



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

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

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de  
Telecomunicación

Diseño de antenas de ranura con polarización circular en  
línea coaxial vacía integrada en sustrato

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de  
Telecomunicación

AUTOR/A: Alberto Tormo, Pablo

Tutor/a: Esteban González, Héctor

Cotutor/a: Herraiz Zanón, David

CURSO ACADÉMICO: 2022/2023

# Agradecimientos

A mis tutores, David y Héctor, gracias por acompañarme a lo largo de este último año y brindarme todo vuestro apoyo. Sin vosotros este proyecto habría sido muy diferente.

A mis amigos, en especial a Marta, Dani, Nerea, Silvia y Pascu. Estos cinco años han sido muy especiales para mí y vosotros habéis estado a lo largo de todo este tiempo, creciendo juntos. No hay palabras que expresen todo el cariño que os tengo, gracias por estar.

A Raül, mi apoyo incondicional. Has estado a mi lado en todo momento estos últimos años, ya sabes lo que significas para mí.

A mi familia, quienes han vivido de cerca mi evolución en todos los ámbitos estos cinco años. En especial a mi hermano Carlos, mi confidente.

Y por último, y no menos importante, le quiero dedicar este TFG a mi abuela Carmen. Siempre has dicho que querías un ingeniero en casa. Ya lo tienes, lo he conseguido.

# Resumen

El progresivo aumento del sector espacial ha dado lugar al desarrollo de nuevas tecnologías que permitan cubrir las necesidades de estos nuevos satélites de dimensiones pequeñas, que requieren de dispositivos de reducidas dimensiones, bajo perfil, y fácil fabricación. En respuesta a esto, las líneas vacías integradas en sustrato han sido investigadas debido a que se ajustan a las necesidades actuales, ya que presentan unas características cercanas de las estructuras 3D (guías y coaxiales), pero manteniendo el bajo coste y perfil de las tecnologías planares. En concreto, la línea coaxial vacía integrada en sustrato (*Empty Substrate Integrated Coaxial Line* - ESICL) ha despertado mucho interés, puesto que se propaga un modo TEM, por lo que permite diseñar componentes en un rango de frecuencias muy amplio, miniaturizando los componentes, y además no presenta dispersión. Se han desarrollado múltiples componentes como filtros, transiciones, entre otros, que pueden encontrarse habitualmente en la carga útil de satélites. Sin embargo, los elementos radiantes y en concreto las ranuras han sido poco exploradas en esta nueva tecnología. Por todo ello, en este trabajo final de grado se propone el diseño y desarrollo de una antena ranurada en ESICL con polarización circular para el enlace entre satélite y usuario de las constelaciones LEO como Starlink, o OneWeb.

Palabras clave: antena; línea coaxial; polarización circular; guía vacía integrada en sustrato.

# Resum

El progressiu augment del sector espacial ha donat lloc al desenvolupament de noves tecnologies que permeten cobrir les necessitats d'aquests nous satèl·lits de dimensions petites, que requereixen dispositius de reduïdes dimensions, perfil baix i fàcil fabricació. En resposta a això, les línies buides integrades en substrat han sigut investigades perquè s'ajusten a les necessitats actuals, ja que presenten unes característiques pròximes a les estructures 3D (guies i coaxials), però mantenint el baix cost i perfil de les tecnologies planars. Concretament, la línia coaxial buida integrada en substrat (*Empty Substrate Integrated Coaxial Line* - ESICL) ha despertat molt d'interès, ja que es propaga un mode TEM, la qual cosa permet dissenyar components en un rang de freqüències molt ampli, miniaturitzant els components, i a més no presenta dispersió. S'han desenvolupat múltiples components com ara filtres, transicions, entre d'altres, que es poden trobar habitualment en la càrrega útil de satèl·lits. No obstant això, els elements radiants i concretament les esletxes han estat poc explorades en aquesta nova tecnologia. Per tot això, en aquest treball final de grau es proposa el disseny i desenvolupament d'una antena esletxada en ESICL amb polarització circular per a l'enllaç entre satèl·lit i usuari de les constel·lacions LEO com Starlink o OneWeb.

Paraules clau: antena; línia coaxial; polarització circular; guia buida integrada en substrat.



# Abstract

The progressive growth of the space sector has led to the development of new technologies that can meet the needs of these new small-sized satellites, which require devices with reduced dimensions, low profile, and easy manufacturing. In response to this need, empty substrate integrated lines have been investigated because they align with the requirements, presenting characteristics similar to 3D structures (waveguides and coaxials), while maintaining the low cost and profile of planar technologies. Specifically, the Empty Substrate Integrated Coaxial Line (ESICL) has garnered significant interest as it propagates a TEM mode, enabling the design of components across a wide frequency range, miniaturizing the components, and exhibiting no dispersion. Multiple components such as filters, transitions, among others, have been developed and are commonly found in the payload of satellites. However, radiating elements, particularly slots, have been less explored in this new technology. Therefore, this final degree project proposes the design and development of a circularly slotted antenna utilizing ESICL technology. The antenna is developed to cover the communication link between satellites and users in Low Earth Orbit (LEO) constellations, such as Starlink or OneWeb.

Keywords: antenna; coaxial line; circular polarization; empty substrate integrated waveguide.

# Índice general

|   |             |
|---|-------------|
| <b>Índice de figuras</b>  | <b>VI</b>   |
| <b>Índice de tablas</b>   | <b>VIII</b> |
| <b>1 Introducción</b>   | <b>2</b>    |
| 1.1 Motivaciones . . . . .  | 2           |
| 1.1.1 El avance de las comunicaciones espaciales . . . . .        | 2           |
| 1.1.2 Tecnologías integradas en sustrato (SICs) . . . . .         | 3           |
| 1.2 Objetivos y metodología . . . . .                             | 4           |
| 1.3 Organización de la memoria . . . . .                          | 5           |
| <b>2 Fundamentos teóricos</b>                                     | <b>6</b>    |
| 2.1 Parámetros elementales de una antena . . . . .                | 6           |
| 2.1.1 Diagrama de radiación . . . . .                             | 6           |
| 2.1.2 Directividad . . . . .                                      | 9           |
| 2.1.3 Eficiencia de la antena . . . . .                           | 10          |
| 2.1.4 Ganancia . . . . .  | 11          |
| 2.1.5 Ancho de banda . . . . .                                    | 11          |
| 2.1.6 Parámetros de dispersión . . . . .                          | 12          |
| 2.1.7 Polarización . . . . .                                      | 13          |
| 2.2 Guías de onda y líneas de transmisión . . . . .               | 15          |
| 2.2.1 Guía de onda . . . . .                                      | 15          |
| 2.2.2 Línea Coaxial . . . . .                                     | 17          |
| 2.3 Antenas de apertura. La ranura . . . . .                      | 18          |
| <b>3 Antenas en guías integradas en sustrato</b>                  | <b>23</b>   |
| 3.1 Tecnologías integradas en sustrato . . . . .                  | 23          |
| 3.1.1 Guía de onda integrada en sustrato (SIW) . . . . .          | 23          |
| 3.1.2 Guía de onda vacía integrada en sustrato (ESIW) . . . . .   | 25          |
| 3.1.3 Línea coaxial integrada en sustrato (SICL) . . . . .        | 25          |
| 3.1.4 Línea coaxial vacía integrada en sustrato (ESICL) . . . . . | 26          |
| 3.2 Antenas desarrolladas sobre SICL y ESICL . . . . .            | 27          |
| <b>4 Diseño de la antena individual</b>                           | <b>30</b>   |
| 4.1 Planteamiento inicial del diseño . . . . .                    | 30          |
| 4.2 Geometría de la ESICL . . . . .                               | 33          |
| 4.3 Diseño del elemento longitudinal . . . . .                    | 34          |
| 4.4 Diseño del elemento transversal . . . . .                     | 41          |
| 4.5 Diseño de la antena individual . . . . .                      | 46          |



|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| <b>5</b> | <b>Proceso de fabricación</b>                        | <b>53</b> |
| 5.1      | Materiales . . . . .                                 | 53        |
| 5.2      | Maquinaria para la fabricación . . . . .             | 53        |
| 5.3      | Modelado por capas de la antena individual . . . . . | 54        |
| <b>6</b> | <b>Conclusiones y líneas futuras</b>                 | <b>59</b> |
| 6.1      | Conclusiones . . . . .                               | 59        |
| 6.2      | Líneas futuras . . . . .                             | 60        |
|          | <b>Bibliografía</b>                                  | <b>60</b> |

# Índice de figuras

|      |  |    |
|------|--|----|
| 1.1  | Satélite GEO Intelsat I (1965) [1]. . . . .  | 2  |
| 2.1  | Sistema de coordenadas del diagrama de radiación [8]. . . . .                              | 6  |
| 2.2  | Lóbulos y anchos de haz de un diagrama de radiación [8]. . . . .                           | 7  |
| 2.3  | Representación del diagrama de radiación a través del plano E y el plano H [8]. . . . .    | 8  |
| 2.4  | Cambios de la amplitud de la antena en función de la región de campo [8]. . . . .          | 9  |
| 2.5  | Definición del estereorradián [8]. . . . .   | 10 |
| 2.6  | Definición de la eficiencia de una antena [8]. . . . .                                     | 10 |
| 2.7  | Representación de las ondas incidentes y reflejadas en una red de dos puertos [9]. . . . . | 12 |
| 2.8  | Polarización lineal [10]. . . . .  | 13 |
| 2.9  | Polarización circular [10]. . . . .  | 14 |
| 2.10 | Polarización elíptica [10]. . . . .  | 14 |
| 2.11 | Geometría de la guía de onda rectangular [11]. . . . .                                     | 16 |
| 2.12 | Modo fundamental $TE_{10}$ en la guía de onda rectangular [11]. . . . .                    | 17 |
| 2.13 | Geometría de la línea coaxial [11]. . . . .  | 17 |
| 2.14 | Geometría de la línea coaxial rectangular [12]. . . . .                                    | 18 |
| 2.15 | Principio de equivalencia [8]. . . . .   | 19 |
| 2.16 | Modelo equivalente de una apertura en un plano de masa infinito [8]. . . . .               | 20 |
| 2.17 | Apertura rectangular sobre un plano de masa infinito [8]. . . . .                          | 20 |
| 2.18 | Onda progresiva y estacionaria [13]. . . . .   | 22 |
| 3.1  | Topología típica de la SIW [14] . . . . .  | 23 |
| 3.2  | Transiciones desarrolladas para la SIW [14] . . . . .                                      | 24 |
| 3.3  | Antenas desarrolladas para la SIW [14] . . . . .   | 25 |
| 3.4  | Modelo 3D de la ESIW y la transición [5]. . . . .  | 25 |
| 3.5  | Geometría de la SICL [15]. . . . .   | 26 |
| 3.6  | Tecnología ESICL [4]. . . . .  | 26 |
| 3.7  | Transiciones desarrolladas para la ESICL. . . . .  | 27 |
| 3.8  | Revisión bibliográfica de antenas sobre ESIW. . . . .                                      | 28 |
| 3.9  | Revisión bibliográfica de antenas de ranura sobre SICL. . . . .                            | 29 |
| 4.1  | Distribución de corriente en la ESICL. . . . .   | 30 |
| 4.2  | Esquema de la distribución de corriente sobre la ESICL. . . . .                            | 31 |
| 4.3  | Orientaciones de las diferentes ranuras sobre la ESICL. . . . .                            | 31 |
| 4.4  | Representación del modelo de 3 puertos. . . . .  | 32 |
| 4.5  | Esquema de la antena individual. . . . .   | 33 |
| 4.6  | Dimensiones de la ESICL. . . . .   | 34 |
| 4.7  | Sección transversal de la ESICL. . . . .   | 34 |
| 4.8  | Distribución de la corriente por la ESICL. . . . .   | 35 |
| 4.9  | Vista en planta y en 3D de la estructura inicial para el elemento longitudinal. . . . .    | 35 |



|      |   |    |
|------|---|----|
| 4.10 | $S_{11}$ y $S_{31}$ de la geometría de la Figura 4.9. . . . .   | 36 |
| 4.11 | Estructura propuesta y su reflexión [27]. . . . .   | 37 |
| 4.12 | Vista en planta y en 3D de la nueva estructura propuesta para el elemento longitudinal. . . . .               | 38 |
| 4.13 | Parámetro $S_{11}$ del elemento longitudinal de la primera optimización. . . . .                              | 38 |
| 4.14 | Sección transversal del elemento longitudinal con el soporte y el elemento capacitivo. . . . .                | 39 |
| 4.15 | Parámetro $S_{11}$ del elemento longitudinal final. . . . .   | 40 |
| 4.16 | Modelo 3D final y corte transversal del elemento longitudinal. . . . .  | 40 |
| 4.17 | Estructura del ensanchamiento y reflexión. . . . .  | 42 |
| 4.18 | Vista en 3D de la estructura propuesta para el elemento transversal. . . . .                                  | 42 |
| 4.19 | Parámetro $S_{11}$ del elemento transversal inicial. . . . .  | 43 |
| 4.20 | Vista en planta de la nueva estructura propuesta donde se modifica el conductor central. . . . .              | 43 |
| 4.21 | Reflexión para distintos valores de $l_{trans}$ . . . . .   | 44 |
| 4.22 | Reflexión para distintos valores de $w_{cond\ central}$ . . . . .   | 44 |
| 4.23 | Reflexión para distintos valores de $w_{cond\ central}$ entre 6 y 7 mm. . . . .                               | 45 |
| 4.24 | Parámetro $S_{11}$ del elemento transversal con $w_{cond\ central} = 6mm$ . . . . .                           | 45 |
| 4.25 | Vista en planta y corte seccional del elemento transversal. . . . .   | 46 |
| 4.26 | Esquema para la obtener el valor de $l_{comp}$ . . . . .  | 47 |
| 4.27 | Esquema de la antena individual. . . . .  | 48 |
| 4.28 | Parámetro $S_{11}$ de la antena con polarización circular inicial. . . . .                                    | 49 |
| 4.29 | Parámetro $S_{11}$ de la antena con polarización circular optimizada. . . . .                                 | 49 |
| 4.30 | Relación axial de la antena con polarización circular optimizada. . . . .                                     | 50 |
| 4.31 | Descomposición de la polarización circular de la antena individual. . . . .                                   | 51 |
| 4.32 | Diagrama de radiación de la antena individual. . . . .  | 51 |
| 4.33 | Distribución de campo eléctrico a la frecuencia de 11.7 GHz para la antena con polarización circular. . . . . | 51 |
| 4.34 | Vista en planta del modelo 3D de la antena con polarización circular. . . . .                                 | 52 |
| 5.1  | Capas intermedias de la ESICL. . . . .  | 54 |
| 5.2  | Modelo completo de la ESICL. . . . .  | 55 |
| 5.3  | Parámetro de reflexión $S_{11}$ de la antena individual modelada por capas. . . . .                           | 55 |
| 5.4  | Relación Axial de la antena individual modelada por capas. . . . .  | 56 |
| 5.5  | Modelo por capas 3D de la antena individual. . . . .  | 56 |
| 5.6  | Relación axial en función de $dist_{alineam}$ . . . . .   | 57 |
| 5.7  | Comparativa de la relación axial obtenida del modelo por capas (azul) y del simplificado (verde). . . . .     | 57 |
| 5.8  | Parámetro $S_{11}$ del modelo 3D por capas de la antena individual. . . . .                                   | 58 |

# Índice de tablas

|      |  |    |
|------|--|----|
| 2.1  | Descripción de los parámetros S para una red de dos puertos. . . . .   | 13 |
| 2.2  | Valor de la relación axial en función de la polarización. . . . .  | 15 |
| 4.1  | Valor de los parámetros que definen las dimensiones de la ESICL. . . . .   | 34 |
| 4.2  | Valores de los parámetros geométricos del elemento longitudinal inicial. . .   | 36 |
| 4.3  | Valores iniciales y optimizados de los parámetros geométricos del elemento longitudinal. . . . .                     | 38 |
| 4.4  | Valores de los parámetros geométricos obtenidos de la segunda optimización. .  | 40 |
| 4.5  | Valores finales de los parámetros geométricos del elemento longitudinal. . .   | 41 |
| 4.6  | Valores iniciales de los parámetros geométricos del elemento transversal. . .  | 42 |
| 4.7  | Valores iniciales de los parámetros geométricos de la estructura de la Figura 4.20. . . . .                          | 44 |
| 4.8  | Valores finales de los parámetros geométricos del elemento transversal. . . .  | 46 |
| 4.9  | Valores iniciales de los parámetros geométricos de la antena individual y potencia radiada de cada elemento. . . . . | 48 |
| 4.10 | Valores finales de los parámetros geométricos de la antena individual. . . .   | 50 |
| 5.1  | Valores de las alturas de las capas. . . . .   | 55 |

# Capítulo 1

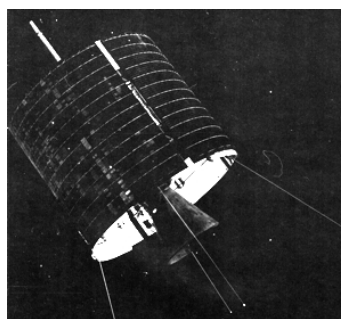
## Introducción

En este primer capítulo se procede a presentar el contexto actual del sector espacial, incidiendo en el aspecto que ha generado la motivación y desarrollo de este proyecto de fin de grado, así como la metodología que se ha seguido a lo largo del proceso de trabajo para alcanzar los objetivos.

### 1.1 Motivaciones

#### 1.1.1 El avance de las comunicaciones espaciales

Es evidente el enorme crecimiento que ha tenido lugar en el seno de las tecnologías espaciales desde sus inicios en 1957, con el lanzamiento del primer satélite, Sputnik. Asimismo, las tecnologías que se implementan en los satélites han ido actualizándose en consonancia con las necesidades que debían de cubrir. En tan sólo 6 años desde el lanzamiento del primer satélite, la NASA consiguió poner en órbita los primeros satélites geoestacionarios, el Syncom II y III, en 1963 y 1964, respectivamente. Sin embargo, no fue hasta el año siguiente cuando se lanzó el primer Intelsat, el cual comenzó a usar la órbita geoestacionaria para las comunicaciones satelitales, marcando así el comienzo de la era de las telecomunicaciones espaciales.



**Figura 1.1:** Satélite GEO Intelsat I (1965) [1].

La carrera espacial entre Estados Unidos y Rusia impulsó enormemente los avances científicos y tecnológicos que permitieron el nacimiento del sector espacial que se ha ido desarrollando a lo largo de los años. El objetivo inicial era el desarrollo del sector con fines militares, la demanda de servicios que requerían de aplicaciones espaciales era tal que no tardaron excesivamente a migrar al sector comercial.

Asimismo, comenzaron a entrar al mercado nuevas organizaciones, como Inmarsat, en 1979, que ofrecía comunicación en zona marítima, hecho que no es posible de otra manera que no sea mediante conexión vía satélite. Todo esto contribuyó enormemente a los avances tecnológicos que se estaban dando a lo largo de estos años. Cabe destacar

sobretudo la gran repercusión que tuvo la recepción de televisión vía satélite, un avance que catapultó sin duda alguna el sector de las comunicaciones espaciales. Además, la aparición de nuevas tecnologías como el teléfono móvil, la televisión difundida por satélite, o internet, propiciaron el desarrollo de los llamados satélites LEO (*Low Earth Orbit*). Este hecho provocó a su vez una gran investigación en lo que respecta a los subsistemas que componen al satélite, y al *payload* (subsistema dedicado a las comunicaciones), que se tenían que adaptar a los nuevos requisitos de bajo peso y volumen manteniendo las prestaciones eléctricas que necesitan los satélites LEO.

Hoy en día, con la llamada oleada del *New Space* [2], las barreras al sector espacial caen y son muchas las empresas que destinan grandes cantidades de capital para invertir en la creación de constelaciones de satélites que les permiten intercambiar datos de una manera más eficiente que por el clásico medio radio. Empresas como Amazon, con Kuiper, OneWeb, o SpaceX, con Starlink, son ejemplos significativos de constelaciones de satélites LEO que representan una clara tendencia de miniaturización que han sufrido los satélites en las últimas décadas como consecuencia de un cambio importante en las necesidades que se deben cubrir, y unos presupuestos mucho más reducidos en comparación con lo que se destina a contruir un satélite tradicional. De hecho, comparando dos tipos de constelación de satélites, uno GEO y otro LEO, se aproxima una diferencia de coste de 200 veces entre un satélite tradicional y uno de dimensiones reducidas [3].

En cuanto a las antenas que se usan en aplicaciones espaciales, esencialmente se usan reflectores parabólicos, de diferentes materiales, tales como la fibra de carbono, que permiten un menor peso, y con diferentes configuraciones, como arrays completos de diferentes reflectores, los cuales pueden modificar su amplitud y su fase para cambiar el apuntamiento, es decir, lo que se conoce como antenas de barrido de fase. Este tipo de tecnología, y otras tales como antenas desplegadas o hinchables, son utilizadas tanto para satélites de un tamaño medio-grande, como para los geoestacionarios. Dichas antenas suelen tener polarización circular para evitar los efectos de la rotación de Faraday, así como problemas de apuntamiento. Además de todo ello, también se destaca el reconocido uso que se le ha dado a la guía de onda rectangular (*Rectangular Waveguide* - RWG), caracterizada por su gran robustez, eficacia y potencias elevadas. Por ello suele utilizarse en satélites de tipo GEO. Sin embargo, con la aparición de los satélites de dimensiones reducidas, las antenas así como las guías de onda convencionales utilizadas en los satélites GEO, no son adecuadas para su utilización en satélites de órbita LEO debido a su elevado peso o volumen. En contraposición, las tecnologías planares o basadas en placas de circuito impreso (*Printed Circuit Board* - PCB) son una alternativa a las guías de onda. Estas son fáciles y baratas de fabricar, pero presentan elevadas pérdidas a frecuencias altas (tales como las de la banda X, Ku o K), debido a que la onda se propaga a través del dieléctrico, y no confinan completamente la onda, por lo que pueden sufrir de interferencias externas. Por lo tanto, existe un vacío entre las guías de onda convencionales y las tecnologías planares, y es por esta razón por la que surgen nuevas tecnologías que intentan cubrir las nuevas necesidades del *New Space*.

### 1.1.2 Tecnologías integradas en sustrato (SICs)

Los circuitos integrados en sustrato han tenido una gran acogida en la comunidad científica, ya que dadas sus características, son capaces de aportar prestaciones intermedias entre las guías de onda y las tecnologías planares. Así, comenzaron a desarrollarse diferentes tipos de tecnologías desde la aparición de las SIW (*Substrate Integrated Waveguide*), que se presenta como alternativa para la tradicional RWG. La SIW se caracteriza por integrar una guía de onda convencional en una placa de circuito impreso, utilizando vías metalizadas, y las propias tapas metalizadas del sustrato. La estructura resultante es más compacta y tiene un menor coste que una guía de onda convencional



[4]. Sin embargo, y a pesar de que las SICs como la SIW presentan un mejor rendimiento respecto a las tecnologías planares, la respuesta eléctrica de éstas sigue siendo peor que la de las guías de onda tradicionales dado el uso del sustrato dieléctrico como medio de transmisión. Por esta razón, surgen las tecnologías vacías integradas en sustrato (ESICs) tales como la ESIW (*Empty Substrate Integrated Waveguide*). Dicha tecnología consiste en integrar una guía de onda vacía en un sustrato, eliminando las pérdidas por dieléctrico de la SIW, y por lo tanto se obtienen estructuras con un factor de calidad mucho mejor que el de la SIW, junto con pérdidas menores. [4, 5].

Por otra parte, fue desarrollada la tecnología SICL (*Substrate Integrated Coaxial Line*), que integra un coaxial rectangular utilizando sustratos apilados. Para ello, se utilizan dos sustratos, con vías, donde se crea el conductor exterior haciendo uso de las metalizaciones de dichos sustratos y vías laterales, mientras que el conductor interior se realiza con una capa de material conductor [6]. Por los mismos motivos por los que surgió la ESIW, fue desarrollada la ESICL (*Empty Substrate Integrated Coaxial Line*), que consiste en integrar una línea coaxial vacía a través del mismo método. La creación de la ESICL, se realiza utilizando 5 capas, donde se realizan cortes y metalizados para conseguir obtener un conductor central y un conductor exterior [4]. En el capítulo 3 se realiza especial énfasis en esta topología, dado que es sobre la que se desarrolla la antena desarrollada en este proyecto.

Las tecnologías vacías integradas en sustrato, son una solución de bajo coste, fáciles de fabricar y con respuestas eléctricas competitivas, para satélites de dimensiones reducidas, donde la carga útil requiere de bajo peso, y volumen. Han sido desarrollados múltiples componentes, tanto componentes de microondas como filtros o acopladores direccionales, así como componentes radiantes, esto es, antenas de parche, ranuras o bocinas.

Sin embargo, las antenas implementadas sobre topologías vacías integradas en sustrato es un campo muy prometedor, poco explorado, que presenta el potencial de obtener dispositivos de elevadas eficiencias, integrando todos los componentes de la carga útil, y compactos.

## 1.2 Objetivos y metodología

El objetivo principal de este trabajo final de grado es el diseño de una antena de tipo ranura con polarización circular, sobre una línea coaxial vacía integrada en sustrato (ESICL) que trabaje en el enlace descendente de la banda X a la frecuencia central de 11.7 GHz, con la finalidad de que se pueda implementar a nivel práctico en satélites de pequeñas dimensiones situados en órbita LEO. Se buscará que el diseño cubra el enlace descendente, abarcando el rango de frecuencias de 10.7 a 12.7 GHz, tanto en ancho de banda de impedancia como en polarización, alcanzando las máximas prestaciones posibles cuando no sea posible cumplir estas especificaciones.

Además, una vez realizado el proceso de diseño completo, si es posible, se fabricará el dispositivo para la validación experimental de sus características (diagrama de radiación, directividad, pureza de polarización, entre otros), comparándolos con los resultados simulados.

Para alcanzar dicho objetivo, se va a trabajar con el software *CST Studio Suite*, que se trata de un programa de simulación electromagnética de onda completa que sirve para diseñar una gran variedad de dispositivos, entre ellos, la antena objeto del trabajo. Para cumplir con el objetivo final, que consiste en el diseño de una antena de tipo ranura que permita obtener polarización circular, se ha desglosado en sub-objetivos u objetivos específicos, los cuales se presentan a continuación:

- Lectura y revisión bibliográfica correspondiente a tecnologías integradas en sustrato, así como de elementos radiantes.

- Aprendizaje y manejo del simulador electromagnético CST.
- Diseño preliminar del elemento radiante, el cual se basa en la realización de estos cuatro puntos:
  - Estudio de las corrientes y de la adecuada orientación de las ranuras sobre la sección de la ESICL.
  - Estudio y diseño de la ranura longitudinal y los elementos necesarios para conseguir buena adaptación en el puerto de entrada.
  - Estudio y diseño de la ranura transversal para conseguir adaptación.
  - Diseño del elemento radiante utilizando las ranura longitudinal y transversal.
- Estudio de los proceso de fabricación planar, y diseño del elemento radiante para la fabricación y posterior validación experimental.

En cuanto a la metodología que se ha seguido para la resolución de los objetivos específicos y del objetivo principal del proyecto, en primer lugar se ha realizado una revisión bibliográfica de varios artículos de investigación acerca de las tecnologías integradas en sustrato, de las antenas de ranura, y de sus características e implementación proporcionadas por los tutores, así como haciendo uso de *Google Scholar*. Posteriormente, se ha aprendido el manejo el uso del manejo del simulador electromagnético CST mediante ejercicios propuestos por los tutores, así como replicando algunas de las estructuras de artículos con el objetivo de desarrollar cierta destreza en el uso del simulador. Una vez realizada la revisión, se ha ido diseñando la antena cumpliendo así los objetivos propuestos de manera secuencial, con reuniones periódicas semanales o bisemanales con los tutores para solventar las dudas, y la redacción de informes intermedios. Inicialmente, se realizará el diseño mediante un modelo simplificado, y posteriormente se trasladará el diseño a un modelo real con el fin de agilizar el proceso de diseño debido a la elevada carga computacional. Por último, se ha realizado la redacción de este documento apoyándose en los informes intermedios y las reuniones previas.

### 1.3 Organización de la memoria

En este primer capítulo se han expuesto los antecedentes que propicia la realización de este trabajo, fijando el objetivo final y los específicos que se pretende conseguir. En el segundo capítulo, se presentan los fundamentos teóricos necesarios para desarrollar este proyecto, los cuales incluyen en un primer lugar, los parámetros elementales de una antena, solamente presentado aquellos que son necesarios para la comprensión del proyecto, y las guías de onda y líneas de transmisión. En el tercer capítulo, se profundiza en las tecnologías integradas en sustrato y los tipos de antena desarrolladas sobre éstas, haciendo hincapié en las referentes a la SICL y la ESICL. En el cuarto capítulo, se desarrolla en profundidad todos los pasos necesarios relativos al diseño de la antena, tal y como se ha comentado en la metodología. En el quinto capítulo, se comenta cómo es el proceso de fabricación, así como el modelado por capas de la antena con el objetivo de medir la antena y comparar la respuesta en simulación con el modelo simplificado del capítulo anterior y la real a partir del modelo por capas de la antena. Por último, en el sexto capítulo, se presentan las conclusiones del proyecto y las líneas futuras del trabajo desarrollado.

## Capítulo 2

# Fundamentos teóricos

En el presente capítulo se van a exponer los fundamentos teóricos en los que se sustenta el desarrollo del proyecto. En primer lugar, se presentarán de forma sintetizada los conceptos básicos de un elemento radiante, incidiendo en algunos que juegan un papel clave en el desarrollo de este trabajo, como es la polarización y la relación axial. A continuación, se profundizará en el concepto de líneas coaxiales en lo que respecta a cómo funciona, su modo fundamental, sus características principales y aplicaciones. Finalmente, se comentará la antena de ranura, el elemento radiante objeto de este proyecto, incidiendo en su funcionamiento, características y aplicaciones.

### 2.1 Parámetros elementales de una antena

#### 2.1.1 Diagrama de radiación

Se define el diagrama de radiación como la distribución espacial de una magnitud que caracteriza el campo electromagnético radiado por una antena. La propiedad de radiación más importante es la distribución espacial bidimensional o tridimensional de la energía radiada en función de la posición del observador a lo largo de una trayectoria o superficie de radio constante [7].

Así, un trazado del campo eléctrico (magnético) recibido a un radio constante se denomina diagrama de campo de amplitud. Por otro lado, un gráfico de la variación espacial de la densidad de potencia a lo largo de un radio constante se denomina diagrama de potencia de amplitud, el cual puede ser representado tanto lineal como en dB. La figura 2.1 muestra un esquema del diagrama de radiación.

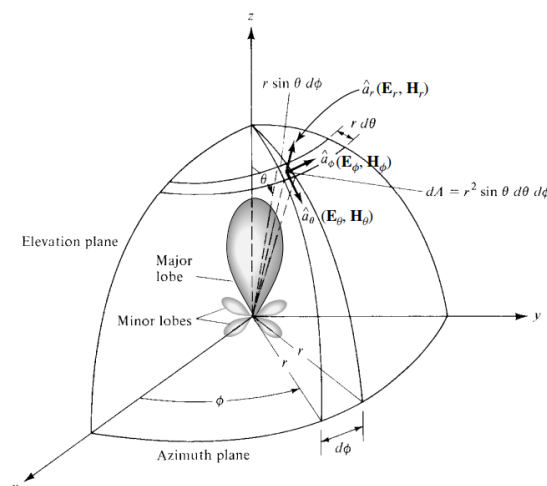
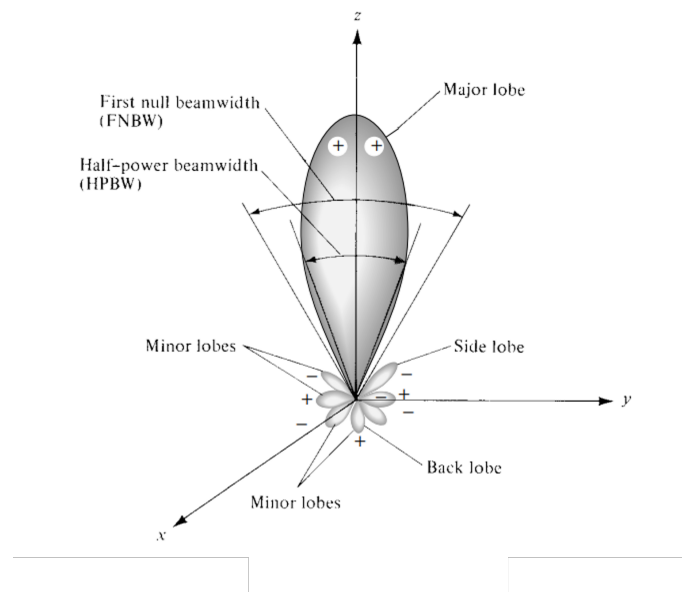


Figura 2.1: Sistema de coordenadas del diagrama de radiación [8].

Las diversas partes de un diagrama de radiación se conocen como lóbulos, los cuales pueden ser subdivididos en:

- **Lóbulo principal:** Lóbulo de radiación que contiene la dirección de radiación máxima.
- **Lóbulos secundarios:** Cualquier lóbulo de radiación excepto un lóbulo principal.
- **Lóbulos laterales:** Son lóbulos secundarios que normalmente son adyacentes al lóbulo principal y ocupa el hemisferio en la dirección del haz principal.
- **Lóbulos traseros:** Lóbulos de radiación cuyo eje forma un ángulo de aproximadamente 180 grados con respecto al lóbulo de directividad máxima.

En la Figura 2.2 se muestran los diferentes tipos de lóbulos que puede tener un diagrama de radiación.

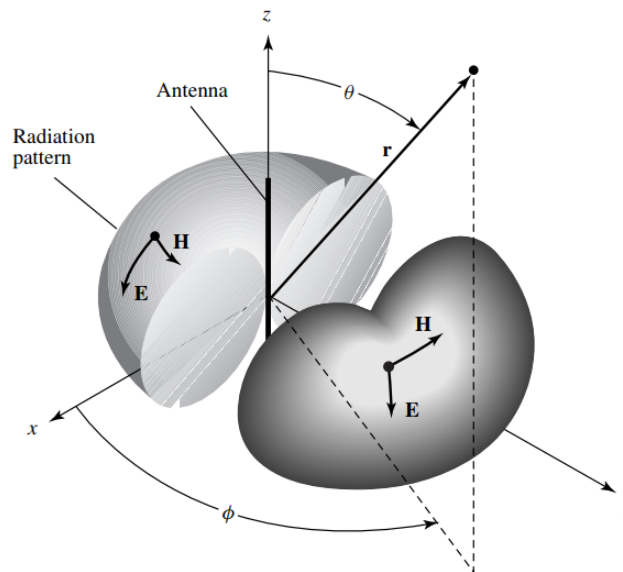


**Figura 2.2:** Lóbulos y anchos de haz de un diagrama de radiación [8].

En una antena con polarización lineal, se suelen definir dos cortes del diagrama 3D, el corte en el plano E, y el corte en el plano H. Estos cortes se definen así:

- **Plano E:** El plano que contiene la dirección de máxima radiación y al vector de campo eléctrico en esa dirección.
- **Plano H:** El plano que contiene la dirección de máxima radiación y al vector de campo magnético en esa dirección.

El diagrama omnidireccional de la Figura 2.3 tiene un número infinito de planos E principales y un plano H principal (plano azimut;  $\theta = 90^\circ$ ).

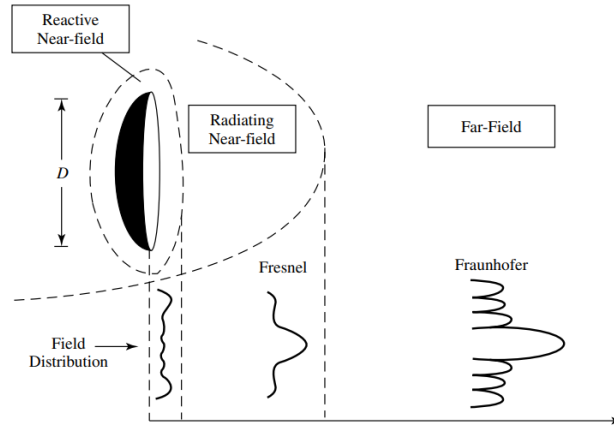


**Figura 2.3:** Representación del diagrama de radiación a través del plano E y el plano H [8].

Por último, en cuanto a las regiones del campo, el espacio que rodea una antena generalmente se subdivide en tres regiones:

1. **Campo cercano reactivo (Región de Rayleigh):** Porción de la región de campo cercano que rodea inmediatamente a la antena, en la cual el campo reactivo predomina.
2. **Región de Fresnel:** La región del campo de una antena que se encuentra entre la región cercana reactiva y el campo lejano, la región de Fraunhofer, en la cual predominan los campos de radiación y la distribución angular del campo depende de la distancia desde la antena.
3. **Región de Fraunhofer:** La región del campo de una antena donde la distribución angular del campo es esencialmente independiente de la distancia desde la antena.

En la región de Fresnel y de Fraunhofer, el campo se atenúa  $\propto \frac{1}{r}$ , mientras que en la región de Rayleigh, se atenúa  $\propto \frac{1}{r^2}$ . El patrón de amplitud de una antena, a medida que se varía la distancia de observación desde el campo cercano reactivo hasta el campo lejano, cambia de forma debido a las variaciones en los campos, tanto en magnitud como en fase. Este hecho se muestra en la Figura 2.4.



**Figura 2.4:** Cambios de la amplitud de la antena en función de la región de campo [8].

### 2.1.2 Directividad

Se define la directividad (a una dirección dada) como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección de la antena con respecto a la intensidad de radiación promediada en todas las direcciones [7]. Así, la directividad de una fuente no isotrópica es igual a la relación entre su intensidad de radiación en una dirección dada con respecto a la de una fuente isotrópica:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{\text{rad}}}$$

donde,

$U$  es la intensidad de radiación (W/unidad del ángulo sólido),  $U_0$  es la intensidad de radiación isotrópica (W/unidad del ángulo sólido), que puede calcularse como  $U_0 = \frac{P_{\text{rad}}}{4\pi}$ , y  $P_{\text{rad}}$  es la potencia total radiada (W).

Si no se especifica la dirección, implica la dirección de máxima intensidad de radiación (directividad máxima) expresada como:

$$D_{\text{max}} = D_0 = \frac{U_{\text{max}}}{U_0} = \frac{U_{\text{max}}}{4\pi P_{\text{rad}}}$$

donde,

$D_0$  es la directividad máxima y  $U_{\text{max}}$  es la intensidad máxima de radiación (W/unidad del ángulo sólido).

Asimismo, dado que:

$$U = B_0 F(\theta, \phi)$$

donde,

$B_0$  es una constante y  $F(\theta, \phi)$  es la intensidad de radiación (W/unidad del ángulo sólido).

Por lo que se puede reescribir la potencia total radiada como,

$$P_{\text{rad}} = \iint_{\Omega} U(\theta, \phi) d\Omega = B_0 \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi$$

A través de estas dos expresiones, se obtiene la expresión general de la directividad:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\frac{\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}{F(\theta, \phi)_{\text{max}}}} = \frac{4\pi}{\Omega_A}$$

Donde el ángulo sólido ( $\Omega_A$ ), que se define como el ángulo sólido a través del cual fluiría toda la potencia si su intensidad de radiación fuera constante (e igual a  $U_{\text{max}}$ ) para todos los ángulos comprendidos en  $\Omega_A$ , se calcula a partir de la siguiente expresión:

$$\Omega_A = \frac{1}{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} = \frac{1}{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} F_n(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}$$

$$F_n(\theta, \phi) = \frac{F(\theta, \phi)}{F(\theta, \phi)_{\text{max}}}$$

Dicho ángulo sólido, se mide en el Sistema Internacional como Estereorradianes, que se define a partir de la Figura 2.5. Por lo tanto, el elemento de ángulo sólido  $d\Omega$  de una esfera puede escribirse como:

$$d\Omega = \frac{dA}{r^2} = \sin \theta d\theta d\phi \text{ (sr)}$$

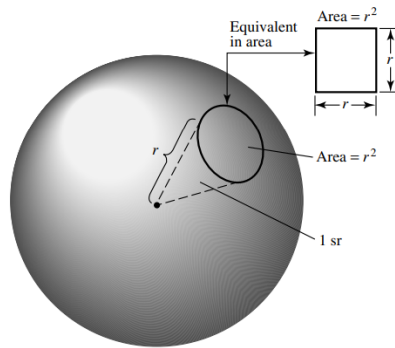


Figura 2.5: Definición del estereorradián [8].

### 2.1.3 Eficiencia de la antena

La eficiencia de una antena esta asociado a una serie de eficiencias que se muestran en la siguiente Figura 2.6.

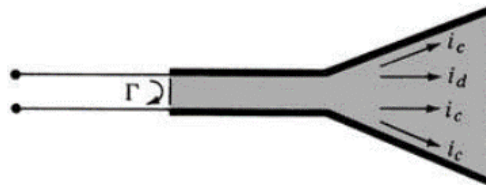


Figura 2.6: Definición de la eficiencia de una antena [8].

La eficiencia total se define de la siguiente manera,

$$e_0 = e_r \cdot e_c \cdot e_d$$

donde,

$e_r$  es la eficiencia de reflexión  $= (1 - |\Gamma|^2)$ ,  $e_c$  es la eficiencia de conducción,  $e_d$  es la eficiencia dieléctrica y  $\Gamma$  es el coeficiente de reflexión de tensión en los terminales de entrada de la antena.

Generalmente,  $e_c$  y  $e_d$  son difíciles de calcular, por lo que es más conveniente definir la eficiencia total de la antena como:

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd}(1 - |\Gamma|^2)$$

Donde  $e_{cd}$  es la eficiencia de radiación de la antena, que se define como la relación entre la potencia total radiada por una antena, relacionado con la potencia entrega a la resistencia de radiación  $R_r$  y la potencia neta aceptada por la antena del transmisor conectado, que se relaciona con la potencia entregada a  $R_L$  y  $R_r$ , donde  $R_L$  es la resistencia que modela las pérdidas de radiación. Así, este parámetro se define de la siguiente manera:

$$e_{cd} = \frac{R_r}{R_L + R_r}$$

#### 2.1.4 Ganancia

Se define la ganancia (a una dirección dada) como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada y la intensidad de radiación que se produciría si la potencia aceptada por la antena se irradiara isotrópicamente. Asimismo, la intensidad de radiación correspondiente a la potencia radiada isotrópicamente es igual a la potencia aceptada (de entrada) por la antena dividida por  $4\pi$ . Cabe destacar que si una antena no tiene pérdidas de disipación, su ganancia es igual a su directividad en cualquier dirección. Además, la ganancia no incluye las pérdidas derivadas de desajustes de impedancia (pérdidas por reflexión) y desajustes de polarización (pérdidas) [7].

Se puede expresar por tanto la ganancia como:

$$G(\theta, \varphi) = e_{cd} \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{rad}}$$

donde,

$P_{rad}$  = Potencia radiada =  $e_{cd}P_{in}$ , siendo  $P_{in}$  la potencia total de entrada a la antena.

También se puede expresar en función de la directividad a través de la eficiencia de radiación de la antena,  $e_{cd}$ :

$$G(\theta, \varphi) = e_{cd}D(\theta, \varphi)$$

Cabe destacar que si no se especifica la dirección, de manera análoga a lo comentado en la directividad, implica la dirección de máxima intensidad de radiación (ganancia máxima).

#### 2.1.5 Ancho de banda

Se entiende como ancho de banda de una antena por el rango de frecuencias dentro de la cual el rendimiento de la antena se ajusta a una norma especificada con respecto a alguna característica [7]. En función del tipo de antena con la que se esté trabajando, hay dos formas de expresar el ancho de banda:

- **Antenas de banda ancha:** Se suele expresar como la relación entre las frecuencias superiores e inferiores de operación aceptable. Por ejemplo, un ancho de banda de 5:1 indica que la frecuencia superior es 5 veces mayor que la inferior.



- **Antenas de banda estrecha:** Se suele expresar como el porcentaje de la diferencia de la frecuencia superior menos la inferior sobre la frecuencia central de operación.

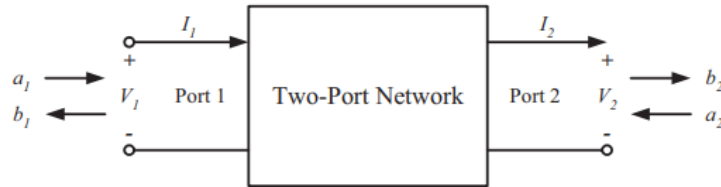
$$FBW(\%) = \frac{f_{superior} - f_{inferior}}{f_c} \cdot 100$$

Por ejemplo, un ancho de banda del 7% indica que la diferencia de frecuencia de operación aceptable es el 7% de la frecuencia central del ancho de banda.

Particularizado a este proyecto, dado que las ranuras son antenas de banda estrecha, se caracterizará el ancho de banda de la segunda forma.

### 2.1.6 Parámetros de dispersión

Los parámetros S (*Scattering parameters*) son coeficientes complejos que describen la relación entre las ondas incidentes y reflejadas en un sistema de radiofrecuencia. Conocer los parámetros S de una red eléctrica es esencial para determinar como funciona dicha red sin necesidad de conocer los elementos que la componen. Para poder determinarla, se debe definir la onda incidente y la reflejada.



**Figura 2.7:** Representación de las ondas incidentes y reflejadas en una red de dos puertos [9].

Así, se define la matriz de los parámetros S en una red de dos puertos<sup>1</sup> como:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

A partir de dicha matriz, se pueden definir la relación entre ondas incidentes y reflejadas en la red.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

De forma general, para determinar el parámetro  $S_{ji}$ , es necesario conectar cada terminal de la red a su respectiva impedancia característica, excepto el terminal  $i$ -ésimo que debe estar conectado a un generador que genere una onda incidente  $i$ , de manera que las demás ondas incidentes sean nulas. Esto se expresa de la siguiente manera:

$$S_{ji} = \left( \frac{b_j}{a_i} \right)_{a_k=0} \quad (\forall k \neq i)$$

Por lo tanto, conociendo la expresión, en la siguiente Tabla 2.1 se describen los parámetros S de una red de dos puertos.

<sup>1</sup>Teóricamente, los parámetros S definen una red de N puertos, pero se va particularizar a dos.

| Parámetro S | Descripción   | Expresión                                       |
|-------------|---|---|
| $S_{11}$    | <b>Input Return Loss.</b> Relación entre la onda reflejada por el puerto 1 y la incidente por el puerto 1 cuando el puerto 2 está adaptado.         | $S_{11} = \left(\frac{b_1}{a_1}\right)_{a_2=0}$ |
| $S_{12}$    | <b>Reverse Gain.</b> Relación entre la onda reflejada por el puerto 1 y la incidente por el puerto 2 cuando el puerto 1 está adaptado.              | $S_{12} = \left(\frac{b_1}{a_2}\right)_{a_1=0}$ |
| $S_{21}$    | <b>Forward Transmission Gain.</b> Relación entre la onda reflejada por el puerto 2 y la incidente por el puerto 1 cuando el puerto 2 está adaptado. | $S_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1}\right)_{a_2=0}$ |
| $S_{22}$    | <b>Output Return Loss.</b> Relación entre la onda reflejada por el puerto 2 y la incidente por el puerto 2 cuando el puerto 1 está adaptado.        | $S_{22} = \left(\frac{b_2}{a_2}\right)_{a_1=0}$ |

**Tabla 2.1:** Descripción de los parámetros S para una red de dos puertos.

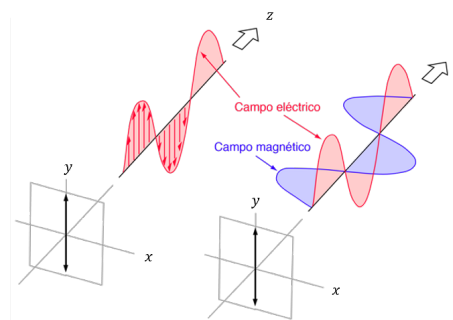
### 2.1.7 Polarización

Se define la polarización (en una dirección dada) como la polarización de la onda transmitida (radiada) por la antena en esa dirección. Asimismo, la polarización de una onda radiada se define como la figura trazada en función del tiempo por el extremo del vector campo eléctrico o magnético en un lugar fijo del espacio, y el sentido en que se traza, según se observa a lo largo de la dirección de propagación [7].

Existen tres tipos de polarizaciones. Para su descripción, se asume que la dirección de propagación es el eje  $z$ , por lo que las dos componentes ortogonales son referentes al eje  $y$  y al eje  $x$ .

- **Polarización lineal:** La diferencia de fase temporal entre las dos componentes debe ser

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

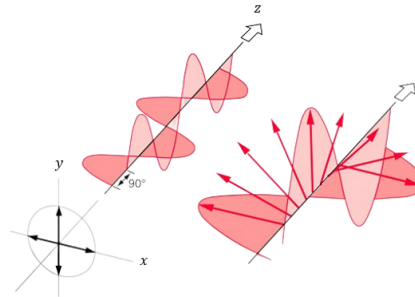


**Figura 2.8:** Polarización lineal [10].

- **Polarización circular:** Sólo puede lograrse cuando las magnitudes de las dos componentes son iguales y la diferencia de fase temporal entre ellas es múltiplo impar de  $\pi/2$ . Las siguientes expresiones son válidas para la dirección de propagación por el eje negativo  $z$ .

$$|\xi_x| = |\xi_y| \implies E_{xo} = E_{yo}$$

$$\Delta\varphi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} (\frac{1}{2} + 2n)\pi, & \text{para } n = 0, 1, 2, \dots \text{ (Clockwise (CW))} \\ -(\frac{1}{2} + 2n)\pi, & \text{para } n = 0, 1, 2, \dots \text{ (Counterclockwise (CCW))} \end{cases}$$



**Figura 2.9:** Polarización circular [10].

- **Polarización elíptica:** Sólo puede alcanzarse cuando la diferencia de fase temporal entre las dos componentes son múltiplos impares de  $\pi/2$  y sus magnitudes no son iguales o cuando la diferencia de fase temporal entre las dos componentes no es igual a múltiplos de  $\pi/2$  (independientemente de sus magnitudes). Es decir:

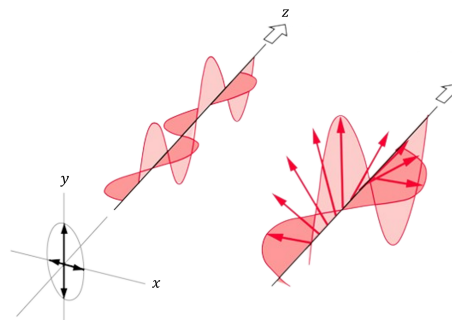
$$|\xi_x| \neq |\xi_y| \implies E_{xo} \neq E_{yo}$$

Cuando

$$\Delta\varphi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} (\frac{1}{2} + 2n)\pi, & \text{para } n = 0, 1, 2, \dots \text{ (Clockwise (CW))} \\ -(\frac{1}{2} + 2n)\pi, & \text{para } n = 0, 1, 2, \dots \text{ (Counterclockwise (CCW))} \end{cases}$$

O bien,

$$\Delta\varphi = \phi_y - \phi_x = \pm \frac{n}{2}\pi = \begin{cases} > 0, & \text{para } n = 0, 1, 2, \dots \text{ (CW)} \\ < 0, & \text{para } n = 0, 1, 2, \dots \text{ (CCW)} \end{cases}$$



**Figura 2.10:** Polarización elíptica [10].

Así, la relación entre el eje mayor respecto al eje menor se denomina Relación Axial (AR) y es igual a

$$AR = \frac{\text{Eje mayor}}{\text{Eje menor}} = \frac{OA}{OB}, \quad 1 \leq AR \leq \infty$$

Donde

$$OA = \left[ \frac{1}{2} \left( E_{xo}^2 + E_{yo}^2 + \sqrt{E_{xo}^4 + E_{yo}^4 + 2E_{xo}^2 E_{yo}^2 \cos(2\Delta\phi)} \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$OB = \left[ \frac{1}{2} \left( E_{xo}^2 + E_{yo}^2 - \sqrt{E_{xo}^4 + E_{yo}^4 + 2E_{xo}^2 E_{yo}^2 \cos(2\Delta\phi)} \right) \right]^{\frac{1}{2}}$$

La Tabla 2.2 muestra el valor de la relación axial en función de la polarización.

| Polarización | Valor de AR (en dB)     |
|--------------|-------------------------|
| Lineal       | $AR \rightarrow \infty$ |
| Circular     | $AR = 0$ dB             |
| Elíptica     | $3 < AR < \infty$       |

**Tabla 2.2:** Valor de la relación axial en función de la polarización.

## 2.2 Guías de onda y líneas de transmisión

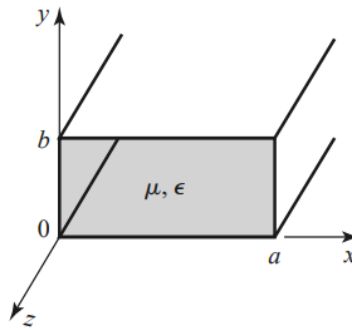
Los primeros sistemas de radiofrecuencia y microondas dependían esencialmente de las guías de onda y de las líneas coaxiales para poder transmitir las señales. Así, las guías de onda tienen la principal ventaja sobre las líneas de transmisión en que tienen una alta capacidad para manejar potencias altas, conjuntamente con unas pérdidas bajas. Sin embargo, son voluminosas y costosas, especialmente a baja frecuencia. En cuanto a las líneas coaxiales, si bien están blindadas, son un medio difícil para fabricar componentes de microondas complejos. Por esta razón, surgen las líneas de transmisión planares, tales como la *stripline*, *microstrip*, o la *coplanar waveguide*, las cuales se caracterizan por ser compactas, coste de fabricación bajo, y se puede integrar fácilmente con otros elementos.

Por tanto, se va a exponer las principales características de la guía de onda y de la línea coaxial, dado que son las de uso más común, e incidiendo especialmente en la segunda por ser objeto de este proyecto.

### 2.2.1 Guía de onda

Una guía de onda es una estructura física utilizada para guiar y confinar la propagación de ondas electromagnéticas a lo largo de un trayecto específico. Consiste en un conductor metálico o dieléctrico que rodea y aísla una región por la cual se propagan las ondas. Dicho confinamiento permite que se transporte la onda con pérdidas mínimas y una reducción considerable de interferencias externas.

Ésta puede adoptar diversas geometrías, pero destaca entre ellas la guía de onda rectangular por su amplio uso en múltiples aplicaciones de RF.



**Figura 2.11:** Geometría de la guía de onda rectangular [11].

La guía de ondas rectangular vacía puede propagar modos TM y TE pero no el modo TEM ya que sólo hay un conductor.

- **Modos  $TE_{mn}$ :** Es un modo de propagación en el cual el campo eléctrico es transversal (perpendicular) a la dirección de propagación de la onda. En este modo, no hay componente eléctrico a lo largo de la dirección de propagación,  $E_z = 0$ . El modo con la frecuencia de corte más baja se denomina modo fundamental; asumiendo  $a > b$ , la frecuencia de corte más baja corresponde al modo  $TE_{10}$  ( $m = 1, n = 0$ ):

$$f_{c10} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}}$$

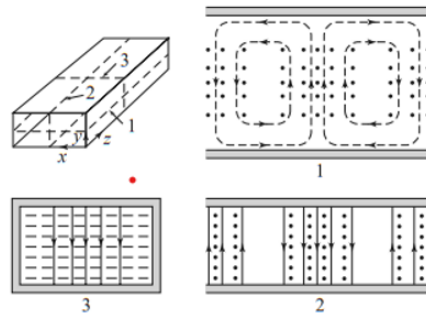
A una frecuencia determinada,  $f$ , solo los modos cuya frecuencia sea mayor que  $f_c$  podrán propagarse en la guía de onda. Los modos con una frecuencia menor que  $f_c$  darán lugar a un valor imaginario para  $\beta$  (o un valor real para  $\alpha$ ), lo que implica que todas las componentes del campo se disiparán exponencialmente lejos de la fuente de excitación. Estos modos se conocen como modos al corte o modos evanescentes. Si más de un modo se propaga, se dice que la guía de onda es multimodal.

- **Modos  $TM_{mn}$ :** Es un modo de propagación en el cual tanto el campo eléctrico como el campo magnético son transversales (perpendiculares) a la dirección de propagación de la onda. En este modo, no hay componente magnética a lo largo de la dirección de propagación,  $H_z = 0$ .

Dado que no existen los modos  $TM_{00}$ ,  $TM_{01}$  ni  $TM_{10}$ , el modo TM de orden más bajo que se propaga ( $f_c$  más baja) es el modo  $TM_{11}$ , que tiene una frecuencia de corte de

$$f_{c11} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{b}\right)^2}$$

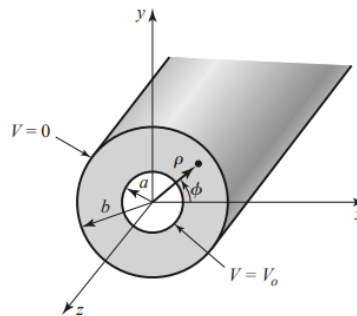
En la siguiente Figura 2.12 se muestra un diagrama de líneas de campo del modo fundamental,  $TE_{10}$ , de la guía de onda rectangular. En dicho diagrama, las líneas continuas representan el campo eléctrico, mientras que las discontinuas el campo magnético.



**Figura 2.12:** Modo fundamental  $TE_{10}$  en la guía de onda rectangular [11].

### 2.2.2 Línea Coaxial

Una línea coaxial está compuesta por dos conductores concéntricos: un conductor interno, llamado conductor central, y un conductor externo, conocido como masa o conductor exterior. Entre los dos conductores hay un dieléctrico que los separa y los mantiene en su posición relativa. En la Figura 2.13 se muestra su geometría.



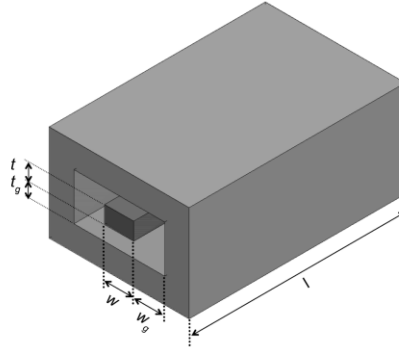
**Figura 2.13:** Geometría de la línea coaxial [11].

El modo TEM es el modo fundamental de la línea coaxial, ya que presenta dos conductores separados entre sí. Así, su estructura simétrica y las propiedades de los campos eléctricos y magnéticos en dicha línea permiten que este modo se propague de manera eficiente. En una línea coaxial, el campo eléctrico se genera entre el conductor central y el conductor externo, mientras que el campo magnético se forma alrededor del conductor central.

Debido a esta configuración específica, los campos eléctricos y magnéticos en una línea coaxial están completamente acoplados y se cancelan mutuamente en la dirección de propagación. Esto significa que la onda en modo TEM puede propagarse a lo largo de la línea coaxial sin sufrir dispersión ni distorsión en su forma de onda temporal. En este modo, no hay componente eléctrica ni magnética a lo largo de la dirección de propagación ( $E_z = H_z = 0$ ).

La propagación del modo TEM en una línea coaxial es altamente deseable en muchas aplicaciones, ya que ofrece una transmisión eficiente de señales sin distorsión y una baja pérdida de energía.

Sin embargo, es de especial interés incidir sobre todo en la línea coaxial rectangular como se ilustra en la Figura 2.14, que consiste en una línea coaxial formada por secciones rectangulares, conocida como recta-coax (RCL).



**Figura 2.14:** Geometría de la línea coaxial rectangular [12].

La RCL puede fabricarse mediante diferentes procesos, como puede ser por difusión con metal, o por CNC para metal. También se puede fabricar sobre PCB, donde dicho proceso es similar al de la *microstrip* o a la *coplanar waveguide*. Así, las líneas coaxiales rectangulares ofrecen ventajas significativas sobre las líneas de transmisión CPW y *microstrip*, dado que el modo fundamental es el TEM y no el quasi-TEM, lo que mitiga la dispersión, permitiendo así su funcionamiento en un rango de frecuencia muy amplio, hasta los 200 GHz [12].

En cuanto a su impedancia característica, se puede calcular a través de

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{len}}{C_{len}}} = \frac{1}{v_p \cdot C_{len}}$$

Donde  $v_p$  es la velocidad de fase de la línea, que es igual a la velocidad de la luz en el vacío dado que es una línea de transmisión TEM llena de aire, y  $C_{len}$  y  $L_{len}$ , que es la capacitancia por unidad de longitud de la RCL y la inductancia por unidad de longitud, respectivamente, cuyo cálculo se realiza a través de expresiones complejas desarrolladas en [12].

Por último, en cuanto a su frecuencia de corte, para las líneas de transmisión TEM, se sabe que la  $f_c$  es 0 Hz. Así, la frecuencia de corte superior vendrá dada por el siguiente modo más bajo que se propague por la RCL, el cual será el modo  $TE_{10}$  o el  $TE_{01}$ . Además, dada la simetría del recta-coax, estos modos son los mismos que los de la guía de onda *ridge*. Para determinar qué frecuencia de corte es el del siguiente modo, se debe calcular tanto la  $f_{c10}$  como la  $f_{c01}$ , ya que éstas dependen de las dimensiones del conductor interno,  $w$  y  $t$ , y las de la cavidad,  $w_g$  y  $t_g$  (ver Figura 2.14). Así, la  $f_{c10}$  se calcula a partir de la siguiente ecuación trascendental,

$$\cot\left(\frac{2\pi t_g f_{c10}}{c}\right) - \left(1 + \frac{w}{2w_g}\right) \tan\left(\frac{t\pi f_{c10}}{c}\right) - \frac{B}{Y_{c1}} = 0$$

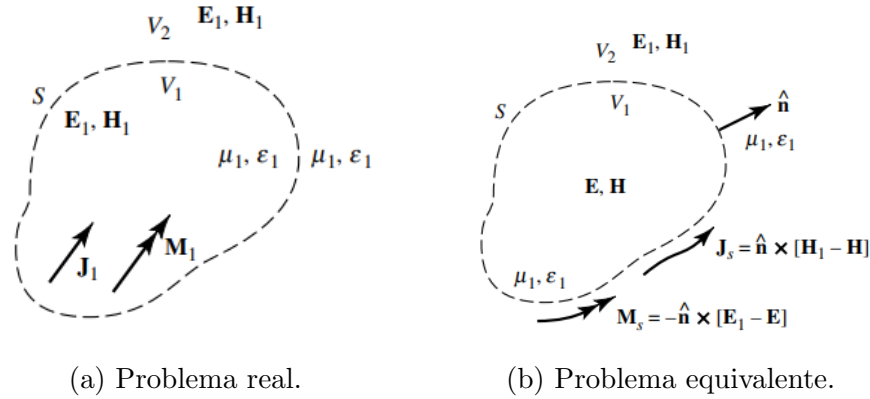
Donde  $B/Y_{c1}$  es la susceptancia asociada con la discontinuidad creada por la ridge. Cabe destacar que para hallar la  $f_{c01}$  basta con intercambiar en la expresión las anchuras y las espesuras. Por tanto, la frecuencia de corte del siguiente modo será la menor de las dos.

## 2.3 Antenas de apertura. La ranura

Para poder analizar la radiación de una apertura en un plano de masa se opta por hacer uso del principio de equivalencia.

El **principio de equivalencia** establece que los campos fuera de una superficie cerrada imaginaria se pueden obtener al colocar densidades de corriente eléctrica y magnética

adecuadas sobre la superficie cerrada, siempre y cuando estas densidades cumplan con las condiciones de frontera. Estas densidades de corriente se eligen de tal manera que los campos dentro de la superficie cerrada sean nulos, mientras que fuera de ella sean idénticos a la radiación generada por las fuentes reales. De esta manera, esta técnica nos permite determinar los campos radiados fuera de una superficie cerrada a partir de fuentes que se encuentran en su interior.



**Figura 2.15:** Principio de equivalencia [8].

Cuando quitamos las fuentes originales  $\mathbf{J}_1$  y  $\mathbf{M}_1$ , asumimos que existen campos  $\mathbf{E}$  y  $\mathbf{H}$  dentro de  $S$  (una superficie o región específica) y campos  $\mathbf{E}_1$  y  $\mathbf{H}_1$  fuera de  $S$ . Sin embargo, para que estos campos puedan existir tanto dentro como fuera de  $S$ , deben cumplir las condiciones de frontera o de contorno en las componentes tangenciales de los campos eléctrico y magnético.

Por lo tanto, en la superficie imaginaria  $S$  deben existir las fuentes equivalentes:

$$\mathbf{J}_s = \hat{n} \times (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H})$$

$$\mathbf{M}_s = -\hat{n} \times (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E})$$

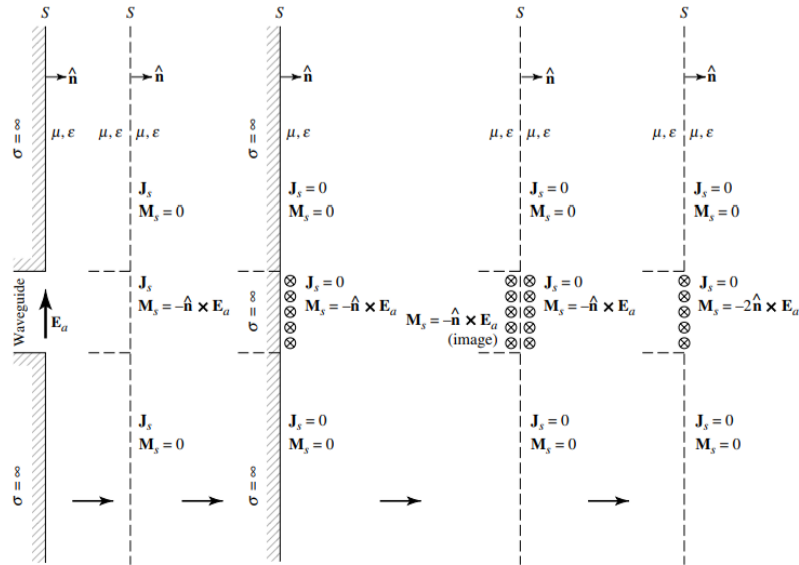
Así, particularizado a la situación en la que la apertura se encuentra en un plano de masa infinito, resulta que se produce un cortocircuito en la densidad de corriente  $\mathbf{J}_s$  en todas partes, y  $\mathbf{M}_s$  solo existe sobre el espacio ocupado originalmente por la apertura, irradiando en presencia del conductor. Es decir

$$\mathbf{J}_s = 0$$

$$\mathbf{M}_s = -2\hat{n} \times \mathbf{E}_a$$

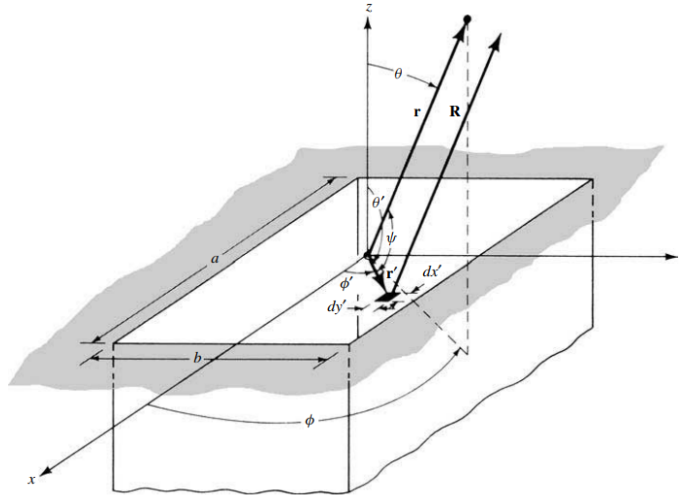
Así, en la Figura 2.16 se muestra este hecho.





**Figura 2.16:** Modelo equivalente de una apertura en un plano de masa infinito [8].

Con todo ello, se define la ranura como una antena de apertura en un plano de masa tal que una de sus dimensiones es muy pequeña en comparación con la longitud de onda, como se muestra en la Figura 2.17.



**Figura 2.17:** Apertura rectangular sobre un plano de masa infinito [8].

El campo en la apertura tendrá la siguiente distribución,

$$\mathbf{E}_a = E_0 f(x') \hat{y}$$

donde,

$f(x')$  depende de la distribución, si es uniforme, coseno, o triangular.

Y aplicando el teorema de equivalencia, se extraen las corrientes magnéticas equivalentes, que pueden expresarse como,

$$\mathbf{M}_s = \begin{cases} -2\hat{n} \times \mathbf{E}_a, & \text{si } -\frac{a}{2} \leq x \leq \frac{a}{2} \text{ y } -\frac{b}{2} \leq y \leq \frac{b}{2} \\ \mathbf{0}, & \text{en otro caso} \end{cases}$$

$\mathbf{J}_s = \mathbf{0}$  en todas partes

Por tanto, los campos eléctrico y magnético en el campo lejano<sup>2</sup> se definen de forma generalizada como

$$C = j \frac{abkE_0 e^{-jkr}}{2\pi r}$$

$$E_\theta = C \sin \phi F(k_x)$$

$$E_\phi = C \cos \theta \cos \phi F(k_x)$$

$$H_\theta = -\frac{E_\phi}{\eta}$$

$$H_\phi = \frac{E_\theta}{\eta}$$

donde,

$F(k_x)$  es la transformada de Fourier de la distribución  $f(x')$ .

Por último, cabe especificar el caso en el que una de las dimensiones toma el valor de  $\lambda/2$ , donde la distribución de campo es coseno, por lo que tiene los siguientes campos radiados,:

$$H_\theta = j \frac{V_m e^{-jkr} (\cos \frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\pi r \sin \theta}$$

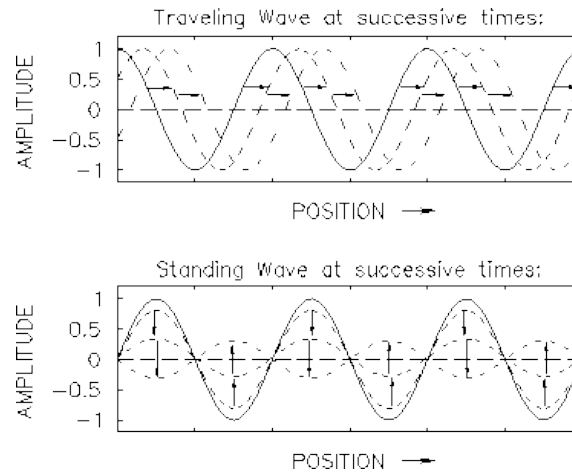
Así, a dicho valor de longitud de la ranura, se genera una resonancia especial conocida como resonancia de media onda. La resonancia de media onda es particularmente interesante porque permite una alta eficiencia de radiación. La energía electromagnética se acumula y se emite en una dirección específica a lo largo de la ranura, lo que resulta en una mayor radiación en comparación con otras longitudes de ranura.

Por último, en una línea de transmisión se pueden propagar dos ondas, onda progresiva u onda estacionaria en función de la reflexión al final de la línea, las cuales se representan en la Figura 2.18.

- **Onda progresiva:** Onda que se transmite en una línea de transmisión donde no hay reflexión, debido a que al final de la línea se encuentra una carga adaptada. De esta manera, su amplitud es constante a lo largo de la línea y existe un desfase progresivo.
- **Onda estacionaria:** Onda que se transmite por una línea de transmisión donde sí hay reflexión y se genera una onda regresiva de igual amplitud que la onda progresiva, generando una onda estacionaria de fase constante. Asimismo, la superposición de éstas generan nodos, que son puntos donde la amplitud es mínima, y antinodos, donde la amplitud es máxima, fijos en el espacio.

---

<sup>2</sup>En campo lejano,  $E_r = H_r = 0$



**Figura 2.18:** Onda progresiva y estacionaria [13].

Con todo ello, en términos generales, todas las antenas cuyas corrientes y voltajes se distribuyen en forma de una o más ondas que se desplazan, normalmente en la misma dirección, se conocen como antenas de onda progresiva o antenas no resonantes.

Por lo general, estas antenas presentan un patrón de fase progresiva en sus distribuciones de corriente y voltaje. Por otro lado, las antenas lineales que muestran patrones de onda estacionaria de corriente y voltaje formados por reflexiones desde el extremo al final del medio de transmisión se denominan antenas de onda estacionaria o antenas resonantes.

Por lo tanto, y analizando la distribución de las ondas como se muestra en la Figura 2.18, para conseguir que se radie la mayor cantidad de campo, las ranuras deberán estar colocadas en los máximos de amplitud de la onda, debiendo estar situadas cada  $\lambda_g$ , mientras que para la situación de onda estacionaria, dado que hay un máximo/mínimo cada  $\lambda_g/2$  deberán colocarse cada dicha distancia para radiar la máxima potencia, así como un cambio de fase de  $180^\circ$  entre cada ranura y la primera de ellas se debe situar a una distancia  $\lambda_g/4$  del cortocircuito.

## Capítulo 3

# Antenas en guías integradas en sustrato

En el presente capítulo, se presentará con profundidad diversas guías integradas en sustrato, desarrollando en especial la *Substrate-Integrated Coaxial Line* (SICL), así como su versión vacía, la *Empty Substrate-Integrated Coaxial Line* (ESICL).

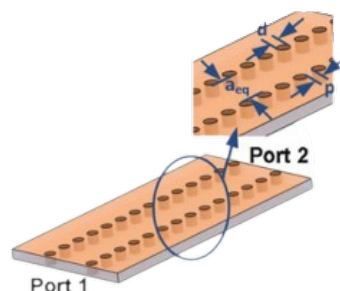
Asimismo, se expondrán diferentes tipos de antenas implementadas en tecnologías integradas en sustrato, con el fin de proporcionar contexto al lector.

### 3.1 Tecnologías integradas en sustrato

#### 3.1.1 Guía de onda integrada en sustrato (SIW)

La RWG ha sido utilizada ampliamente en la banda milimétrica en múltiples aplicaciones dado su elevado factor de calidad ( $Q$ ) y su capacidad de soportar alta potencia. Sin embargo, por lo comentado anteriormente, su gran voluminosidad y su geometría impide que se puedan desarrollar en sistemas que requieran que sus componentes estén integrados en PCB. Por ello, surge la SIW, la cual es presentada como una alternativa factible en sistemas donde las especificaciones de diseño y físicas no permitían implementar la guía de onda a través de la RWG.

La SIW es una guía de onda rectangular integrada en sustrato, la cual puede ser sintetizada y fabricada usando dos filas de cilindros conductores, los cuales son llamados vías, implementados en un sustrato dieléctrico que se encuentra entre dos placas de metal paralelas. En la Figura 3.1 muestra la topología elemental de la tecnología SIW que se acaba de comentar. Cabe destacar que las vías metálicas pueden ser también de otras geometrías, como ranuras, pero lo más común es realizarlo a través de cilindros.



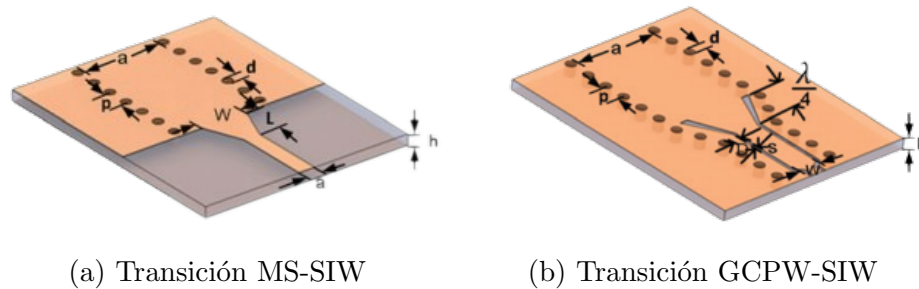
**Figura 3.1:** Topología típica de la SIW [14]

Asimismo, la SIW se caracteriza por las siguientes características y ventajas:

- Bajo perfil, fácil de fabricar y bajo coste.
- La única forma de integrarla en circuitos integrados es a través de tecnologías planares como guías coplanares, *microstrip* o *strip lines*.
- Factor de calidad mayor ( $Q_{SIW} = 200 - 1000$ ) que tecnologías planares ( $Q = 100 - 200$ ) como la *microstrip* pero menor que la tradicional RWG ( $Q = 6000 - 10000$ ).
- Capacidad de integrar todos los componentes en el mismo sustrato, sea activo o pasivo.

Respecto a las vías metálicas, que se utilizan para crear paredes eléctricas que permiten el confinamiento de la onda por la que se transmite, no permiten que se propaguen los modos TM. Esto es debido a la corriente discontinua que se genera por las vías. Así, por la SIW, los modos que se propagan son los  $TE_{m0}$ .

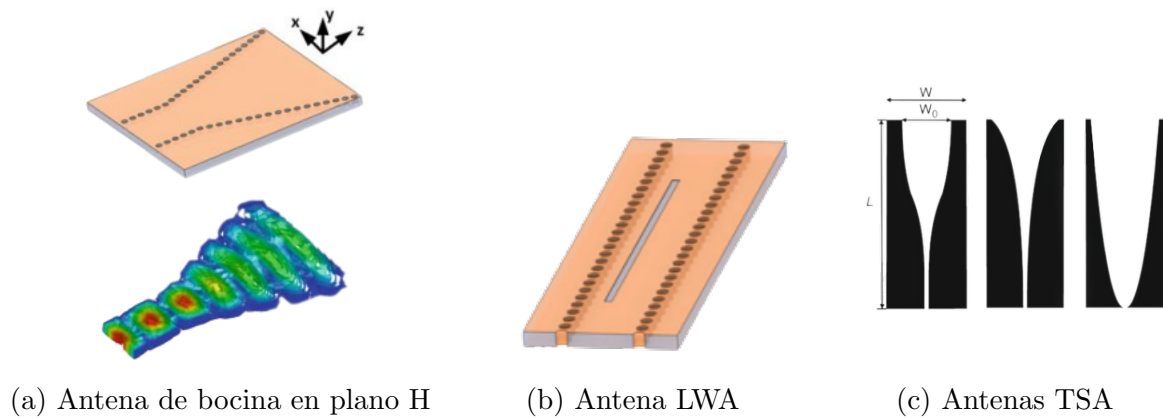
Para poder conectar la SIW con otros componentes es necesario una transición a línea planar. Las transiciones más comunes son de SIW a línea *microstrip* y a *Grounded coplanar waveguide* (GPW), como se ilustran en la Figura 3.2, respectivamente.



**Figura 3.2:** Transiciones desarrolladas para la SIW [14]

Por último, respecto a las antenas implementadas en tecnología SIW, es una topología que ha sido utilizada ampliamente para antenas no resonantes, es decir, antenas en una configuración de onda progresiva. Las antenas más comunes desarrolladas sobre la SIW son:

- **Antena de bocina:** Estas antenas se caracterizan por su alta ganancia, gran ancho de banda, y facilidad de fabricación. Desarrollarla en SIW no supone mucha complejidad, y se pueden configurar cualquiera de los tres tipos de bocinas, ya sea plano E, plano H o piramidal. En la Figura 3.3.a se muestra la geometría de una antena de bocina plano H sobre la SIW.
- **Antenas *Leaky-Wave*:** Las antenas de onda fugada (LWA) son antenas no resonantes que se componen de perturbaciones en una guía de onda metálica o dieléctrica. Estas perturbaciones provocan la emisión de radiación al permitir que la energía se filtre a lo largo de la guía de ondas.. En la siguiente Figura 3.3.b se muestra una LWA desarrollada sobre SIW.
- ***Tapered Slot Antenna*:** Las antenas TSA consisten en una ranura cónica estrechada en una superficie conductora. La forma cónica de la ranura ayuda a controlar el diagrama de radiación, lo que permite un mayor control del haz y una mayor directividad. En la Figura 3.3.c se muestra diferentes tipos de antenas TSA, como son la exponencial, de fermi o parabólica, respectivamente.



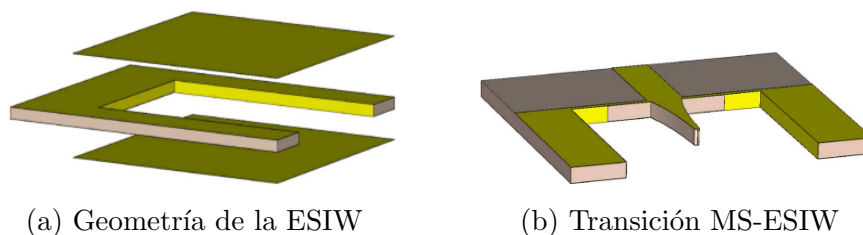
**Figura 3.3:** Antenas desarrolladas para la SIW [14]

### 3.1.2 Guía de onda vacía integrada en sustrato (ESIW)

La explotación de la banda milimétrica ha llevado a que se haya implementado prácticamente cualquier tipo de componente de microondas sobre la SIW para satisfacer las necesidades del sector, pero se realizaron pocos intentos de reducir significativamente las pérdidas. Esto se debe a que a altas frecuencias, la tecnología impresa en PCB presenta pérdidas elevadas. Por esta razón, nace la guía de onda vacía integrada en sustrato (ESIW). Las ventajas principales que ofrece la ESIW sobre su predecesora son:

- Menores pérdidas debido a la eliminación del material dieléctrico, lo que facilita la radiación, en comparación con la de la SIW al estar relleno de dieléctrico, y, por lo tanto, el diseño de antenas de alta eficiencia.
- El factor de calidad de la ESIW ( $Q = 1000 - 2000$ ) es mejor que el de la SIW, aunque aún no se llega a la que se obtiene con la RWG.

En la ESIW, los campos electromagnéticos se desplazan en el vacío y se mantienen dentro de la estructura mediante paredes metálicas en la parte superior, inferior y lateral. Para construir esta estructura, se crea un hueco rectangular en un sustrato plano y luego se le aplica un recubrimiento metálico utilizando el mismo método utilizado para los agujeros pasantes en el SIW. Esto crea las paredes laterales de la guía de ondas vacía. Finalmente, se sueldan al sustrato dos tapas metálicas delgadas en la parte superior e inferior para completar la estructura. En la Figura 3.4 se muestra la geometría de la ESIW, así como la transición presentada en [5] para la ESIW, que es la *microstrip*-ESIW.



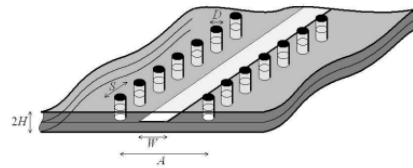
**Figura 3.4:** Modelo 3D de la ESIW y la transición [5].

### 3.1.3 Línea coaxial integrada en sustrato (SICL)

El desarrollo de las guías de ondas integradas en sustrato ha sido ampliamente reconocido por la comunidad científica y el sector durante los últimos años, y si bien

son tecnologías más que adecuadas para integración de todos los componentes en el mismo sustrato y su proceso de fabricación es estandarizable y económico, son medios de transmisión dispersivos a alta frecuencia y no son adecuados para aplicaciones que requieren elevados anchos de banda monomodo.

Por esta razón, se presenta la línea coaxial integrada en sustrato (SICL), cuya geometría se presenta en la Figura 3.5.



**Figura 3.5:** Geometría de la SICL [15].

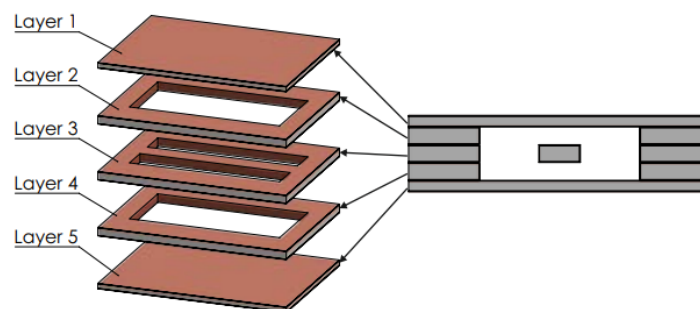
La SICL es una línea coaxial planar, comprimiendo una fina capa conductora entre dos capas de dieléctrico conectadas a tierra y limitado por dos vías metálicas que actúan como paredes eléctricas. Al igual que la *strip line*, permite la propagación del modo TEM. Las vías metálicas confinan el campo, evitando que se genere la distribución de campos del modo de placas paralelas, el cual podría ser activado por cualquier discontinuidad, lo que resultaría en fugas e interferencias con otras líneas.

El siguiente modo que se propaga por la SICL es el modo  $TE_{10}$ . Tiene las mismas propiedades de propagación que la SIW, debido a que el conductor central no afecta a la forma en la que los modos se propagan.

En definitiva, la SICL tiene las mismas características que una línea coaxial, dado que la estructura sigue manteniéndose como una estructura aislada, donde se confina la onda, y en el que se propaga el modo no dispersivo TEM. Asimismo, la gran ventaja que ésta tiene sobre su predecesora es precisamente la posibilidad de poder ser integrada junto con el resto de componentes y circuitos.

### 3.1.4 Línea coaxial vacía integrada en sustrato (ESICL)

De manera análoga a la situación expuesta en la ESIW, la ESICL como una alternativa adecuada a las líneas de transmisión planares en la que se ha eliminado la presencia de dieléctrico con el objetivo de reducir las pérdidas a altas frecuencias. En la siguiente Figura 3.6 se muestra la ESICL.



**Figura 3.6:** Tecnología ESICL [4].

Para contruir la ESICL, se requieren 3 capas de sustrato dieléctrico, que son la 2,3 y 4, y dos cubiertas metálicas superior e inferior, la 1 y la 5. Las cubiertas se pueden

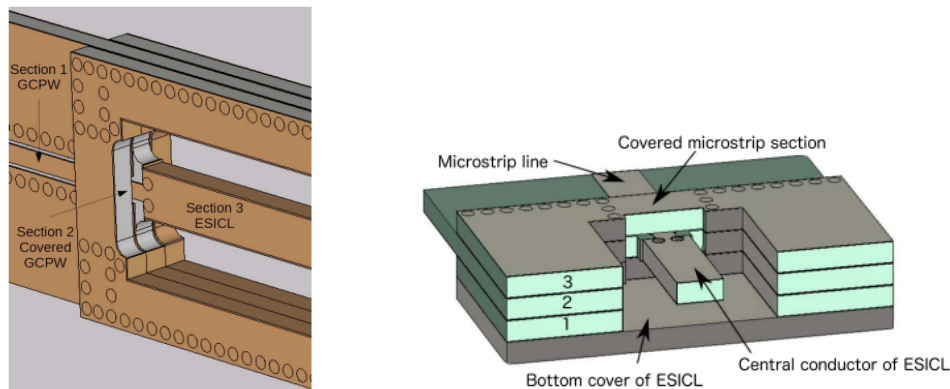


hacer con láminas metálicas delgadas o con dos capas adicionales de sustrato, lo que permite la integración de circuitos externos o elementos concentrados que interactúen con el dispositivo ESICL. Así, la ESICL es una línea que presenta pérdidas muy bajas. Así, y tal y como observar en la Figura 3.6, es en la capa 3 donde se encuentra el conductor interno, y es gracias a las dos capas intermedias entre las que se encuentra, la capa 2 y la capa 4, las que permite contruir la cavidad que separa el conductor interno de las dos tapas metálicas.

Los dispositivos implementados en ESICL, especialmente aquellos que incorporan resonadores, proporcionarán respuestas de alta calidad, ya que los resonadores ESICL tendrán factores de calidad muy altos. La respuesta de estos nuevos dispositivos ESICL será sin duda mucho mejor que las respuestas que se podrían obtener con cualquier línea planar convencional.

Los métodos de diseño tradicionales desarrollados para líneas TEM o Quasi-TEM planas, como *microstrip*, CPW, *stripline*, entre otros, se basan en la premisa de que la línea es capaz de propagar un modo TEM puro. Estos métodos pueden ser aplicados con éxito a la nueva línea de transmisión que estamos considerando. Sin embargo, es importante destacar que esta línea en particular, la ESICL, es realmente una línea donde se propaga el modo TEM, lo que significa que los resultados obtenidos serán aún más finos y fiables en comparación con las líneas Quasi-TEM.

Así, la ESICL es una alternativa interesante frente al resto de tecnologías. De hecho, a altas frecuencias, resulta ser la opción que presenta mayor factor de calidad entre la SIW o la ESIW, como se puede ver en [4]. En cuanto a las transiciones que se han desarrollado para la ESICL, las más comunes son CPW-ESICL y MS-ESICL. En la siguiente Figura 3.7 se muestran estas dos.



(a) Transición CPW-ESICL [16].

(b) Transición MS-ESICL [17].

**Figura 3.7:** Transiciones desarrolladas para la ESICL.

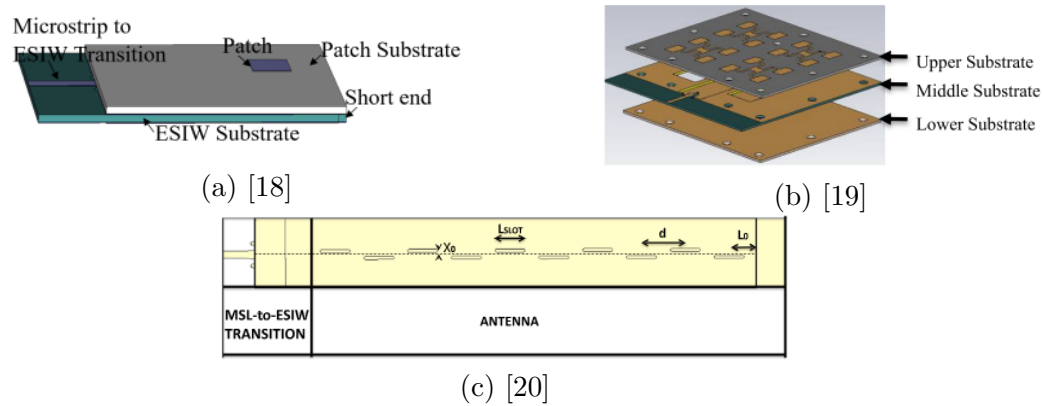
Algunas de las aplicaciones más extendidas de la ESICL es en el uso de dicha tecnología para la creación de filtros de paso-banda o de banda estrecha, divisores de potencia o acopladores direccionales híbridos de  $90^\circ$ . Sin embargo, aunque han sido diseñados muchos dispositivos pasivos, los antenas han sido poco exploradas en la tecnología ESICL. Por esta razón, se ha realizado una revisión bibliográfica al respecto, la cual se presenta a continuación.

### 3.2 Antenas desarrolladas sobre SICL y ESICL

Las tecnologías vacías integradas en sustrato han sido utilizadas para la implementación de múltiples dispositivos pasivos de microondas, sin embargo, no existen

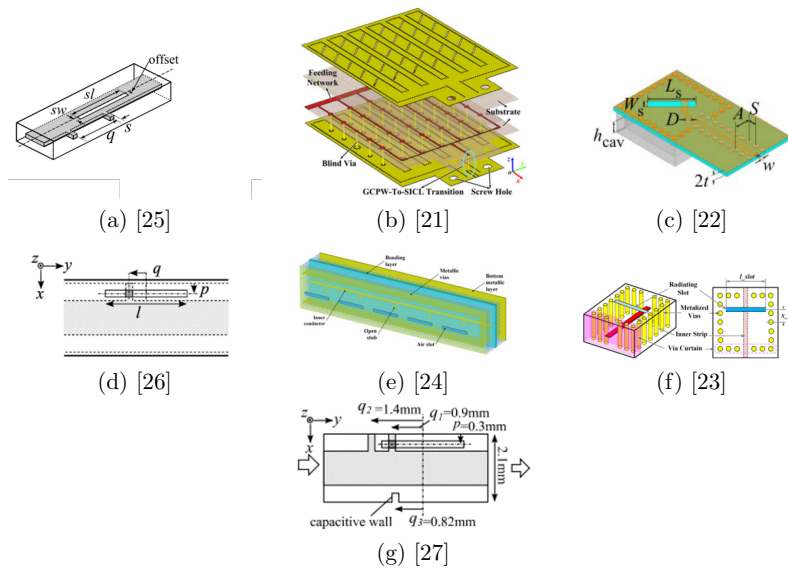


muchas referencias de antenas de tipo ranura implementadas utilizando estas tecnologías. Como ejemplo de antenas implementadas en ESIW, se tiene la presentada en [18] y extendida en [19] (Ver Figura 3.8a y 3.8b), las cuales utilizan una ranura para alimentar antenas de tipo parche con una elevada eficiencia. Otro tipo de antena implementada en ESIW, se ilustra en la Figura 3.8c, donde se implementa una agrupación de ranuras en onda estacionaria [20]. Sin embargo, no existe ninguna antena de tipo ranura implementada en ESICL.



**Figura 3.8:** Revisión bibliográfica de antenas sobre ESIW.

Existen múltiples propuestas de antenas de tipo ranura implementadas en tecnología SICL, como se ilustra en la Figura 3.9, con diferentes configuraciones. Algunas de estas se basan en utilizar ranuras inclinadas  $45^\circ$  [21, 22], ranuras transversales haciendo uso de cavidades resonantes donde el conductor central es discontinuo [23], o ranuras longitudinales excitadas por un soporte [24]. Una de las grandes ventajas de todas las antenas encontradas implementadas en SICL, es que se encuentran integradas en sustrato, facilitando su integración con otras tecnologías planares, sin embargo, presentan elevadas pérdidas debido al uso de dieléctrico, reduciéndose notablemente su eficiencia. Por el contrario, existen soluciones de ranuras basadas en *Hollow Rectangular Coaxial Line* (HRCL), que proporcionan eficiencias elevadas, pero por en contraposición no se encuentran integradas en sustratos. A priori es similar a la ESICL, pero la HRCL tiene un proceso de fabricación diferente llamado *metal fusion bonding* que es diferente a la ESICL que se implementa en sustrato. Dicha técnica está basada también en capas, pero no en sustrato, por lo que no es posible integrar en esta tecnología elementos activos como las ranuras. Un ejemplo de este tipo de antenas se ilustra en la Figura 3.9a, d y g, donde se implementa una ranura excitada por un soporte con diferentes configuraciones.



**Figura 3.9:** Revisión bibliográfica de antenas de ranura sobre SICL.

Por lo tanto, no existen actualmente ranuras implementadas en una tecnología integrada en sustrato que presenten elevadas eficiencias. Uno de los motivos principales por el cual en este trabajo se utilizará la tecnología ESICL, que aún esas características. Además de todo lo expuesto anteriormente, las antenas de tipo ranura implementadas tanto en SICL, como en HRCL proporcionan polarización lineal y no se ha encontrado ninguna solución en estas tecnologías que proporcione polarización circular, por lo que será uno de los objetivos propuesto en este trabajo como se ha mencionado anteriormente.

## Capítulo 4

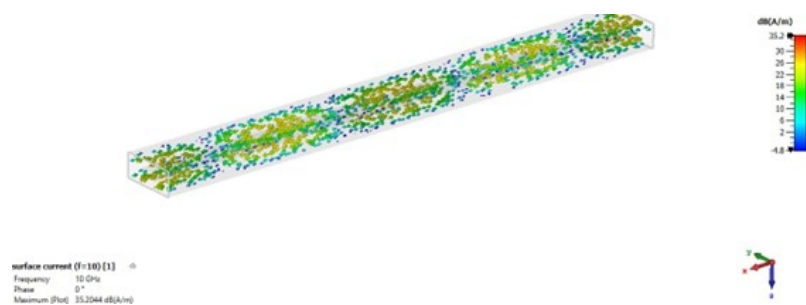
# Diseño de la antena individual

En el presente capítulo se va a desarrollar la antena individual que servirá para el desarrollo de una agrupación de antenas. Se procede a exponer las restricciones iniciales y el planteamiento del diseño, así como el procedimiento que se ha seguido para llegar a ello.

### 4.1 Planteamiento inicial del diseño

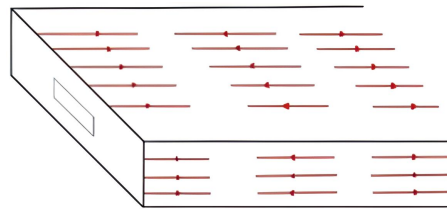
Antes de comenzar con el proceso de diseño, es relevante conocer en profundidad la tecnología sobre la que se va a desarrollar la antena. Así, como se ha comentado a lo largo de los anteriores capítulos, el elemento radiante se implementará sobre una línea coaxial vacía integrada en sustrato, la ESICL, una línea donde se integra un coaxial rectangular vacío en un sustrato.

Como se ha mencionado anteriormente, para que una ranura se excite, es necesario que la densidad de corriente superficial  $J_s$  sea perpendicular a la longitud de ésta. Para ello, se deberá conocer en primer lugar cómo se distribuyen las corrientes a través de la ESICL, las cuales serán proporcionales a  $J_s = \hat{n} \times \hat{H}$ , habiendo solamente campos transversales,  $H_t$  y  $E_t$ , puesto que se propaga un modo TEM.



**Figura 4.1:** Distribución de corriente en la ESICL.

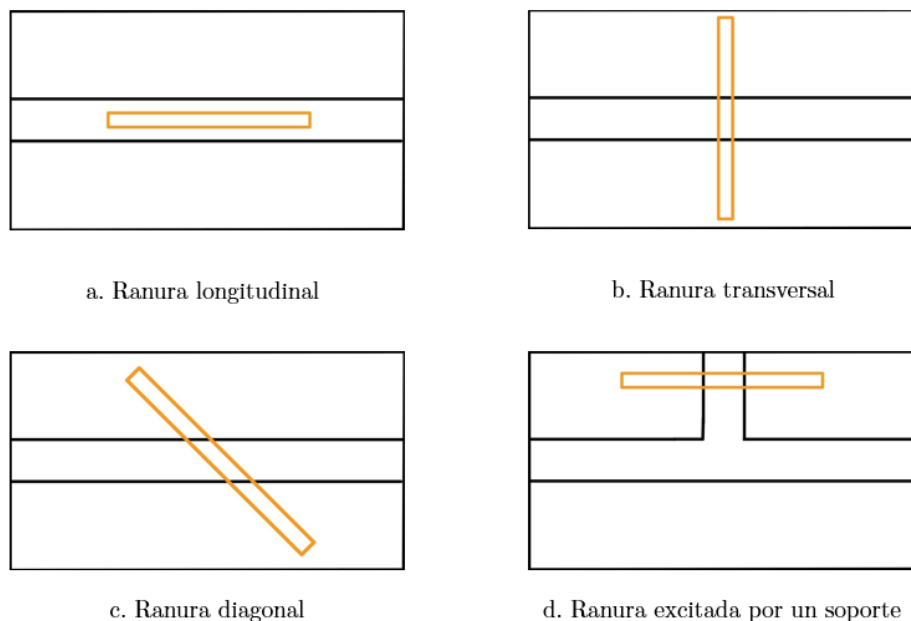
Analizando la distribución de corrientes superficiales  $J_s$  que se producen en una ESICL, como se ilustra en la Figura 4.1 puede observarse que las corrientes van en la dirección de propagación, y en ningún caso éstas van en dirección transversal a la dirección de propagación, como sucede en la guía rectangular. En la Figura 4.2 se detalla esquemáticamente la distribución de corriente que presenta la ESICL.



**Figura 4.2:** Esquema de la distribución de corriente sobre la ESICL.

Conociendo como se distribuye la corriente por la ESICL, se conoce qué posiciones puede tomar la ranura para que ésta se excite y que, por lo tanto, radie. En este caso, las ranuras deberán de orientarse perpendicularmente a la longitud de la ESICL para que ésta sea excitada al completo, como se ha comentado anteriormente. Otra posible orientación sería orientarla diagonalmente, excitando solamente la componente transversal, mientras que la longitudinal, al ser la dirección paralela a la de la corriente, no logrará excitarla, como se puede ver en la siguiente Figura 4.3a.

Conociendo cómo se distribuyen las corrientes superficiales sobre la ESICL, se conoce en qué posiciones se debe de colocar la ranura, para que ésta se excite, y por lo tanto, radie. Una posible configuración corresponde con la colocación de las ranuras transversales como se ilustra en la Figura 4.3b., donde se excitará completamente la ranura. Otra posible configuración consiste en orientar la ranura diagonalmente (ver Figura 4.3.c) excitando solamente la componente transversal, mientras que la longitudinal no se excitará. Si la ranura se colocara en el centro de la ESICL como se muestra en la Figura 4.3.a, no se excitará dado que está orientada longitudinalmente a las corrientes  $J_s$ . Por ello, una posible solución para excitar la ranura de manera longitudinal, es el uso de un soporte que modifique las corrientes, como se ilustra en la Figura 4.3.d), que se estudiará en este capítulo.



**Figura 4.3:** Orientaciones de las diferentes ranuras sobre la ESICL.

Como se ha comentado anteriormente, la orientación de la ranura debe ser transversal al conductor central de la ESICL, por lo que la ranura transversal (Figura 4.3b) se excitará al completo, la diagonal (Figura 4.3c) parcialmente, sólo el componente transversal del

campo, mientras que la longitudinal (Figura 4.3a) no. Por ello, una posible solución para excitar una ranura longitudinal, es el uso de un soporte que modifique las corrientes (Figura 4.3d), el cual se estudiará más adelante en este capítulo.

Una vez conocida la distribución de las corrientes superficiales en la ESICL, es necesario atender las especificaciones de la antena elemental a cumplir. En concreto, se debe obtener polarización circular, teniendo en cuenta que las ranuras es un tipo de antena que radia polarización lineal como se ha comentado en el capítulo 3. Por lo tanto, para satisfacer dicha polarización, se deben de cumplir los siguientes requisitos.

- Disponer de una componente de campo eléctrico con polarización lineal horizontal y otra con polarización lineal vertical. Para ello, se necesitarán dos ranuras con orientaciones ortogonales entre sí.
- Las dos ranuras deben de radiar la misma potencia, es decir, las componentes deben tener la misma amplitud.

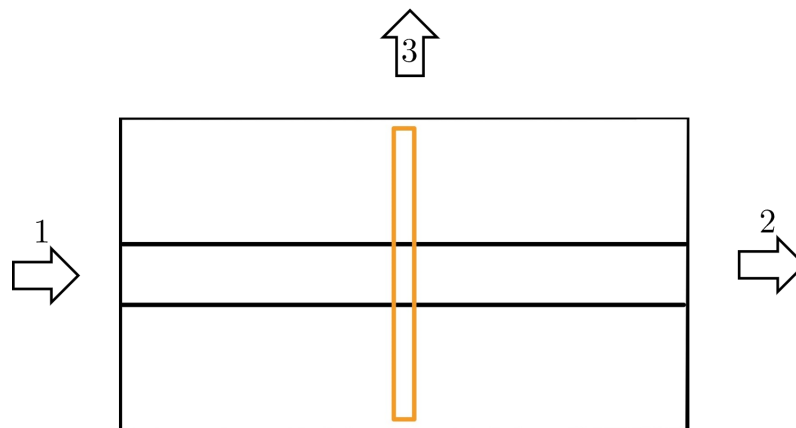
$$|E_{\text{ranura 1}}| = |E_{\text{ranura 2}}|$$

- Las dos componentes deben de ser ortogonales con una diferencia de fase de  $90^\circ$ .

$$\Delta\phi = \phi_{\text{ranura 1}} - \phi_{\text{ranura 2}} = \begin{cases} (\frac{1}{2} + 2n)\pi, & \text{si RHCP, para } n = 0, 1, 2, 3\dots \\ -(\frac{1}{2} + 2n)\pi, & \text{si LHCP, para } n = 0, 1, 2, 3\dots \end{cases}$$

Es importante destacar que la onda es progresiva, no estacionaria, por lo que se deben tener en cuenta también lo que implica. En primer lugar, que sea progresiva implica que al acceder por el puerto de entrada, ésta debe propagarse en dirección longitudinal por la ESICL, y atravesarla hasta el final, de tal manera que llegue a la salida de la línea y haya repartido la potencia entre los elementos radiantes que compongan la agrupación, formando así una antena.

Además de todo esto, cabe explicar cómo se va a modelar el elemento radiante, el cual será a través de un modelo de tres puertos, de tal forma que uno de ellos será ficticio, que representa la potencia radiada por la ranura. En la Figura 4.4 se muestra un esquema al respecto.



**Figura 4.4:** Representación del modelo de 3 puertos.

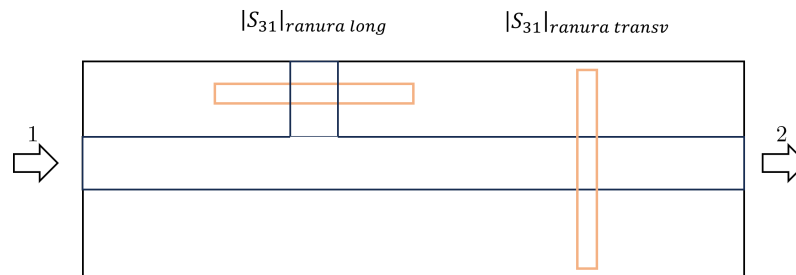
Así, se puede calcular la potencia que radia el elemento,  $|S_{31}|$ , a partir de la siguiente expresión:

$$|S_{31}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2}$$

Por último, respecto a las restricciones que se deben tener en cuenta para la realización del diseño, se deben tener en cuenta también las especificaciones que son el objetivo final de la antena, es decir, la antena debe trabajar en la banda X, a frecuencia central de 11.7 GHz, por lo que las dimensiones de la antena deberán de ser acordes a dicha frecuencia.

Con todo ello, la Figura 4.5 muestra un esquema representativo de los requisitos expuestos anteriormente para obtener polarización circular. La metodología seguida para el desarrollo del elemento individual puede dividirse en los siguientes puntos:

1. Geometría de la ESICL
2. Diseño de la ranura longitudinal.
3. Diseño de la ranura transversal.
4. Diseño de la celda unidad uniendo ambos elementos.



**Figura 4.5:** Esquema de la antena individual.

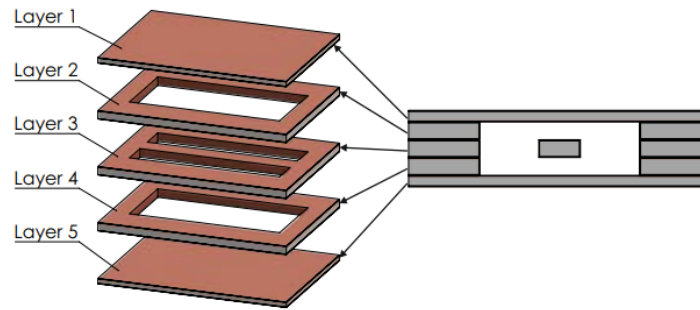
## 4.2 Geometría de la ESICL

En primera instancia, y antes de comenzar con el proceso de diseño, es conveniente caracterizar la línea de transmisión por la que se integran las ranuras para generar la antena. Como ya se ha comentado en previos capítulos, la ESICL es la topología escogida para la realización de la agrupación.

Para dimensionar la ESICL, se debe tener en cuenta que la sección de dicha tecnología condiciona el ancho de banda y la impedancia de la línea. Tal y como se ha comentado en el capítulo anterior, se transmite el modo no dispersivo TEM, y la frecuencia de corte del siguiente modo que se propaga depende de la anchura del conductor exterior de la ESICL. Por ello, se fija dicha anchura de 6 mm para que el margen en el que se propaga solamente el modo TEM sea de 0 hasta 21.5 GHz.

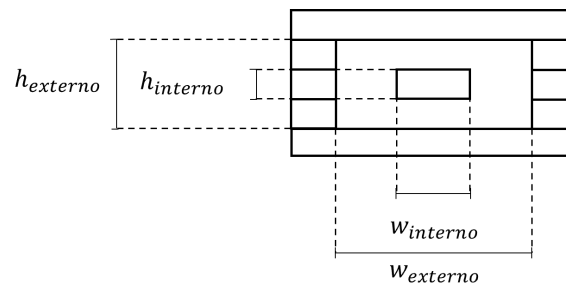
Por otro lado, en cuanto a la anchura del conductor interior, se debe fijar un valor de tal forma que se asegure una impedancia de línea de 50 ohmios (ver sección 3.1.4), la cual depende de dicha anchura. Así, se ha fijado un valor de 1.82 mm para que, con las dimensiones geométricas de la ESICL que se ha diseñado, se consiga dicha impedancia.

En cuanto a las capas que componen, en la Figura 4.7 se muestra la ESICL dividida en éstas.



**Figura 4.6:** Dimensiones de la ESICL.

Cabe destacar que se compone de 5 capas, como se observa en la Figura 4.7. La capa 1 y la 5 son las tapas, mientras que la 2 y la 3 sirven para separar la capa central, que es por donde la onda se transmite, de dichas tapas. Así pues, el espesor de cada capa es de 0.813 mm, que corresponde con sustratos rogers 4003C. Para construir la ESICL, proceso el cual será explicado en el siguiente capítulo en profundidad, también hacen falta de metalizaciones, los cuales tienen un espesor de  $17.5 \mu\text{m}$ , por lo que la altura de la ESICL, tanto del conductor externo como del interno, vendrá fijado por la altura de los sustratos utilizados. En el capítulo 5 se profundiza respecto al modelado por capas de la ESICL. Por tanto, en la Figura 4.7 se representa la sección transversal y en la Tabla 4.1 los valores de los parámetros geométricos de la ESICL.



**Figura 4.7:** Sección transversal de la ESICL.

| Parámetro     | Valor (mm) |
|---------------|------------|
| $w_{externo}$ | 6          |
| $h_{externo}$ | 2.61       |
| $w_{interno}$ | 1.82       |
| $h_{interno}$ | 0.867      |

**Tabla 4.1:** Valor de los parámetros que definen las dimensiones de la ESICL.

### 4.3 Diseño del elemento longitudinal

La ranura longitudinal proporcionará uno de los campos eléctricos necesarios para obtener la polarización circular, por lo que, y atendiendo a la metodología, se procede a desarrollar el elemento longitudinal.

Como se ha explicado al comienzo de este capítulo, la ranura longitudinal solo podrá excitarse en la ESICL si se hace uso de un soporte. Dicho soporte permite modificar la distribución de corrientes en la ESICL haciendo que estas sean paralelas al soporte, es

decir, perpendiculares a las que pasan por el conductor interno, permitiendo que se excite correctamente la ranura orientada longitudinalmente.



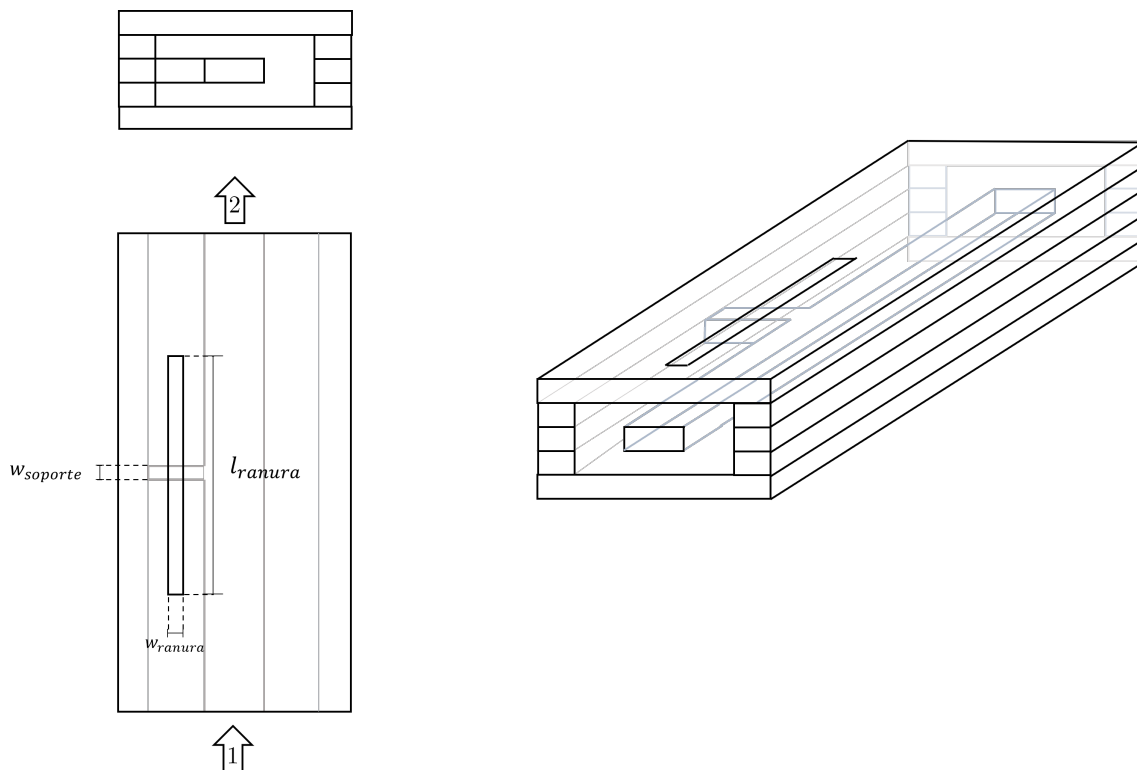
(a) Sin soporte

(b) Con soporte

**Figura 4.8:** Distribución de la corriente por la ESICL.

En la Figura 4.8 se puede observar dicho fenómeno. En ausencia del soporte (ver Figura 4.8a), la corriente es paralela a la dirección de la ESICL, pasando por el conductor central, mientras que con la presencia del soporte (ver Figura 4.8b), la corriente superficial pasa del conductor interno al externo a través de este soporte, permitiendo colocar una ranura en la parte superior.

En la Figura 4.9 se muestra esquematizado los diferentes parámetros de interés y sus valores iniciales en la Tabla 4.2.



**Figura 4.9:** Vista en planta y en 3D de la estructura inicial para el elemento longitudinal.

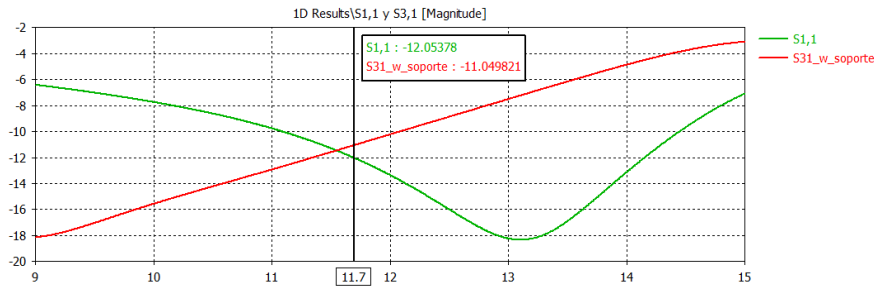


| Parámetro     | Valor (mm)              |
|---------------|-------------------------|
| $w_{ranura}$  | 1                       |
| $l_{ranura}$  | 12.82 ( $\lambda_0/2$ ) |
| $w_{soporte}$ | 1                       |

**Tabla 4.2:** Valores de los parámetros geométricos del elemento longitudinal inicial.

Una vez conocidos los parámetros que influyen en el elemento longitudinal, se procede a diseñar el elemento longitudinal en *CST*, mediante el modelo de análisis de dos puertos. Este modelo de análisis permite obtener información importante de la estructura a través de los parámetros *S*, de tal forma que, tal y como se ha comentado en el planteamiento del problema, interesa que el  $|S_{11}|$  sea el mínimo posible y determinar el valor del  $|S_{31}|$ , que representa la potencia que radia la ranura. Así, por el puerto de entrada incide la onda que se transmitirá por la ESICL hasta llegar al puerto 2, que es el puerto de salida de la onda donde transfiere la potencia restante.

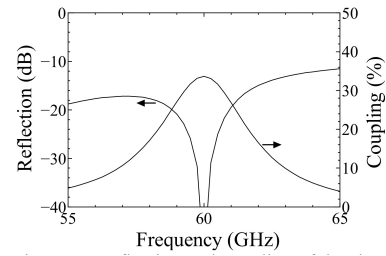
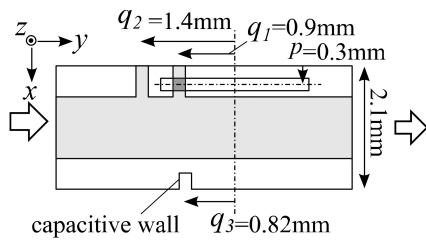
Así, resulta lógico pensar que en un primer momento la inclusión del soporte generará reflexión, por lo que la ranura, a pesar de excitarse, no resonará a la frecuencia central aunque ésta tenga la longitud de  $\lambda_0/2$ . Tal y como se ha comentado, la reflexión que genera el soporte provoca que a la frecuencia central, la ranura no resuene a la frecuencia esperada. Genera un desplazamiento en frecuencia de la resonancia de más de 1 GHz, por lo que se obtiene una reflexión considerable (ver Figura 4.10).



**Figura 4.10:**  $S_{11}$  y  $S_{31}$  de la geometría de la Figura 4.9.

Para reducir la reflexión, hecho que es uno de los requisitos imprescindibles del elemento longitudinal para que a la hora de unirlo con el transversal no haya reflexión en su conjunto, se procede a suprimir esta reflexión con un elemento capacitivo que compense el carácter inductivo del soporte.

Sano M. et al., en [27] (2012), para excitar una ranura longitudinal sobre la HRCL, hace uso de un soporte metálico tal y como se ha explicado a lo largo de esta sección. Asimismo, se propone el elemento capacitivo (*capacitive wall*) que permite compensar la reflexión que genera el soporte, y que por tanto, permite mover la resonancia de la ranura a la frecuencia central de aplicación. Además, consigue ajustar la reflexión a la frecuencia deseada utilizando un soporte auxiliar como se ilustra en la Figura 4.11.



(a) Elemento capacitivo y soporte auxiliar. (b) Reflexión y acoplamiento de la estructura.

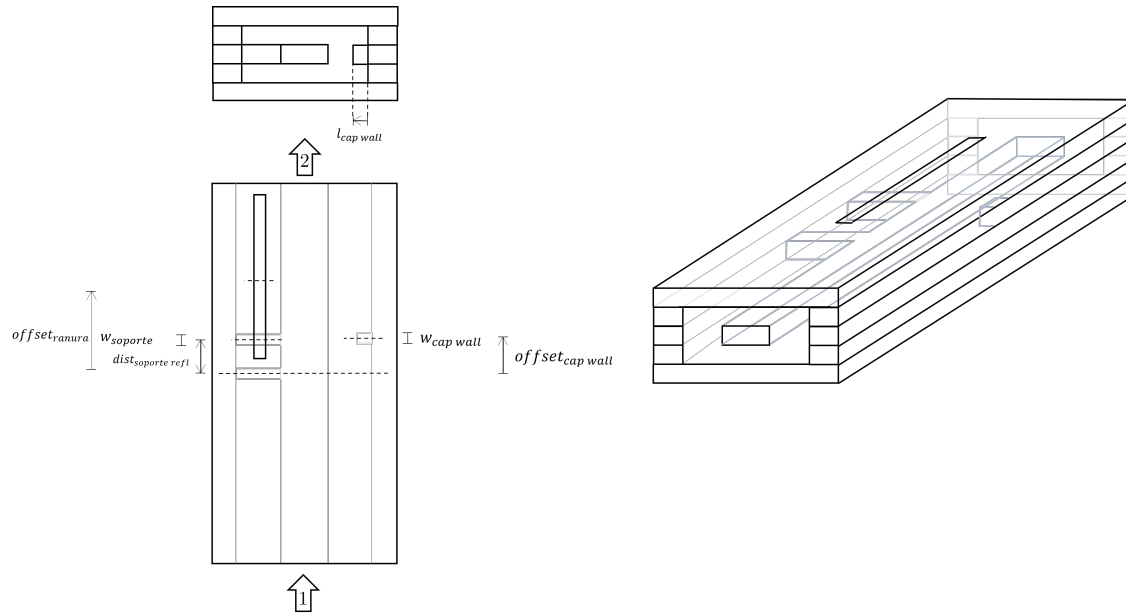
**Figura 4.11:** Estructura propuesta y su reflexión [27].

Con todo ello, se incluirá de manera análoga el soporte auxiliar y el elemento capacitivo en la ESICL. Ante estos nuevos elementos, se introducen más parámetros de diseño en la estructura. Esto genera un problema complejo de sobredimensionamiento, por lo que este aumento considerable de los grados de libertad deberá estudiarse para así, comprobar cuáles son los parámetros más sensibles. Por esta razón, se ha optado por seguir la siguiente metodología de diseño:

- Realización del diseño de la nueva estructura teniendo en cuenta las dimensiones de los nuevos elementos introducidos en función de  $\lambda_g$ , replicando la estructura propuesta en [13]. Esto proporcionará el punto inicial, el cual se afinará posteriormente.
- Optimización de todos los parámetros de diseño, los cuales se definen a continuación, con dos objetivos:

$$\begin{cases} S_{11} \leq -10 \text{ dB} & \text{para } 10,7 \text{ GHz} \leq f \leq 12,7 \text{ GHz} \\ S_{11} \leq -20 \text{ dB} & \text{para } f = 11,7 \text{ GHz} \end{cases}$$

Con todo ello, se muestra en la Figura 4.12 el esquema de la estructura propuesta, mientras que los valores iniciales y optimizados de los parámetros de diseño se recogen en la Tabla 4.3. Además, en cuanto a las dimensiones del elemento capacitivo, se ha diseñado con un valor inicial de 1 mm, mientras que el soporte auxiliar se ha definido de tal forma que tenga la misma anchura que el soporte principal, y que el parámetro de diseño en este caso sea la distancia entre ellos.

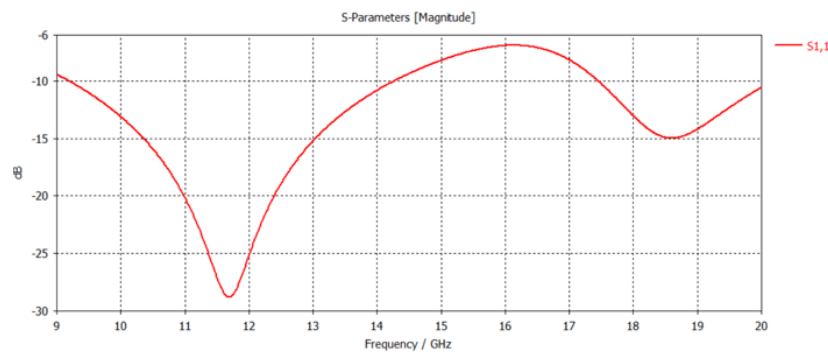


**Figura 4.12:** Vista en planta y en 3D de la nueva estructura propuesta para el elemento longitudinal.

| Parámetro              | Valor inicial (mm)        | Valor optimizado (mm) |
|------------------------|---------------------------|-----------------------|
| $offset_{ranura}$      | 7.18 ( $0,28\lambda_0$ )  | 0.9321                |
| $dist_{soporte\ refl}$ | 2.56 ( $0,1\lambda_0$ )   | 0                     |
| $w_{soporte}$          | 1                         | 2.47                  |
| $offset_{cap\ wall}$   | 2.97 ( $0,116\lambda_0$ ) | 0.09233               |
| $l_{cap\ wall}$        | 1                         | 1.99185               |
| $w_{cap\ wall}$        | 1                         | 1                     |

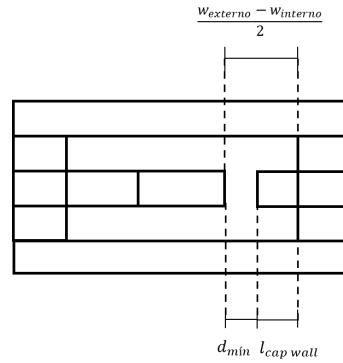
**Tabla 4.3:** Valores iniciales y optimizados de los parámetros geométricos del elemento longitudinal.

El parámetro  $S_{11}$  de la estructura longitudinal optimizada se muestra en la Figura 4.13. Tal y como puede apreciarse, la respuesta en frecuencia ha mejorado, dado que como puede apreciarse, la reflexión mejora considerablemente. Se obtiene un valor de -30 dB a la frecuencia de diseño, y un ancho de banda relativo a -10 dB de un 40 % aproximadamente (de 9.1 a 14.3 GHz).



**Figura 4.13:** Parámetro  $S_{11}$  del elemento longitudinal de la primera optimización.

En cuanto a los valores óptimos de los parámetros (ver Tabla 4.3), proporcionan información interesante. Como se observa en el esquema realizado de la estructura (ver Figura 4.12), la referencia que se ha tomado para los *offset* es el centro del soporte, y los valores de éstos son muy próximos a 0. En especial, cabe destacar los valores optimizados de los parámetros que hacen referencia a los soportes, ya que la distancia entre ellos es 0. En términos prácticos, los dos soportes equivalen a uno solo de anchura total  $w_{soporte\ total}$  igual a 4.94 mm. Asimismo, se observa que la anchura del elemento capacitivo,  $w_{cap\ wall}$ , permanece invariante, mientras que es su longitud la que tiene una variación considerable con respecto a su valor inicial. Sin embargo, ésta no es una solución viable a nivel práctico. La distancia que hay del elemento capacitivo al conductor interno es de 100 micras aproximadamente y a efectos de fabricación, resulta muy complicado de fabricar y hay posibilidad de contacto eléctrico cuando no lo queremos. Por lo tanto, se procede a determinar cuál es el valor máximo que podría tener  $l_{cap\ wall}$  para evitar este problema.



**Figura 4.14:** Sección transversal del elemento longitudinal con el soporte y el elemento capacitivo.

Como se observa en la Figura 4.14, intervienen 3 parámetros. Por un lado, la distancia mínima que debe haber entre el conductor interno y el elemento capacitivo,  $d_{mín}$ , que debe tomar el valor de 0.5 mm. Por tanto, para cumplir este límite físico de fabricación, y teniendo en cuenta que la distancia entre el conductor interno y el sustrato es de 2.09 mm,  $\frac{w_{externo} - w_{interno}}{2}$ , el valor máximo que puede tomar  $l_{cap\ wall}$  es de 1.59 mm. Por lo tanto, como se ha visto en la primera optimización (ver Tabla 4.3), como es mayor que el máximo, se va a diseñar el elemento capacitivo de tal forma que el  $l_{cap\ wall}$  tome el valor fijo 1.59 mm.

Analizando la Figura 4.14, puede verse que el elemento capacitivo podría modelarse como un condensador plano de placas paralelas entre el conductor central y el soporte. La capacidad de un condensador plano, puede modelarse como;

$$C = \epsilon_r \frac{A}{d}$$

donde  $\epsilon_r$  es la permitividad eléctrica relativa,  $A$  es el área de las placas paralelas, y  $d$  es la distancia entre éstas.

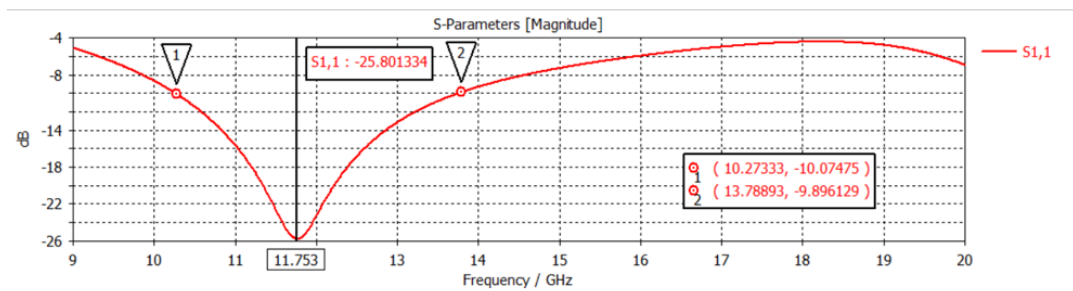
Particularizando para nuestro caso el Área vendrá dada por  $A = w_{cap\ wall} \cdot h_{interno}$ , mientras que  $d$  será la separación entre el conductor central y el elemento capacitivo. Por lo tanto, para obtener la misma capacidad pero con una distancia  $d$  mayor, será necesario aumentar el área  $A$ , que implica que  $w_{cap\ wall}$  tome valores mayores.

Por las limitaciones mencionadas, se implementará una nueva estrategia de optimización que consiste en, por un lado, fijar el valor que toma el parámetro  $l_{cap\ wall}$  a 1.59 mm, que es límite superior para que la diferencia entre el conductor interno y el

elemento capacitivo sea de  $d$  igual a 500 micras. Por otro lado, y dado los resultados de la optimización, se va a realizar solamente sobre las dimensiones del elemento capacitivo ( $w_{\text{cap wall}}$  y  $\text{offset}_{\text{cap wall}}$ ). Se espera que  $w_{\text{cap wall}}$  tome valores superiores, ya que al restringir la longitud, la anchura deberá ser mayor para obtener la misma capacitancia, por lo que se aumenta el rango de posibles valores que podría tomar dicho parámetro. Los valores obtenidos se ilustran en la Tabla 4.4:

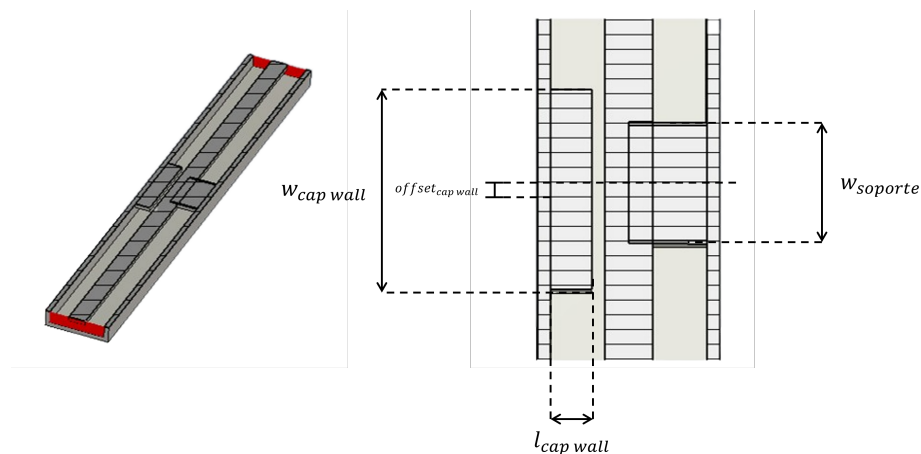
| Parámetros de la optimización     | Valor (mm) |
|-----------------------------------|------------|
| $w_{\text{cap wall}}$             | 8.1602     |
| $\text{offset}_{\text{cap wall}}$ | 0.357      |

**Tabla 4.4:** Valores de los parámetros geométricos obtenidos de la segunda optimización.



**Figura 4.15:** Parámetro  $S_{11}$  del elemento longitudinal final.

Finalmente, se puede observar en la Figura 4.15 que, con una anchura del elemento capacitivo de 8.1602 mm y un  $\text{offset}$  de 0.357 mm con respecto al soporte, se consigue una reflexión de -25.8 dB a la frecuencia central de diseño y -10 dB entre 10.27 y 13.78 GHz. Por tanto, se han cumplido los objetivos que se perseguían para el elemento longitudinal. A continuación, se muestra el modelo 3D de la estructura del que se han obtenido estos resultados en la Figura 4.16 y los valores finales de los parámetros en la Tabla 4.5 .



**Figura 4.16:** Modelo 3D final y corte transversal del elemento longitudinal.

| Parámetros           | Valor (mm)           |
|----------------------|----------------------|
| $w_{ranura}$         | 1                    |
| $l_{ranura}$         | $12.82(\lambda_g/2)$ |
| $offset_{ranura}$    | 0.9231               |
| $w_{soporte\ total}$ | 4.94                 |
| $w_{cap\ wall}$      | 8.1602               |
| $l_{cap\ wall}$      | 1.59                 |
| $offset_{cap\ wall}$ | 0.357                |

**Tabla 4.5:** Valores finales de los parámetros geométricos del elemento longitudinal.

## 4.4 Diseño del elemento transversal

Una vez ya se ha modelado el elemento longitudinal y se han cumplido con los requisitos que se exigían, se procede a estudiar cómo se puede diseñar el elemento transversal y poder componer finalmente la antena individual.

Así pues, el proceso de diseño del elemento transversal presenta una primera limitación física. Una primera aproximación de lo que podría suponer el elemento transversal sería colocarla sobre la ESICL, de tal manera que el conductor interno excitase la ranura sin ningún problema aparente (ver Figura 4.3b). Sin embargo, y dado que la geometría de la estructura es limitada, no es posible físicamente que una ranura de  $\lambda_0/2$  quepa en la estructura con una anchura de 6 mm. Es decir:

$$\lambda_0/2(12,82mm) > w_{externo}(6mm)$$

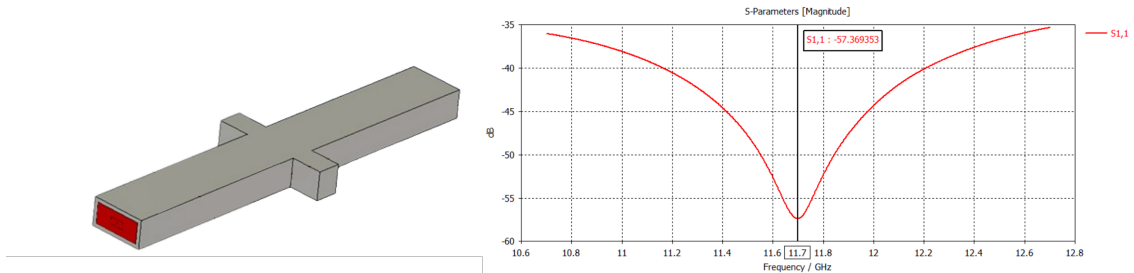
Este hecho obligaría a reducir la longitud de la ranura transversal por limitaciones físicas, haciendo que la ranura se excitara a otra frecuencia. Ante esta situación, se plantea ensanchar el conductor externo de la ESICL, el cual puede plantear los siguientes problemas:

- **Propagación de modos adicionales:** La modificación del conductor exterior de la ESICL puede provocar que se propaguen modos adicionales que no sea el TEM, el modo fundamental de la ESICL. Como consecuencia de estos modos adicionales, que tienen diferentes frecuencias de corte y distribuciones de campo, da lugar a un aumento del grado de complejidad del análisis de la línea de transmisión.
- **Interacción entre modos:** El hecho de que tener una situación multimodo para la frecuencia de operación al ensanchar el conductor exterior de la ESICL, puede generar interferencia entre los modos que se propagan, dando lugar a reflexiones adicionales.
- **Cambio de la impedancia característica:** El ensanchamiento y posterior reducción en la sección de la ESICL puede provocar cambios en la impedancia característica en esa región. Esto puede generar un salto de impedancia, dando lugar a reflexiones adicionales.

En general, cualquier modificación en la sección transversal de la ESICL, generará cambios en su impedancia característica y en las características de la propagación.

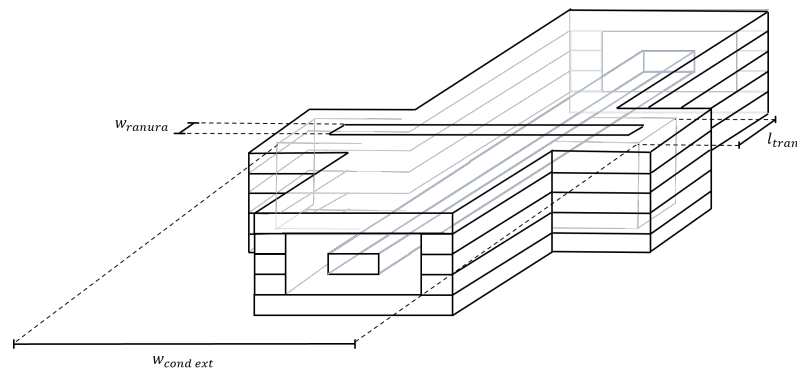
En un primer lugar, antes de realizar el modelado inicial del elemento transversal y analizar su respuesta, se analizará la reflexión de la línea ESICL ensanchada para comprobar su respuesta en frecuencia. Como se ha comentado, es posible que todos los efectos indeseados que genera el ensanchamiento del conductor externo puedan no producirse si la sección es lo suficientemente corta como para que no se produzcan

reflexiones adicionales. Se muestra en la Figura 4.17 la reflexión con el conductor exterior ensanchado a  $1,1\lambda_g/2$ , un  $w_{externo}$  de 6 mm como ya se había modelado, y con una longitud de ensanchamiento de  $l_{trans}$  igual a 3 mm.



**Figura 4.17:** Estructura del ensanchamiento y reflexión.

Se observa en la Figura 4.17 con la respuesta en frecuencia del ensanchamiento que el  $S_{11}$  se encuentra por debajo de -35 dB. Por lo que los problemas que podían producirse al modificar al anchura del conductor exterior no se aprecian debido a que la longitud de dicha sección es reducida. Sin embargo, aunque esto sea así, en dicha sección se da una situación multimodo, y, por lo tanto, puede que la ranura de longitud de  $\lambda_0/2$  no presente un comportamiento resonante perfecto a la frecuencia de trabajo.



**Figura 4.18:** Vista en 3D de la estructura propuesta para el elemento transversal.

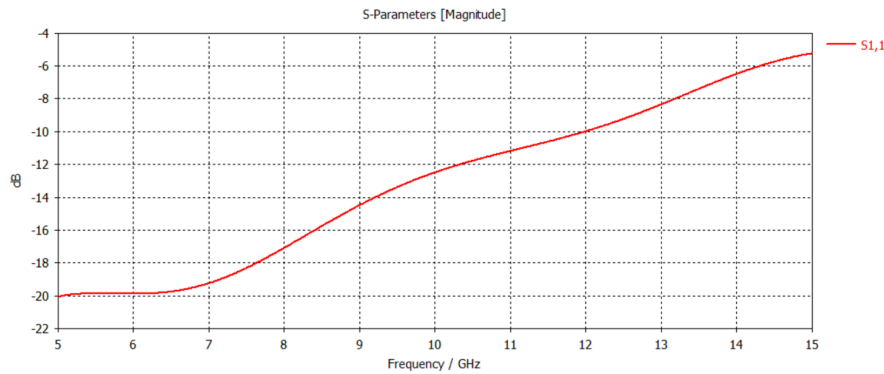
| Parámetro       | Valor (mm)                  |
|-----------------|-----------------------------|
| $w_{ranura}$    | 1                           |
| $w_{cond\ ext}$ | 14.103 ( $1,1\lambda_g/2$ ) |
| $l_{trans}$     | 3                           |

**Tabla 4.6:** Valores iniciales de los parámetros geométricos del elemento transversal.

En la Figura 4.18 puede observarse el modelo de la ranura transversal, con el ensanchamiento del conductor exterior realizado. La longitud del ensanchamiento  $l_{trans}$  se ha fijado a un valor de 3 mm, distancia suficiente para colocar una ranura con un anchura inicial de  $w_{ranura}$  igual a 1 mm. Como se ha mencionado previamente, el ensanchamiento tendrá un valor de  $w_{cond\ ext} = 1,1\lambda_0/2$ , dimensiones suficientes para que la ranura transversal pueda situarse, dejando un margen. Para llegar al diseño final del elemento transversal, en primer lugar se procede a comprobar la resonancia de la ranura. En caso de que este fenómeno no sea posible, se deberá encontrar aquella combinación de parámetros que cumpla con los requisitos de reflexión para el elemento transversal de igual manera que el longitudinal, que eran los siguientes:

$$\begin{cases} S_{11} \leq -10 \text{ dB} & \text{para } 10,7 \text{ GHz} \leq f \leq 12,7 \text{ GHz} \\ S_{11} \leq -20 \text{ dB} & \text{para } f = 11,7 \text{ GHz} \end{cases}$$

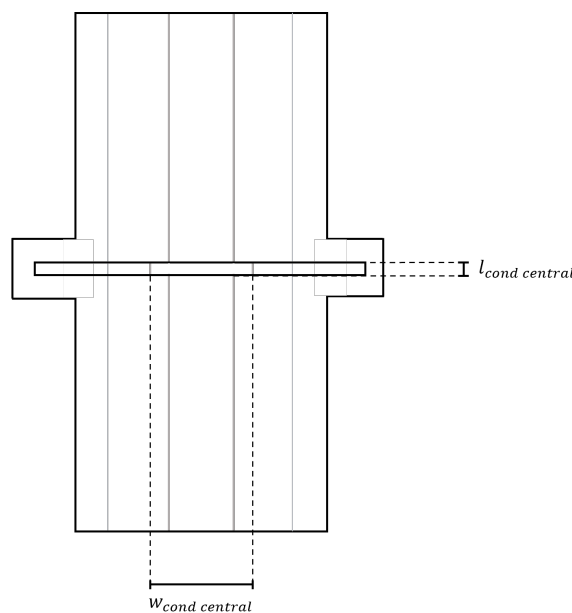
Así pues, se observa a continuación la respuesta en frecuencia del elemento transversal inicialmente propuesto.



**Figura 4.19:** Parámetro  $S_{11}$  del elemento transversal inicial.

La Figura 4.19 muestra la reflexión obtenida con la estructura inicial (Figura 4.18). Se observa que en el rango de frecuencias comprendido entre 5 y 15 GHz, la ranura no presenta ninguna resonancia, además, no cumple los objetivos marcados, puesto que a la frecuencia de diseño presenta una reflexión de -10 dB.

Asimismo, se realizará una modificación en la geometría propuesta anteriormente, como se ilustra en la Figura 4.20, donde se modificará tanto la anchura del conductor exterior, como la anchura del conductor interior ( $w_{\text{cond central}}$ ), así como esa longitud en dicha sección ( $l_{\text{cond central}}$ ), con el fin de modificar la impedancia característica de la estructura, permitiendo ajustar mejor la reflexión.



**Figura 4.20:** Vista en planta de la nueva estructura propuesta donde se modifica el conductor central.



| Parámetro                 | Valor (mm) |
|---------------------------|------------|
| $w_{\text{cond central}}$ | 2          |
| $l_{\text{cond central}}$ | 1          |

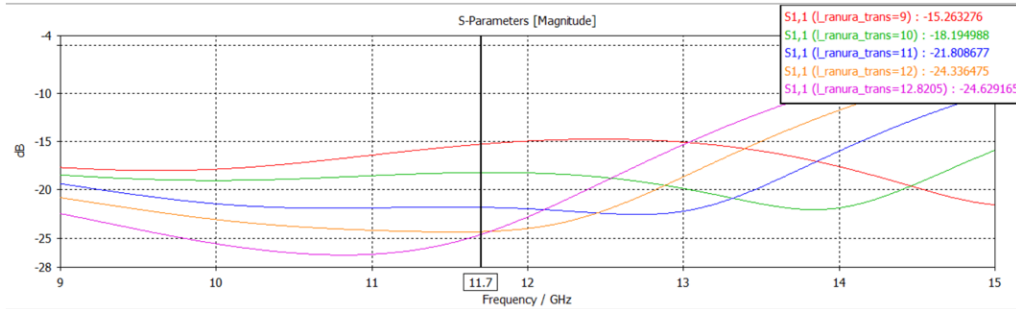
**Tabla 4.7:** Valores iniciales de los parámetros geométricos de la estructura de la Figura 4.20.

Antes de realizar el proceso de optimización con el fin de cumplir los objetivos propuestos, se estudiará como afecta cada parámetro geométrico en la respuesta eléctrica, permitiendo determinar que parámetros son más sensibles. Para ello, se realizará se modificarán los parámetros  $l_{\text{trans}}$  y  $w_{\text{cond central}}$ , dejando invariantes el resto de parámetros.

### 1. Sensibilidad de $l_{\text{trans}}$

Para realizar el estudio de sensibilidad sobre el  $S_{11}$ , se varía el parámetro  $l_{\text{trans}}$ , que inicialmente valía 3 mm, realizando el siguiente barrido:

$$l_{\text{trans}} \in [2, 4] \text{ mm, con paso} = 0,5\text{mm}$$



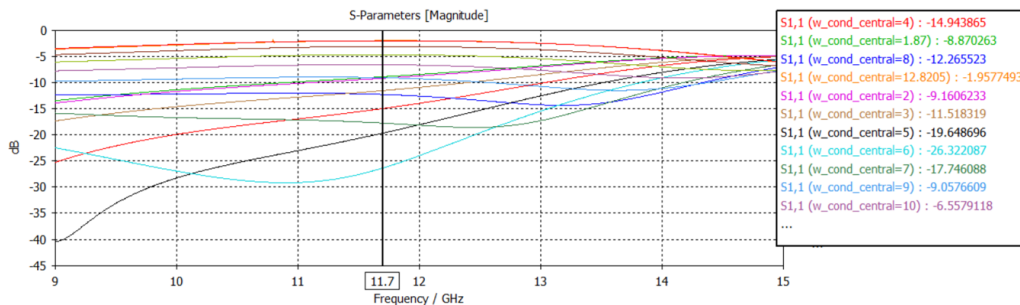
**Figura 4.21:** Reflexión para distintos valores de  $l_{\text{trans}}$ .

Como se puede observar en la Figura 4.21, la mejor reflexión se sigue consiguiendo con una  $l_{\text{trans}}$  de 3 mm, como inicialmente estaba configurado, por lo que se puede concluir que la longitud del ensanchamiento no es un parámetro que afecte notablemente a la respuesta obtenida, ya que a pesar de que lo afecte a la respuesta del  $S_{11}$ , está por debajo de los -15 dB.

### 2. Sensibilidad de $w_{\text{cond central}}$

Para ver cómo le afecta el ensanchamiento del conductor central, se ha hecho un barrido paramétrico de la siguiente manera:

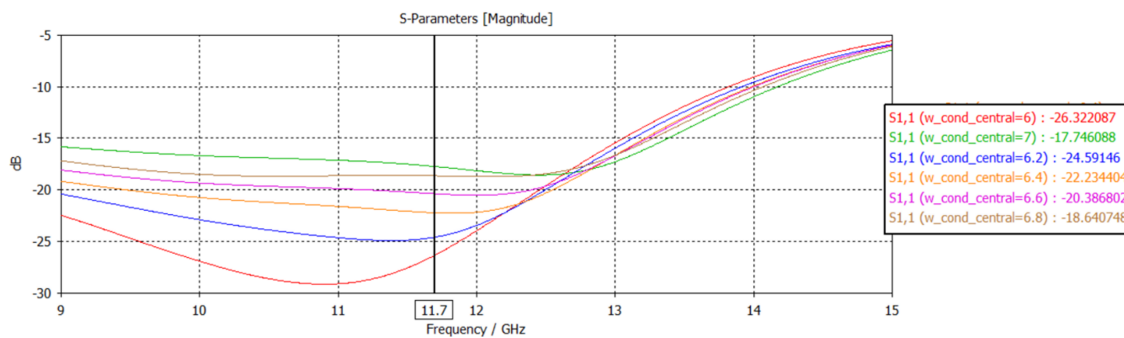
$$w_{\text{cond central}} \in [2, \lambda_g/2] \text{ mm, con paso} = 1\text{mm}$$



**Figura 4.22:** Reflexión para distintos valores de  $w_{\text{cond central}}$ .

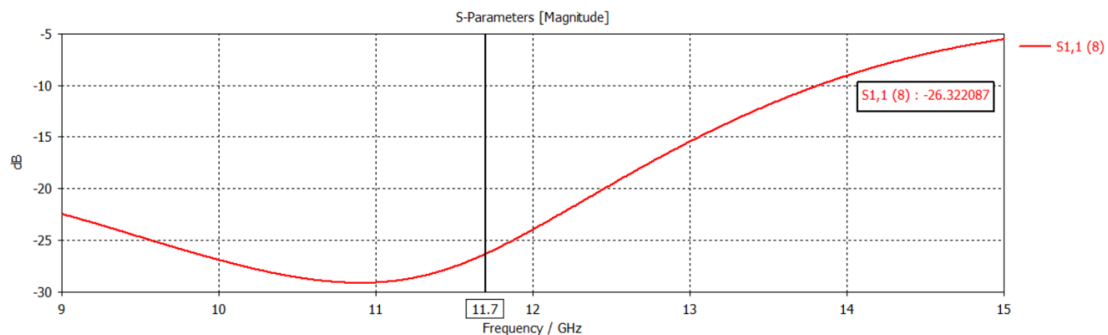
La Figura 4.22 muestra la variación del parámetro y como se puede observar, la reflexión es mucho menor, cuando  $w_{\text{cond central}} = 6$  mm, que a la frecuencia central tiene un valor de -26,322 dB, mientras que cuando toma el valor de 7 mm, aumenta considerablemente hasta -17.75 dB. Por esta razón, para ver si es posible que entre 6 y 7 haya un mínimo a la frecuencia central, se va a realizar un nuevo estudio paramétrico más fino de la siguiente forma:

$$w_{\text{cond central}} \in [6, 7] \text{ mm, con paso} = 0,2\text{mm}$$



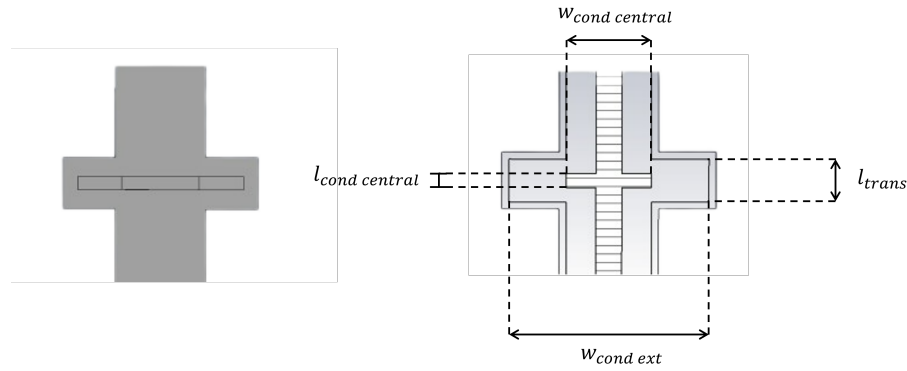
**Figura 4.23:** Reflexión para distintos valores de  $w_{\text{cond central}}$  entre 6 y 7 mm.

Como se puede observar en la Figura 4.23, no presenta ningún mínimo entre esos dos valores. Sin embargo, el valor del  $S_{11}$  cuando  $w_{\text{cond central}}$  es de 6 mm cumple con los requisitos establecidos. Se muestra en la siguiente Figura 4.24 el parámetro  $S_{11}$  con dicha configuración. Se observa que a la frecuencia central de diseño la reflexión es menor de -20 dB y que en el rango de frecuencias objetivo (10.7 - 12.7 GHz) es menor de -15 dB, cumpliendo los objetivos propuestos.



**Figura 4.24:** Parámetro  $S_{11}$  del elemento transversal con  $w_{\text{cond central}} = 6\text{mm}$ .

La Figura 4.25 muestra el modelo final, mientras que la Tabla 4.8 los valores finales de los parámetros geométricos del elemento transversal.



**Figura 4.25:** Vista en planta y corte seccional del elemento transversal.

| Parámetro           | Valor (mm)                 |
|---------------------|----------------------------|
| $w_{ranura}$        | 1                          |
| $l_{ranura}$        | $12.82(\lambda_0/2)$       |
| $w_{cond\ ext}$     | $14.103(1,1(\lambda_g/2))$ |
| $l_{trans}$         | 3                          |
| $w_{cond\ central}$ | 6                          |
| $l_{condcentral}$   | 1                          |

**Tabla 4.8:** Valores finales de los parámetros geométricos del elemento transversal.

## 4.5 Diseño de la antena individual

Una vez diseñado el elemento longitudinal y el elemento transversal, el último paso para diseñar la antena individual es unir ambos. Sin embargo, es importante tener en cuenta las especificaciones expuestas en la sección 4.1 de este capítulo que debe cumplir la antena individual.

La reflexión ha sido solucionada en el diseño de los dos elementos, dado que una característica importante de la reflexión es que la unión de componentes que no generen reflexión individualmente tampoco lo harán en su conjunto, aunque es preciso que el parámetro  $S_{11}$  de la antena individual se compruebe para confirmar este hecho.

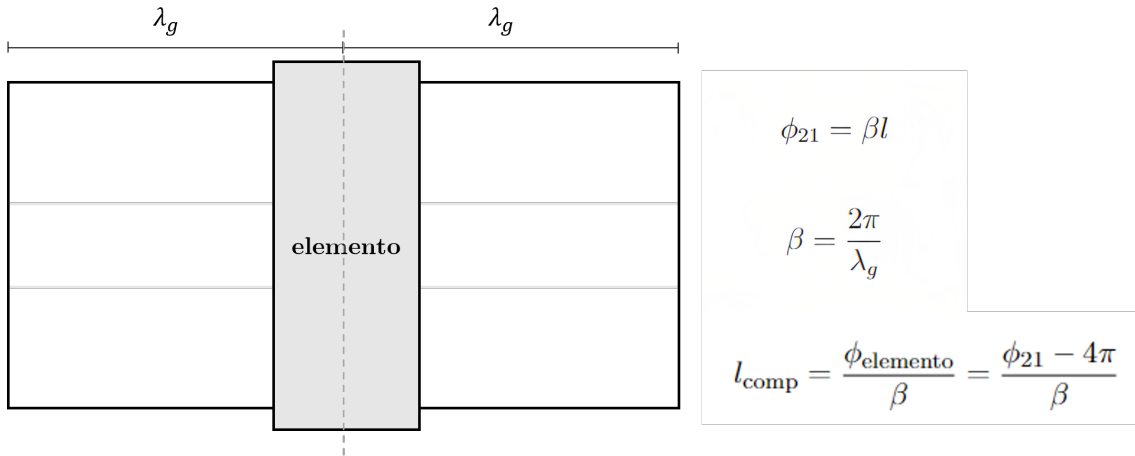
Por otro lado, a través de los dos ranuras, se ha conseguido generar dos componentes de campo eléctrico perpendiculares entre sí, una de las condiciones indispensables para obtener polarización circular. Sin embargo, son dos condiciones más las necesarias para conseguir polarización circular,

- Desfase de  $90^\circ$  entre las dos componentes perpendiculares.
- Misma potencia radiada ( $|S_{31}|^2$ ) por los dos elementos.

Respecto al primer punto, en una ESICL por la que se transmite onda progresiva, las ranura longitudinal y transversal deberán estar separadas  $\lambda_g/4$  para obtener el desfase de  $90^\circ$  que se necesita. Sin embargo, la presencia del soporte, los elementos de compensación y las ranuras introducen modificaciones en la fase que son necesarias corregir para que exista un desfase de  $90^\circ$  entre ambas ranuras. Por ello, se define una longitud de compensación  $l_{comp}$  que nos permitirá compensar el cambio de fase, como se ilustra en la Figura 4.26.

Para poder analizar la longitud de compensación, de una forma más sencilla, se ha diseñado la longitud de la ESICL para que sea el doble de la longitud de onda de trabajo, que es de  $\lambda_g = 25,64mm$ , con el objetivo de analizar el desfase que genera la estructura completa. Si se coloca el elemento en el centro de la ESICL, dado que la onda es progresiva,

la fase del parámetro  $S_{21}$  es periódica cada  $\lambda_g$ . Por tanto, se podrá observar el desfase que generará la estructura que permite calcular una longitud de compensación, que se usa de punto de partida para hallar la distancia necesaria entre elemento longitudinal y transversal para obtener polarización circular.



**Figura 4.26:** Esquema para la obtener el valor de  $l_{\text{comp}}$ .

Como podemos observar, la fase en el parámetro  $S_{21}$  que produce tanto el elemento longitudinal como el transversal se traduce en la longitud de compensación. Sin el elemento introducido en la ESICL, en el centro de ésta la fase de  $S_{21}$  sería  $2\pi$ , por lo que se puede determinar de una forma sencilla, a través de las fórmulas mostradas en la Figura 4.26, qué desfase generan los elementos.

En cuanto al tercer punto, que los dos elementos radien la misma potencia, dependerá esencialmente de la cantidad de campo que las ranuras exciten, esto es,  $|S_{31_{\text{long}}}| = |S_{31_{\text{transv}}}|$ . Dicha potencia puede variarse en función de la anchura de la ranura y de las dimensiones del componente excitador, que en el caso del elemento longitudinal se trata del soporte, mientras que en el caso del elemento transversal es el conductor interno ensanchado. Sin embargo, el principal problema que presenta este hecho es que los elementos son complejos, por lo que variar simplemente la anchura del soporte o la de la ranura del elemento longitudinal provocará que los requisitos dejen de cumplirse.

Por estas razones, se plantea la siguiente metodología de diseño para la celda unidad:

1. Unión de los elementos longitudinal y transversal obtenidos inicialmente teniendo en cuenta las longitudes de compensación y la potencia radiada de cada uno.
2. Optimización de la estructura teniendo en cuenta los siguientes objetivos:

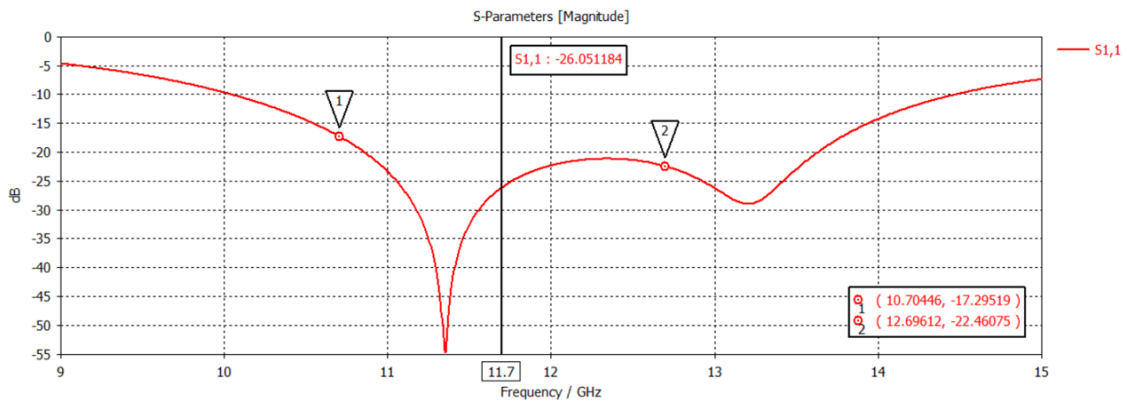
$$\begin{cases} S_{11} \leq -10 \text{ dB} & \text{para } 10,7 \text{ GHz} \leq f \leq 12,7 \text{ GHz} \\ S_{11} \leq -20 \text{ dB} & \text{para } f = 11,7 \text{ GHz} \end{cases}$$

$$AR \leq 3 \text{ dB para } 10,7 \text{ GHz} \leq f \leq 12,7 \text{ GHz}$$

3. Análisis de los resultados obtenidos y comprobación del cumplimiento de las especificaciones.

La figura 4.27 muestra la estructura de la antena individual con el elemento transversal y el elemento longitudinal. En primer lugar se va a unir los dos elementos tal y como los hemos diseñado por individual, teniendo en cuenta las longitudes de compensación, y que la potencia radiada por cada elemento no es la misma, por lo que está claro que la AR no se va a cumplir, pero será un punto de partida para analizar la antena individual en



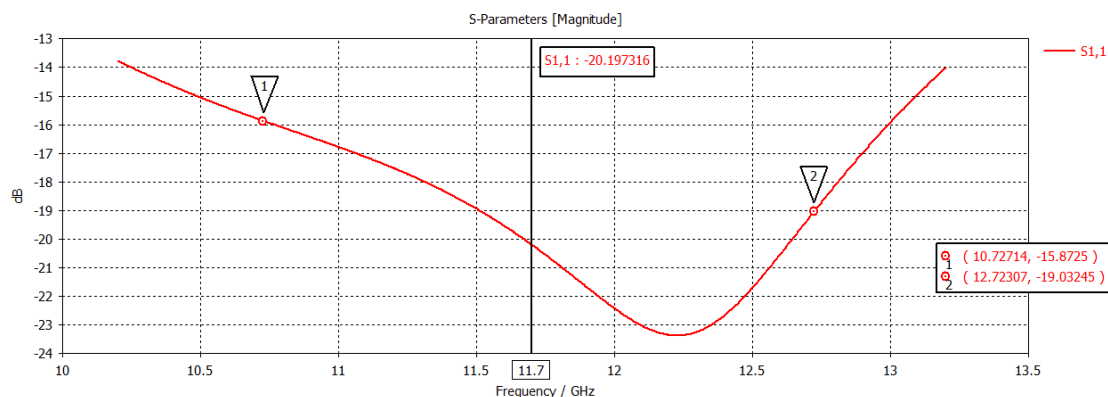


**Figura 4.28:** Parámetro  $S_{11}$  de la antena con polarización circular inicial.

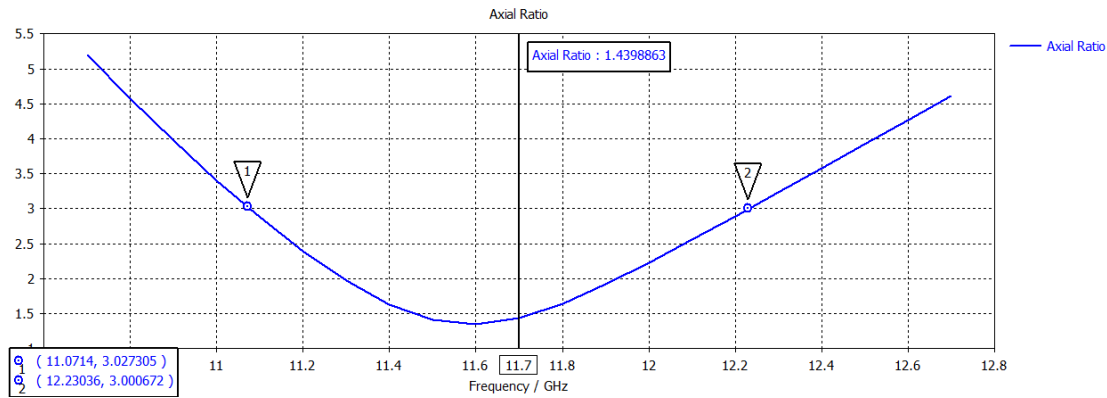
Como se puede ver en la Figura 4.28, a la frecuencia central, la reflexión es de -26.05 dB, y entre 10.7 a 12.7 GHz es menor que -15 dB, cumpliendo con las especificaciones, por lo que se confirma que al estar bien adaptados los elementos individualmente, la celda unidad también lo está. Además, se observa una gran resonancia de la estructura a 11.4 GHz aproximadamente, de -55dB, por lo que sería interesante tratar de desplazar dicha resonancia a 11.7 GHz. Sin embargo, hay muchos parámetros que influyen en la adaptación de la celda, y dado este sobredimensionamiento, resulta complicado analizar cuales serán los parámetros sensibles a este desplazamiento en frecuencia.

Como ya se había comentado anteriormente, no se ha dado polarización circular precisamente por dos motivos. En un primer lugar, el parámetro  $dist_{total}$  se ha calculado a partir del valor inicial de la longitud de compensación del elemento transversal y  $\lambda_g/4$ , por lo que se deberá optimizar esta longitud con el fin de conseguir el desfase de  $90^\circ$  objetivo. En segundo lugar, no se ha obtenido la polarización circular principalmente por que los dos elementos no radian exactamente la misma potencia, hecho indispensable para que se consiga.

El siguiente paso de la metodología de diseño es revelar qué parámetros resultan los más importantes para poder optimizarlos con el fin de cumplir con los objetivos expuestos. De esta forma, y para solventar el problema del sobredimensionamiento, se van a tener en cuenta la distancia entre los dos elementos,  $dist_{total}$ , las anchuras de las ranuras,  $w_{ranura\ long}$  y  $w_{ranura\ trans}$ , el elemento capacitivo,  $w_{cap\ wall}$ , el soporte,  $w_{soporte}$ , la longitud del ensanchamiento,  $l_{trans}$ , y la anchura del conductor central en el elemento transversal,  $w_{cond\ central}$ . La razón por la que se han escogido estos parámetros es porque son los que más influyen en la potencia radiada de cada elemento, y en la distancia entre ellos.



**Figura 4.29:** Parámetro  $S_{11}$  de la antena con polarización circular optimizada.



**Figura 4.30:** Relación axial de la antena con polarización circular optimizada.

En primer lugar, en cuanto a la reflexión de la antena individual (ver Figura 4.29), ésta ha cambiado considerablemente respecto a la que se obtuvo inicialmente, pero cumple con los requisitos establecidos. A 11.7 GHz, se obtiene una  $S_{11}$  de -20.2 dB, y en todo el rango de frecuencias visible, tiene un valor menor de -10 dB, por lo que cumple las dos condiciones. Se concluye que la antena individual está bien adaptada.

En segundo lugar, en cuanto a la Relación Axial de la estructura (ver Figura 4.30), se observa que toma el valor de 1.44 dB a la frecuencia central, y se ha podido obtener una AR por debajo de los 3 dB desde 11 GHz hasta 12.2 GHz aproximadamente. Esto se traduce en un ancho de banda relativo de 9.66 %.

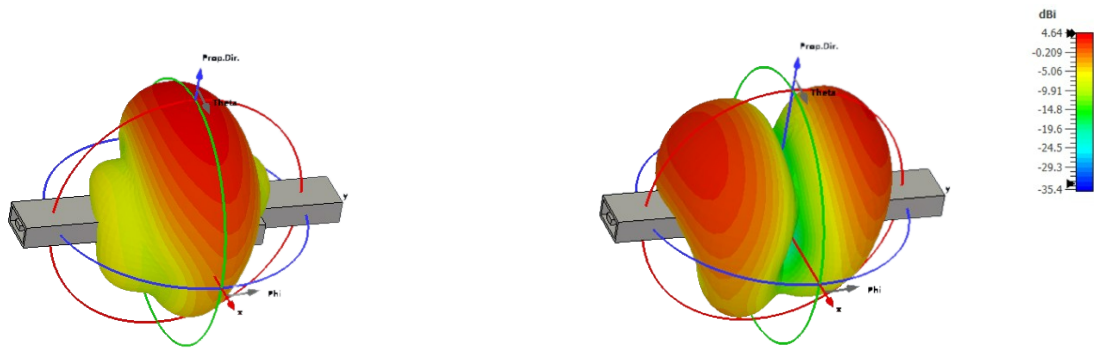
En la Tabla 4.10 se muestran los valores de los parámetros optimizados que han obtenido estos resultados.

| Parámetro           | Valor (mm) |
|---------------------|------------|
| $dist_{total}$      | 5.725177   |
| $l_{trans}$         | 3.15259    |
| $w_{cap\ wall}$     | 8.78133    |
| $w_{cond\ central}$ | 6.59964    |
| $w_{ranura\ long}$  | 0.752677   |
| $w_{ranura\ trans}$ | 2.0413     |
| $w_{soporte}$       | 3.40401    |

**Tabla 4.10:** Valores finales de los parámetros geométricos de la antena individual.

A continuación, y para determinar el sentido de la polarización circular, es decir, si es RHCP o LHCP, se procede a observar cual de las dos es la dominante a la frecuencia central. Para ello, simplemente consiste en obtener el modelo 3D del campo lejano a 11.7 GHz y ver cuál de las dos es la que domina sobre la otra (ver Figura 4.31).

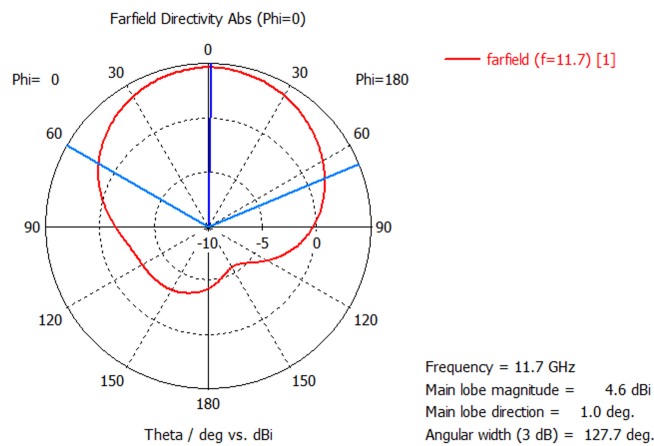




(a) Polarización circular a derechas a 11.7 GHz. (b) Polarización circular a izquierdas a 11.7 GHz.

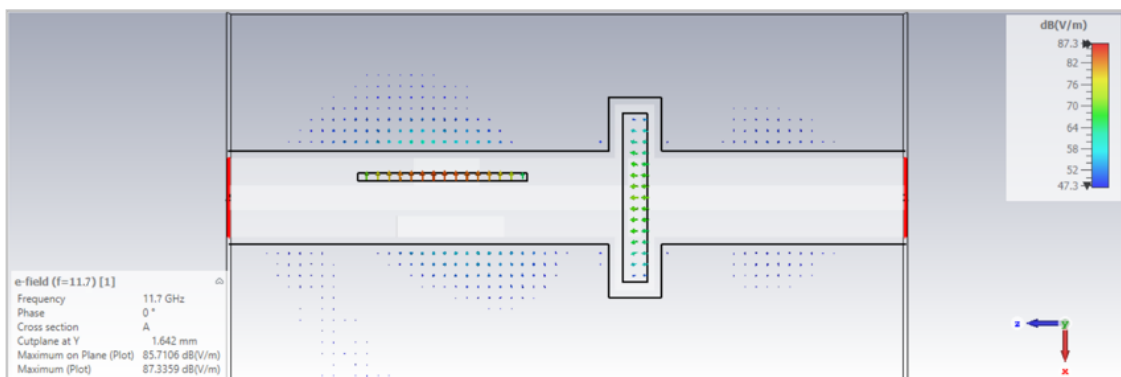
**Figura 4.31:** Descomposición de la polarización circular de la antena individual.

Asimismo, se observa en la Figura 4.32 la directividad del la antena individual.



**Figura 4.32:** Diagrama de radiación de la antena individual.

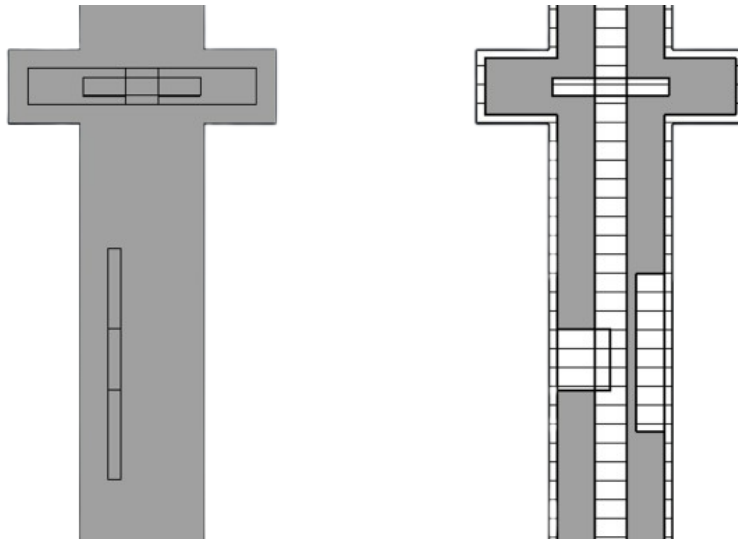
Con todo ello, a la frecuencia central predomina la polarización circular a derechas, por lo que se concluye que la polarización de la celda unidad es RHCP. Asimismo, se puede ver en la Figura 4.33, la ortogonalidad del campo eléctrico, donde la componente transversal va en dirección del eje z, mientras que la componente longitudinal va en dirección del eje x.



**Figura 4.33:** Distribución de campo eléctrico a la frecuencia de 11.7 GHz para la antena con polarización circular.



Por último, la Figura 4.34 muestra el modelo 3D de la antena individual obtenida que cumple con las especificaciones necesarias.



**Figura 4.34:** Vista en planta del modelo 3D de la antena con polarización circular.

Para finalizar este capítulo, se puede concluir que se ha conseguido obtener finalmente el primer prototipo de la antena con polarización circular. Para ello, se ha desarrollado por separado tanto el elemento longitudinal como el transversal, con el objetivo de que estén bien adaptados para su posterior combinación. Una vez conseguido unir ambos elementos, se ha tratado de optimizar aquellos parámetros más relevantes que permiten conseguir una AR lo más cercana a 0 dB posible, y por tanto, que permita conseguir polarización circular, que es el requisito más desafiante de este proyecto.

## Capítulo 5

# Proceso de fabricación

El último punto de la metodología consiste en la implementación de la antena diseñada con el modelo simplificado, a un modelo real, para así comprobar si las especificaciones se cumplen. En este capítulo, se desarrolla cómo es el proceso de fabricación de la antena, determinando qué materiales se han usado para el dispositivo, y la maquinaria que se necesitan para fabricarla. Finalmente, se realizará el modelado por capas de la antena, y se obtendrá a partir de este modelo la respuesta en frecuencia y la relación axial para comprobar que se cumplen con las especificaciones, en comparación con el modelo simplificado de la antena desarrollada en el capítulo 4.

### 5.1 Materiales

Para la fabricación de la antena, dado que es una ESICL, se necesita determinar qué sustrato se va a escoger. Para este proyecto, se va a hacer uso del sustrato *Rogers RO4003C*, el cual tiene una altura de  $h_s = 0,813mm$  y una permitividad eléctrica de  $\epsilon_r = 3,55$ . Este sustrato será utilizado para las capas 2, 3 y 4, es decir, la capa intermedia que corresponde con el conductor interno y las capas superior e inferior a esta, mientras que para las capas 1 y 5, que son las tapas, se hará uso del sustrato FR-4, ya que no es necesario prestaciones elevadas. Aunque sea de peor calidad que el anterior, posee unas prestaciones suficientes para el objetivo buscado.

En cuanto al ensamblado de las capas, se utilizará tornillería y pasta de estaña que servirá para apilarlas y unir las.

### 5.2 Maquinaria para la fabricación

A continuación, se exponen las distintas máquinas de fabricación que son utilizadas en el proceso de creación de una ESICL y de la antena. Todas ellas están destinadas a trabajar con PCBs y son de alta precisión. Las operaciones que se necesitan para fabricar la antena individual serán operaciones de corte, agujerado y metalización, entre otras.

- **Fresadora láser:** Para realizar los borrados, se hará uso de la fresadora láser *LPKF ProtoLaser U3*, la cual permite también cortar con una precisión de unos  $20 \mu m$ .
- **Fresadora Mecánica:** Esta fresadora permite realizar cortes en los sustratos, así como el agujereado, necesario para hacer vías metálicas. Lo realiza mediante una broca, y se utilizará la fresadora *LPKF ProtoMat S103*.
- **Metalizadora:** La metalización de las zonas de los sustratos donde sea necesario hacerlo, se realiza a través del proceso de electrodeposición galvánica, con el fin de tener continuidad eléctrica tras realizar cortes. Así, se hará uso de la galvanizadora *LPKF MiniContact RS*.

- **Horno de reflujo:** Se va a utilizar la *LPKF ProtoFlow S/N2* para poder soldar los sustratos unos con otros, mediante la técnica de soldadura por reflujo, y se usará la pasta de estaño para ello.

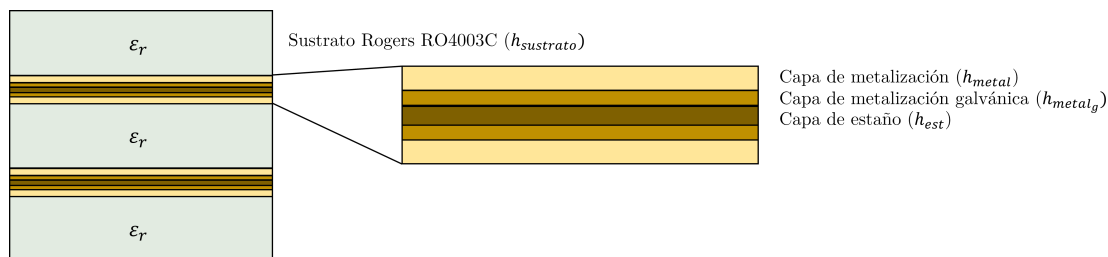
En cuanto al proceso de fabricación, la primera fase consiste en realizar el modelo por capas de la antena en CST. Una vez se haya realizado, se deben pasar a archivos de tipo *gerber*, para así traducir el modelo en información que la fresadora mecánica requiera para realizar las diferentes operaciones sobre la PCB con el fin de fabricar el dispositivo. A continuación, con todos los ficheros *gerber* de la antena, se realizan los cortes exteriores y agujereado a partir de la fresadora mecánica, y después los cortes interiores a través de la láser. Una vez realizados los cortes, como ya se ha comentado, se pasa por la galvanizadora para la metalización de las superficies cortadas del sustrato que requieran de continuidad eléctrica. Finalmente, se deben realizar agujeros para la última parte del proceso, que es el ensamblado a partir de la pasta de estaño y el horno de soldadura.

Con todo ello, se procede a realizar el modelado por capas de la antena a partir de los materiales descritos para pasar del diseño simplificado a uno real.

### 5.3 Modelado por capas de la antena individual

En esta sección se va a presentar el modelo por capas de la antena individual. A lo largo del capítulo anterior, se ha descrito el proceso de diseño de la antena individual asumiendo que el conductor interno se trata de un material conductor perfecto (PEC), por lo que ahora se debe diseñar el modelado de la antena en capas, ya que es de esta forma como realmente se puede fabricar. El motivo por el que se ha diseñado la antena individual a partir de una estructura más simplificada es precisamente por el coste computacional que supone si se hubiese modelado desde el principio por capas. Mencionar también que no serán añadidas las transiciones que permitirían la conexión del dispositivo. Por tanto, se va a explicar las capas que componen la ESICL, y se compararán los resultados con los teóricos obtenidos en el capítulo 4.

Tal y como se ha explicado en la sección 5.2, para la fabricación del dispositivo, cada una de las capas que conforman la ESICL, las capas 2,3 y 4 (ver sección 4.2, Figura 4.6), en primer lugar se metalizan y se introduce en el horno de soldadura, lo que le proporciona una nueva capa galvanizada. Finalmente, se usa una pasta de estaño para poder apilarlas. En la Figura 5.1 se muestra un diagrama que describe dicho proceso, así como las alturas referentes a las capas que componen la ESICL en la Tabla 5.1.

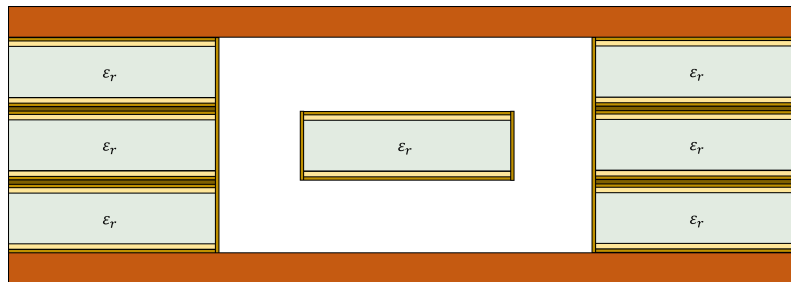


**Figura 5.1:** Capas intermedias de la ESICL.

| Parámetro      | Valor        |
|----------------|--------------|
| $h_{sustrato}$ | 0.813 mm     |
| $h_{metal}$    | 17.5 $\mu m$ |
| $h_{metal_g}$  | 9 $\mu m$    |
| $h_{est}$      | 5 $\mu m$    |

**Tabla 5.1:** Valores de las alturas de las capas.

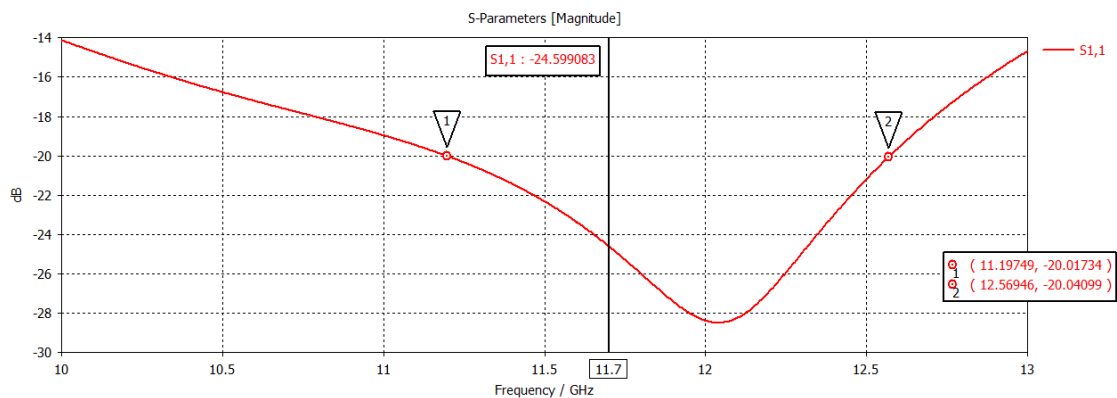
Asimismo, en la segunda y en la cuarta capa, que son las capas intermedias de sustrato de la Figura 5.1, se le adhieren la tapa superior e inferior, a través del metalizado y de la pasta de estaño de la misma manera que se ha realizado para unir las capas intermedias. Dichas tapas van a tener un grosor de 0.5 mm. También, es de especial relevancia centrarse en la capa 3, que es donde está incorporado el conductor interno, donde se muestra su modelado por capas en la Figura 5.2.



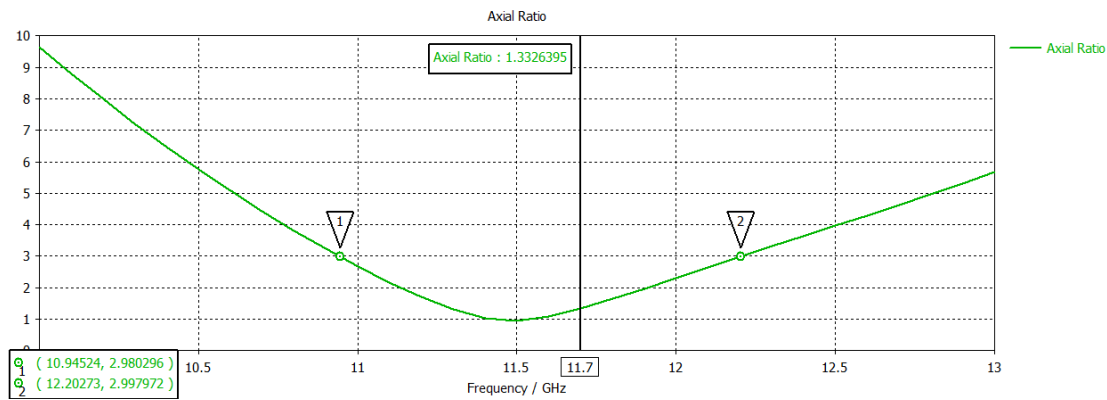
**Figura 5.2:** Modelo completo de la ESICL.

Respecto al conductor interno, éste se fabrica realizado dos cortes en la capa 3, por lo que al introducirlo en el horno de reflujo, se metalizan los laterales del conductor interno ( $h_{metal_g}$ ). Así, las dimensiones de la ESICL deben ser las mismas que las que se definieron en el prototipo, por lo que la suma de todas las alturas de las capas debe de cumplir que el conductor externo sea de 6 mm de anchura y 2.61 mm de altura, y que el conductor interno sea de 1.82 mm de anchura y 0.866 mm de altura.

A continuación, se muestra en la Figura 5.3 el parámetro  $S_{11}$  y en la Figura 5.4 la relación axial de la antena individual modelada por capas.



**Figura 5.3:** Parámetro de reflexión  $S_{11}$  de la antena individual modelada por capas.



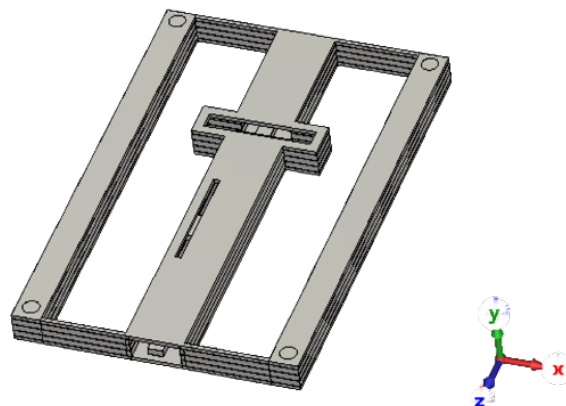
**Figura 5.4:** Relación Axial de la antena individual modelada por capas.

En primer lugar, respecto al parámetro  $S_{11}$ , se observa una mejor respuesta que con respecto al prototipo inicial. En el modelo por capas, a 11.7 GHz se ha obtenido una reflexión de -24.6 dB, que resulta ser 4 dB menor que la obtenida a partir del modelo simplificado de la antena individual. De igual manera, la relación axial mejora también.

Si bien es cierto que, a 11.7 GHz, se obtiene a través del modelo por capas una ligera disminución de la relación axial respecto al modelo simplificado (se ha obtenido 1.33 dB frente a 1.43 dB), el ancho de banda obtenido en el modelo por capas es mayor. Así, en el modelo por capas, se ha obtenido una relación axial menor de 3 dB entre 10.95 GHz y 12.20 GHz, lo que supone un ancho de banda relativo del 10.68 %, frente al 9.66 % obtenido en el modelo simplificado.

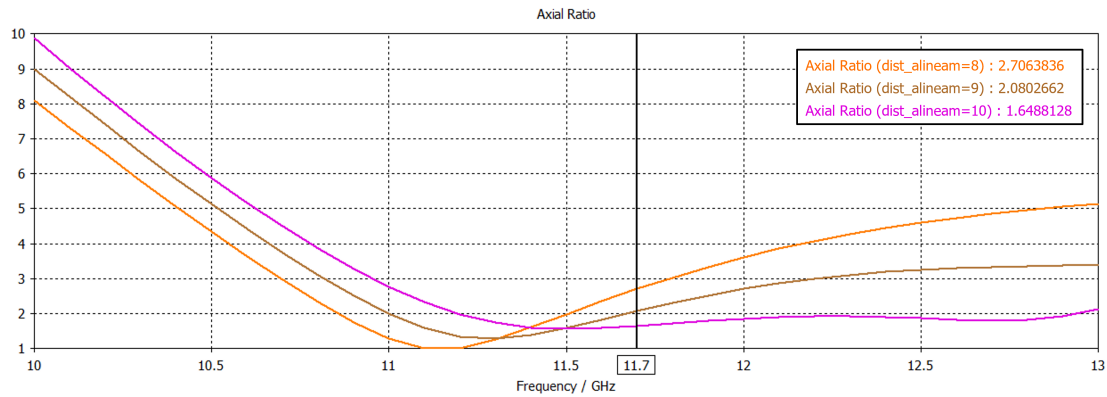
Partiendo de este modelo, es necesario introducir un elemento esencial que permita la fabricación del dispositivo: los agujeros de alineamiento. Dichos agujeros se realizan en todas las capas, con el objetivo de que, al apilarlas, se garantice el alineamiento de todas ellas y evitar así defectos en la fabricación del dispositivo.

Estos agujeros tienen una estructura cilíndrica de 2 mm de diámetro, y se han colocado cuatro, uno en cada extremo. En la Figura 5.5 se muestra el modelo final por capas de la antena individual, así como la estructura que permite colocar los agujeros de alineamiento, la cual se ha diseñado inicialmente a 4 mm del ensanchado, o a 8 mm de la ESICL, para evitar posibles interferencias de esta estructura con la respuesta de la antena individual. Esta estructura de apoyo se conecta con la antena individual tal y como se observa a continuación, con un grosor de 0.5 mm.



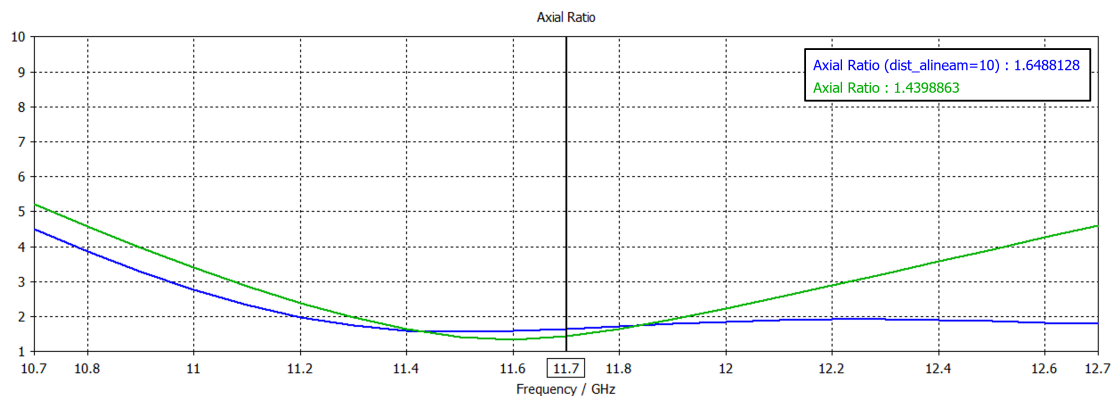
**Figura 5.5:** Modelo por capas 3D de la antena individual.

Con el fin de determinar cuál es la distancia más óptima por la que la estructura de apoyo deba estar para que afecte considerablemente a la antena individual, se ha realizado un estudio paramétrico para observar este efecto. Es lógico asumir que, a mayor distancia entre la estructura de apoyo y la antena individual, mejores prestaciones tendrá. En la Figura 5.6 se muestra la relación axial en función de la distancia que hay entre la ESICL y la estructura de apoyo para los agujeros de alineamiento,  $dist_{alineam}$ .



**Figura 5.6:** Relación axial en función de  $dist_{alineam}$ .

Se observa que a medida que aumenta la distancia, la relación axial va mejorando y el ancho de banda relativo donde la relación axial es menor de 3 dB es mayor. Concretamente, cabe destacar la tercera curva, cuando la distancia entre la ESICL y la estructura de apoyo es de 10 mm. A partir de dicha distancia, la relación axial es menor que 3 dB en todo el rango de frecuencias visible en la gráfica, a partir de 10.95 GHz, por lo que el ancho de banda relativo es mayor o igual que 17.52 %. Se muestra en la Figura 5.7 dicha curva comparada con la obtenida en el modelo simplificado del capítulo 4.

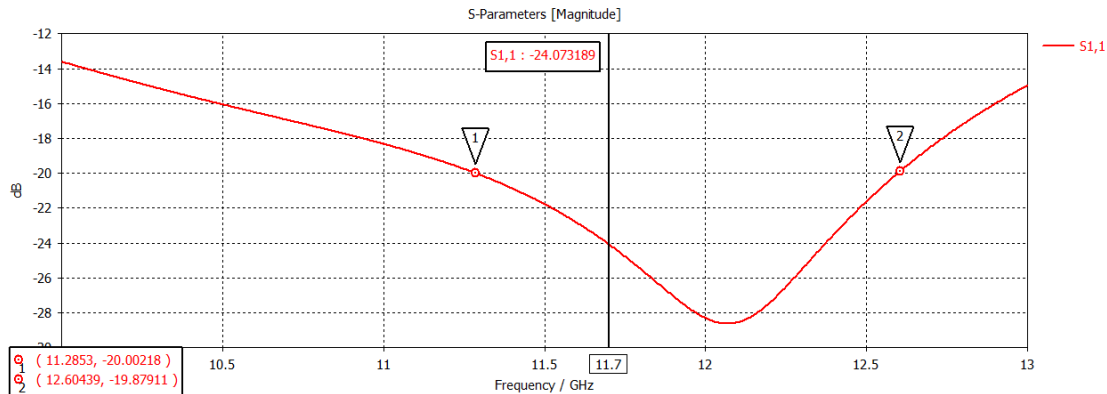


**Figura 5.7:** Comparativa de la relación axial obtenida del modelo por capas (azul) y del simplificado (verde).

Si bien es cierto, a 11.7 GHz, del modelo simplificado se ha obtenido una relación axial menor, de 1.44 dB frente a 1.65 dB con el modelo por capas, pero en referencia al ancho de banda relativo a una relación axial menor de 3 dB, el modelo por capas tiene unas prestaciones mucho mejores, pasando de un ancho de banda de 9.66 % en el modelo simplificado, frente a un ancho de banda relativo mayor o igual que 17.52 %. La razón por la que la relación axial haya mejorado de tal forma, es precisamente por las corrientes generadas a través de la estructura de apoyo de los agujeros de alineamiento. Por tanto, frente a los resultados obtenidos del estudio paramétrico de  $dist_{alineam}$ , se fija la distancia

entre la ESICL y la estructura de apoyo para colocar los agujeros de alineamiento en 10 mm.

Finalmente, se muestra en la Figura 5.8 el parámetro de reflexión  $S_{11}$  de la antena individual modelada por capas.



**Figura 5.8:** Parámetro  $S_{11}$  del modelo 3D por capas de la antena individual.

Es evidente que la estructura alrededor del elemento radiante desarrollado influye considerablemente sobre las prestaciones de la antena, en cuanto a relación axial. Esto es debido a las corrientes superficiales que se generan por dichas superficies, que pueden contribuir negativamente o positivamente a mejorar las prestaciones de la antena desarrollada. Por lo tanto, se trata de un tema a estudiar con mayor profundidad con el fin de mejorar las prestaciones de la antena, así como obtener un modelo final de fabricación.

## Capítulo 6

# Conclusiones y líneas futuras

### 6.1 Conclusiones

A lo largo de este proyecto se ha diseñado una antena de tipo ranura desarrollada sobre la tecnología ESICL con polarización circular a la frecuencia central de 11.7 GHz, para ser implementada en satélites LEO. En primer lugar, se ha realizado una revisión bibliográfica de las publicaciones actuales respecto a las antenas desarrolladas sobre las tecnologías integradas en sustrato, incidiendo en SICL y la ESICL, evidenciando una ausencia de desarrollo de antenas de tipo ranura con polarización circular sobre esta tecnología. Se ha profundizado en la tecnología ESICL, conociendo como era su distribución de corriente y los modos que se propagan. Para conseguir polarización circular, se ha propuesto una nueva estructura basada en dos ranuras ortogonales entre sí, y separadas una distancia de  $\lambda_g/4$ .

Respecto al desarrollo de la antena, primeramente se ha desarrollado la ranura longitudinal. Para ello, se ha realizado un estudio de las corrientes en la ESICL, concluyendo, que para excitar correctamente dicha ranura es necesario un soporte que modifique estas corrientes. Por lo que se incluye el soporte en el diseño, así como un elemento capacitivo su efecto. La ranura longitudinal se ha diseñado cubriendo las especificaciones requeridas (-10 dB entre 10.7 y 12.7 GHz).

En segundo lugar, se ha desarrollado el elemento transversal. Para ello, se ha ensanchado el conductor externo, para que la ranura pueda mantener su longitud, de  $\lambda_g/2$ , así como el conductor interno. De manera análoga que en el elemento longitudinal, dichas dimensiones se han diseñado con el fin de garantizar los mismos requisitos de reflexión.

Finalmente se han unido ambas ranuras, consiguiendo polarización circular. La antena resultante, tiene un  $S_{11}$  menor de -16 dB en el ancho de banda comprendido entre 10.7 y 12.7 GHz, y a la frecuencia de operación un valor de -20 dB. Respecto a la relación axial, esta se encuentra por debajo de 3 dB entre 11.07 GHz y 12.2 GHz, que corresponde con un ancho de banda absoluto y relativo de 1.13 GHz, y 9.66 % respectivamente.

Una vez diseñado el modelo simplificado de la antena, se ha elaborado el modelo por capas, que es el proceso previo para la fabricación del dispositivo. Una vez realizado, se ha obtenido su respuesta en frecuencia, así como la relación axial, para comprobar si los valores obtenidos a través del modelo simplificado se mantienen. Se ha observado que las prestaciones han mejorado.

En conclusión, en este proyecto se logró diseñar una antena de tipo ranura utilizando la tecnología ESICL con polarización circular a la frecuencia central de 11.7 GHz. Mediante un enfoque que incluyó el desarrollo de elementos longitudinales y transversales, se logró obtener una antena individual que cumplió con los requisitos de reflexión y relación axial establecidos.



## 6.2 Líneas futuras

Con todo lo desarrollado a lo largo del proyecto, se pueden desarrollar dos líneas futuras de investigación:

1. **Fabricación del elemento radiante.** En este trabajo se ha preparado la antena para su fabricación en una primera etapa. Sin embargo, es necesario añadir las transiciones y evaluar su efecto. Por lo tanto, una línea futura clara es la fabricación y validación de la respuesta obtenida comparándola con la simulada.
2. **Continuar con el estudio del elemento radiante.** El diseño del elemento radiante presenta muy buenos resultados. Sin embargo, se podría extender para determinar un procedimiento de diseño basado en gráficos o en expresiones empíricas que permitieran agilizar el proceso de diseño de la misma estructura a otras frecuencias o dimensiones físicas de la ESICL.
3. **Elaboración de una agrupación.** Para ello, se debería estimar los límites máximos y mínimos de acoplo o potencia radiada del elemento propuesto, para posteriormente realizar el diseño de una agrupación de antenas.

# Bibliografía

- [1] *Intelsat I*. <https://nssdc.gsfc.nasa.gov/nmc/spacecraft/display.action?id=1965-028A>. Recuperado el 22 de abril de 2023 (vid. pág. 2).
- [2] Gary L Martin. *NewSpace: The emerging commercial space industry*. Inf. téc. 2014 (vid. pág. 3).
- [3] SV Reznik, DV Reut y MS Shustilova. “Comparison of geostationary and low-orbit “round dance” satellite communication systems”. En: *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. Vol. 971. 5. IOP Publishing. 2020, pág. 052045 (vid. pág. 3).
- [4] Angel Belenguer et al. “Empty Substrate Integrated Waveguide Technologies”. En: (2019) (vid. págs. 4, 26, 27).
- [5] Angel Belenguer, Hector Esteban y Vicente E Boria. “Novel empty substrate integrated waveguide for high-performance microwave integrated circuits”. En: *IEEE transactions on microwave theory and techniques* 62.4 (2014), págs. 832-839 (vid. págs. 4, 25).
- [6] Fabrizio Gatti et al. “A novel substrate integrated coaxial line (SICL) for wide-band applications”. En: *2006 European Microwave Conference*. IEEE. 2006, págs. 1614-1617 (vid. pág. 4).
- [7] “IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas”. En: *IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993)* (2014), págs. 1-50. DOI: 10.1109/IEEESTD.2014.6758443 (vid. págs. 6, 9, 11, 13).
- [8] Constantine A Balanis. *Antenna theory: analysis and design*. John wiley & sons, 2016 (vid. págs. 6-10, 19, 20).
- [9] Elya B Joffe y Kai-Sang Lock. “Appendix F: Overview of S Parameters”. En: (2010) (vid. pág. 12).
- [10] Georgia State University. *Polarization of Light*. <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/phyopt/polclas.html>. [En línea; Acceso el 15 de junio de 2023] (vid. págs. 13, 14).
- [11] David M Pozar. *Microwave engineering*. John wiley & sons, 2011 (vid. págs. 16, 17).
- [12] J.R. Reid, E.D. Marsh y R.T. Webster. “Micromachined rectangular-coaxial transmission lines”. En: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 54.8 (2006), págs. 3433-3442. DOI: 10.1109/TMTT.2006.879133 (vid. pág. 18).
- [13] *Comparing Standing and Travelling Waves*. <https://standingwavesch4.wordpress.com/comparing-standing-and-travelling-waves/>. Accedido el 19 de junio de 2023 (vid. pág. 22).
- [14] Tarek Djerafi, Ali Doghri y Ke Wu. “Substrate Integrated Waveguide Antennas”. En: sep. de 2015, págs. 1-60. ISBN: 978-981-4560-75-7. DOI: 10.1007/978-981-4560-75-7\_57-1 (vid. págs. 23-25).

- [15] Fabrizio Gatti et al. “A novel substrate integrated coaxial line (SICL) for wide-band applications”. En: *2006 European Microwave Conference*. IEEE. 2006, págs. 1614-1617 (vid. pág. 26).
- [16] Angel Belenguer et al. “High-Performance Coplanar Waveguide to Empty Substrate Integrated Coaxial Line Transition”. En: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 63.12 (2015), págs. 4027-4034. DOI: 10.1109/TMTT.2015.2496271 (vid. pág. 27).
- [17] Ferran Quiles et al. “Compact Microstrip to Empty Substrate-Integrated Coaxial Line Transition”. En: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 28.12 (2018), págs. 1080-1082. DOI: 10.1109/LMWC.2018.2874280 (vid. pág. 27).
- [18] Zia Ullah Khan et al. “Experimental investigation of empty substrate integrated waveguide-fed MMW patch antenna for 5G applications”. En: *2019 UK/China Emerging Technologies (UCET)*. IEEE. 2019, págs. 1-3 (vid. pág. 28).
- [19] Zia Ullah Khan et al. “Empty substrate-integrated waveguide-fed patch antenna array for 5G millimeter-wave communication systems”. En: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 19.5 (2020), págs. 776-780 (vid. pág. 28).
- [20] Enric Miralles et al. “Slotted ESIW Antenna With High Efficiency for a MIMO Radar Sensor”. En: *Radio Science* 53.5 (2018), págs. 605-610. DOI: <https://doi.org/10.1002/2017RS006461>. eprint: <https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/2017RS006461> (vid. pág. 28).
- [21] Bing Liu et al. “A 45° Linearly Polarized Slot Array Antenna With Substrate Integrated Coaxial Line Technique”. En: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 17.2 (2018), págs. 339-342. DOI: 10.1109/LAWP.2018.2789585 (vid. págs. 28, 29).
- [22] Hugo Rodrigues Dias Filgueiras y Arismar Cerqueira Sodr . “A 64-element and dual-polarized sicl-based slot antenna array development applied to tdd massive mimo”. En: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 21.4 (2022), págs. 750-754 (vid. págs. 28, 29).
- [23] Bing Liu et al. “A Novel Substrate-Integrated Coaxial Line Transverse Slot Array Antenna”. En: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 67.9 (2019), págs. 6187-6192. DOI: 10.1109/TAP.2019.2925129 (vid. págs. 28, 29).
- [24] Bing Liu et al. “A Novel Slot Array Antenna With a Substrate-Integrated Coaxial Line Technique”. En: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 16 (2017), págs. 1743-1746. DOI: 10.1109/LAWP.2017.2671444 (vid. págs. 28, 29).
- [25] Makoto Sano et al. “Excitation of a longitudinal slot on a hollow rectangular coaxial line by metal support of the inner conductor”. En: *Proc. Int. Symp. Antennas Propagat.* 2011 (vid. pág. 29).
- [26] Makoto Sano, Jiro Hirokawa y Makoto Ando. “A Hollow Rectangular Coaxial Line for Slot Array Applications Fabricated by Diffusion Bonding of Laminated Thin Metal Plates”. En: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 61.4 (2013), págs. 1810-1815. DOI: 10.1109/TAP.2012.2232268 (vid. pág. 29).
- [27] Makoto Sano, Jiro Hirokawa y Makoto Ando. “Analysis of a longitudinal slot excited by a metal support on a hollow rectangular coaxial line”. En: *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*. IEEE. 2012, págs. 1-2 (vid. págs. 29, 36, 37).