



**UNIVERSIDAD ESTATAL PENÍNSULA DE SANTA**

**ELENA**

**FACULTAD DE SISTEMAS Y**

**TELECOMUNICACIONES**

**CARRERA DE TELECOMUNICACIONES**

**TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR PREVIO A LA**

**OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE**

**INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**

**DISEÑO BASADO EN SIMULACIÓN DE UNA ANTENA DIPOLO APILADA DE**

**65 GHZ INTEGRADA EN UN SUSTRATO IMPRESO EN 3D**

**AUTOR**

**SORIANO DEL PEZO JULIO ENRIQUE**

**DOCENTE TUTOR:**

**ING. ANDRADE CAICHO CARLOS EFRAÍN**

**SANTA ELENA - LA LIBERTAD – ECUADOR**

**2025-2**

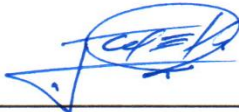
**I**

## **DECLARACIÓN DE DOCENTE TUTOR**

En mi condición de docente tutor del trabajo de investigación Curricular titulado **“Diseño basado en simulación de una antena dipolo apilada de 65 GHz integrada en sustrato impreso en 3D”**, desarrollado por el señor Julio Enrique Soriano Del Pezo, estudiante de la Carrera de Telecomunicaciones de la Universidad Estatal de Santa Elena, y como requisito previo para la obtención del título de Ingeniero en Telecomunicaciones, dejo constancia de que he acompañado y revisado de manera integral el proceso de elaboración y la versión final del mencionado trabajo.

Luego de este seguimiento puedo verificar que el documento presentado se ajusta a los criterios y exigencias académicas establecidos por la institución, de este modo, concluyo que el trabajo resulta plenamente apto y puede ser presentado a la evaluación del docente especialista.

**Atentamente**



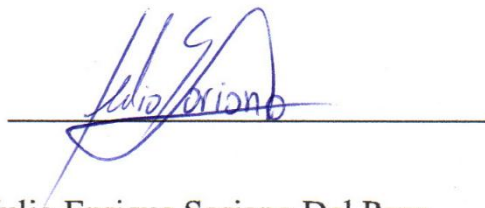
Ing. Carlos Efraín Andrade, M.sc.

**DOCENTE TUTOR**

## DECLARACIÓN AUTORÍA DEL ESTUDIANTE

El presente Trabajo de integración Curricular, titulado “**Diseño basado en simulación de una antena dipolo apilada a 65 GHz integrada en un sustrato impreso en 3D**”, constituye una propuesta cuya concepción y desarrollo analítico son originales y se enmarcan en la actividad académica propia del área de Telecomunicaciones.

**Atentamente**



Julio Enrique Soriano Del Pezo

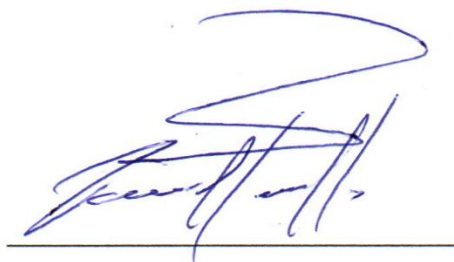
C.I.: 245010452-2

## **DECLARACIÓN DE DOCENTE ESPECIALISTA**

En mi condición de Docente Especialista del Trabajo de Integración Curricular titulado “**Diseño basado en simulación de una antena dipolo apilada de 65 GHz integrada en un sustrato impreso en 3D**”, desarrollado por el señor Julio Enrique Soriano Del Pezo, estudiante de la Carrera de Telecomunicaciones de la Facultad de Sistemas y Telecomunicaciones de la Universidad Península de Santa Elena, como requisito previo para la obtención del título de Ingeniero en Telecomunicaciones, dejo constancia de que he revisado el proceso de elaboración y la versión final del mencionado trabajo.

Tras la evaluación considero que el documento cumple con los lineamientos y exigencias académicas establecidos por la institución y que se encuentra en condiciones óptimas para la sustentación del Trabajo de Integración Curricular.

**Atentamente**



Ing. Daniel Jaramillo Chamba, M.sc

**DOCENTE ESPECIALISTA**

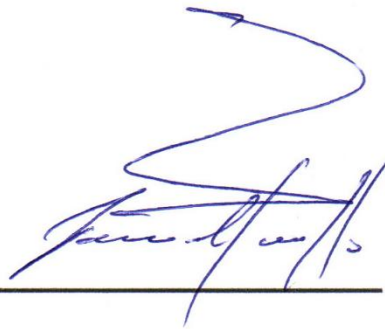
**TRIBUNAL DE GRADO**



---

Ing. Ronal Rovira Jurado, Ph.D.

**DIRECTOR DE LA CARRERA**



---

Ing. Daniel Jaramillo Chamba, M.Sc.

**DOCENTE ESPECIALISTA**



---

Ing. Carlos Efraín Andrade, M.sc.

**DOCENTE TUTOR GUÍA**



---

Ing. Corina Gonzabay De la A, Mgr.

**SECRETARIA**

## DECLARATORIA DE RESPONSABILIDAD

El Trabajo de Titulación, “DISEÑO BASADO EN SIMULACION DE UNA ANTENA DIPOLO APILADA DE 65 GHZ INTEGRADA EN UN SUSTRATO IMPRESO EN 3D”, presentado como requisito para la obtención del título de Ingeniero en Telecomunicaciones, se ha elaborado respetando los derechos de propiedad intelectual de terceros, de acuerdo con las citas incluidas a lo largo del documento, cuyas fuentes se encuentran debidamente señaladas en el apartado de bibliografía.

Por lo tanto, declaro que este trabajo es de mi exclusiva autoría y asumo plena responsabilidad sobre su contenido, veracidad y alcance.

Atentamente,



Julio Enrique Soriano Del Pezo

C.I. 2450104522

## **AGRADECIMIENTO**

A Dios, que me ha concedido la salud y la fortaleza para recorrer este camino y poder concluir una etapa tan trascendental en mi formación académica.

Expreso mi gratitud a mi tutor el Ing. Carlos Efraín Andrade Caicho cuya guía y compromiso fueron decisivos para llevar a término este trabajo, agradezco su paciencia y el apoyo brindado para superar las dificultades que se presentaron hasta concretar la culminación del proyecto.

De manera muy especial dedico estas líneas a la memoria de mi abuelo Eduardo Del Pezo cuyo ejemplo de esfuerzo y rectitud ha sido una referencia constante en mi vida.

También expreso mi profundo agradecimiento a Julexy Pezo por ser mi fortaleza permanente y por su apoyo incondicional, gracias por acompañarme en cada etapa por ayudarme a mantenerme firme y por hacer más llevadero el esfuerzo en los momentos de mayor exigencia.

Finalmente, a la Universidad Estatal Península de Santa Elena, mi casa de estudio, por ofrecerme la formación, los recursos y el entorno necesarios para desarrollarme como profesional en el área de las Telecomunicaciones.

*Julio Enrique Soriano Del Pezo*

## **DEDICATORIA**

Dedico este logro a Dios, mi guía espiritual y fuente de fortaleza en cada reto de este camino académico; a mi madre, Marjorie Karina, cuyo ejemplo de perseverancia, amor incondicional y esfuerzo diario hace que este título le pertenezca tanto como a mí; a mis tíos, por su afecto, sus consejos y su constante preocupación por mi bienestar y formación; y a Julexy Pezo cuyo apoyo, compañía y motivación permanente me ha impulsado siempre a buscar la mejor versión de mí mismo.

*Julio Enrique Soriano Del Pezo*

## RESUMEN

La implementación de redes inalámbricas de alta velocidad alrededor de 65 GHz enfrenta desafíos severos debido a la atenuación atmosférica, lo que exige antenas de alta ganancia. En este contexto se plantea el diseño y simulación de una antena dipolo apilada de perfil ultrabajo que opere en esa frecuencia, integrada en un único sustrato monolítico fabricable mediante impresión 3D.

En el presente trabajo se toma como referencia una tecnología de fabricación basada en Electrónica Impresa Aditiva (AME), que permite construir en un mismo cuerpo varias capas metálicas y dieléctricas sin requerir ensamblajes adicionales complejos. A diferencia de las antenas convencionales que incrementan su espesor para obtener mayores anchos de banda se propone una arquitectura de elementos apilados (stacked) conectados mediante vías verticales internas capaz de proporcionar un ancho de banda amplio y una impedancia de  $75 \Omega$  manteniendo un espesor compacto.

Con las dimensiones calculadas analíticamente se realiza el modelado electromagnético en Ansys HFSS usando el método de elementos finitos (FEM) en simulación de onda completa donde se evalúa el comportamiento de los materiales AME y se validan parámetros críticos como  $S_{11}$ , la ganancia y el patrón de radiación, de modo que los resultados de simulación indican que la arquitectura propuesta cumple los requisitos de desempeño para enlaces de corto alcance en aplicaciones 5G e IoT y confirman el potencial de la manufactura aditiva en frecuencias milimétricas.

**Palabras clave:** Antena dipolo apilada, impresión 3D, AME, Ansys

HFSS, onda milimétrica, sustrato monolítico.

## ABSTRACT

The implementation of high-speed wireless networks around 65 GHz faces severe challenges due to atmospheric attenuation, which demands high-gain antennas. In this context, the design and simulation of an ultra-low-profile stacked dipole antenna operating at that frequency is proposed, integrated into a single monolithic substrate that can be manufactured using 3D printing.

In this work, a manufacturing technology based on Additive Manufactured Electronics (AME) is taken as a reference, as it enables the fabrication of multiple metallic and dielectric layers within a single body without requiring complex additional assembly. Unlike conventional antennas, which increase their thickness to achieve wider bandwidths, this study proposes an architecture of stacked elements interconnected by internal vertical vias, capable of providing wide bandwidth and a  $75 \Omega$  impedance while maintaining a compact thickness.

Using analytically calculated dimensions, electromagnetic modeling is carried out in Ansys HFSS using the finite element method (FEM) in full-wave simulation. The behavior of AME materials is evaluated and critical parameters such as S11, gain, and radiation pattern are validated. The simulation results indicate that the proposed architecture meets the performance requirements for short-range links in 5G and IoT applications and confirm the potential of additive manufacturing at millimeter-wave frequencies.

**Keywords:** Stacked dipole, 3D printing, AME, Ansys HFSS, millimeter-wave, monolithic substrate.

## INDICE GENERAL

DECLARACIÓN DE DOCENTE TUTOR.....	II
DECLARACIÓN AUTORÍA DEL ESTUDIANTE .....	III
DECLARACIÓN DE DOCENTE ESPECIALISTA.....	IV
TRIBUNAL DE GRADO.....	V
DECLARATORIA DE RESPONSABILIDAD .....	VI
AGRADECIMIENTO.....	VII
DEDICATORIA.....	VIII
RESUMEN.....	9
ABSTRACT.....	11
INDICE GENERAL .....	13
INDICE DE FIGURAS.....	17
INDICE DE TABLAS.....	18
INTRODUCCIÓN .....	19
CAPITULO I. ANTEPROYECTO .....	21
1.3 Descripción del proyecto .....	28
1.4    Objetivo del Proyecto.....	29
1.4.1 Objetivo General.....	29
1.4.2 Objetivos Específicos.....	29
1.5    Justificación .....	30
1.6    Alcance del proyecto .....	31
1.7    Metodología .....	32
1.7.1. Fase computacional.....	32
1.7.2 Fase evaluativa.....	33

1.8 Resultados esperados. ....	35
CAPITULO 2. MARCO TEÓRICO .....	36
2.1. Fundamentos de antenas en ondas milimétricas alrededor de 65 GHz.....	36
2.2. Longitud de onda y escala geométrica.....	36
2.3 Teoría de la Antena Dipolo .....	38
2.3.1 Dipolo de media longitud de onda.....	38
2.3.2 Patrón de radiación del dipolo $\lambda/2$ .....	39
2.4 Parámetros de desempeño generales de antenas .....	41
2.4.1 Impedancia de entrada .....	41
2.4.2 Ancho de banda y factor de calidad.....	42
2.5 Parámetros S y VSWR.....	43
2.5.1 Coeficiente de reflexión y parámetro <b>S11</b> .....	43
2.5.2 VSWR y ondas estacionarias .....	44
2.6 Return loss y potencia entregada .....	45
2.7 Tecnología de Fabricación: Electrónica Impresa Aditiva (AME).....	45
2.7.1 Electrónica impresa aditiva y materiales AME para 65 GHz .....	45
2.7.2 Concepto de AME aplicada a antenas y RF.....	46
2.7.3 Apilamiento multimetálico en un único sustrato .....	48
2.8 Propiedades eléctricas de las tintas AME (AgCite® y DI 1092).....	48
2.8.1 AgCite® 90072 (Tinta Conductora) .....	49
2.8.2 Acrilato UV 1092 (Dieléctrico) .....	50
2.9 Implicaciones para el diseño de antenas a 65 GHz.....	51
2.10 Parámetros de desempeño adoptados en este proyecto .....	52
2.10.1 Criterio de banda.....	52
2.10.2 Ganancia realizada.....	53

2.11	Métodos de alimentación en antenas Dipolo .....	53
2.11.1	Alimentación coaxial directa .....	54
2.11.2	Alimentación mediante microcinta o línea impresa .....	56
2.11.3	Alimentación mediante vías metálicas en sustratos multicapa / impresión 3D .....	58
2.12	Solder Pad en implementaciones mmWave .....	59
2.13	Diseño Asistido por Computadora (CAD) en Electromagnetismo de Alta Frecuencia	60
2.14	Evolución y Necesidad de la Simulación de Onda Completa en 65 GHz .....	61
2.15	ANSYS HFSS.....	62
CAPITULO 3. DISEÑO Y MODELACION.....		66
3.1	Especificaciones de diseño y restricciones del sistema .....	66
3.2	Requisitos eléctricos del dipolo .....	67
3.3	Restricciones geométricas y tecnológicas.....	68
3.4	Dimensionamiento preliminar del dipolo .....	70
3.4.1	Estimación analítica de la longitud del dipolo.....	70
3.4.1.1	Longitud de onda en espacio libre, $\lambda_0$ .....	70
3.4.1.2	Media Longitud de onda en espacio libre, $\lambda_0/2$ .....	71
3.4.1.3	Longitud eléctrica del dipolo, $L$ .....	71
3.5	Apoyo en herramientas de cálculo especializadas .....	74
3.6	Modelo electromagnético 3D en HFSS .....	76
3.7	Geometría del dipolo apilado.....	77
3.8	Definición de stack-up en el modelo .....	82
3.9	Puertos, condiciones de contorno y caja de radiación .....	84
3.10	Parámetros de acoplamiento alimentación–dipolo .....	87
3.11	Parámetros del entorno físico .....	88
3.12	Rango de búsqueda y criterios de convergencia.....	89

	16
3.13 Métricas de evaluación .....	91
3.13.1 Parámetros S y banda a $-10$ dB .....	91
3.14 Ganancia realizada.....	92
3.15 Polarización y patrón de radiación.....	92
CAPITULO 4. RESULTADOS DE SIMULACION Y ANALISIS.....	94
4.1 Modelo electromagnético final .....	94
4.2 Parámetros S y ancho de banda .....	96
4.3 Patrón 3D de ganancia realizada.....	97
4.4 Comparación entre especificaciones y resultados de simulación (HFSS).....	99
4.5 Impedancia de entrada: parte real e imaginaria <b>Z<sub>11</sub></b> .....	100
CONCLUSIONES .....	103
RECOMENDACIONES.....	105
BIBLIOGRAFIA .....	107
ANEXOS .....	112

## INDICE DE FIGURAS

<b>Figura 1.</b> Esquema metodológico del proyecto.....	34
<b>Figura 2.</b> Diagrama esquemático de una antena dipolo de media onda [8] .....	38
<b>Figura 3.</b> Patrón de radiación de ganancia de potencia de un dipolo de media onda [10].....	40
<b>Figura 4.</b> Prototipos de electrónica y antenas desarrollados mediante fabricación aditiva (AME) [21].....	47
<b>Figura 5.</b> Tinta conductora AgCite® 90072 [18].....	49
<b>Figura 6.</b> Distribución de corrientes de modo diferencial y modo común en la alimentación coaxial [23].....	55
<b>Figura 7.</b> Geometría de dipolo impreso con balun integrado y arreglo de prueba [24] .....	57
<b>Figura 8.</b> Modelo geométrico de la alimentación vertical [4].....	59
<b>Figura 9.</b> Resultados de Calculadora en línea OmniCalculator .....	75
<b>Figura 10.</b> Vista isométrica del modelo 3D con sus parámetros.....	80
<b>Ilustración 11.</b> Vista lateral del modelo en 3D con sus parámetros. ....	81
<b>Figura 12.</b> Vista isométrica del dipolo 3D con sus parámetros .....	81
<b>Figura 13.</b> Propiedades del dieléctrico Acrylate .....	83
<b>Figura 14.</b> Propiedades del conductor.....	83
<b>Figura 15.</b> Vista transversal de la región de alimentación en HFSS.....	85
<b>Figura 16.</b> Vista isométrica en HFSS de la caja de radiación (Rad1) alrededor de la antena (sombreada con patrón).....	86
<b>Figura 17.</b> Configuración de la “Infinite Sphere” en HFSS para el cálculo de radiación lejana. ....	87
<b>Figura 18.</b> Configuración del barrido en frecuencia en HFSS (ventana “Edit Frequency Sweep”) .....	90
<b>Figura 19.</b> Parámetros de solución adaptativa en HFSS (ventana “Driven Solution Setup”).....	91
<b>Figura 20.</b> Modelo 3D final de la antena dipolo apilada en HFSS, en vista isométrica .....	94
<b>Figura 21.</b> Gráfico $S_{11}$ vs frecuencia .....	96
<b>Figura 22.</b> Diagrama tridimensional de Ganancia Realizada.....	98
<b>Figura 23.</b> Impedancia Real vs Imaginaria .....	101

## INDICE DE TABLAS

<b>Tabla 1.</b> Relación aproximada entre frecuencia, orden de longitud de onda y aplicaciones .....	37
<b>Tabla 2.</b> Variación de las propiedades dieléctricas del Acrilato UV 1092 vs. Frecuencia [18]... 50	50
<b>Tabla 3.</b> Características técnicas relevantes de Ansys HFSS para el diseño de antenas.....	64
<b>Tabla 4.</b> Resumen de las especificaciones técnicas y objetivos de diseño para la antena dipolo.	67
<b>Tabla 5.</b> Reglas de diseño y límites de fabricación para la tecnología AME con la impresora DragonFly. ....	69
<b>Tabla 6.</b> Síntesis del dimensionamiento analítico preliminar y parámetros geométricos iniciales .....	73
<b>Tabla 7.</b> Modelo analítico vs Calculadora en línea .....	75
<b>Tabla 8.</b> Parámetros geométricos del modelo de antena dipolo apilado .....	79
<b>Tabla 9.</b> Parámetros geométricos considerados en el proceso de optimización.....	88
<b>Tabla 10.</b> Criterios de aceptación del diseño de antena .....	92
<b>Tabla 11.</b> Parámetros geométricos y eléctricos del modelo optimizado .....	95
<b>Tabla 12.</b> Resumen de adaptación y banda a -10 dB .....	97
<b>Tabla 13.</b> Comparación entre especificaciones y resultados de simulación .....	99

## INTRODUCCIÓN

La creciente demanda de antenas directivas de bajo costo, alta ganancia y mínima huella en aplicaciones inalámbricas, IoT y 5G de corto y mediano alcance impulsa la búsqueda de arquitecturas más compactas sin sacrificar desempeño, donde el dipolo se mantiene como radiador fundamental gracias a su alimentación sencilla y a su comportamiento bien caracterizado. Cuando se implementa de forma convencional sobre sustratos planos aparecen restricciones de tamaño, perfil y manufactura que se vuelven críticas en ondas milimétricas, donde las tolerancias geométricas y las propiedades del material afectan con fuerza la impedancia y la banda útil.

Para mitigar las limitaciones expuestas, se llevará a cabo su respectivo análisis mediante simulación un dipolo multicapa integrado en un único sustrato fabricable por impresión 3D. La disposición estratificada de capas metálicas y dieléctricas permite ajustar la longitud eléctrica efectiva, la impedancia de entrada y el ancho de banda controlando el espesor dieléctrico, la rugosidad y el espesor metálico efectivo, así como la geometría del gap de excitación. El uso de vías metalizadas internas para la alimentación y el retorno embebido ayuda a mantener un perfil ultrabajo y reduce la necesidad de elementos externos.

El enfoque se orienta a explorar numéricamente el espacio de diseño: longitudes y anchos de brazos, separación y gap de excitación, espesores dieléctricos, parámetros eléctricos de los materiales y variantes de alimentación mediante vías. Se analiza su efecto sobre los parámetros S, los patrones de radiación 2D y 3D, la ganancia y el ancho de banda para estimar la robustez del

diseño frente a las dispersiones propias de la fabricación aditiva.

Se busca demostrar que la estrategia de apilamiento metálico sobre un sustrato monolítico, analizada íntegramente mediante simulaciones alrededor de 65 GHz, permite reducir las dimensiones del dipolo y optimizar tanto su adaptación como su banda útil dentro de una huella compacta. Los resultados obtenidos tienen como propósito aportar lineamientos de diseño y guías de simulación reproducibles para antenas de pequeño tamaño orientadas a aplicaciones IoT y 5G, facilitando su posterior implementación en escenarios donde las restricciones de espacio y costo resultan determinantes.

## CAPITULO I. ANTEPROYECTO

El presente capítulo se dedica a la fundamentación de la propuesta y organiza los elementos claves para su comprensión. En ella se examinan trabajos previos y la definición del desafío técnico, estableciendo posteriormente los fines a alcanzar, el alcance y la metodología de evaluación por simulación electromagnética de onda completa, junto con las restricciones consideradas para el desarrollo.

### 1.1. Antecedentes

La demanda actual de comunicaciones inalámbricas para IoT y 5G/6G impulsa el desarrollo de antenas de bajo costo y perfil reducido. La región alrededor de 65 GHz se considera una candidata para enlaces de corto alcance con altas tasas de datos (streaming de alta definición, realidad virtual, IoT), pero a esas frecuencias las pérdidas de propagación son elevadas y se requiere mayor ganancia de antena para mantener enlaces confiables. Diversos diseños basados en dipolos se han investigado para cubrir este espectro con anchos de banda amplios, evidenciando que la arquitectura del radiador y su integración con la alimentación pueden potenciar de manera significativa el desempeño en mmWave; en este contexto, la integración monolítica mediante apilamiento en un único sustrato compatible con AME surge como una alternativa atractiva para mejorar la compacidad sin recurrir al ensamblaje de múltiples laminados. Por ejemplo, una antena de dipolo magnetoeléctrico (combinación ortogonal de dipolo eléctrico y magnético) consiguió un ancho de banda relativo superior al 33% (50–70 GHz) con una ganancia cercana a 8 dBi en un solo elemento, que

aumenta en aproximadamente 3 dB al incorporar una lente dieléctrica integrada. Mediante un arreglo planar  $2 \times 2$  de estos dipolos, alimentado por guía de onda impresa, se alcanzó una ganancia pico superior a 18 dBi manteniendo dicho ancho de banda relativo en la región de interés [1].

Este resultado confirma que es factible obtener antenas compactas basadas en dipolos con cobertura de banda ancha en frecuencias milimétricas para satisfacer los requerimientos de futuras redes inalámbricas de alta velocidad.

Una estrategia fundamental para mejorar el rendimiento de antenas compactas consiste en aprovechar el apilamiento vertical de los elementos radiantes de manera que la dimensión vertical contribuya a aumentar el ancho de banda sin incrementar la huella horizontal, al ubicar varios resonadores como dipolos o parches en distintas capas se introducen modos resonantes adicionales que amplían la respuesta en frecuencia y permiten ajustar el patrón de radiación, de forma tradicional este enfoque se ha implementado mediante el apilamiento físico de varios sustratos dieléctricos con elementos excitados y parasíticos distribuidos en láminas separadas.

Aunque esta técnica permite mejorar la ganancia y/o el ancho de banda, al depender de múltiples capas el diseño incrementa el grosor total, complica la alineación mecánica entre ellas y añade etapas adicionales de ensamblaje, lo que termina por dificultar la integración ultracompacta.

Aun en tecnologías de empaquetado a 65 GHz como LTCC, donde la antena se integra dentro del propio encapsulado, se observan restricciones tanto

de desempeño como de fabricación. Gaucher et al. reportaron una antena direccional implementada en un módulo LTCC para 60 GHz con un ancho de banda de apenas  $\sim 2,3$  GHz (60,6–62,9 GHz) y una ganancia en torno a  $\sim 6$  dBi a 62 GHz [2], lo que pone de manifiesto que las arquitecturas multicapa convencionales pueden traducirse en ganancias moderadas, costos elevados y geometrías complejas. Como resultado el interés en soluciones de apilamiento más integradas y eficientes se ha impulsado, que sean capaces de mantener un perfil ultrabajo sin sacrificar el rendimiento.

En la literatura reciente se han presentado antenas impresas de bajo perfil con prestaciones destacables mediante configuraciones innovadoras de dipolos impresos en múltiples capas. Un ejemplo representativo es el trabajo de Briqech et al., donde se propone un arreglo end-fire de parches dipolares con elementos parasitarios destinado a operar en la banda de 60 GHz. Su antena, basada en tecnología microstrip, se compone de un parche rectangular alimentado y varios parches parasitarios distribuidos en dos capas, alcanzando alrededor de 10,3 dBi de ganancia a 60 GHz y un ancho de banda de  $\sim 19,4$  % [3]. El haz principal es fuertemente directivo en el plano end-fire (ancho de haz  $\sim 50^\circ$ ), con polarización copolar dominante y niveles de radiación cruzada por debajo de  $-30$  dB. Estos resultados confirman la viabilidad de antenas compactas basadas en dipolos impresos en mmWave, aunque a costa, en muchos casos, de recurrir a sustratos multicapa para integrar los elementos parásitos y la red de alimentación, así como a materiales de alta permitividad y procesos de alineación precisa, lo que incrementa el costo y refuerza la motivación por alternativas monolíticas más

económicas.

La evolución de la fabricación aditiva de electrónica especialmente la impresión 3D multimaterial con tintas conductoras y dieléctricas está transformando el diseño de antenas de bajo perfil al permitir la integración de múltiples capas metálicas dentro de un mismo sustrato dieléctrico y la creación de estructuras tridimensionales complejas sin ensamblajes adicionales, Li et al demostraron que mediante Additively Manufactured Electronics AME es posible fabricar antenas multicapa de perfil ultrabajo con anchos de banda mejorados y en su estudio integraron en un único sustrato acrílico una antena de parche compuesta por varias capas metálicas apiladas utilizando una impresora inkjet piezoeléctrica junto con tintas conductoras basadas en nanopartículas de plata AgCite y una tinta dieléctrica acrílica.

El estudio contrastó el diseño de un parche simple frente a versiones apiladas, obteniendo resultados notables. Al añadir dos parches parasitarios apilados se elevó el ancho de banda de  $-10\text{ dB}$  de  $\sim 5,9\%$  a  $\sim 10,6\%$ , y extendiendo hasta seis parches apilados sobre el parche excitado se logró  $\sim 83\%$  de banda (de  $3,63$  a  $8,77\text{ GHz}$ ) manteniendo un espesor total de solo  $1,5\text{ mm}$  [4]. Un aspecto clave que se atribuye al apilado de elementos es la introducción de un modo resonante adicional que expande la banda operativa sin aumentar el perfil de la antena.

Es especialmente destacable que, a pesar de incorporar hasta 6 capas conductoras, esta antena haya sido completamente fabricada en un solo proceso aditivo, eliminando por completo la necesidad de alinear láminas o utilizar

múltiples sustratos. Se demostró su efectividad en aplicaciones de microondas, la tinta AgCite alcanza una conductividad del orden de  $2 \times 10^7 S/m$  ( $\approx 35\%$  de la conductividad del cobre macizo) tras un sinterizado a baja temperatura. Por su parte la tinta dieléctrica acrílica mantuvo una constante dieléctrica y un factor de pérdida controlado. Esto permitió la fabricación exitosa de líneas de transmisión embebidas con una atenuación mínima  $0,09 dB/mm$  a  $10 GHz$  [4], garantizando la calidad RF de la electrónica impresa en 3D. La impresión aditiva con capas metálicas apiladas hace posible la creación de antenas de bajo volumen y resonancia multimodo a la vez integrando la alimentación sin comprometer elementos externos y logrando prestaciones similares a las clásicas.

El empleo de técnicas de impresión por inyección de tinta (inkjet) y por aerosol ha posibilitado la integración monolítica de antenas y circuitos en el rango de frecuencias milimétricas situándolas como una tecnología particularmente adecuada para el desarrollo de dispositivos ultracompactos. Entre los trabajos más relevantes destaca el módulo RFID por backscatter a  $60 GHz$  de Adeyeye et al., fabricado íntegramente mediante impresión inkjet de nanopartículas de plata sobre un sustrato flexible. Este módulo incluye en un solo dispositivo impreso una antena array lineal de cinco parches (como elemento radiador), un diodo utilizado para modulación de carga (backscatter), circuitos de aislamiento RF-DC y componentes de sensado, conformando así un transmisor-receptor pasivo [5]. La integración de la antena junto con la electrónica de baseband (oscilador de control, regulador de voltaje y fuente de energía) se logró en un único proceso aditivo, demostrando la viabilidad de

incorporar sensores y antenas mmWave en un solo sustrato sin etapas de montaje convencionales. Este prototipo demostró su capacidad para detectar deformaciones en un sensor de flexión impreso y estimar la distancia de lectura con un error mínimo de apenas 5 *mm*, empleado exclusivamente retrodispersión a 60 GHz. En conjunto, estos resultados ponen de manifiesto que las técnicas de electrónica impresa pueden ofrecer un desempeño comparable al de los procesos de fabricación tradicionales incluso hasta bandas W (75 a 110 GHz), ofreciendo además la ventaja de reducir costos y simplificar las etapas de ensamblaje. Esto las convierte en una opción especialmente atractiva para aplicaciones IoT de nueva generación, donde se prevé el despliegue masivo de dispositivos inalámbricos de bajo costo y tamaño reducido operando en frecuencias cada vez más elevadas.

Adicionalmente, se han demostrado recientemente antenas impresas cuya estructura se integra parcialmente en el propio sustrato dieléctrico. Esto abre la posibilidad de integrar completamente la estructura radiante en un único sustrato dieléctrico que, a su vez, aloje los demás componentes electrónicos del dispositivo, permitiendo así concebir diseños más compactos e integrados [6].

Bajo este contexto, el presente trabajo propone y analiza por simulación una antena dipolo apilada ultracompacta integrada en un único sustrato dieléctrico. La solución planteada aprovecha la técnica de apilamiento vertical para integrar en el mismo volumen el elemento excitador tipo dipolo, junto con sus vías de alimentación, a fin de lograr un ancho de banda amplio, sin incrementar el perfil físico de la antena. Gracias a su diseño monolítico, la antena

podrá ser fabricada mediante tecnologías aditivas (impresión 3D de electrónica), facilitando su futura implementación práctica en plataformas 5G/6G. Este tipo de antena compacta resulta de gran interés para su integración en nanosatélites, dispositivos portátiles y sensores IoT, donde el espacio es limitado. En los siguientes apartados se detalla la modelación electromagnética del diseño propuesto y se evalúan sus prestaciones (parámetros S, impedancia de entrada, ganancia realizada, patrones de radiación y ancho de banda), cuantificando el impacto del apilamiento multimetálico dentro de un solo sustrato sobre la adaptación, el ancho de banda y el patrón de radiación.

## **1.2. Planteamiento del problema**

La implementación de redes inalámbricas alrededor de  $65\text{ GHz}$  enfrenta desafíos severos de atenuación, lo que obliga a emplear antenas de alta ganancia y una adaptación bien controlada. Sin embargo, los métodos de fabricación tradicionales suelen sacrificar el ancho de banda para conseguir un perfil bajo, o bien incrementan drásticamente la complejidad y el volumen al requerir el apilamiento físico de múltiples sustratos.

La Electrónica Impresa Aditiva (AME) constituye una tecnología que posibilita fabricar estructuras monolíticas en las que múltiples capas metálicas quedan integradas en un mismo volumen dieléctrico, lo que hace posible aumentar de manera significativa el ancho de banda sin incrementar el perfil del dispositivo. En este marco, el problema central radica en diseñar y validar, a través de simulaciones rigurosas, una arquitectura de dipolo apilado que aproveche estas capacidades de fabricación y consiga superar las limitaciones de

los diseños convencionales en la banda de ondas milimétricas.

### **1.3 Descripción del proyecto**

Este proyecto tiene como objetivo diseñar y verificar mediante simulación electromagnética de onda completa una antena dipolo en la banda milimétrica alrededor de 65 GHz integrada en un único sustrato compatible con impresión 3D multimaterial. La propuesta busca una antena compacta de perfil ultrabajo y fácil integración con electrónica RF aprovechando una arquitectura monolítica donde las capas metálicas y dieléctricas se disponen en un mismo volumen siguiendo el enfoque de electrónica impresa aditiva descrito en la literatura para antenas multicapa de bajo perfil y ancho de banda mejorado.

La metodología contempla una primera etapa en la que se define el stack up y el modelo geométrico del dipolo junto con la selección de materiales como tintas conductoras tipo AgCite y un dieléctrico acrílico UV de baja pérdida, en esta fase también se extraen de las fichas técnicas los parámetros electromagnéticos ( $D_k$ ,  $D_f$ ,  $\sigma$  y espesores), a partir de sus fichas técnicas y la traducción de estos valores al entorno de simulación, con estos insumos se construye el modelo 3D de onda completa incorporando los puertos de alimentación las condiciones de radiación y los criterios de convergencia de malla.

Los entregables del proyecto incluirán el modelo parametrizado del dipolo y la definición de su stack-up, además de un conjunto de Figuras y tablas con parámetros S ( $S_{11}$  y ancho de banda a  $-10$  dB), así como patrones de radiación 2D/3D y ganancia realizada. Adicionalmente, se incluirá la

representación de la impedancia de entrada  $Z_{in}$  (partes real e imaginaria) como herramienta de diagnóstico para verificar la condición de resonancia y la proximidad a la impedancia objetivo. Se adoptarán metas de desempeño alrededor de 65 GHz (por ejemplo,  $S_{11} \leq -10$  dB en la sub-banda de interés, junto con procedimientos claramente descritos de configuración de puertos, contornos y malla, de forma que el diseño resultante sea trazable y esté listo para su eventual transferencia a una etapa de implementación física mediante impresión 3D.

## **1.4 Objetivo del Proyecto**

### **1.4.1 Objetivo General**

Diseñar mediante simulación electromagnética de onda completa una antena dipolo apilada de 65 GHz integrada en un sustrato impreso en 3D.

### **1.4.2 Objetivos Específicos**

- Determinar las dimensiones electromagnéticas de la antena dipolo apilada considerando el stack-up y las restricciones propias de sustratos impresos en 3D.
- Modelar computacionalmente la antena dipolo apilada alrededor de 65 GHz integrada en un sustrato impreso en 3D en un entorno de simulación electromagnético de onda completa.
- Evaluar el desempeño electromagnético del dipolo a partir de los parámetros S ( $S_{11}$  y ancho de banda), impedancia de entrada ( $Z_{in}$ ), la ganancia realizada y los patrones de radiación, contrastando los resultados de simulación

con las estimaciones analíticas.

### 1.5 Justificación

En torno a 65 GHz, las antenas de perfil ultrabajo, optimizadas para ofrecer buena ganancia, un ancho de banda razonable y una adaptación estable, son requeridas a fin de garantizar enlaces confiables en escenarios IoT, 5G/6G y comunicaciones de corto alcance. Factores como la pérdida en los materiales se vuelven significativas en este tipo de frecuencias, motivo por el que es crítico optimizar la geometría del radiador como su integración con el sistema de alimentación. La literatura reciente muestra que los dipolos diseñados específicamente para 65 GHz alcanzan amplios anchos de banda y ganancias elevadas, confirmando la viabilidad de esta tipología como bloque radiador en sistemas mmWave modernos [1].

De manera complementaria, la Electrónica Impresa Aditiva ha demostrado ser una tecnología adecuada para la implementación de antenas multicapa de perfil muy reducido, al permitir la integración de varias capas metálicas dentro de un único sustrato dieléctrico. En particular, se ha comprobado experimentalmente que el apilamiento vertical de capas metálicas sobre un solo sustrato acrílico, mediante tecnologías AME con tintas conductoras (p. ej., AgCite) y tintas dieléctricas curables por UV, permite ampliar de forma significativa el ancho de banda sin incrementar el grosor total, manteniendo espesores del orden de milímetros y un buen acuerdo entre simulación y medida [4]. Estos resultados respaldan el uso del apilamiento multimetálico en un único cuerpo impreso como una estrategia eficaz para

mejorar las prestaciones RF, preservando la compacidad y reduciendo las etapas de ensamblaje.

La justificación de este trabajo se fundamenta en la convergencia de enlaces inalámbricos de alta velocidad alrededor de 65 GHz, en la necesidad de antenas integrables en módulos compactos y en el avance de la impresión 3D multimaterial para electrónica. En este escenario resulta especialmente relevante contar con modelos que aprovechen el volumen del sustrato y que sean compatibles con fabricación aditiva para aplicaciones con restricciones de espacio, peso y costo.

### **1.6 Alcance del proyecto**

Este proyecto se enfoca en diseñar y evaluar, mediante simulación electromagnética de onda completa, un dipolo apilado para operar alrededor de 65 GHz integrado en un único sustrato compatible con impresión 3D multimaterial. El objetivo es resolver las restricciones de tamaño, perfil y complejidad estructural de diseños convencionales y proponer una solución compacta de perfil ultrabajo que se pueda integrar de forma monolítica con la electrónica del sistema.

El trabajo se organiza en tres fases de carácter totalmente computacional. En la fase de diseño se construye un modelo teórico del dipolo donde se define el stack-up, las dimensiones iniciales del dieléctrico y de los elementos conductores, la configuración de la alimentación y la disposición de las capas. Posteriormente, el modelo se implementa en un entorno de simulación 3D de onda completa; allí se configuran los puertos y la malla de solución, y se ajustan

iterativamente las dimensiones clave del dipolo y del sustrato para mejorar la adaptación  $S_{11}$ , el ancho de banda a  $-10$  dB y la ganancia realizada alrededor de la frecuencia objetivo. En la fase final se analizan los resultados a partir de los S-parámetros, la impedancia de entrada y los patrones de radiación 2D y 3D, verificando que el comportamiento simulado sea coherente con las estimaciones analíticas de los capítulos anteriores.

La propuesta se orienta a escenarios con fuertes restricciones de espacio y no se limita a un caso aislado ya que aunque el estudio se centra en un solo dipolo integrado en un sustrato monolítico los resultados pueden servir como referencia para configuraciones similares en otras frecuencias y arquitecturas y además se deja un modelo parametrizado listo para una futura implementación física mediante tecnología AME de impresión 3D.

## **1.7 Metodología**

Se adopta una metodología de carácter computacional y evaluativa basada en simulaciones de onda completa. El estudio utilizará un entorno de modelado electromagnético 3D y sus resultados se evaluarán mediante indicadores numéricos (parámetros S y ganancia realizada). Todo el proceso sigue un ciclo iterativo de diseño, simulación y análisis de resultados.

### **1.7.1. Fase computacional**

Se construye un modelo 3D del dipolo apilado pensado para operar alrededor de 65 GHz. En esta fase se fija el stack-up, las dimensiones iniciales del dieléctrico y de los elementos conductores, la configuración de la alimentación por vía y la disposición de las capas, luego el modelo se

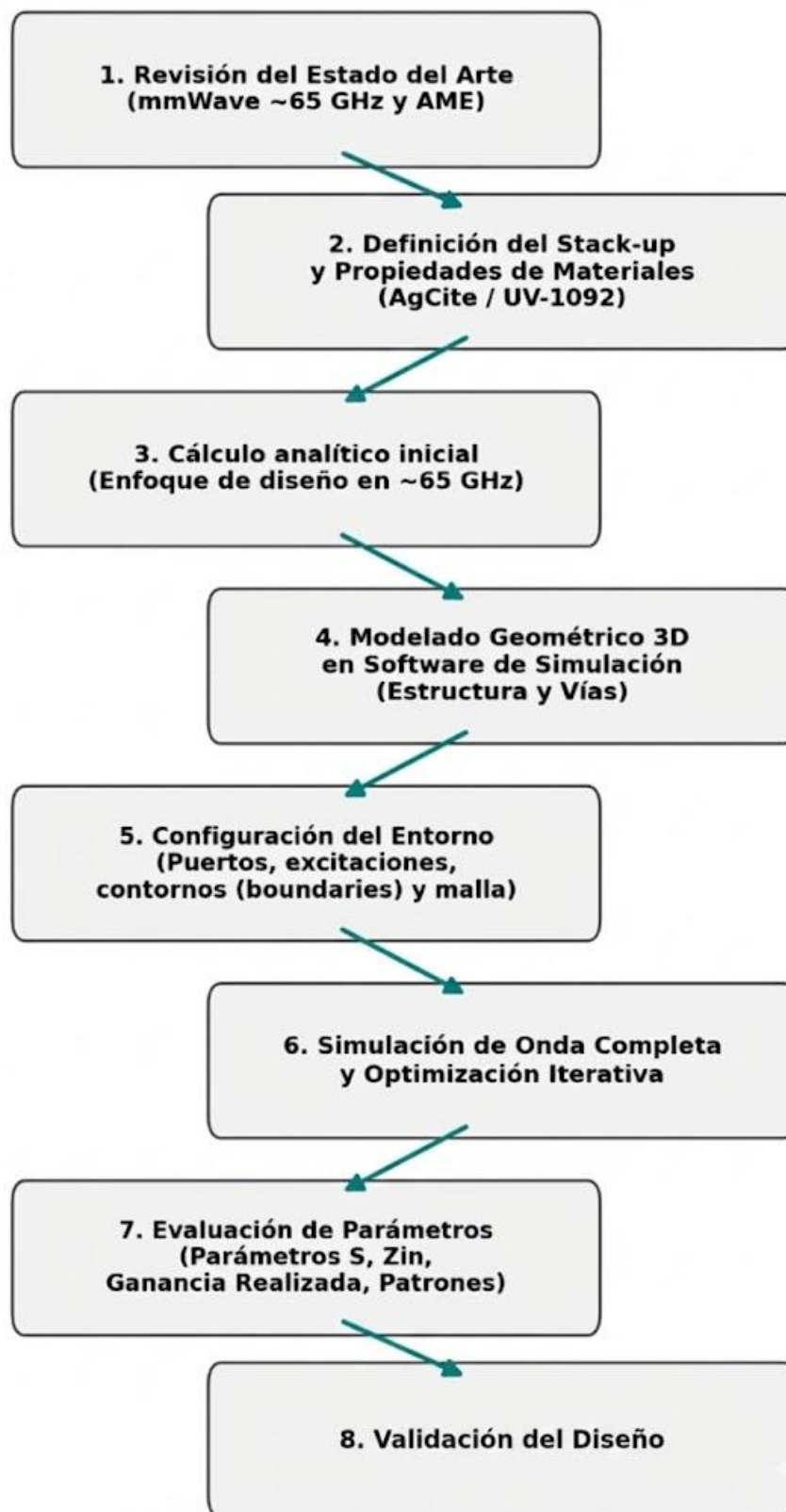
implementa en Ansys HFSS con materiales AME equivalentes a AgCite y UV-1092, donde se definen puertos, condiciones de radiación, malla de solución y se ajustan de forma sucesiva las dimensiones del dipolo y del sustrato hasta lograr una respuesta aceptable de  $S_{11}$ , un ancho de banda útil a  $-10$  dB y una ganancia realizada acorde con las especificaciones de diseño.

### **1.7.2 Fase evaluativa**

Con el modelo estabilizado se obtienen los resultados principales de simulación, en particular la curva de  $S_{11}$  en frecuencia, la banda a  $-10$  dB, la ganancia realizada máxima y los patrones de radiación 2D y 3D. Estos datos se compararán con las estimaciones analíticas de los capítulos previos para comprobar la consistencia del diseño y valorar si la antena cumple de forma razonable los requisitos para enlaces de corto alcance en aplicaciones IoT y 5G y qué impacto tiene la geometría apilada sobre la compacidad y el rendimiento del dipolo.

Finalmente se interpreta el conjunto de resultados para justificar las decisiones de diseño y evidenciar cómo el ajuste geométrico en un stack up monolítico habilita la integración de antenas en sustratos impresos y con ello se favorecen la compacidad la compatibilidad con tecnologías de circuitos impresos y la fabricación aditiva con un enfoque orientado a comunicaciones inalámbricas de corto alcance.

Figura 1. Esquema metodológico del proyecto



### **1.8 Resultados esperados.**

Se espera consolidar una propuesta de diseño que demuestre el potencial de la electrónica impresa aditiva (AME) para la implementación de antenas de alto rendimiento en frecuencias elevadas, cuyo desempeño se verificará mediante la comparación sistemática entre los datos obtenidos del simulador de onda completa y las predicciones de modelos matemáticos fundamentales con el propósito de superar las limitaciones de los métodos tradicionales. De este modo, se busca ofrecer una solución técnica sólida y económicamente viable para el despliegue de futuras tecnologías inalámbricas de corto alcance.

## CAPITULO 2. MARCO TEÓRICO

En el desarrollo de esta sección es indispensable detallar los principios técnicos y conceptuales que sustentan el diseño de una antena dipolo apilada de onda milimétrica en un sustrato impreso. Esto requiere desglosar varias temáticas claves que faciliten la comprensión de los aspectos esenciales para su desarrollo.

### 2.1. Fundamentos de antenas en ondas milimétricas alrededor de 65 GHz.

La región alrededor de 65 GHz pertenece al rango de ondas milimétricas donde la longitud de onda es del orden de unos pocos milímetros. En estas frecuencias se dispone de anchos de banda muy amplios, lo que permite enlaces multigigabit para aplicaciones como WiGig (IEEE 802.11ad/ay), streaming inalámbrico de alta definición, realidad virtual y enlaces punto a punto de corto alcance para IoT y 5G/6G [7].

Trabajar alrededor de 65 GHz presenta desafíos importantes: la propagación en espacio libre sufre pérdidas crecientes con la frecuencia y se ve afectada por la absorción atmosférica. Por esta razón se requieren antenas con ganancia suficiente y un diseño cuidadoso del sistema para garantizar un desempeño aceptable.

### 2.2. Longitud de onda y escala geométrica

La longitud de onda en el espacio libre se relaciona con la frecuencia mediante:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

Donde  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío  $\approx 3 \times 10^8$  m/s y  $f$  la

frecuencia de operación. Al aumentar  $f$ ,  $\lambda$  decrece y las dimensiones físicas de las antenas (longitud de dipolos, tamaños de parches, separación entre elementos) se reducen proporcionalmente.

La tabla 1 clasifica el espectro radioeléctrico utilizado en telecomunicaciones modernas, contrastando las bandas tradicionales (Sub-6 GHz) frente a las ondas milimétricas.

**Tabla 1.** Relación aproximada entre frecuencia, orden de longitud de onda y aplicaciones

Rango de frecuencia	Orden de $\lambda$ en aire	Aplicaciones típicas
Sub-6 GHz	Decenas de cm	Celular tradicional, Wi-Fi 2.4/5 GHz
20–40 GHz	Pocos cm a mm	Backhaul 5G, radares automotrices
$\approx 65$ GHz	Pocos mm	WiGig, enlaces cortos de alta tasa, IoT mmWave

Se observa cómo la disminución de la longitud de onda  $\lambda$  en frecuencias altas permite la miniaturización de antenas, habilitando nuevas aplicaciones.

En estructuras impresas sobre sustratos dieléctricos, la longitud de onda efectiva se acorta por el factor  $\sqrt{\epsilon_{eff}}$  donde  $\epsilon_{eff}$  es la permitividad efectiva del medio:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

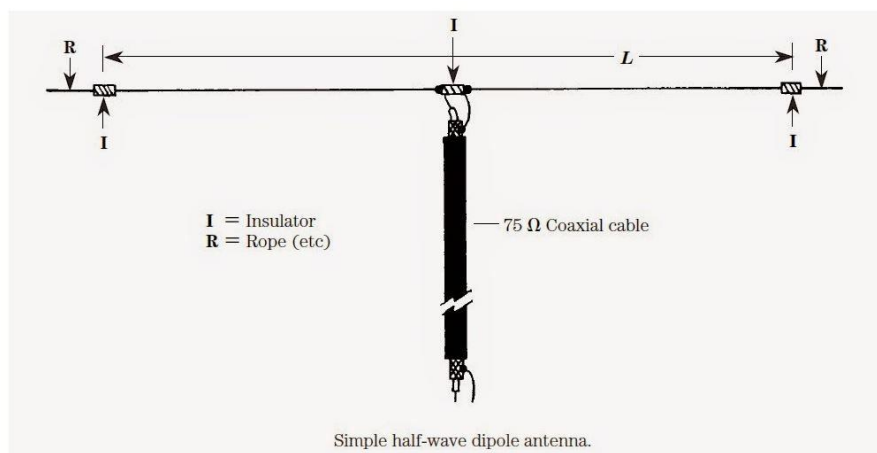
Esto permite antenas aún más compactas, pero hace que las dimensiones sean más sensibles a variaciones del material y del propio proceso de fabricación.

## 2.3 Teoría de la Antena Dipolo

### 2.3.1 Dipolo de media longitud de onda

El dipolo lineal clásico está formado por un conductor delgado de longitud total  $L$ , excitado en su punto medio mediante una línea de transmisión balanceada o un balun. Cuando  $L$  se elige cercano a media longitud de onda en el medio, el dipolo se denomina dipolo de media onda o dipolo  $\lambda/2$ , y constituye uno de los radiadores básicos en teoría de antenas[8].

**Figura 2.** Diagrama esquemático de una antena dipolo de media onda [8]



La Figura 2 muestra la configuración esquemática de una antena dipolo de media onda convencional. El radiador está compuesto por dos brazos conductores alineados, cuya longitud total  $L$  define la frecuencia de resonancia operativa. La alimentación se realiza en el punto central (donde la impedancia es

mínima y la corriente máxima), mientras que los extremos se fijan mediante aisladores para asegurar la estabilidad mecánica sin alterar las propiedades eléctricas[9].

En espacio libre, la longitud eléctrica se aproxima por:

$$L \approx \frac{\lambda_0}{2} = \frac{c}{2f}$$

mientras que sobre un sustrato dieléctrico la longitud física se acorta debido a la permitividad efectiva  $\epsilon_{\text{eff}}$ :

$$L \approx \frac{\lambda_g}{2} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz,  $f$  la frecuencia de operación y  $\lambda_g$  la Longitud de onda guiada.

Bajo la hipótesis de “hilo delgado”, la distribución de corriente sobre el dipolo  $\lambda/2$  puede aproximarse por una función sinusoidal con máximos en el centro y nulos en los extremos:

$$I(z) \approx I_0 \text{sen} \left[ k \left( \frac{L}{2} - |z| \right) \right], -\frac{L}{2} \leq z \leq \frac{L}{2}$$

Donde  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  es el número de onda. Esta distribución es un buen modelo para el análisis de campos y potencia radiada de dipolos delgados.

### 2.3.2 Patrón de radiación del dipolo $\lambda/2$

En el campo lejano, el dipolo  $\lambda/2$  produce un patrón de radiación con simetría de revolución alrededor de su eje. El máximo de radiación se da en la dirección perpendicular al conductor (plano “broadside”) y aparecen nulos en el eje del dipolo. El patrón en magnitud para un dipolo delgado de longitud próxima

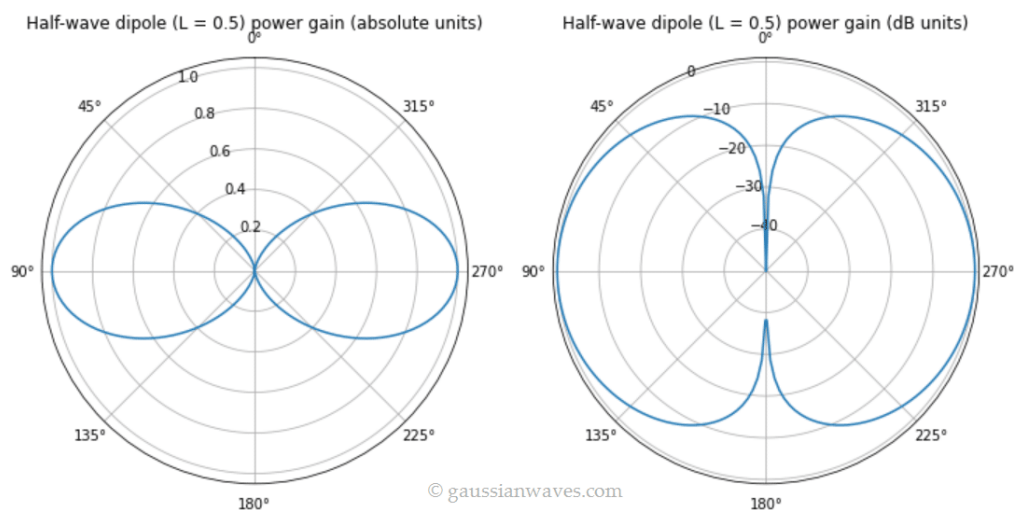
a  $\lambda/2$ , expresado como función del ángulo polar  $\theta$ , puede aproximarse por [10]:

$$F(\theta) \propto \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta}, \quad 0 < \theta < \pi$$

Esta expresión describe un diagrama en forma de “dona”: máxima radiación en  $\theta \approx 90^\circ$  y mínima en la dirección del eje ( $\theta = 0^\circ, 180^\circ$ ). El patrón es prácticamente independiente del ángulo azimutal  $\phi$ , por lo que, en coordenadas esféricas, la intensidad depende sobre todo de  $\theta$ .

En diseño práctico, este comportamiento implica que un dipolo  $\lambda/2$  aislado es fundamentalmente omnidireccional en el plano horizontal (si se orienta verticalmente) y muy pobre radiando a lo largo de su eje, lo cual se aprovecha o se evita según la aplicación [10].

**Figura 3.** Patrón de radiación de ganancia de potencia de un dipolo de media onda [10]



La Figura 3 presenta el diagrama de radiación en coordenadas polares para un dipolo de media onda ( $L = 0.5 \lambda$ ). Las gráficas ilustran la distribución espacial de la energía radiada, evidenciando el patrón característico en forma de "ocho" (en el plano de elevación) [11].

## 2.4 Parámetros de desempeño generales de antenas

### 2.4.1 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada  $Z_{in}$  de una antena se define como la relación entre el fasor de tensión y el de corriente en el puerto de alimentación:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_{in} + jX_{in}$$

y puede descomponerse en una parte resistiva (radiación + pérdidas) y una parte reactiva (energía almacenada en las cercanías de la antena)[12].

Para un dipolo  $\lambda/2$  infinitamente delgado en espacio libre, ajustado exactamente a la resonancia, la componente reactiva  $X_{in}$  se anula y la resistencia de radiación toma un valor típico cercano a  $73 \Omega$ :

$$Z_{in} \approx R_{rd} \approx 73\Omega$$

Este valor es ligeramente sensible al diámetro del conductor, al entorno y a la proximidad de otros elementos o del propio sustrato[13].

Para un dipolo eléctricamente corto ( $L \ll \lambda$ ), la teoría clásica aproxima la resistencia de radiación como[14]:

$$R_{rad} \approx 80 \pi^2 \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2$$

lo que muestra que  $R_{rad}$  crece muy rápido con la longitud eléctrica. Un dipolo muy corto tiene resistencia de radiación pequeña (difícil de adaptar y muy ineficiente), mientras que el dipolo de media onda logra un valor de alrededor de  $73 \Omega$ , cómodo para acoplar a líneas de  $50 - 75 \Omega$ .

En general, la parte real de  $Z_{in}$  puede escribirse:

$$R_{in} = R_{rad} + R_{perd}$$

Donde  $R_{perd}$  recoge pérdidas óhmicas en el conductor y dieléctricas en el entorno.

#### 2.4.2 Ancho de banda y factor de calidad

El ancho de banda ( $BW$ ) de una antena se define como el intervalo de frecuencias donde el dispositivo cumple unas especificaciones (por ejemplo,  $|S_{11}| \leq -10$  dB o  $VSWR \leq 2$ ). Suele expresarse como ancho de banda fraccional:

$$BW_{frac} = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$$

donde  $f_1$  y  $f_2$  son las frecuencias límite y  $f_0$  la frecuencia central.

Un dipolo  $\lambda/2$  ideal y delgado es un resonador relativamente “Q alto”, por lo que su ancho de banda no es muy grande. El factor de calidad  $Q$  se relaciona aproximadamente con el ancho de banda fraccional de una resonancia simple[15]:

$$Q \approx \frac{1}{BW_{frac}}$$

Cuanto más grande es  $Q$ , más estrecha es la banda. En la práctica se aumenta el  $BW$  del dipolo:

- Incrementando el diámetro efectivo del conductor (tubos en lugar de hilos muy delgados).
- Empleando brazos “mecidos” (meandered), mangas (sleeves) u otros ensanchamientos.
- Situando el dipolo cerca de planos de tierra o estructuras que introducen resonancias acopladas.

Estas técnicas reducen  $Q$  y ensanchan el ancho de banda útil sin cambiar radicalmente la frecuencia de resonancia.

En dipolos impresos, el ancho del brazo actúa como un ‘diámetro efectivo’: al incrementarlo, se puede ensanchar la banda útil; sin embargo, si el ancho es excesivo, el dipolo deja de comportarse como una estructura de geometría simple, lo que afecta tanto la validez del modelo como la compacidad del diseño.

## 2.5 Parámetros S y VSWR

En cualquier antena alimentada por una línea de transmisión existe la posibilidad de desajuste entre la impedancia característica de la línea  $Z_0$  y la impedancia de entrada de la antena  $Z_{in}$ . Cuando  $Z_{in} \neq Z_0$ , parte de la onda incidente no se entrega a la carga y se refleja hacia la fuente. El grado de desajuste se describe con la constante de reflexión  $\Gamma$ , el coeficiente  $S_{11}$  y el VSWR (Voltage Standing Wave Ratio). Estos parámetros son centrales para evaluar la calidad de adaptación de una antena, donde cada décimo de  $dB$  de pérdida puede ser crítico.

### 2.5.1 Coeficiente de reflexión y parámetro $|S_{11}|$

El coeficiente de reflexión en el puerto se define como la razón entre la amplitud de la onda reflejada y el incidente en la interfaz línea–antena:

$$\Gamma = \frac{V^-}{V^+}$$

En régimen sinusoidal puede expresarse en función de impedancias complejas como:

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$$

donde  $Z_{in}$  es la impedancia de entrada vista en el puerto de la antena y  $Z_0$  la impedancia característica de la línea.

En teoría de redes de microondas, el parámetro de dispersión  $S_{11}$  es precisamente este coeficiente de reflexión definido en el puerto 1, por lo que para una antena considerada como dispositivo de un solo puerto se cumple:

$$S_{11} = \Gamma$$

Por conveniencia, en ingeniería se suele expresar su magnitud en decibelios:

$$|S_{11}|_{db} = 20 \log_{10} |\Gamma|$$

Valores de  $|S_{11}| \leq -10$  dB indican que al menos el 90 % de la potencia incidente es entregada a la antena, mientras que  $|S_{11}| \leq -15$  dB o  $-20$  dB corresponden a adaptaciones aún mejores.

### 2.5.2 VSWR y ondas estacionarias

El VSWR (Voltage Standing Wave Ratio), también conocido como **relación de onda estacionaria (ROE)**, describe la relación entre los máximos y mínimos de tensión de la onda estacionaria que se forma a lo largo de la línea debido a las reflexiones:

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}}$$

Usando la definición de  $\Gamma$ , se obtiene la relación bien conocida:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

Un  $VSWR = 1$  corresponde a adaptación perfecta ( $|\Gamma| = 0$ ); valores intermedios como 1,5 o 2 indican desajustes moderados, mientras que  $VSWR$  muy altos (por ejemplo 3 o más) evidencian reflexión considerable y pobres condiciones de acoplamiento[16].

## 2.6 Return loss y potencia entregada

Otro indicador habitual es el return loss (RL), definido como la potencia incidente frente a la reflejada:

$$RL = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad [dB]$$

Cuanto mayor es el return loss, menor es la fracción de potencia reflejada. Por ejemplo,  $RL = 10 \text{ dB}$  implica que sólo el 10 % de la potencia incidente se refleja;  $RL = 20 \text{ dB}$  implica apenas un 1 %[16].

La fracción de potencia realmente entregada a la antena viene dada por:

$$P_{entregada} = P_{incidente}(1 - |\Gamma|^2)$$

Y la pérdida por desadaptación (mismatch loss) se expresa en  $dB$  como:

$$ML = -10 \log_{10}(1 - |\Gamma|^2)$$

Estas expresiones muestran que incluso desajustes modestos pueden degradar la potencia útil en el radiador, algo especialmente crítico en diseños a  $60 \text{ GHz}$  donde las pérdidas del trayecto ya son elevadas[17].

## 2.7 Tecnología de Fabricación: Electrónica Impresa Aditiva (AME)

### 2.7.1 Electrónica impresa aditiva y materiales AME para 65 GHz

La electrónica impresa aditiva (Additively Manufactured Electronics,

AME) combina la deposición capa por capa de tintas conductoras y dieléctricas mediante impresión 3D de alta resolución (inkjet, aerosol, etc.), permitiendo fabricar circuitos y antenas directamente dentro de un mismo volumen dieléctrico. A diferencia del PCB convencional o de tecnologías LTCC/multicapa, el proceso AME imprime conductores (por ejemplo, plata nano particulada) y dieléctricos UV curables de manera simultánea, habilitando estructuras 3D complejas como antenas multicapas, líneas embebidas, vías internas y redes de alimentación integradas en un único sustrato[18].

En plataformas como DragonFly IV, las tintas conductoras AgCite y dieléctricos DI 1092 se aplicaban de manera alternada y se curan o se sintetizan bajo las condiciones compatibles, lo que posibilita la fabricación de dispositivos RF completamente impresos (“Hi-PEDs”). Estos dispositivos presentan una buena estabilidad dimensional, resistencia mecánica y un comportamiento eléctrico caracterizado hasta aproximadamente 65 GHz [19].

### **2.7.2 Concepto de AME aplicada a antenas y RF**

En AME, el sustrato deja de ser una lámina “pasiva” y pasa a ser un volumen donde se pueden apilar varias capas metálicas y/o crear cavidades, canales o estructuras 3D internas. Esto abre tres posibilidades claves para antenas:

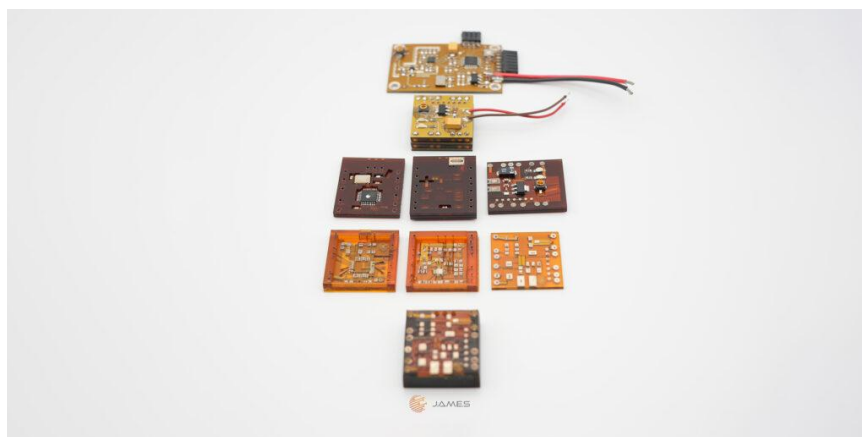
- Integración monolítica de radiador, red de alimentación y vías de interconexión dentro del mismo bloque dieléctrico, evitando ensamblajes multicapa y alineaciones críticas.
- Geometrías apiladas (parches o dipolos parasitarios, reflectores

internos y redes de alimentación embebidas), que introducen modo resonante adicionales y posibilitan la ampliación del ancho de banda sin aumenta el espesor total de la antena [20].

- Miniaturización y adaptabilidad geométrica, aprovechando la longitud de onda guiada en dieléctricos de baja permitividad y la posibilidad de curvar o inclinar conductores dentro del volumen para ajustar patrones de radiación[21].

Trabajos recientes han demostrado que, mediante la tecnología de fabricación aditiva de materiales (AME), es posible diseñar e implementar antenas tipo parche y arreglos con varias capas metálicas apiladas en un único sustrato lo que permite lograr un incremento significativo del ancho de banda respecto a un parche simple. Al mismo tiempo que se mantiene un espesor total cercano a 1,5 mm y una excelente concordancia entre simulación y medida.

**Figura 4.** Prototipos de electrónica y antenas desarrollados mediante fabricación aditiva (AME) [21]



La Figura 4 exhibe un conjunto de muestras físicas que materializan los conceptos de diseño volumétrico anteriormente expuestos. Se observan diversos módulos con sustratos dieléctricos (característicos por su tonalidad ámbar) e

interconexiones conductoras distribuidas en múltiples planos[22].

### **2.7.3 Apilamiento multimetálico en un único sustrato**

El apilamiento multimetálico consiste en imprimir varias capas conductoras separadas por dieléctrico, todas dentro del mismo bloque, sin necesidad de prensar láminas. Desde el punto de vista electromagnético, cada una de estas capas metálicas puede funcionar como elemento excitador (por ejemplo, un dipolo o un parche principal), como elemento parasitario apilado que introduce modos adicionales y contribuye a ampliar el ancho de banda, como plano de referencia o ground plane interno, o bien como parte de una red de alimentación embebida que se conecta a radiadores mediante vías impresas.

En diseños reportados en la literatura, un parche simple impreso en AME se compara con versiones donde se añaden 2, 3 o hasta 6 parches parasitarios apilados sobre el elemento excitado. El resultado es una transición desde un ancho de banda fraccional del orden de unos pocos por ciento ( $\approx 6\%$ ) hasta valores cercanos al **80** % de ancho de banda cuando se emplean múltiples capas conductoras apiladas, sin incrementar el espesor total del sustrato por encima de  $\sim 1,5\text{ mm}$  [21].

## **2.8 Propiedades eléctricas de las tintas AME (AgCite® y DI 1092)**

Para el diseño de antenas es crucial conocer las constantes dieléctricas, factores de pérdida y conductividades de las tintas empleadas. La tinta dieléctrica DI 1092 (acrilato UV curable) y la tinta conductora AgCite® 90072 (plata nano particulada) han sido caracterizadas por Nano Dimension hasta 65 GHz.

### 2.8.1 AgCite® 90072 (Tinta Conductora)

La tinta AgCite® 90072 se destaca por su alta conductividad eléctrica gracias a sus nanopartículas de plata, y resulta una de las mejores opciones para la impresión conductiva en mmWave. Permite la creación de trazas finas y vías internas, comparable con materiales tradicionales para antenas de alta frecuencia. Su bajo requisito de sinterización garantiza estabilidad mecánica y baja resistividad, lo que favorece transmisiones eficientes[19].

**Figura 5.** Tinta conductora AgCite® 90072 [18]



Su conductividad eléctrica media se reporta en:

$$\sigma_{AgCite} \approx 2,2 \times 10^7 \text{ S/m}$$

lo que representa aproximadamente un 35 % de la conductividad de la plata bulk ( $\sigma \approx 6,3 \times 10^7 \text{ S/m}$ ) y un valor similar al de muchos recubrimientos metálicos delgados usados en RF.

En alta frecuencia, uno de los parámetros relevantes es la profundidad de piel:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}$$

Donde  $\omega = 2\pi f$ ,  $\mu$  es la permeabilidad magnética ( $\approx \mu_0$  en plata) y  $\sigma$  la conductividad. Aunque *AgCite* tiene una  $\sigma$  inferior a la plata maciza, los espesores de capa y el diseño de las pistas pueden elegirse de forma que el espesor metálico sea varias veces la profundidad de piel, minimizando así la resistencia superficial y las pérdidas óhmicas.

### 2.8.2 Acrilato UV 1092 (Dieléctrico)

El acrilato UV 1092 es un dieléctrico de alto rendimiento, con baja pérdida ( $Df$ ) y permitividad controlada ( $Dk$ ), esencial para aplicaciones de impresión 3D en antenas de alta frecuencia. Mantiene un desempeño óptimo hasta  $\sim 65$  GHz, con atenuaciones mínimas y alta eficiencia, clave para sistemas de comunicación de última generación[19].

**Tabla 2.** Variación de las propiedades dieléctricas del Acrilato UV 1092 vs. Frecuencia [19]

Frecuencia	200 MHz	1 GHz	2,5 GHz	5 GHz	7,5 GHz	10 GHz	30 GHz	40 GHz	50 GHz	65 GHz
<b>Constante dieléctrica (<math>Dk</math>)</b>	2.96	2.89	2.85	2.83	2.81	2.80	2.83	2.82	2.82	2.81
<b>Perdida Tangencial (<math>Df</math>)</b>	0.034	0.026	0.018	0.018	0.021	0.021	0.016	0.016	0.016	0.014

La Tabla 2 detalla la caracterización electromagnética del material sustrato mediante un barrido frecuencial que abarca desde 200 MHz hasta 65

GHz. Se observa que  $Dk$  se mantiene prácticamente constante ( $\approx 2,8 - 2,9$ ) y la tangente de pérdidas disminuye levemente a medida que aumenta la frecuencia.

Desde el punto de vista de pérdidas dieléctricas, la contribución al factor de atenuación en una línea o resonador se relaciona con  $\tan \delta$  a través de una expresión de la forma:

$$\alpha_d \approx \frac{\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_r} \tan \delta$$

donde  $f$  es la frecuencia,  $c$  la velocidad de la luz y  $\epsilon_r$  la constante dieléctrica relativa. Un  $\tan \delta \approx 0,016 - 0,02$  en  $30 - 60 \text{ GHz}$  implica pérdidas dieléctricas moderadas, compatibles con antenas y líneas de transmisión en mmWave cuando las longitudes guiadas se mantienen cortas.

## 2.9 Implicaciones para el diseño de antenas a 65 GHz

La combinación de AgCite™ y del dieléctrico UV-1092 permite realizar estructuras radiantes y de alimentación completamente embebidas con un espesor total del orden de  $1 - 3 \text{ mm}$ . El valor de  $\epsilon_r$  fija la longitud de onda efectiva de propagación, de manera que la longitud física de un dipolo o de un segmento de línea se calcula a partir de:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

donde  $\epsilon_{eff}$  recoge la fracción de campo en el dieléctrico y en el aire circundante. Un diseño cuidadoso del stack-up permite ajustar  $\epsilon_{eff}$  y, por tanto, la longitud eléctrica del dipolo sin modificar la frecuencia de trabajo.

Asimismo, la conductividad finita AgCite™ y la rugosidad de la

superficie metálica generan pérdidas adicionales en comparación con un metal ideal, reduciendo la eficiencia de radiación  $\eta_{\text{rad}}$  y; en consecuencia, se refleja principalmente en la ganancia realizada (realized gain), métrica adoptada en este trabajo.”

## 2.10 Parámetros de desempeño adoptados en este proyecto

Para un dipolo integrado en un sustrato impreso en 3D, la calidad del diseño se evalúa a partir de varios parámetros de desempeño obtenidos por simulación de onda completa.

### 2.10.1 Criterio de banda

El criterio de banda a  $-10$  dB se define a partir del módulo  $S_{11}$  en función a la frecuencia. De forma convencional, se considera que una antena está “bien adaptada” cuando  $|S_{11}| \leq -10$  dB, lo que equivale aproximadamente a un  $\text{VSWR} \lesssim 2$  y a que al menos el 90 % de la potencia incidente se entrega al puerto de la antena. Este umbral se emplea de forma generalizada en el diseño de antenas, por lo que se adopta como referencia para definir la banda útil de operación.

A partir de la curva  $|S_{11}(f)|$ , se identifican las frecuencias  $f_{\text{inf}}$  y  $f_{\text{sup}}$  donde la magnitud cruza el nivel de  $-10$  dB. Con ellas se define un ancho de banda porcentual a  $-10$  dB:

$$B_{10dB}[\%] = 100x \frac{f_{\text{sup}} - f_{\text{inf}}}{f_0}$$

donde  $f_0$  es la frecuencia central (por ejemplo, la frecuencia de mínima

reflexión dentro de la banda). Este valor permite comparar diseños muy distintos (dipolos, parches, arreglos) en términos relativos.

### 2.10.2 Ganancia realizada

En la práctica de diseño y medida se utiliza con frecuencia la *ganancia realizada* (*realized gain*), que incluye no solo la directividad y la eficiencia de radiación, sino también las pérdidas por desadaptación en el puerto. Desde el punto de vista clásico, la ganancia se define como

$$G_{realizado}(\theta, \phi) = G(\theta, \phi)(1 - |\Gamma|^2)$$

es decir, la ganancia realizada es la ganancia clásica multiplicada por el factor de desadaptación  $1 - |\Gamma|^2$ . De este modo,  $G_{realizado}$  tiene en cuenta tanto las pérdidas internas (metálicas y dieléctricas) como la fracción de potencia reflejada hacia la fuente, por lo que ofrece una medida más realista del desempeño efectivo de la antena, especialmente en bandas milimétricas. En este trabajo se utilizará  $G_{realizado}$  como métrica principal de ganancia.

### 2.11 Métodos de alimentación en antenas Dipolo

El desempeño real de un dipolo no solo depende de su geometría sino también del método de alimentación utilizado ya que en la práctica la antena es un elemento balanceado con dos brazos simétricos y corrientes opuestas mientras que muchas líneas de transmisión de RF son desbalanceadas como el coaxial o la microcinta, por lo tanto el esquema de alimentación debe asegurar que la energía se transfiera de manera eficiente al dipolo y al mismo tiempo minimizar las reflexiones y evitar la aparición de corrientes no deseadas.

### 2.11.1 Alimentación coaxial directa

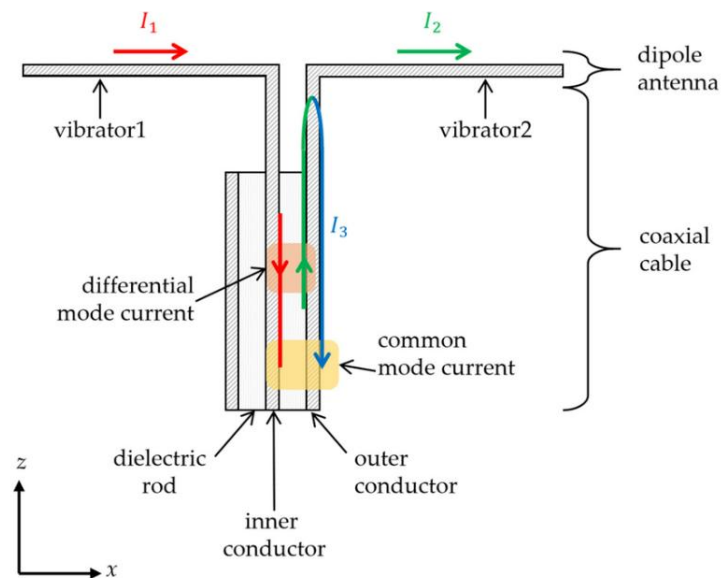
En la configuración clásica de alimentación con línea coaxial, el dipolo de hilo se excita en su punto medio mediante el conductor interno, mientras que la malla externa se une al brazo opuesto o a un mástil metálico que funciona como plano de referencia. Este esquema es ampliamente adoptado en dipolos de VHF/UHF y en antenas de radioaficionados, debido a que el coaxial garantiza un retorno establecido y protegido, reduciendo la radiación no deseada a lo largo del alimentador.

Desde el punto de vista electromagnético, el dipolo es un elemento balanceado (las corrientes en cada brazo son iguales y opuestas), mientras que el cable coaxial es una línea desbalanceada (toda la corriente de retorno circula por la malla exterior). Si se conecta el coaxial directamente sin ningún elemento adicional, parte de la corriente de RF puede circular por la superficie externa de la malla hacia el generador, distorsionando el patrón de radiación y modificando la impedancia de entrada efectiva. Para evitarlo se utilizan balunes de corriente (por ejemplo, un tramo de coaxial arrollado en forma de “choke” o una sección de cuarto de onda sobre-mallada) que fuerzan la igualdad de corrientes en ambos brazos y bloquean la componente de modo común en el blindaje[23].

Si bien la excitación coaxial directa presenta ventajas inherentes en términos de integridad mecánica y bajas pérdidas en bandas de frecuencia bajas su viabilidad se reduce al escalar hacia el rango de frecuencias milimétricas. En este rango de frecuencias, las dimensiones de los conectores y de la línea coaxial resultan del mismo orden que la longitud de onda, lo que introduce

acoplamiento parásito y distorsiones significativas en el diagrama de radiación. Por este motivo, la estrategia predominante consiste en relegar la conexión coaxial a una interfaz interna, empleando transiciones hacia medios guiados impresos o vías internas para la alimentación local del elemento, preservando así las características de radiación del dipolo.

**Figura 6.** Distribución de corrientes de modo diferencial y modo común en la alimentación coaxial [23]



La Figura 6 esquematiza el flujo de corrientes en la interfaz entre la línea de transmisión desbalanceada (coaxial) y la carga balanceada (dipolo). Se identifican las corrientes de modo diferencial (flechas rojas y verdes al interior) que excitan los brazos de la antena [24].

En diseños a 65 GHz integrados en sustratos impresos en 3D, el coaxial se limita a servir como interfaz de medición, mientras que la alimentación local del dipolo se realiza mediante líneas impresas y vías internas.

### 2.11.2 Alimentación mediante microcinta o línea impresa

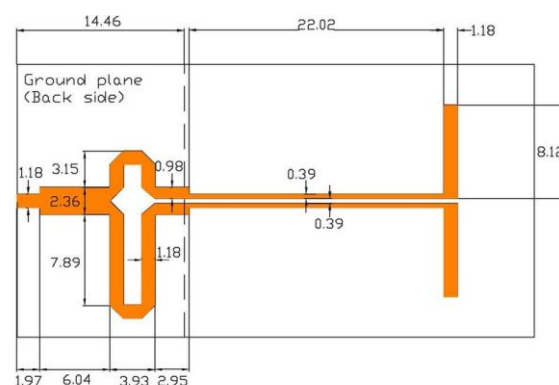
En antenas integradas sobre sustratos (PCB, LTCC o sustratos impresos en 3D) resulta natural utilizar líneas de transmisión impresas como parte de la alimentación del dipolo. La configuración más habitual es la línea de microcinta (microstrip line), en la que un conductor estrecho se deposita sobre una cara del dieléctrico mientras que en la cara opuesta se dispone un plano de tierra continuo. Otra opción ampliamente utilizada es la línea coplanar con plano de tierra CPW donde el conductor central y los planos de referencia se ubican en la misma cara del sustrato y se separan mediante ranuras, tanto esta estructura como alternativas similares permiten diseñar sobre un mismo sustrato una línea de transmisión con impedancia característica controlada y acoplar de forma compacta la alimentación al dipolo u otros elementos radiantes impresos, estas líneas se dimensionan para una impedancia característica  $Z_0$  típicamente de  $50 \Omega$  o  $75 \Omega$  ajustando el ancho de la pista y las propiedades del sustrato como su espesor y permitividad.

Su gran ventaja es que permiten co-integrar en el mismo plano filtros, divisores de potencia, redes de adaptación y el propio punto de alimentación del dipolo, lo que resulta ideal para front-ends RF compactos [23].

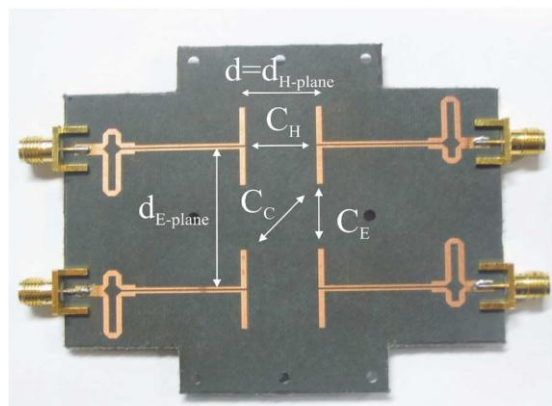
En la implementación de dipolos planos, los brazos se prolongan directamente desde las líneas de transmisión impresas, como la microcinta o la guía de onda coplanar (CPW), de manera que la alimentación se aplica directamente en la interfaz de transición. Para garantizar el equilibrio de corrientes y una alimentación balanceada sin recurrir a componentes discretos,

se emplean estructuras integradas como transformadores de  $\lambda/4$ , balunes de Marchand o transiciones microcinta-CPW. Este enfoque introduce pérdidas de inserción ligeramente superiores a las de una conexión coaxial ideal, pero ofrece a cambio una topología de baja complejidad y compatibilidad nativa con la manufactura aditiva (AME, inkjet, aerosol), aprovechando la capacidad de depositar materiales en capas superpuestas.

**Figura 7.** Geometría de dipolo impreso con balun integrado y arreglo de prueba [24]



(a)



(b)

La Figura 7 detalla la configuración física de un dipolo impreso diseñado para minimizar los efectos de las corrientes desbalanceadas. En (a) se presentan las dimensiones de la estructura, donde se destaca el diseño del balun integrado

en la propia placa (zona de alimentación en el lado izquierdo), el cual actúa como adaptador de impedancias y convierte la señal desbalanceada de la línea de transmisión en la alimentación diferencial que requiere el dipolo. La imagen (b) muestra el prototipo fabricado de un arreglo de cuatro elementos, donde se aprecian los conectores SMA y las distancias de separación en los planos E y H, configuración típica utilizada para evaluar experimentalmente el acoplamiento mutuo entre elementos radiantes y la efectividad del aislamiento[25].

### **2.11.3 Alimentación mediante vías metálicas en sustratos multicapa / impresión 3D**

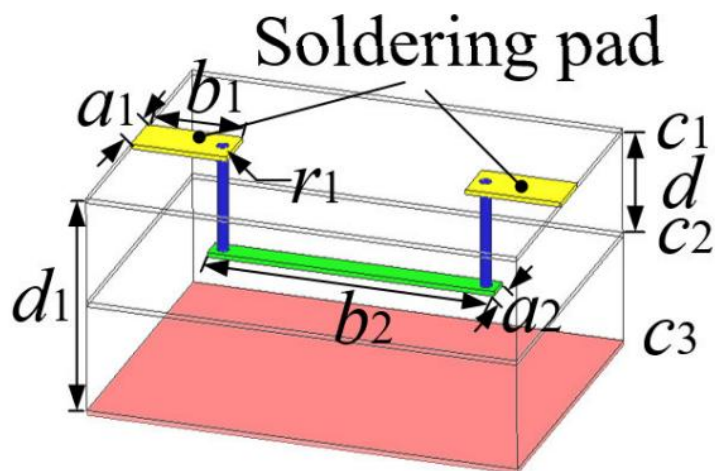
En el caso de antenas fabricadas mediante electrónica impresa aditiva (AME) basadas en tintas AgCite y dieléctrico UV-1092 la alimentación puede realizarse aprovechando vías metálicas internas. En lugar de entrar lateralmente con un coaxial o una microcinta superficial se imprime una línea de alimentación en una capa interna que se conecta al dipolo también impreso mediante una o varias vías que atraviesan el sustrato.

Este tipo de alimentación es análogo al probe feed utilizado en muchas antenas de parche ya que un conductor cilíndrico o un prisma metálico en AME conecta la línea de microcinta interna con el radiador ubicado en otra capa, esta vía introduce una inductancia en serie que puede aprovecharse como parte de la red de adaptación al ajustar su longitud y su diámetro para compensar la reactancia del dipolo o del parche, manuales de microondas y guías de simuladores de campo completo describen esta técnica como una de las alimentaciones más habituales en parches y antenas impresas de alta frecuencia.

En el trabajo de Li et al. sobre antenas 3D-printed de un solo sustrato con

múltiples capas metálicas el apilamiento de hasta seis niveles de metal se combina con vías internas para conectar la red de alimentación a los parches apilados manteniendo un espesor total cercano a 1,5 mm y alcanzando anchos de banda de hasta ~83 % frente al caso de un parche simple [4].

**Figura 8.** Modelo geométrico de la alimentación vertical [4]



La Figura 8 detalla la configuración interna de la interfaz de excitación para estructuras multicapa. En la superficie superior se disponen los pads de configuraciones (en amarillo), dimensionados para alojar el conector de entrada, los cuales transfieren la señal verticalmente a través de vías metalizadas (cilindros azules) hacia la línea de alimentación o resonador situado en una capa interna (en verde). Esta arquitectura tridimensional replica el funcionamiento de una alimentación coaxial (probe feed) tradicional, permitiendo excitar elementos “enterrados” dentro del volumen del sustrato dieléctrico y ofreciendo grados de libertad adicionales [4].

## 2.12 Solder Pad en implementaciones mmWave

En interfaces RF de alta frecuencia, el pad de soldadura (solder pad)

forma parte de la transición electromecánica entre el alimentador y la estructura impresa. Por eso no es un detalle menor: su geometría influye en la repetibilidad del montaje y en la continuidad eléctrica del punto de excitación, sobre todo cuando la alimentación se integra mediante vías en sustratos multicapa [26].

El solder pad se diseña como una huella land pattern o footprint conforme a criterios de estandarización de la industria para definir patrones de pads y asegurar uniones de soldadura robustas y en Electrónica Impresa Aditiva y en estructuras multicapa también se emplean layouts de referencia reportados en la literatura y validados experimentalmente. Por ejemplo Li et al. definen pads superficiales (surface soldering pads) parametrizados y reportan dimensiones nominales como parte de una interconexión realista hacia una línea o vía integrada [4].

En el presente trabajo, el solder pad se adopta explícitamente como zona de conexión mecánica y eléctrica, y sus dimensiones se fijan en base a huellas/layouts recomendados. para asegurar coherencia con prácticas de alta frecuencia y comparabilidad con referencias publicadas.

### **2.13 Diseño Asistido por Computadora (CAD) en Electromagnetismo de Alta Frecuencia**

El diseño de sistemas radiantes a frecuencias de ondas milimétricas, en especial en torno a 65 GHz, es uno de los retos más exigentes de la ingeniería de telecomunicaciones.

A estas frecuencias, donde la longitud de onda en espacio libre  $\lambda_0$  se reduce a aproximadamente 5 mm, los enfoques tradicionales basados en prototipado físico iterativo o en aproximaciones analíticas de primer orden

(como los modelos ideales de líneas de transmisión) resultan insuficientes e ineficaces.

La física propia de las ondas milimétricas sitúa el problema en un régimen en el que las dimensiones geométricas de la antena, la rugosidad de las superficies conductoras y las heterogeneidades dieléctricas del sustrato ejercen una influencia crítica y no lineal sobre el rendimiento del dispositivo.

El Diseño Asistido por Computadora (CAD) en electromagnetismo computacional (CEM) ya no es solo una herramienta de validación sino el entorno principal donde se sintetiza y explora el diseño, y la posibilidad de predecir con buena fidelidad el comportamiento de los campos antes de fabricar el prototipo resulta esencial en tecnologías como la Electrónica Impresa Aditiva (AME), donde la antena deja de ser plana y utiliza el volumen tridimensional del sustrato [27].

#### **2.14 Evolución y Necesidad de la Simulación de Onda Completa en 65 GHz**

Históricamente, el diseño de antenas en frecuencias de microondas (sub-6 GHz) podía tolerar ciertas simplificaciones. Sin embargo, al migrar a 65 GHz, fenómenos parásitos que eran despreciables se convierten en dominantes. Por ejemplo, la profundidad de penetración (skin Depth) en conductores de plata impresa se reduce a fracciones de micrómetro, haciendo que la rugosidad de la superficie derivada del proceso de sinterización de la tinta afecte drásticamente la resistencia óhmica efectiva y, por ende, la ganancia de la antena [28].

Las discontinuidades en las vías de alimentación verticales necesarias en diseños apilados como el dipolo propuesto introducen reactancias parásitas

inductivas y capacitivas que pueden llegar a desacoplar por completo la antena si no se modelan mediante simulación de onda completa (full-wave simulation).

La simulación de onda completa resuelve numéricamente las ecuaciones de Maxwell en su forma diferencial o integral sin asumir modos de propagación predefinidos como TEM o cuasi TEM lo que permite capturar efectos complejos como la radiación en bordes el acoplamiento mutuo entre capas metálicas apiladas la generación de ondas de superficie en sustratos dieléctricos gruesos y la difracción en estructuras finitas fenómenos que están presentes en antenas compactas de 65 GHz integradas en sustratos impresos en 3D.

### **2.15 ANSYS HFSS**

Ansyz HFSS (High-Frequency Structure Simulator) es un software de simulación electromagnética 3D de onda completa reconocido como estándar industrial para el diseño de componentes de radiofrecuencia y microondas, basado en el método de elementos finitos (FEM) en el dominio de la frecuencia y en la resolución directa de las ecuaciones de Maxwell en estado estacionario. Gracias a ello resulta especialmente adecuado para el análisis de geometrías complejas en aplicaciones de alta frecuencia (como antenas, filtros y estructuras radiantes en ondas milimétricas), y se utiliza en todo el mundo para diseñar antenas y arreglos, interconexiones de alta velocidad, paquetes de circuitos integrados y PCBs de alta señal donde se requiere alta precisión en la simulación electromagnética [29].

En cada paso adaptativo el solucionador FEM recalcula la distribución de campos y evalúa la diferencia en los parámetros, por ejemplo los S-

parameters, respecto al paso anterior hasta que el cambio cae por debajo de un umbral definido, típicamente del orden de 1–2%, de modo que el refinamiento local adaptativo permite a HFSS capturar con alta precisión las resonancias y el comportamiento de estructuras fuertemente resonantes incluso a frecuencias milimétricas, obteniendo resultados confiables en la determinación de frecuencias de resonancia, ancho de banda y adaptación de impedancias.

HFSS destaca por su capacidad de modelar materiales y efectos avanzados, incluye una biblioteca amplia de medios con parámetros personalizables donde es posible definir dieléctricos heterogéneos o anisotrópicos con propiedades dependientes de la frecuencia o la temperatura, algo crucial en electrónica impresa en 3D donde aparecen constantes dieléctricas efectivas no uniformes y ejes de anisotropía por el propio proceso de fabricación, y además permite incorporar pérdidas conductivas reales mediante condiciones de contorno de conductividad finita en las que se puede especificar la rugosidad superficial del metal, de modo que los efectos de dispersión y las pérdidas adicionales a altas frecuencias queden representados de forma más realista y el desempeño simulado se aproxime mejor al de los prototipos fabricados en comparación con herramientas que tratan estos fenómenos de manera más simplificada [30].

La tabla 3 resume las características técnicas de **Ansys HFSS** más relevantes para este proyecto, ponderando su idoneidad para el proyecto de antena dipolo impresa en 3D a 65 GHz.

**Tabla 3.** Características técnicas relevantes de Ansys HFSS para el diseño de antenas

<b>Característica Técnica</b>	<b>Descripción en Ansys HFSS</b>
<b>Método de solución</b>	Solucionador 3D de onda completa en el dominio de frecuencia basado en Elementos Finitos (FEM). Permite analizar geometrías electromagnéticas arbitrarias con alta precisión.
<b>Mallado</b>	Malla tetraédrica adaptativa en volumen. Refina automáticamente las regiones críticas hasta lograr convergencia con error < 1–2%.
<b>Precisión en resonancias</b>	Alta en mmWave. El refinamiento iterativo captura frecuencias resonantes y parámetros S en antenas de alto Q. Reduce errores asociados a dispersión numérica.
<b>Modelado de materiales</b>	Soporta dieléctricos heterogéneos y anisotrópicos. Considera pérdidas dependientes de frecuencia. Incluye modelos de rugosidad para conductores impresos y mejora la predicción de eficiencia en antenas fabricadas.
<b>Entorno</b>	Integración con Ansys Electronics Desktop y Workbench para análisis multifísico y optimización paramétrica. Permite co-simulación circuito–EM e incluye efectos de entorno como radomos y chasis.
<b>Aplicaciones típicas</b>	Diseño de antenas y arreglos. Componentes RF como filtros y guías. PCB y empaquetado orientado a integridad de señal. Estudios de EMI/EMC y RCS.

En función de lo expuesto, Ansys HFSS se adopta como herramienta principal de esta investigación porque el diseño propuesto (un dipolo impreso en 3D alrededor de 65 GHz con elementos apilados, alimentación por vía coaxial vertical y sustrato dieléctrico finito) requiere un solucionador volumétrico que represente con detalle la geometría y los materiales. El solucionador resuelve el campo en todo el volumen de la antena mediante FEM adaptativo, lo que asegura una convergencia precisa de la frecuencia resonante y del ancho de banda, especialmente sensible en esta banda donde pequeñas variaciones geométricas desplazan la respuesta[30].

Además, incorpora funciones para incluir rugosidad superficial y materiales anisotrópicos que permiten modelar con mayor rigor los efectos de la fabricación aditiva y las pérdidas asociadas, de modo que el diseño obtenido resulte confiable antes de considerar una futura fabricación del prototipo.

## CAPITULO 3. DISEÑO Y MODELACION

En este capítulo se describe el proceso de diseño y modelación electromagnética de un dipolo que opera alrededor de 65 GHz e integrado en un sustrato impreso en 3D, se establecen las especificaciones de desempeño (frecuencia central de referencia, banda de operación, impedancia objetivo y metas de ganancia realizada), se define el stack-up con materiales AME conductores y dieléctricos; además, se presenta la geometría inicial junto con el esquema de alimentación por vía.

Con base en estimaciones analíticas de las dimensiones electromagnéticas se construye el modelo 3D de onda completa en HFSS donde se definen los puertos las condiciones de radiación el volumen de simulación y los criterios de malla y a partir de esta configuración se aplica un proceso de optimización sobre longitudes anchos y separaciones hasta obtener una respuesta aceptable en adaptación y ancho de banda.

### 3.1 Especificaciones de diseño y restricciones del sistema

En esta sección se fijan los requisitos que delimitan el diseño del dipolo impreso: por un lado, las exigencias eléctricas de operación alrededor de 65 GHz (frecuencia, banda útil, impedancia y metas de ganancia y eficiencia) y por otro las restricciones geométricas y tecnológicas impuestas por el sustrato monolítico y el proceso de impresión 3D multimaterial. Estos criterios sirven como marco para definir las dimensiones iniciales del radiador.

### 3.2 Requisitos eléctricos del dipolo

La especificación de diseño toma como frecuencia de referencia un valor cercano a 65 GHz y se usa como punto de partida del dimensionamiento, admitiendo que tras la optimización electromagnética el mínimo de  $|S_{11}|$  pueda desplazarse dentro del entorno de operación, lo cual es habitual en antenas impresas a ondas milimétricas por la influencia del sustrato y de la alimentación [31].

La impedancia de referencia se fija en  $75 \Omega$  ya que es un valor cercano a la resistencia de radiación de un dipolo de media onda en espacio libre de aproximadamente  $73 \Omega$ , como criterio de adaptación se exige que el valor absoluto de  $S_{11}$  sea menor o igual a  $-10$  dB lo cual equivale a una relación de onda estacionaria ROE o VSWR menor o igual a 2 a 1 y supone que más del 90 por ciento de la potencia incidente es aceptada por el radiador, en la literatura se reportan dipolos impresos en este rango de frecuencia con ganancias del orden de 3 a 5 dBi aunque en soluciones integradas sobre sustratos con mayores pérdidas la ganancia puede disminuir.

Con estos antecedentes se fija como meta de diseño una ganancia realizada mínima próxima a 3 dBi, junto con una adaptación  $|S_{11}| \leq -10$  dB alrededor de la frecuencia de referencia.

**Tabla 4.** Resumen de las especificaciones técnicas y objetivos de diseño para la antena dipolo.

Parámetro	Especificación
Frecuencia central	~65 GHz
Impedancia de entrada	$75 \Omega$

Adaptación (ancho de banda)	$ S_{11}  \leq -10$ dB en 57–66 GHz
Ganancia Realizada	$\geq 3$ dBi

Para este trabajo, la banda 57–66 GHz se define como banda objetivo-mínima, de modo que el diseño debe asegurar  $|S_{11}| \leq -10$  dB dentro de dicho intervalo. Adicionalmente, se considera deseable que el valle de adaptación se extienda hacia frecuencias superiores, siempre que se mantenga el cumplimiento del objetivo mínimo.

### 3.3 Restricciones geométricas y tecnológicas

Una prioridad del diseño es mantener un perfil muy delgado que permita integrar el dipolo en módulos compactos de comunicaciones como dispositivos IoT y terminales 5G donde el espacio vertical es limitado, por lo que en este trabajo se adopta un espesor total del orden de unos pocos milímetros con la antena confinada dentro de aproximadamente 3 mm de altura, en línea con la permitividad del sustrato empleado y con las limitaciones físicas de la plataforma de impresión 3D, de modo que este perfil compacto reduce la perturbación sobre el entorno del dispositivo y facilita el acoplamiento con la electrónica RF cercana.

La tecnología de electrónica impresa aditiva (AME) introduce además restricciones claras de resolución y tamaño mínimo de las estructuras. Los procesos comerciales basados en tintas conductoras tipo AgCite y dieléctrico UV curable (como el material UV-1092) permiten imprimir trazas con anchos mínimos del orden de 70–80  $\mu\text{m}$ , separaciones entre pistas en torno a 100–150

$\mu\text{m}$  y vías metalizadas con diámetros prácticos de unos 150–200  $\mu\text{m}$ . Estos valores se toman como referencia de diseño y sirven como límites inferiores para el dimensionamiento del dipolo, de forma que cualquier geometría propuesta resulte fabricable sin comprometer la continuidad de pistas ni la integridad de las vías.

Adicionalmente, la impresora 3D utilizada (Nano Dimension DragonFly) admite un volumen máximo de impresión de aproximadamente  $160 \times 160 \text{ mm}$  en plano y  $\sim 3 \text{ mm}$  en grosor, margen más que suficiente para el tamaño lateral de la antena propuesta, pero sí condiciona el stack-up: nuestra estructura apilada debe caber dentro de  $\sim 3 \text{ mm}$  de altura total [4]. Para la capa conductora se adopta un espesor metálico nominal del orden de  $0.04 \text{ mm}$  ( $\approx 40 \mu\text{m}$ ), como un valor efectivo representativo de la metalización impresa, el cual puede variar según el número de deposiciones y el proceso de curado. Las capas dieléctricas UV se depositan con espesores que van desde unos pocos micrómetros hasta varias decenas en cada pasada, por lo que al planificar la geometría se fijan anchos de pista, separaciones y diámetros de vía acordes con estos mínimos tecnológicos para asegurar que el diseño pueda fabricarse mediante AME sin degradar sus prestaciones eléctricas.

**Tabla 5.** Reglas de diseño y límites de fabricación para la tecnología AME con la impresora DragonFly.

<b>Parámetro de fabricación AME</b>	<b>Restricción típ.</b>
Espesor máximo de sustrato (Eje $Z$ )	$\sim 3 \text{ mm}$
Área máxima de impresión ( $X$ – $Y$ )	$\sim 160 \text{ mm} \times 160 \text{ mm}$
Ancho mínimo de pista conductora	$\sim 75 \mu\text{m}$
Separación mínima entre pistas	$\sim 100\text{--}150 \mu\text{m}$

Diámetro mínimo de vía	~150–200 $\mu\text{m}$
------------------------	------------------------

La Tabla 5 resume las capacidades físicas de la impresora y los materiales, y las traduce en reglas de diseño que se incorporan como restricciones en el software. El diseño debe cumplir estas reglas (Design Rule Check, DRC) antes de la fabricación.

### 3.4 Dimensionamiento preliminar del dipolo

Antes de llevar la estructura al entorno de simulación se define una geometría base a partir de las ecuaciones analíticas del dipolo de media onda tomando como referencia la longitud de onda efectiva y la impedancia objetivo de modo que en esta etapa se obtienen valores iniciales para la longitud de los brazos la separación de alimentación (gap) y las dimensiones del sustrato que servirán como punto de partida para el modelo tridimensional y para los ajustes posteriores en HFSS.

#### 3.4.1 Estimación analítica de la longitud del dipolo

##### 3.4.1.1 Longitud de onda en espacio libre, $\lambda_0$

La longitud de onda  $\lambda_0$  es la distancia física que recorre una onda electromagnética en el vacío. Es un parámetro fundamental de escalado para cualquier antena resonante.

Usando 65 GHz como frecuencia de partida se obtienen valores iniciales para la longitud del radiador, el gap de excitación y el tamaño mínimo del sustrato.

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}$$

Donde  $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$  es la velocidad de la luz en el vacío[32].

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8}{65 \times 10^9 \text{ Hz}} = 4.62 \times 10^{-3} = 4.62 \text{ mm}$$

El valor de  $4.62 \text{ mm}$  confirma que el diseño sí encuentra en el régimen de ondas milimétricas.

El índice de refracción del aire ( $n \approx 1.0003$ ) reduce la velocidad imperceptible, por lo que usar  $c$  en el vacío es una aproximación estándar y válida.

#### 3.4.1.2 Media Longitud de onda en espacio libre, $\lambda_0/2$

Representa la dimensión teórica ideal de un resonador dipolar fundamental en el espacio libre.

$$\frac{\lambda_0}{2} = \frac{4.62 \text{ mm}}{2} = 2.31 \text{ mm}$$

#### 3.4.1.3 Longitud eléctrica del dipolo, $L$

Es la dimensión física real del radiador necesaria para alcanzar la resonancia a la frecuencia objetivo. A diferencia del modelo teórico ideal, un dipolo real tiene un espesor finito y está rodeado de dieléctricos. En los extremos del dipolo, la interrupción abrupta del conductor genera una acumulación de cargas, creando una capacitancia parásita conocida como “efecto de borde” (*end effect*) [33].

Esta capacitancia adicional hace que la antena parezca “eléctricamente más larga” de lo que es físicamente. Para compensar esto y volver a sintonizar

la antena a frecuencia prevista, se debe acortar el dipolo[34].

**Factor de Acortamiento ( $k$ ):** En antenas impresas, la presencia del sustrato reduce la velocidad de fase, lo que requeriría un  $k = 0.95$ .

$$L = k * \frac{\lambda_0}{2}$$

$$L = 0.95 \times 2.31 \text{ mm} \approx 2.19 \text{ mm}$$

### **Separación entre brazos (gap), $g$**

Se define un pequeño gap de excitación  $g$  entre los dos brazos del dipolo, que se utilizará más adelante para conectar la vía de alimentación. Para mantener un espacio mecánicamente realizable y eléctricamente pequeño, se fija inicialmente

$$g = 0.05 \lambda_0$$

$$g = 0.05 \times 4.62 \text{ mm} = 0.23 \text{ mm}$$

### **Longitud de cada brazo del dipolo, $l$**

$$l = \frac{L - g}{2}$$

$$L - g = 2.19 \text{ mm} - 0.23 \text{ mm} = 1.96 \text{ mm}$$

$$l = \frac{1.96}{2} \text{ mm} \approx 0.98 \text{ mm}$$

### **Dimensiones del Sustrato**

Las dimensiones del sustrato, largo ( $L_{sub}$ ) y ancho  $W_{sub}$ , definen el volumen físico del dieléctrico que soporta la antena. En diseños de “perfil ultrabajo” y miniaturizados para IoT/5G, se busca minimizar estas dimensiones para reducir la huella del dispositivo y suprimir la propagación de ondas de superficie no deseadas.

**Largo del sustrato,  $L_{sub}$** 

$$L_{sub} = L + 0.5 \text{ mm}$$

$$L_{sub} = 2.19 \text{ mm} + 0.5 \text{ mm} = 2.69 \text{ mm}$$

**Ancho del sustrato,  $W_{sub}$** 

$$W_{sub} = 2L$$

$$W_{sub} = 2 \times 2.19 \text{ mm} = 4.39 \text{ mm}$$

El sustrato resultante de  $2.69 \text{ mm} \times 4.39 \text{ mm}$  es coherente con un diseño de perfil ultracompacto; en los capítulos posteriores se verá cómo estas dimensiones se ajustan durante la simulación de onda completa hasta situar la resonancia en la vecindad de la frecuencia objetivo.

**Tabla 6.** Síntesis del dimensionamiento analítico preliminar y parámetros geométricos iniciales

<b>Magnitud</b>	<b>Expresión</b>	<b>Resultado aproximado</b>
Longitud de onda en aire, $\lambda_0$	$\lambda_0 = \frac{c}{f}$	4.62 mm
Media longitud de onda, $\frac{\lambda_0}{2}$	$\frac{\lambda_0}{2}$	2.31 mm
Longitud del dipolo, $L$	$L = k * \frac{\lambda_0}{2}$	2.19 mm
Separación entre brazos, $g$	$g = 0.05 \lambda_0$	0.23 mm
Longitud de cada brazo, $l$	$l = \frac{L - g}{2}$	0.98 mm
Largo del sustrato, $L_{sub}$	$L_{sub}$ $= L + 0.5 \text{ mm}$	2.69 mm
Ancho del sustrato, $W_{sub}$	$W_{sub} = 2L$	4.39 mm

La tabla 6 compila los valores geométricos resultantes del cálculo

teórico, los cuales constituyen el vector de estado inicial para la etapa de simulación. Si bien estas magnitudes se derivan de aproximaciones analíticas proporcionan una base física robusta necesaria para acotar el espacio de búsqueda y asegurar la convergencia de los procesos de optimización.

### **3.5 Apoyo en herramientas de cálculo especializadas**

Para comprobar la coherencia de los cálculos analíticos de la sección anterior y reducir el riesgo de errores numéricos se utiliza una calculadora en línea específica para dipolos (OmniCalculator). Esta herramienta entrega estimaciones de la longitud total de la antena  $L$ , la longitud de cada brazo  $l$  y la longitud de onda  $\lambda_0$  a partir de la frecuencia de operación.

Al introducir  $f = 65$  GHz se obtienen valores muy cercanos a los derivados manualmente, lo que respalda el procedimiento de dimensionamiento inicial.

**Figura 9.** Resultados de Calculadora en línea OmniCalculator



En la Figura 9, se aprecia la parametrización empleada en la herramienta, donde para una frecuencia de 65 GHz la calculadora entrega una longitud total del dipolo de aproximadamente 2.19 mm y una longitud de cada brazo cercana a 1.09 mm, junto con una longitud de onda en espacio libre de ~4.6 mm.

**Tabla 7.** Modelo analítico vs Calculadora en línea

<b>Parámetro</b>	<b>Cálculo Manual (Sección 3.4)</b>	<b>Herramienta Omni Calculator</b>	<b>Diferencia / Observación</b>
<b>Frecuencia (<math>f</math>)</b>	<i>65 GHz</i>	<i>65 GHz</i>	-
<b>Longitud de onda <math>\lambda_0</math></b>	<i>4.62 mm</i>	<i>4.612 mm</i>	Variación mínima por precisión.
<b>Media Longitud</b>	<i>2.31 mm</i>	<i>2.306 mm</i>	Consistente.
<b>Longitud Total del Dipolo (<math>L</math>)</b>	<i>2.19 mm</i>	<i>2.1946 mm</i>	<b>Diferencia despreciable (<math>&lt; 0.2\%</math>).</b>
<b>Longitud del Brazo (<math>l</math>)</b>	<i>0.97 mm</i>	<i>1.0973 mm</i>	La herramienta asume que $l = L/2$ . El cálculo manual es más preciso al restar el <i>gap</i> ( $g = 0.23 \text{ mm}$ ).

La Tabla 7 confirma que el modelo matemático reproduce de forma precisa los resultados de la herramienta digital, con diferencias menores al 0,5 % en la longitud total del dipolo y en la longitud de onda. La discrepancia en la longitud de brazo  $l$  no corresponde a un error, sino a una diferencia de modelo: la calculadora asume un dipolo ideal con alimentación puntual en el centro ( $l = L/2$ ), mientras que el cálculo manual descuenta explícitamente el gap de excitación  $g = 0,23 \text{ mm}$ , lo que resulta más representativo para la estructura apilada que se empleará posteriormente en HFSS [35].

### 3.6 Modelo electromagnético 3D en HFSS

El modelado se realizó en Ansys HFSS en su modalidad de análisis de onda completa FEM 3D lo que permite captar con precisión los efectos electromagnéticos de la estructura apilada y de los materiales involucrados, a diferencia de una antena de microcinta convencional en este caso no se emplean planos separados por un sustrato sino un dipolo balanceado alimentado mediante una vía interna aprovechando la impresión 3D multimaterial para integrar el conductor y el dieléctrico en un único volumen.

### 3.7 Geometría del dipolo apilado

El diseño consta de dos elementos radiantes apilados verticalmente, uno inferior y otro superior, que en conjunto forman un dipolo de media onda en configuración apilada y actúan como un par de dipolos electromagnéticamente acoplados, cuyo objetivo es mejorar el ancho de banda mediante dos resonancias cercanas.

- El bloque dieléctrico se modeló como un paralelepípedo de dimensiones  $W \times L \times d_1$ , donde  $W = 5.5 \text{ mm}$  es el ancho del sustrato en el eje  $x$ ,  $L = 4.7 \text{ mm}$  es el largo en el eje  $y$  y  $d_1 = 2.7 \text{ mm}$  es el espesor total en el eje  $z$ . Estas dimensiones garantizan un volumen suficiente para alojar el dipolo y las vías, manteniendo al mismo tiempo un espesor compatible con las capacidades de la plataforma AME.
- Sobre la cara superior del sustrato se encuentra un pad de soldadura rectangular (solder pad), de dimensiones  $a_1 \times b_1$ , con  $a_1 = 2.6 \text{ mm}$  y  $b_1 = 3 \text{ mm}$ . Este pad

no constituye un elemento radiador, sino que actúa como una zona de conexión mecánica y eléctrica para un conector coaxial, siguiendo el esquema de alimentación por vía descrito en la literatura para antenas impresas en tecnologías aditivas. La metalización del pad se realiza con el mismo espesor  $h_c = 0.04 \text{ mm}$  que el resto de las capas conductoras.

Las dimensiones del pad se definen a partir de huellas y layouts recomendados por fabricantes de conectores de alta frecuencia ya que el desempeño incluido el comportamiento de ROE o VSWR en la aplicación depende directamente de ese layout y por ello no se establecen de forma arbitraria.

- La alimentación de la antena se lleva a cabo mediante una vía metálica vertical de radio  $r_1 = 0.15 \text{ mm}$ , que atraviesa el sustrato desde el pad superior hasta el interior del volumen, donde se conecta al dipolo. La longitud efectiva de esta vía se parametriza mediante  $V_c$  y  $V_d$ , que representa, los tramos de conductor coaxial vertical y el segmento horizontal de transición hasta el dipolo. De esta manera se replica la configuración de alimentación descrita en [4], pero integrada completamente en el sustrato impreso.
- El dipolo impreso, de orientación vertical, se modela como una lámina metálica rectangular de longitud total  $D_p$  sobre el eje  $zy$  y ancho  $D_w$  sobre el eje  $x$ . El dipolo se ubica a cierta distancia del tramo de alimentación, separada por un *gap* geométrico  $G$ , que

controla el acoplamiento entre la línea de alimentación y el radiador. En el caso de estudio, se consideró  $D_p \approx 2.5$  mm, ligeramente superior a la longitud teórica en espacio libre  $\lambda_0/2$  estimada en la **Sección 3.4.1**, para compensar la presencia del sustrato real y la influencia de la ruta de alimentación sobre la longitud eléctrica efectiva del dipolo. El ancho del dipolo se fijó en  $D_w = 0.3$  mm, valor que respeta la resolución mínima de impresión y contribuye a mantener una impedancia de entrada próxima a  $75 \Omega$ .

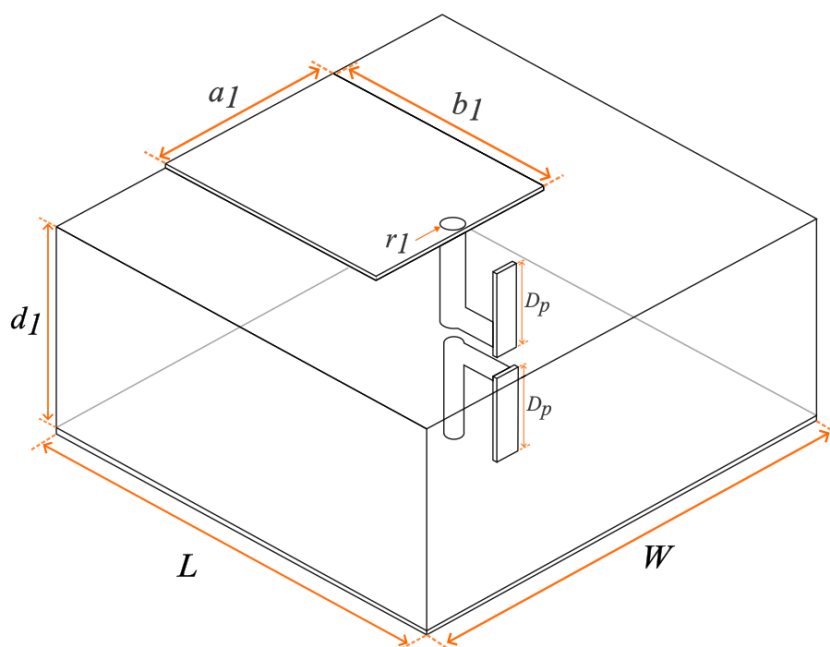
- Todas las metalizaciones (pad de soldadura, vía de alimentación, ruta de conexión y dipolo) se asignaron con un espesor uniforme  $h_c = 0.04$  mm, correspondiente a la capa de tinta AgCite.

**Tabla 8.** Parámetros geométricos del modelo de antena dipolo apilado

Parámetro	Símbolo	Valor
Ancho del sustrato dieléctrico (eje x)	$W$	5.5 mm
Largo del sustrato dieléctrico (eje y)	$L$	4.7 mm
Espesor total del sustrato dieléctrico (eje z)	$d_1$	2.7 mm
Ancho del pad de soldadura (eje x)	$a_1$	2.6 mm
Largo del pad de soldadura (eje y)	$b_1$	3.0 mm
Espesor de capa conductora (AgCite)	$h_c$	0.04 mm

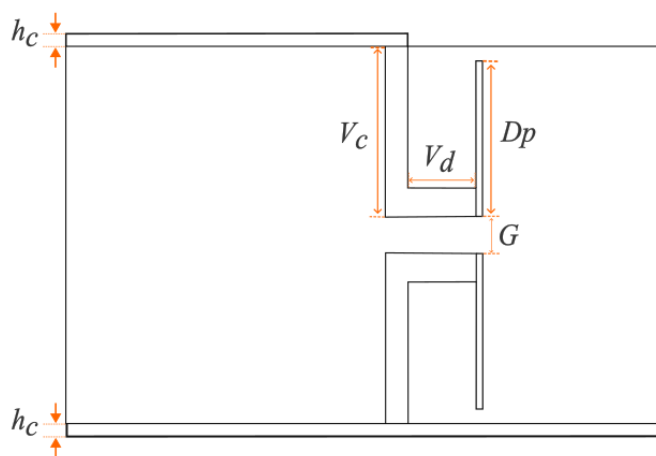
<b>Radio de la vía de alimentación por coaxial</b>	$r_1$	0.15 mm
<b>Longitud total del dipolo impreso (eje z)</b>	$D_p$	2.5 mm
<b>Ancho del dipolo impreso (eje x)</b>	$D_w$	0.3 mm
<b>Separación / alimentación del dipolo (gap)</b>	$G$	0.25 mm

**Figura 10.** Vista isométrica del modelo 3D con sus parámetros



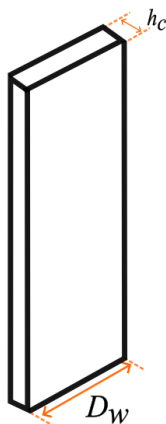
En la **Figura 10** se aprecia el modelo 3D completo con sus parámetros geométricos. El bloque transparente corresponde al sustrato dieléctrico de dimensiones  $W \times L \times d_1$ , mientras que sobre su cara superior se ubica el **pad de soldadura** rectangular de dimensiones  $a_1 \times b_1$ . El parámetro  $r_1$  indica el radio del taladro metálico (vía de alimentación) que atraviesa el sustrato desde el pad hasta el interior de la antena.

**Ilustración 11.** Vista lateral del modelo en 3D con sus parámetros.



La Figura 11 muestra una vista lateral de la estructura. En ella se distinguen las capas metálicas de espesor  $h_c$ , así como la ruta de alimentación por vía. Los parámetros  $V_c$  y  $V_d$  representan, respectivamente, el tramo vertical y el tramo horizontal de la vía impresa que conecta el pad con el dipolo. El parámetro  $G$  define el *gap* geométrico entre la línea de alimentación y el dipolo, que controla el acoplamiento electromagnético entre ambos.

**Figura 12.** Vista isométrica del dipolo 3D con sus parámetros



Finalmente, en la Figura 12 se aísla el dipolo impreso para resaltar sus dimensiones propias. El radiador se modela como una lámina metálica con

espesor  $h_c$  y ancho  $D_w$  (eje  $x$ ). Este elemento constituye el verdadero elemento radiante de la antena; el pad de configuraciones ( $a_1, b_1$ ) y la vía ( $r_1, V_c, V_d$ ) actúan únicamente como red de alimentación y no como elementos radiadores adicionales.

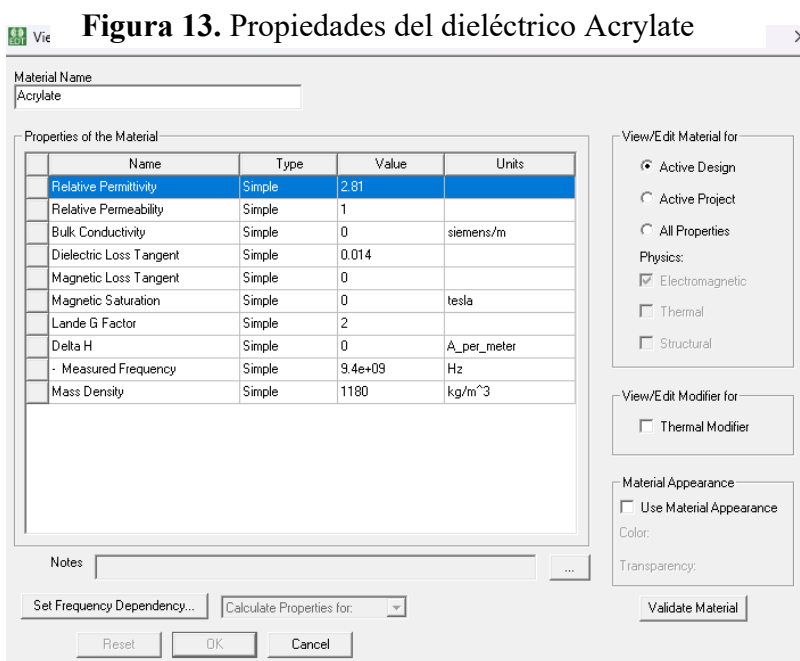
### 3.8 Definición de stack-up en el modelo

El stack-up define las capas dieléctricas y conductoras del modelo en HFSS incorporando las propiedades de los materiales reales y en este diseño se utiliza un sustrato dieléctrico acrílico curado UV de baja pérdida (Acrylate Ink DI 1092) junto con una tinta conductora de plata de baja pérdida (AgCite 90072) para las metalizaciones.

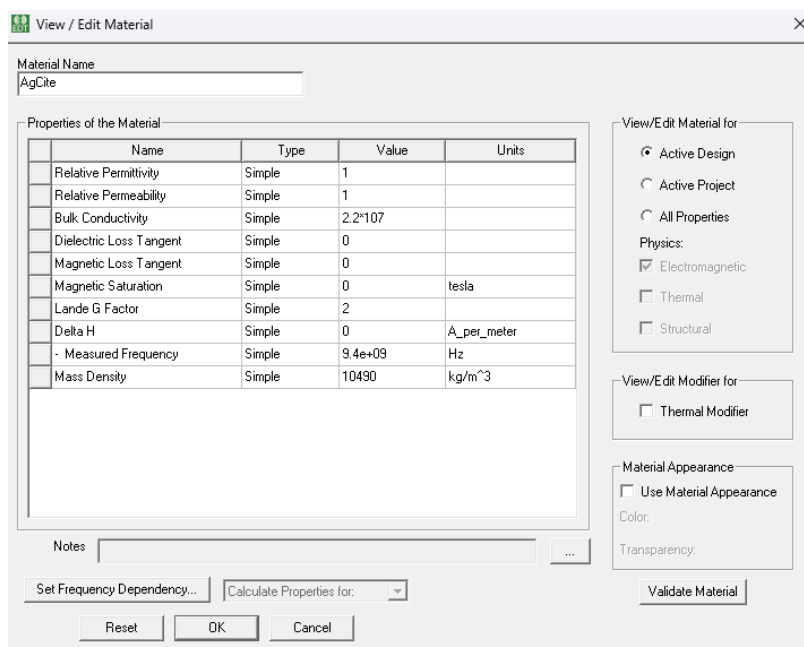
Configuración en HFSS de materiales de personalizados con constantes extraídas de sus fichas técnicas:

- Acrylate (DI 1092): con una constante dieléctrica de 2.81 y tangente de pérdida de 0.014 a frecuencias cercanas a 60 GHz, garantiza que el sustrato sea relativamente transparente minimizando pérdidas dieléctricas. En la simulación, el sustrato se modeló como un bloque de dimensiones  $W \times L \times d_1$  relleno con este material (Figura 13), y se asignaron las propiedades mencionadas según el dialogo de materiales de HFSS.
- AgCite 90072 (Conductor): Presenta una conductividad volumétrica  $\sigma \approx 2.2 \times 10^7$  S/m, 35 % de la conductividad de la plata pura y una permeabilidad relativa  $\mu_r = 1$  por lo que se considera no magnético. En HFSS se definió este material para

modelar las capas metálicas (Figura 14).



**Figura 14. Propiedades del conductor**



El *stack-up* completo del modelo:

- En la cara inferior del sustrato se definió un plano de tierra continuo de dimensiones  $W \times L$ , realizado en AgCite y con espesor  $h_c$ . Este plano sirve como referencia de retorno para la alimentación coaxial y como plano de masa de la estructura.
- En el volumen interior del sustrato se ubica el dipolo impreso, representado por la lámina metálica de longitud  $L_d$  y ancho  $D_w$ , también en AgCite. El dipolo se encuentra eléctricamente aislado del plano de tierra excepto a través de la vía de conexión correspondiente.
- Sobre la cara superior del sustrato se sitúa el pad de configuraciones de dimensiones  $a_1 \times b_1$ , metalizado con el mismo material. Este pad constituye la interfaz mecánica y eléctrica con el conector o línea externa de  $75 \Omega$ .

Finalmente, la alimentación se realiza mediante una o más vías metálicas que atraviesan el sustrato donde la vía principal de radio  $r_1$ , conecta el pad de configuraciones con la región de alimentación del dipolo y una segunda vía enlaza el dipolo con el plano de tierra para cerrar el circuito de retorno y ambas se modelaron como cilindros sólidos de AgCite que aseguran continuidad eléctrica perfecta en las interfaces con el pad, el dipolo y el plano de tierra.

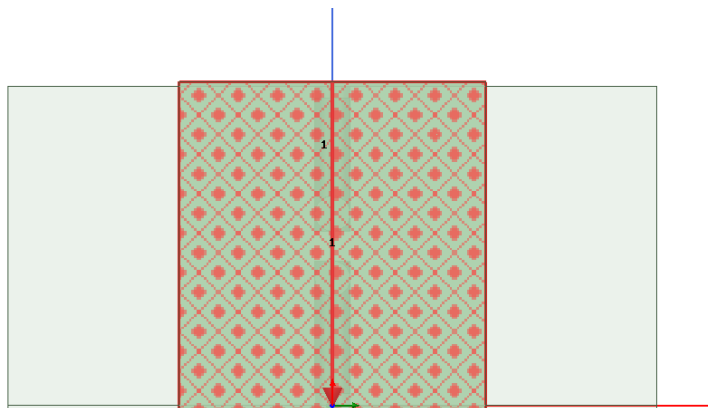
### **3.9 Puertos, condiciones de contorno y caja de radiación**

Para excitar numéricamente la antena en HFSS se empleó un puerto lumped (lumped port) con impedancia nominal de  $75 \Omega$ . Este puerto modela el tramo de línea coaxial que conectaría el conector externo con el pad de

configuraciones situado en la cara superior del sustrato y con el plano de tierra en la cara inferior. Al asignar el puerto en HFSS se define el contorno del pad como terminal positivo y el plano de tierra como retorno y se traza la línea de integración del campo eléctrico desde el pad hacia la tierra de modo que se reproduce la polarización de un coaxial con el conductor interno soldado al pad y el externo conectado al plano de tierra.

La vía y la ruta metálica que descienden desde el pad hasta el dipolo forman parte de la red de alimentación impresa pero no constituyen el puerto en sí ya que el puerto excita el par pad tierra y desde ese punto la energía se acopla al dipolo a través de la vía y del gap G, la impedancia de referencia se fijó en  $75 \Omega$  para que el parámetro refleje la adaptación de la antena respecto a ese valor dentro de la banda de interés.

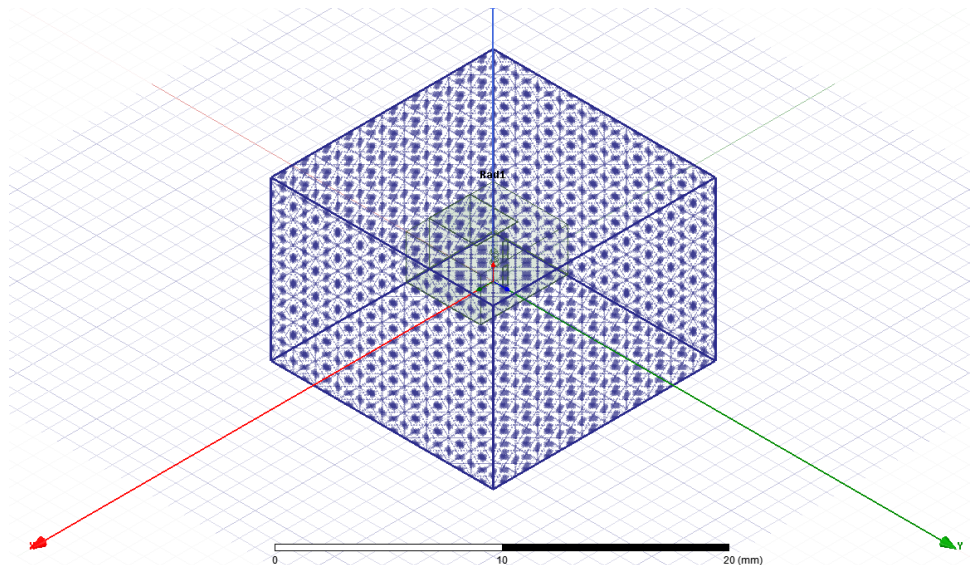
**Figura 15.** Vista transversal de la región de alimentación en HFSS.



En cuanto a las condiciones de contorno, todas las fronteras externas del modelo se configuraron como fronteras de radiación (radiation boundary). Esto se logra envolviendo la antena en una caja de aire lo suficientemente grande y asignando sus caras como contorno abierto absorbente (aproximación de

condiciones de campo lejano). En nuestro caso, la caja de radiación (Rad1) se definió con una distancia de al menos  $\lambda_0/4$  ( $\approx 1.15$  mm a 65 GHz). Esta separación reduce la interacción entre la antena y la frontera y mejora la validez de la condición de radiación, ya que las ondas alcanzan la frontera con un frente de onda suficientemente desarrollado antes de ser absorbidas.

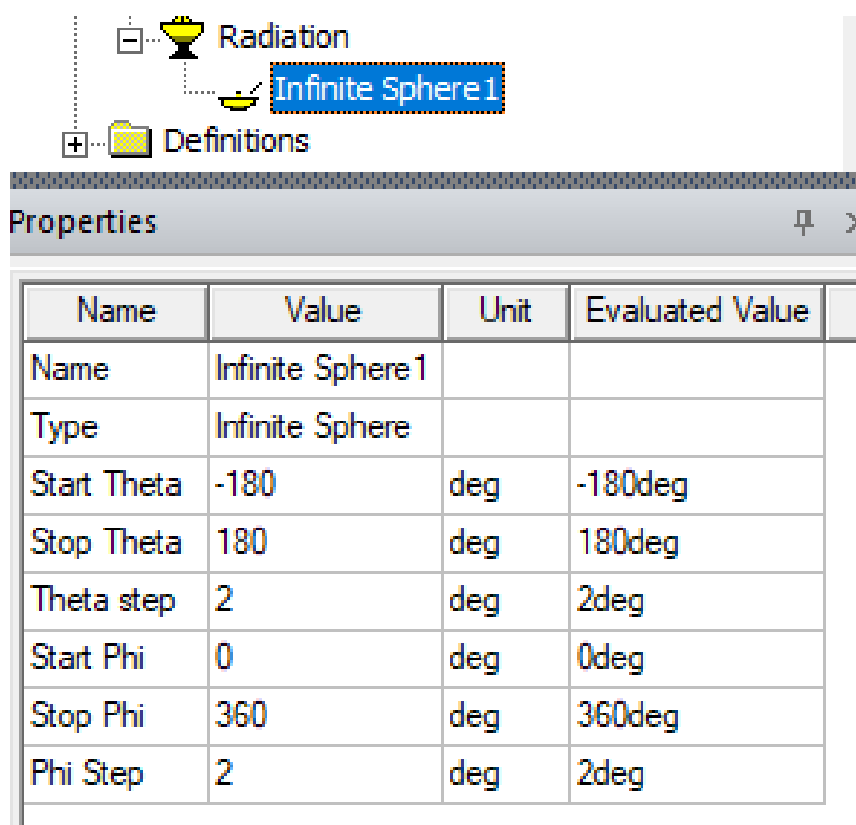
**Figura 16.** Vista isométrica en HFSS de la caja de radiación (Rad1) alrededor de la antena (sombreada con patrón).



Adicionalmente, se configuró un monitor de radiación lejana mediante la opción Infinite Sphere de HFSS, con el fin de obtener los diagramas de radiación 2D y 3D de la antena. La esfera infinita se definió de forma que cubriera todo el espacio angular: ángulo polar  $\theta$  desde  $-180^\circ$  hasta  $180^\circ$  y ángulo azimutal  $\phi$  desde  $0^\circ$  hasta  $360^\circ$ , utilizando un paso angular de  $2^\circ$ . Esta resolución es suficiente para describir con detalle la forma del haz sin penalizar excesivamente el tiempo de postprocesado.

En la Figura 18, se muestra la configuración de la esfera infinita en el árbol de proyecto de HFSS y los parámetros angulares usados. Una vez resuelta la simulación, esta definición permite obtener directamente, para las frecuencias de interés, la ganancia y polarización de la antena en cualquier dirección del espacio, sin necesidad de modificar de nuevo el modelo.

**Figura 17.** Configuración de la “Infinite Sphere” en HFSS para el cálculo de radiación lejana.



### 3.10 Parámetros de acoplamiento alimentación–dipolo

- Separación de alimentación (gap):  $G$
- Espesor total del sustrato:  $d_1$

El gap  $G$  gobierna la impedancia de entrada y el grado de acoplamiento entre el puerto coaxial y el dipolo. El espesor dieléctrico  $d_1$  influye en el

acoplamiento y en el campo cercano y, por tanto, en el ancho de banda.

### 3.11 Parámetros del entorno físico

- Largo del sustrato:  $L$
- Ancho del sustrato:  $W$

Estos parámetros afectan la interacción del dipolo con los bordes del plano de tierra y, en consecuencia, pequeñas variaciones en el patrón de radiación y en la adaptación; por ello, se incorporaron dentro de un proceso de optimización iterativa, ajustando gradualmente sus valores hasta obtener una respuesta aceptable alrededor de la frecuencia objetivo.

**Tabla 9.** Parámetros geométricos considerados en el proceso de optimización

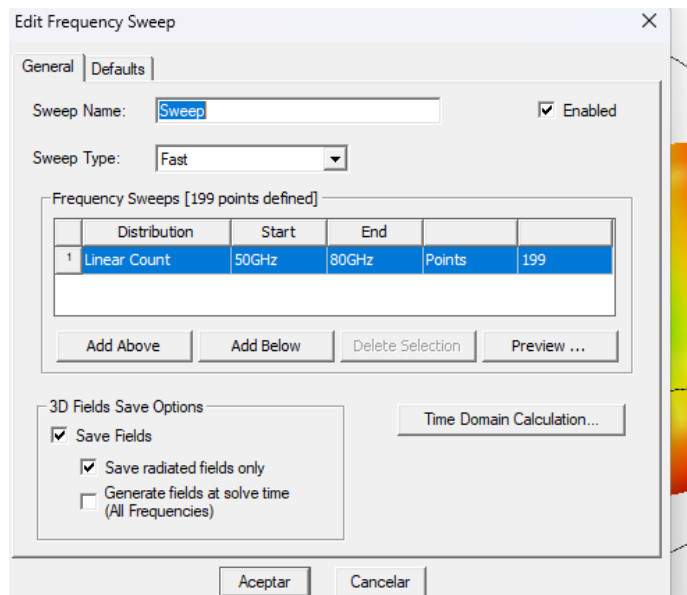
Parámetro	Símbolo	Valor nominal [mm]	Rango optimizaciones sugerido [mm]
Ancho del sustrato	$W$	5.5	5.1 – 5.9
Largo del sustrato	$L$	4.7	4.3 – 5.1
Espesor total del sustrato	$d_1$	2.7	2.2 – 3.0
Separación de alimentación	$G$	0.25	0.15 – 0.35
Longitud del dipolo	$L_d$	2.5	2.3 – 2.7
Ancho del dipolo	$D_w$	0.30	0.25 – 0.35

### 3.12 Rango de búsqueda y criterios de convergencia

Para cada parámetro identificado se definió un rango de búsqueda razonable, resumido en la Tabla 9, centrado en torno a la frecuencia de diseño, pero lo bastante amplio para capturar condiciones en las que la resonancia se desplaza a frecuencias algo superiores; se busca así un comportamiento de banda relativamente ancha alrededor de 65 GHz admitiendo cierta asimetría del valle de  $S_{11}$  hacia frecuencias más altas.

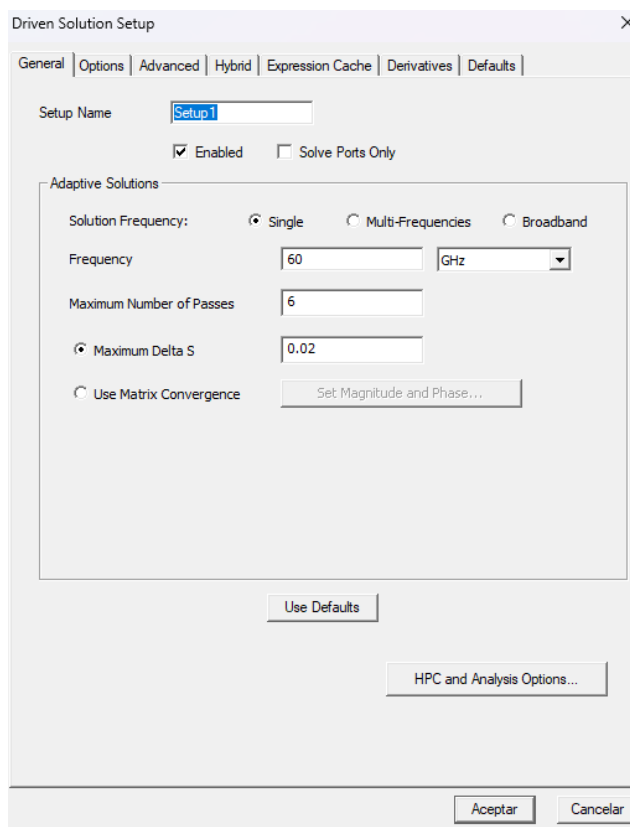
En HFSS, se evaluaron iterativamente distintas configuraciones del modelo, dentro de rangos geométricos razonables con el solucionador en dominio de frecuencia Driven Modal y un barrido de tipo *Fast*; para cada combinación de parámetros la antena se resolvió mediante un sweep *Linear Count* entre 50 y 80 GHz con 199 puntos, lo que da una resolución cercana a 0.15 GHz entre muestras y permite seguir con detalle la variación de  $S_{11}(f)$  y determinar con buena precisión la banda efectiva en la que la curva se mantiene por debajo de  $-10$  dB. Se activó la opción *Save Fields / Save radiated fields only* para conservar los campos 3D necesarios para el cálculo posterior de los patrones de radiación sin repetir la simulación, como se muestra en la Figura 19.

**Figura 18.** Configuración del barrido en frecuencia en HFSS (ventana “Edit Frequency Sweep”)



El mallado se controló mediante una solución adaptativa centrada inicialmente en 65 GHz; en la ventana *Driven Solution Setup* se definió una solución de frecuencia única con un máximo de seis pases adaptativos y un criterio de convergencia  $Maximum\ Delta\ S = 0.02$ , de modo que la malla se refinaba automáticamente hasta que la variación de  $S_{11}$  en la frecuencia de referencia entre dos pases sucesivos era menor que 0.02 en magnitud o se alcanzaba el límite de pases. Esta configuración establece un compromiso adecuado entre precisión numérica y tiempo de simulación, y se verificó que forzar un pase adicional de refinamiento o incrementar la densidad de puntos del sweep no producía cambios apreciables en el ancho de banda ni en el mínimo de  $S_{11}$ .

**Figura 19.** Parámetros de solución adaptativa en HFSS (ventana “Driven Solution Setup”)



### 3.13 Métricas de evaluación

Definidos el modelo y el esquema de simulación se fijan las métricas con las que se evaluará el desempeño del dipolo: adaptación en términos de  $S_{11}$  y ancho de banda a  $-10$  dB y ganancia realizada. Estos criterios se usarán en el Capítulo 4 para juzgar si el prototipo virtual cumple los requisitos de operación alrededor de 65 GHz.

#### 3.13.1 Parámetros S y banda a $-10$ dB

El parámetro  $S_{11}$  describe la adaptación entre la línea de alimentación y la antena. Su módulo en dB,  $20\log_{10} |S_{11}|$ , indica qué fracción de potencia se refleja en el puerto; valores por debajo de  $-10$  dB implican que más del 90 % de

la potencia entregada es aceptada por la antena ( $VSWR \lesssim 2:1$ ).

En este trabajo se define el ancho de banda de adaptación como el intervalo de frecuencias donde  $|S_{11}(f)| < -10$  dB. El objetivo es que la antena muestre un valle amplio de  $S_{11}$  que cubra un ancho de banda considerable, si es posible, se prolongue algo hacia frecuencias más altas manteniéndose por debajo del umbral de  $-10$  dB.

### 3.14 Ganancia realizada.

Ganancia realizada  $G$ : incorpora la directividad y las pérdidas por lo que interesa evaluar la ganancia máxima en la dirección boresight normal al dipolo apilado, considerando el tamaño compacto y la ausencia de un plano reflector extenso se espera una ganancia moderada del orden de unos pocos dBi mayor que la de un dipolo simple, pero sin alcanzar los valores típicos de antenas altamente directivas.

### 3.15 Polarización y patrón de radiación

Además de las magnitudes anteriores se verificará que la antena mantiene una **polarización lineal** bien definida y que el nivel de polarización cruzada se mantiene suficientemente bajo. El patrón debe ser relativamente amplio, coherente con un dipolo compacto, sin lóbulos secundarios dominantes en direcciones no deseadas.

**Tabla 10.** Criterios de aceptación del diseño de antena

Métrica	Criterio de aceptación
Adaptación $S_{11}$	$\leq -10$ dB alrededor de 65 GHz (con extensión hacia frecuencias altas considerada deseable).

<b>Ancho de banda (-10 dB)</b>	$\geq 9 \text{ GHz}$
<b>Ganancia realizada</b>	$\geq 3 \text{ dBi}$
<b>Polarización y patrón</b>	Polarización lineal $< -20 \text{ dB}$ (referencia)

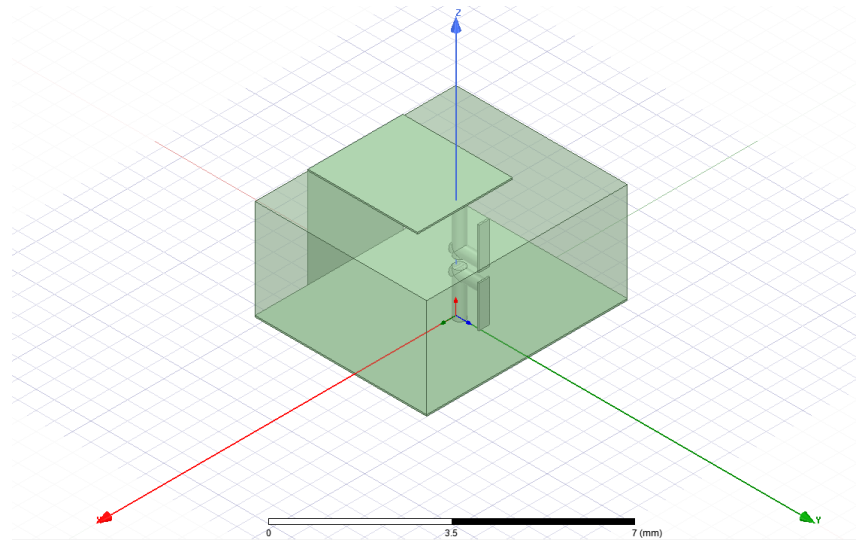
Con lo anterior se establecieron las especificaciones de diseño, las restricciones de fabricación AME y la geometría base del dipolo, junto con el stack-up de materiales y el esquema de excitación en HFSS. Asimismo, se definieron los parámetros geométricos a ajustar y la configuración de simulación de onda completa para evaluar la adaptación y la ganancia realizada alrededor de 65 GHz. En el Capítulo 4 se presentan los resultados del modelo ajustado, incluyendo  $|S_{11}|$ , ancho de banda, impedancia de entrada y patrones de radiación.

## CAPITULO 4. RESULTADOS DE SIMULACION Y ANALISIS

En este capítulo se presentan y analizan los resultados obtenidos a partir del modelo electromagnético desarrollado en el Capítulo 3. A partir de las dimensiones optimizadas y del *stack-up* definido en HFSS se evalúan la adaptación de impedancias, la ganancia realizada y el patrón de radiación de la antena propuesta. Los resultados se comparan con las especificaciones de diseño y con las estimaciones analíticas, con el objetivo de validar el desempeño del dipolo apilado impreso en tecnología AME y determinar su viabilidad como prototipo funcional alrededor de la banda libre de 65 GHz.

### 4.1 Modelo electromagnético final

**Figura 20.** Modelo 3D final de la antena dipolo apilada en HFSS, en vista isométrica



La Figura 20 muestra el modelo 3D final de la antena dipolo apilada en HFSS, con el elemento superior, el dipolo interno y la vía de alimentación insertos en el sustrato acrílico.

En esta etapa el diseño geométrico queda fijado y los ajustes obtenidos

mediante optimización iterativa del Capítulo 3 se consolidan en un único conjunto de dimensiones. La tabla 11 resume los parámetros geométricos y eléctricos principales del modelo optimizado, respetando el sistema de ejes adoptado (eje x horizontal, eje y longitudinal y eje z vertical).

**Tabla 11.** Parámetros geométricos y eléctricos del modelo optimizado

<b>Parámetro</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor final</b>	<b>Unidad</b>	<b>Comentario / eje asociado</b>
<b>Ancho del elemento inferior (eje x)</b>	$(W)$	5.5	$mm$	Dimensión principal en x
<b>Largo del elemento inferior (eje y)</b>	$(L)$	4.7	$mm$	Dimensión principal en y
<b>Separación entre elementos (espesor total)</b>	$(d_1)$	2.7	$mm$	Dimensión en z (altura del stack)
<b>Ancho del pad de soldadura (eje x)</b>	$(a_1)$	2.6	$mm$	Patch apilado, eje x
<b>Largo del pad de soldadura (eje y)</b>	$(b_1)$	3.0	$mm$	Patch apilado, eje y
<b>Espesor de capa conductora</b>	$(h_c)$	0.04	$mm$	Tinta AgCite impresa (placas y vía)
<b>Radio de la vía de alimentación</b>	$(r_1)$	0.15	$mm$	Vía coaxial interna
<b>Frecuencia de diseño</b>	$(f_0)$	65	$GHz$	Banda libre
<b>Impedancia de referencia del puerto</b>	$(Z_0)$	75	$\Omega$	Lumped port (Driven Terminal)

Con estas dimensiones, el volumen útil ocupado por la antena (sin incluir la caja de aire) es de aproximadamente  $W \times L \times d_1 \approx 5.5 \times 4.7 \times 2.7 \text{ mm}^3$ ,

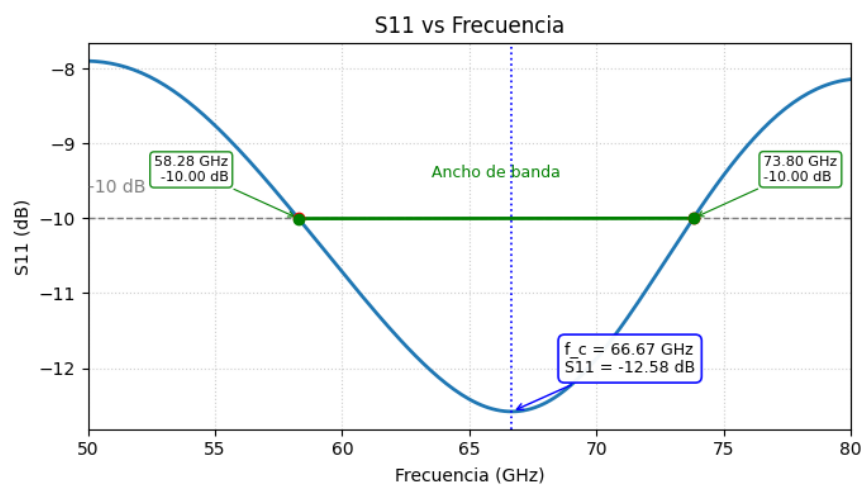
manteniendo un perfil eléctrico compacto alrededor de 65 GHz. Este tipo de antenas impresas 3D con metalización selectiva se ha propuesto en la literatura como una vía prometedora para electrónica impresa aditiva en microondas y ondas milimétricas[36].

En HFSS se excitó la antena mediante un puerto lumped definido entre el pad (terminal positivo) y el plano de tierra (retorno), reproduciendo una alimentación tipo coaxial en términos de señal-retorno.

#### 4.2 Parámetros S y ancho de banda

La respuesta en frecuencia del parámetro de reflexión se presenta en la Figura 21, donde se muestra  $S_{11}$  en magnitud (dB) frente a la frecuencia para el rango de 50–80 GHz.

**Figura 21.** Gráfico  $S_{11}$  vs frecuencia



En la Figura 21 se observa un valle amplio de adaptación, con un mínimo de  $S_{11}$  del orden de  $-12.58$  dB alrededor de una frecuencia ligeramente superior a la de diseño, en torno a 66.7 GHz. A partir de los cursores de HFSS se identifica

que la condición  $|S_{11}| \leq -10$  dB se cumple aproximadamente entre  $f_1 \approx 59.3$  GHz y  $f_2 \approx 73.8$  GHz, lo que proporciona un ancho de banda de aproximadamente  $BW = f_2 - f_1 \approx 14.5$  GHz.

**Tabla 12.** Resumen de adaptación y banda a -10 dB

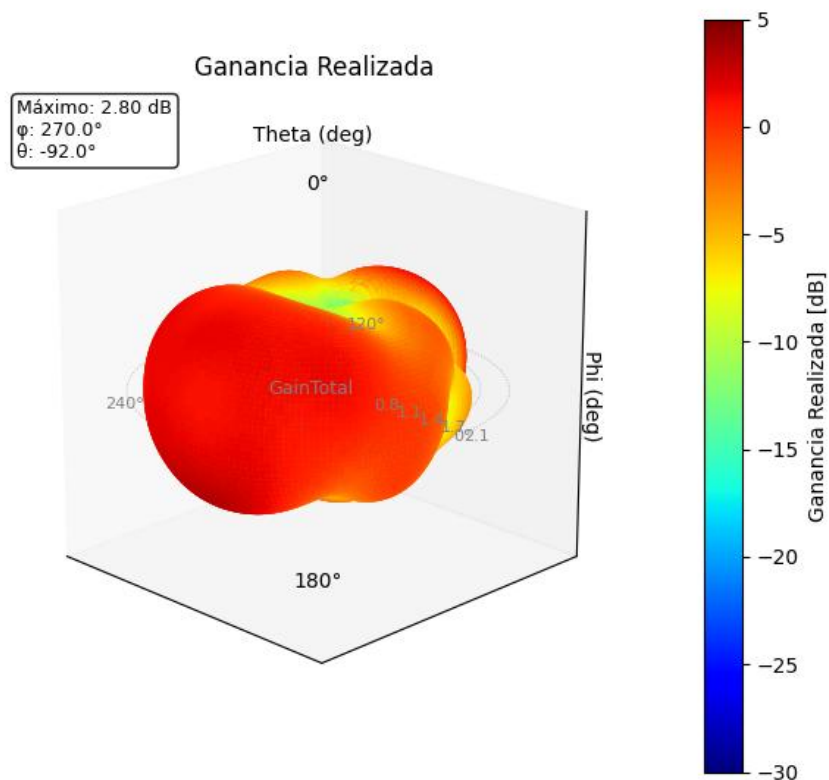
<b>Magnitud</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor aproximado</b>
<b>Frecuencia de mínimo <math>S_{11}</math></b>	$f_{min}$	$\sim 66.7$ GHz
<b>Valor mínimo de <math>S_{11}</math></b>	$S_{11,min}$	$\sim -12,58$ dB
<b>Límite inferior banda (-10) dB</b>	$(f_1)$	$\sim 59.3$ GHz
<b>Límite superior banda (-10) dB</b>	$(f_2)$	$\sim 73.8$ GHz
<b>Ancho de banda (-10) dB</b>	$(BW)$	$\sim 14.5$ GHz

Se aprecia que la antena se adapta correctamente en la zona central de la banda libre, aunque la mejor adaptación se desplaza hacia frecuencias ligeramente superiores a 65 GHz. La banda útil a -10 dB cubre una fracción importante de la banda de interés e incluso se extiende por encima, lo que es típico en antenas compactas de banda ancha donde el acoplamiento entre elementos genera un valle de  $S_{11}$  asimétrico.

### 4.3 Patrón 3D de ganancia realizada

El comportamiento radiactivo de la antena se analizó mediante el monitor de “Infinite Sphere” configurado en el Capítulo 3. La Figura 22 presenta el diagrama tridimensional de ganancia realizada (*Realized Gain*) a la frecuencia de evaluación.

**Figura 22.** Diagrama tridimensional de Ganancia Realizada



En este patrón se observa una radiación bidireccional propia de un dipolo con máxima radiación perpendicular a su eje broadside y mínimos a lo largo del eje, al estar orientado sobre el eje z la mayor radiación se concentra en el plano x y, se aprecia además una asimetría asociada al sustrato y a la geometría apilada lo que impide una respuesta completamente omnidireccional por atenuaciones vinculadas al pad de soldadura y a su conexión con tierra, la ganancia realizada máxima alcanza aproximadamente  $G_{max} \approx 2.8$  dBi un valor cercano al criterio de diseño de 3 dBi y coherente con lo reportado en la literatura para antenas impresas compactas sin un plano reflector extendido[4].

#### 4.4 Comparación entre especificaciones y resultados de simulación (HFSS)

En esta sección se comparan las especificaciones del Capítulo 3 con los resultados de HFSS y se cuantifica el desplazamiento de la frecuencia de mínima reflexión respecto a la frecuencia objetivo de 65 GHz.

##### Cálculo del desplazamiento

El desplazamiento relativo se calcula como:

$$\Delta f = f_{min} - f_{diseño}$$

Para  $f_{diseño} = 65$  GHz y  $f_{min} \approx 66.7$  GHz, obtenemos que:

$$\Delta f = 66.7 - 65 = 1.7 \text{ GHz}$$

Porcentualmente:

$$\Delta f = \frac{f_{min} - f_{diseño}}{f_{diseño}} \times 100 = \frac{66.7 - 65}{65} \times 100 = 2.6\%$$

**Tabla 13.** Comparación entre especificaciones y resultados de simulación

Parámetro	Especificación (Cap. 3)	Resultado HFSS	Comentario
<b>Frecuencia central de diseño</b>	65 GHz	$f_{min} \approx 66,7$ GHz	Resonancia desplazada $\approx +2.6$ % hacia frecuencias altas.
<b>Banda a -10 dB</b>	57-66 GHz (9 GHz)	59.3–73.8 GHz ( $\approx 14.5$ GHz)	Banda más ancha que la especificada.
<b>Ganancia realizada</b>	$\geq 3$ dBi	$\approx 2.8$ dBi	Ligeramente por debajo del objetivo, pero del mismo orden de magnitud.
<b>Polarización / cross-pol</b>	Lineal, cross-pol $< -20$ dB	Cross-pol $\approx -35$ a $-60$ dB	Polarización lineal bien definida, rechazo de cross-pol mejor de lo esperado.

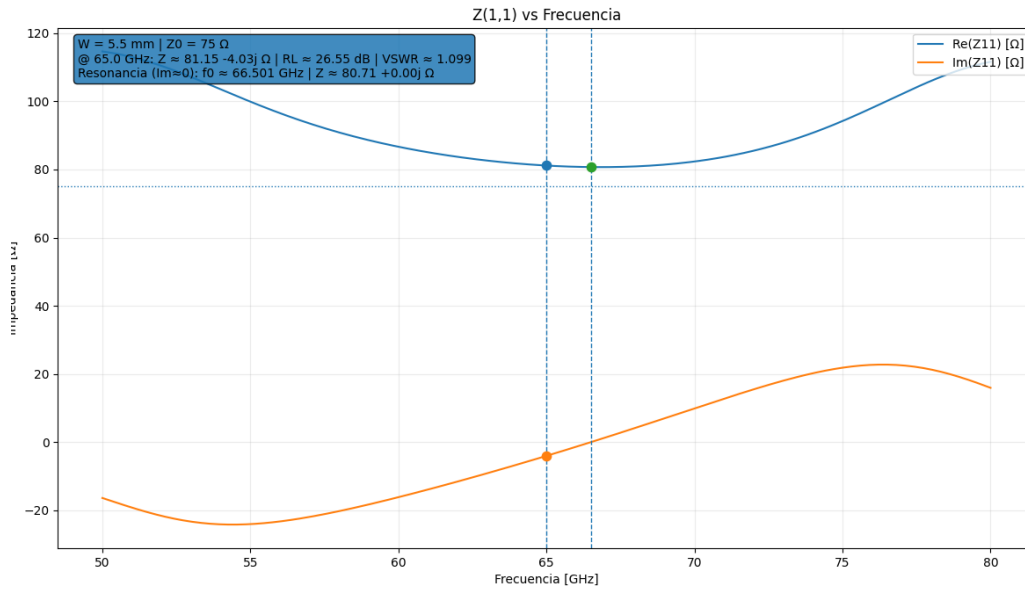
En la Tabla 13 se compara la especificación del Capítulo 3 con los resultados obtenidos en HFSS, en términos de adaptación la antena alcanza un mínimo cercano a  $-12.6$  dB alrededor de  $66.7$  GHz y mantiene niveles por debajo de  $-10$  dB entre  $59.3$  y  $73.8$  GHz lo que corresponde a un ancho de banda efectivo aproximado de  $14.5$  GHz, la impedancia en resonancia se mantiene del orden de  $75 \Omega$  coherente con el valor teórico cercano a  $73 \Omega$  para un dipolo de media onda.

La impedancia simulada en resonancia es del orden de  $75 \Omega$ , con componente imaginaria cercana a cero, y concuerda con el valor teórico de  $\sim 73 \Omega$  para un dipolo de media onda bajo las condiciones del sustrato impreso y la geometría apilada. El modelo analítico predice una ganancia en torno a  $2-3$  dBi y un patrón típico de dipolo, lo que coincide con la ganancia realizada máxima de  $\approx 2.8$  dBi y con la forma del patrón 3D obtenido en HFSS.

#### **4.5 Impedancia de entrada: parte real e imaginaria $Z_{11}$**

La impedancia de entrada de la antena obtenida en HFSS se presenta separando su parte real (resistencia) y su parte imaginaria (reactancia). Este análisis complementa a  $S_{11}$ , ya que permite identificar la condición de resonancia cuando la reactancia se aproxima a cero y evaluar qué tan cerca se encuentra la resistencia de entrada del valor objetivo del sistema ( $75 \Omega$ ).

**Figura 23.** Impedancia Real vs Imaginaria



La Figura 23 muestra la impedancia de entrada de la antena ( $Z_{11}$ ) en función de la frecuencia. En la zona de interés, la parte imaginaria se aproxima a cero alrededor de 66.5 GHz, indicando una condición cercana a resonancia, mientras que la parte real se mantiene del orden de 75–80 Ω. En consecuencia, en el entorno de 65–67 GHz la antena presenta una buena adaptación para un sistema de 75 Ω, aun cuando el mínimo de  $S_{11}$  puede ocurrir a una frecuencia ligeramente distinta.

La diferencia principal entre el modelo ideal y el modelo electromagnético completo se observa en el ancho de banda. El dipolo teórico es intrínsecamente angosto, mientras que la arquitectura apilada y el uso del sustrato impreso permiten extender la banda efectiva por debajo de -10 dB entre 59.3 y 73.8 GHz, equivalente a aproximadamente 14.5 GHz. Este resultado coincide con otros trabajos en antenas impresas y en estructuras aditivamente

manufacturadas para microondas y ondas milimétricas donde se reportan desempeños del mismo orden en configuraciones multicapa de bajo perfil.

Con esto se cierra el análisis de resultados del Capítulo 4. A continuación se presentan las conclusiones y recomendaciones derivadas del desempeño obtenido en simulación y su comparación con las especificaciones del Capítulo 3.

## CONCLUSIONES

En relación con el primer objetivo específico, se determinaron dimensiones electromagnéticas coherentes para un dipolo apilado integrado en un sustrato impreso en 3D, considerando las restricciones reales de la tecnología AME (espesores, diámetros de vía, anchos mínimos de pista y altura máxima del stack-up). A partir de un modelo analítico de dipolo de media onda y de las reglas de diseño de la plataforma de impresión se obtuvo un conjunto de parámetros geométricos iniciales compacto, con un volumen del orden de  $5.5 \times 4.7 \times 2.7 \text{ mm}^3$ , que respeta las limitaciones mecánicas de fabricación y mantiene una impedancia cercana a  $75 \Omega$ .

Respecto al segundo objetivo, se construyó y estabilizó un modelo electromagnético de onda completa en Ansys HFSS que incorpora el stack up monolítico, la vía de alimentación interna, el pad superior y el dipolo impreso. El uso de un solucionador FEM 3D con mallado adaptativo permitió incluir los efectos del dieléctrico real, de los espesores metálicos y de la geometría apilada, manteniendo consistencia entre las estimaciones analíticas y la respuesta simulada. La frecuencia de mínima reflexión se ubicó alrededor de 66.7 GHz, evidenciando un desplazamiento hacia frecuencias más altas respecto a la frecuencia objetivo, atribuible a la presencia del sustrato y a la ruta de alimentación.

En relación con el tercer objetivo, la evaluación del desempeño muestra que la antena alcanza una banda útil a  $|S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$  aproximadamente entre 59.3 y 73.8 GHz ( $BW \approx 14.5 \text{ GHz}$ ), superando el ancho de banda mínimo

previsto y cubriendo la mayor parte de la banda mmWave alrededor de 65 GHz. La ganancia realizada máxima se sitúa cerca de 2.8 dBi. El patrón de radiación es bidireccional, con polarización lineal bien definida y niveles de polarización cruzada típicamente inferiores a  $-35$  dB, lo que confirma una distribución de corrientes simétrica y un buen control del diagrama.

Resulta útil ejecutar optimizaciones, ya que abre la posibilidad de integrar antenas en sustratos para lograr soluciones compactas en comunicaciones inalámbricas y tecnologías similares.

## RECOMENDACIONES

Se recomienda llevar el diseño desde HFSS a un prototipo físico fabricado con tecnología AME usando materiales equivalentes al fotopolímero acrílico y a la tinta de plata considerados en el modelo. Antes de medir la antena conviene caracterizar sus constantes dieléctricas, factor de pérdida y conductividad en el entorno de 65 GHz mediante técnicas específicas para ondas milimétricas. Con estos datos se podrán ajustar los modelos de material y comparar con rigor las curvas medidas de  $S_{11}$ , los patrones de radiación y la ganancia en cámara anecoica frente a las predicciones de simulación.

En paralelo desde la perspectiva del diseño es útil considerar ajustes finos en la longitud efectiva del dipolo y en las dimensiones del patch superior para recentrar la frecuencia de mínima reflexión alrededor de 65 GHz y conservar el ancho de banda alcanzado, pequeñas variaciones en L en las separaciones verticales y en el diámetro de la vía pueden utilizarse para compensar desviaciones asociadas a tolerancias del proceso de impresión y a la rugosidad superficial de los conductores, de forma complementaria es pertinente evaluar redes de adaptación sencillas como transformadores de cuarto de longitud de onda o secciones escalonadas para compatibilizar la impedancia simulada cercana a 75 a 80  $\Omega$  con líneas de transmisión estándar de 50  $\Omega$ .

Finalmente, una vez validado el radiador, se abre la posibilidad de diseñar arreglos de antenas y configuraciones de mayor ganancia para aplicaciones que requieran enlaces punto a punto o formación de haces en banda

de 65 GHz. La integración de múltiples elementos sobre un mismo sustrato monolítico permitiría explotar las ventajas geométricas de la impresión 3D y de la electrónica impresa aditiva para implementar estructuras más complejas manteniendo un perfil bajo y con procesos de fabricación potencialmente más económicos que las tecnologías convencionales empleadas en antenas de ondas milimétricas.

**BIBLIOGRAFIA**

- [1] H. Hamada, M. M. M. Ali, S. I. Shams, A. A. M. Khalaf, y A. M. M. A. Allam, “Design and analysis of a 60 GHz high gain wideband magneto electric dipole antenna array based on trapped printed gap waveguide technology”, *Scientific Reports 2025 15:1*, vol. 15, núm. 1, pp. 23649-, jul. 2025, doi: 10.1038/s41598-025-08589-9.
- [2] Z. Briqech y A. Sebak, “Low-cost 60 GHz printed Yagi antenna array”, *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, 2012, doi: 10.1109/APS.2012.6348739.
- [3] F. Malek *et al.*, “Meandered dipole Yagi-Uda antenna with parabolic reflectors for Global Positioning System (GPS) applications”, *2013 Loughborough Antennas and Propagation Conference, LAPC 2013*, pp. 446–449, 2013, doi: 10.1109/LAPC.2013.6711939.
- [4] M. Li, Y. Yang, F. Iacopi, J. Nulman, y S. Chappel-Ram, “3D-Printed Low-Profile Single-Substrate Multi-Metal Layer Antennas and Array with Bandwidth Enhancement”, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 217370–217379, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3041232.
- [5] A. Adeyeye, C. Lynch, X. He, S. Lee, J. D. Cressler, y M. M. Tentzeris, “Fully Inkjet Printed 60GHz Backscatter 5G RFID Modules for Sensing and Localization in Internet of Things (IoT) and Digital Twins Applications”, *Proceedings - Electronic Components and Technology Conference*, vol. 2021-June, pp. 1193–1198, 2021, doi: 10.1109/ECTC32696.2021.00195.
- [6] C. E. Andrade, F. Pizarro, J. L. Araque, J. Soriano, D. J. Chamba, y W. Torres, “Bandwidth-Enhanced Ultra Low-Profile Electroplated 3D-Printed Microstrip Patch Antennas”, *2025 IEEE Ninth Ecuador Technical Chapters Meeting (ETCM)*, pp. 1–5, oct. 2025, doi: 10.1109/ETCM67548.2025.11304323.
- [7] Itu-r, “Use of multiple gigabit wireless systems in frequencies around 60 GHz M Series Mobile, radiodetermination, amateur and related satellite services”, 2017,

Consultado: el 21 de noviembre de 2025. [En línea]. Disponible en: <http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/en>

- [8] “Unit 3 Linear Wire Antennas and Antenna Arrays”.
- [9] “A Versatile Half Wave Dipole for Ham Radio”. Consultado: el 4 de diciembre de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://www.hamradiostore.co.uk/blog/a-versatile-half-wave-dipole-for-ham-radio>
- [10] S. Farahani, “RF Propagation, Antennas, and Regulatory Requirements”, *ZigBee Wireless Networks and Transceivers*, pp. 171–206, 2008, doi: 10.1016/B978-0-7506-8393-7.00005-4.
- [11] C. A. . Balanis, “Antenna theory : analysis and design”, p. 1072, 2016.
- [12] “ECEn 665: Antennas and Propagation for Wireless Communications 19 2.2 Antenna Parameters”.
- [13] “What Is Dipole Antenna - STARF”. Consultado: el 21 de noviembre de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://starf-antenna.com/what-is-dipole-antenna/>
- [14] “10.6: Impedance of the Electrically-Short Dipole - Physics LibreTexts”. Consultado: el 21 de noviembre de 2025. [En línea]. Disponible en: [https://phys.libretexts.org/Bookshelves/Electricity\\_and\\_Magnetism/Electromagnetics\\_II\\_%28Ellingson%29/10%3A\\_Antennas/10.06%3A\\_Impedance\\_of\\_the\\_Electrically-Short\\_Dipole](https://phys.libretexts.org/Bookshelves/Electricity_and_Magnetism/Electromagnetics_II_%28Ellingson%29/10%3A_Antennas/10.06%3A_Impedance_of_the_Electrically-Short_Dipole)
- [15] M. Gustafsson y S. Nordebo, “Bandwidth, Q factor, and resonance models of antennas”, Department of Electrosience Electromagnetic Theory Lund Institute of Technology Sweden. Consultado: el 21 de noviembre de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://lup.lub.lu.se/search/files/6402829/1059801.pdf>
- [16] F. Caspers CERN, “RF Engineering Basic Concepts: The Smith Chart”.
- [17] “Microwaves101 | Mismatch Loss, Etc.” Consultado: el 22 de noviembre de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/mismatch-loss-etc>

- [18] “The Advantages of Additively Manufactured Electronics - 3DPrint.com | Additive Manufacturing Business”. Consultado: el 22 de noviembre de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://3dprint.com/314140/the-advantages-of-additively-manufactured-electronics/>
- [19] “AME Materials Technical Datasheet”, 2023, Consultado: el 19 de noviembre de 2025. [En línea]. Disponible en: [www.nano-di.com](http://www.nano-di.com)
- [20] R. Colella, F. P. Chietera, y L. Catarinucci, “Analysis of FDM and DLP 3D-Printing Technologies to Prototype Electromagnetic Devices for RFID Applications”, *Sensors* 2021, Vol. 21, Page 897, vol. 21, núm. 3, p. 897, ene. 2021, doi: 10.3390/S21030897.
- [21] A. ; Clough-Paez *et al.*, “Rapid Prototyping of 3D Printed, High Aspect Ratio, Low Noise Amplifier for Active Handheld Sensor Devices”, *Journal of Manufacturing and Materials Processing* 2023, Vol. 7, Page 83, vol. 7, núm. 3, p. 83, abr. 2023, doi: 10.3390/JMMP7030083.
- [22] “The Advantages of Additively Manufactured Electronics - 3DPrint.com | Additive Manufacturing Business”. Consultado: el 4 de diciembre de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://3dprint.com/314140/the-advantages-of-additively-manufactured-electronics/>
- [23] P. J. Soh, M. K. A. Rahim, A. Asrokin, y M. Z. A. Abdul Aziz, “Design, Modeling, and performance Comparison of feeding techniques for a Microstrip Patch Antenna”, *J Teknol*, ene. 2012, doi: 10.11113/JT.V47.270.
- [24] W. Wu *et al.*, “A Novel Bow-Tie Balun-Fed Dual-Polarized Crossed Dipole Antenna”, *Electronics* 2023, Vol. 12, vol. 12, núm. 14, jul. 2023, doi: 10.3390/ELECTRONICS12143032.
- [25] E. Sáenz, I. Ederra, R. Gonzalo, S. Pivnenko, O. Breinbjerg, y P. de Maagt, “Coupling reduction between dipole antenna elements by using a planar metasurface”, *IEEE Trans Antennas Propag*, vol. 57, núm. 2, pp. 383–394, 2009, doi: 10.1109/TAP.2008.2011249.

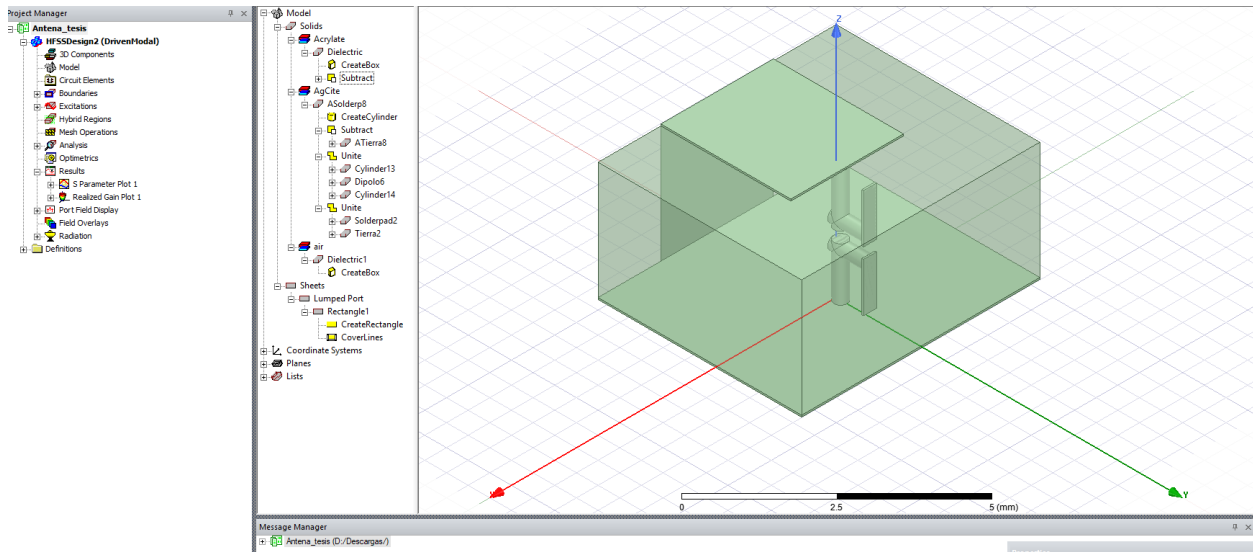
- [26] S. Sankararaman, “Wideband RF Launches: More than Footprints on a PCB”. Consultado: el 13 de diciembre de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://suddendocs.samtec.com/notesandwhitepapers/samtec-wideband-rf-launches.pdf>
- [27] T. Hehn *et al.*, “An Optimized Additive Manufacturing Strategy for Low-Impedance Electronics”, *Electronics 2025, Vol. 14*, vol. 14, núm. 4, feb. 2025, doi: 10.3390/ELECTRONICS14040695.
- [28] M. Li, “Additively Manufactured Electronic Devices and Antennas for Microwave and Millimeter-Wave 5G Applications”, 2023, Consultado: el 4 de diciembre de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://opus.lib.uts.edu.au/handle/10453/171461>
- [29] M. JONES, “Ansys High Frequency Structure Simulator (HFSS) Tutorial”. Consultado: el 9 de diciembre de 2025. [En línea]. Disponible en: [https://indico.fnal.gov/event/17488/contributions/43435/attachments/26886/33319/MJones\\_-\\_HFSS\\_Tutorial\\_for\\_2018\\_Axion\\_Cavity\\_Workshop.pdf](https://indico.fnal.gov/event/17488/contributions/43435/attachments/26886/33319/MJones_-_HFSS_Tutorial_for_2018_Axion_Cavity_Workshop.pdf)
- [30] “Antenna Design using Ansys HFSS”. Consultado: el 9 de diciembre de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://blog.ozeninc.com/resources/designing-antennas-using-ansys-hfss>
- [31] Y. Mushiake, “An exact step-up impedance-ratio chart of a folded antenna”, *IRE Transactions on Antenna Propagation*, vol. AP-3, núm. 4, p. 163, 1954, doi: 10.1109/T-AP.1954.27992.
- [32] “Wavelength to Frequency Calculator - everything RF”. Consultado: el 30 de noviembre de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://www.everythingrf.com/rf-calculators/wavelength-to-frequency>
- [33] “Solving the Mystery of a Shorter Antenna - End Effect & Velocity Factor - YouTube”. Consultado: el 5 de diciembre de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://www.youtube.com/watch?v=L9HX7352ukw>
- [34] “Antenna Element Lengths - K7MEM”. Consultado: el 5 de diciembre de 2025. [En línea]. Disponible en: [https://k7mem.com/Ant\\_Element\\_Lengths.html](https://k7mem.com/Ant_Element_Lengths.html)

- [35] “Calculadora de dipolos | Longitud de antenas”. Consultado: el 5 de diciembre de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://www.omnicalculator.com/es/fisica/calculadora-de-dipolos>
- [36] D. Filonov, S. Kolen, A. Shmidt, Y. Shacham, A. Boag, y P. Ginzburg, “Volumetric 3D-printed antennas, manufactured via selective polymer metallization”, *Physica Status Solidi - Rapid Research Letters*, vol. 13, núm. 6, nov. 2018, doi: 10.1002/pssr.201800668.

## ANEXOS

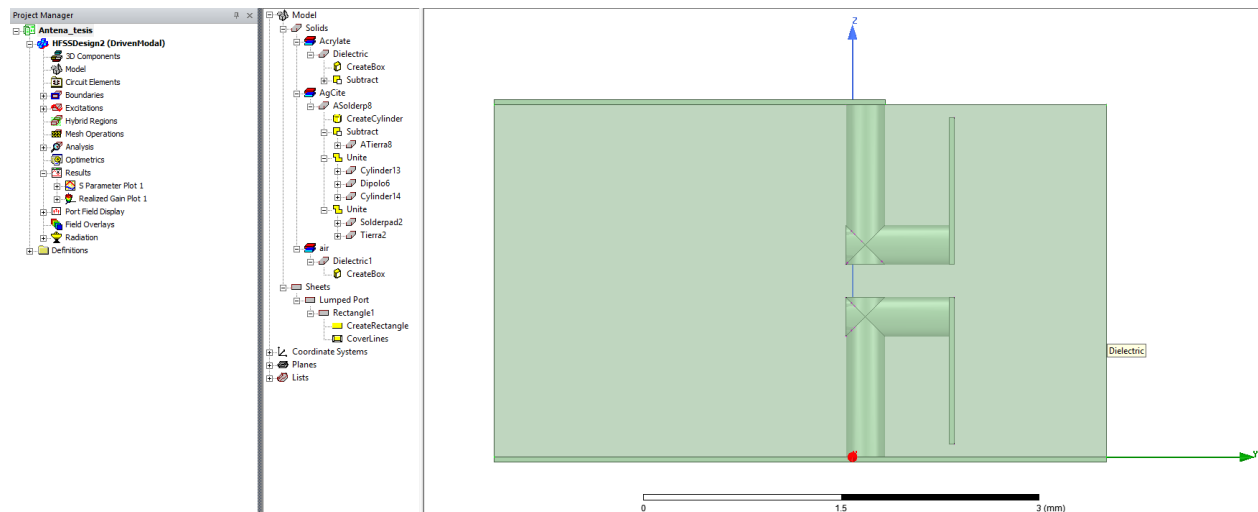
### Anexo A

*Vista isométrica: Modelado de la antena con sus respectivas tintas (conductora y dieléctrica).*



### Anexo B

*Vista lateral: Modelado de la antena con sus respectivas tintas (conductora y dieléctrica).*



## Anexo B

*Variables paramétricas del diseño en Ansys HFSS (Project Variables).*

Project Variables | Intrinsic Variables | Constants

Value
  Optimization / Design of Experiments
  Tuning
  Sensitivity
  Statistics

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Description	Read-only	Hidden	Sweep
\$W	5.5	mm	5.5mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$L	4.7	mm	4.7mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$d1	2.7	mm	2.7mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$a1	2.6	mm	2.6mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$b1	3	mm	3mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$hc	0.04	mm	0.04mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$r1	0.15	mm	0.15mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$G	0.25		0.25		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$Dp	2.5	mm	2.5mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
\$Dw	0.3	mm	0.3mm		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>

Show Hidden