

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID**

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR  
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



**GRADO EN INGENIERÍA DE  
TECNOLOGÍAS Y SERVICIOS DE  
TELECOMUNICACIÓN  
TRABAJO FIN DE GRADO**

**DISEÑO Y MINIATURIZACIÓN DE  
ANTENA IFA (INVERTED F ANTENNA)  
DE MUY BAJO PERFIL PARA  
COMUNICACIONES 5G Y SATELITALES**

**ALEJANDRO CALATRAVA TORRAS**

**2024**

# GRADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS Y SERVICIOS DE TELECOMUNICACIÓN

## TRABAJO FIN DE GRADO

**Título:** .....

**Autor:** D.....

**Tutor:** D. ....

**Ponente:** D. ....

**Departamento:** .....

## MIEMBROS DEL TRIBUNAL

**Presidente:** D. ....

**Vocal:** D. ....

**Secretario:** D. ....

**Suplente:** D. ....

Los miembros del tribunal arriba nombrados acuerdan otorgar la calificación de:  
.....

Madrid, a                    de                    de 20...

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID**

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR  
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**



**GRADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS Y  
SERVICIOS DE TELECOMUNICACIÓN  
TRABAJO FIN DE GRADO**

**DISEÑO Y MINIATURIZACIÓN DE  
ANTENA IFA (INVERTED F ANTENNA)  
DE MUY BAJO PERFIL PARA  
COMUNICACIONES 5G Y SATELITALES**

**ALEJANDRO CALATRAVA TORRAS**

**2024**

## RESUMEN

Este Trabajo Fin de Grado se enfoca en el diseño y miniaturización de una antena “Inverted F Antenna” (IFA) de muy bajo perfil destinada para aplicaciones en comunicaciones 5G y satelitales. Se estructura en varias secciones clave que abordan desde la teoría fundamental hasta el desarrollo práctico de prototipos de antenas, evaluando su rendimiento en entornos simulados.

En la Introducción, se establece el contexto de la creciente demanda en el sector de las telecomunicaciones modernas, especialmente en las bandas de frecuencias de onda milimétrica y en sistemas satelitales como los “CubeSats”. Estas tecnologías requieren antenas de alto rendimiento y bajo perfil para operar eficientemente en las bandas asignadas. Los objetivos del trabajo incluyen el diseño de una antena IFA que sea compacta, eficiente y adecuada para la miniaturización, con especial énfasis en la aplicación a las comunicaciones 5G y satelitales.

Posteriormente, en la sección de desarrollo, se explora el marco teórico de las antenas de bajo perfil, incluyendo los fundamentos de la tecnología de antenas *Microstrip* y su relevancia para aplicaciones en sistemas de comunicación avanzados. Se discuten aspectos técnicos como el ancho de banda, la adaptación de impedancia, y los parámetros de radiación, esenciales para el diseño efectivo de antenas. Además, se realiza un análisis detallado del estado actual de las tecnologías de antenas IFA y “Planar Inverted-F Antenna” (PIFA), señalando cómo estas configuraciones pueden ser adaptadas y optimizadas para cumplir con los requisitos específicos de las bandas de frecuencia 5G.

Además, se realiza una revisión de diferentes prototipos existentes y la metodología para seleccionar y adaptar un diseño que cumpla con los criterios establecidos. Se especifican las características deseables de las antenas en términos de dimensiones, capacidad de resonancia en múltiples bandas y eficiencia de radiación. Se propone un diseño específico que se ajusta a estos parámetros, proporcionando detalles sobre las configuraciones de frecuencia y las características técnicas del prototipo seleccionado.

Finalmente, los resultados incluyen el análisis de simulaciones que evalúan el rendimiento de la antena diseñada. Se discuten las modificaciones realizadas y cómo estas influyen en los parámetros de radiación y adaptación de impedancia de la antena. Las conclusiones resaltan la viabilidad del diseño propuesto, su aplicabilidad en escenarios reales y las posibles líneas futuras de investigación y desarrollo en el campo de las antenas.

## SUMMARY

This bachelor's thesis focuses on the design and miniaturization of a very low-profile "Inverted F Antenna" (IFA) intended for applications in 5G and satellite communications. It is structured into several key sections that address everything from fundamental theory to the practical development of antenna prototypes, assessing their performance in simulated environments.

In the Introduction, the context is set for the growing demand in the modern telecommunications sector, especially in millimeter-wave frequency bands and in satellite systems such as "CubeSats". These technologies require high-performance, low-profile antennas to operate efficiently in the assigned bands. The objectives of the work include the design of an IFA antenna that is compact, efficient, and suitable for miniaturization, with special emphasis on applications in 5G and satellite communications.

Subsequently, in the development section, the theoretical framework of low-profile antennas is explored, including the fundamentals of Microstrip antenna technology and its relevance for applications in advanced communication systems. Technical aspects such as bandwidth, impedance matching, and radiation parameters, essential for effective antenna design, are discussed. In addition, a detailed analysis of the current state of IFA and "Planar Inverted-F Antenna" (PIFA) technologies is performed, pointing out how these configurations can be adapted and optimized to meet the specific requirements of the 5G frequency bands.

Moreover, a review of different existing prototypes and the methodology for selecting and adapting a design that meets the established criteria is conducted. The desirable characteristics of the antennas in terms of dimensions, resonance capability in multiple bands, and radiation efficiency are specified. A specific design that fits these parameters is proposed, providing details about the frequency configurations and technical characteristics of the selected prototype.

Finally, the results include the analysis of simulations that evaluate the performance of the designed antenna. The modifications made and how they influence the radiation parameters and impedance matching of the antenna are discussed. The conclusions highlight the viability of the proposed design, its applicability in real scenarios, and possible future lines of research and development in the field of antennas.

## PALABRAS CLAVE

INVERTED F ANTENNA

IFA

PLANAR INVERTED F ANTENNA

PIFA

MINIATURIZACIÓN

COMUNICACIONES 5G

COMUNICACIONES SATELITALES

CUBESATS

BAJO PERFIL

TECNOLOGÍA MICROSTRIP

ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIA

PARÁMETROS DE RADIACIÓN

DISEÑO DE ANTENAS

CST

OPTIMIZACIÓN

BANDAS MILIMÉTRICAS

EFICIENCIA DE RADIACIÓN

ANCHO DE BANDA

DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTES

FR1

DIELÉCTRICO

RED DE ADAPTACIÓN

## KEYWORDS

INVERTED F ANTENNA

IFA

PLANAR INVERTED F ANTENNA

PIFA

MINIATURIZATION

5G COMMUNICATIONS

SATELLITE COMMUNICATIONS

CUBESATS

LOW PROFILE

MICROSTRIP TECHNOLOGY

IMPEDANCE MATCHING

RADIATION PARAMETERS

ANTENNA DESIGN

CST

ELECTROMAGNETIC SIMULATION

OPTIMIZATION

MILLIMETER BANDS

RADIATION EFFICIENCY

BANDWIDTH

CURRENT DISTRIBUTION

FR1

DIELECTRIC

MATCHING NETWORK

# ÍNDICE DEL CONTENIDO

|   |           |
|---|-----------|
| <b>1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS.....</b>   | <b>1</b>  |
| 1.1. Introducción .....   | 1         |
| 1.2. Objetivos .....  | 2         |
| 1.3. Motivación .....   | 2         |
| <b>2. DESARROLLO.....</b>   | <b>4</b>  |
| 2.1. Exploración del marco teórico relacionado con las antenas de bajo perfil empleadas en sistemas 5G y NTN..... | 4         |
| 2.1.1. Ancho de Banda.....  | 4         |
| 2.1.2. Adaptación de Impedancia.....  | 4         |
| 2.1.3. Parámetros de Radiación.....   | 6         |
| 2.1.4. Parche como Elemento de Referencia. Tecnología Microstrip.....   | 8         |
| 2.1.5. Polarización y Relación Axial.....   | 11        |
| 2.2. Análisis del estado actual en referencia a las antenas IFA y PIFA. ....                                      | 12        |
| 2.3. Estudio de las bandas VHF y UHF .....  | 15        |
| 2.4. Revisión de requisitos .....   | 17        |
| 2.5. Selección de prototipos con múltiples propiedades a diseñar .....  | 17        |
| 2.5.1. Solución de Antena Propuesta .....   | 18        |
| 2.6. Planificación y flow-chart.....  | 24        |
| <b>3. RESULTADOS.....</b>   | <b>25</b> |
| 3.1. Modelo de Referencia .....   | 25        |
| 3.2. Análisis de Parámetros.....  | 28        |
| 3.3. Modificación 1 .....   | 32        |
| 3.4. Modificación 2.....  | 36        |
| 3.5. Anillos. Plano de Masa .....   | 38        |
| 3.6. Escalado .....   | 40        |
| 3.7. Otras modificaciones .....   | 41        |
| 3.8. Red de adaptación. Resultados Finales .....  | 43        |
| 3.8.1. Parámetros S .....   | 46        |
| 3.8.2. Análisis de Corrientes .....   | 46        |
| 3.8.3. Diagramas de Radiación .....   | 47        |
| 3.8.4. Análisis de Prestaciones.....  | 48        |
| <b>4. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS .....</b>   | <b>50</b> |
| 4.1. Conclusiones.....  | 50        |
| 4.2. Líneas futuras.....  | 50        |
| <b>5. BIBLIOGRAFÍA .....</b>  | <b>51</b> |

**ANEXO A: ASPECTOS ÉTICOS, ECONÓMICOS, SOCIALES Y AMBIENTALES .....53**

A.1 INTRODUCCIÓN ..... 53

A.2 DESCRIPCIÓN DE IMPACTOS RELEVANTES RELACIONADOS CON EL PROYECTO ..... 53

    5.1.1. Impactos Económicos ..... 53

    5.1.2. Impactos Sociales..... 53

    5.1.3. Impactos Éticos ..... 54

    5.1.4. Justificación de las Conclusiones..... 54

A.3 ANÁLISIS DETALLADO DE ALGUNO DE LOS PRINCIPALES IMPACTOS ..... 54

A.4 CONCLUSIONES ..... 55

**ANEXO B .....56**

A.1. INTRODUCCIÓN. .... 56

A.2. MOTIVACIÓN ..... 60

A.3. DESARROLLO. DISEÑO DEL PARCHE COMO ELEMENTO DE REFERENCIA ..... 60

A.4. DISEÑOS ESTUDIADOS ..... 61

A.5. ANÁLISIS DE PARÁMETROS. RESULTADOS ..... 69

A.6. OPTIMIZACIÓN DEL DISEÑO ..... 70

A.7. MODIFICACIONES FINALES ..... 71

**ANEXO C: PRESUPUESTO ECONÓMICO.....73**

## ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

|   |    |
|---|----|
| Ilustración 1. Circuito de línea de transmisión para cargas desadaptadas [10].....  | 4  |
| Ilustración 2. Diagrama de radiación de una antena y sus parámetros. Representación polar y lineal [8].....                   | 7  |
| Ilustración 3. Concepto de tecnología Microsip [11].....  | 8  |
| Ilustración 4. Tipos de redes de alimentación utilizados en antenas Microsip de parche [9] .....                              | 9  |
| Ilustración 5. Medidas de antena Microsip de parche rectangular [8] .....   | 10 |
| Ilustración 6. Ilustración de líneas de campo y cte. dieléctrica efectiva en una línea Microsip [8].....                      | 10 |
| Ilustración 7. Variación de la impedancia de entrada normaliza de.....  | 11 |
| Ilustración 8. Rotación de una onda electromagnética plana (a).....   | 12 |
| Ilustración 9. Evolución de una PIFA a partir de un monopolo (a), .....   | 13 |
| Ilustración 10. Variaciones de antenas PIFA [9] .....   | 13 |
| Ilustración 11. Diagrama con la designación de bandas NR de interés especificadas en Rel-15 .....                             | 15 |
| Ilustración 12. Bandas de Frecuencia usadas en 120 misiones CubeSat [5].....  | 17 |
| Ilustración 13. Geometría y medidas de la antena propuesta [24] .....   | 19 |
| Ilustración 14. Fases de mejora del diseño estudiado en [24].....   | 20 |
| Ilustración 15. Medidas relevantes la IFA2 del diseño propuesto [24].....   | 20 |
| Ilustración 16. Medidas relevantes la IFA3 del diseño propuesto [24].....   | 21 |
| Ilustración 17. Medidas relevantes la IFA4 del diseño propuesto [24].....   | 21 |
| Ilustración 18. Distribuciones de Corrientes (A/m) en la estructura a las frecuencias de.....                                 | 22 |
| Ilustración 19. Curvas de parámetros S11 de los cinco modelos de la antena propuesta [24].....                                | 22 |
| Ilustración 20. Efecto de diferentes valores de W8 en S11 [24] .....  | 22 |
| Ilustración 21. Efecto de diferentes valores de L6 en S11 [24] .....  | 23 |
| Ilustración 22. Efecto de diferentes valores de D y M en S11 [24] .....   | 23 |
| Ilustración 23. Flow chart ilustrativo del proceso completo para el diseño final propuesto .....                              | 24 |
| Ilustración 24. Geometría del modelo inicial con red de adaptación, vista frontal (plano XY).....                             | 25 |
| Ilustración 25. Parámetros S11, modelo con red de adaptación .....  | 25 |
| Ilustración 26. Carta de Smith (parámetros S), modelo con red de adaptación .....   | 26 |
| Ilustración 27. Geometría del modelo inicial sin red de adaptación, vista frontal (plano XY).....                             | 26 |
| Ilustración 28. Parámetros S11, modelo sin red de adaptación.....   | 26 |
| Ilustración 29. Carta de Smith (parámetros S), modelo sin red de adaptación .....   | 27 |
| Ilustración 30. Diagrama de radiación 2D para ambas componentes ( $\varphi$ y $\theta$ ) en el plano $\varphi=0^\circ$ .....  | 27 |
| Ilustración 31. Diagrama de radiación 2D para ambas componentes ( $\varphi$ y $\theta$ ) en el plano $\varphi=90^\circ$ ..... | 27 |
| Ilustración 32. Herramienta para el cálculo del coeficiente del puerto con tecnología Microsip .....                          | 29 |
| Ilustración 33. Gráfica comparativa del uso de puerto discreto respecto a.....  | 29 |
| Ilustración 34. Diagrama ilustrativo con la Modificación 1 (meandros superiores), vista frontal.....                          | 32 |
| Ilustración 35. Resultados del modelo con la Modificación 1 (parámetro S11) .....   | 33 |
| Ilustración 36. Diseño de la modificación 2 (meandros inferiores), vista frontal .....  | 36 |
| Ilustración 37. Modelos asimétrico y simétrico del diseño con meandros, vista frontal .....                                   | 37 |
| Ilustración 38. Modelo con meandros finales y modelo con desplazamiento del plano de masa, vista frontal.....                 | 37 |
| Ilustración 39. Modelo con meandros finales y plano de masa extensible, vista frontal .....                                   | 38 |
| Ilustración 40. Modelo con Anillo CSRR y parámetros, vista frontal .....  | 38 |
| Ilustración 41. Modelo con Doble Anillo CSRR simétrico, vista frontal .....   | 39 |
| Ilustración 42. Resultados del diseño con doble anillo, parámetros S11 .....  | 39 |
| Ilustración 43. Modelo con Cuádruple Anillo CSRR simétrico, vista frontal .....   | 40 |
| Ilustración 44. Resultados del diseño con cuádruple anillo, parámetros S11 .....  | 40 |
| Ilustración 45. Diseño escalado con dimensiones 40x40mm, vista frontal .....  | 40 |
| Ilustración 46. Corte plano XZ, modelo con sustrato FOAM.....   | 41 |
| Ilustración 47. Resultados del modelo con sustrato FOAM (parámetro ext=4mm) .....   | 41 |
| Ilustración 48. Resultados del modelo con sustrato FOAM (parámetro ext=7mm) .....   | 42 |
| Ilustración 49. Modelo con láminas horizontales final, corte plano ZY .....   | 42 |
| Ilustración 50. Diseño con láminas horizontales final, vista frontal .....  | 42 |
| Ilustración 51. Diseño y parámetros con red de adaptación.....  | 43 |

|   |    |
|---|----|
| Ilustración 52. Resultados del modelo con red de adaptación, parámetros S11 .....   | 44 |
| Ilustración 53. Resultados del modelo con red de adaptación, carta de Smith .....   | 44 |
| Ilustración 54. Diseño escalado y con h=2mm, red de adaptación .....  | 45 |
| Ilustración 55. Resultados del modelo escalado y con h=2mm, parámetros S11 .....  | 45 |
| Ilustración 56. Resultados preliminares tras optimización, parámetros S11.....  | 46 |
| Ilustración 57. Resultados preliminares tras optimización, carta de Smith .....   | 46 |
| Ilustración 58. Distribuciones de Corrientes (A/m) a las frecuencias de interés (sintonizadas) .....  | 47 |
| Ilustración 59. Diagrama de radiación en Cartesianas, corte $\phi=0^\circ$ .....  | 47 |
| Ilustración 60. Diagrama de radiación en Cartesianas, corte $\phi=90^\circ$ .....   | 48 |
| Ilustración 61. Diagrama de radiación 3D, para la banda de 1.43 GHz, $\phi=90^\circ$ .....  | 48 |
| Ilustración 62. Emisiones de Carbono Evitadas por Categoría en 2018 [27] .....  | 55 |
| Ilustración 63. Estrategias para incrementar la capacidad del sistema [1].....  | 56 |
| Ilustración 64. Design considerations for mmWave systems, which characterize the “Signal<br>Processing” entrance to the “mmWave Technology” [1] .....                         | 56 |
| Ilustración 65. Average atmospheric attenuation of mm-wave [2].....   | 57 |
| Ilustración 66. Foliage loss at mm-wave with different foliage depth [2] .....  | 57 |
| Ilustración 67. Rain Attenuation for mm-wave band, (a) Rain attenuation for 3–100 GHz band, (b)<br>Rain attenuation with distance, for frequency 28, 60, 72, 82 GHz [2] ..... | 58 |
| Ilustración 68. Estándares de Cubesat [5].....  | 59 |
| Ilustración 69. Tamaño y masa de Cubesats [5] .....   | 59 |
| Ilustración 70. Clasificación de Altitudes para órbitas geocéntricas [5].....   | 59 |
| Ilustración 71. Lanzamientos de satélites pequeños clasificados por su masa [6] .....   | 60 |
| Ilustración 72. Shapes of radiators [9] .....   | 60 |
| Ilustración 73. Cte. Dieléctrica efectiva VS frecuencia, para sustratos comunes [8].....  | 61 |
| Ilustración 74. Línea de alimentación Microsip a una distancia $y_0$ .....  | 61 |
| Ilustración 75. Prototipo: 2.4GHz_MIFA_FR4 [28].....  | 62 |
| Ilustración 76. Prototipo: Circular_Meander_Inverted_F-Antenna [28] .....   | 62 |
| Ilustración 77. Prototipo: Dual_Band_Branch_Line_Monopole 900MHz_1.8GHz_25mm [28].....  | 63 |
| Ilustración 78. Prototipo: Dual_Band_Branch_Line_Monopole 900MHz_1.8GHz_36mm [28].....  | 63 |
| Ilustración 79. Prototipo: Dual_Band_PIFA_Meandered_Patch_Folded_End 900MHz-1.8GHz [28] 64  | 64 |
| Ilustración 80. Prototipo: Dual_Band_PIFA_Rectangular_Spiral_Strip_and_Ind [28].....  | 64 |
| Ilustración 81. Prototipo: Dual_Band_PIFA_Shorted_Strips_and_Patch_900MHz-1.8GHz [28].....  | 65 |
| Ilustración 82. Dual_Band_PIFA_Spiral_Strip_Nonuniform_Width [28] .....   | 65 |
| Ilustración 83. Prototipo: Meander_PIFA_Antenna_860MHz [28] .....   | 66 |
| Ilustración 84. Meandering_Inverted-F_Antenna_900MHz [28] .....   | 66 |
| Ilustración 85. Prototipo: Metal_Strips_Dual-Band_PIFA_Antenna [28].....  | 67 |
| Ilustración 86. Prototipo: Triple-Band_PIFA_Branch_Line_Strip 900MHz-1.8GHz_2.4GHz [28]....   | 67 |
| Ilustración 87. Prototipo: Triple_Band_Branch_Line_Monopole 900MHz_1.8GHz_1.9GHz [28] ....  | 68 |
| Ilustración 88. Prototipo: Triple_Band_Planar_Monopole_with_Slits 900MHz_1.8GHz_1.9GHz [28]<br>.....  | 68 |
| Ilustración 89. Geometría del diseño estudiado en [17].....   | 69 |
| Ilustración 90. Rango de valores que toma el parámetro b2 en la Optimización del diseño .....   | 71 |
| Ilustración 91. Rango de valores que toma el parámetro b3v en la Optimización del diseño .....  | 71 |
| Ilustración 92. Modelo con láminas horizontales inicial, corte plano ZY .....   | 71 |
| Ilustración 93. Modelo con láminas horizontales inicial, vista frontal .....  | 72 |
| Ilustración 94. Resultados del modelo con láminas horizontales inicial, parámetros S11 .....  | 72 |

## ÍNDICE DE TABLAS

|   |    |
|---|----|
| Tabla 1. Parmámetros dimensionales de una estructura tipo PIFA.....                                     | 13 |
| Tabla 2. IEEE estándar de designación para diferentes bandas de frecuencia [15] .....                   | 15 |
| Tabla 3. Designación de bandas NR especificadas en Rel-15 [16].....                                     | 16 |
| Tabla 4. Frecuencias en los sistemas de comunicación inalámbricos [9] .....                             | 16 |
| Tabla 5. Agrupación de bandas de frecuencia de interés. Requisitos .....                                | 17 |
| Tabla 6. Estudio de diferentes diseños (prototipos) del estado del arte .....                           | 18 |
| Tabla 7. Control Independiente de frecuencias del diseño estudiado en [24].....                         | 19 |
| Tabla 8. Parámetros iniciales de la antena propuesta.....   | 19 |
| Tabla 9. Parámetros sintonizables surgidos de la Modificación 1 (meandros superiores).....              | 33 |
| Tabla 10. Parámetros sintonizables surgidos de la Modificación 1 (meandros superiores).....             | 37 |
| Tabla 11. Parámetros sintonizables en base a la Modificación 2 (meandros finales) .....                 | 38 |
| Tabla 12. Parámetros sintonizables del anillo CSRR.....   | 39 |
| Tabla 13. Parámetros del modelo con láminas horizontales final.....                                     | 42 |
| Tabla 14. Parámetros para el cálculo de la Impedancia vista en el puerto de una guía Microstrip .....   | 43 |
| Tabla 15. Parámetros sintonizables de la red de adaptación .....  | 44 |
| Tabla 16. Directividad y Ancho de Haz a 1.43 GHz .....  | 48 |
| Tabla 17. Bandas de funcionamiento del modelo preliminar @-10dB.....                                    | 48 |
| Tabla 18. Especificaciones preliminares para la definición de los sistemas de antenas y carga útil .... | 60 |
| Tabla 19. Parámetros del modelo con láminas horizontales inicial .....                                  | 72 |

# 1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

## 1.1. INTRODUCCIÓN

Los avances en las tecnologías de comunicaciones 5G y satelitales están impulsando una demanda creciente por la transmisión de grandes volúmenes de datos a velocidades superiores. Los nuevos sistemas de comunicación de quinta generación (5G) no solo implementan técnicas que mejoran la eficiencia espectral y energética de las redes móviles, sino que también incorporan una gama más amplia de bandas de frecuencia, incluidas las bandas FR1 (sub-6 GHz) y FR2 (*mmWave*). Estas bandas, requieren el desarrollo de tecnologías de antenas de bajo perfil y alto rendimiento. Dichas antenas y sus subsistemas asociados deberán ser capaces de operar en las bandas asignadas o licenciadas. Es crucial para los sistemas de comunicación 5G explorar espectros previamente no utilizados, dado que las bandas actuales están densamente ocupadas y los espacios disponibles son escasos.

Las frecuencias de onda milimétrica, que abarcan de 30 GHz a 300 GHz, constituyen una porción considerable del espectro de frecuencia no utilizado [1]. Esta banda es vital para responder a las crecientes demandas de las futuras comunicaciones inalámbricas debido a su habilidad para manejar tasas de datos considerablemente altas. El uso de modelos de canal precisos es crucial para abordar los problemas de propagación [2] de los sistemas de comunicación *mmWave*. Los retos relacionados con el diseño de antenas en alta frecuencia incluyen la implementación de configuraciones avanzadas [3], como las técnicas MIMO, que ofrecen ganancias en diversidad, multiplexación y *beamforming* en entornos complejos [1] [2].

Por otro lado, la popularización de los satélites, y en particular los *Cubesat* (pequeñas naves espaciales que pueden pesar solo unos pocos kilogramos y están basadas en factores de un cubo cuadrado de 10 cm, o unidades [4]) hacen muy relevante el estudio de los sistemas que llevan a bordo. Estos satélites aprovechan su diseño compacto y escalable, haciéndolos rentables y más rápidos de desarrollar en comparación con los satélites tradicionales. Los *CubeSats* se utilizan fundamentalmente en la órbita terrestre baja (LEO), que varía aproximadamente entre 150 km y 600 km sobre la Tierra [5]. Su tiempo de vida es más corto, y oscila entre 100 días y 2 años, en función de la órbita.

Los subsistemas [5] de los *CubeSats* determinan las características y restricciones de los sistemas abordo, siendo:

- Masa y Volumen: Las restricciones sobre la masa y el volumen son fundamentales ya que dictan la carga útil, los sistemas de energía y los diseños de antenas.
- Subsistema de Energía Eléctrica (EPS): gestión de la energía, siendo la energía solar la principal fuente. Limita los diseños (*budget* energético de los sistemas abordo).
- Manejo de Comandos y Datos (C&DH): procesadores principales que manejan las operaciones del *CubeSat*.
- Subsistema de Propulsión: algunos *CubeSats* incluyen sistemas de propulsión para maniobras como control de altitud y ajustes de órbita, aunque estos son menos comunes debido a las restricciones de tamaño y peso.
- Sistema de Determinación y Control de Altitud (ADCS): gestiona la orientación del *CubeSat* en el espacio, crucial para la transmisión de datos (sensores y giroscopios).

En conclusión, los avances en las tecnologías de comunicaciones 5G y satelitales están revolucionando la capacidad de transmitir grandes volúmenes de datos a velocidades sin precedentes. El desarrollo y la implementación de 5G están impulsados por la necesidad de aprovechar el espectro de alta frecuencia de onda milimétrica para manejar mayores tasas de datos, mediante el uso de técnicas avanzadas como MIMO, que mejoran la eficiencia y capacidad de las redes. Paralelamente, la proliferación de *CubeSats* está democratizando el acceso al espacio, ofreciendo plataformas de bajo coste y rápido desarrollo que son ideales para múltiples aplicaciones en la órbita terrestre baja.

## 1.2.OBJETIVOS

En este Trabajo Fin de Grado se aborda el diseño de una antena IFA (Inverted F Antenna) de muy bajo perfil, con polarización circular. El proceso de diseño, optimización y miniaturización conlleva seguir una serie de hitos específicos, de forma que obtengamos un diseño novedoso, funcional, fácil de fabricar y que cumpla con los requisitos técnicos para este tipo de sistemas. A continuación, se presenta en detalle dichos hitos:

- Exploración del marco teórico relacionado con las antenas PIFA y antenas de bajo perfil empleadas en sistemas 5G y NTN.
- Análisis del estado actual en referencia a las antenas IFA y PIFA.
- Estudio de las bandas VHF y UHF, con énfasis en sus requisitos específicos para aplicaciones 5G y satelitales.
- Revisión de requisitos y selección de prototipos con múltiples propiedades a diseñar y solución de antena propuesta
- Exploración de estrategias potenciales para lograr la polarización circular
- Establecimiento de objetivos y diseño propuesto basados en el análisis del estado del arte.
  - Enfoque en antenas compactas, de bajo perfil, dentro del rango de frecuencias de interés.
- Revisión de las características de materiales y selección del material adecuado.
  - mediante consultas con fabricantes e instituciones.
- Diseño e implementación de una antena IFA miniaturizada
  - La antena deberá operar en las bandas seleccionadas, considerando restricciones de tamaño y requisitos de polarización circular.
- Implementación de técnicas de miniaturización para cumplir con los requisitos de dimensiones y desempeño eléctrico, considerando las especificaciones de *form-factor* de los *cubesats/pocketsat* y dispositivos electrónicos
- Optimización de los diseños según los materiales disponibles.
- Revisión de tolerancias (+/- 70  $\mu\text{m}$ )
- Comparación entre la antena de referencia del estado del arte y la antena diseñada
- Comparación de las prestaciones obtenidas en simulaciones respecto a las especificaciones para las aplicaciones antes mencionadas.

## 1.3.MOTIVACIÓN

El presente Trabajo Fin de Grado está motivado por la continua evolución y el impacto de la tecnología de satélites pequeños en la industria de las telecomunicaciones y la observación espacial. Durante las últimas décadas, hemos sido testigos de un progreso significativo en la miniaturización de la tecnología gracias a avances en la integración a gran escala y otras áreas de la microelectrónica. Este avance ha facilitado la reducción del tamaño y coste de múltiples dispositivos, desde ordenadores y móviles hasta satélites.

Particularmente, los satélites pequeños, incluyendo Nanosatélites y *SmallSats*, han revolucionado el sector espacial al reducir drásticamente los costes, tiempo de desarrollo y lanzamiento en comparación con los satélites tradicionales de gran tamaño. Esta reducción ha permitido a numerosos actores, desde gobiernos hasta empresas privadas y universidades, participar en misiones espaciales y experimentos en órbita terrestre baja. El interés en estos satélites ha crecido exponencialmente. Según las cifras revisadas, el número de satélites en órbita va a aumentar de forma no lineal sin tener claro el punto de saturación de las órbitas bajas, con unas 8.000 unidades en órbita en el año 2024 debido únicamente a las constelaciones. Además, “el valor acumulado del mercado de pequeños satélites alcanzará los 37.000 millones de dólares en 2027”, según el informe “*Small Satellite Markets 5th Edition*” de NSR [6].

En concreto, el mercado de comunicaciones satelitales en España está experimentando un crecimiento sustancial, con una valoración en aumento de USD 0.61 mil millones, y proyecciones de USD 1.18

mil millones en cinco años, con una tasa compuesta de crecimiento anual (CAGR) del 11.92% [7]. Este crecimiento está impulsado por avances tecnológicos, incluyendo la implementación de la tecnología 5G, que mejora la cobertura, particularmente en áreas remotas. El mercado de comunicación satelital en España se caracteriza por su naturaleza fragmentada, con actores clave como Hispasat, Hisdesat Servicios Estratégicos SA, Thales Alenia Space España, GMV y Sateliot.

Sin embargo, el uso masivo de *SmallSats* plantea desafíos significativos que requieren soluciones innovadoras, especialmente en términos de gestión de constelaciones, tráfico espacial y minimización de desechos orbitales. Además, la integración de redes no terrestres (NTN) con tecnologías emergentes como 5G y la futura 6G, subraya la necesidad de abordar la congestión del espectro radioeléctrico y los desafíos de comunicación en entornos de alta densidad.

Este trabajo, por lo tanto, busca explorar tecnologías avanzadas que puedan mejorar la eficiencia operativa y la sostenibilidad de los sistemas de satélites pequeños, asegurando su viabilidad a largo plazo y su integración con las infraestructuras terrestres de comunicaciones globales.

## 2. DESARROLLO

### 2.1. EXPLORACIÓN DEL MARCO TEÓRICO RELACIONADO CON LAS ANTENAS DE BAJO PERFIL EMPLEADAS EN SISTEMAS 5G Y NTN.

Generalmente, el término antenas planas se refiere a cualquier antena que consista en elementos radiantes de superficie plana o curva, y al menos un alimentador. Ejemplos comunes incluyen antenas de parche Microstrip impresas, antenas de ranura, antenas de placa suspendida, antenas planas invertidas en L y en F (PILAs y PIFAs), monopolos de lámina, dipolos y monopolos enrollados [8]. Estas antenas son ampliamente utilizadas en sistemas de comunicación inalámbricos debido a su diseño simple, bajo costo, perfil bajo, tamaño compacto, alta pureza de polarización y gran ancho de banda.

Las consideraciones de ancho de banda, como la impedancia, la relación de polarización o axial, los patrones de radiación y la ganancia, son cada vez más significativas.

#### 2.1.1. ANCHO DE BANDA

El ancho de banda de una antena se determina basándose en uno o varios parámetros físicos. Puede calcularse utilizando los límites de frecuencia superior ( $f_u$ ) e inferior ( $f_l$ ) del ancho de banda alcanzado:

$$BW = \begin{cases} \frac{2(f_u - f_l)}{f_u + f_l} * 100\% & \text{bandwidth} < 100\% \\ \frac{f_u}{f_l} : 1 & \text{bandwidth} > 100\% \end{cases} \quad (1)$$

El ancho de banda de una antena puede especificarse en términos de impedancia, diagrama de radiación y polarización. Un ancho de banda de impedancia adecuado es fundamental para el diseño de antenas, facilitando la transmisión eficiente de energía desde una red de alimentación a una antena, y desde la antena a su carga. Además, el diagrama de radiación diseñado concentra la máxima o mínima energía en una dirección determinada. Por último, una polarización bien definida ayuda a reducir las pérdidas que ocurren debido a desajustes de polarización dentro del ancho de banda operativo [9].

#### 2.1.2. ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIA

Habitualmente, una antena funciona como un dispositivo resonante cuya impedancia de entrada varía significativamente con la frecuencia, mientras que la impedancia característica de la línea de alimentación permanece constante. En general, tanto el generador como la carga pueden no estar adaptadas a la línea de transmisión (desadaptación de impedancias).

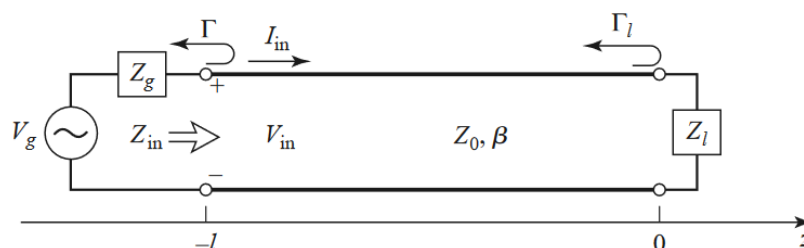


Ilustración 1. Circuito de línea de transmisión para cargas desadaptadas [10]

En la Ilustración 1 observamos una línea de transmisión con impedancias de generador ( $Z_g$ ) y carga ( $Z_l$ ), que pueden ser complejas. Asumiremos que la línea de transmisión no tiene pérdidas, de impedancia característica  $Z_0$  y de longitud  $l$ .

La **impedancia de entrada** mirando hacia la línea de transmisión terminada desde el extremo del generador es:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_l e^{-2j\beta l}}{1 - \Gamma_l e^{-2j\beta l}} = Z_0 \frac{\Gamma_l + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_l \tan(\beta l)} \quad (2)$$

Donde  $\Gamma_l$  es el coeficiente de reflexión de la carga, definido como:

$$\Gamma_l = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \quad (3)$$

La parte real de la impedancia de entrada  $Z_{in}$  puede verse como una resistencia de pérdidas y una resistencia de radiación:

$$R_{in} = R_{p\acute{e}rdidas} + R_{radiaci\acute{o}n} \quad (4)$$

Esto es útil, ya que podemos relacionar ambas con la potencia disipada y la potencia radiada:

$$R_{radiaci\acute{o}n} = 2 \frac{P_{disipada}}{|I_A|^2} \quad (5)$$

$$R_{p\acute{e}rdidas} = 2 \frac{P_{radiada}}{|I_A|^2} \quad (6)$$

Por otro lado, la tensión en la línea puede escribirse así:

$$V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma_l e^{j\beta z}) \quad (7)$$

Siendo  $V_0^+$  la onda de tensión que se obtiene a partir del voltaje al final de la línea ( $z = -l$ ):

$$V_0^+ = V_g \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_g} \frac{1}{(e^{j\beta l} + \Gamma_l e^{-j\beta l})} = V_g \frac{Z_0}{Z_0 + Z_g} \frac{e^{-j\beta l}}{(1 - \Gamma_l \Gamma_g e^{-2j\beta l})} \quad (8)$$

Donde  $\Gamma_g$  es el coeficiente de reflexión visto hacia el generador:

$$\Gamma_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \quad (9)$$

Así podemos obtener la relación de onda estacionaria:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma_l|}{1 - |\Gamma_l|} \quad (10)$$

Para unas cargas cualesquiera, la potencia en la carga es:

$$P = \frac{1}{2} \text{Re}\{V_{in} I_{in}^*\} = \frac{1}{2} |V_{in}|^2 \text{Re}\left\{\frac{1}{Z_{in}}\right\} = \frac{1}{2} |V_g|^2 \left|\frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_g}\right|^2 \text{Re}\left\{\frac{1}{Z_{in}}\right\} \quad (11)$$

En el caso en el que exista adaptación en la carga:

$$Z_l = Z_0 \Rightarrow \Gamma_l = 0 \quad (12)$$

$$P = \frac{1}{2} |V_g|^2 \frac{Z_0}{(Z_0 + R_g)^2 + X_g^2} \quad (13)$$

Y en el caso en el que exista adaptación de la carga del generador:

$$Z_{in} = Z_g \Rightarrow \Gamma = 0 \quad (14)$$

$$P = \frac{1}{2} |V_g|^2 \frac{R_g}{4(R_g^2 + X_g^2)} \quad (15)$$

Finalmente, combinando las expresiones anteriores, si existe adaptación conjugada de impedancias conseguimos la máxima transferencia de potencia a la carga [10]:

$$Z_{in} = Z_g^* \Rightarrow P = \frac{1}{2} |V_g|^2 \frac{1}{4R_g} \quad (16)$$

El ancho de banda de impedancia se define como el rango sobre el cual la impedancia de la antena está efectivamente adaptada a la línea de alimentación. Este ancho de banda a menudo se caracteriza mediante parámetros como la pérdida de retorno (parámetro S: |S11|) o la relación de onda estacionaria (VSWR) a lo largo de un rango de frecuencias. Para considerarse bien adaptada, el ancho de banda de impedancia debe abarcar completamente el rango de frecuencia operativa necesario a un nivel específico, por ejemplo, un VSWR de 2 o 1.5, o una pérdida de retorno |S11| de menos de -10 dB o -15 dB.

Además, existe una relación inversa entre el **ancho de banda** de impedancia y el factor de calidad (Q) de la antena, como se indica:

$$BW = \frac{VSWR - 1}{Q\sqrt{VSWR}} \quad (17)$$

El **factor de calidad mínimo** en función del radio (R) de la esfera más pequeña que puede encerrar completamente a la antena, asumiendo una eficiencia de radiación del 100% es:

$$Q_{min} = \frac{1 + 3(k_0R)^2}{(k_0R)^3 [1 + (k_0R)^2]} \quad (18)$$

Este criterio ayuda a predecir el ancho de banda máximo posible de impedancia. Un Q más bajo no solo implica un ancho de banda más amplio sino también mayores pérdidas. Por lo tanto, es esencial evaluar tanto la radiación como la eficiencia de la antena o la ganancia (definida como el producto de la directividad de la antena y la eficiencia) a lo largo de todo el ancho de banda de impedancia [9].

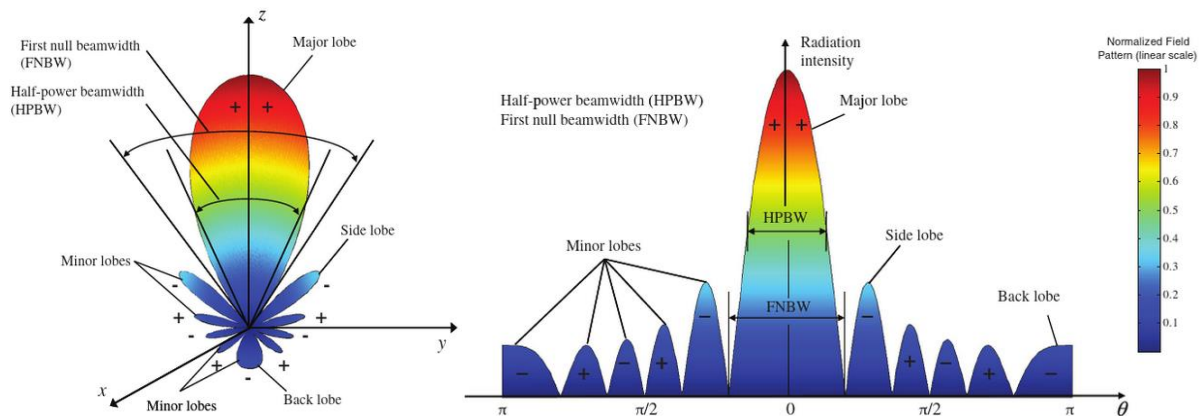
### 2.1.3. PARÁMETROS DE RADIACIÓN

Numerosos parámetros se utilizan para evaluar el rendimiento de radiación de una antena. El diagrama de radiación representa las propiedades direccionales en las que radia una antena [8]. Los parámetros más relevantes son:

- Diagrama de radiación (cuyos parámetros se representan en la Ilustración 2)
  - Lóbulo principal: dirección en la que la radiación es máxima
  - Lóbulos secundarios: lóbulos que no son el lóbulo principal
  - Lóbulos laterales: lóbulos inmediatamente adyacentes al lóbulo principal
  - Lóbulo posterior: situado a 180° del principal
  - Ancho de Haz a 3dB (HPBW): ancho de banda del lóbulo principal a potencia mitad (-3dB)
  - Ancho de haz entre nullos (FNBW): ancho entre nullos del lóbulo principal

- Nivel de lóbulo lateral (SLL): relación entre el nivel de lóbulo principal y lateral
- Relación delante-atrás: relación entre el lóbulo principal y posterior
- Directividad
- Eficiencia
- Centro de fase
- Ganancia y ganancia realizada
- Área efectiva, altura efectiva y polarización

Estos parámetros cambian con la frecuencia, y el rango de frecuencias operativas de una antena puede definirse estableciendo cualquiera de estos parámetros en un valor mínimo o máximo, según los requisitos del sistema. Los cambios en estos parámetros se deben principalmente a las distribuciones de las magnitudes y fases de las corrientes eléctricas y magnéticas en las superficies de la antena, que son dependientes de la frecuencia. El diagrama de radiación indica los modos de operación de una antena.



**Ilustración 2. Diagrama de radiación de una antena y sus parámetros. Representación polar y lineal [8]**

### Directividad, Ganancia y Eficiencia

En primer lugar, la intensidad de radiación en una dirección dada se define como la potencia radiada desde una antena por unidad de ángulo sólido [8]. La **intensidad de radiación** es un parámetro del campo lejano, y se puede obtener mediante la densidad de radiación ( $W_{rad}$ ) y la distancia ( $r$ ):

$$U = r^2 W_{rad} = r^2 |< S(r, \theta, \varphi) >| \tag{19}$$

Siendo el ángulo sólido la zona del espacio limitada por un conjunto de líneas radiales con vértice el centro de una esfera. Por otro lado, la intensidad de radiación nos permite obtener la **potencia radiada** por la antena:

$$P_{rad} = \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} U(\theta, \varphi) d\Lambda = \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} U(\theta, \varphi) \sin\theta \, d\theta d\varphi \tag{20}$$

$$d\Lambda = \frac{dS}{r^2} = \frac{r^2 \sin\theta d\theta d\varphi}{r^2} \tag{21}$$

La **ganancia directiva** (se mide en dBi) se define como la relación entre la intensidad de radiación de la antena en una dirección con respecto a la de una antena isotrópica, que radia la misma potencia:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{isotr\u00f3pica}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} = 4\pi \frac{r^2 |< S(r, \theta, \varphi) >|}{P_{rad}} \quad (22)$$

De esta forma, la **directividad** se puede ver como la ganancia directiva en la direcci\u00f3n de m\u00e1xima radiaci\u00f3n de la antena, por lo que tendr\u00e1 un valor  $\geq 0$ .

La **ganancia de potencia** (en dbi) se define como la relaci\u00f3n entre la intensidad de radiaci\u00f3n de la antena y la intensidad de radiaci\u00f3n de una antena isotr\u00f3pica con la misma potencia entregada:

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{entregada}} = 4\pi \frac{r^2 |< S(r, \theta, \varphi) >|}{P_{entregada}} \quad (23)$$

La **potencia isotr\u00f3pica radiada equivalente** (PIRE) se puede calcular como:

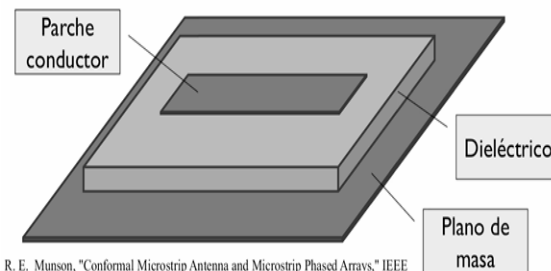
$$PIRE(\theta, \varphi) = G(\theta, \varphi) \cdot P_{entregada} \quad (24)$$

Seg\u00fan lo anterior, podemos medir las p\u00e9rdidas totales que se produce en el sistema mediante la **eficiencia de radiaci\u00f3n**:

$$\zeta_{rad} = \frac{G_0}{D_0} = \frac{P_{rad}}{P_{entregada}} = \frac{R_{radiaci\u00f3n}}{R_{radiaci\u00f3n} + R_{p\u00e9rdidas}} \quad (25)$$

#### 2.1.4. PARCHE COMO ELEMENTO DE REFERENCIA. TECNOLOG\u00cdA MICROSTRIP

Las antenas Microsip son una nueva clase de antenas que utilizan delgadas l\u00edneas conductoras (situadas fracciones de longitud de onda sobre un plano de masa) para formar las redes de alimentaci\u00f3n [11]. Muchos de los conceptos y t\u00e9cnicas de este tipo de antenas pueden ser aplicados a otro tipo de estructuras planas, por lo que es de inter\u00e9s explorar su marco te\u00f3rico.



R. E. Munson, "Conformal Microstrip Antenna and Microstrip Phased Arrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-22 No. 1, Jan 1974, pp. 74-79.

**Ilustraci\u00f3n 3. Concepto de tecnolog\u00eda Microsip [11]**

Estas antenas pueden dise\u00f1arse en varias formas como parches, dipolos, ranuras o estructuras de onda viajera, cada una adaptada para aplicaciones espec\u00edficas [11]. Los elementos tipo parche presentan numerosas **ventajas** [8]:

- Bajo perfil: t\u00edpicamente, el grosor de una antena Microsip de parche es menor que  $0.03 \lambda_0$  (siendo  $\lambda_0$  la longitud de onda operativa en el espacio libre). Son mec\u00e1nicamente robustas en superficies r\u00edgidas.
- Bajo coste: dise\u00f1o sencillo y fabricaci\u00f3n barata mediante t\u00e9cnicas de circuito impreso.
- Capacidad de integraci\u00f3n: F\u00e1cilmente integrables en una placa de circuito impreso (PCB) con otros circuitos planares.
- Versatilidad: ofrecen flexibilidad en impedancia, frecuencia resonante, patr\u00f3n de radiaci\u00f3n, polarizaci\u00f3n y modo operativo a trav\u00e9s de diversas configuraciones de forma y alimentaci\u00f3n.

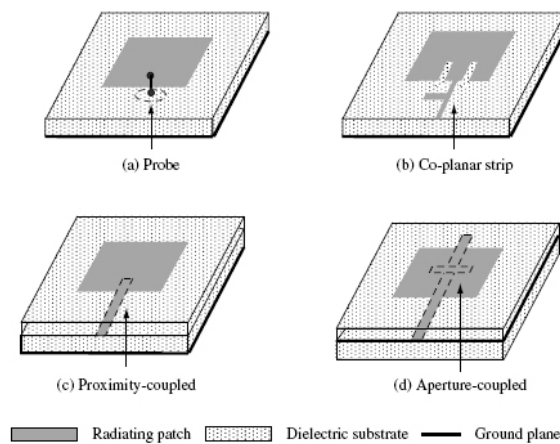
Técnicas como la adición de pines de cortocircuito, diodos varactores, carga y ranurado del parche, o la introducción de elementos parásitos pueden emplearse para mejorar sus prestaciones.

Sin embargo, las antenas Microstrip de parche también exhiben ciertas **limitaciones**, como un ancho de banda estrecho (típicamente alrededor del 1% o inferior), baja pureza de polarización (dispersión en discontinuidades), baja eficiencia de radiación (puede aumentarse mediante el incremento del grosor de sustrato [8]) y alto factor de calidad (que depende de las pérdidas de radiación, del dieléctrico y las pérdidas por ondas de superficie).

El elemento radiante debe situarse sobre un sustrato dieléctrico. Las **geometrías** disponibles incluyen rectángulos, cuadrados, elipses, círculos, triángulos, anillos y pentágonos. Las características de rendimiento de la antena están determinadas por los modos de operación, que dependen de la forma y el tamaño del parche, el grosor del sustrato y sus propiedades dieléctricas, así como la red de alimentación.

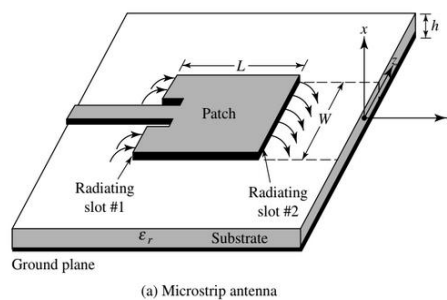
Hay una gran variedad de **materiales dieléctricos** disponibles para sustratos. Los parámetros importantes incluyen la constante dieléctrica (con valores entre 2.2 y 16 en bandas de RF o microondas [9]), la tangente de pérdidas eléctricas, y el coste. Debido a su bajo coste y la facilidad de fabricación, plásticos como FR4 son comúnmente utilizados. Una constante dieléctrica alta generalmente resulta en baja radiación de una antena de parche Microstrip.

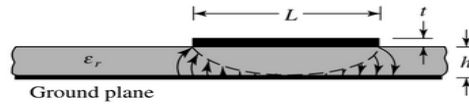
La **red de alimentación** es importante para transferir energía de manera eficiente desde el sistema de transmisión a la antena. Impacta significativamente en la adaptación de impedancia de la antena, los modos de operación, la radiación no deseada, las ondas superficiales. Para simplificar la fabricación, la estructura de alimentación puede fabricarse en el mismo sustrato.



**Ilustración 4. Tipos de redes de alimentación utilizados en antenas Microstrip de parche [9]**

Los parches rectangulares pueden diseñarse por métodos analíticos y por métodos numéricos. Normalmente, mediante los métodos analíticos [12] (TLM y CM) obtenemos una mejor aproximación de los parámetros físicos de radiación. En el método TLM, la antena se considera como una sección de línea de transmisión abierta de longitud  $L$  y ancho  $W$  [9]. Las dimensiones son: el grosor de la lámina metálica ( $t \ll \lambda_0$ ), la longitud del parche según el eje  $y$  ( $\frac{\lambda_0}{3} < L < \frac{2\lambda_0}{3}$ ), la longitud del parche según el eje  $x$  ( $W$ ), y el grosor del dieléctrico ( $0.003\lambda_0 < h < 0.05\lambda_0$ ).





(b) Side view

**Ilustración 5. Medidas de antena Microsip de parche rectangular [8]**

La frecuencia de resonancia para el modo transversal magnético (TM<sub>m0</sub>) se puede calcular como:

$$f_{tm} = \frac{mc}{2(L + \Delta L)\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (26)$$

donde c es la velocidad de la luz y m es un entero distinto de cero.

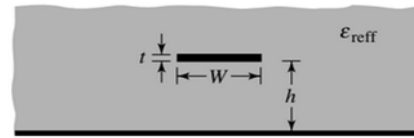
Algunas líneas de campo viajan tanto por el aire como por el sustrato. Se define la constante dieléctrica efectiva [8] como la cte. del material dieléctrico uniforme que produce características eléctricas idénticas en la línea (cte. de propagación):

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W}\right]^{-1/2} \quad (27)$$

Observamos como la cte. dieléctrica efectiva depende de la frecuencia, ya que a medida que incrementa la frecuencia, las líneas de campo se concentran en el dieléctrico.



(b) Electric field lines



(c) Effective dielectric constant

**Ilustración 6. Ilustración de líneas de campo y cte. dieléctrica efectiva en una línea Microsip [8]**

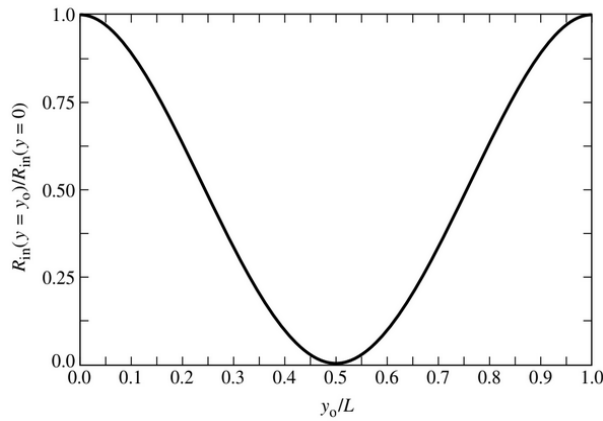
Por otro lado, existe efecto de bordes, por el cual el parche es eléctricamente mayor que sus dimensiones físicas. En el plano E principal (en este caso el plano XY, según la Ilustración 5), las dimensiones del parche se extienden según su longitud. Por tanto, la longitud efectiva depende de la cte. dieléctrica efectiva, y del ratio W/h, siendo el modo principal de propagación el TM<sub>10</sub>:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad ; \quad L_{eff} = L + 2\Delta L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (28)$$

Existe una relación entre la impedancia de entrada y la distancia del punto de alimentación de la línea microstrip. Además, la impedancia de entrada puede disminuir, mediante el incremento de la longitud W del parche ( $W/L < 2$ , para mantener la eficiencia):

$$R_{in}(y = 0) = \frac{\eta_0 \lambda_0}{2\pi W \left[1 - \frac{1}{6} \left(\frac{\pi h}{\lambda_0}\right)^2\right]} \quad (29)$$

$$R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (30)$$



(b) Normalized input resistance

**Ilustración 7. Variación de la impedancia de entrada normalizada de una línea de alimentación Microsip a una distancia  $y_0$  [8]**

Finalmente, el diseño completo de un parche con tecnología Microsip se detalla en el Anexo (A.3. DESARROLLO. DISEÑO DEL PARCHÉ COMO ELEMENTO DE REFERENCIA). No obstante, podemos hacer una aproximación de la anchura  $W$  para optimizar la eficiencia:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \sqrt{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_r + 1}} \quad (31)$$

### 2.1.5. POLARIZACIÓN Y RELACIÓN AXIAL

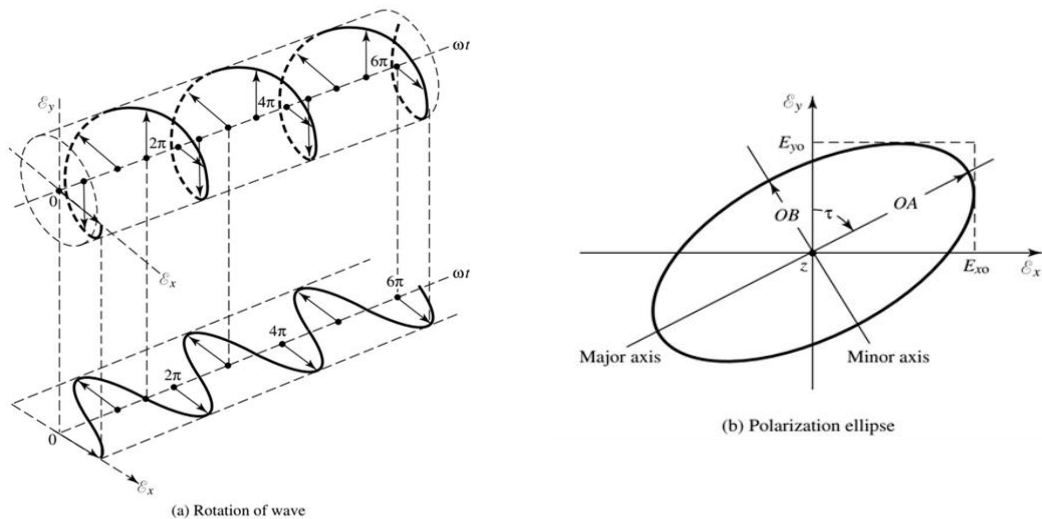
Otros parámetros importantes incluyen la relación axial o el sentido de rotación. Para prevenir pérdidas por desadaptación de polarización, las propiedades de polarización de las antenas polarizadas (lineal o circularmente) deben estar claramente definidas. El ancho de banda debe establecerse especificando un nivel máximo permitido de polarización cruzada o relación axial, y debe cubrir completamente el rango de frecuencia operativa [9].

En la zona de campo lejano de la antena, el campo eléctrico se puede modelar como una onda esférica:

$$\vec{E} = V_r \hat{e}(\theta, \phi) f(\theta, \phi) \frac{\exp(j(\omega t - kr))}{r} \left(\frac{V}{m}\right) \quad (32)$$

Donde podemos distinguir entre las componentes de Vector de Polarización, Diagrama de Campo Normalizado y Expresión de la Onda Esférica [8]. Para una dirección dada, el Vector de Polarización es un vector complejo de módulo unidad:

$$\hat{e}(\theta, \phi) = \frac{\vec{E}(\theta, \phi)}{|\vec{E}(\theta, \phi)|} \quad \hat{e} = \hat{\theta} \cos \alpha e^{j\beta\theta} + \hat{\phi} \sin \alpha e^{j\beta\phi} \quad (33)$$



**Ilustración 8. Rotación de una onda electromagnética plana (a) y su elipse de polarización en  $z=0$  en función del tiempo (b) [8]**

De esta forma podemos definir la relación axial como la relación entre el eje mayor y menor de la elipse de polarización. El sentido de polarización es la dirección de giro del campo eléctrico visto al alejarse la onda del observador [8]:

$$\beta_\phi - \beta_\theta < 0 \rightarrow CW \text{ o } RH \quad (34)$$

$$\beta_\phi - \beta_\theta > 0 \rightarrow CCW \text{ o } LH \quad (35)$$

Considerando una antena polarizada circularmente, es decir, que las dos componentes están en cuadratura y tienen la misma amplitud, tenemos la relación axial y el sentido de polarización:

$$AR = \frac{OA}{OB} = 1 \quad (36)$$

$$\hat{e}(\theta, \phi) = \frac{\hat{\theta} \pm j\hat{\phi}}{\sqrt{2}} \quad (37)$$

$$\beta_\phi - \beta_\theta = -\frac{\pi}{2} \rightarrow CW \text{ o } RH (-) \quad (38)$$

$$\beta_\phi - \beta_\theta = \frac{\pi}{2} \rightarrow CCW \text{ o } LH (+) \quad (39)$$

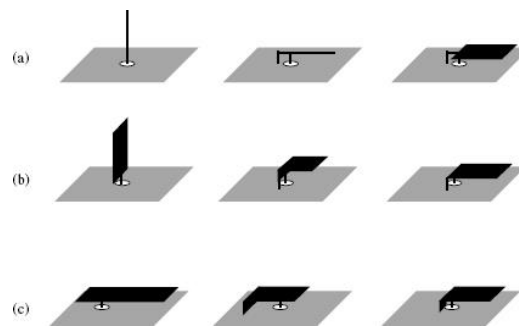
El control de la polarización depende de la gestión de los modos ortogonales en antenas lineales y circulares. El grado de aislamiento entre estos modos ortogonales afecta los niveles de la componente contra polar o relación axial. Un enfoque posible para mejorar el rendimiento de la polarización a lo largo de un ancho de banda amplio es mediante el diseño meticuloso de la geometría de excitación [9].

## 2.2. ANÁLISIS DEL ESTADO ACTUAL EN REFERENCIA A LAS ANTENAS IFA Y PIFA.

Un enfoque efectivo para la miniaturización de antenas es el uso de diseños de bajo perfil, comúnmente empleados en dispositivos montados en vehículos. Por ejemplo, para disminuir la altura de una antena monopolo de hilo, el extremo superior se dobla, creando una estructura con un segmento radiante vertical y otro horizontal. Esta modificación altera el modo de operación de la antena de resonancia en serie (donde la longitud del monopolo es aproximadamente un cuarto de la longitud de onda operativa), a resonancia paralelo (donde mide alrededor de la mitad de la longitud de onda).

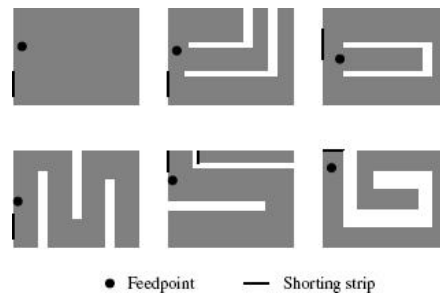
Para mejorar la adaptación de impedancia, se puede colocar un pin de cortocircuito cerca del segmento vertical, formando una antena invertida-L con una transmisión en abierto—(antena invertida-F). Para aumentar el ancho de banda, una estrategia es reemplazar la parte radiante de hilo delgado de una antena invertida-F/L con un elemento radiante plano más ancho, resultando en una antena invertida-F/L plana (PIFA/PILA). Las PIFAs/PILAs típicamente ofrecen un ancho de banda de impedancia de 2–3% sobre un plano de tierra infinito [13], versus menos del 1% para un diseño básico de hilo delgado.

Una Antena Planar Invertida-F (PIFA) puede considerarse como una variante de un monopolo o una antena de parche microstrip, caracterizada por tener el parche radiante dividido en su centro con una pared de cortocircuito. Si se reduce el ancho de esta pared de cortocircuito a una tira de cortocircuito delgada, esta configuración resulta en la formación de una PIFA.



**Ilustración 9. Evolución de una PIFA a partir de un monopolo (a), un monopolo plano (b) y un parche microstrip (c) [9]**

Además de las PIFAs rectangulares, se han desarrollado numerosas variaciones de PIFAs para satisfacer requisitos específicos. Para mantener un diseño compacto y un rendimiento multibanda, los elementos radiantes suelen modificarse con ranuras y meandros [14]. Estas alteraciones afectan los caminos de corriente y dividen el diseño en múltiples regiones resonantes [13].



**Ilustración 10. Variaciones de antenas PIFA [9]**

En general, podemos relacionar los parámetros dimensionales de las estructuras tipo PIFA con sus prestaciones:

| Parámetro Dimensional       | Prestación                            |
|-----------------------------|---------------------------------------|
| Longitud L de la estructura | Determina frecuencia(s) de resonancia |
| Anchura W de la estructura  | Control de Adaptación de Impedancia   |
| Grosor h del dieléctrico    | Ajuste del Ancho de Banda             |

**Tabla 1. Parmámetros dimensionales de una estructura tipo PIFA**

Se pueden comprobar estas relaciones mediante las ecuaciones básicas de diseño de una PIFA:

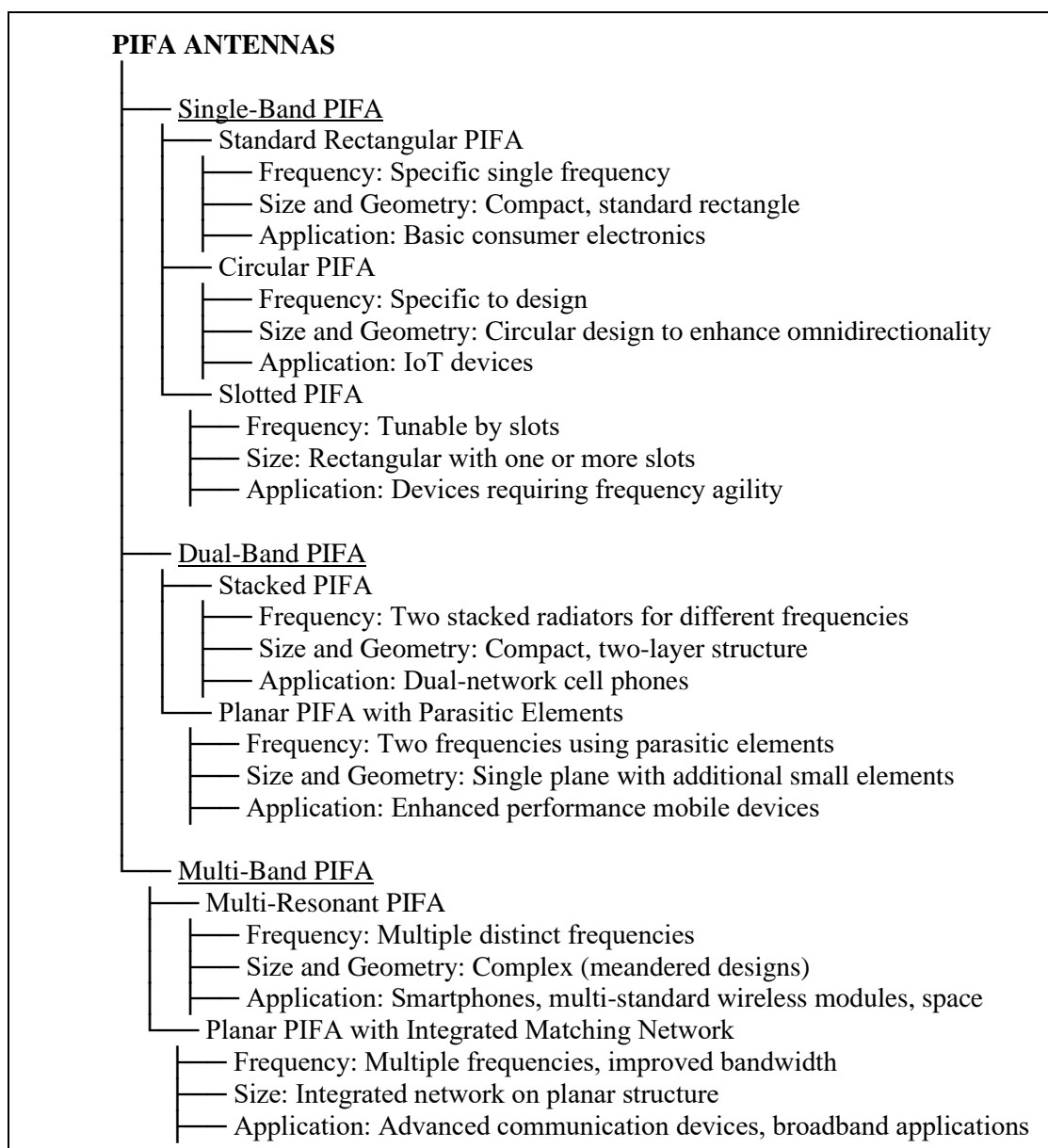
$$L_p + W_p = \frac{\lambda}{4} \quad (40)$$

Donde  $L_p$  es la longitud del parche (conductor superior),  $W_p$  es la anchura del parche y  $\lambda$  es la longitud de onda a la frecuencia de resonancia. La ecuación, considerando la altura  $h$  del sustrato queda como:

$$\text{si } \frac{W}{L_p} = 1 \Rightarrow L_p + h = \frac{\lambda}{4} \quad (41)$$

Donde  $W$  es la anchura total de la estructura y  $h$  es el grosor del dieléctrico.

Por tanto, según el estado del arte actual, podemos hacer una clasificación de antenas PIFA según su frecuencia o frecuencias de trabajo, sus geometrías y aplicaciones:



### 2.3. ESTUDIO DE LAS BANDAS VHF Y UHF

Según los estándares del IEEE [15], las bandas de frecuencia a estudiar comprenden:

| BANDA | DIMENSIONES | BANDA | DIMENSIONES |
|-------|-------------|-------|-------------|
| HF    | 3-30 MHz    | C     | 4-8 GHz     |
| VHF   | 30-300 MHz  | X     | 8-12 GHz    |
| UHF   | 300-1000MHz | Ku    | 12-18 GHz   |
| L     | 1-2 GHz     | K     | 18-27 GHz   |
| S     | 2-4 GHz     | Ka    | 27-40 GHz   |

Tabla 2. IEEE estándar de designación para diferentes bandas de frecuencia [15]

Las consideraciones sobre las bandas de frecuencia y los requisitos para aplicaciones 5G los podemos encontrar en [16], el primer set de estándares 5G. Aunque tanto las capas físicas como las superiores de la arquitectura de red están diseñadas sin dependencias de frecuencia específicas, se estipulan requisitos de rendimiento distintos para dos rangos de frecuencia: FR1 y FR2. FR1 cubre frecuencias por debajo de 7 GHz (450 - 7125 MHz), y FR2 es para ondas milimétricas (24.25 - 52.60 GHz).

Para ambos rangos de frecuencia, existen requisitos de RF y de Gestión de Recursos de Radio (RRM). Hay cuatro categorías de bandas de frecuencia para Nueva Radio (NR), nombradas con prefijos “n” para diferenciarlas:

- Bandas de "reutilización" LTE: Bandas que coinciden con las frecuencias LTE existentes, (es probable que se reutilicen para NR). Ejemplo: la banda NR n7 corresponde a la banda LTE 7.
- Nuevas bandas NR en FR1: bandas de frecuencia completamente nuevas designadas para NR en el rango FR1, que no coinciden con ninguna banda LTE existente.
- Nuevas bandas NR en FR2: bandas específicas para el rango FR2 y son nuevas asignaciones para las frecuencias NR.
- Bandas de enlace ascendente (SUL) o enlace descendente (SDL): únicas en el sentido de que solo proporcionan frecuencias de enlace ascendente o descendente y están destinadas a ser utilizadas junto con otras bandas NR.

Finalmente, se especifican números de banda reservados para futuras bandas NR. Hay que destacar la importancia de estas asignaciones en la optimización de la eficiencia de la red y la reducción del número de portadoras.

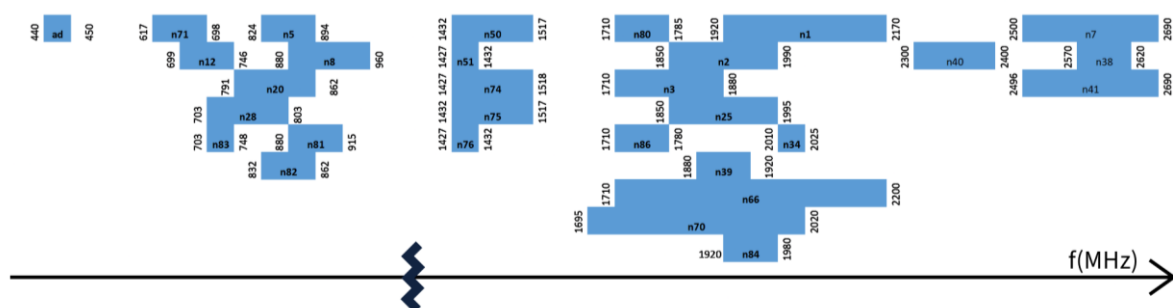


Ilustración 11. Diagrama con la designación de bandas NR de interés especificadas en Rel-15

| NR operating band | Uplink (UL) operating band | Downlink (DL) operating band | Duplex Mode |
|-------------------|----------------------------|------------------------------|-------------|
| n1                | 1920 MHz – 1980 MHz        | 2110 MHz – 2170 MHz          | FDD         |
| n2                | 1850 MHz – 1910 MHz        | 1930 MHz – 1990 MHz          | FDD         |
| n3                | 1710 MHz – 1785 MHz        | 1805 MHz – 1880 MHz          | FDD         |
| n5                | 824 MHz – 849 MHz          | 869 MHz – 894 MHz            | FDD         |
| n7                | 2500 MHz – 2570 MHz        | 2620 MHz – 2690 MHz          | FDD         |
| n8                | 880 MHz – 915 MHz          | 925 MHz – 960 MHz            | FDD         |
| n12               | 699 MHz – 716 MHz          | 729 MHz – 746 MHz            | FDD         |
| n20               | 832 MHz – 862 MHz          | 791 MHz – 821 MHz            | FDD         |
| n25               | 1850 MHz – 1915 MHz        | 1930 MHz – 1995 MHz          | FDD         |
| n28               | 703 MHz – 748 MHz          | 758 MHz – 803 MHz            | FDD         |
| n34               | 2010 MHz – 2025 MHz        | 2010 MHz – 2025 MHz          | TDD         |
| n38               | 2570 MHz – 2620 MHz        | 2570 MHz – 2620 MHz          | TDD         |
| n39               | 1880 MHz – 1920 MHz        | 1880 MHz – 1920 MHz          | TDD         |
| n40               | 2300 MHz – 2400 MHz        | 2300 MHz – 2400 MHz          | TDD         |
| n41               | 2496 MHz – 2690 MHz        | 2496 MHz – 2690 MHz          | TDD         |
| n50               | 1432 MHz – 1517 MHz        | 1432 MHz – 1517 MHz          | TDD1        |
| n51               | 1427 MHz – 1432 MHz        | 1427 MHz – 1432 MHz          | TDD         |
| n66               | 1710 MHz – 1780 MHz        | 2110 MHz – 2200 MHz          | FDD         |
| n70               | 1695 MHz – 1710 MHz        | 1995 MHz – 2020 MHz          | FDD         |
| n71               | 663 MHz – 698 MHz          | 617 MHz – 652 MHz            | FDD         |
| n74               | 1427 MHz – 1470 MHz        | 1475 MHz – 1518 MHz          | FDD         |
| n75               | N/A                        | 1432 MHz – 1517 MHz          | SDL         |
| n76               | N/A                        | 1427 MHz – 1432 MHz          | SDL         |
| n77               | 3300 MHz – 4200 MHz        | 3300 MHz – 4200 MHz          | TDD         |
| n78               | 3300 MHz – 3800 MHz        | 3300 MHz – 3800 MHz          | TDD         |
| n79               | 4400 MHz – 5000 MHz        | 4400 MHz – 5000 MHz          | TDD         |
| n80               | 1710 MHz – 1785 MHz        | N/A                          | SUL         |
| n81               | 880 MHz – 915 MHz          | N/A                          | SUL         |
| n82               | 832 MHz – 862 MHz          | N/A                          | SUL         |
| n83               | 703 MHz – 748 MHz          | N/A                          | SUL         |
| n84               | 1920 MHz – 1980 MHz        | N/A                          | SUL         |
| n86               | 1710 MHz – 1780MHz         | N/A                          | SUL         |
| n257              | 26500 MHz – 29500 MHz      | 26500 MHz – 29500 MHz        | TDD         |
| n258              | 24250 MHz – 27500 MHz      | 24250 MHz – 27500 MHz        | TDD         |
| n260              | 37000 MHz – 40000 MHz      | 37000 MHz – 40000 MHz        | TDD         |
| n261              | 27500 MHz – 28350 MHz      | 27500 MHz – 28350 MHz        | TDD         |

Tabla 3. Designación de bandas NR especificadas en Rel-15 [16]

Además, en la Tabla 3 se presentan las frecuencias operativas y anchos de banda de algunos de los sistemas de comunicación inalámbrica ampliamente utilizados. Señalando anchos de banda que van del 7% al 13% para las comunicaciones móviles estándar, y que se extienden hasta el 109% para sistemas de ultra ancho de banda. Las antenas deben ofrecer un rendimiento óptimo a lo largo de estos rangos de frecuencia.

| System  | Operating frequency                    | Overall bandwidth |
|---|--|-------------------|
| Advanced Mobile Phone Service (AMPS)                    | Tx: 824–849 MHz<br>Rx: 869–894 MHz     | 70 MHz (8.1 %)    |
| Global System for Mobile Communications (GSM)           | Tx: 880–915 MHz<br>Rx: 925–960 MHz     | 80 MHz (8.7 %)    |
| Personal Communications Service (PCS)                   | Tx: 1710–1785 MHz<br>Rx: 1805–1880 MHz | 170 MHz (9.5 %)   |
| Global System for Mobile Communications (GSM)           | Tx: 1850–1910 MHz<br>Rx: 1930–1990 MHz | 140 MHz (7.3 %)   |
| Wideband Code Division Multiple Access (WCDMA)          | Tx: 1920–1980 MHz<br>Rx: 2110–2170 MHz | 250 MHz (12.2 %)  |
| Universal Mobile Telecommunication Systems (UMTS)       | Tx: 1920–1980 MHz<br>Rx: 2110–2170 MHz | 250 MHz (10.2 %)  |
| Ultra-wideband (UWB) for communications and measurement | 3100–10 600 MHz<br>EIRP: < -41.3 dBm   | 7500 MHz (109 %)  |

Tabla 4. Frecuencias en los sistemas de comunicación inalámbricos [9]

Por otro lado, cabe resaltar las bandas de frecuencia utilizadas en aplicaciones satelitales. Entre las 120 misiones *CubeSat* estudiadas [5], al menos la mitad utilizan la banda UHF. Para garantizar la variedad de requerimientos de las misiones, se utilizan combinación de bandas: UHF, VHF, L, X, Ku y Ka.

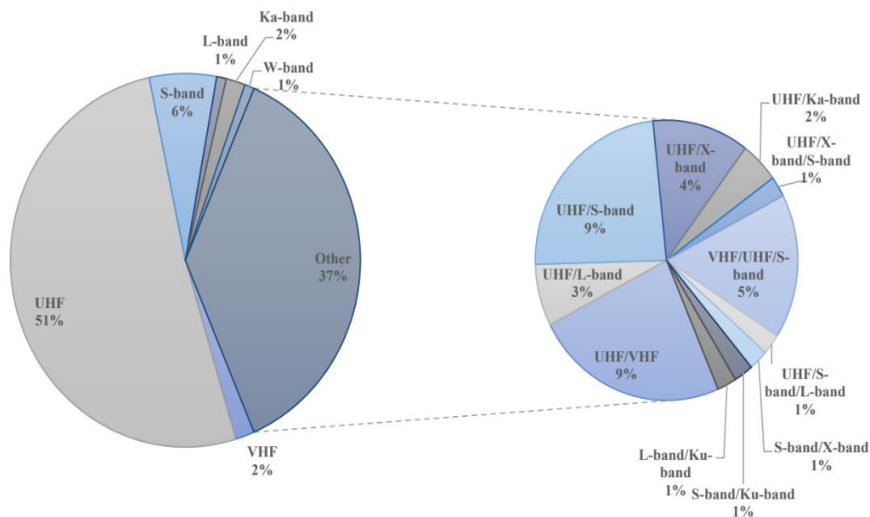


Ilustración 12. Bandas de Frecuencia usadas en 120 misiones CubeSat [5]

## 2.4. REVISIÓN DE REQUISITOS

Según la teoría vista anteriormente, debemos recopilar y revisar los requisitos necesarios para realizar la selección de prototipos y proponer una solución de antena a diseñar.

En la Tabla se recogen las **bandas de frecuencia** que idealmente debería abarcar nuestro diseño, según el estudio de frecuencias, y teniendo en cuenta un margen del 20%:

| Bandas  | $f_{min}$ (MHz) | $f_{max}$ (MHz) | BW (MHz) | 20% BW | $f_{min} -10%$ (MHz) | $f_{max} +10%$ (MHz) |
|---------|-----------------|-----------------|----------|--------|----------------------|----------------------|
| banda 1 | 440             | 450             | 10       | 2      | 439                  | 451                  |
| banda 2 | 617             | 960             | 343      | 68,6   | 582,7                | 994,3                |
| banda 3 | 1427            | 1518            | 91       | 18,2   | 1417,9               | 1527,1               |
| banda 4 | 1695            | 2200            | 505      | 101    | 1644,5               | 2250,5               |
| banda 5 | 2300            | 2400            | 100      | 20     | 2290                 | 2410                 |
| banda 6 | 2500            | 2690            | 190      | 38     | 2481                 | 2709                 |
| banda 7 | 3300            | 4200            | 900      | 180    | 3210                 | 4290                 |
| banda 8 | 4400            | 5000            | 600      | 120    | 4340                 | 5060                 |

Tabla 5. Agrupación de bandas de frecuencia de interés. Requisitos

En segundo lugar, habrá que tener en cuenta el **nivel de adaptación** a las diferentes frecuencias de resonancia. Para ello evaluaremos fundamentalmente los parámetros S, revisados en teoría, y concretamente el  $S_{11}$ . Así conoceremos la reflexión que se produce a las diferentes frecuencias, exigiendo un nivel mínimo de -10 dB a -15 dB para este tipo de sistemas y aplicaciones.

Finalmente, cabe estudiar las exigencias que existen para sistemas a bordo de *Smallsats* y *Cubesats*, o de redes móviles 5G, ya descritos anteriormente. En este sentido, las **restricciones de tamaño** podemos acotarlas en un área máxima de 50mm x 50mm. En cuanto a la profundidad, las limitaciones no son tan relevantes, puesto que el tipo de antenas que se barajan para diseñar para estas aplicaciones son generalmente de bajo o muy bajo perfil.

## 2.5. SELECCIÓN DE PROTOTIPOS CON MÚLTIPLES PROPIEDADES A DISEÑAR

A continuación, se detallan los prototipos que se han estudiado, así como sus principales frecuencias de operación y ancho de banda a -10dB. Hemos podido clasificarlos en IFA (*Inverted-F Antenna*), MIFA (*Meandered Inverted-F Antenna*), PIFA (*Planar Inverted-F Antenna*) y Otros (incluyen

diseños como monopolos o dipolos y sus variantes geométricas). Las filas remarcadas son los prototipos que hemos seleccionado para hacer un primer análisis. En el Anexo (A.4. DISEÑOS ESTUDIADOS) podemos encontrar los diagramas, parámetros y geometrías de estos diseños.

| Diseño  | f1 (GHz) | fc (GHz)  | f2 (GHz) | %BW @-10dB | Comentarios                             | LEYENDA |
|---|----------|-----------|----------|------------|---|---------|
| 2.4GHz_IFA_FR4  | 2,34     | 2,44      | 2,56     | 9,02       | -                                       | IFA     |
| 2.4GHz_Inverted-F_Antenna                                   | 2,25     | 2,43      | 2,64     | 16,05      | muy pequeña                             | MIFA    |
| 2.4GHz_MIFA_FR4   | 2,33     | 2,44      | 2,56     | 9,43       | -                                       | PIFA    |
| CPW_Fed_Inverted_F_Monopole_1.9GHz_2.2GHz                   | 1,904    | 2,09      | 2,204    | 14,35      | -                                       | Otros   |
| Circular_Meander_Inverted_F-Antenna                         |          |           | no data  |            | -                                       |         |
| Continuously_Tuned_PIFA                                     |          |           | no data  |            | -                                       |         |
| Diversity_PIFA_Antenna_2.4GHz_5.5GHz                        |          |           | no data  |            | muy pequeña, no data                    |         |
| Dual-Band_802.11abg_PIFA                                    | -        | 2.4 y 5.2 | -        | -          | -                                       |         |
| Dual-Band_PIFA_1.56GHz-3.6GHz                               | 3,3      | 3,4       | 3,8      | 14,71      | banda estrecha a 1.6                    |         |
| Dual-Band_PIFA_Antenna_900MHz-1.8GHz                        | 1,75     | 1,8       | 1,85     | 5,56       | banda estrecha a 0.9                    |         |
| Dual-Band_PIFA_Hilbert_Element                              |          |           | no data  |            | -                                       |         |
| Dual-Band_PIFA_for_2.4GHz_5.6GHz                            | 4,6      | 5,6       | 6        | 25,00      | elemento radiante pequeño               |         |
| Dual-Band_Planar_Inverted-F_Antenna_900MHz-1.9GHz           | 0,8      | 0,85      | 0,9      | 11,76      | -                                       |         |
| Dual_Band_Branch_Line_Monopole_900MHz_1.8GHz_25mm           | 1,703    | 1,8       | 1,89     | 10,39      | pequeña, banda estrecha en 0.9          |         |
| Dual_Band_Branch_Line_Monopole_900MHz_1.8GHz_36mm           | 1,705    | 1,8       | 1,88     | 9,72       | pequeña, banda estrecha en 0.9          |         |
| Dual_Band_PIFA_Folded_Slit_Loaded_Patch_900MHz-1.8GHz       |          |           | no data  |            | -                                       |         |
| Dual_Band_PIFA_Meandered_Patch_Folded_End_900MHz-1.8GHz     | 1,85     | 2         | 2,05     | 10,00      | elemento radiante pequeño               |         |
| Dual_Band_PIFA_Patch_Loaded_with_Ind_Cap                    |          |           | no data  |            | -                                       |         |
| Dual_Band_PIFA_Rectangular_Spiral_Strip_and_Ind             | 1,85     | 1,95      | 2,02     | 8,72       | muy pequeña                             |         |
| Dual_Band_PIFA_Shorted_Strips_and_Patch_900MHz-1.8GHz       | 1,72     | 1,8       | 1,9      | 10,00      | pequeña, banda estrecha en 0.9          |         |
| Dual_Band_PIFA_Spiral_Strip_Nonuniform_Width                | 1,84     | 1,88      | 1,95     | 5,85       | pequeña, banda muy estrecha en 0.9      |         |
| Dual_Band_PIFA_Two_Shorting_Strips_2.4GHz_5.6GHz            | 5,14     | 5,3       | 5,417    | 5,23       | pequeña, banda estrecha en 2.4          |         |
| Dual_Band_Printed_Inverted-F_Ant_2.4GHz_5.2GHz              | 5,1      | 5,2       | 5,355    | 4,90       | banda en 2.4                            |         |
| IFA_and_Loaded-IFA_Antennas_5.5GHz                          | 5        | 5,5       | 6,1      | 20,00      | muy pequeña                             |         |
| IIFA_and_BhA_Antennas_for_2.4GHz                            |          |           | no data  |            | elemento radiante pequeño               |         |
| Inverted-F_Antenna_for_ISM_Band_2.4GHz                      | 2,32     | 2,45      | 2,6      | 11,43      | elemento radiante pequeño               |         |
| Inverted_FL_Antenna_Dual-Frequency_2.4GHz_5.6GHz            |          |           | no data  |            | muy pequeña                             |         |
| Meander_PIFA_Antenna_860MHz                                 | -        | 0.8 a 1.3 | -        | 0.6 a 11.2 | pequeña                                 |         |
| Meandering_Inverted-F_Antenna_900MHz                        | 8,4      | 8,64      | 8,9      | 5,79       | pequeña                                 |         |
| Metal_Strips_Dual-Band_PIFA_Antenna                         | 1,85     | 1,92      | 2,1      | 13,02      | elemento radiante pequeño               |         |
| Multiple-Frequency_PIFA                                     |          |           | no data  |            | -                                       |         |
| PIFA_Rectangular_Top_Patch_2GHz                             | 1,82     | 2,07      | 2,3      | 23,19      | elemento radiante pequeño               |         |
| PIFA_with_Parasitic_Elements                                |          |           | no data  |            | -                                       |         |
| PIFA_with_T-Shaped_Ground                                   | 1,95     | 2         | 2,05     | 5,00       | -                                       |         |
| Planar_Inverted-F_Ant_from_Monopole                         |          |           | no data  |            | -                                       |         |
| Planar_Inverted-F_Ant_from_Patch                            | -        | 1.4-2.4   | -        | -          | -                                       |         |
| Quad-Band_PIFA  | 1,7      | 2         | 2,15     | 22,50      | muy pequeña, banda estrecha a 0.9       |         |
| Semi-Loop_Antenna_433MHz                                    | -        | 0,433     | -        | -          | -                                       |         |
| Stacked_PIFA_1.8GHz   | 1,688    | 1,85      | 1,89     | 10,92      | muy pequeña                             |         |
| Stacked_PIFA_900MHz   | 0,868    | 0,93      | 0,962    | 10,11      | -                                       |         |
| Triple-Band_PIFA_Branch_Line_Strip_900MHz-1.8GHz_2.4GHz     | 2,41     | 2,445     | 2,48     | 2,86       | muy pequeña, banda estrecha a 1.7 y 0.9 |         |
| Triple-Band_PIFA_ant_900MHz-1.8GHz-2.4GHz                   |          |           | no data  |            | -                                       |         |
| Triple_Band_Branch_Line_Monopole_900MHz_1.8GHz_1.9GHz       | 1,69     | 1,8       | 2        | 17,22      | pequeña                                 |         |
| Triple_Band_Planar_Monopole_with_Slits_900MHz_1.8GHz_1.9GHz | 1,7      | 1,9       | 2,2      | 26,32      | pequeña, banda estrecha en 0.9          |         |
| Wideband_Meander_PIFA_Resistor_Loaded                       |          |           | no data  |            | -                                       |         |
| Wideband_Slot-Loaded-Tapered_PIFA                           |          |           | no data  |            | -                                       |         |
| Wire_PIFA_L-shaped_Ground_2GHz                              | 1,97     | 2,025     | 2,1      | 6,42       | elemento radiante pequeño               |         |

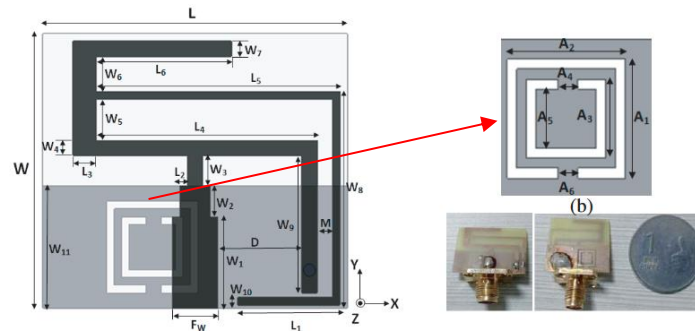
Tabla 6. Estudio de diferentes diseños (prototipos) del estado del arte

Algunos diseños clave a estudiar incluyen modelos tipo PIFDLA (*Planar Inverted-F dual-L Antenna*) [17], utilizados en aplicaciones multibanda. En este diseño es clave la utilización de ranuras, que modifican los caminos de corriente y dividen el elemento radiante en varias regiones resonantes. El diseño es notable por su tamaño compacto con dimensiones de 24 mm x 30 mm x 7 mm montadas sobre un plano de masa finito de 30 mm x 30 mm x 1 mm.

También se han estudiado otros modelos tales como: antenas de ranura alimentada por Microsrip, con UWB (*ultra-wideband*) [18]; UWB PIFA de bajo perfil, con dos resonancias [19]; PIFA compactas, diseñadas para aplicaciones de 5G [20]; como también modelos IFA multibanda para comunicaciones inalámbricas [21][22][23].

### 2.5.1. SOLUCIÓN DE ANTENA PROPUESTA

Finalmente, la solución de antena propuesta se va a basar en el diseño estudiado en [24], con frecuencias resonantes sintonizables en las bandas inferiores (0.9-2.4 GHz y 3.276–3.756 GHz) y superiores (4.271-4.451 GHz y 5.405–5.612 GHz). Sus dimensiones compactas son de 24 mm x 30 mm x 7 mm, montada sobre un plano de tierra finito de 30 mm x 30 mm x 1 mm. Esta antena es innovadora por su capacidad de operar en múltiples bandas usando una sola estructura alimentada.



**Ilustración 13. Geometría y medidas de la antena propuesta [24]**

|                     |          |           |           |           |
|---------------------|----------|-----------|-----------|-----------|
| Frequency Band      | 900 MHz  | 3.5 GHz   | 4.2 GHz   | 5.5 GHz   |
| Control range (MHz) | 900–2400 | 3276–3756 | 4271–4451 | 5405–5612 |
| Control range (%)   | 90.90    | 13.65     | 4.12      | 3.75      |

**Tabla 7. Control Independiente de frecuencias del diseño estudiado en [24]**

Si realizamos un estudio de dicha geometría, observamos que tenemos varias capas: plano de masa (dimensiones  $W_{11} \times L$ ), sustrato (dimensiones  $W \times L$  y cte. dieléctrica  $\epsilon_r=4.4$ ) y elemento radiante de material conductor (grosor típico de 0.035mm).

| Parámetro | Valor (mm) | Parámetro | Valor (mm) |
|-----------|------------|-----------|------------|
| L         | 20         | W4        | 1          |
| W         | 18         | W5        | 2.7        |
| Fw        | 3          | W6        | 2.3        |
| L1        | 6.5        | W7        | 1          |
| L2        | 1          | W8        | 14         |
| L3        | 1.5        | W9        | 9          |
| L4        | 14.5       | W10       | 0.5        |
| L5        | 16         | D         | 5.5        |
| L6        | 8.9        | M         | 1          |
| W1        | 6          | A1=A2     | 6          |
| W2        | 2          | A3        | 4          |
| W3        | 2          | A5        | 3          |
|           |            | A4=A6     | 1          |

**Tabla 8. Parámetros iniciales de la antena propuesta**

Para caracterizar su comportamiento, el diseño final ha sido construido en varias fases: IFA1, IFA2, IFA3, IFA4 e IFA5.

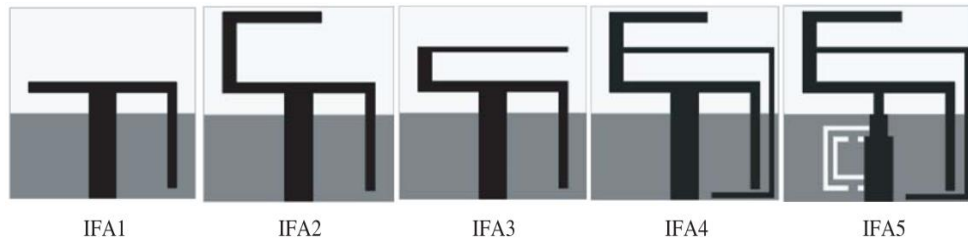


Ilustración 14. Fases de mejora del diseño estudiado en [24]

- **IFA1:** tiene forma de T recortada y produce frecuencias de resonancia en torno a 5.8 GHz y 6.4 GHz.
- **IFA2:** La introducción de la rama superior produce desplazamiento de la banda inferior a 3.275GHz. La rama inferior produce la banda en torno a los 6.4 GHz. Podemos obtener las siguientes relaciones entre las longitudes de los brazos, la longitud total de la pista y su frecuencia de resonancia fundamental:

$$L_{IFA2} = \frac{L3 + L4}{2} + W5 + W6 + W7 + L6 = 22.9 \text{ mm} \quad (42)$$

$$f_{IFA2(lower)} = \frac{\lambda_c}{4} = \frac{c}{4L_{IFA2}} = 3.275 \text{ GHz} \quad (43)$$

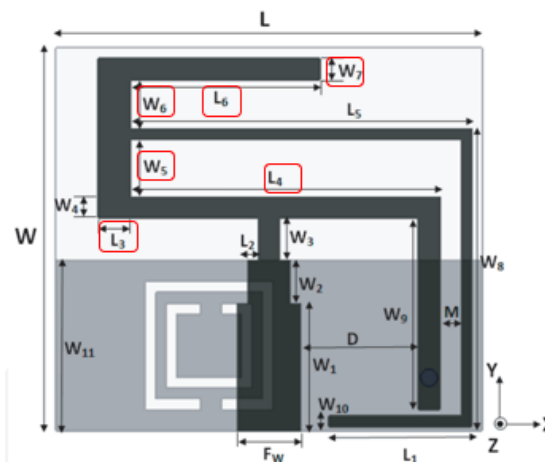


Ilustración 15. Medidas relevantes la IFA2 del diseño propuesto [24]

- **IFA3:** Modificación del parámetro W7, y reducción de W6 y W5. La banda inferior se desplaza a 2.8 GHz. Se mantiene la resonancia en torno a los 6.4 GHz. Podemos obtener las siguientes relaciones entre las longitudes de los brazos, la longitud total de la pista y su frecuencia de resonancia fundamental:

$$L_{IFA3} = \frac{L3 + L4}{2} + W5 + L5 = 26.7 \text{ mm} \quad (44)$$

$$f_{IFA3(lower)} = \frac{\lambda_c}{4} = \frac{c}{4L_{IFA3}} = 2.8 \text{ GHz} \quad (45)$$

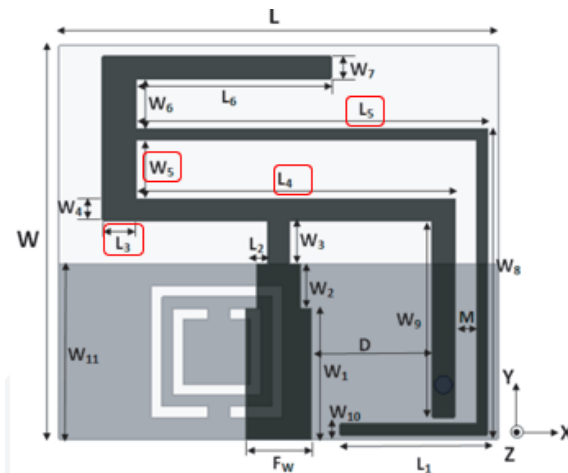


Ilustración 16. Medidas relevantes la IFA3 del diseño propuesto [24]

- IFA4:** Combinación de los modelos anteriores, IFA2 e IFA3, añadiendo una extensión del brazo superior obtenido en IFA3. El resultado son dos brazos en forma de T recordada y uno de menor ancho conectado al brazo superior. Observamos que aparece una banda inferior en 0.968 GHz (efecto de extensión del brazo intermedio). La banda de 3.6 GHz, excitada por el brazo superior, y la banda en 5.6 GHz, sintonizada por el brazo inferior. Podemos obtener las siguientes relaciones entre las longitudes de los brazos, la longitud total de la pista y su frecuencia de resonancia fundamental:

$$L_{IFA4} = \frac{L3 + L4}{2} + W5 + L5 + W8 + L1 = 47.2 \text{ mm} \quad (46)$$

$$f_{IFA4(lower)} = \frac{\lambda_c}{4} = \frac{c}{4L_{IFA4}} = 0.968 \text{ GHz} \quad (47)$$

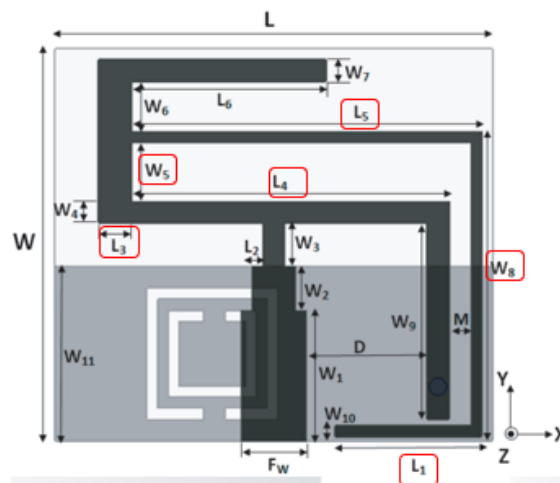
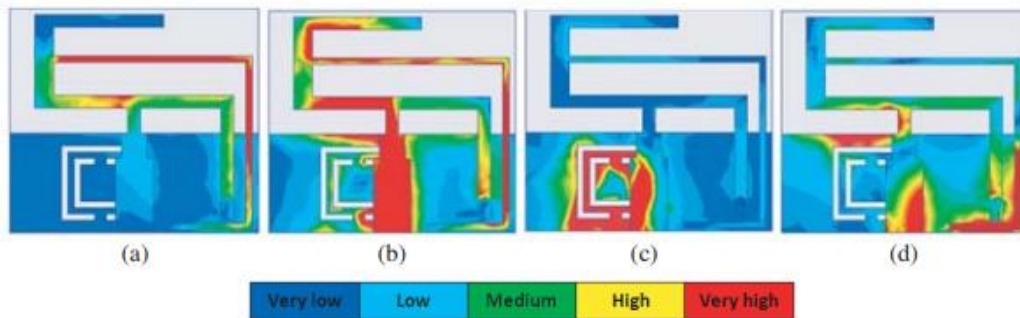


Ilustración 17. Medidas relevantes la IFA4 del diseño propuesto [24]

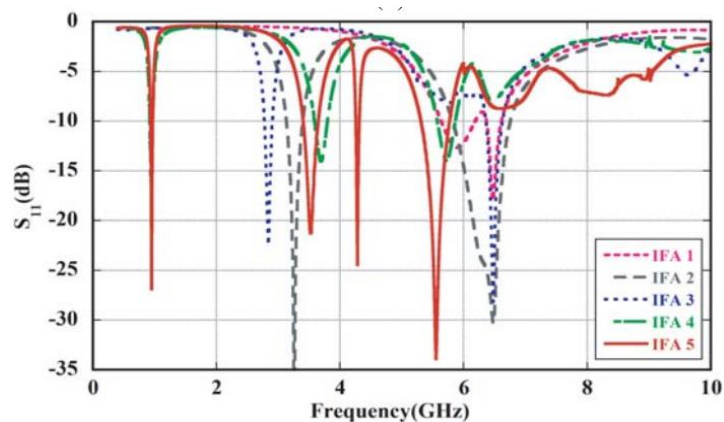
- IFA5:** Se introduce una perforación en el plano de masa en forma de anillo. Se trata de un CSRR (Resonador de Anillo Dividido Complementario). Aparece una nueva frecuencia de resonancia en torno a los 4.2 GHz. Las bandas anteriores permanecen casi estáticas: 0.968 GHz, 3.5 GHz y 5.5 GHz.

Dichos efectos pueden corroborarse mediante un estudio de las **distribuciones de corrientes** que circulan por las pistas y su intensidad, debido a los acoplos que se producen a las diferentes frecuencias:



**Ilustración 18.** Distribuciones de Corrientes (A/m) en la estructura a las frecuencias de 900MHz (a), 3.5 GHz (b), 4.2 GHz (c) y 5.5 GHz (d) [24]

Comparando los resultados solapados del parámetro S11 de los cinco modelos, podemos concluir que los diseños con brazos asimétricos y con forma de T generan nuevas bandas de resonancia.



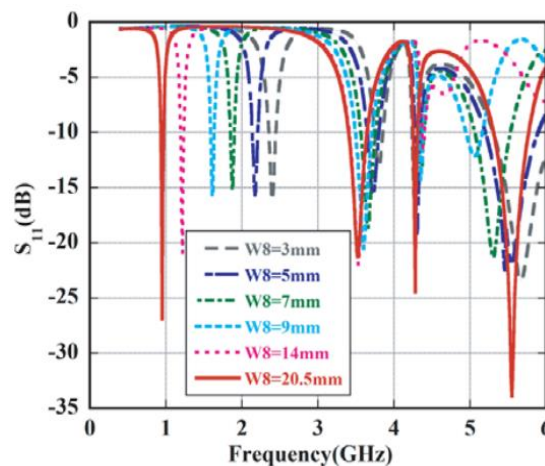
**Ilustración 19.** Curvas de parámetros S11 de los cinco modelos de la antena propuesta [24]

Como se ha mencionado anteriormente, este diseño fue propuesto entre otros aspectos, por la posibilidad de **sintonización en frecuencia** en función de ciertos parámetros:

- **Parámetro W8:** la longitud del brazo intermedio, que se extiende en la dirección del eje Y, produce una sintonización independiente en la banda inferior. El rango va desde 2.4 GHz, hasta 0.9 GHz (aplicaciones Wifi y GSM). Además, la longitud óptima se da para 0.9 GHz:

$$W8 = 14 \text{ mm} + L1 = 20.5 \text{ mm} \tag{48}$$

$$L1 = 6.5 \text{ mm} \tag{49}$$



**Ilustración 20.** Efecto de diferentes valores de W8 en S11 [24]

- Parámetro L6: la longitud en el brazo superior, que se extiende en la dirección del eje X, produce una sintonización independiente en la segunda banda. El rango va desde 3.276 GHz, hasta 3.756 GHz. Además, la longitud óptima se da para 3.5 GHz:

$$L6 = 8.9 \text{ mm}$$

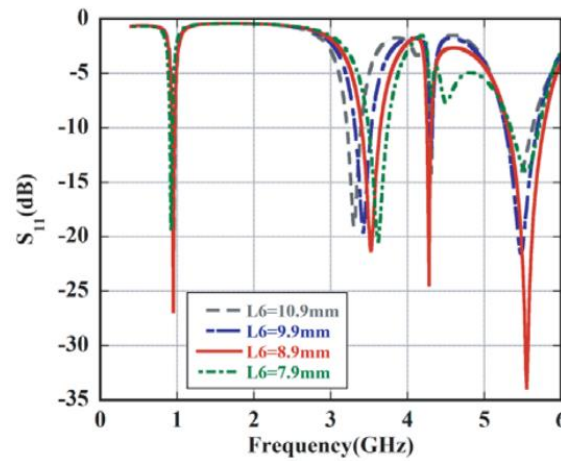


Ilustración 21. Efecto de diferentes valores de L6 en S11 [24]

- Parámetros D y M: la distancia entre el brazo inferior y el brazo intermedio, que es dependiente de la distancia entre el brazo inferior y la línea microstrip (se extiende en la dirección del eje X), produce una sintonización independiente en la tercera y cuarta banda. Los rangos van desde 4.271 GHz hasta 4.451 GHz, y de 5.405 GHz hasta 5.612 GHz. Además, la longitud óptima se da para 4.2 GHz y 5.5 GHz:

$$D = 5.5 \text{ mm} \tag{50}$$

$$M = 1 \text{ mm} \tag{51}$$

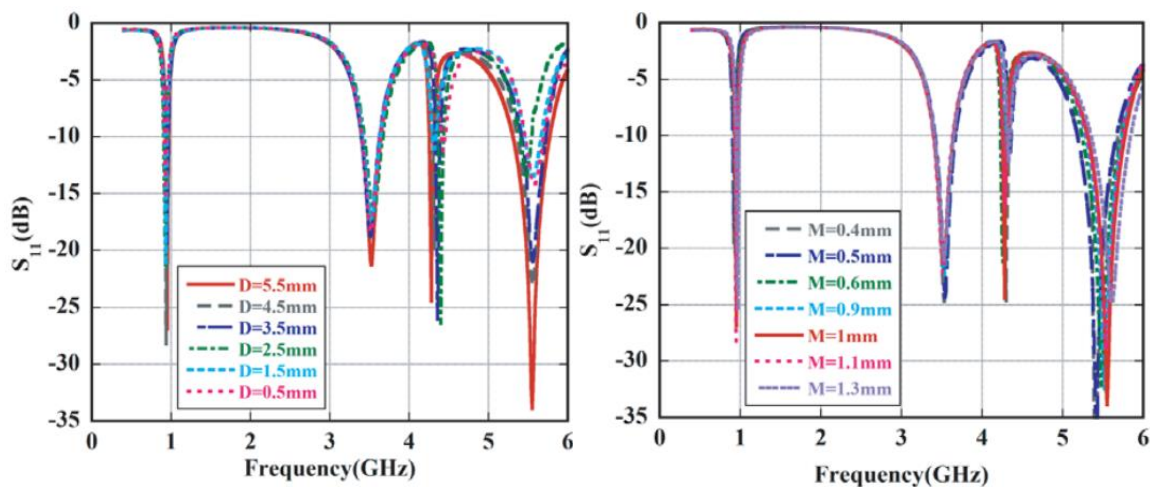


Ilustración 22. Efecto de diferentes valores de D y M en S11 [24]

## 2.6.PLANIFICACIÓN Y FLOW-CHART

La metodología que hemos seguido para el diseño e implementación de nuestra antena se basa en el siguiente diagrama de flujos. Para avanzar al siguiente objetivo o etapa es necesario haber superado los hitos anteriores. De esta forma, se define claramente cuáles son los puntos clave que debe cumplir nuestro diseño, y se realiza un proceso iterativo basado en las etapas anteriores. Con esta forma de trabajo hemos conseguido llegar más lejos, en menos tiempo (en base a la realimentación) y por tanto siendo más eficientes con cada acción tomada.

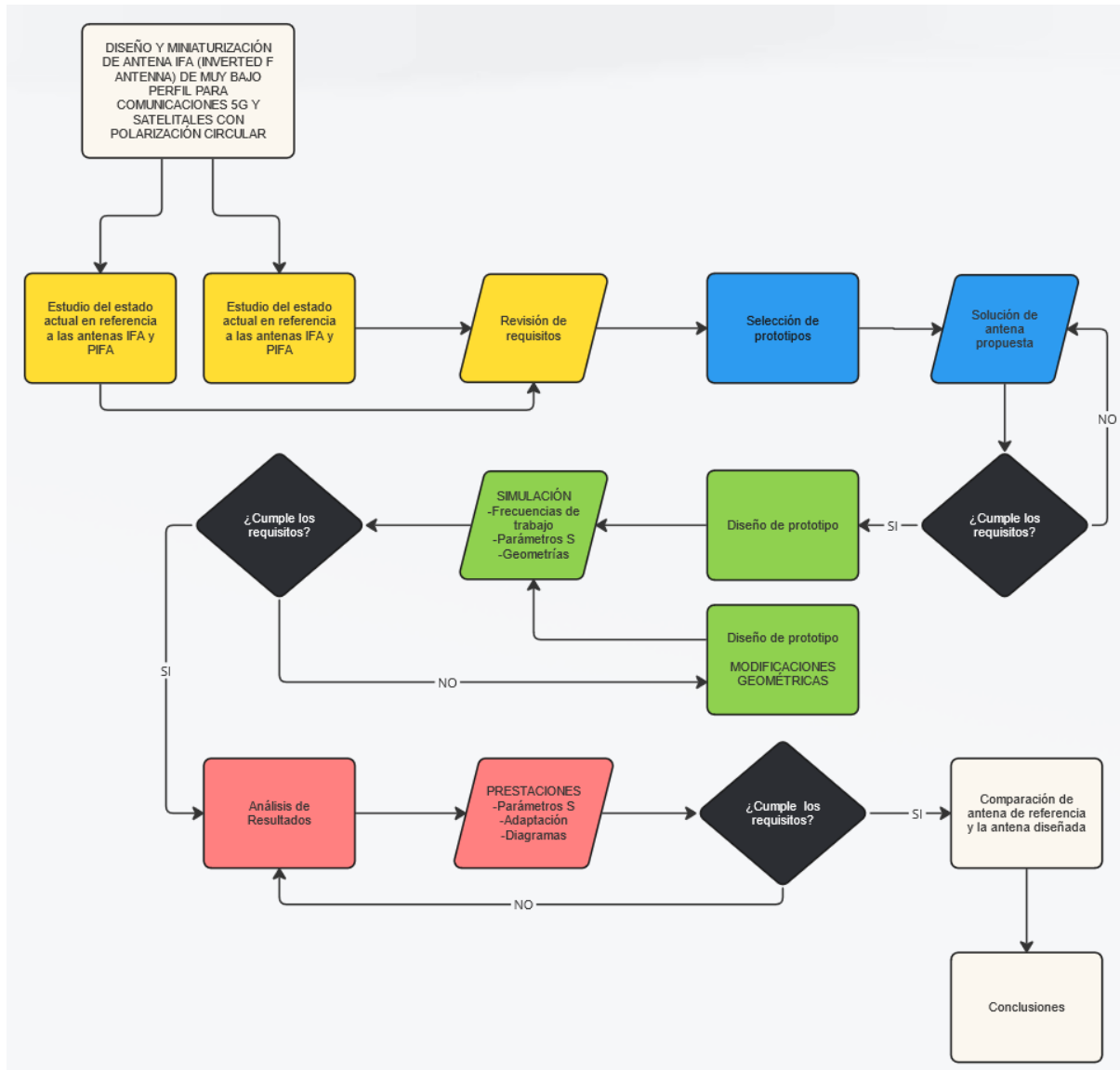


Ilustración 23. Flow chart ilustrativo del proceso completo para el diseño final propuesto

### 3. RESULTADOS

#### 3.1. MODELO DE REFERENCIA

Con el objeto de verificar los resultados que se presentan en [24], hemos procedido a implementar el modelo de referencia en CST. Tras comprobar las relaciones entre los parámetros iniciales del modelo, recogidos en la Tabla 8, se han realizado varias simulaciones. A continuación, se presenta la geometría de los dos modelos, con y sin red de adaptación.

- Con red de adaptación:

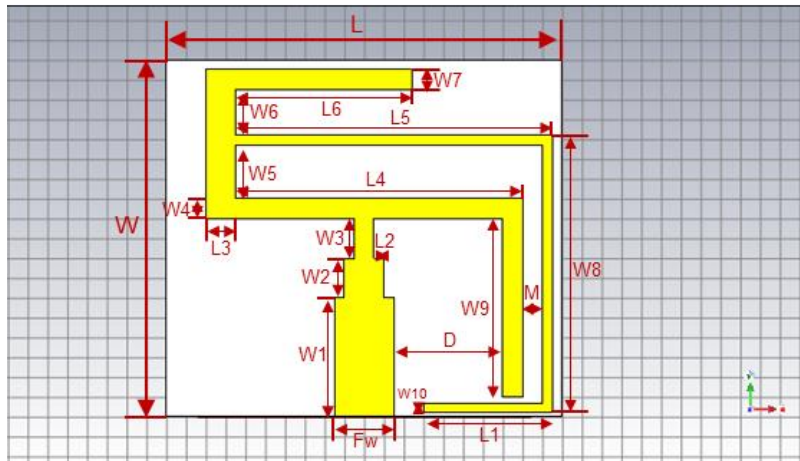


Ilustración 24. Geometría del modelo inicial con red de adaptación, vista frontal (plano XY)

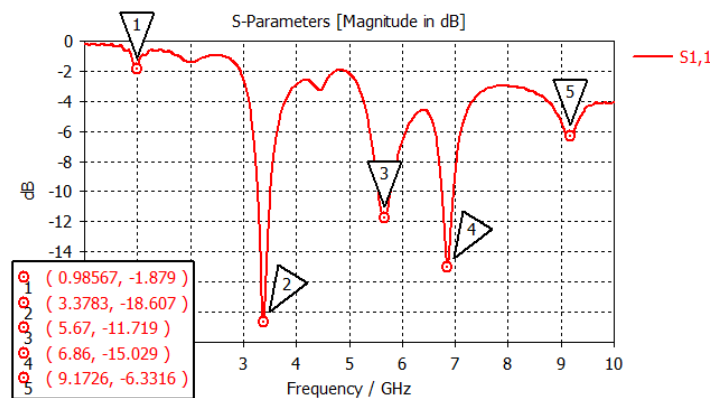


Ilustración 25. Parámetros S11, modelo con red de adaptación

Observamos como las diferentes frecuencias de resonancia aparecen más cerca del centro de la Carta de Smith (Ilustración 26). Por tanto, la red de adaptación cumple su función, mejorando la adaptación del puerto en la línea Microsíp, con respecto al modelo sin red de adaptación (Ilustración 29).

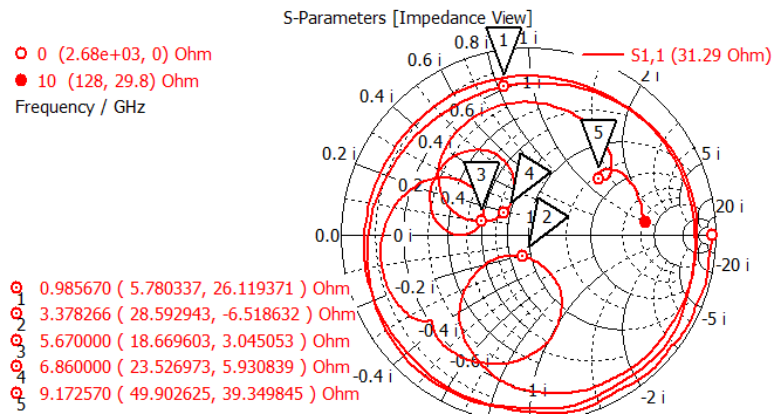


Ilustración 26. Carta de Smith (parámetros S), modelo con red de adaptación

- Sin red de adaptación:

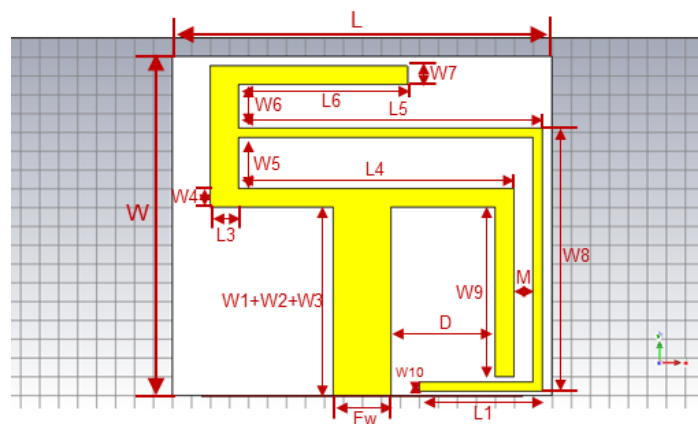


Ilustración 27. Geometría del modelo inicial sin red de adaptación, vista frontal (plano XY)

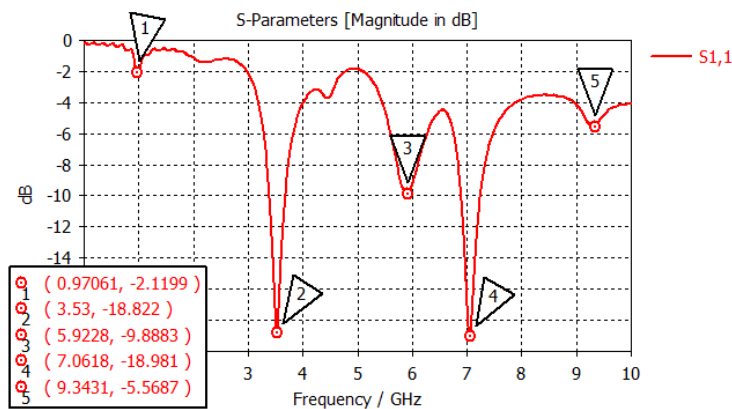


Ilustración 28. Parámetros S11, modelo sin red de adaptación

Observamos como se produce una mejor adaptación en la frecuencia en torno a los 7GHz (marcador 4 de la Ilustración 28) con respecto al modelo con red de adaptación (marcador 4 de la Ilustración 25). Además, se mantiene una adaptación en el puerto considerablemente buena, en las frecuencias de interés.

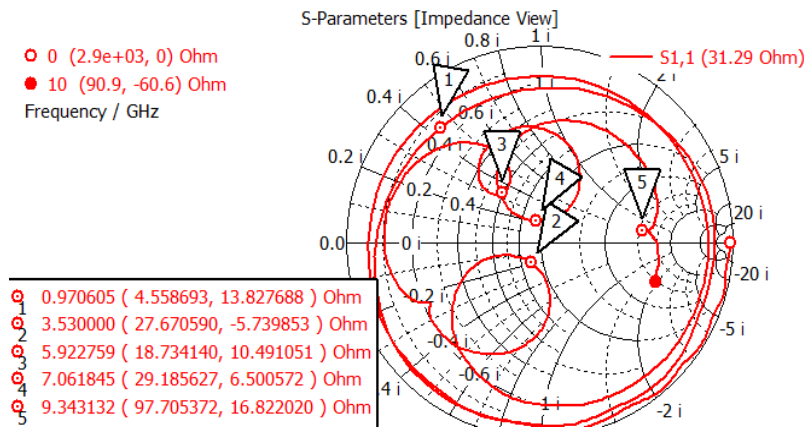


Ilustración 29. Carta de Smith (parámetros S), modelo sin red de adaptación

Por otro lado, los resultados obtenidos de ambos modelos son realmente similares a los del modelo de referencia visto en [24]. Las diferencias se producen en el nivel del parámetro S11 y observamos cierto desplazamiento a la derecha de todas las bandas, salvo la primera en torno a los 0.97 GHz.

Se presentan a continuación los diagramas en 2D para ambas componentes  $\phi$  y  $\theta$ , y en los cortes de los planos de interés:  $\phi=0^\circ$  y  $\phi=90^\circ$ .

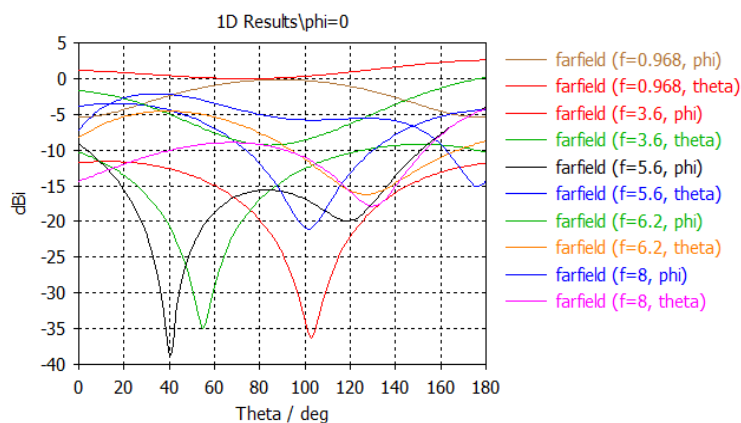


Ilustración 30. Diagrama de radiación 2D para ambas componentes ( $\phi$  y  $\theta$ ) en el plano  $\phi=0^\circ$

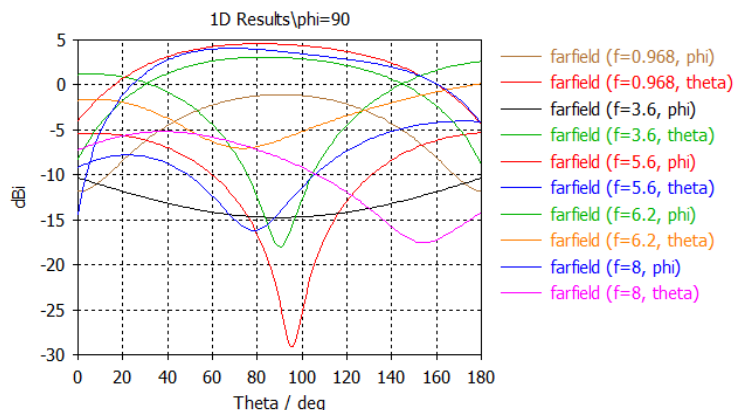


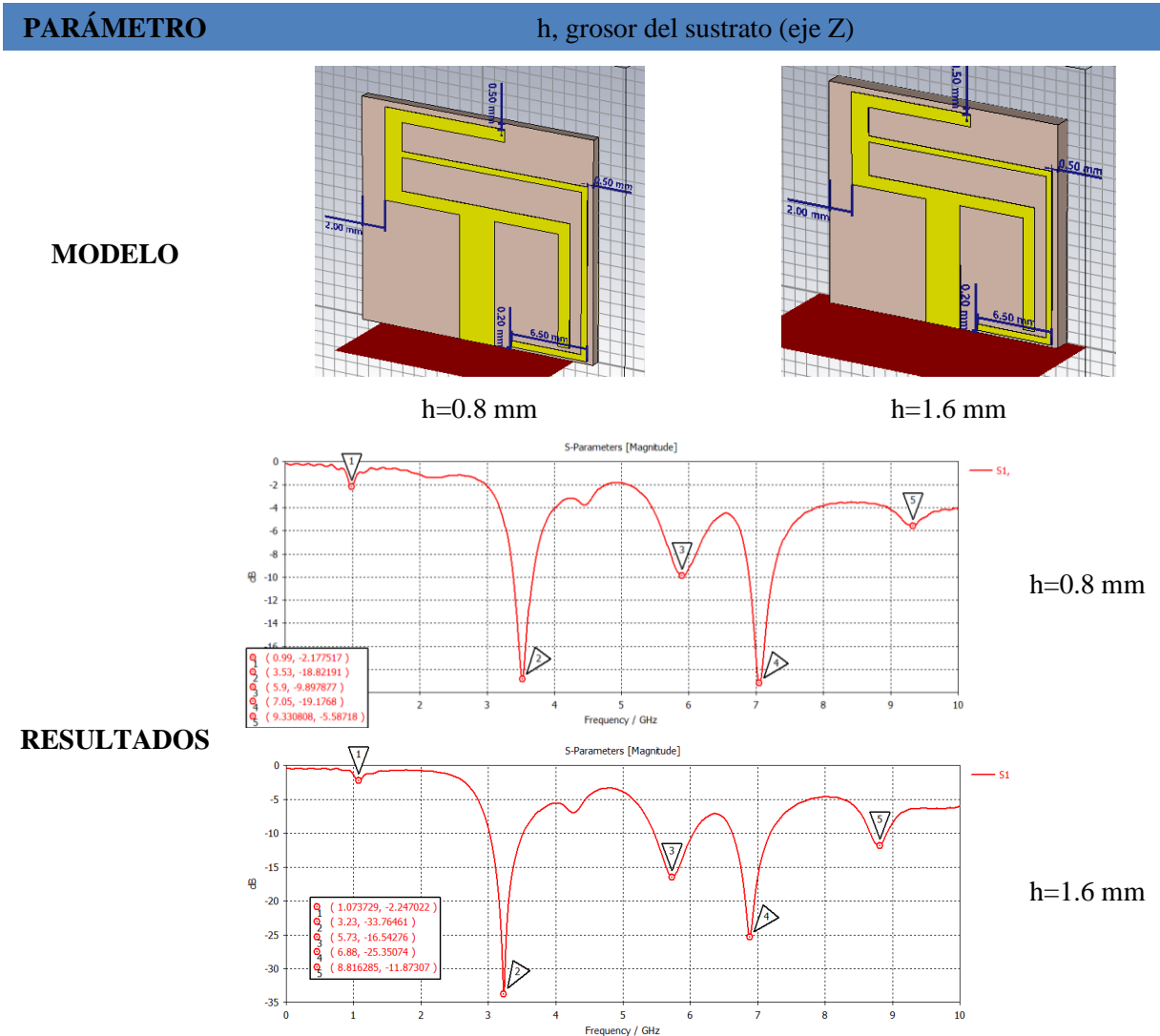
Ilustración 31. Diagrama de radiación 2D para ambas componentes ( $\phi$  y  $\theta$ ) en el plano  $\phi=90^\circ$

Observamos como los patrones cambian notablemente con la frecuencia, lo que sugiere que la antena PIFA puede ser diseñada para operar eficientemente en múltiples bandas de frecuencia. Además, los

patrones de radiación en ambos planos son significativamente diferentes, mostrando un comportamiento interesante para optimizar la cobertura y el rendimiento de la antena.

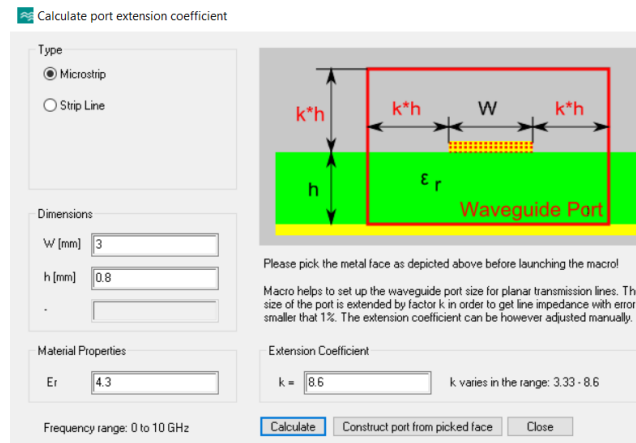
### 3.2. ANÁLISIS DE PARÁMETROS

Vamos a analizar los parámetros del diseño inicial. De esta forma podemos comprender el efecto que tiene cada uno de ellos sobre las frecuencias de resonancia de la estructura, debido a las distintas configuraciones geométricas, y por tanto las variaciones en los campos e intensidad de corriente que se excitan para cada frecuencia.



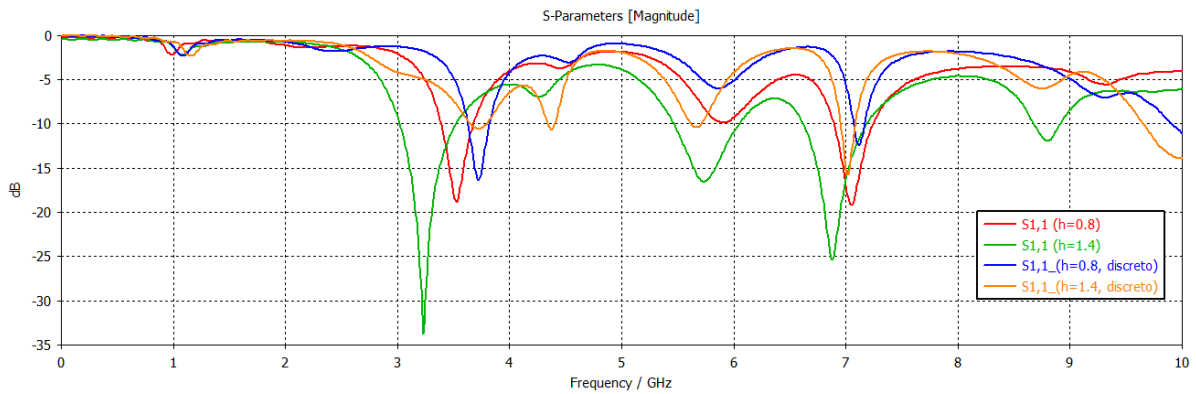
Concluimos que mediante el parámetro h, podemos controlar el desplazamiento a bandas inferiores, cuando aumentamos dicho grosor. Además, en el Anexo (A.5. ANÁLISIS DE PARÁMETROS. RESULTADOS) se incluyen más variaciones del parámetro h con respecto a otros parámetros.

Mediante CST Podemos calcular el coeficiente del “Waveguide port”, y con ello construirlo mediante tecnología Microsip. En la Ilustración 32 observamos las dimensiones del puerto, en función de los parámetros de diseño: W (anchura de la línea Microsip), h (grosor del dieléctrico), y  $\epsilon_r$  (cte. dieléctrica del sustrato).



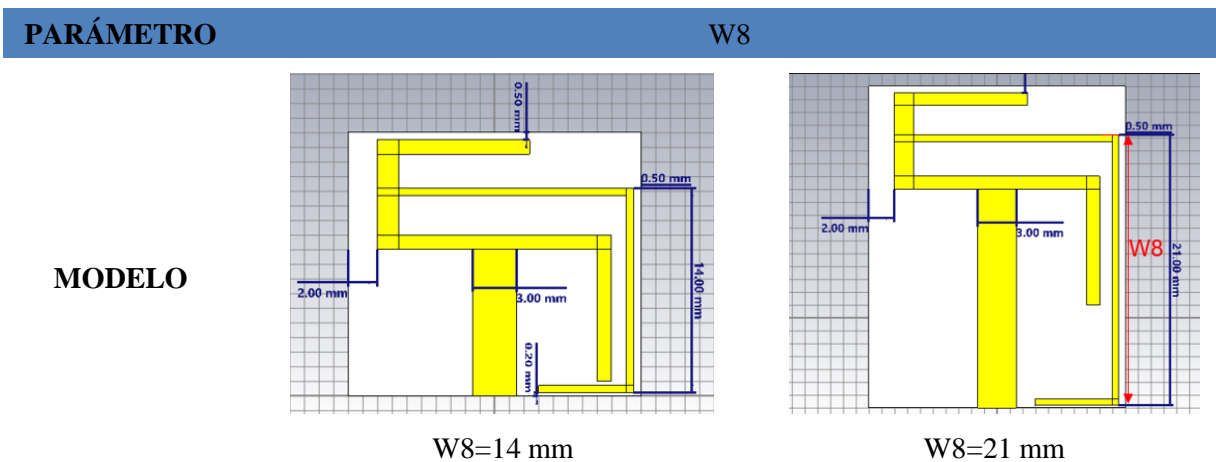
**Ilustración 32. Herramienta para el cálculo del coeficiente del puerto con tecnología Microstrip**

Con objeto de acortar los tiempos de simulación y, por tanto, optimizar mejor los recursos disponibles, procedemos a un análisis del uso de puerto discreto en nuestro modelo. Para ello estudiamos su efecto en los parámetros sobre los que se calcula el puerto con guía de onda Microstrip.

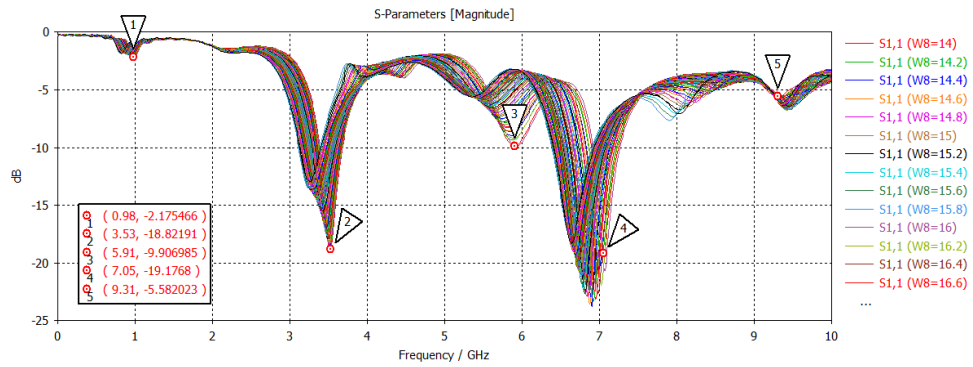


**Ilustración 33. Gráfica comparativa del uso de puerto discreto respecto a puerto de guía de onda Microstrip (variación de h)**

Observamos un comportamiento similar en toda la banda de frecuencias de interés, por lo que a partir de este punto vamos a utilizar esta aproximación. Otros parámetros sobre los que se ha realizado un análisis son:



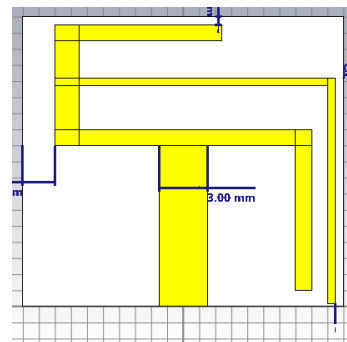
**RESULTADOS**



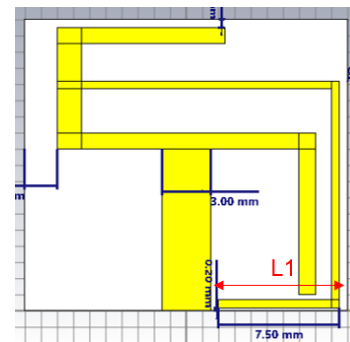
**CONCLUSIÓN** Concluimos que aumentando W8 se consigue desplazar a bandas inferiores, a costa de aumentar el tamaño de la antena, y empeora la adaptación.

**PARÁMETRO L1**

**MODELO**

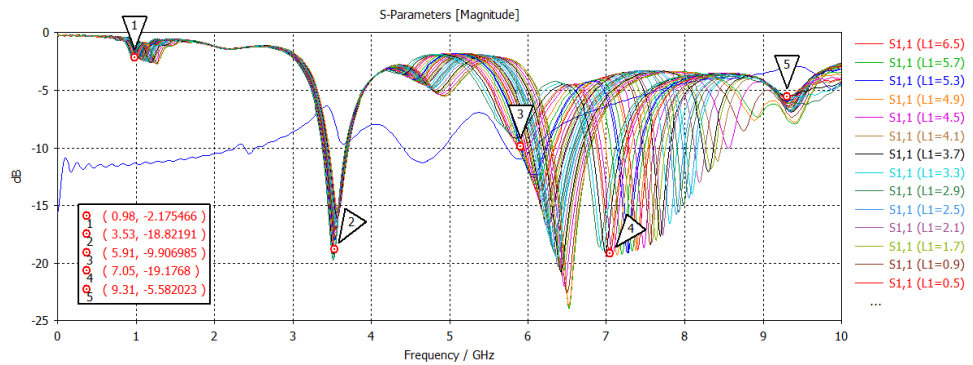


L1=0 mm



L1=7.5 mm

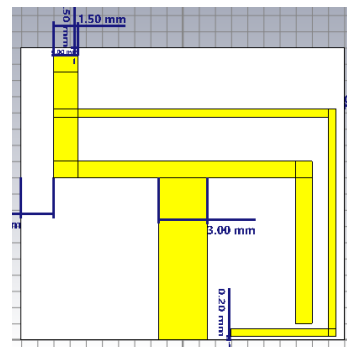
**RESULTADOS**



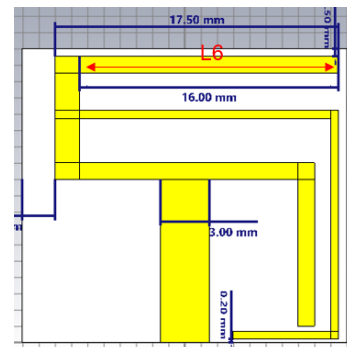
**CONCLUSIÓN** Al disminuir L1 las bandas se desplazan a la derecha. Se consigue mayor adaptación en la tercera banda. Empeora la adaptación en la cuarta banda.

**PARÁMETRO** L6

**MODELO**

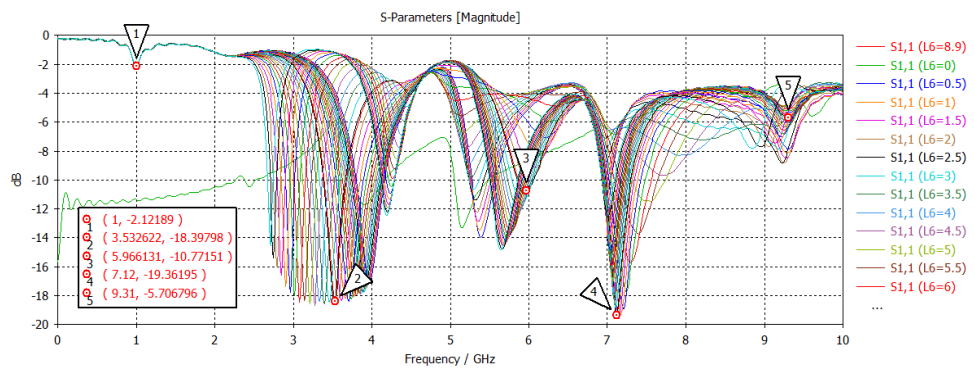


L6=0 mm



L6=16 mm

**RESULTADOS**

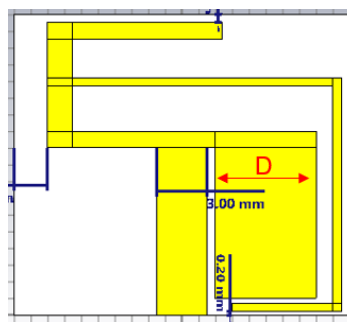


**CONCLUSIÓN**

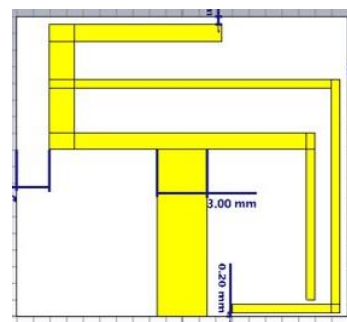
Al aumentar L6 se desplazan las bandas a la izquierda, y para valores altos se obtiene una nueva banda en 4GHz a costa de reducir el ancho de la banda en torno a 3GHz

**PARÁMETRO** D

**MODELO**

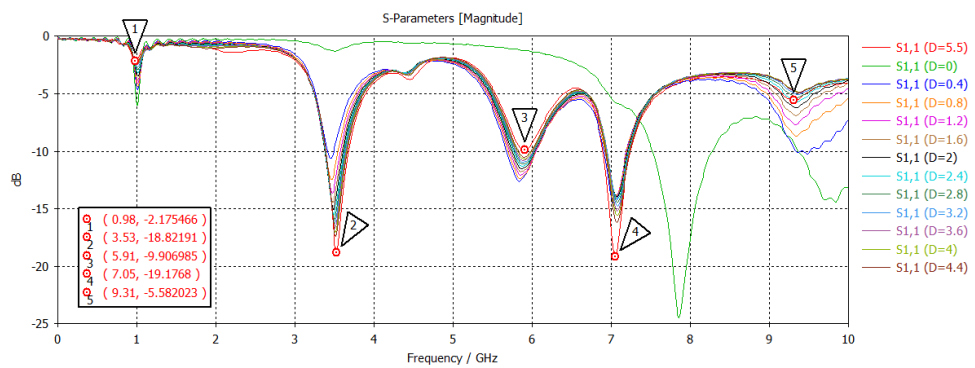


D=0.5 mm



D=6 mm

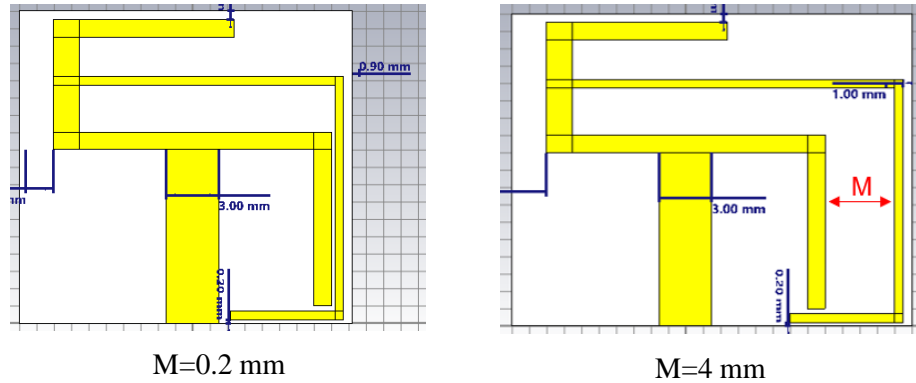
**RESULTADOS**



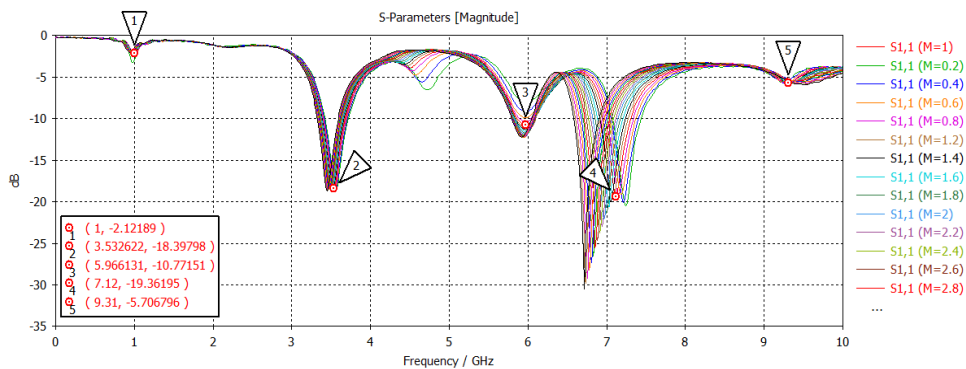
**CONCLUSIÓN** Para un valor alto ( $D=5.5\text{mm}$ ) obtenemos mayor profundidad en las resonancias en torno a 3.5GHz y 4GHz. No obstante, se empeora la adaptación en el resto de las frecuencias.

**PARÁMETRO** **M**

**MODELO**



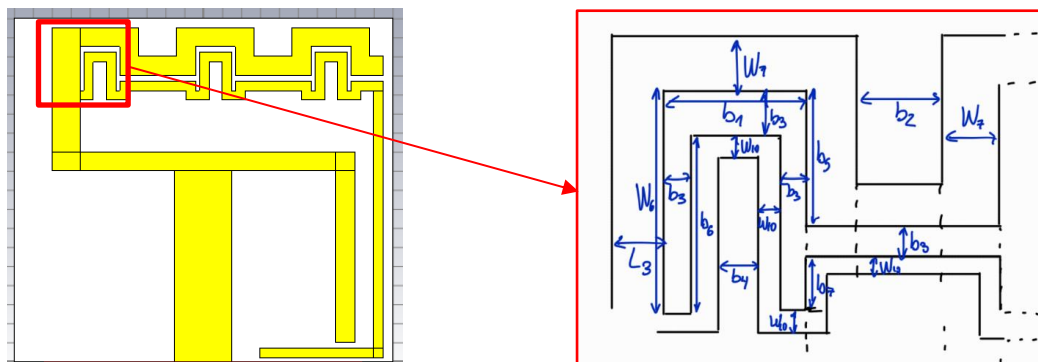
**RESULTADOS**



**CONCLUSIÓN** Al aumentar M se desplazan las bandas a la izquierda consiguiendo mejor adaptación en las bandas 3 y 4.

**3.3.MODIFICACIÓN 1**

La primera modificación consiste en parametrizar los dos brazos superiores, para darles una forma de meandros. Como se ha explicado anteriormente, esta estrategia permite la obtención de mayor número de resonancias y es de interés estudiar el comportamiento de la estructura con esta geometría. Primero hemos diseñado la estructura básica en forma de meandros (parametrizada), y posteriormente se realiza una traslación (según el X) y truncado (en el borde) para obtener el diseño completo.



**Ilustración 34. Diagrama ilustrativo con la Modificación 1 (meandros superiores), vista frontal**

Cabe destacar que el parámetro b3, tiene dos componentes: b3h (componente horizontal según el eje X) y b3v (componente vertical según el eje Y).

| Parámetro | Valor inicial (mm) |
|-----------|--------------------|
| b3h       | 0.2                |
| b3v       | 0.3                |
| b2        | 2                  |
| b4        | 0.7                |
| b5        | 1.5                |

Tabla 9. Parámetros sintonizables surgidos de la Modificación 1 (meandros superiores)

Para estos parámetros iniciales, comprobamos que se obtienen resultados según lo esperado, ya que aumenta en número de resonancias, manteniendo una profundidad razonable. Obtenemos resonancias en torno a: 1GHz, 2.06GHz, 3.91GHz, 5.51GHz, 7.01GHz y 9.22GHz.

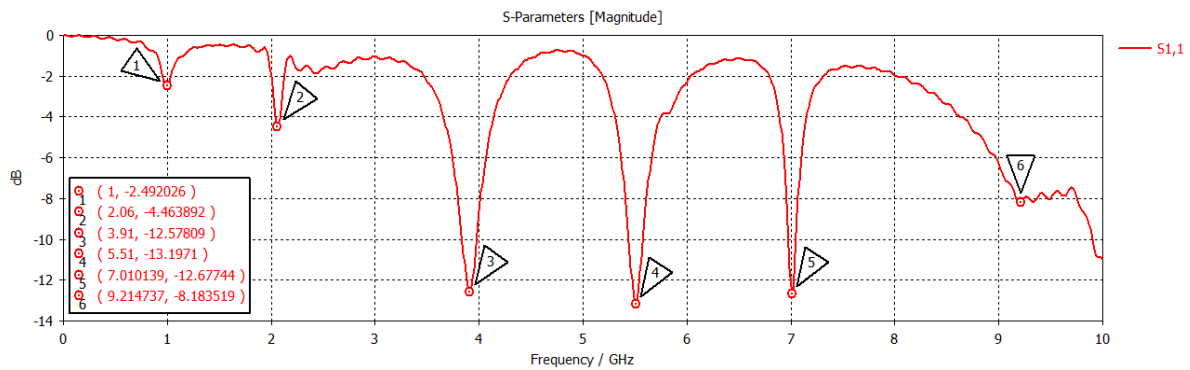
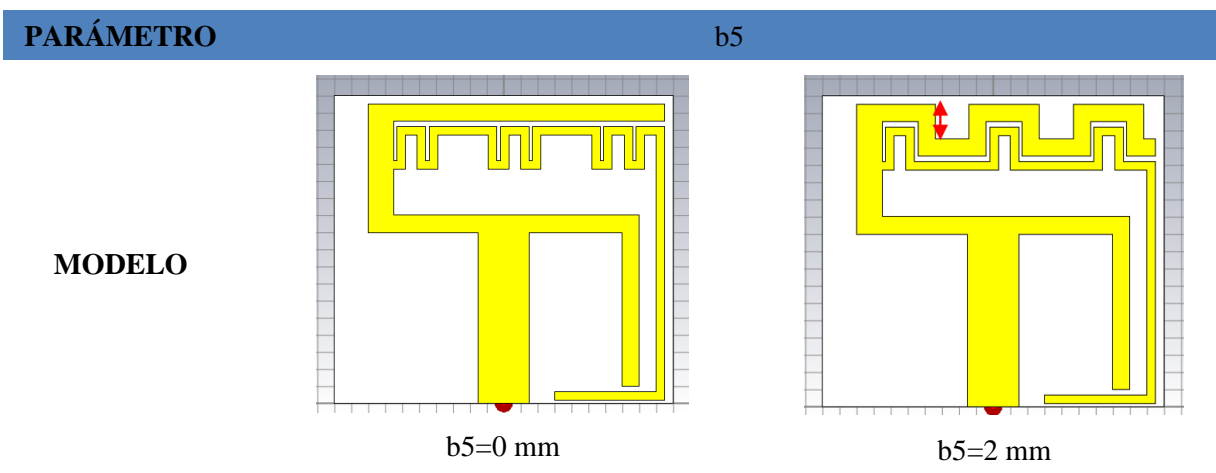
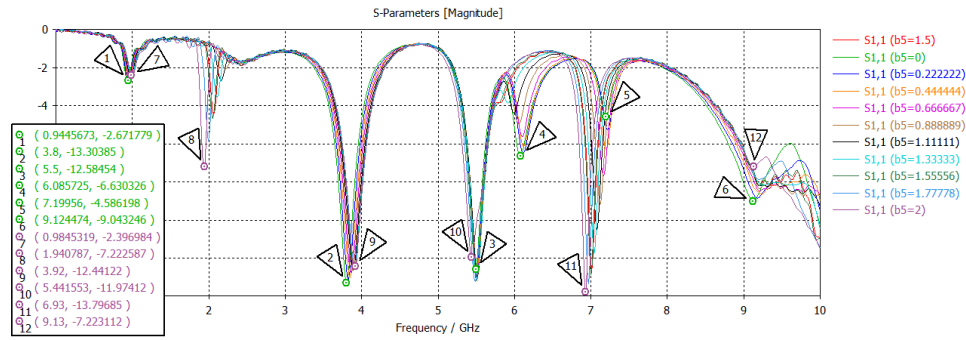


Ilustración 35. Resultados del modelo con la Modificación 1 (parámetro S11)

A continuación, analizamos el comportamiento del diseño según los parámetros sintonizables anteriormente descritos.



**RESULTADOS**

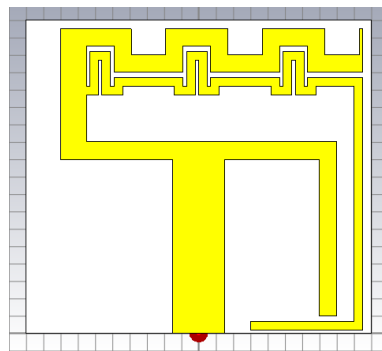


**CONCLUSIÓN**

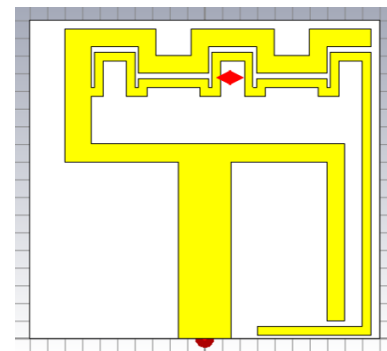
Con  $b_5=2$  (límite superior) se produce:  
 -Desplazamiento a frecuencias inferiores: bandas 2GHz, 5.5GHz, 7GHz  
 -Desplazamiento a bandas superiores: banda 4GHz

**PARÁMETRO**  $b_4$

**MODELO**

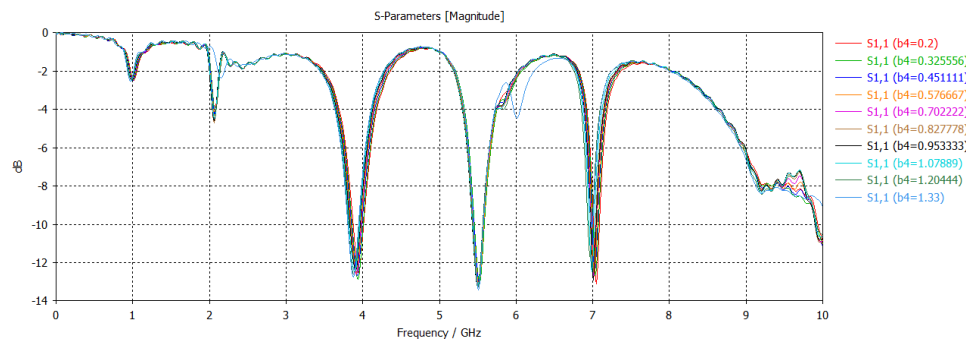


$b_4=0.2$  mm



$b_4=1.33$  mm

**RESULTADOS**

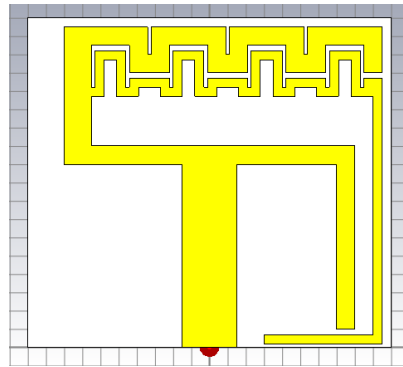


**CONCLUSIÓN**

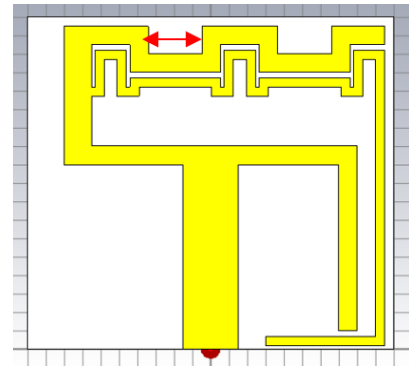
Con  $b_4=1.33$  (límite superior) se produce:  
 -Desplazamiento a frecuencias inferiores: bandas 4GHz, 7GHz  
 -Desplazamiento a bandas superiores: banda 2GHz

**PARÁMETRO** **b2**

**MODELO**

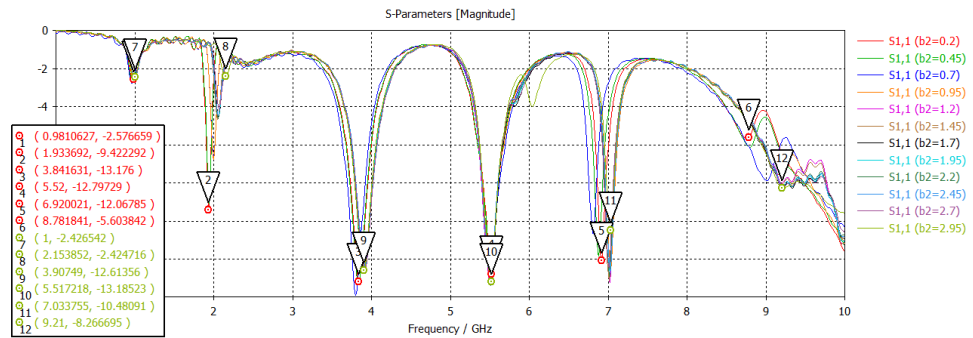


b2=0.2 mm



b2=2.95 mm

**RESULTADOS**

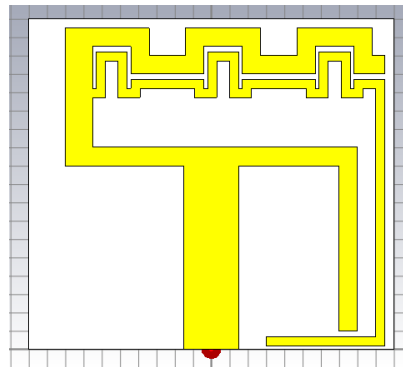


**CONCLUSIÓN**

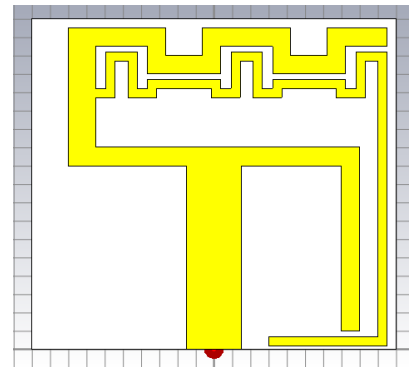
Con b2=2.95 (límite superior) se produce:  
 -Desplazamiento a bandas superiores: bandas 2GHz, 4GHz, 7GHz, 9GHz

**PARÁMETRO** **b3h**

**MODELO**

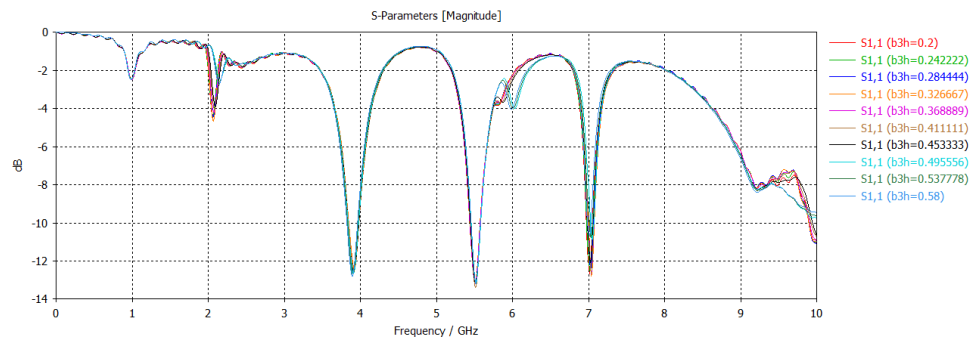


b3h=0.2 mm



b3h =0.58 mm

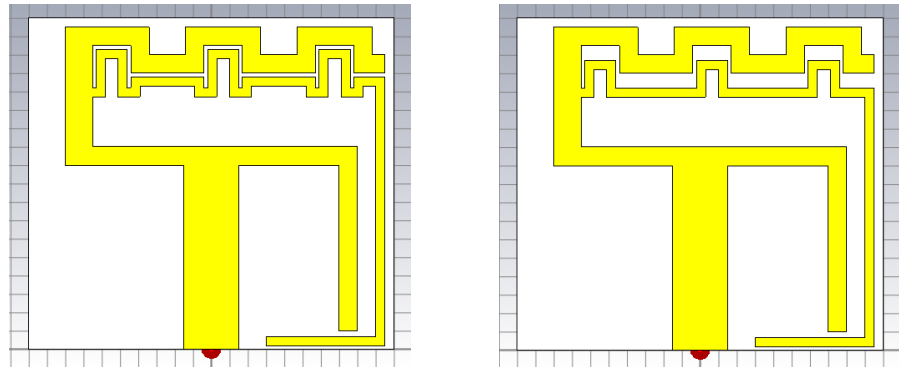
**RESULTADOS**



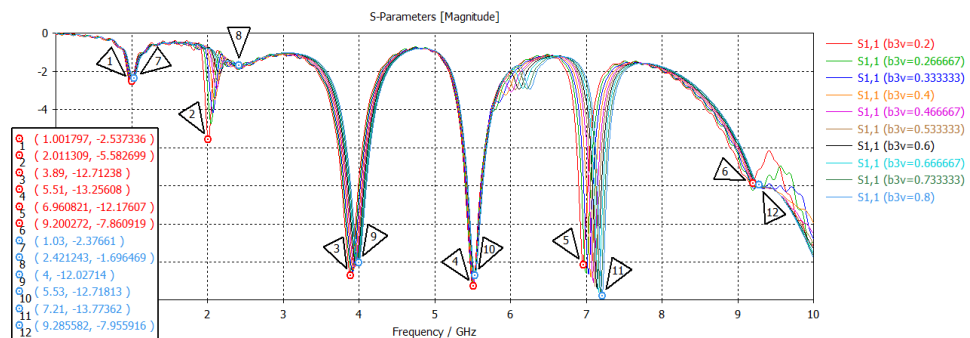
**CONCLUSIÓN** Con  $b3h=0.58$  (límite superior) se produce:  
 -Desplazamiento a bandas superiores: banda 2GHz

**PARÁMETRO**  $b3v$

**MODELO**



**RESULTADOS**

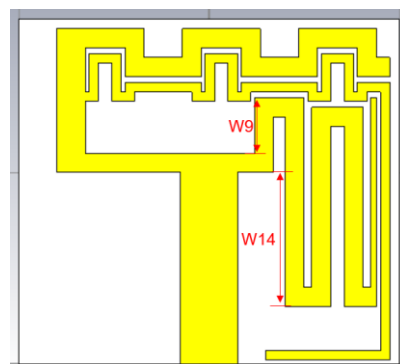


**CONCLUSIÓN** Con  $b3v=0.8$  (límite superior) se produce:  
 -Desplazamiento a bandas superiores: bandas 2GHz, 4GHz, 5,5GHz, 7GHz

### 3.4.MODIFICACIÓN 2

Tras el análisis exhaustivo de los parámetros de la modificación anterior, hemos extraído conclusiones que nos permiten proceder con una nueva serie de modificaciones.

Terminamos de diseñar los meandros en los brazos restantes. Con ello pretendemos producir mayor número de resonancias y, por otro lado, mediante optimización posterior, conseguir bajar en frecuencia.



**Ilustración 36. Diseño de la modificación 2 (meandros inferiores), vista frontal**

Estos meandros vienen parametrizados mediante  $W9$  y  $W14$ . Siendo  $W9$  dependiente de los meandros superiores tenemos la siguiente tabla de parámetros:

| Parámetro sintonizable | Valor inicial (mm) |
|------------------------|--------------------|
| b3h                    | 0.2                |
| b3v                    | 0.3                |
| b2                     | 2                  |
| b4                     | 0.7                |
| b5                     | 1.5                |
| W14                    | 7                  |

Tabla 10. Parámetros sintonizables surgidos de la Modificación 1 (meandros superiores)

Tras realizar los meandros superiores observamos que existe una asimetría en las dimensiones totales de la estructura ( $W \times L$ ). Esta corrección es importante de cara a posibles implementaciones del diseño con polarización circular. Cabe destacar que, comprobando los resultados mediante simulación del modelo simétrico, se obtienen resultados similares. De hecho, se corrige cierto rizado en los parámetros S11 en baja frecuencia (hasta 2GHz).

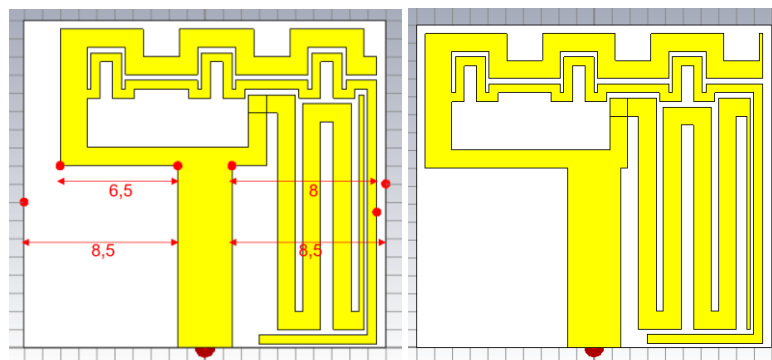


Ilustración 37. Modelos asimétrico y simétrico del diseño con meandros, vista frontal

Finalmente se diseñan los meandros en el brazo izquierdo, realizando modificaciones en los meandros anteriores para ello.

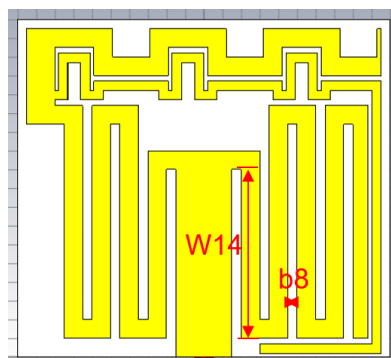


Ilustración 38. Modelo con meandros finales y modelo con desplazamiento del plano de masa, vista frontal

Mediante el parámetro b8 podemos ajustar la separación en horizontal (según el eje X) de los meandros:

| Parámetro sintonizable | Valor inicial (mm) |
|------------------------|--------------------|
| b3h                    | 0.2                |
| b3v                    | 0.3                |
| b2                     | 2                  |
| b4                     | 0.7                |
| b5                     | 1.5                |
| W14                    | 7                  |
| b8                     | 0.5                |

Tabla 11. Parámetros sintonizables en base a la Modificación 2 (meandros finales)

### 3.5. ANILLOS. PLANO DE MASA

A su vez, hemos parametrizado el plano de masa, ya que es importante conocer el comportamiento de nuestra estructura según el tamaño de este. Esto se debe a que nuestra antena está diseñada para aplicaciones satelitales o 5G, por lo que por lo general irá situada a bordo de una estructura más compleja que actuará como plano reflector.

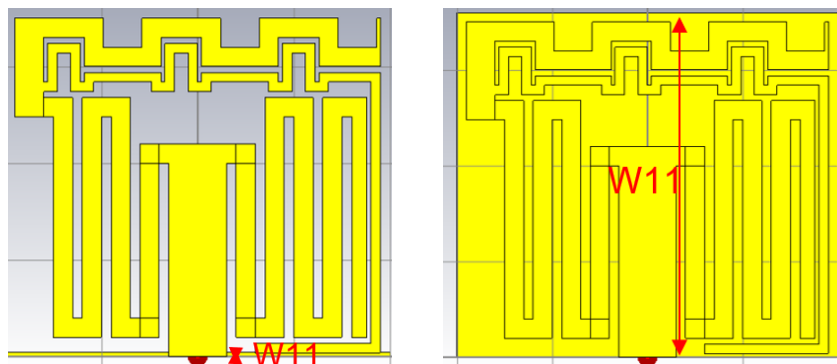


Ilustración 39. Modelo con meandros finales y plano de masa extensible, vista frontal

A continuación, implementaremos un anillo CSRR como el del modelo de referencia, en el plano de masa de pequeño tamaño. Esta estructura utiliza dos caminos resonantes diferentes. El más largo controla la resonancia alrededor de 900 MHz y 5.5 GHz, mientras que el más corto controla la resonancia alrededor de 3.5 GHz. La posición del CSRR está desplazada para introducir una banda adicional en 4.2 GHz.

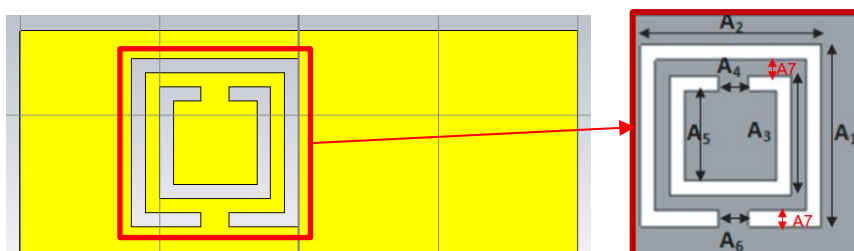


Ilustración 40. Modelo con Anillo CSRR y parámetros, vista frontal

Los parámetros de la estructura son los siguientes:

| Parámetro sintonizable | Valor inicial (mm) |
|------------------------|--------------------|
| A1                     | 6                  |
| A2                     | 6                  |
| A3                     | 4                  |
| A4                     | 1                  |
| A5                     | 3                  |
| A6                     | 1                  |
| A7                     | 0.5                |

Tabla 12. Parámetros sintonizables del anillo CSRR

Con esta modificación y debido a las significativas variaciones que hemos realizado respecto al modelo inicial, no obtenemos grandes cambios en las resonancias. Por tanto, continuaremos con la implementación de un doble y cuádruple anillo simétrico.

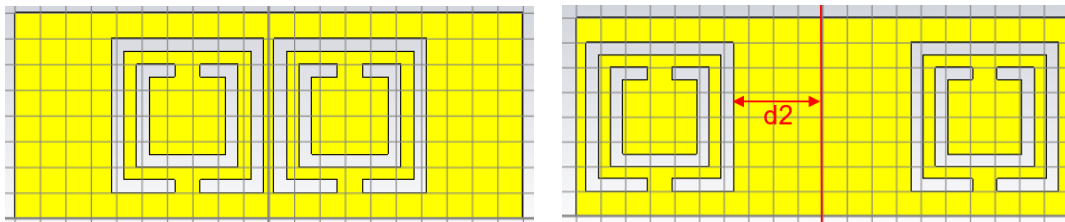


Ilustración 41. Modelo con Doble Anillo CSRR simétrico, vista frontal

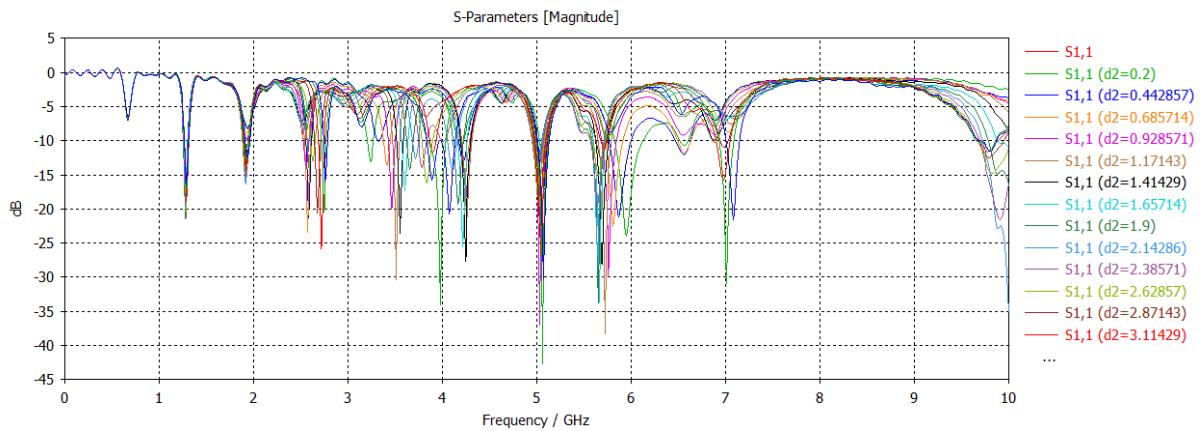
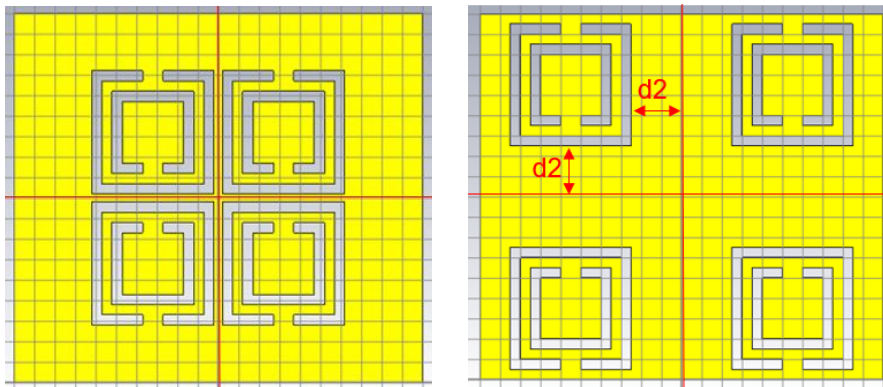


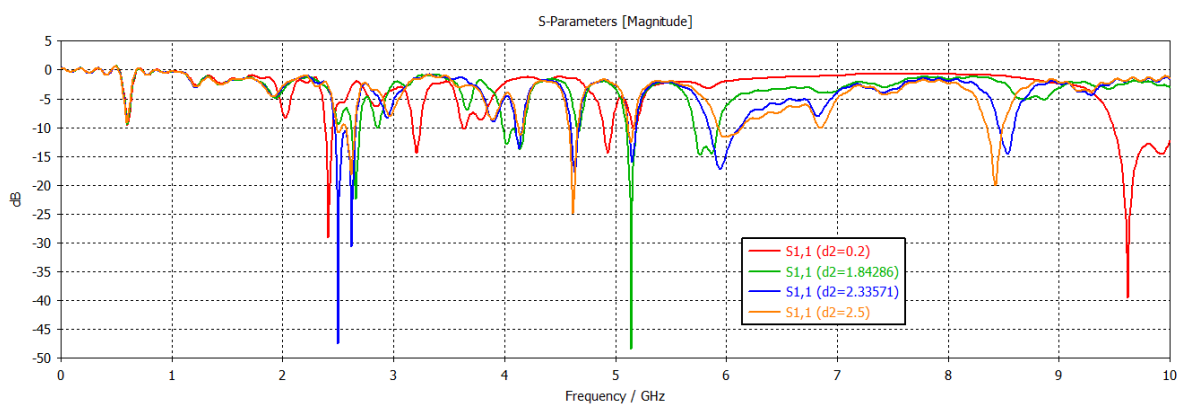
Ilustración 42. Resultados del diseño con doble anillo, parámetros S11

Se consiguen así mejorar las resonancias, y vemos como conseguimos un control de estas en función del desplazamiento introducido mediante el parámetro  $d_2$ .

La estructura con cuádruple anillo simétrico tiene la siguiente forma:



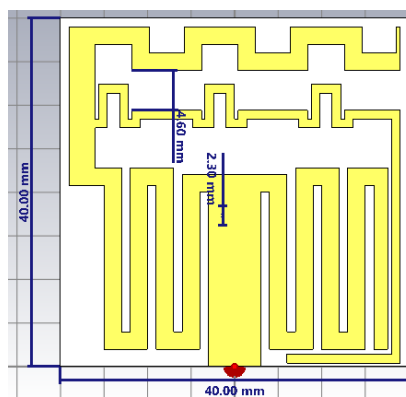
**Ilustración 43. Modelo con Cuádruple Anillo CSRR simétrico, vista frontal**



**Ilustración 44. Resultados del diseño con cuádruple anillo, parámetros S11**

### 3.6.ESCALADO

Tras los resultados anteriores, comprobamos que, tras aplicar técnicas como el diseño de meandros y de anillos, conseguimos mantener las dimensiones totales de la estructura, al mismo tiempo que sintonizamos las resonancias en baja frecuencia. No obstante, debido a los requisitos descritos en el punto 2.4, vemos necesario escalar el diseño en las componentes X, Y.



**Ilustración 45. Diseño escalado con dimensiones 40x40mm, vista frontal**

Así nuestro diseño tiene unas dimensiones de 40 x 40 mm (escalado en un factor dos en ambos ejes X e Y). Los resultados son realmente interesantes, pues se cumple nuestra hipótesis inicial, y conseguimos tener múltiples resonancias hasta 2GHz. Vistos los resultados de las diversas iteraciones, concluimos que hemos llegado a un límite. Las siguientes acciones son:

- Optimización con el algoritmo CMA y “random seed” igual a 3. Así como reducción del rango de frecuencia de simulación (hasta 3GHz). Esto nos permite explorar mínimos del algoritmo de optimización CMA para encontrar otras posibles soluciones. Además, reducimos el rango para evitar posibles imprecisiones en los resultados a las frecuencias que nos son de mayor interés.
- Modificaciones de la estructura:
  - Introducimos un sustrato de tipo FOAM y plano de masa extendido
  - Introducimos nuevo plano de masa con láminas horizontales y dieléctrico intermedio

### 3.7.OTRAS MODIFICACIONES

Introducimos un sustrato de tipo FOAM, con constante dieléctrica  $\epsilon_r = 1.1$ , bajo el plano de masa extensible. Añadimos además un plano de masa inferior bajo el FOAM. El grosor del nuevo sustrato es por tanto sintonizable, siendo distinta a la del dieléctrico de grosor  $h$ .

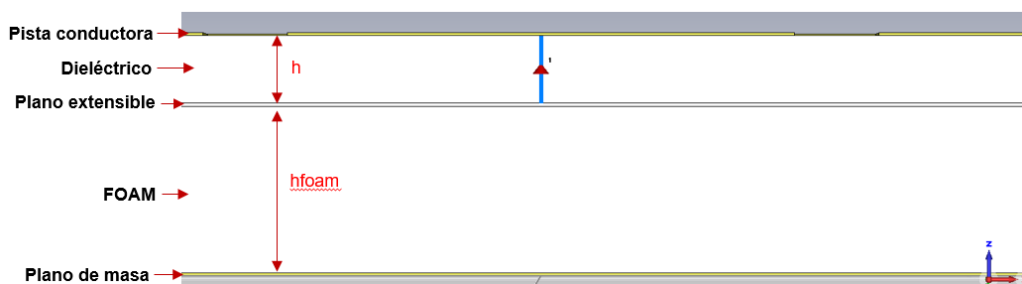


Ilustración 46. Corte plano XZ, modelo con sustrato FOAM

Obtenemos resultados prometedores, para los valores de extensión del plano de masa:  $ext=4$  mm y  $ext=7$ mm. El rango de valores que toma el grosor del sustrato FOAM, es de 0.2mm a 6.3mm.

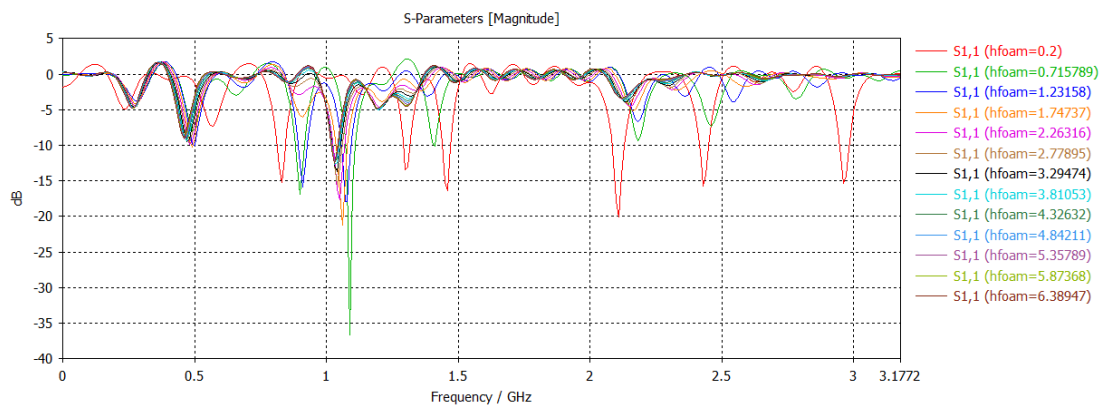
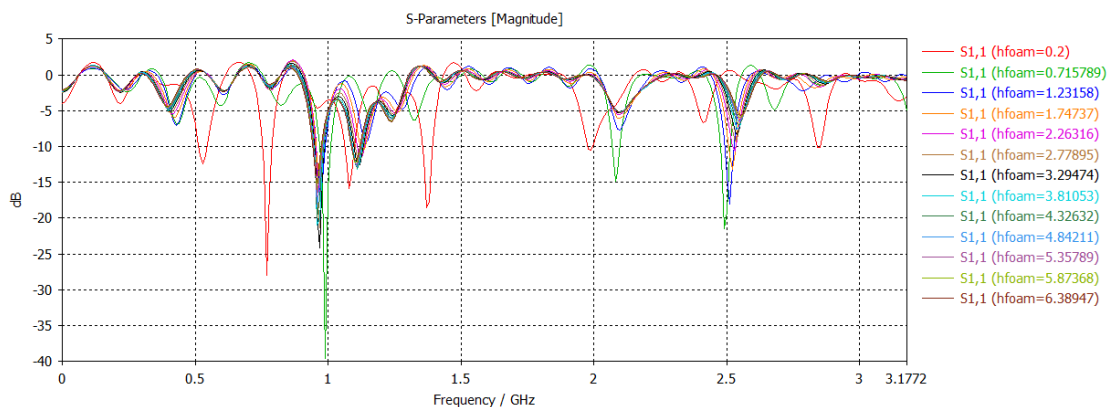
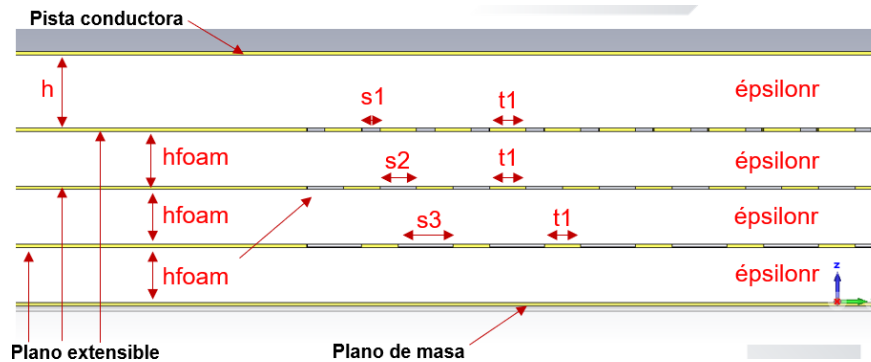


Ilustración 47. Resultados del modelo con sustrato FOAM (parámetro  $ext=4$ mm)



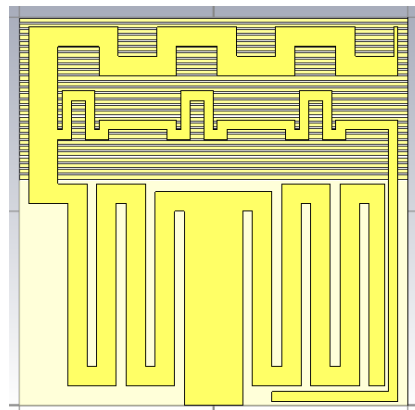
**Ilustración 48. Resultados del modelo con sustrato FOAM (parámetro ext=7mm)**

La siguiente modificación consiste en diseñar un nuevo plano de masa con láminas horizontales y dieléctrico intermedio. En el Anexo (A.7. MODIFICACIONES FINALES) se incluyen los diseños intermedios realizados antes de llegar al diseño con las láminas finales:



**Ilustración 49. Modelo con láminas horizontales final, corte plano ZY**

Para realizar este diseño, se introducen 3 sustratos de cte. dieléctrica igual a la del diseño inicial. Están separados por un plano de masa inferior que cubre toda la superficie de la antena en el plano XY, así como tres planos extensibles con láminas horizontales. Estas láminas vienen parametrizadas por su separación y su anchura. Por último, el grosor del primer dieléctrico superior es independiente al grosor de los tres dieléctricos inferiores.



**Ilustración 50. Diseño con láminas horizontales final, vista frontal**

| Parámetro sintonizable | Valor inicial (mm) |
|------------------------|--------------------|
| h                      | 0.8                |
| s1                     | 0.1                |
| S2                     | 0.2                |
| S3                     | 0.3                |
| t1                     | 0.2                |
| ext                    | 5                  |

**Tabla 13. Parámetros del modelo con láminas horizontales final**

### 3.8. RED DE ADAPTACIÓN. RESULTADOS FINALES

Para terminar, y con el fin de adaptar la antena, vamos a diseñar e implementar una red de adaptación en  $\lambda/4$ . Teniendo en cuenta que se trata de una antena alimentada con guía *Microstrip*, debemos calcular la impedancia vista desde el puerto en la pista de entrada. Los parámetros que entran en juego son:

| Parámetro    | Valor      | Descripción   |
|--------------|------------|---|
| Fw           | 7,79476 mm | Ancho de la línea <i>Microstrip</i> , según el eje X          |
| $\epsilon_r$ | 8.895      | Cte. Dieléctrica del sustrato                                 |
| fr           | 440 MHz    | Frecuencia  |
| h            | 0.668 mm   | Espesor del sustrato bajo la pista conductora, según el eje Z |

Tabla 14. Parámetros para el cálculo de la Impedancia vista en el puerto de una guía *Microstrip*

Obtenemos una impedancia vista en el puerto de:

$$Z_{01} = 9.27 \text{ } [\Omega] \tag{52}$$

El siguiente paso para el diseño de la red en  $\lambda/4$  es calcular la impedancia de la red, para lograr una adaptación a  $Z_0 = 50 \text{ } [\Omega]$ . Para ello, y según lo estudiado en teoría:

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_0 Z_{01}} = 21.53 \text{ } [\Omega] \tag{53}$$

, para los parámetros anteriores.

Calculamos la anchura de la pista de la red de adaptación para obtener la impedancia anterior:

$$W_{\lambda/4} = 2.77 \text{ } [\text{mm}] \tag{54}$$

Y la longitud eléctrica de dicha pista, para obtener un desfase de  $90^\circ$  ( $\lambda/4$ ):

$$L_{\lambda/4} = 61.5 \text{ } [\text{mm}] \tag{55}$$

Finalmente se conecta la línea en  $\lambda/4$  a una pista de  $50 \text{ } \Omega$  que tiene un ancho de:

$$W_{50\Omega} = 0.71 \text{ } [\text{mm}] \tag{56}$$

Implementando dicha geometría en CST podemos comprobar la adaptación que se produce a las frecuencias de interés.

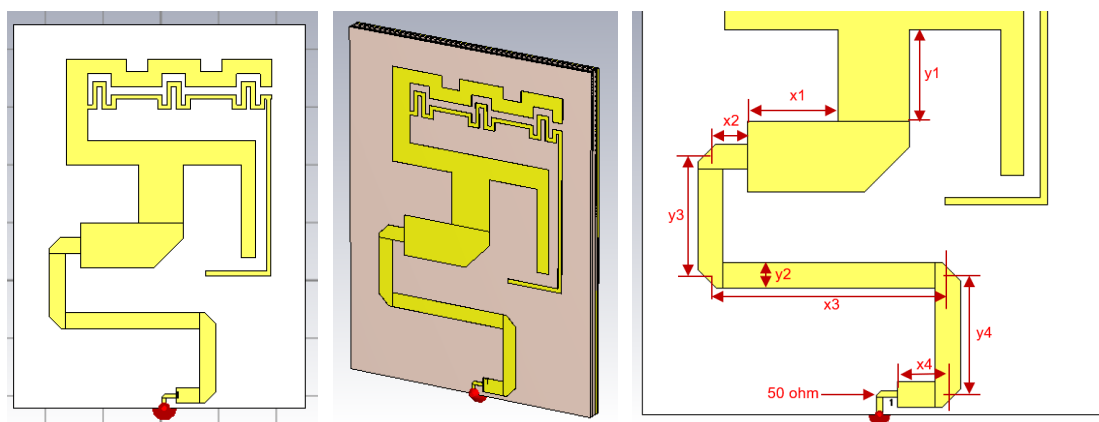


Ilustración 51. Diseño y parámetros con red de adaptación

La red de adaptación tiene por tanto los siguientes parámetros:

| Parámetro | Valor (mm) |
|-----------|------------|
| y1        | 10         |
| x1        | 10         |
| y2        | 2.77       |
| x2        | 4          |
| y3        | 13         |
| x3        | 26         |
| y4        | 13         |
| x4        | 2.75       |

Tabla 15. Parámetros sintonizables de la red de adaptación

En este se cumplen las siguientes relaciones entre los parámetros de la red:

$$L_{\lambda/4} = x2 + y3 + x3 + y4 + x4 \tag{57}$$

$$W_{\lambda/4} = y2 \tag{58}$$

Como se observa en las ilustraciones, se han realizado chaflanes en las esquinas de la red de adaptación. Se trata de cortes con un ángulo determinado respecto al vértice (en este caso 45°), y con una profundidad también variable. Con esta técnica, muy habitual en el diseño de redes de adaptación con *Microstrip*, se consigue mejorar la adaptación. A cambio, debemos optimizar las longitudes y anchuras de la red, debido a desajustes que pueden producir los chaflanes en la fase.

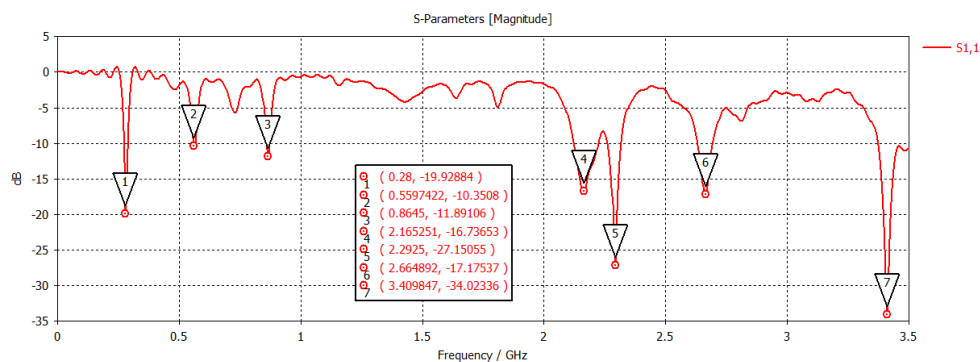


Ilustración 52. Resultados del modelo con red de adaptación, parámetros S11

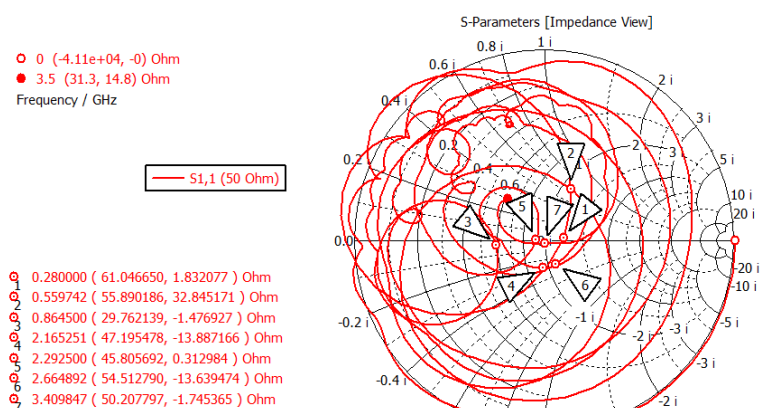
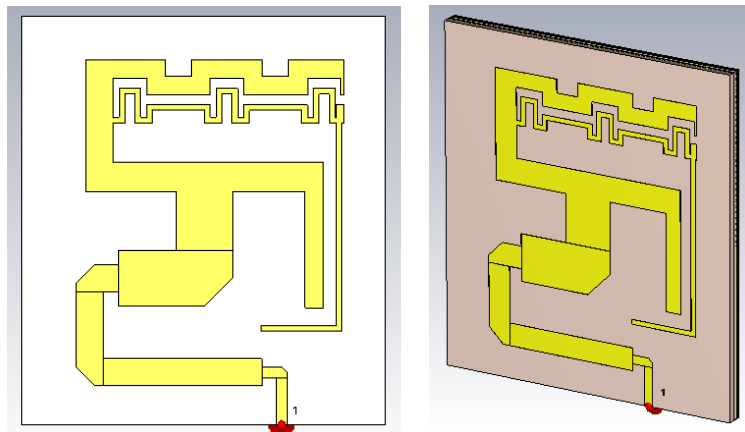


Ilustración 53. Resultados del modelo con red de adaptación, carta de Smith

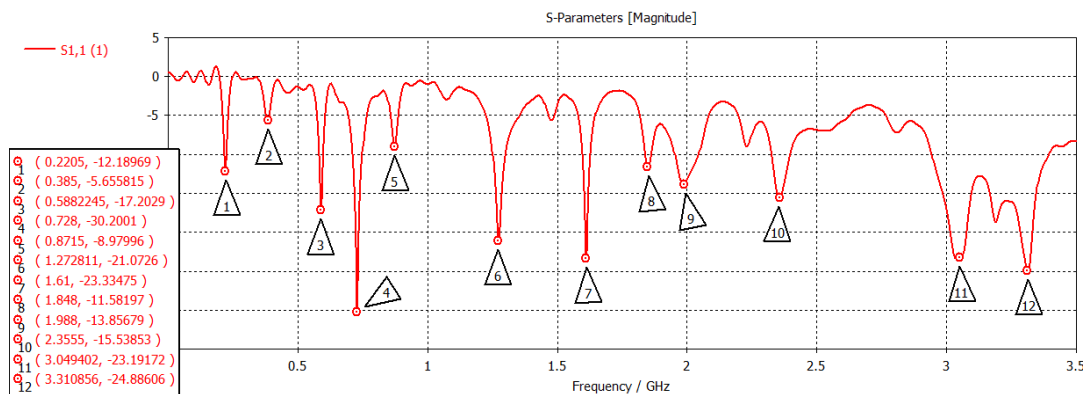
Observamos como a las frecuencias de resonancia, el diseño se encuentra adaptado (cercano al centro de la carta de Smith).

Tras escalar la estructura en un factor 1.5, para lograr bajar en frecuencia, y aumentar el grosor del sustrato ( $h=2\text{mm}$ ), volvemos a calcular los parámetros anteriores de la red de adaptación. Ahora, debido a que la longitud eléctrica disminuye, la red de adaptación tiene forma de “L” (en el modelo inicial redoblamos la pista, logrando una forma en “S”). También hemos ajustado ligeramente los chaflanes.

Se trata de un proceso iterativo, en el que se empieza ajustando los valores de los parámetros de la línea de ancho “Fw”. Una vez optimizados estos valores se desciende en la estructura, ajustando los valores de la línea en  $\lambda/4$ , y posteriormente la línea de  $50\ \Omega$ . Las dimensiones totales del modelo son de  $85 \times 75\ \text{mm}$ :



**Ilustración 54. Diseño escalado y con  $h=2\text{mm}$ , red de adaptación**



**Ilustración 55. Resultados del modelo escalado y con  $h=2\text{mm}$ , parámetros S11**

Conseguimos mejorar la adaptación, destacando que se incrementa la profundidad y ancho de banda en todas las bandas de resonancia.

Mediante optimización, hemos obtenido los siguientes resultados preliminares.

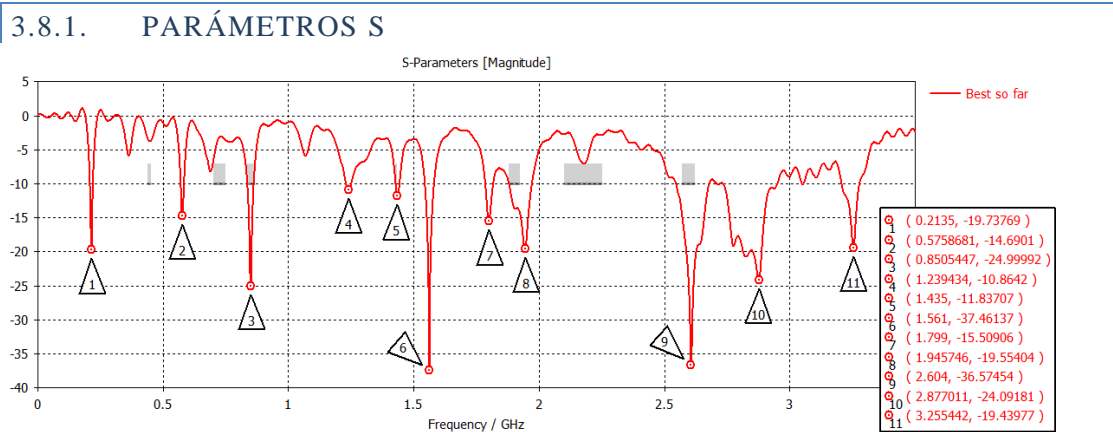


Ilustración 56. Resultados preliminares tras optimización, parámetros S11

Hemos sintonizado el modelo en cuatro de las seis bandas de interés que tenemos como objetivo, según los requisitos de las aplicaciones satelitales y de 5G. No obstante, cabe destacar que se sigue trabajando en la optimización para lograr mejorar en la sintonización de frecuencia y adaptación del circuito impreso.

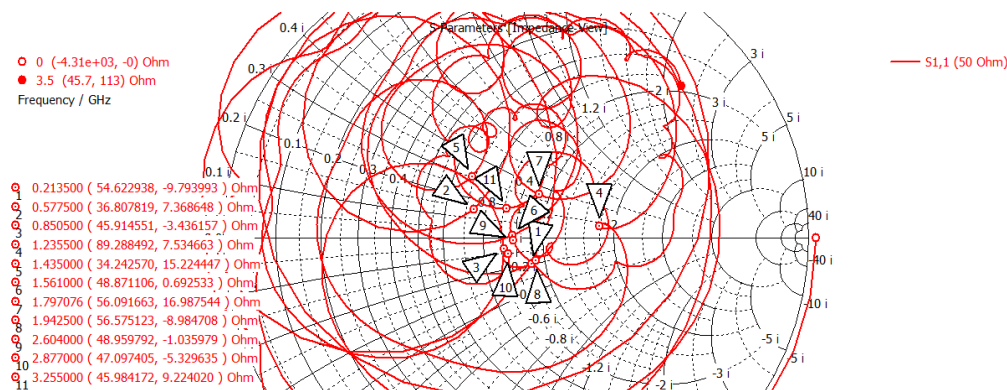


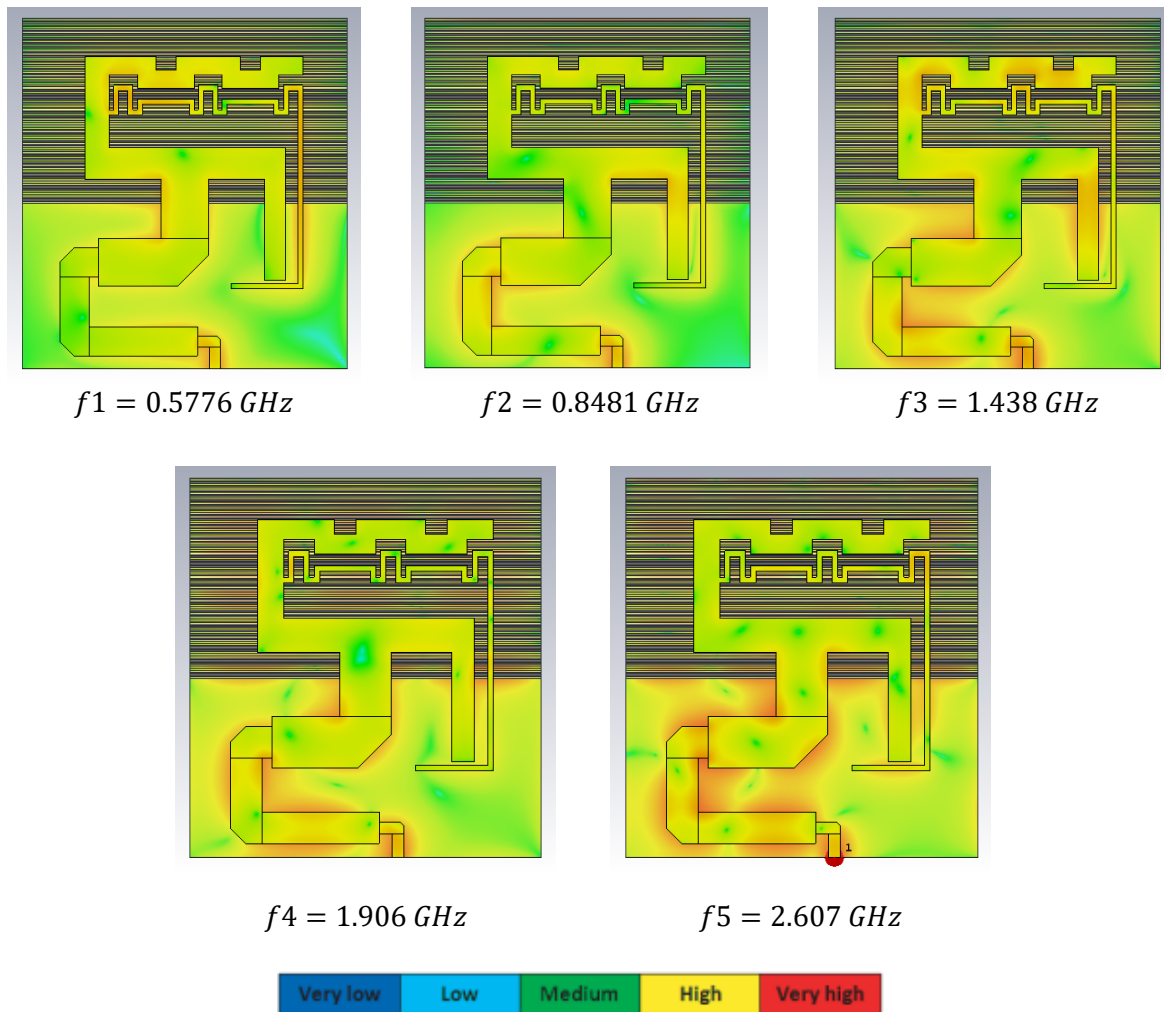
Ilustración 57. Resultados preliminares tras optimización, carta de Smith

En la Carta de Smith observamos como dichas bandas se encuentran en la zona del centro, por lo que hay adaptación del circuito impreso, y por tanto las prestaciones en cuanto a transferencia de potencia a la antena serán buenas.

3.8.2. ANÁLISIS DE CORRIENTES

En este punto es interesante realizar un análisis de las distribuciones de corrientes, con el fin de comprender los modos de funcionamiento de la estructura. Observamos a continuación dicha representación para cada frecuencia sintonizada, según se ha visto anteriormente en los parámetros S.

En la primera de las frecuencias ( $f_1 = 0.5776 \text{ GHz}$ ), observamos gran intensidad en los meandros superiores, así como el brazo lateral derecho. A la segunda de las frecuencias ( $f_2 = 0.8481 \text{ GHz}$ ), existe gran concentración en la parte inferior de la “T”, así como en la red de adaptación. En la tercera banda se mantiene la intensidad en la parte inferior de la “T”, pero también en los meandros superiores y en la red de adaptación. La cuarta y la quinta frecuencia tienen gran concentración de corrientes en la red de adaptación y en los meandros inferiores.



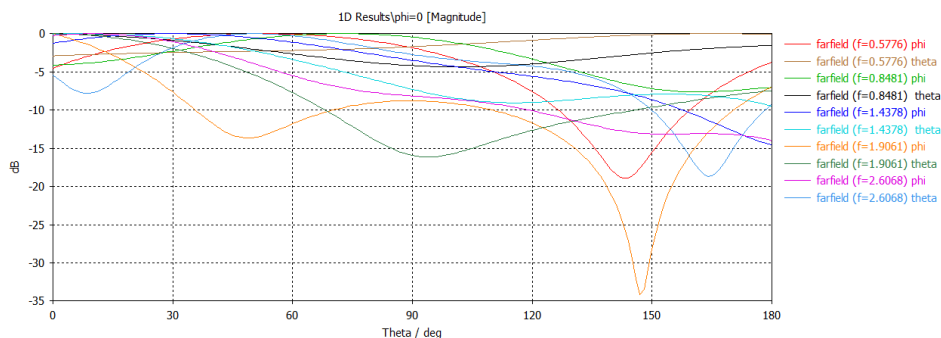
**Ilustración 58. Distribuciones de Corrientes (A/m) a las frecuencias de interés (sintonizadas)**

La conclusión es que la sintonización en cada una de las bandas estudiadas se puede realizar en gran parte mediante los parámetros que controlan las zonas donde se produce mayor concentración de corrientes. Ya sean las anchuras o longitudes de: meandros superiores o inferiores, brazo lateral derecho, red de adaptación, o anchura de la pista en forma de “T”.

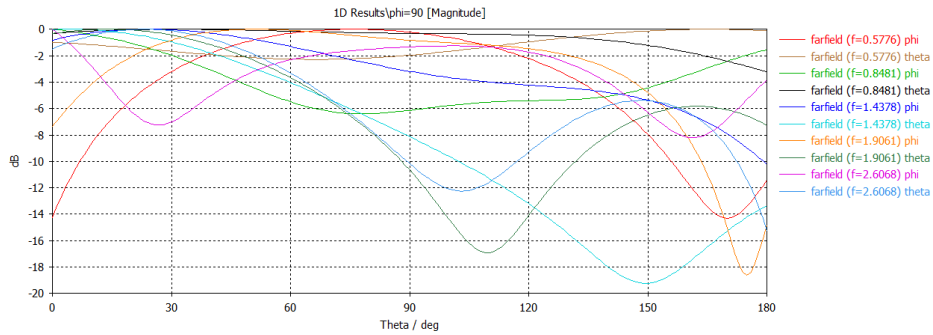
También hay que resaltar el efecto que tienen las láminas y los dieléctricos que se sitúan bajo la pista. Vemos como existe una variación significativa en las distribuciones de corriente a cada frecuencia.

### 3.8.3. DIAGRAMAS DE RADIACIÓN

A continuación, se presentan los diagramas de radiación, para los cortes  $\phi=0^\circ$  y  $\phi=90^\circ$ , y sus componentes  $\phi$  y  $\theta$ .

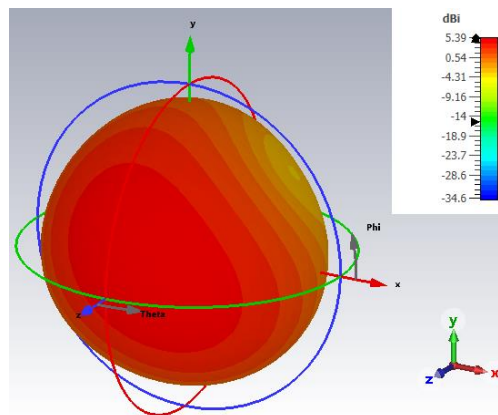


**Ilustración 59. Diagrama de radiación en Cartesianas, corte  $\phi=0^\circ$**



**Ilustración 60. Diagrama de radiación en Cartesianas, corte phi=90°**

Si analizamos en detalle el diagrama de radiación en la banda de 1.43 GHz, se trata de un diagrama con un lóbulo principal de gran ancho de haz según Z, y baja radiación hacia atrás:



**Ilustración 61. Diagrama de radiación 3D, para la banda de 1.43 GHz, phi=90°**

Obtenemos los siguientes datos de directividad del haz de radiación:

|                | Directividad | Ancho de Haz (3dB) |
|----------------|--------------|--------------------|
| <b>phi=0°</b>  | 5.21 dBi     | 102.4°             |
| <b>phi=90°</b> | 5.24 dBi     | 101.8°             |

**Tabla 16. Directividad y Ancho de Haz a 1.43 GHz**

### 3.8.4. ANÁLISIS DE PRESTACIONES

Para hacer un análisis de prestaciones debemos tener en cuenta los requisitos exigidos y revisados inicialmente. En cuanto a la sintonización de frecuencias, hemos obtenido las siguientes bandas de funcionamiento de nuestra antena (@ -10dB):

| Banda de frecuencia | BW             | Banda de frecuencia | BW             |
|---------------------|----------------|---------------------|----------------|
| 206 – 219 MHz       | 13 MHz (6.1%)  | 1543 – 1580 MHz     | 37 MHz (2.4%)  |
| 569 – 584 MHz       | 15 MHz (2.6%)  | 1783 – 1820 MHz     | 37 MHz (2.1%)  |
| 835 – 851 MHz       | 31 MHz (3.6%)  | 1879 – 1972 MHz     | 93 MHz (4.8%)  |
| 1228 – 1249 MHz     | 20 MHz (1.7%)  | 2547 – 2678 MHz     | 131 MHz (5%)   |
| 1427 – 1444 MHz     | 17 MHz (1.12%) | 2735 – 2950 MHz     | 215 MHz (7.6%) |
|                     |                | 3.207 – 3277 MHz    | 70 MHz (2.2%)  |

**Tabla 17. Bandas de funcionamiento del modelo preliminar @ -10dB**

Por tanto, cubrimos las bandas de FR1: **n82, n51, n76, n39, n38**, así como parte de las bandas **n41** y **n7**. Hay que mencionar que la banda de 440MHz, muy relevante en comunicaciones satelitales, tiene varias resonancias próximas.

Por otro lado, las dimensiones totales de la estructura son de 86.6 x 80.2 x 4.07 mm.

## 4. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

### 4.1. CONCLUSIONES

Para concluir, hemos logrado diseñar una antena PIFA compacta y con un rendimiento óptimo en las bandas de frecuencia de interés. El diseño propuesto incluye la implementación de meandros y anillos CSRR, modificaciones del plano de masa, y variaciones del sustrato, con el objetivo final de controlar las resonancias en múltiples bandas de frecuencia.

Se diseñó una red de adaptación en  $\lambda/4$  para optimizar la transmisión de energía desde el puerto, mejorando significativamente la adaptación de impedancia de la antena. La adaptación a  $50 \Omega$  se logró mediante el cálculo preciso de la impedancia y la implementación de una pista de adaptación de *Microstrip*, lo cual se validó mediante simulaciones en CST. También se realizaron ajustes de la longitud eléctrica y los chaflanes.

Los análisis de corrientes a diferentes frecuencias mostraron una concentración significativa en las áreas críticas del diseño, lo cual nos hace tener una visión de los parámetros que debemos ajustar para obtener resonancias a cada frecuencia.

Por tanto, el diseño e implementación de esta estructura nos ha permitido explorar en profundidad los aspectos clave de estas tecnologías. Hemos verificado los fundamentos teóricos mediante simulaciones, obteniendo resultados acordes a nuestras expectativas.

### 4.2. LÍNEAS FUTURAS

**Sintonización** de un número mayor de bandas de FR1, priorizando la adaptación en la banda de 440MHz. Para ello se seguirá trabajando en la optimización precisa del modelo preliminar.

La implementación de una **doble línea de transmisión en  $\lambda/4$**  se presenta como una línea futura prometedora para mejorar la adaptación de impedancia de la antena PIFA. Este enfoque permitirá optimizar la transmisión de energía desde el puerto y por tanto mejorar la eficiencia.

Otra área de investigación futura es estudiar y obtener una antena con **polarización circular**. Este tipo de polarización es particularmente útil para mejorar la recepción de señales independientemente de la orientación del receptor, lo cual es crucial en aplicaciones como las comunicaciones satelitales y los sistemas móviles, donde las antenas deben funcionar eficazmente sin importar su orientación.

Es esencial realizar un **análisis de las tolerancias** de fabricación y diseño para entender cómo las variaciones en los parámetros físicos de la antena afectan su rendimiento. Este análisis debe considerar factores como el grosor del sustrato y las dimensiones de los elementos radiantes. Establecer límites de tolerancia aceptables y optimizar el proceso de fabricación asegurará que las antenas diseñadas cumplan con los estándares de rendimiento esperados.

Una vez completado el diseño teórico y el análisis inicial, la **fabricación de prototipos** y la realización de **pruebas en cámara anecoica** constituyen pasos cruciales. Estas pruebas permitirán validar el diseño en un entorno controlado, asegurando que la antena diseñada cumpla con los requisitos de rendimiento bajo condiciones reales.

## 5. BIBLIOGRAFÍA

- [1] I. A. Hemadeh, K. Satyanarayana, M. El-Hajjar, and L. Hanzo, “Millimeter-Wave Communications: Physical Channel Models, Design Considerations, Antenna Constructions, and Link-Budget,” *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 20, no. 2, pp. 870–913, Apr. 2018, doi: 10.1109/COMST.2017.2783541.
- [2] N. Al-Falahy and O. Y. K. Alani, “Millimetre wave frequency band as a candidate spectrum for 5G network architecture: A survey,” *Physical Communication*, vol. 32, pp. 120–144, Feb. 2019, doi: 10.1016/J.PHYCOM.2018.11.003.
- [3] R. N. Mitra and D. P. Agrawal, “5G mobile technology: A survey,” *ICT Express*, vol. 1, no. 3, pp. 132–137, Dec. 2015, doi: 10.1016/J.ICTE.2016.01.003.
- [4] Small Spacecraft Systems Virtual Institute, “State of the Art Small Spacecraft Technology,” 2018. Accessed: Apr. 12, 2024. [Online]. Available: <http://www.sti.nasa.gov>
- [5] S. Lu *et al.*, “A Survey on CubeSat Missions and Their Antenna Designs,” *Electronics (Switzerland)*, vol. 11, no. 13, Jul. 2022, doi: 10.3390/ELECTRONICS11132021.
- [6] NSR, “The Unintended Consequences of Smallsats.” Accessed: May 17, 2024. [Online]. Available: <https://www.nsr.com/the-unintended-consequences-of-smallsats/>
- [7] Mordor Intelligence, “Spain Satellite Communications Market Size & Share Analysis - Industry Research Report - Growth Trends.” Accessed: May 17, 2024. [Online]. Available: <https://www.mordorintelligence.com/industry-reports/spain-satellite-communication-market>
- [8] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Incorporated, 2016.
- [9] M. Y. W. C. Zhi Ning Chen, *Broadband Planar Antennas: Design and Applications*. John Wiley & Sons, Inc., 2006. Accessed: Apr. 19, 2024. [Online]. Available: <https://learning.oreilly.com/library/view/broadband-planar-antennas/9780470871744/>
- [10] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. 2012. Accessed: Apr. 19, 2024. [Online]. Available: <https://ebookcentral.proquest.com/lib/upmes/reader.action?docID=2064708>
- [11] R. E. Munson, “Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays,” *IEEE Trans Antennas Propag*, vol. AP-22, no. 1, pp. 74–78, 1974, doi: 10.1109/TAP.1974.1140723.
- [12] I. Bahl, P. Bhartia, and S. Stuchly, “Design of microstrip antennas covered with a dielectric layer,” *IEEE Trans Antennas Propag*, vol. 30, no. 2, pp. 314–318, Mar. 1982.
- [13] T. Taga and K. Tsunekawa, “Performance Analysis of a Built-In Planar Inverted F Antenna for 800 MHz Band Portable Radio Units,” *IEEE journal on selected areas in communications*, vol. 5, no. 5, pp. 921–929, 1987.
- [14] P. Salonen, M. Keskilammi, and M. Kivikoski, “Dual-band and wide-band PIFA with U- and meanderline-shaped slots,” *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, vol. 2, pp. 116–119, 2001, doi: 10.1109/APS.2001.959634.
- [15] Radar Systems Electronic Systems Society, “IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands,” 2003. doi: 10.1109/IEEESTD.2003.94224.

- [16] 3rd Generation Partnership Project. Technical Specification Group Services and System Aspects, “3GPP Release 15: TR 21.915,” 2019. Accessed: Apr. 24, 2024. [Online]. Available: <https://www.3gpp.org/specifications-technologies/releases/release-15>
- [17] S. F. Salameh and M. K. Abdelazeez, “Multiband planar inverted-F dual-L antenna (PIFDLA) for WLAN applications,” *Journal of King Saud University - Engineering Sciences*, vol. 24, no. 1, pp. 61–69, Jan. 2012, doi: 10.1016/J.JKSUES.2011.07.005.
- [18] N. O. Parchin, H. J. Basherlou, and R. A. Abd-Alhameed, “Uwb microstrip-fed slot antenna with improved bandwidth and dual notched bands using protruded parasitic strips,” *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 101, pp. 261–273, 2020, doi: 10.2528/PIERC20040701.
- [19] N. W. Liu, L. Zhu, and W. W. Choi, “A Low-Profile Wide-Bandwidth Planar Inverted-F Antenna Under Dual Resonances: Principle and Design Approach,” *IEEE Trans Antennas Propag*, vol. 65, no. 10, pp. 5019–5025, Oct. 2017, doi: 10.1109/TAP.2017.2736578.
- [20] Z. Qi, X. Ding, W. Yang, and J. Chen, “A Compact Broadband Planar Inverted-F Antenna with Dual-Resonant Modes,” *Applied Sciences 2022, Vol. 12, Page 8915*, vol. 12, no. 17, p. 8915, Sep. 2022, doi: 10.3390/APP12178915.
- [21] Ramya P, Valarmathi R S, and Sritha P, “DESIGN AND OPTIMIZATION OF COMPACT INVERTED F ANTENNA FOR 2.5GHZ APPLICATIONS,” *International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE)*, vol. 8, no. 4S2, 2019.
- [22] M. A. Chung and W. H. Chang, “Low-cost, low-profile and miniaturized single-plane antenna design for an Internet of Thing device applications operating in 5G, 4G, V2X, DSRC, WiFi 6 band, WLAN, and WiMAX communication systems,” *Microw Opt Technol Lett*, vol. 62, no. 4, pp. 1765–1773, Apr. 2020, doi: 10.1002/MOP.32229.
- [23] D. M. El-Sheakh and A. M. E. Safwat, “Multi-band CPW-fed printed IFA,” *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, 2012, doi: 10.1109/APS.2012.6347977.
- [24] Anupa Chatterjee, Manas Midya, Laxmi P. Mishra, and Monojit Mitra, “Compact Dual Polarised Branch-Line Printed Inverted-F Antenna Covering Both Cellular and Non-Cellular Bands with Independent Tuning,” *Progress in Electromagnetics Research C*, vol. 101, pp. 95–104, 2020.
- [25] PWC, “The global economic impact of 5G.” Accessed: Jun. 16, 2024. [Online]. Available: <https://www.pwc.com/gx/en/industries/technology/publications/economic-impact-5g.html>
- [26] “Acting together to achieve a zero emissions world | Nokia.” Accessed: Jun. 16, 2024. [Online]. Available: [https://www.nokia.com/thought-leadership/articles/zero-emissions/?gad\\_source=1](https://www.nokia.com/thought-leadership/articles/zero-emissions/?gad_source=1)
- [27] GSMA, “The Enablement Effect The impact of mobile communications technologies on carbon emission reductions”.
- [28] Iulian Rosu, “YO3DAC-VA3IUL. RF Technical Articles.” Accessed: May 24, 2024. [Online]. Available: <https://www.qsl.net/v/va3iul/>

# ANEXO A: ASPECTOS ÉTICOS, ECONÓMICOS, SOCIALES Y AMBIENTALES

## A.1 INTRODUCCIÓN

Este Anexo explora en profundidad los impactos éticos, económicos, sociales y ambientales asociados con el diseño y miniaturización de antenas IFA específicamente adaptadas para las comunicaciones 5G y satelitales. Considerando los rápidos avances en telecomunicaciones, es fundamental evaluar estos aspectos para fomentar un desarrollo tecnológico equilibrado y sostenible.

## A.2 DESCRIPCIÓN DE IMPACTOS RELEVANTES RELACIONADOS CON EL PROYECTO

Tras un análisis, se determinó que los aspectos más relevantes para la sostenibilidad son los económicos, sociales, ambientales y éticos. Asimismo, se identificaron los principales grupos de interés que influirían o serían afectados por estos impactos, garantizando que sus perspectivas fueran consideradas en los análisis y decisiones posteriores.

### 5.1.1. IMPACTOS ECONÓMICOS

La implementación de antenas IFA más pequeñas y eficientes puede reducir significativamente los costes operativos para los proveedores de telecomunicaciones, lo cual tiene un efecto directo en la reducción de costes para los consumidores. Además, la innovación en el diseño de estas antenas puede estimular el crecimiento económico al abrir nuevos mercados y generar empleo en sectores como la fabricación y diseño, instalación y mantenimiento de infraestructura de telecomunicaciones.

Los grupos de interés en este caso son:

- Proveedores de servicios de telecomunicaciones
- Fabricantes de equipos de telecomunicaciones (principalmente componentes eléctricos y electrónicos)
- Consumidores y usuarios finales

El impacto económico global de la tecnología 5G es vasto y multifacético, con implicaciones significativas en diversas industrias y en la economía global. La adopción y el despliegue de 5G tienen el potencial de añadir aproximadamente 1.3 trillones de dólares al PIB global para 2030. Este impacto se distribuye entre varias industrias clave, como la salud, los servicios públicos inteligentes, el consumo y los medios, la manufactura industrial y los servicios financieros [25].

5G facilitará la creación de ecosistemas conectados en la manufactura industrial, permitiendo una producción más flexible y eficiente. En servicios financieros, mejorará las interacciones virtuales y ayudará a reducir las pérdidas por fraude mediante tecnologías avanzadas de verificación.

Se proyecta que los primeros cinco años de implementación de 5G verán inversiones moderadas centradas en la construcción de infraestructura [25]. Posteriormente, desde 2025, se espera que estas inversiones comiencen a tener un efecto energizante en la economía global a medida que las aplicaciones habilitadas por 5G se generalicen. Las empresas deberán integrar 5G en sus hojas de ruta tecnológicas y reevaluar sus modelos de negocio para aprovechar las oportunidades que ofrece esta nueva tecnología. Esto incluye colaborar estrechamente con socios en una variedad de industrias y combinar 5G con otras tecnologías habilitadoras como la IA y el IoT.

### 5.1.2. IMPACTOS SOCIALES

El acceso mejorado a comunicaciones de alta velocidad facilita el acceso a servicios críticos como educación en línea, atención médica remota y oportunidades de comercio en línea. Este acceso puede

ayudar a reducir la brecha digital y promover una mayor equidad social. Además, cabe destacar su gran impacto en zonas rurales o remotas, donde existe la necesidad de buscar soluciones novedosas.

Los grupos de interés en este caso son:

- Comunidades en áreas rurales y remotas
- Instituciones educativas y de salud que dependen de la conectividad para proporcionar servicios
- Organizaciones no gubernamentales que trabajan para reducir la brecha digital
- Gobiernos locales y nacionales que buscan promover la inclusión digital

---

### 5.1.3. IMPACTOS ÉTICOS

Este proyecto plantea cuestiones sobre la seguridad de los datos y la privacidad. Dado que las antenas facilitan una mayor transmisión de datos, es crucial diseñar sistemas que protejan contra el uso indebido de la información personal. Además, debe haber una preocupación ética sobre la equidad en el acceso a estas tecnologías avanzadas, asegurando que no solo estén disponibles para regiones económicamente privilegiadas sino también para áreas menos desarrolladas.

---

### 5.1.4. JUSTIFICACIÓN DE LAS CONCLUSIONES

Las conclusiones alcanzadas en esta fase se basan en una evaluación detallada de cómo la tecnología de antenas IFA impacta a diversos grupos de interés y contribuye a los objetivos de desarrollo sostenible. Se han considerado tanto los beneficios directos como los indirectos de la tecnología, asegurando que las decisiones de diseño y operación maximicen los impactos positivos y minimicen cualquier consecuencia negativa. Este análisis profundizado en la fase 2 es esencial para entender completamente el alcance de los impactos que el diseño de antenas IFA puede tener en un contexto más amplio, guiando el desarrollo tecnológico hacia un futuro más sostenible y responsable socialmente.

## A.3 ANÁLISIS DETALLADO DE ALGUNO DE LOS PRINCIPALES IMPACTOS

La miniaturización de las antenas IFA tiene un impacto directo en la reducción del consumo de materiales y energía, lo cual contribuye a una disminución en la huella de carbono de la producción y operación de dispositivos de telecomunicaciones. Este avance es crucial en el contexto de los esfuerzos globales para combatir el cambio climático y promover prácticas de fabricación y consumo sostenibles.

Los grupos de interés en este caso son:

- Organizaciones ambientales centradas en la reducción del impacto tecnológico en el medio ambiente
- Reguladores y formuladores de políticas ambientales
- Comunidades locales afectadas por la fabricación y desechos tecnológicos
- Inversores y empresas interesadas en tecnologías sostenibles

En este contexto, las tecnologías digitales y móviles desempeñan roles cruciales en la promoción de la sostenibilidad al optimizar el uso de energía en las industrias y permitir reducciones significativas en las emisiones de gases de efecto invernadero [26]. Las redes móviles, en particular, se destacan por su potencial para disminuir la huella de carbono de otras industrias y se espera que continúen desempeñando un papel clave en la consecución de una economía sin emisiones [27].

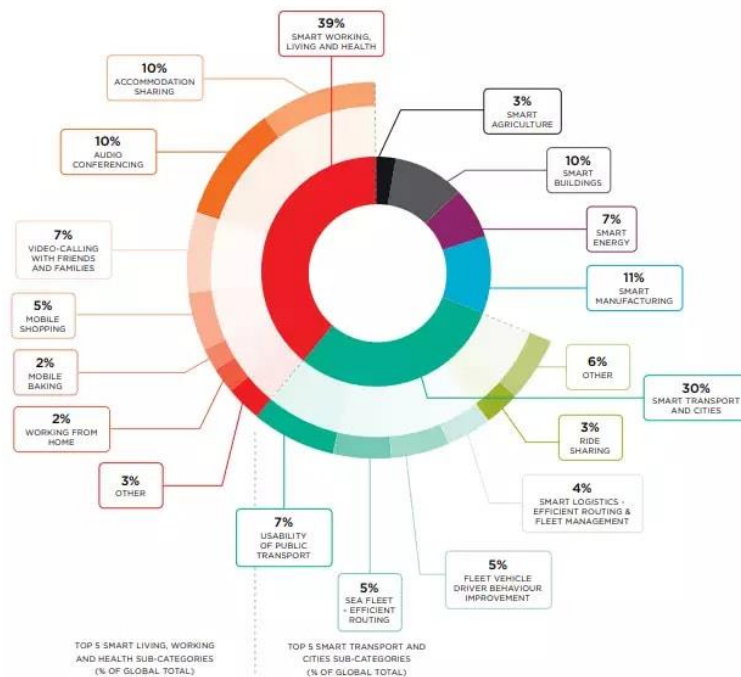


Ilustración 62. Emisiones de Carbono Evitadas por Categoría en 2018 [27]

## A.4 CONCLUSIONES

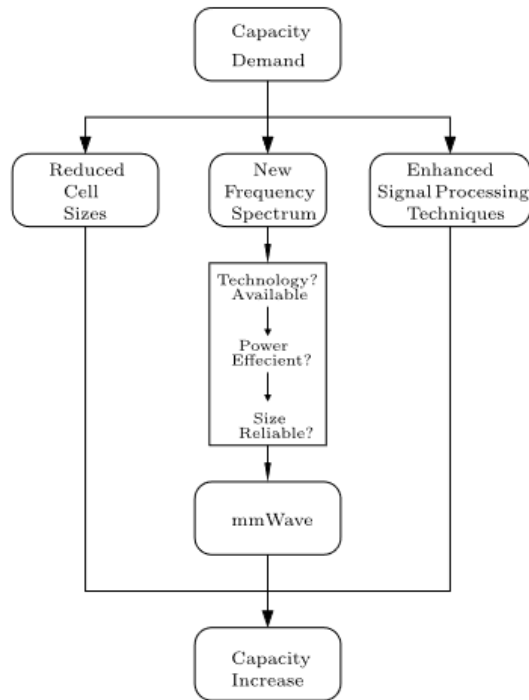
**Impactos Económicos:** La miniaturización de antenas IFA reduce costos operativos, beneficiando a consumidores y estimulando el crecimiento económico mediante la creación de nuevos mercados y empleos en telecomunicaciones. Se destacan los impactos significativos de la tecnología 5G, proyectada para añadir aproximadamente 1.3 trillones de dólares al PIB global para 2030, influenciando industrias clave y fomentando innovaciones como ecosistemas conectados en la manufactura industrial.

**Impactos Sociales:** La mejora en accesibilidad a comunicaciones de alta velocidad facilita servicios críticos como educación y atención médica remota, contribuyendo a reducir la brecha digital y promover equidad social, especialmente en zonas rurales.

**Impactos Éticos:** Se enfatiza la importancia de proteger la privacidad y seguridad de datos transmitidos por las antenas, así como garantizar el acceso equitativo a estas tecnologías avanzadas para todas las regiones, incluyendo las menos desarrolladas.

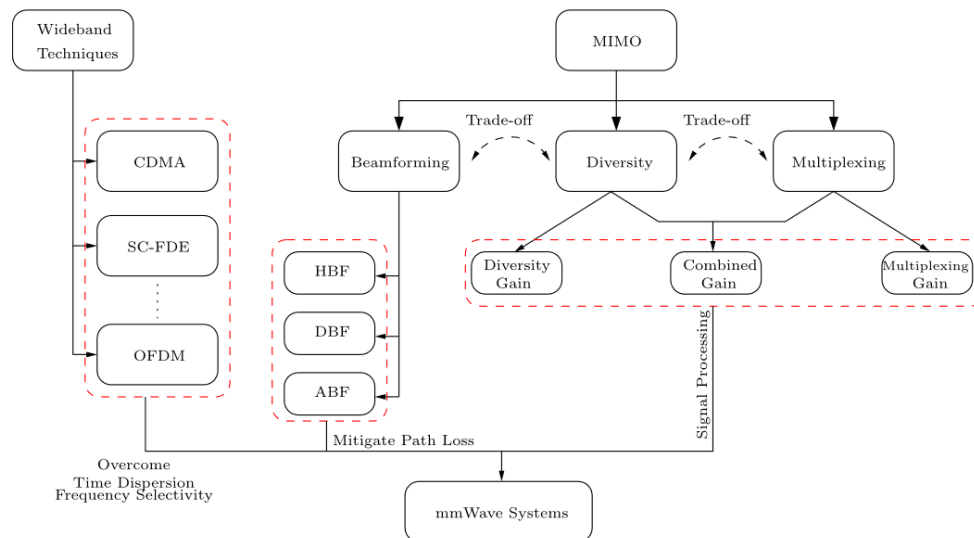
# ANEXO B

## A.1. INTRODUCCIÓN.



**Ilustración 63. Estrategias para incrementar la capacidad del sistema [1]**

The three main techniques to boost system capacity, reduced cell size, enhanced signal processing techniques and finding new frequency bandwidths, can be combined in order to provide enormous capacity increase [1].



**Ilustración 64. Design considerations for mmWave systems, which characterize the “Signal Processing” entrance to the “mmWave Technology” [1]**

Las bandas de frecuencia de onda milimétrica, comprendidas entre 30 GHz y 300 GHz, representan una parte significativa del espectro de frecuencia que aún no se ha explotado ampliamente. Estas frecuencias son cruciales para satisfacer las demandas futuras de las comunicaciones inalámbricas, ya que permiten manejar altas tasas de transmisión de datos. Para asegurar una eficiente propagación de señales en estos rangos, es esencial el uso de modelos de canal precisos que aborden adecuadamente los desafíos inherentes a los sistemas de comunicación que operan en la banda de *mmWave*.

Para ilustrar algunos de los desafíos específicos relacionados con la propagación de ondas milimétricas, se presentan tres imágenes que describen diferentes tipos de atenuación atmosférica que pueden afectar la transmisión de señales:

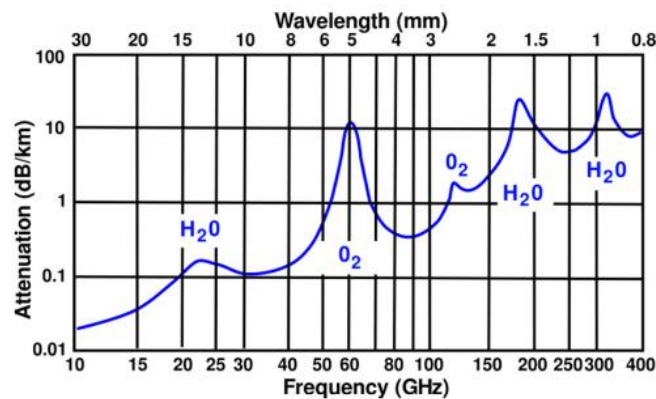


Ilustración 65. Average atmospheric attenuation of mm-wave [2]

Esta imagen muestra la atenuación media atmosférica en la banda de *mmWave*, destacando cómo factores como la humedad y la composición atmosférica pueden reducir la intensidad de las señales a medida que viajan a través del aire.

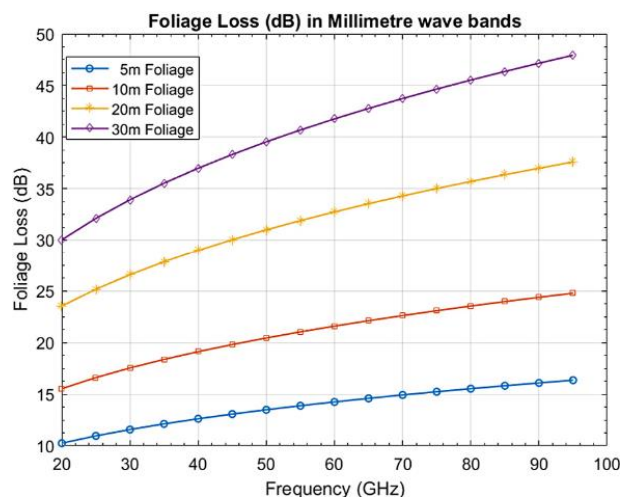
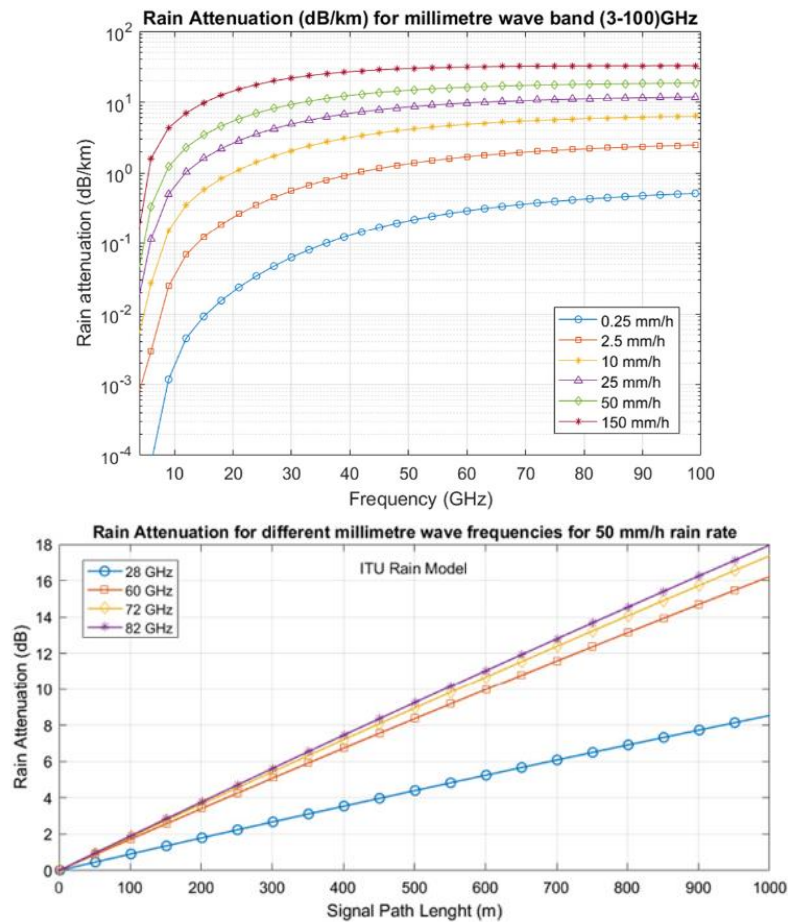


Ilustración 66. Foliage loss at mm-wave with different foliage depth [2]

Esta gráfica ilustra la pérdida de señal que ocurre cuando las ondas milimétricas pasan a través de diferentes tipos de vegetación. Dependiendo del grosor y tipo de follaje, la atenuación puede variar significativamente, lo que es un factor importante a considerar en el diseño de sistemas inalámbricos en entornos urbanos o rurales.



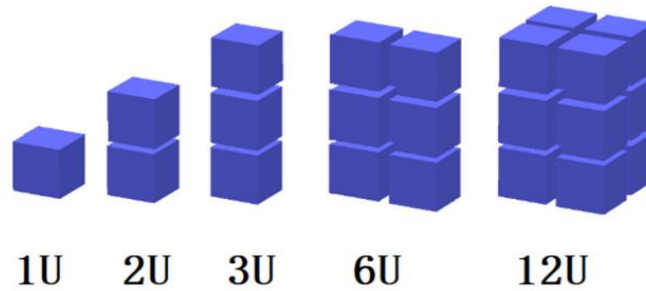
**Ilustración 67. Rain Attenuation for mm-wave band, (a) Rain attenuation for 3–100 GHz band, (b) Rain attenuation with distance, for frequency 28, 60, 72, 82 GHz [2]**

Esta ilustración detalla la atenuación debido a la lluvia en la banda *mmWave*. En (a) se muestra la atenuación de la lluvia para el rango de 3 a 100 GHz, mientras que en (b) presenta cómo la atenuación varía con la distancia para frecuencias específicas de 28, 60, 72 y 82 GHz. Esta información es crucial para planificar y optimizar redes que deben funcionar de manera confiable en todas las condiciones climáticas.

El entendimiento y la representación visual de estos efectos son esenciales para el diseño y la implementación efectiva de tecnologías de comunicación avanzadas que operen dentro del espectro de onda milimétrica.

Por otro lado, cabe destacar algunas de las características que se han mencionado en la Introducción del documento, respecto a los *Cubesat*.

Los estándares de *Cubesat* se definen como:



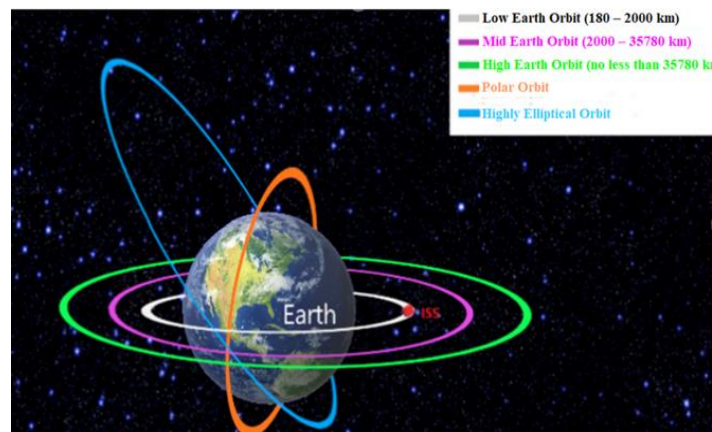
**Ilustración 68. Estándares de Cubesat [5]**

Siendo sus dimensiones y masa:

| Size | Dimensions            | Wet Mass |
|------|-----------------------|----------|
| 1U   | 10 cm × 10 cm × 10 cm | 1.3 kg   |
| 2U   | 10 cm × 10 cm × 20 cm | 2.6 kg   |
| 3U   | 10 cm × 10 cm × 30 cm | 3.9 kg   |
| 6U   | 10 cm × 20 cm × 30 cm | 7.8 kg   |
| 12U  | 10 cm × 10 cm × 60 cm | 15.6 kg  |

**Ilustración 69. Tamaño y masa de Cubesats [5]**

Además, hay que tener en cuenta la clasificación de las órbitas terrestres según su altitud, ya que este aspecto cobra gran relevancia en este tipo de Sistemas.



**Ilustración 70. Clasificación de Altitudes para órbitas geocéntricas [5]**

## A.2. MOTIVACIÓN

| Clase                | Masa (kg)  | Coste (MM €) | Duración aproximada de desarrollo a lanzamiento |
|----------------------|------------|--------------|---|
| Grande               | > 1000     | > 100        | > 5 años  |
| Convencional pequeño | 500 – 1000 | 30 – 100     | 4 años  |
| Minisatélite         | 100 – 500  | 8 – 30       | 3 años  |
| Microsatélite        | 10 – 100   | 1 – 8        | ~ 1 año   |
| Nanosatélite         | 1 – 10     | 0.15 – 1     | ~ 1 año   |
| Picosatélite         | 0.1 – 1    | 0.02 – 0.15  | ~ 1 año   |
| Femtosatélite        | < 0.1      | < 0.02       | ~ 1 año   |

Tabla 18. Especificaciones preliminares para la definición de los sistemas de antenas y carga útil

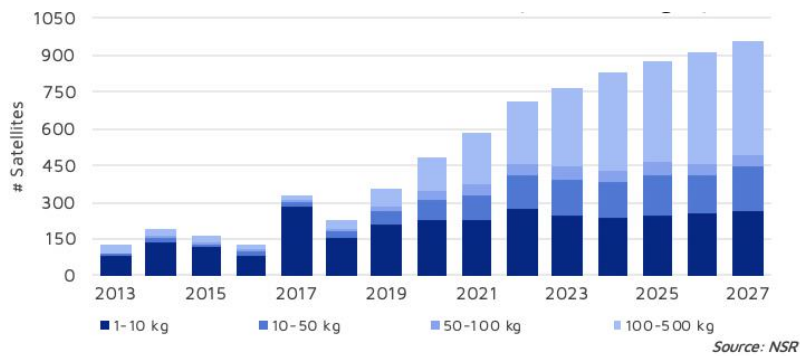


Ilustración 71. Lanzamientos de satélites pequeños clasificados por su masa [6]

## A.3. DESARROLLO. DISEÑO DEL PARCHE COMO ELEMENTO DE REFERENCIA

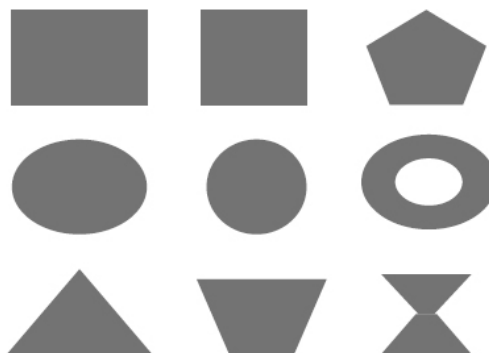
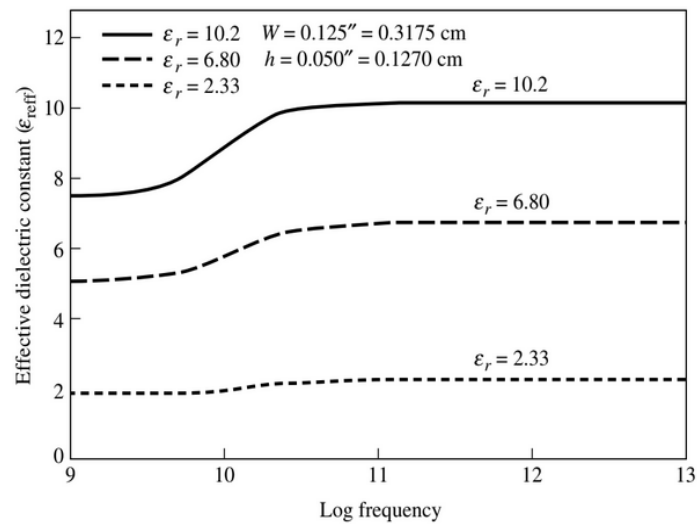
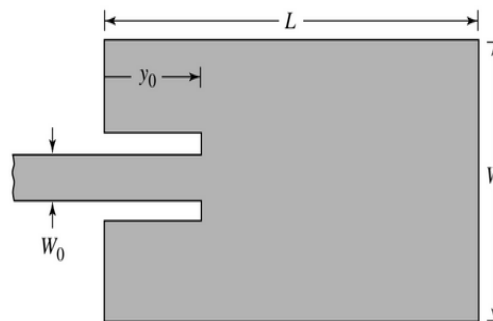


Ilustración 72. Shapes of radiators [9]



**Ilustración 73. Cte. Dieléctrica efectiva VS frecuencia, para sustratos comunes [8]**



(a) Recessed microstrip-line feed

**Ilustración 74. Línea de alimentación Microsrip a una distancia  $y_0$**

Para el diseño de un parche rectangular, debemos seguir los siguientes pasos:

1. Aproximación de la anchura  $W$  para optimizar la eficiencia:
2. Determinar la cte. Dieléctrica efectiva  $\epsilon_{\text{reff}}$
3. Determinar la longitud  $\Delta L$
4. Calcular la longitud física del parche  $L$
5. Obtener el punto óptimo de alimentación  $y_0$ , a partir de la impedancia de entrada  $R_{\text{in}}$

### A.4. DISEÑOS ESTUDIADOS

A continuación, se presentan múltiples diseños que han sido estudiados y sobre los que se han extraído sus bandas de funcionamiento.

| Diseño          | f1 (GHz) | fc (GHz) | f2 (GHz) | %BW @-10dB (S11) |
|-----------------|----------|----------|----------|------------------|
| 2.4GHz MIFA FR4 | 2,33     | 2,44     | 2,56     | 9,43             |

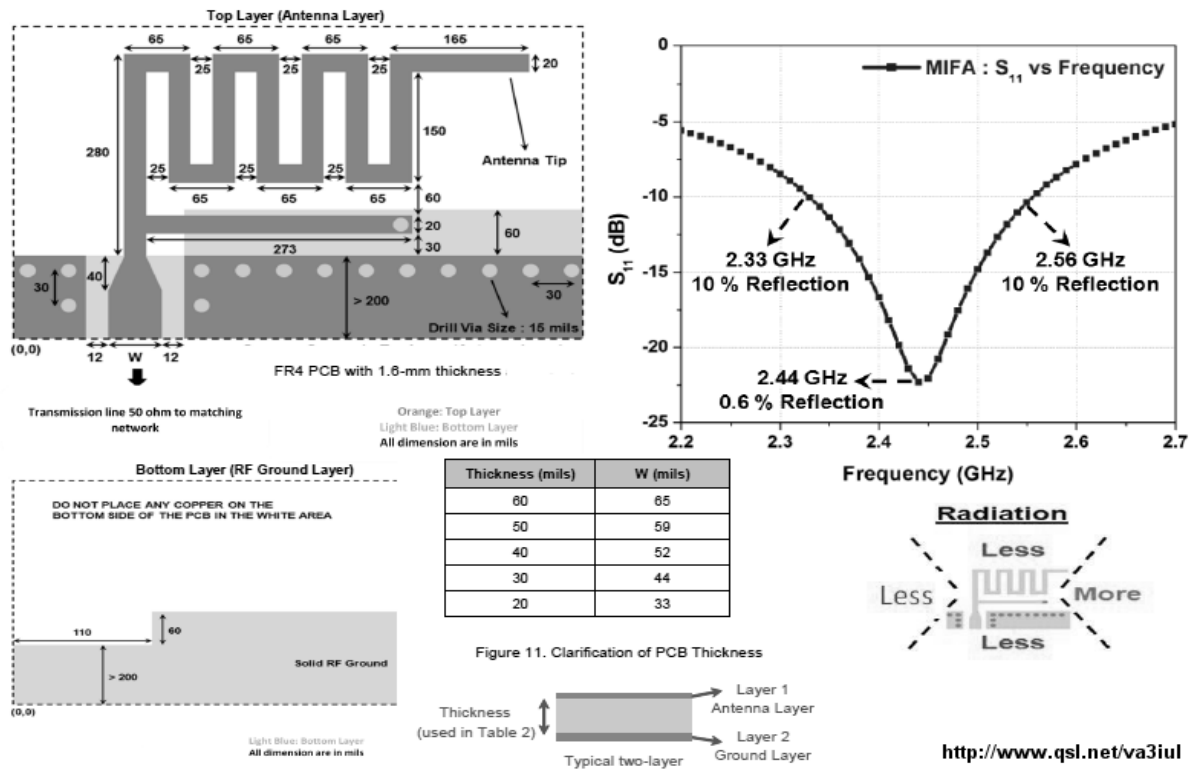


Ilustración 75. Prototipo: 2.4GHz\_MIFA\_FR4 [28]

| Diseño                              | f1 (GHz) | fc (GHz) | f2 (GHz) | %BW @-10dB (S11) |
|-------------------------------------|----------|----------|----------|------------------|
| Circular Meander Inverted F-Antenna | 1,71     | 1,8      | 1,88     | 9,44             |

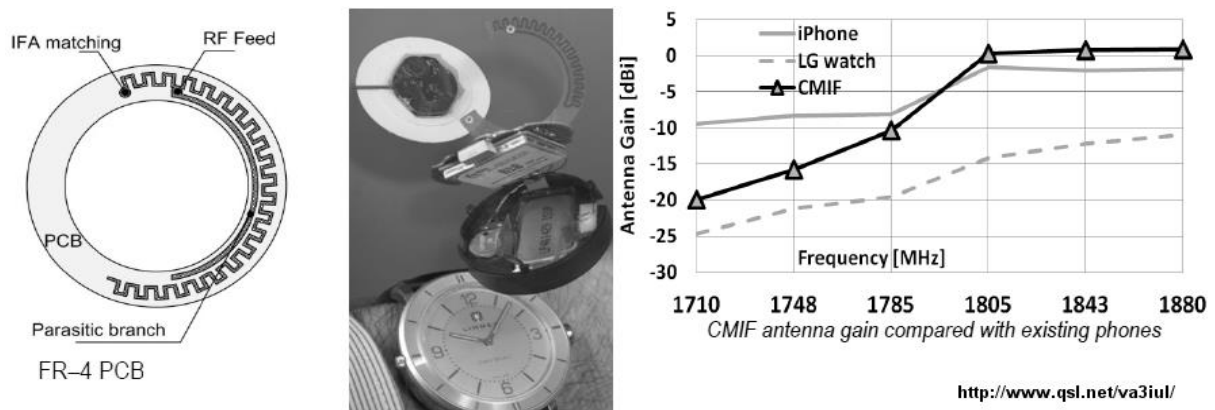


Ilustración 76. Prototipo: Circular\_Meander\_Inverted\_F-Antenna [28]

| Diseño   | f1 (GHz) | fc (GHz) | f2 (GHz) | %BW @-10dB (S11) |
|--|----------|----------|----------|------------------|
| Dual Band Branch Line Monopole<br>900MHz_1.8GHz_25mm | 1,703    | 1,8      | 1,89     | 10,39            |

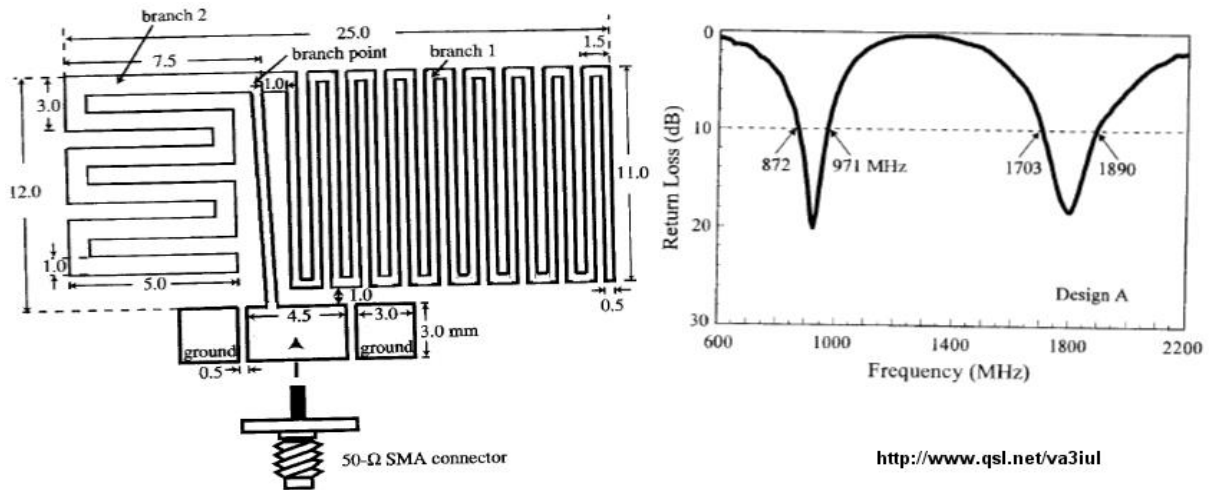


Ilustración 77. Prototipo: Dual\_Band\_Branch\_Line\_Monopole 900MHz\_1.8GHz\_25mm [28]

| Diseño  | f1 (GHz) | fc (GHz) | f2 (GHz) | %BW @-10dB (S11) |
|---|----------|----------|----------|------------------|
| Dual Band Branch Line Monopole 900MHz 1.8GHz 36mm | 1,705    | 1,8      | 1,88     | 9,72             |

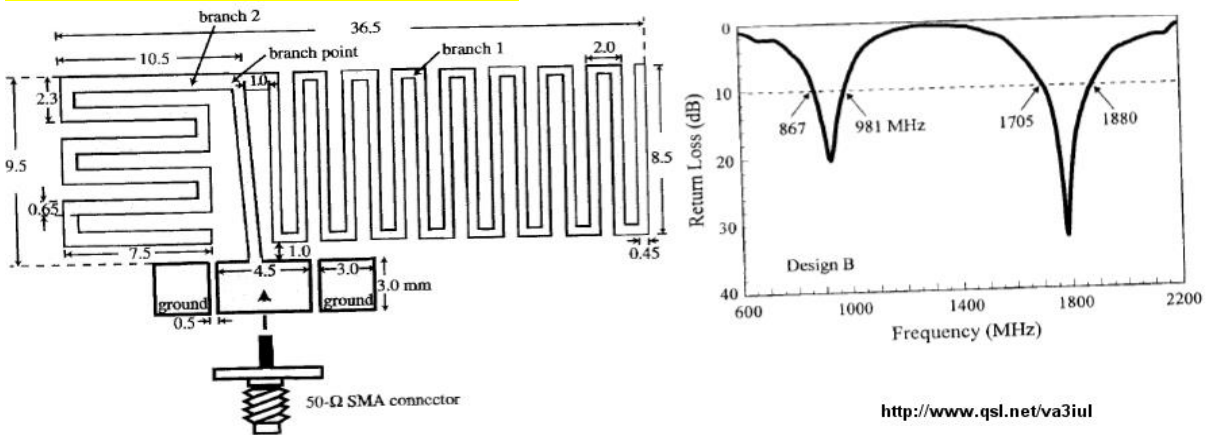


Ilustración 78. Prototipo: Dual\_Band\_Branch\_Line\_Monopole 900MHz\_1.8GHz\_36mm [28]

| Diseño  | f1 (GHz) | fc (GHz) | f2 (GHz) | %BW @-10dB (S11) |
|---|----------|----------|----------|------------------|
| Dual Band PIFA Meandered Patch Folded End 900MHz-1.8GHz | 1,85     | 2        | 2,05     | 10,00            |

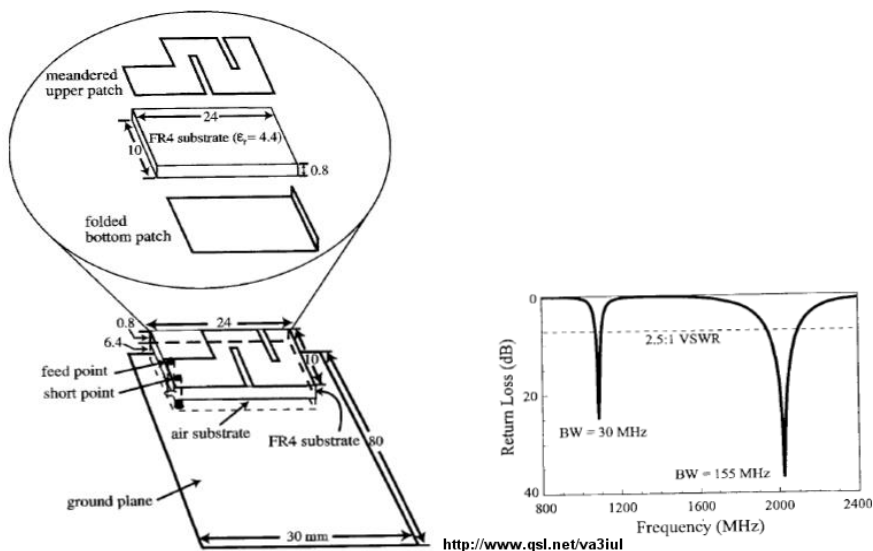


Ilustración 79. Prototipo: Dual\_Band\_PIFA\_Meandered\_Patch\_Folded\_End 900MHz-1.8GHz [28]

| Diseño  | f1 (GHz) | fc (GHz) | f2 (GHz) | %BW @-10dB (S11) |
|---|----------|----------|----------|------------------|
| Dual Band PIFA Rectangular Spiral Strip and Ind | 1,85     | 1,95     | 2,02     | 8,72             |

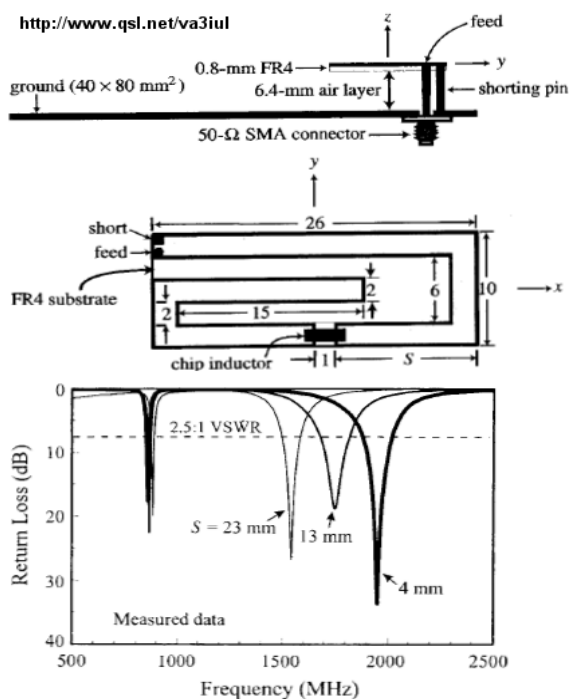


Ilustración 80. Prototipo: Dual\_Band\_PIFA\_Rectangular\_Spiral\_Strip\_and\_Ind [28]

| Diseño  | f1 (GHz) | fc (GHz) | f2 (GHz) | %BW @-10dB (S11) |
|---|----------|----------|----------|------------------|
| Dual Band PIFA Shorted Strips and Patch 900MHz-1.8GHz | 1,72     | 1,8      | 1,9      | 10,00            |

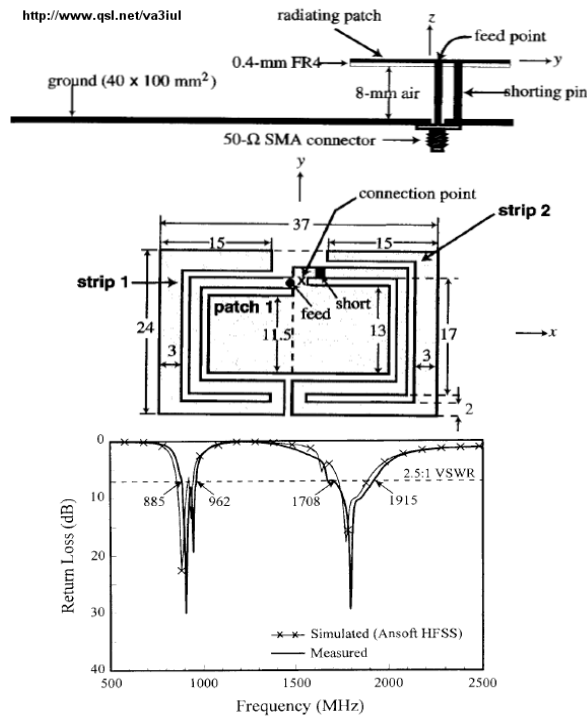


Ilustración 81. Prototipo: Dual\_Band\_PIFA\_Shorted\_Strips\_and\_Patch\_900MHz-1.8GHz [28]

| Diseño                                       | f1 (GHz) | fc (GHz) | f2 (GHz) | %BW @-10dB (S11) |
|--|----------|----------|----------|------------------|
| Dual Band PIFA Spiral Strip Nonuniform Width | 1,84     | 1,88     | 1,95     | 5,85             |

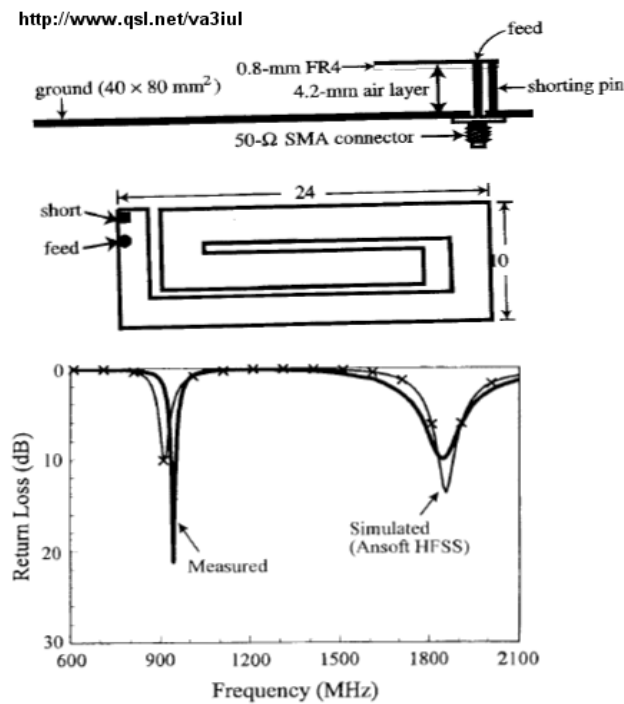
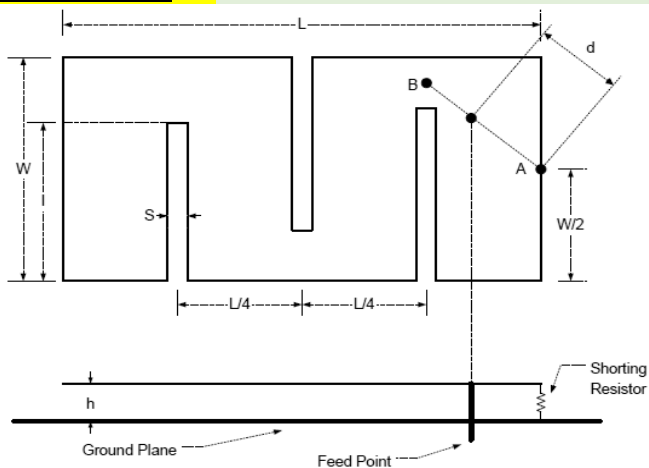


Ilustración 82. Dual\_Band\_PIFA\_Spiral\_Strip\_Nonuniform\_Width [28]

| Diseño | f1 (GHz) | fc (GHz) | f2 (GHz) | %BW @-10dB (S11) |
|--------|----------|----------|----------|------------------|
|--------|----------|----------|----------|------------------|

**Meander PIFA Antenna 860MHz** 0.8 a 1.3 0.6 a 11.2



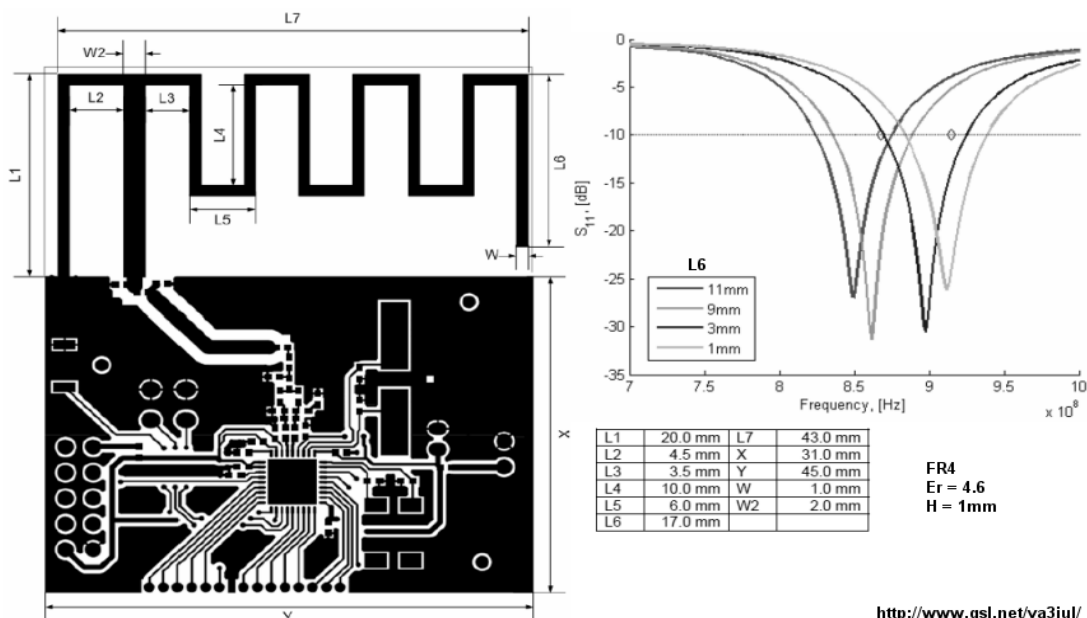
$L = 40 \text{ mm}, W = 25 \text{ mm}, l = 20 \text{ mm}, h = 3.2 \text{ mm} S = 2 \text{ mm}$

| Resistance, $\Omega$ | $f_0$ , MHz | $d/AB$ | BW, % |
|----------------------|-------------|--------|-------|
| 0                    | 872         | 0.06   | 0.6   |
| 2.2                  | 871         | 0.25   | 3.4   |
| 3.3                  | 861         | 0.35   | 4.7   |
| 4.7                  | 860         | 0.5    | 6.8   |
| 5.6                  | 857         | 0.6    | 8.6   |
| 6.8                  | 857         | 0.7    | 11.2  |
| Simple PIFA          | 1298        | 0.06   | 0.9   |

<http://www.qsl.net/va3iul/>

Ilustración 83. Prototipo: Meander\_PIFA\_Antenna\_860MHz [28]

| Diseño                                      | $f_1$ (GHz) | $f_c$ (GHz) | $f_2$ (GHz) | %BW @-10dB (S11) |
|---|-------------|-------------|-------------|------------------|
| <b>Meandering Inverted-F Antenna 900MHz</b> | 8,4         | 8,64        | 8,9         | 5,79             |



<http://www.qsl.net/va3iul/>

Ilustración 84. Meandering\_Inverted-F\_Antenna\_900MHz [28]

| Diseño                                     | $f_1$ (GHz) | $f_c$ (GHz) | $f_2$ (GHz) | %BW @-10dB (S11) |
|--|-------------|-------------|-------------|------------------|
| <b>Metal Strips Dual-Band PIFA Antenna</b> | 1,85        | 1,92        | 2,1         | 13,02            |

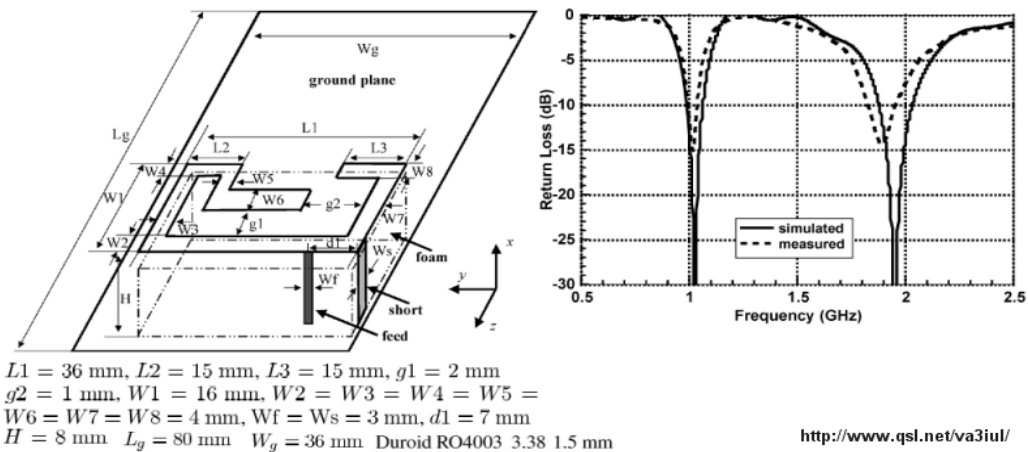


Ilustración 85. Prototipo: Metal Strips Dual-Band PIFA Antenna [28]

| Diseño   | f1 (GHz) | fc (GHz) | f2 (GHz) | %BW @-10dB (S11) |
|--|----------|----------|----------|------------------|
| Triple-Band PIFA Branch Line Strip<br>900MHz-1.8GHz 2.4GHz | 2,41     | 2,445    | 2,48     | 2,86             |

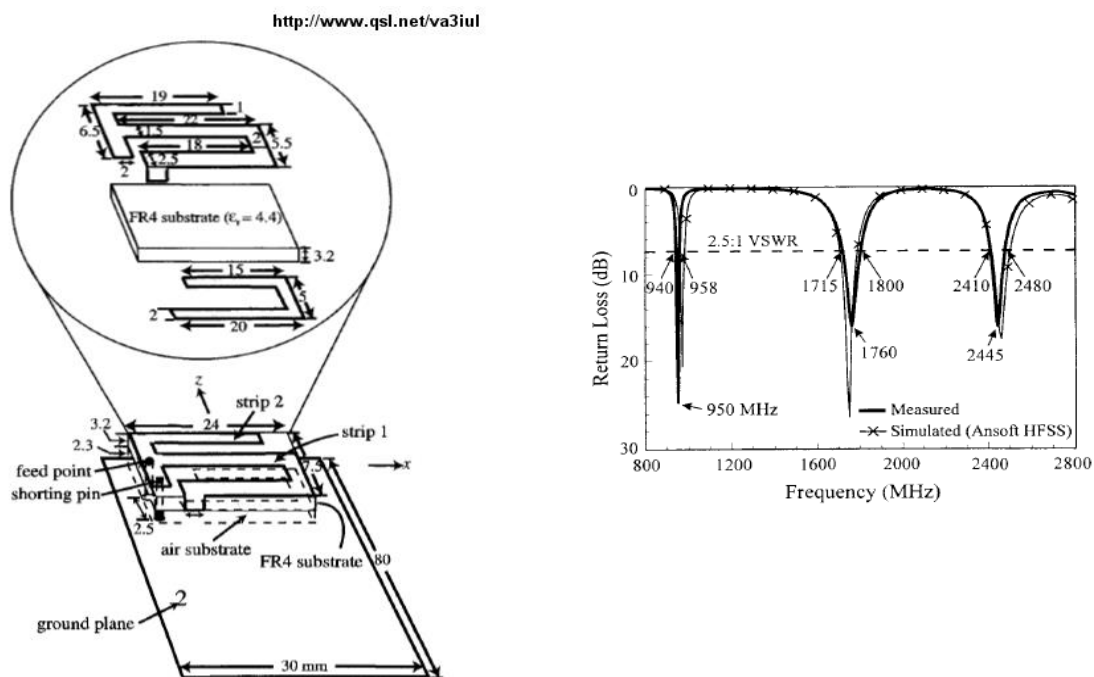
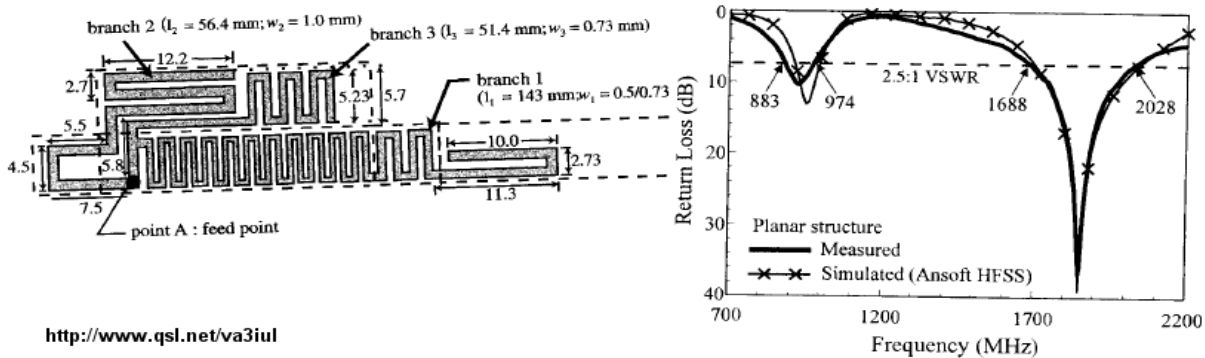


Ilustración 86. Prototipo: Triple-Band PIFA Branch Line Strip 900MHz-1.8GHz\_2.4GHz [28]

| Diseño   | f1 (GHz) | fc (GHz) | f2 (GHz) | %BW @-10dB (S11) |
|--|----------|----------|----------|------------------|
| Triple Band Branch Line Monopole<br>900MHz 1.8GHz 1.9GHz | 1,69     | 1,8      | 2        | 17,22            |



<http://www.qsl.net/va3iul>

Ilustración 87. Prototipo: Triple\_Band\_Branch\_Line\_Monopole 900MHz\_1.8GHz\_1.9GHz [28]

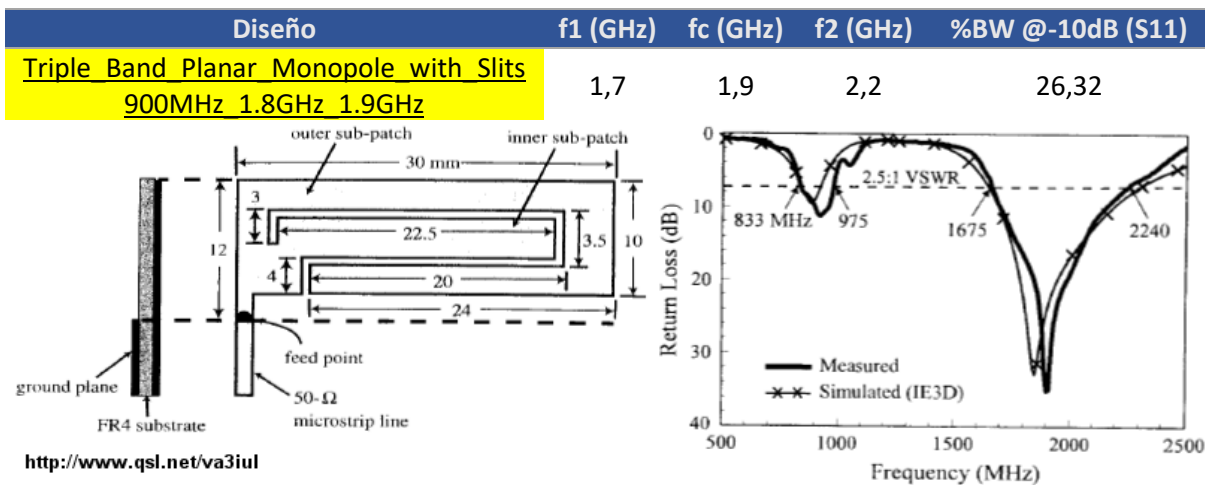


Ilustración 88. Prototipo: Triple\_Band\_Planar\_Monopole\_with\_Slits 900MHz\_1.8GHz\_1.9GHz [28]

Los resultados destacados del estudio [17] incluyen:

- La antena logra una mejora significativa en el ancho de banda de retorno de 10 dB en ambas bandas.
- La antena muestra un patrón de radiación omnidireccional deseable y un rendimiento robusto, adecuado para dispositivos inalámbricos portátiles.
- Se observan mejoras notables en el ancho de banda y la reducción del tamaño en comparación con diseños anteriores, lo que demuestra la eficacia de las modificaciones realizadas en la estructura de la antena.

En resumen, el documento presenta una solución avanzada para antenas internas pequeñas en aplicaciones WLAN, enfatizando la capacidad de la antena PIFDLA para manejar múltiples estándares y servicios con una sola unidad de antena, satisfaciendo así los crecientes requisitos de dispositivos inalámbricos modernos.

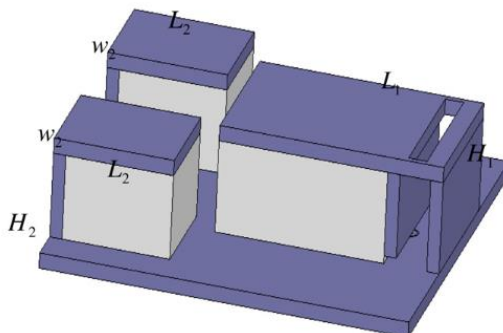


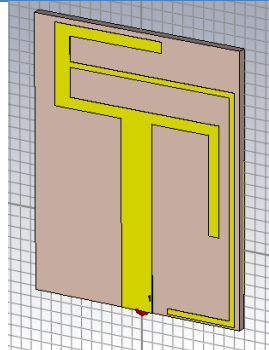
Ilustración 89. Geometría del diseño estudiado en [17]

## A.5. ANÁLISIS DE PARÁMETROS. RESULTADOS

PARÁMETRO

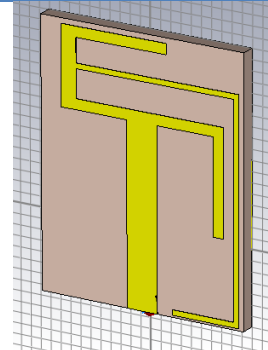
W8=21 mm (variaciones de h=0.8mm a h=1.4mm)

MODELO



W8=21 mm

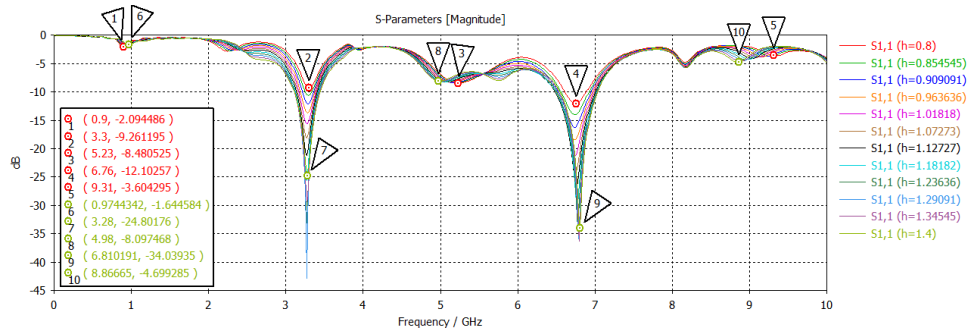
h=0.8 mm



W8=21 mm

h=1.4 mm

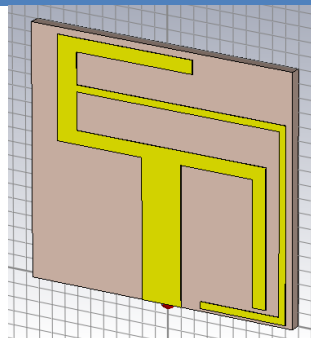
RESULTADOS



PARÁMETRO

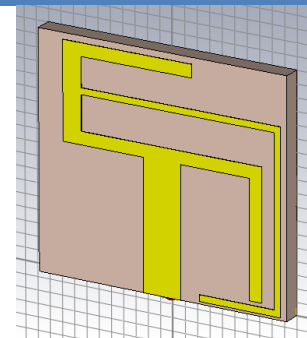
L1=6.5 mm (variaciones de h=0.8mm a h=1.4mm)

MODELO



L1=6.5 mm

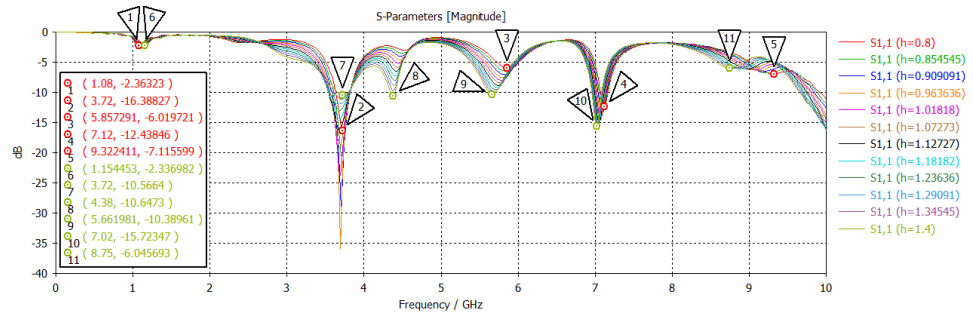
h=0.8 mm



L1=6.5 mm

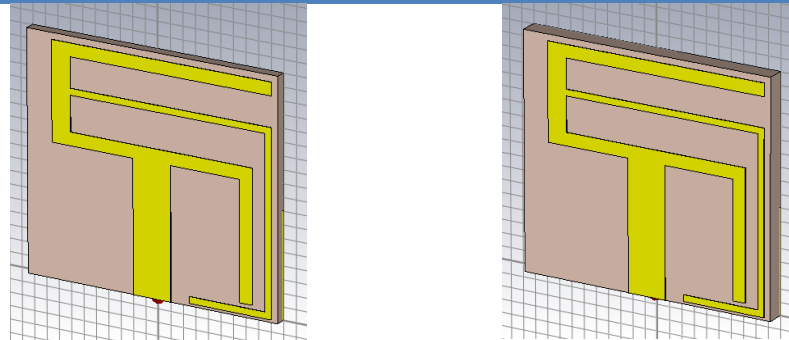
h=1.4 mm

RESULTADOS



PARÁMETRO L6=16 mm (variaciones de h=0.8mm a h=1.4mm)

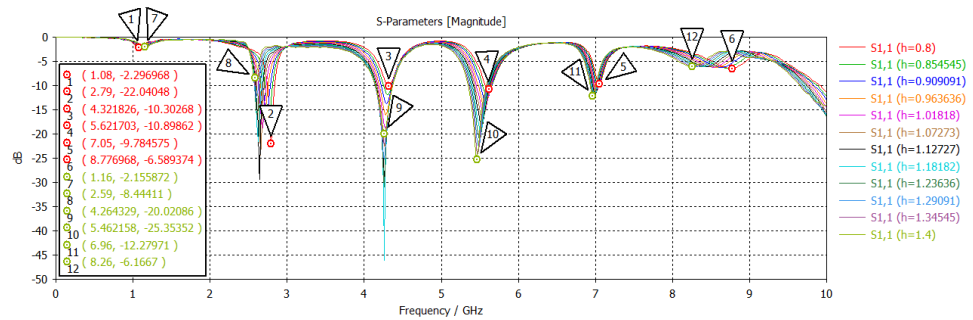
MODELO



L6=16 mm  
h=0.8 mm

L6=16 mm  
h=1.4 mm

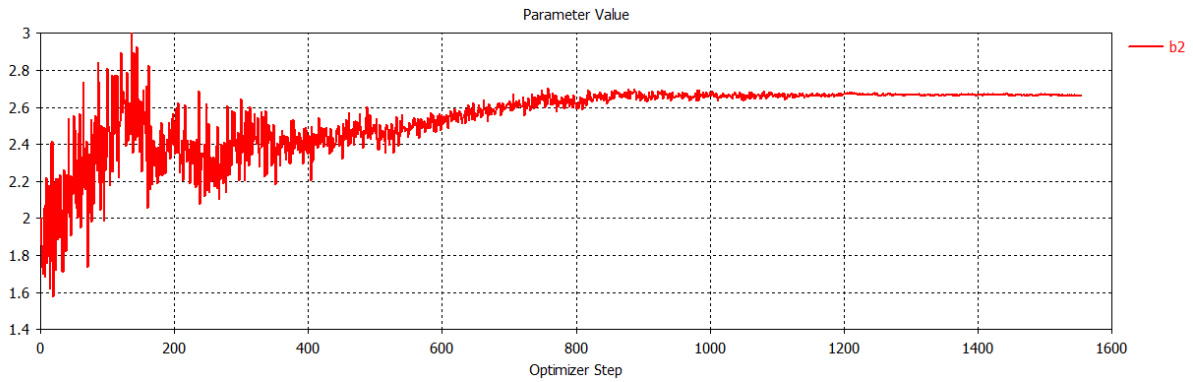
RESULTADOS



A.6. OPTIMIZACIÓN DEL DISEÑO

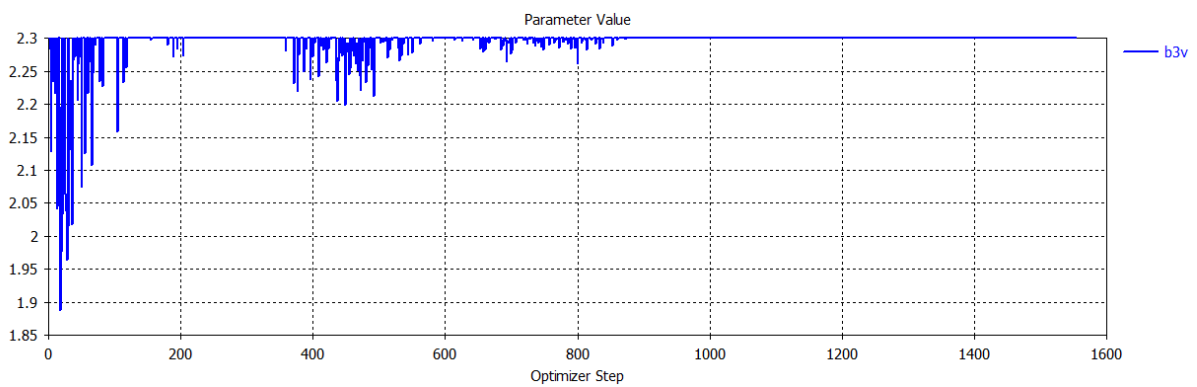
Vemos que en la Optimización nos podemos encontrar con dos casos: parámetros que convergen tras un cierto número de iteraciones del algoritmo de optimización; y parámetros que están saturados.

Parámetro b2 que converge:



**Ilustración 90.** Rango de valores que toma el parámetro b2 en la Optimización del diseño

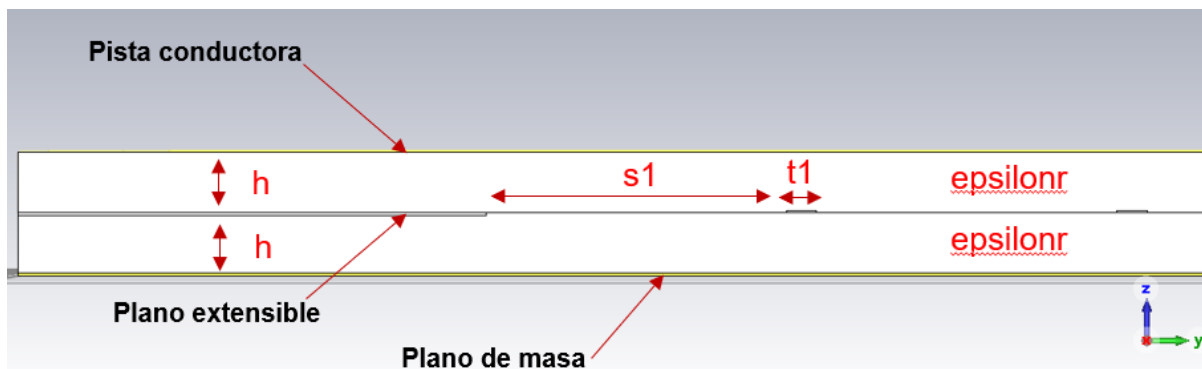
Parámetro b3v que está saturado:



**Ilustración 91.** Rango de valores que toma el parámetro b3v en la Optimización del diseño

### A.7. MODIFICACIONES FINALES

El modelo con láminas horizontales inicial se presenta a continuación:



**Ilustración 92.** Modelo con láminas horizontales inicial, corte plano ZY

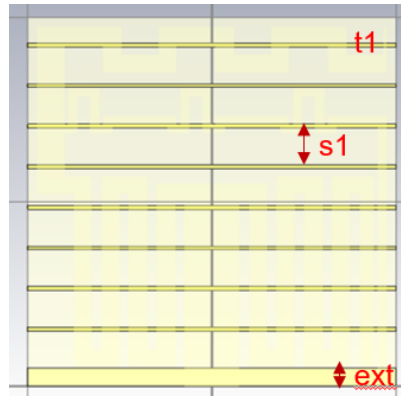


Ilustración 93. Modelo con láminas horizontales inicial, vista frontal

| Parámetro sintonizable | Valor inicial (mm) |
|------------------------|--------------------|
| h                      | 0.8                |
| s1                     | 1                  |
| t1                     | 0.1                |
| ext                    | 5                  |

Tabla 19. Parámetros del modelo con láminas horizontales inicial

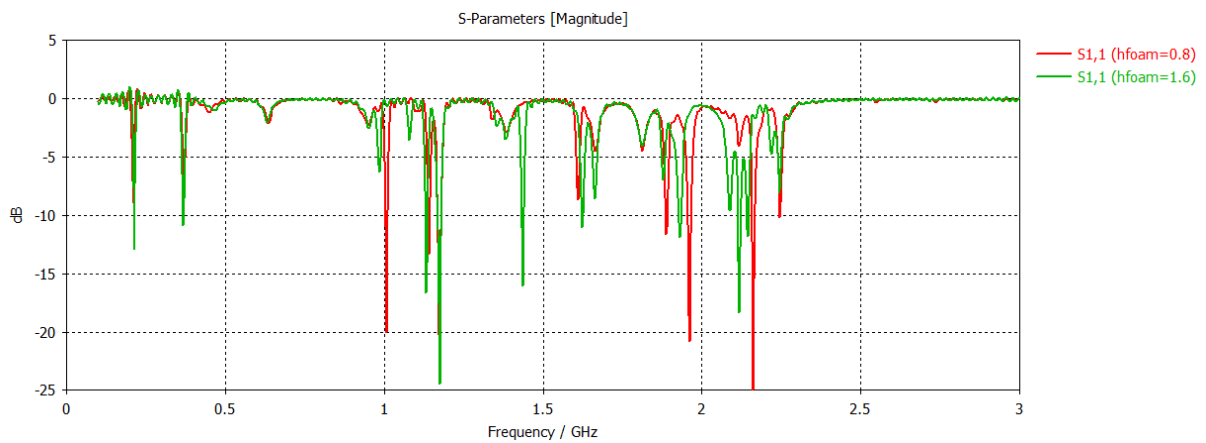


Ilustración 94. Resultados del modelo con láminas horizontales inicial, parámetros S11

## ANEXO C: PRESUPUESTO ECONÓMICO

|  | horas | Precio/hora | TOTAL          |
|--|-------|-------------|----------------|
| <b>COSTE DE MANO DE OBRA (coste directo)</b> | 300   | 15 €        | <b>4.500 €</b> |
| <b>COSTE DE MEDIDA EN CÁMARA ANECOICA</b>    | 4     | 110 €       | <b>440 €</b>   |

### COSTE DE RECURSOS MATERIALES (coste directo)

|   | Precio de compra | Uso en meses | Amortiz. en años | TOTAL      |
|---|------------------|--------------|------------------|------------|
| Ordenador personal (Software incluido).....           | 1.200,00 €       | 10           | 6                | 166,67 €   |
| Licencias de Software (CST, Matlab, Microsoft Office) | 3.000,00 €       | 10           | 1                | 2.500,00 € |
| Ordenador del laboratorio (para simulación)           | 1.500,00 €       | 10           | 10               | 125,00 €   |

|              |                   |
|--------------|-------------------|
| <b>TOTAL</b> | <b>2.791,67 €</b> |
|--------------|-------------------|

|   |     |             |                   |
|---|-----|-------------|-------------------|
| <b>GASTOS GENERALES (costes indirectos)</b> | 15% | sobre CD    | <b>1.159,75 €</b> |
| <b>BENEFICIO INDUSTRIAL</b>                 | 6%  | sobre CD+CI | <b>533,49 €</b>   |

### MATERIAL FUNGIBLE

|   |                   |
|---|-------------------|
| Impresión                               | <b>100,00 €</b>   |
| Encuadernación                          | <b>300,00 €</b>   |
| Fabricación mediante circuito impreso   | <b>2.000,00 €</b> |
| Informe con Certificado de Homologación | <b>150,00 €</b>   |

|                             |                       |
|-----------------------------|-----------------------|
| <b>SUBTOTAL PRESUPUESTO</b> | <b>11.974,90 €</b>    |
| <b>IVA APLICABLE</b>        | 21% <b>2.514,73 €</b> |

|                          |                    |
|--------------------------|--------------------|
| <b>TOTAL PRESUPUESTO</b> | <b>14.489,63 €</b> |
|--------------------------|--------------------|