpazis, C. (2008). *Application of Ground Penetrating Radar (GPR) To Archaeological Site Characterization*. AOA Geophysics.
- MTC. (s.f.). *Suelos, Geología, Geotecnia y Pavimentos: Sección Suelos y Pavimentos*. https://portal.mtc.gob.pe/transportes/caminos/normas_carreteras/documentos/manuales/MANUALES%20DE%20CARRETERAS%202019/MC-05-14%20Seccion%20Suelos%20y%20Pavimentos_Manual_de_Carreteras_OK.pdf
- MTC. (s.f.). *Estudio de Suelos Caral*. <https://es.scribd.com/document/275168040/Estudio-de-Suelos-Caral>
- Nurhayati, N., Setijadi, E., & Hendrantoro, G. (2019). *Radiation pattern analysis and modelling of coplanar vivaldi antenna element for linear array pattern evaluation*. *Progress In Electromagnetics Research B*, 84, 79-96.
- Peñaloza, D., Alvarez, J., & Clemente, M. (2017). *GPR vivaldi antenna with DGS for archeological prospection*. *2017 IEEE XXIV International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON)*, 1-4. <https://doi.org/10.1109/INTERCON.2017.8079704>

- Pinto, I. W. P. (2008). *Prospección geofísica con georadar-gpr en el sector de sacta del distrito de santiago provincia y departamento de Ica.*
- Peláez, M. A. (2022). *Calibración de un VNA utilizando dispositivos no estándar y modelos digitales de ajuste polinómico.*
- Pozar, D. M. (2011). *Microwave Engineering.* John Wiley & Sons.
- Pumallica, M. A., Arizaca, J. L., & Clemente, M. (2019). *A Multiobjective Genetic Algorithm for Analysis, Design and optimization of Antipodal Vivaldi Antennas. 2019 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), 316-321.*
<https://doi.org/10.1109/APWC.2019.8870420>
- Pumallica, M, Arizaca, J., & Clemente, M. (2018). *Optimizing Cutoff Frequency in an Antipodal Vivaldi Antenna for GPR applications through a novel balun. 2018 IEEE XXV International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON), 1-4.*
<https://doi.org/10.1109/INTERCON.2018.8526432>
- Rumiantsev, A., & Ridler, N. (2008). *VNA calibration. IEEE Microwave Magazine, 9(3), 86-99.* <https://doi.org/10.1109/MMM.2008.919925>
- RU, P. (2017). *Características eléctricas de la superficie de la Tierra.* Serie P. vol, 4, 527-4.
- Shady, R. (1997). *La ciudad sagrada de Caral—Supe en los albores de la civilización en el Perú.* [Text.Book]. Fondo Editorial UNMSM (1997)
<https://fondoeditorial.unmsm.edu.pe/index.php/fondoeditorial/catalog/book/31>
- Shady, R. (2006). *Caral-Supe La Civilización más Antigua de América.*
- Shady, R. (2006). *America's First City? The Case of Late Archaic Caral. En W. H. Isbell & H. Silverman (Eds.), Andean Archaeology III: North and South (pp. 28-66).* Springer US. https://doi.org/10.1007/0-387-28940-2_3
- Shady, , R (2007). *The social and cultural values of Caral-Supe, the oldest civilization of Peru and the Americas, and their role in integrated sustainable development.*

- Shady, R. (2003). *La ciudad sagrada de Caral - Supe: Los orígenes de la civilización andina y la formación del Estado prístino en el antiguo Perú*.
<https://cir.nii.ac.jp/crid/1130000793740037120>
- Santillán, D.; Antonino, E.; Ferrando, M.; Sánchez, D.; Navarro, D.; Carrera, F. (2018). *Polarización cruzada en antenas de microondas: Caso de estudio de una guía de onda circular*. *Revista Digital Novasinerгия*, 1(2), 30-37.
<https://doi.org/10.37135/unach.ns.001.02.03>
- Stutzman, W. L., & Thiele, G. A. (2012). *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons.
- Shirzadian, M., Rashed, J., Naser, M., & Khatir, M. (2019). *Design of a wideband microstrip nanoantenna array*. *Optical and Quantum Electronics*, 51(5), 132.
<https://doi.org/10.1007/s11082-019-1852-6>
- Tóvar, L. L. (2014). *Diseño de una antena vivaldi antipodal modificada para aplicaciones GPR en la banda de 700 MHz—9 GHz*.
<http://repository.javeriana.edu.co/handle/10554/16502>
- Watson, R. (1953). *Radar defense today-and tomorrow*. *Foreign Aff.*, 32, 230.
- Zhao, W., Forte, E., Pipan, M., & Tian, G. (2013). *Ground Penetrating Radar (GPR) attribute analysis for archaeological prospection*. *Journal of Applied Geophysics*, 97, 107-117. <https://doi.org/10.1016/j.jappgeo.2013.04.010>

Anexos

Anexo 1: Teoría del electromagnetismo y la ecuación de guía de onda	1
Anexo 2: Procedimiento de fabricación de una antena	5
Anexo 3: Condiciones de contorno con Ansys HFSS.....	8
Anexo 4: Analizador de redes vectoriales (VNA).....	9

Anexo 1: Teoría del electromagnetismo y la ecuación de guía de onda

El matemático James Maxwell es considerado el padre de la teoría electromagnética moderna y su trabajo en este campo es influyente hasta la actualidad. En 1864, presentó cuatro ecuaciones para la radiación electromagnética, relacionadas con los campos eléctrico y magnético. Estas ecuaciones se conocen como ecuaciones de Maxwell, y constituyen la base de toda la teoría electromagnética actual. De estas ecuaciones se derivaron dos ecuaciones que se realizan con cargas, voltaje y corriente, llamadas "ecuación de continuidad" y "Ley de Ohm" (Pozar, 2011). Las ecuaciones de Maxwell se expresan como:

$$\nabla \times \vec{E} = -i\omega\mu\varepsilon\vec{H} \quad (19)$$

$$\nabla \times \vec{H} = i\omega\varepsilon\vec{E} \quad (20)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{q_{ev}}{\varepsilon} \quad (21)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (22)$$

$$\nabla \cdot \vec{J} = i\omega q_{ev} \quad (23)$$

Donde μ es la permeabilidad magnética del medio (F/m), ε es la permitividad eléctrica del medio (H/m), \vec{E} es el vector de campo eléctrico (V/m), \vec{H} es el vector del campo magnético (A/m), \vec{J} es el vector de densidad de corriente eléctrica (A/m²), q_{ev} es la densidad de carga eléctrica (C/m³) y ω es la frecuencia angular de los campos EMS (rad/s).

Las ecuaciones de Maxwell, con la densidad de corriente $J = 0$ y densidad de carga $q_{ev} = 0$, se expresa con las ecuaciones de Helmholtz.

$$\nabla \times \vec{E} = -i\omega\mu\varepsilon\vec{H} \quad (24)$$

$$\nabla \times \vec{H} = i\omega\epsilon\vec{E} \quad (25)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad (26)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (27)$$

La ecuación de la identidad, donde A es un vector de referencia.

$$\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \cdot \vec{A} \quad (28)$$

Aplicando la identidad de la ecuación (28) en las ecuaciones (24)(25)(26)(27), se obtiene la ecuación de la forma de Helmholtz para la propagación de ondas electromagnéticas:

$$\nabla^2 \vec{E} - \omega^2 \mu\epsilon \vec{E} = 0 \quad (29)$$

Las ecuaciones resultantes o modos de propagación dependen de la longitud de onda (λ), la polarización y las dimensiones de la guía de ondas. Según la magnitud relativa de los componentes del campo eléctrico y magnético, son posibles tres tipos de modos. El primero es el modo Eléctrico Transversal (TE), en el que la componente del campo eléctrico en la dirección de propagación es cero, mientras que la componente del campo magnético es distinta de cero. El segundo es el modo Magnético Transversal (TM), en el que la componente del campo magnético en la dirección de propagación es cero, mientras que la componente del campo eléctrico es distinta de cero. Por último, está el modo Electromagnético Transversal (TEM), en el que tanto la componente del campo eléctrico como la del magnético en la dirección de propagación son cero. Este modo es especialmente útil para propagar ondas electromagnéticas con pérdidas mínimas, ya que no implica ningún tipo de acoplamiento entre las componentes del campo eléctrico y magnético.

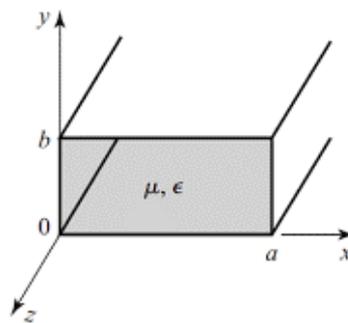
La guía de onda electromagnética rectangular se configura como un tubo conductor por donde la energía viaja como onda electromagnética, propagándose por

medio de reflexiones en sus paredes internas, que son superficies perfectamente conductoras (PEC) (Stutzman, 2012).

Según la teoría de condiciones de frontera para la interfaz entre un objeto PEC y el aire, la componente tangencial del campo eléctrico y la componente normal del campo magnético deben ser ambas nulas o cero en la superficie del objeto conductor perfecto. La onda electromagnética no penetra en el objeto conductor perfecto, lo que resulta en la ausencia de ángulo de refracción.

La intensidad de los campos electromagnéticos es máxima en el centro a lo largo de la dimensión X, y disminuye a cero al llegar a las paredes de tubo. Donde a es la longitud de ancho y b es la longitud de alto de la guía de onda, como se muestra en la siguiente figura.

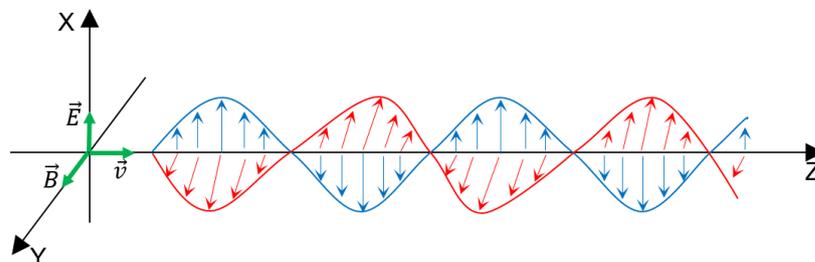
Guía de onda rectangular.



Nota: (Pozar, 2011).

$\vec{E}_{(x,y,z)}$ es el campo eléctrico propagándose al largo de la guía de onda y $\vec{H}_{(x,y,z)}$ es el campo magnético propagado en el eje Z, como se muestra en la siguiente figura.

Onda electromagnética.



Las ecuaciones de los campos electromagnético de una guía de onda cuadrada en el modo TE, donde $n = 0,1,2,3,\dots, n + 1$ y $m = 0,1,2,3,\dots, m + 1$, están dadas por:

$$\vec{E}_x = \frac{i\omega\mu}{K_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \cdot A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \cdot e^{-i\beta z} \quad (30)$$

$$\vec{E}_y = -\frac{i\omega\mu}{K_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cdot A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \cdot e^{-i\beta z} \quad (31)$$

$$\vec{H}_x = \frac{i\beta}{K_c^2} \cdot \frac{m\pi}{a} \cdot A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \cdot e^{-i\beta z} \quad (32)$$

$$\vec{H}_y = -\frac{i\beta}{K_c^2} \cdot \frac{n\pi}{b} \cdot A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \cdot e^{-i\beta z} \quad (33)$$

Donde f es la frecuencia de resonancia, f_c es la frecuencia central, A_{mn} es la amplitud del campo, α es la constante de atenuación, β es la constante de propagación, K es el número de onda definida por $K^2 = \beta^2 - (2\pi f_c \sqrt{\mu\epsilon})^2$ y K_c es el número de onda de corte.

La impedancia de la onda se expresa como:

$$Z = \frac{E_x}{H_y} = \frac{\omega\mu}{\beta} \quad (34)$$

Para el modo T_{10} , si la frecuencia es $f < f_{c,10}$, el modo no se propaga y existe atenuación. La constante de atenuación está expresada por:

$$\alpha_{10} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - K^2} \quad (35)$$

Para el modo T_{10} , si la frecuencia es $f > f_{c,10}$, el modo se propaga. La constante de propagación está dada por:

$$\beta_{10} = \sqrt{K^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (36)$$

Anexo 2: Procedimiento de fabricación de una antena

El sustrato utilizado en la fabricación de las antenas GPR es FR4, el cual posee propiedades electromagnéticas de permitividad relativa $\epsilon_r = 4.4$ y tangente de pérdida es 0.025. El FR4 es una placa de PCB con espesor $h = 1.6\text{mm}$ bañada en cobre, como se muestra en la siguiente figura.

Placa de sustrato FR4 de 1m^2 .



En el proceso de fabricación de la antena se realiza en 4 pasos. El primer paso para la fabricación es realizar la impresión del diseño de la LPDA sobre el sustrato FR4. La impresión del diseño se realiza en ambas caras del FR4 y consiste en colorear con pintura negra sobre las caras de cobre, como se muestra en la siguiente figura.

Impresión del diseño de la antena LPDA al sustrato FR4.



Diseño de la antena LPDA cubierto con pintura negra.



El segundo paso en la fabricación es realizar el pegado de los sustratos FR4 de espesor 1.6mm con el pegamento EPOXY de la marca Gorilla, con la finalidad de obtener un sustrato FR4 con espesor de 3.2mm. Este pegamento presenta propiedades EM con baja pérdida.

El tercer paso en la fabricación es realizar la limpieza del cobre que no pertenece al diseño de la antena LPDA. La limpieza consiste en lijar la capa de cobre, con la finalidad de que sea más fácil la eliminación con el ácido férrico. Esta actividad tiene una duración de 1 hora y se muestra en la siguiente figura.

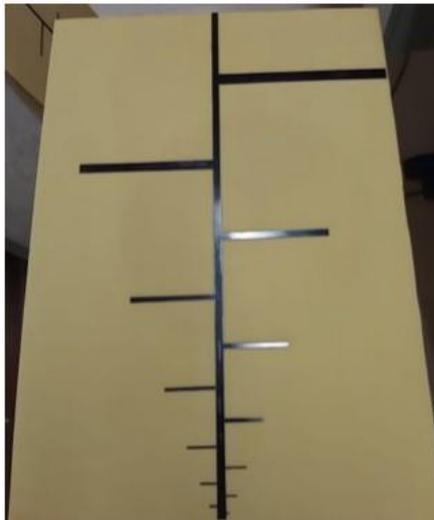
Limpieza del cobre que no forma parte de la geometría de la antena.



El cuarto paso en la fabricación consiste en la eliminación de cobre con ácido férrico que no pertenece al diseño de la antena LPDA. En la manipulación del ácido férrico se toman las medidas de protección usando guantes, mascarilla, bata de laboratorio, etc. La limpieza con ácido férrico consiste en sobar o refregar las partes de cobre que no están coloridas de pintura negra hasta la eliminación completa. Esta actividad tiene una duración de 6 horas.

El quinto y último paso en la fabricación consiste en la eliminación de restos de ácido férrico que pudieron haber quedado en la antena, con lo cual, se enjuaga la antena LPDA con agua y finalmente se tiene la antena fabricada, como se muestra en la siguiente figura. Esta actividad tiene una duración de 30 minutos.

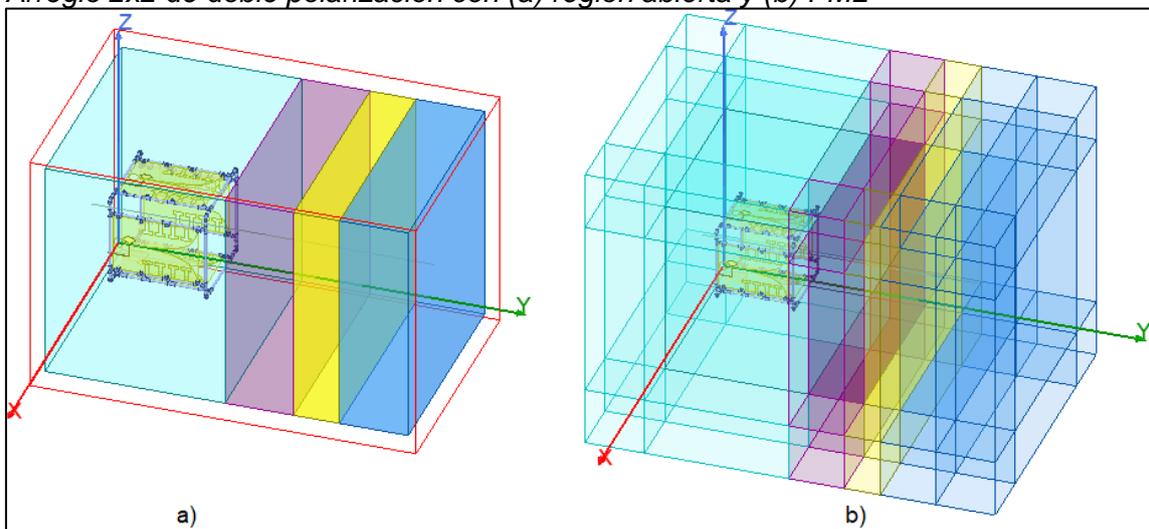
Antena LPDA fabricada.



Anexo 3: Condiciones de contorno con Ansys HFSS

El software de simulación Ansys HFSS presenta dos tipos de condiciones de frontera los cuales son la región abierta- Open Region y la Perfectly Matched Layer - PML, como se muestra en la figura. La condición de contorno "Open Region" se utiliza para modelar regiones de espacio libre, mientras que la técnica PML se utiliza para simular campos electromagnéticos en regiones de espacio cercanas a los bordes del dominio de simulación.

Arreglo 2x2 de doble polarización con (a) región abierta y (b) PML



Para el análisis en medios dieléctricos cuya característica se asemeje a las capas de un subsuelo. La condición de contorno establece que los campos de la superficie exterior del objeto modelado se comportan como si estuvieran en el espacio libre. La PML se utiliza para simular la absorción de la OEM en regiones cercanas a los bordes del dominio de simulación mediante la creación de una capa de material virtual alrededor del dominio de simulación, que actúa como una capa absorbente que evita que las ondas electromagnéticas se reflejen en los bordes del dominio. La capa PML se diseña para ser altamente absorbente en un rango de frecuencias determinado, lo que permite una simulación más precisa de los campos electromagnéticos en la región de interés (Ansys HFSS | 3D High Frequency Simulation Software).

Anexo 4: Analizador de redes vectoriales (VNA)

El VNA es un instrumento de medición de radiofrecuencia que permite realizar el análisis de los parámetros de dispersión de la señal transmitida y reflejada. El principio fundamental de un VNA es medir la amplitud y fase de las señales incidentes y reflejadas en todo el puerto del dispositivo a prueba denominado Device Under Test (DUT). El VNA contiene una fuente interna que genera el impulso y un conjunto de receptores que analizan los cambios producidos por el estímulo al dispositivo a prueba (Carpio, 2022).

Analizador de red vectorial – VNA.

