



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 una antena de parche alimentada por una línea  
coaxial vacía integrada en sustrato

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de  
Telecomunicación

AUTOR/A: Lorente Pérez, Carmen

Tutor/a: Esteban González, Héctor

Cotutor/a: Herraiz Zanón, David

CURSO ACADÉMICO: 2023/2024



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

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

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación  
Universitat Politècnica de València  
Edificio 4D. Camino de Vera, s/n, 46022 Valencia  
Tel. +34 96 387 71 90, ext. 77190  
[www.etsit.upv.es](http://www.etsit.upv.es)

**VLC/**  
**CAMPUS**  
VALENCIA, INTERNATIONAL  
CAMPUS OF EXCELLENCE





## Agradecimientos

A mi tutores, Héctor y David, por darme la oportunidad de realizar este trabajo. En particular, quiero agradecer a David por su paciencia y comprensión durante todo el proceso.

Especialmente gracias a mi madre y a mi abuelo por hacer que me gustasen las matemáticas desde pequeña.

## Resumen

El notable crecimiento del sector espacial, en concreto, de los nuevos satélites de pequeñas dimensiones, requieren de dispositivos de microondas de bajo perfil, bajo coste, reducidas dimensiones, y fácil de fabricar. La línea coaxial vacía integrada en sustrato (Empty Substrate Integrated Coaxial Line – ESICL) es una tecnología candidata a cubrir dichas necesidades, puesto que mantiene las grandes ventajas de los coaxiales, mientras que presenta una fácil integración planar. Por lo tanto, este proyecto se centra en el desarrollo de una agrupación de antenas parche alimentadas por ranuras, en la tecnología ESICL para el enlace entre satélite y usuario de las constelaciones LEO. Para ello, se realizará un estudio de los parches, así como de la tecnología ESICL, para posteriormente, realizar el diseño de un elemento radiante, y luego extenderlo a una agrupación haciendo uso del simulador electromagnético comercial CST. Los resultados se compararán con otras soluciones convencionales en microstrip y se obtendrá un diseño teniendo en cuenta los procesos de fabricación.

## Resum

El notable creixement del sector espacial, amb concret, dels nous satèl·lits de xicotetes dimensions, requereixen de dispositius de microones de baix perfil, sota cost, reduccions dimensions, i fàcil de fabricar. La línia coaxial buida integrada en substrat (Empty Substrate Integrated Coaxial Line – ESICL) és una tecnologia candidata a cobrir aquestes necessitats, ja que manté els grans avantatges dels coaxials, mentre que presenta una fàcil integració planar. Per tant, aquest projecte se centra en el desenvolupament d'una agrupació d'antenes pegat alimentades per ranures, en la tecnologia ESICL per a l'enllaç entre satèl·lit i usuari de les constel·lacions LEO. Per a això, es realitzarà un estudi dels pegats, així com de la tecnologia ESICL, per a posteriorment, realitzar el disseny d'un element radiant, i després estendre'l a una agrupació fent ús del simulador electromagnètic comercial CST. Els resultats es compararan amb altres solucions convencionals en microstrip i s'obtindrà un disseny tenint en compte els processos de fabricació.

## Abstract

The remarkable growth of the space sector, in particular, of the new small satellites, requires low profile, low cost, small dimensions, and easy to manufacture microwave devices. Empty Substrate Integrated Coaxial Line (ESICL) is a candidate technology to meet such needs, as it maintains the great advantages of coaxial while presenting easy planar integration. Therefore, this project focuses on the development of a slot-fed patch antenna array in ESICL technology for the satellite-to-user link in LEO constellations. For this purpose, a study of patches and ESICL technology will be carried out, followed by the design of a radiating element, and then extended to a cluster using the commercial electromagnetic simulator CST. The results will be compared with other conventional microstrip solutions, and a design will be obtained taking into account the manufacturing processes.

## RESUMEN EJECUTIVO

La memoria del TFG del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación debe desarrollar en el texto los siguientes conceptos, debidamente justificados y discutidos, centrados en el ámbito de la ingeniería de telecomunicación

CONCEPT (ABET)	CONCEPTO (traducción)	¿Cumple? (S/N)	¿Dónde? (páginas)
1. IDENTIFY:	1. IDENTIFICAR:		
1.1. Problem statement and opportunity	1.1. Planteamiento del problema y oportunidad	S	1-2, 5-18 y 19-24
1.2. Constraints (standards, codes, needs, requirements & specifications)	1.2. Toma en consideración de los condicionantes (normas técnicas y regulación, necesidades, requisitos y especificaciones)	S	2
1.3. Setting of goals	1.3. Establecimiento de objetivos	S	3 y 4
2. FORMULATE:	2. FORMULAR:		
2.1. Creative solution generation (analysis)	2.1. Generación de soluciones creativas (análisis)	S	25-33, 34-45 y 46-50
2.2. Evaluation of multiple solutions and decision-making (synthesis)	2.2. Evaluación de múltiples soluciones y toma de decisiones (síntesis)	S	25-27, 31-33 y 34-36
3. SOLVE:	3. RESOLVER:		
3.1. Fulfilment of goals	3.1. Evaluación del cumplimiento de objetivos	S	53



3.2. Overall impact and significance (contributions and practical recommendations)	3.2. Evaluación del impacto global y alcance (contribuciones y recomendaciones prácticas)	S	33, 50-52 y 53-54
--	---	---	----------------------



## Índice

Capítulo 1.	Introducción .....	1
1.1	Antecedentes .....	1
1.2	Limitaciones y consideraciones técnicas .....	2
1.3	Objetivos .....	3
1.4	Estructura de la memoria .....	3
1.5	Metodología .....	4
Capítulo 2.	Conceptos teóricos .....	5
2.1	Parámetros fundamentales de las antenas .....	5
2.1.1.	Diagrama de radiación .....	5
2.1.2.	Potencia radiada .....	7
2.1.3.	Directividad .....	7
2.1.4.	Eficiencia de radiación .....	7
2.1.5.	Ganancia .....	7
2.1.6.	Coefficiente de reflexión .....	8
2.1.7.	Ancho de banda .....	9
2.1.8.	Polarización .....	9
2.2	Antenas de parche .....	10
2.2.1.	Principio de funcionamiento .....	11
2.2.2.	Configuraciones habituales .....	13
2.2.3.	Alimentación .....	14
2.2.4.	Substrato dieléctrico .....	15
2.3	Agrupación de antenas .....	16
2.3.1.	Factor de agrupación .....	16
2.3.2.	Desfase de las corrientes de alimentación, $\alpha$ .....	17
2.3.3.	Alimentación de los elementos .....	17
2.3.4.	Separación entre elementos .....	18
Capítulo 3.	Estado del arte .....	19
3.1	Tecnologías integradas en substrato .....	19
3.1.1.	Substrate Integrated Waveguide (SIW) .....	19



3.1.2.	Substrate Integrated Coaxial Line (SICL) .....	20
3.1.3.	Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW).....	20
3.1.4.	Empty Substrate Coaxial Line (ESICL) .....	21
3.2	Antenas integradas en substrato.....	23
Capítulo 4.	Diseño del elemento radiante .....	25
4.1	Estudio del substrato y alimentación del parche.....	25
4.2	Estudio de corrientes en la ESICL y de la alimentación en ESICL.....	26
4.3	Diseño del parche individual .....	27
4.3.1.	Diseño inicial.....	27
4.3.2.	Diseño final .....	29
4.4	Análisis del parche individual.....	31
4.5	Conclusiones.....	33
Capítulo 5.	Diseño de la agrupación 2x2 .....	34
5.1	Estudio y selección de configuración .....	34
5.2	Diseño de la red de alimentación.....	36
5.3	Diseño agrupación 2x2 .....	41
Capítulo 6.	Diseño del modelo por capas .....	46
6.1	Diseño por capas de la agrupación en ESICL.....	46
6.2	Comparación.....	50
Capítulo 7.	Conclusiones y líneas futuras.....	53
Bibliografía	.....	55
Anexos.....		56



## Capítulo 1. Introducción

### 1.1 Antecedentes

Los satélites de baja órbita terrestre (*Low Earth Orbit (LEO)*) operan a altitudes que van desde los 160 km hasta los 2,000 km sobre la superficie terrestre. Estos satélites han ganado popularidad debido a su capacidad de proporcionar servicios de comunicación y observación con baja latencia, bajo coste de lanzamiento y fabricación en comparación con los satélites de órbita geosíncrona (*Geostationary Earth Orbit (GEO)*). El incremento de la demanda de datos globales y la necesidad de cobertura continua han impulsado el incremento de satélites LEO, especialmente en aplicaciones como Internet global, monitoreo ambiental y comunicaciones de emergencia.

El lanzamiento de satélites LEO se ha vuelto más accesible gracias a los avances en la tecnología de cohetes y la reducción de los costes de lanzamiento. Empresas como SpaceX y Rocket Lab han desarrollado vehículos de lanzamiento reutilizables y dedicados a pequeñas cargas útiles, lo que permite el despliegue eficiente de constelaciones de satélites LEO. Por ejemplo, el uso de *CubeSats* y otras pequeñas plataformas satelitales ha permitido reducir significativamente los costes y aumentar la frecuencia de lanzamientos, facilitando el acceso al espacio a universidades y pequeñas empresas. Para estos satélites LEO, el tamaño y el coste de los componentes que forman parte del sistema de comunicaciones son factores críticos. Los satélites pequeños, como los *CubeSats*, requieren componentes de radiofrecuencia que sean ligeros y compactos debido a las limitaciones de espacio y peso. Por esto, son necesarias antenas compactas ya que su integración es fácil y simplifica el proceso de ensamblaje, reduciendo el tiempo de desarrollo de los satélites.

A lo largo de la historia, la tecnología de microondas ha sido fundamental para la comunicación satelital, debido a su capacidad para transmitir grandes cantidades de datos a través de largas distancias. Las principales tecnologías utilizadas incluyen:

- Líneas planares: se basan en los circuitos implementados mediante *Printed Circuit Board (PCBs)* o placas de circuito impreso. Las líneas más conocidas son la línea microstrip y la stripline. Esta tecnología, es de bajo peso y coste, e ideal para la producción en masa. Sin embargo, las tecnologías planares, tienen unas prestaciones eléctricas reducidas, debido a que la onda se propaga por un dieléctrico y no esta confinada.
- Guías de onda: Las guías de onda se han utilizado históricamente para la transmisión de señales de alta frecuencia dentro de los satélites. Estas estructuras permiten la transmisión eficiente de señales de microondas con mínima pérdida, siendo cruciales para la integridad de las comunicaciones en el espacio. Sin embargo, las guías de onda son voluminosas y pesadas, lo que las hace menos adecuadas para satélites de pequeñas dimensiones, donde el espacio y el peso son limitados.

Desde los primeros días de los satélites de comunicaciones, como el Telstar en los años 60, hasta las modernas constelaciones de satélites LEO, las tecnologías de microondas han evolucionado para satisfacer las demandas crecientes de mayor capacidad de datos y menor latencia. La estandarización y la miniaturización de componentes han sido claves para el desarrollo de satélites más pequeños y eficientes, ofreciendo capacidades avanzadas de comunicación y observación.

Para estos satélites, las nuevas tecnologías integradas en sustrato satisfacen las necesidades requeridas para la carga útil. Estas tecnologías integran estructuras 3D en líneas planares, como

son la guía de onda (*Substrate Integrated Waveguide* (SIW)) o líneas coaxiales (*Substrate Integrated Coaxial Line* (SICL)). Estas tecnologías presentan ventajas como su bajo coste y peso, integración en una placa de circuito impreso y fabricación en masa, mientras intentan retener las elevadas ventajas de las estructuras tridimensionales.

No obstante, dichas tecnologías presentan pérdidas a frecuencias elevadas ya que la propagación se realiza mediante un sustrato con pérdidas. Como mejora, surgieron sus versiones vacías, conocidas como *Empty Substrate Integrated Waveguide* (ESIW) y *Empty Substrate Integrated Coaxial Line* (ESICL) que implementan guías de onda y líneas coaxiales sin la presencia de sustrato, lo que disminuye las pérdidas.

Estas nuevas tecnologías mencionadas son adecuadas para el desarrollo de antenas de topología planar, como son las antenas de parche, puesto que permiten obtener una solución con menos pérdidas, bajo coste y peso, en comparación con las desarrolladas en guías de onda convencionales y con mejores prestaciones eléctricas que las desarrolladas en las tecnologías planares convencionales.

## 1.2 Limitaciones y consideraciones técnicas

El diseño y desarrollo de antenas para satélites de baja órbita terrestre (LEO) tiene varias limitaciones y consideraciones técnicas que deben ser abordadas para la correcta implementación y puesta en órbita de estos satélites. Los satélites LEO suelen ser de tamaño reducido y están limitados en cuanto a la carga útil que pueden transportar. Este espacio limitado implica que todos los componentes deben ser compactos y ligeros. Además, el consumo de energía es un factor crítico, por lo que los sistemas a del satélite deben ser energéticamente eficientes.

Para este sector, son necesarias antenas que presenten elevadas eficiencias, mejorando así el enlace de comunicaciones. Estas antenas deben ser capaces de operar a altas frecuencias y mantener una directividad y ganancia adecuadas para asegurar una transmisión de datos fiable y de alta calidad. Además, deben tener un ancho de banda amplio para transmitir grandes cantidades de datos rápidamente.

Por otro lado, el diseño de la antena deberá ser extensible, es decir, se deberá poder escalar a futuro sin necesidad de grandes modificaciones para una agrupación de antenas de más elementos. Además, el diseño planteado deberá poder ser fabricado teniendo en cuenta las diferentes limitaciones y las tolerancias existentes en las tecnologías planares.

Dadas estas limitaciones, se busca desarrollar antenas que ofrezcan altas prestaciones eléctricas, bajo peso y coste, además de ser fáciles de fabricar e integrar. Las antenas convencionales como las implementadas en tecnología planar presentan limitaciones significativas para conseguir altas prestaciones eléctricas. Por otro lado, el uso de las guías de onda proporciona soluciones de prestaciones eléctricas excelentes, pero pesadas y costosas. Sin embargo, mediante el uso de tecnologías como ESICL para el diseño de antenas de parche y agrupaciones, se pueden mitigar varias de estas limitaciones. La tecnología ESICL permite la integración planar y eficiente de componentes, reduciendo el peso y el volumen de la carga útil del satélite, mientras mantiene las ventajas de los sistemas coaxiales, como la alta eficiencia, la baja pérdida de señal y mitigar las interferencias externas. Estas tecnologías ofrecen la posibilidad de diseñar antenas que cumplan con las exigentes demandas de los satélites de baja órbita terrestre.

### 1.3 Objetivos

El presente trabajo final de grado tiene como objetivo la realización de una agrupación de antenas de tipo parche en la tecnología ESICL (*Empty Substrate Integrated Coaxial Line*) para el enlace descendente entre satélite-terminal de usuario. La antena se realizará para las frecuencias de operación de los satélites de Starlink, los cuales operan entre las frecuencias de 10.7 GHz y 12.7 GHz.

Las especificaciones con las que la antena será diseñada son las siguientes:

- La frecuencia de operación será de 11.7 GHz, la cual se encuentra en la banda del enlace descendente entre satélite y usuario, de satélites de pequeñas dimensiones y que corresponde con la frecuencia central de dicha banda.
- El ancho de banda de operación deseado será de 2 GHz, comprendido entre 10.7 y 12.7 GHz, donde se buscará que el coeficiente de reflexión sea menor de -10 dB. En su defecto, si no es posible cubrir este ancho de banda, se buscará obtener el mayor ancho de banda posible. Además, se realizará el diseño de la antena para que el coeficiente de reflexión a la frecuencia de operación sea inferior a -20 dB.
- La agrupación contará con 4 parches radiantes, alimentados y separados adecuadamente para conseguir una antena con una radiación perpendicular a los parches.
- Se buscará que la directividad de la antena resultante sea superior a 12 dB de la frecuencia de operación.

Este trabajo se estructura siguiendo unos subobjetivos con el propósito de abordar cada fase del desarrollo de la antena. Estos subobjetivos incluyen:

- Estudio de las tecnologías vacías integradas en substrato, así como de las antenas implementadas en estas tecnologías y variantes.
- Estudio de la antena de parche y sus posibles alimentaciones, seleccionando el tipo de alimentación más conveniente para el diseño deseado.
- Análisis de las corrientes en la ESICL para conseguir excitar las antenas de tipo parche, de manera que las contribuciones de campo se sumen en fase.
- Diseño de un parche en ESICL y otros elementos necesarios para cumplir con las especificaciones deseadas.
- Diseño de una red de alimentación eficiente, la cual tenga las impedancias de entrada y salida deseadas.
- Diseño de la agrupación de cuatro parches junto con la red de alimentación.

Estos subobjetivos garantizarán el cumplimiento de las especificaciones en cada etapa del proceso de desarrollo de la antena.

### 1.4 Estructura de la memoria

Después de definir el contexto inicial del proyecto, se abordan los conceptos teóricos esenciales relacionados con las antenas y el estado del arte de la tecnología utilizada en este proyecto y similares. El Capítulo 2 relacionado con los conceptos teóricos de las antenas trata de la definición de parámetros como el diagrama de radiación, directividad, ancho de banda o polarización entre otros, además de abordar conceptos básicos de las antenas de tipo parche como su principio de funcionamiento, diferentes alimentaciones o las configuraciones habituales. Tras dicho capítulo, se exponen diferentes tecnologías integradas en substrato (Capítulo 3), haciendo especial hincapié en la ESICL que es la utilizada en este trabajo. Además, este capítulo trata sobre los diferentes diseños realizados de antenas en estas tecnologías.

Posteriormente, se realiza el diseño de la antena de tipo parche (Capítulo 4), desde el diseño de un parche hasta su implementación en ESICL alimentado mediante una ranura. Esta antena se ha realizado con el simulador electromagnético CST (*Computer Simulation Technology*), tanto para llevar a cabo simulaciones para conocer parámetros como el coeficiente de reflexión o la directividad, como para la optimización de ciertos parámetros con el fin de mejorar la respuesta del diseño. Tras este diseño inicial, se realiza el diseño de la agrupación de 4 (2x2) parches (Capítulo 5) en el que se estudian las posibles configuraciones, así como el diseño de la red de alimentación y por último el diseño final de la agrupación de antenas con la red de alimentación. Estos diseños serán realizados con una versión simplificada de la estructura con el objetivo de acelerar el proceso de diseño.

Este proyecto concluye con un capítulo (Capítulo 6) dedicado a la implementación de la estructura real mediante capas, y a la comparación con otros diseños realizados en esta tecnología y en microstrip y con el Capítulo 7 donde se exponen las conclusiones, el alcance e impacto del trabajo realizado y las líneas futuras.

## 1.5 Metodología

La metodología empleada para la realización de este trabajo comienza con la lectura de la bibliografía proporcionada por los directores/tutores en relación con las tecnologías integradas en sustrato, así como de antenas de parche. Seguidamente, se inicia con la realización de una serie de ejercicios facilitados por los tutores con el simulador electromagnético CST, con la finalidad de aprender sobre este, para posteriormente comenzar con el diseño de la antena de parche en la tecnología ESICL, así como el análisis y visualización de parámetros claves de la antena como el diagrama de radiación o el coeficiente de reflexión entre otros. La utilización de Matlab se centra en la creación de un Script con las ecuaciones de diseño de una antena de parche, así como la utilización de Scripts ya existentes para calcular la impedancia característica de la línea ESICL y poder implementarla red de alimentación. A lo largo de la realización de este trabajo, se han realizado reuniones periódicas con los tutores para verificar el progreso realizado y recibir orientación acerca del diseño.

## Capítulo 2. Conceptos teóricos

En este capítulo se tratarán los parámetros básicos de las antenas [1], [2], [7], [11] los cuales nos ayudarán a comprender el comportamiento de éstas. Entender estos conceptos es fundamental para su diseño, análisis y optimización, y, por lo tanto, desarrollar el trabajo. También se expondrán los conceptos básicos sobre parches, así como sus posibles alimentaciones.

### 2.1 Parámetros fundamentales de las antenas

Para determinar las prestaciones y la adecuación de una determinada antena, es necesario el análisis de una serie de parámetros. Estos van desde los parámetros que describen a la antena desde el punto de vista del elemento radiante, hasta los parámetros que describen a la antena como parte de un circuito.

#### 2.1.1. Diagrama de radiación

La distribución de la energía electromagnética en un espacio tridimensional basado en un sistema de coordenadas esféricas  $(r, \theta, \phi)$ , se conoce como diagrama de radiación de una antena, y se muestra en la Figura 1.

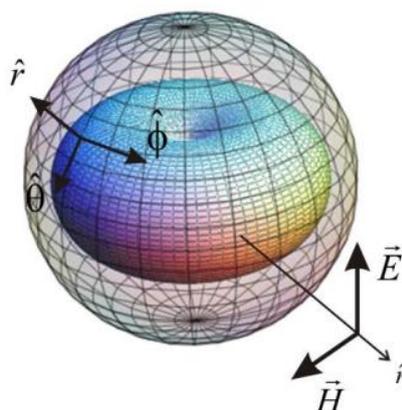


Figura 1. Diagrama de radiación con vectores de coordenadas esféricas y campos eléctrico y magnético para una cierta dirección [1].

Éste se calcula para campo lejano, donde el punto de observación está tan alejado de la antena que todas las ondas procedentes de ésta describen trayectorias paralelas, siendo el diagrama de radiación el mismo para cualquier distancia.

El diagrama de radiación se obtiene normalizando la magnitud del campo eléctrico ( $E$ ) con respecto a su máximo ( $E_{max}$ ).

$$d_N(\theta, \phi) = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{E}|_{max}} \quad (2.1)$$

Puede representarse como un diagrama en 2D o 3D, representándose convencionalmente en coordenadas esféricas. Hay tres tipos de diagramas fundamentales representados en 3D:

- Isotrópico. Este es el diagrama ideal, representando una radiación uniforme en todas las direcciones del espacio.
- Omnidireccional. Radia en un plano de forma uniforme.

- Pincel. Concentra la radiación en un punto específico, teniendo un solo máximo de radiación.

Se suele trabajar con cortes del diagrama de radiación, plano E y H ilustrados en la Figura 2. El máximo de radiación y el vector de campo eléctrico conforman el plano E, mientras que el máximo de radiación y el vector de campo magnético conforman el plano H.

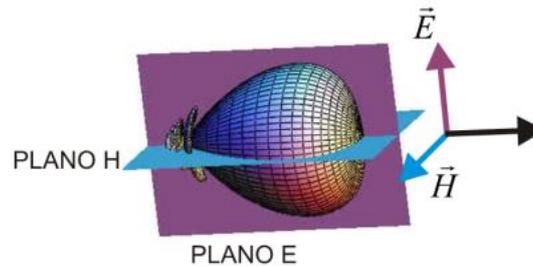


Figura 2. Representación planos E y H para un diagrama de radiación [1].

Uno de estos planos comentados anteriormente (Plano E y H) se muestra en la Figura 3, donde se puede apreciar un lóbulo principal y lóbulos secundarios. Sobre estos planos se definen una serie de parámetros de gran importancia práctica.

- **Nivel de lóbulo principal a secundario o NLPS**, es la diferencia entre estos lóbulos. Un valor alto en este parámetro significa que la mayor parte de energía se concentra en el lóbulo principal, lo que disminuye las interferencias en otras direcciones.
- **Ancho de haz a -3 dB o  $\Delta\theta_{-3dB}$** , es una medida del ancho del lóbulo principal de la antena. Se define como el ángulo entre los puntos en el lóbulo principal donde la potencia cae a la mitad de su valor máximo, lo que corresponde a una reducción de 3 decibelios en el diagrama de radiación.
- **Relación delante-detrás o RDA**, mide la cantidad de potencia radiada por el lóbulo principal, frente a la potencia radiada en dirección contraria. Puede calcularse mediante la ecuación (2.3).

$$NLPS = 20 \log \left( \frac{A}{B} \right) \quad (2.2)$$

$$RDA = 20 \log \left( \frac{A}{C} \right) \quad (2.3)$$

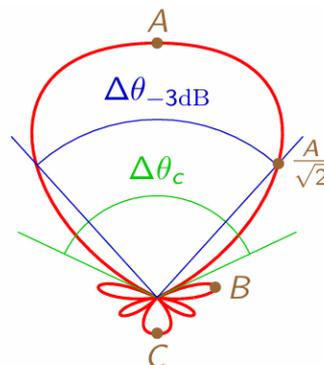


Figura 3. Corte del diagrama de radiación [1].

### 2.1.2. Potencia radiada

La potencia radiada de una antena se define como la cantidad de energía transmitida por la antena y se expresa en vatios (W). Determina la intensidad de la señal electromagnética transmitida por una antena, y, por tanto, su alcance y calidad. Está relacionada con la densidad de potencia radiada, la cual se define como la potencia transmitida por unidad de superficie para una dirección específica ( $W/m^2$ ). Esta se calcula a partir de los valores eficaces del campo eléctrico en diferentes direcciones del espacio, donde  $\eta$  es la impedancia del medio.

$$\vec{S}(r, \theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta} (W/m^2) \quad (2.4)$$

La potencia radiada se obtiene integrando la densidad de potencia radiación sobre la esfera de radiación la cual encierra a la antena, siendo

$$P_{rad} = \iint \vec{S} \cdot \vec{ds} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi S(r, \theta, \phi) \cdot r^2 \cdot \sin \theta \, d\theta d\phi (W) \quad (2.5)$$

### 2.1.3. Directividad

La directividad se define como la propiedad de una antena para transmitir o recibir la energía en una dirección específica. La directividad de una antena es la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección dada ( $r$ ) y la densidad de potencia que radiaría una antena isótropa (ideal) para la misma dirección.

$$D(\theta, \phi) = \frac{S(r, \theta, \phi)}{P_{rad}} \cdot 4\pi r^2 \quad (2.6)$$

Este parámetro indica la cantidad de energía que se emite en la dirección del espacio deseada en comparación con la que emite en todas las direcciones del espacio.

### 2.1.4. Eficiencia de radiación

La eficiencia de radiación de una antena se define como la relación entre la potencia radiada y la potencia total suministrada a la entrada de la antena. Las pérdidas que se producen en la antena se deben a que los conductores y dieléctricos usados no son perfectos, el conductor disipa energía por efecto Joule. Estas pérdidas se recogen en la resistencia de pérdidas óhmicas ( $R_\Omega$ ). Así, la eficiencia de radiación de una antena se define según la siguiente expresión:

$$\eta_{rad} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_\Omega} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} \quad (2.7)$$

La resistencia de radiación de una antena es aquella que disipa la misma cantidad de potencia que la que radia la antena.

### 2.1.5. Ganancia

La ganancia de una antena es una de las figuras de mérito más importantes, se define como la relación entre la densidad de potencia radiada ( $\vec{S}(r, \theta, \phi)$ ) y la potencia entregada ( $P_{ent}$ ) a la antena a una distancia  $r$ .

$$G(\theta, \phi) = \frac{S(r, \theta, \phi)}{P_{ent}} \cdot 4\pi r^2 \quad (2.8)$$

La diferencia entre las potencias radiadas y entregadas es que la potencia radiada tiene en cuenta la eficiencia de radiación de la antena. Así mismo, la relación entre la directividad y la ganancia tiene en cuenta esta eficiencia de radiación.

$$G(\theta, \phi) = \eta_{\Omega} \cdot D(\theta, \phi) \quad (2.9)$$

Una mayor ganancia indica que la antena es más directiva y efectiva en la dirección deseada, por lo que mejora el enlace de comunicación en dicha dirección.

### 2.1.6. Coeficiente de reflexión

Los parámetros de dispersión son los coeficientes de transmisión y reflexión entre las ondas incidentes y reflejadas (ver Figura 4). Estos describen el comportamiento de la red en condiciones lineales para un determinado rango de frecuencias.

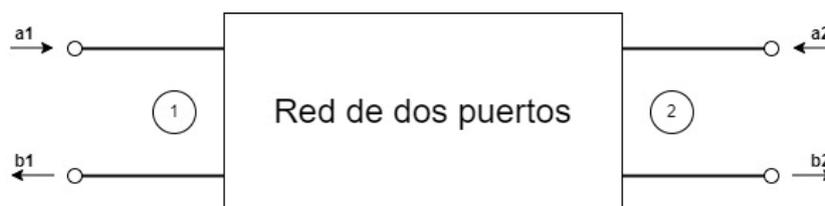


Figura 4. Red de dos puertos con ondas incidentes (a) y reflejadas (b).

El término  $a$  hace referencia a las ondas de potencia incidentes y el término  $b$  a las ondas de potencia reflejadas, los subíndices indican de qué puerto se trata.

Los parámetros  $S$ , o de dispersión, se definen como la relación entre el voltaje de la onda reflejada para un puerto  $i$ ,  $V_i^-$ , (b) y el voltaje de la onda incidente para un puerto  $j$ ,  $V_j^+$ , (a).

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \quad \text{para } k \neq j \quad (2.10)$$

El coeficiente de reflexión a la entrada, parámetro  $S_{11}$ , se calcula como la relación entre la onda reflejada en el puerto 1 y la onda incidente en el puerto 1, midiéndose con la condición de que la onda incidente en el puerto 2 es igual a 0 adaptando dicho puerto para evitar reflexiones.

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.11)$$

El parámetro de reflexión,  $S_{11}$ , es de gran importancia en este trabajo, ya que indica cuánta energía llega a la antena y puede ser radiada, y cuánta de esta energía vuelve al puerto de entrada.

Los parámetros  $S$  cambian con la frecuencia, por lo que hay que especificar la frecuencia a la que se quiere medir. Así mismo, con el coeficiente de reflexión se conoce el rango de frecuencias de operación de una antena.

### 2.1.7. Ancho de banda

Las antenas están limitadas a un ancho de banda o margen de frecuencias sobre los cuales el rendimiento de la antena es óptimo. El ancho de banda puede ser medido en diferentes parámetros, como son polarización, reflexión, ganancia, entre otros.

El ancho de banda (BW) se define como la relación entre el margen de frecuencias en el que se cumplen las especificaciones deseadas y la frecuencia central de operación.

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_o} \quad (2.12)$$

Donde  $f_{max}$  y  $f_{min}$  corresponden con las frecuencias superior e inferior respectivamente y  $f_o$  con la frecuencia central. En el caso del ancho de banda de impedancia o reflexión, un criterio comúnmente aceptado para antenas es que este se encuentre por debajo de  $S_{11} < -10dB$ .

### 2.1.8. Polarización

La polarización de una onda electromagnética se refiere a la variación temporal del vector del campo eléctrico para una dirección dada.

Para una dirección de propagación fija, el campo instantáneo de la onda puede descomponerse en la suma de dos vectores ortogonales entre sí y transversales a dicha dirección de propagación. La traza que describen estos dos vectores determina el tipo de polarización de la antena. Se puede clasificar como polarización lineal, circular o elíptica.

- Lineal. Este tipo de polarización se da cuando una de las componentes ortogonales del campo es nula o bien que la diferencia de fase entre ambas sea de  $\pm\pi$  (ver Figura 5).

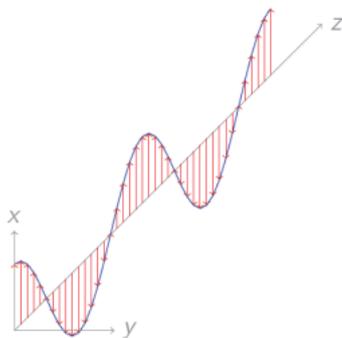


Figura 5. Polarización lineal [1].

- Circular. Es aquella en la que el campo eléctrico o magnético describe una circunferencia a lo largo de la dirección de propagación (ver Figura 6). Se produce cuando las amplitudes de estas componentes ortogonales son iguales y que, además, la diferencia de fase entre ambas sea de  $\pm\frac{\pi}{2}$ .

Cuando la diferencia de fase es de  $-\frac{\pi}{2}$  se considera que la polarización es circular a derechas (dextrógira), es decir, que el observador ve la onda alejarse y girando en sentido horario.

Cuando la diferencia de fase es de  $+\frac{\pi}{2}$  la polarización es circular a izquierdas (levógira).

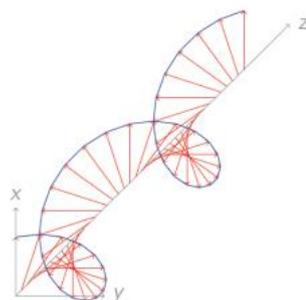


Figura 6. Polarización circular [1].

- Elíptica. Es la polarización en la que el campo eléctrico o magnético describe una elipse en la dirección de propagación (ver Figura 7). Se produce cuando las amplitudes de los campos eléctricos son distintas y la diferencia de fase es un múltiplo impar de  $\frac{\pi}{2}$ .

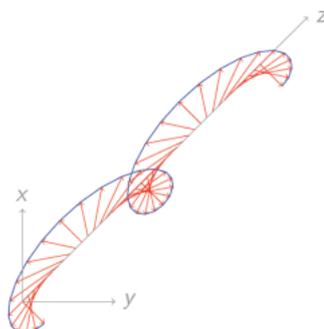


Figura 7. Polarización elíptica [1].

## 2.2 Antenas de parche

La antena de parche [2], [7], [9], [11], [13] o antena de microstrip, está formada por una placa metálica (elemento radiante) de espesor pequeño, la cual está situada sobre un plano conductor perfecto a una altura  $h$ . Entre estos elementos, para conseguir sujetar el elemento radiante, se suele colocar un dieléctrico como elemento de soporte. La Figura 8 muestra una antena de tipo parche.

El modo fundamental es quasi-TEM, estando confinado la mayor parte del campo en el dieléctrico.

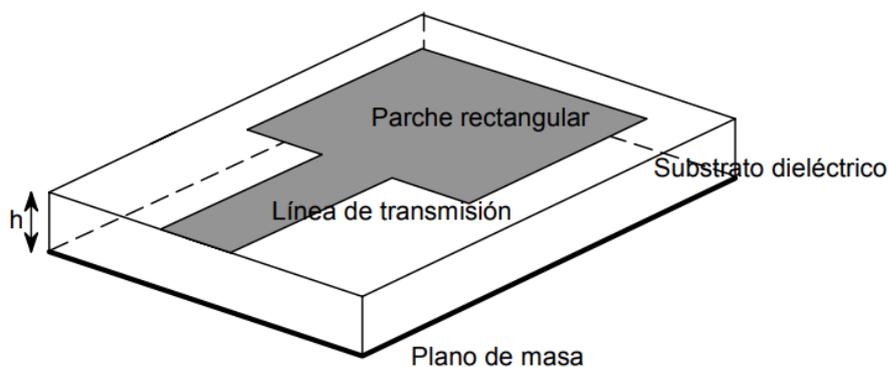


Figura 8. Antena de parche [7].

Las antenas de tipo parche presentan un diagrama de radiación de tipo unidireccional, con ganancias de entre 5 y 7 dB.

Este tipo de antenas poseen tamaño y peso reducido por lo que se utilizan en dispositivos de pequeño tamaño y alto rendimiento como satélites, aviones militares, sistemas GPS, aplicaciones móviles, entre otros. Son antenas simples con las que se pueden construir agrupaciones fácilmente, consiguiendo así mayor ganancia, así como la posibilidad de obtener polarización circular y lineal mediante diferentes métodos de alimentación de los elementos del array.

Por el contrario, estas antenas presentan un ancho de banda reducido, disipación de poca potencia debido al uso de dieléctrico (componente con pérdidas) así como la aparición de ondas de superficie debido a la presencia del sustrato que empeoran la radiación de la antena.

### 2.2.1. Principio de funcionamiento

Para analizar el funcionamiento de este tipo de antenas se han propuesto dos métodos diferentes, siendo estos el método de línea de transmisión y el de cavidad. Nos centraremos en el modelo de línea de transmisión.

Este modelo es el menos preciso y sólo se puede utilizar para analizar antenas de parche con forma circular o rectangular, aunque para entender el funcionamiento, así como en el desarrollo del trabajo es suficiente.

En los bordes del parche se dan campos eléctricos conocidos como *'fringing fields'* o campos de borde debido a las discontinuidades que se dan entre el parche, el sustrato y el aire, no cumpliéndose las condiciones de contorno. El incremento de la longitud del parche debido a los efectos de borde se representa con  $\Delta L$  como se ilustra en la Figura 9.

Por lo tanto, una antena de parche equivale a dos ranuras o slots de dimensiones  $W \times \Delta L$ , generadas por los campos de borde, las cuales se pueden modelar como dipolos que generan radiación. Estas ranuras presentan una terminación de alta impedancia, comportándose como un circuito abierto.

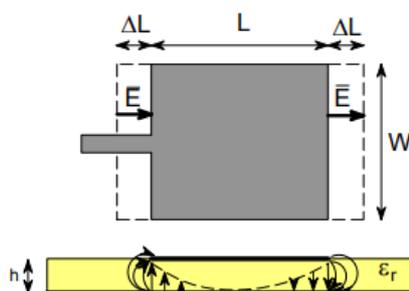


Figura 9. Dimensiones antena de parche y dirección del campo eléctrico. Representación distribución de campo eléctrico con efectos de borde [2].

La longitud  $L$  del parche se elige para que la radiación de estas ranuras se sume en fase, es decir, una separación de  $L = \lambda_g/2$ . El modelo circuital de las antenas de tipo parche, se muestra en la Figura 10, está compuesto por una línea de transmisión de longitud efectiva  $\lambda_g/2$ , donde cada ranura se representa con una susceptancia  $B$ , que se comporta como un condensador y una conductancia  $G$ , para representar el circuito abierto y la radiación de la antena.

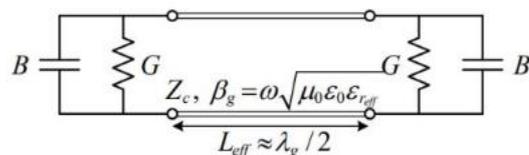


Figura 10. Circuito equivalente antena de parche [13].

La frecuencia de trabajo de este tipo de antenas viene dada por la siguiente expresión:

$$f_r = \frac{c}{2 \cdot L_{eff} \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.13)$$

Donde  $L_{eff}$  representa la longitud efectiva de la antena, siendo  $L_{eff} = L + \Delta L$ ,  $c$  es la velocidad de la luz,  $\epsilon_{eff}$  la constante dieléctrica efectiva y  $\Delta L$  es el incremento de longitud debido a los 'fringing fields'.

Desde el punto de vista de la antena, el equivalente de una antena de parche son dos ranuras con distribuciones de campos uniformes y separadas una distancia de aproximadamente media longitud de onda. Este equivalente se puede observar en la Figura 11 y el diagrama de radiación de la agrupación de dos ranuras, o de una antena de parche, se muestra en la Figura 12.

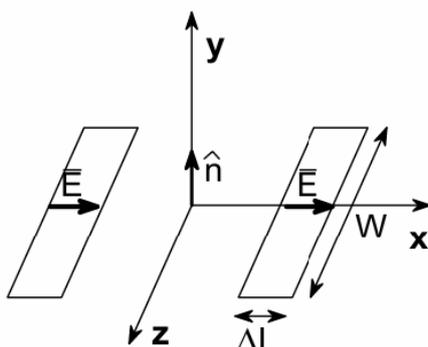


Figura 11. Agrupación de dos ranuras correspondiente al equivalente de una antena de parche [2].

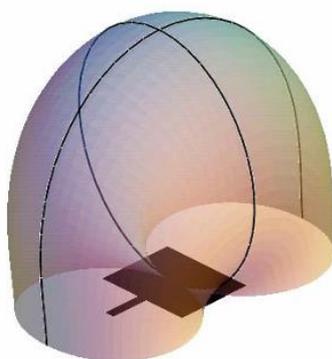


Figura 12. Diagrama de radiación de una antena de parche [2].

Las dimensiones del parche [9] pueden obtenerse haciendo uso de las ecuaciones que se muestran a continuación,

- Ancho del parche:

$$W_p = \frac{c}{2 \cdot f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.14)$$

- Constante dieléctrica efectiva:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2 \cdot \sqrt{1 + 12 \cdot \frac{h}{W}}} \quad (2.15)$$

- Longitud efectiva:

$$L_{eff} = \frac{c}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (2.16)$$

- Incremento de longitud:

$$\Delta L = \frac{0.412 \cdot h \cdot (\epsilon_{reff} + 0.3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (2.17)$$

- Longitud del parche:

$$L_p = L_{eff} - 2 \cdot \Delta L \quad (2.18)$$

### 2.2.2. Configuraciones habituales

Las configuraciones más habituales son el parche con forma de cuadrado, rectangular, dipolo a circular, que se describirán a continuación y se muestran en la Figura 13.

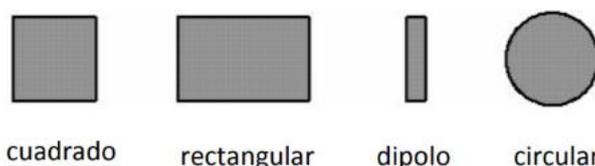


Figura 13. Configuraciones habituales antena de parche [11].

- Rectangular. Es la geometría más utilizada, debido a su facilidad de diseño. Por ello, ha sido la base para el desarrollo de la mayoría de antenas de parche con mayor complejidad que se adecuan a las características deseadas para cada aplicación.
- Circular. Estos parches necesitan menos superficie para la misma frecuencia de resonancia que para los parches rectangulares, por ello, suelen ser muy utilizadas para los teléfonos móviles.

Otros tipos de antenas de parche se muestran en la Figura 14, siendo estas las configuraciones menos habituales.

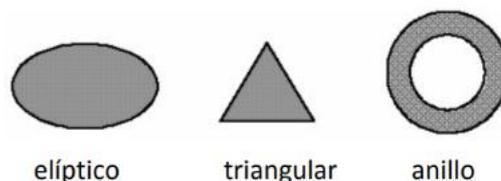


Figura 14. Otras configuraciones antena de parche [11].

### 2.2.3. Alimentación

La alimentación del parche juega un papel muy importante, puesto que permite inyectar la señal a este excitándolo y generando la radiación. Existen dos formas posibles de alimentar el parche, una mediante contacto físico y otra sin contacto físico, que se describirán a continuación.

- **Alimentación mediante el contacto físico:**

- Línea de transmisión: La antena está conectada directamente a la línea de transmisión en uno de sus bordes, como se muestra en la Figura 15.a). La principal ventaja es su fácil fabricación, así como su fácil adaptación a la antena. Por otra parte, su principal desventaja es que añade lóbulos secundarios al diagrama de radiación de la antena.
- Cable coaxial: La antena es alimentada mediante un coaxial que atraviesa el plano de masa y el elemento radiante, como se muestra en la Figura 15.b). La principal desventaja es su fabricación para la extensión de por ejemplo una agrupación de antenas, que se requieren múltiples coaxiales. La principal ventaja es la minimización de lóbulos secundarios en el diagrama de radiación.

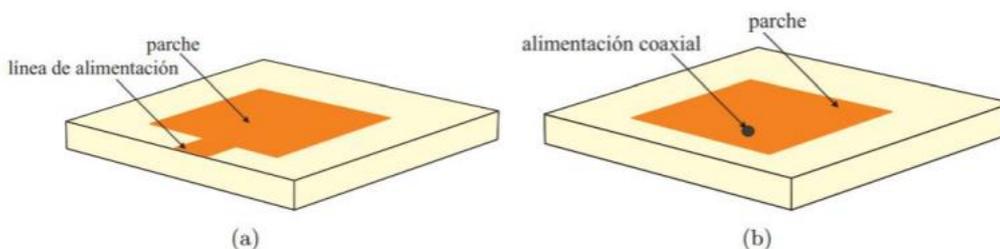


Figura 15. Alimentación por contacto físico: (a) línea de transmisión. (b) cable coaxial [13].

- **Alimentación sin contacto físico:**

- Acoplamiento por proximidad: El parche es alimentado mediante una línea microstrip colocada debajo del substrato del parche, en el que no hay plano de masa, lo que provoca la aparición de lóbulos secundarios (ver Figura 16.b)). Su fabricación es más compleja ya que son necesarios más elementos y no puede diseñarse cada elemento de la agrupación por separado.
- Acoplamiento por apertura o ranura: La alimentación se realiza mediante una apertura en el plano de masa del parche, donde debajo de ésta se encuentra una línea de transmisión (ver Figura 16.a)). Esta técnica de alimentación permite la fabricación por separado de los elementos radiantes y de la red de distribución. Su principal desventaja es la precisión necesaria en la fabricación debido a sus dimensiones, así como la necesidad de varios elementos. La principal ventaja es la no utilización de elementos en vertical a la antena, lo que no es habitual en este tipo de tecnologías.

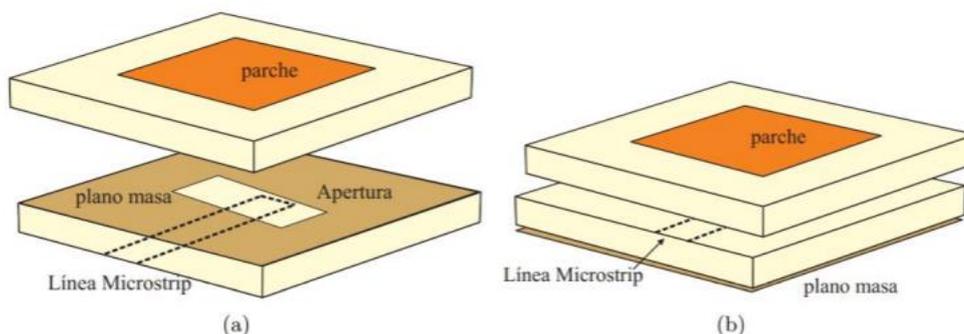


Figura 16. Alimentación sin contacto físico. (a) Apertura. (b) Proximidad [13].

La selección del tipo de alimentación depende de las necesidades específicas de la aplicación deseada.

#### 2.2.4. Substrato dieléctrico

En antenas de parche, el sustrato es un componente clave el cual influye en el rendimiento y las características de la antena. La elección del sustrato depende de varios factores como la frecuencia de operación, la constante dieléctrica, la tangente de pérdidas y el espesor de este entre otros.

Del mismo modo, hay que tener en cuenta otras propiedades físicas en la fabricación de los sustratos, como por ejemplo resistencia estructural y a tensión, flexibilidad y resistencia a impactos.

Los principales tipos de sustratos se pueden dividir en: cerámicos, ferrimagnéticos, semiconductores, compuestos y sintéticos, donde cada uno de estos se utilizan para diferentes aplicaciones y frecuencias ya que tienen propiedades diferentes

Generalmente la constante dieléctrica de los sustratos se encuentra en el rango de  $1 \leq \epsilon_r \leq 12$ , usándose generalmente aquellos que su permitividad relativa es menor a 5. El espesor suele ser de  $0.005\lambda \leq h \leq 0.2\lambda$  y la tangente de pérdidas de valores menores a 0.002. Para obtener diferentes resultados, como mayor ancho de banda o menos pérdidas, tanto el espesor como la constante dieléctrica son dos aspectos que se deben tener en cuenta al elegir un sustrato u otro. A continuación, se muestra en la Tabla 1 la relación entre estos dos aspectos con factores importantes en el diseño de una antena.

	Espesor del sustrato	$\epsilon_r$
Disminuir la radiación de las líneas	Pequeño	Alta
Pequeñas dimensiones de antenas	Pequeño	Alta
Bajas pérdidas (por onda de superficie...)	Pequeño	Baja
Aumentar el ancho de banda	Grande	Baja
Mayor eficiencia de radiación	Grande	Baja
Menor sensibilidad frente a tolerancias	Grande	Baja

**Tabla 1. Relación entre el espesor del sustrato y la permitividad relativa con diferentes características de la antena [11]**

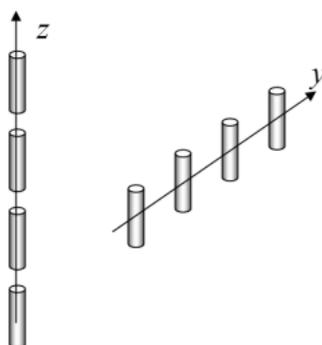
Para antenas de parche los mejores materiales dieléctricos son aquellos en los que  $\epsilon_r \leq 5$ , consiguiendo así mejores valores en la eficiencia de radiación, mayor ancho de banda y menores pérdidas.

Para elegir el sustrato más adecuado para la aplicación deseada es necesario adoptar una solución de compromiso, es decir, si se desea un mayor ancho de banda habrá más pérdidas por ondas de superficie y viceversa.

### 2.3 Agrupación de antenas

Una agrupación de antenas es un conjunto de elementos radiantes los cuales están alimentados por una amplitud y una fase. La más habitual es la agrupación lineal, donde los elementos están equiespaciados a lo largo de un eje como se muestra en la Figura 17.

La ventaja de esta agrupación es que se puede controlar la fase de las corrientes de cada elemento y la amplitud, permitiendo así modificar el diagrama de radiación del conjunto adaptándolo a las necesidades requeridas.



**Figura 17. Representación agrupaciones de antenas [1].**

El diagrama resultante de una agrupación de antenas vendrá dado por la interferencia o constructiva en las diferentes direcciones del espacio, generando el diagrama de radiación de la agrupación. Para ello, se suele utilizar el factor de agrupación con el fin de obtener el diagrama de radiación deseado.

#### 2.3.1. Factor de agrupación

El factor de agrupación es el diagrama de radiación de una agrupación de radiadores isótropos. Describe el comportamiento de la agrupación en función de las características de los elementos, pero sin tener en cuenta el diagrama de radiación de cada elemento. Depende de la separación entre los elementos, así como de la alimentación de cada uno de éstos.

El campo radiado por los elementos se obtiene por la superposición de los campos radiados de los elementos que conforman el array. El campo resultante es el producto del campo producido por una antena por un sumatorio, este sumatorio es el factor de agrupación.

$$\vec{E} = \vec{E}_0 \cdot \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{jn\psi} \quad (2.19)$$

$$FA = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{jn\psi} \quad (2.20)$$

donde  $a_n$  indica la distribución de pesos con los que se alimenta el array, el cual suele ser simétrico respecto al centro y uniforme.

El símbolo  $\psi$  indica el desfase debido a la diferencia de caminos recorridos de las ondas de cada elemento entre los campos radiados por dos antenas contiguas y al desfase de las corrientes de alimentación.  $\psi = k \cdot d + \alpha$

A continuación, se analizarán algunos de los parámetros más importantes en el factor de agrupación, como son la alimentación (fase y amplitud), y la separación entre elementos  $d$ .

### 2.3.2. Desfase de las corrientes de alimentación, $\alpha$

El desfase de las corrientes de la alimentación afecta al apuntamiento del haz principal. Tomando un elemento como referencia ( $\alpha = 0$ ), el elemento  $n$ ésimo tendrá un desfase de  $\alpha_n = n\alpha$ . Si el desfase es nulo, el haz principal apunta en la dirección perpendicular al eje de la agrupación. Si el desfase es distinto de cero, el apuntamiento del haz principal cambiará.

#### Casos particulares:

- Array Broadside: Array que radia en la dirección perpendicular al eje de la agrupación, es decir que el desfase de las corrientes de alimentación es nulo.
- Array Endfire: Array en el que el haz principal apunta en uno o ambos extremos de la agrupación, es decir, radia según el eje de la agrupación.

### 2.3.3. Alimentación de los elementos

La alimentación de los elementos de un array hace referencia a la distribución de pesos con los que se alimenta la agrupación. Esto afecta al NLPS, que es el nivel del lóbulo principal al secundario de un diagrama de radiación.

Las distribuciones de corrientes más típicas son: Uniforme, Taylor y Chebysev (ver Figura 18). La distribución uniforme proporciona lóbulos secundarios más altos a cambio de haces más estrechos.

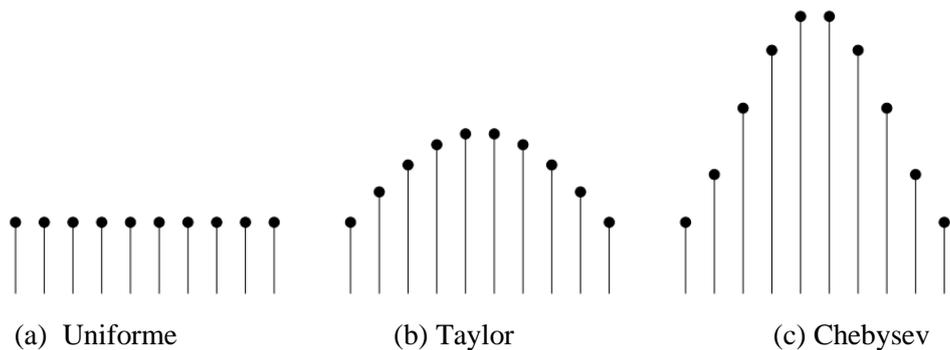


Figura 18. Distribuciones de corriente [1].

La más habitual y sencilla es la alimentación uniforme, en la que todos los elementos de la agrupación están alimentados con la misma corriente.

El tipo de alimentación utilizada influye en el cálculo del factor de agrupación, para una alimentación uniforme el término  $a_n$  será 1.

#### 2.3.4. Separación entre elementos

La separación de los elementos en una agrupación de antenas es un aspecto crucial que afecta significativamente en el desempeño de la antena. La separación entre elementos se refiere a la distancia física entre los elementos individuales de la agrupación, se denota comúnmente como  $d$  y se mide en términos de longitud de onda. La radiación constructiva o destructiva de los elementos individuales dependen de la distancia de separación y la fase de la alimentación, por lo que es necesario estudiar esta separación.

- Separación de media longitud de onda. Esta es la separación utilizada comúnmente, ya que minimiza la aparición de lóbulos secundarios y permite una ganancia alta del lóbulo principal.
- Separación mayor de media longitud de onda. Con esta separación aparecen lóbulos de difracción, los cuales son indeseados generalmente, reduciendo la directividad de la agrupación de antenas.

## Capítulo 3. Estado del arte

### 3.1 Tecnologías integradas en sustrato

Los nuevos sistemas de comunicaciones para el sector de los satélites de pequeño tamaño requieren de cargas útiles cada vez más exigentes, de tamaño reducido y bajo coste de fabricación entre otros. Estas cargas útiles, a su vez, deberán tener un ancho de banda elevado, así como una fácil integración con otras tecnologías presentes en estos sistemas de comunicación.

Los Circuitos Integrados en Sustrato o *Substrate Integrated Circuits* (SICs) son una tecnología prometedora [20], [3] para solventar este problema. Esta tecnología consiste en sintetizar una estructura no planar con un sustrato dieléctrico y convertirla en una planar, permitiendo su compatibilidad con otras estructuras planares. Dentro de esta tecnología se encuentra la guía de onda integrada en sustrato o *Substrate Integrated Waveguide* (SIW) y la línea coaxial integrada en sustrato o *Substrate Integrated Coaxial Line* (SICL) donde la propagación se realiza mediante un sustrato, presentando pérdidas a elevadas frecuencias.

Con la finalidad de obtener una tecnología aún más eficiente que las mencionadas anteriormente, se desarrollaron la guía de onda vacía integrada en sustrato o *Empty Substrate Integrated Waveguide* (ESIW) y la línea coaxial vacía integrada en sustrato o *Empty Substrate Integrated Coaxial Line* (ESICL). Estas tecnologías no presentan sustrato, por lo que se obtienen menos pérdidas que en las anteriores (SIW y SICL).

#### 3.1.1. *Substrate Integrated Waveguide* (SIW)

Una guía de onda integrada en sustrato o *Substrate Integrated Waveguide* [3], [20], (SIW), se basa en una guía de onda rectangular sintetizada utilizando sustratos en la cual sus paredes laterales están formadas por orificios metalizados (vías), siendo las metalizaciones del propio sustrato las paredes horizontales. La Figura 19.a) muestra una vista en 3D de esta tecnología y la distribución de campo eléctrico de su modo fundamental. El metal se representa en marrón oscuro y el sustrato en marrón claro.

El modo fundamental es el  $TE_{10}$  (ver Figura 19.b)). También permite la propagación de los modos  $TE_{m0}$ , donde el subíndice  $m$  se refiere a la dirección paralela al plano del sustrato.

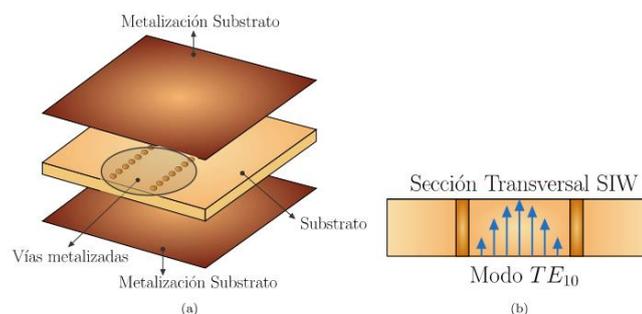


Figura 19. Estructura 3D (a) y sección transversal (b) con distribución del modo fundamental de la tecnología SIW [20].

Esta tecnología presenta características similares a la tecnología planar, es decir, bajo coste, bajo peso, fabricación en masa e integración en una placa de circuito impreso con otras tecnologías. Sin embargo, al realizarse la propagación mediante un substrato, presenta elevadas pérdidas según aumenta la frecuencia y posibles interferencias, por lo que se encuentra lejos del rendimiento de las guías de onda clásicas.

El factor de calidad de la SIW se encuentra entre el de la guía de onda, que presenta valores muy elevados ( $Q \approx 10000$ ), y las tecnologías planas, que presentan valores menores ( $Q \approx 100 - 200$ ), presentando valores entre 100 y 1000. Sin embargo, como se ha comentado anteriormente, las pérdidas debidas al substrato hacen que esta tecnología sea poco eficiente según aumenta la frecuencia.

### 3.1.2. *Substrate Integrated Coaxial Line (SICL)*

Una línea coaxial integrada en substrato o *Substrate Integrated Coaxial Line* [3], [20], (SICL) se propuso derivada de la tecnología SIW comentada anteriormente. En la Figura 20 se muestra una vista en 3D, así como la sección transversal de la misma. Esta tecnología se implementa mediante dos substratos apilados los cuales tienen orificios metalizados como en la tecnología SIW, donde el conductor exterior se implementa con las metalizaciones del propio substrato. El conductor central o interior corresponde con una tira metalizada de espesor reducido el cual se encuentra entre ambos substratos.

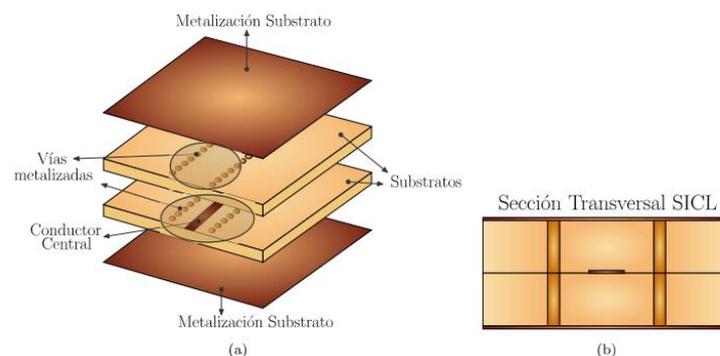


Figura 20. Estructura 3D (a) y sección transversal (b) de la tecnología SICL [20].

En esta tecnología se propaga un modo TEM al no ser dispersiva por disponer de dos conductores (interior y exterior) el cual es el modo fundamental. Esta estructura presenta muchas de las ventajas de las líneas coaxiales, permitiendo su fabricación con las técnicas convencionales de circuitos planares. Sin embargo, al igual que con la tecnología SIW, la propagación se realiza mediante un substrato, generando pérdidas elevadas a altas frecuencias. Esta desventaja provoca que esta tecnología sea menos competitiva.

### 3.1.3. *Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW)*

La guía de onda vacía integrada en substrato o *Empty Substrate Integrated Waveguide* [3], [20], (ESIW) fue propuesta para mitigar las pérdidas que ocasiona la tecnología comentada anteriormente SIW. En esta tecnología la onda se propaga en vacío (mientras que en SIW se propaga en un dieléctrico) eliminando así pérdidas ocasionadas por el dieléctrico. Al propagarse

las ondas en el vacío se reduce significativamente la diferencia entre las tecnologías planares (las cuales tienen un factor de calidad de  $Q \approx 100 - 200$ ) y las guías de onda (con un factor de calidad de  $Q \approx 10000$ ). La tecnología ESIW presenta un factor de calidad ( $Q$ ) en torno a 2000, representando así un avance significativo respecto a la tecnología SIW.

En la Figura 21.a) se puede observar la estructura de las capas que conforma la tecnología ESIW. En esta se realiza un corte rectangular en un sustrato para generar un hueco. Luego estas paredes son metalizadas, dando lugar así las paredes metálicas de la guía de onda. Las paredes horizontales de la guía vacía se crean mediante dos tapas metálicas. La unión entre la capa central y las tapas se lleva a cabo con pasta de soldar de estaño.

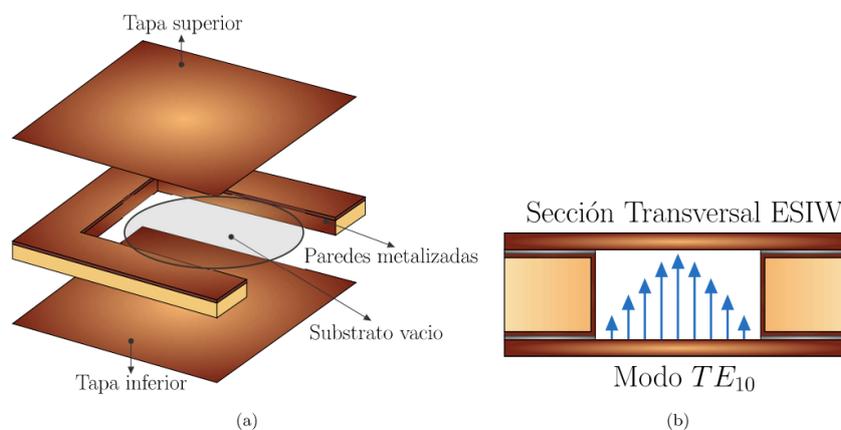


Figura 21. Estructura 3D (a) y sección transversal (b) con distribución del modo fundamental de la tecnología SIW [20].

La Figura 21.b) muestra la distribución del campo eléctrico para el modo fundamental  $TE_{10}$ . Si se comparan los resultados de la tecnología ESIW, con una guía de onda rectangular convencional vacía, se concluye que la ESIW, puede ser tratada como una guía de onda vacía rectangular de dimensiones equivalentes a la ESIW. Esto abre la posibilidad de utilizar técnicas de diseño de guías de onda rectangulares para la tecnología ESIW, facilitando así el diseño de dispositivos en esta tecnología.

#### 3.1.4. Empty Substrate Coaxial Line (ESICL)

La línea coaxial vacía integrada en sustrato o *Empty Substrate Integrated Coaxial Line* [3], [20], (ESICL) es una extensión de la tecnología ESIW comentada anteriormente, pero adaptada para líneas coaxiales. Al igual que para la tecnología ESIW, la principal diferencia de esta tecnología con respecto a la SICL es que la onda no se propaga en un dieléctrico, sino que se propaga en el vacío lo que reduce las pérdidas. La Figura 22 muestra la estructura tridimensional de esta tecnología, así como la sección transversal donde se puede observar que está compuesta por cinco capas.

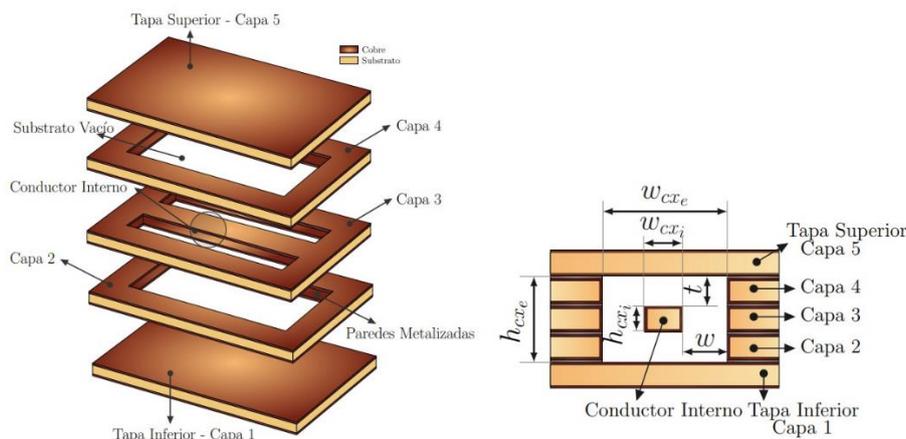


Figura 22. Estructura 3D (a) y sección transversal (b) de la tecnología ESICL [20].

El conductor exterior del coaxial se crea al realizar un corte en el substrato en las capas 2, 3 y 4, formando las paredes verticales, mientras que las paredes horizontales se implementan mediante el uso de las tapas superior e inferior, las cuales corresponden a las capas 1 y 5. Por otra parte, el conductor interior se sitúa en la capa 3 y se separa verticalmente de las capas inmediatas superior e inferior. Al igual que en la tecnología ESIW, los cortes en los substratos requieren de una metalización para confinar la onda.

Dado que se trata de una línea coaxial con dos conductores, el modo fundamental es el TEM, el cual es no dispersivo. Además, presenta pérdidas bajas, se integra fácilmente con otras tecnologías y se fabrica mediante técnicas planares. En comparación con la ESIW, su proceso de fabricación es más costoso y algo más voluminoso al tener más capas, aunque ofrece anchos de banda útiles mayores y menos pérdidas.

Además, una de las grandes ventajas de la ESICL, es que permite tener una anchura de estructura mucho más reducida, en comparación con la que se puede obtener en ESIW, debido a la propagación de ese modo TEM. Esta ventaja, permite el diseño de redes de alimentación mucho más compactas.

En la Figura 22 (b) se puede observar la sección transversal de una ESICL, donde las variables mostradas son utilizadas para ajustar el rango de frecuencias monomodo y la impedancia característica. Como la estructura se implementa apilando substratos las alturas del conductor exterior ( $h_{cxe}$ ) e interior ( $h_{cxi}$ ) vendrán fijadas por los substratos comerciales que existen disponibles. Por lo tanto, las variables que permiten controlar la impedancia característica son los anchos del conductor interno y externo ( $w_{cxi}$  y  $w_{cxe}$  respectivamente). La impedancia de línea puede se puede calcular con el Método de Momentos (MoM) o mediante la siguiente expresión,

$$Z_0 = \frac{\eta}{4} \left[ \frac{1}{\frac{w_{cxi}}{h_{cxe}} \left( 1 - \frac{h_{cxi}}{h_{cxe}} \right)} + \frac{2}{\pi} \ln \left( \frac{1}{1 - \frac{h_{cxi}}{h_{cxe}}} + \coth \left( \frac{\pi w_{cxe}}{2 h_{cxe}} \right) \right) \right] \quad (3.1)$$

donde  $\eta$  corresponde a la impedancia del medio y las variables geométricas faltantes se muestran en la Figura 22 b). Esta ecuación sólo se puede aplicar en los casos donde el conductor interior se encuentra centrado, y cuando la ESICL presente una sección transversal de tipo rectangular. En este caso, se utilizarán los substratos ROGERS 4003C de altura  $h_{cxi} = 0.813$  mm para todas las capas, excepto para la capa superior (Capa 1), donde se ubicará el parche y, por lo tanto, se decidirá su altura y substrato más adelante con el fin de maximizar las características de la antena.

### 3.2 Antenas integradas en substrato

Un ejemplo de antena destacada utilizando la tecnología SICL es una agrupación de antenas de parches alimentada mediante esta tecnología, que puede ser utilizada en aplicaciones de banda Q (banda comprendida entre 30 y 55 GHz). Esta antena destaca por suprimir significativamente los lóbulos traseros y laterales, mejorando su directividad, sin embargo, la complejidad de la fabricación y su coste pueden ser desafíos significativos. En la Figura 23 se muestra el diseño de esta antena.

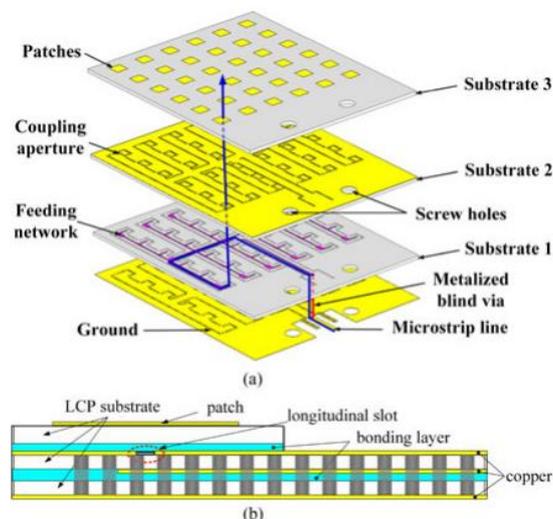


Figura 23. Agrupación de antenas de parche en la tecnología SICL [12].

Además, debido a que la propagación se realiza a través de la SICL, la ganancia se ve reducida en cierta medida.

Respecto a las antenas basadas en la tecnología ESIW se caracterizan por tener menores pérdidas de inserción y un alto factor de calidad comparado con las antenas en la tecnología SIW debido a que éstas cuentan con un sustrato que provoca la aparición de pérdidas. La Figura 24 muestra una agrupación de antenas de parches alimentada mediante ESIW la cual está diseñada para sistemas de comunicación 5G.

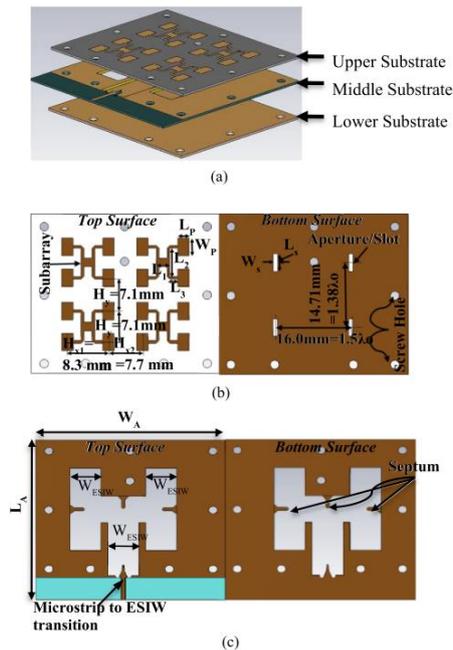


Figura 24. Agrupación de antenas de parche en la tecnología ESIW [6].

En esta solución, debido a las dimensiones de la red de alimentación la ESIW alimenta una ranura, una agrupación en microstrip de parches. Esto se debe a que la anchura de la guía de onda suele ser superior a  $0.7\lambda_0$  y, por lo tanto, la separación de los parches siempre será superior a dicho valor.

Entre las antenas realizadas mediante la tecnología ESIW se encuentra una antena de parche alimentada mediante esta tecnología. Esta antena ha sido diseñada para operar en la banda de 28 GHz, obteniendo un buen rendimiento en ganancia y ancho de banda. En la Figura 25 se observa esta antena comentada, la cual es adecuada para aplicaciones de comunicación de onda milimétrica en sistemas 5G. El diseño se realiza mediante un parche de dieléctrico aire, que se sujeta mediante un soporte de impresión 3D, y el cual se alimenta mediante una ranura en la tapa superior de la ESIW.

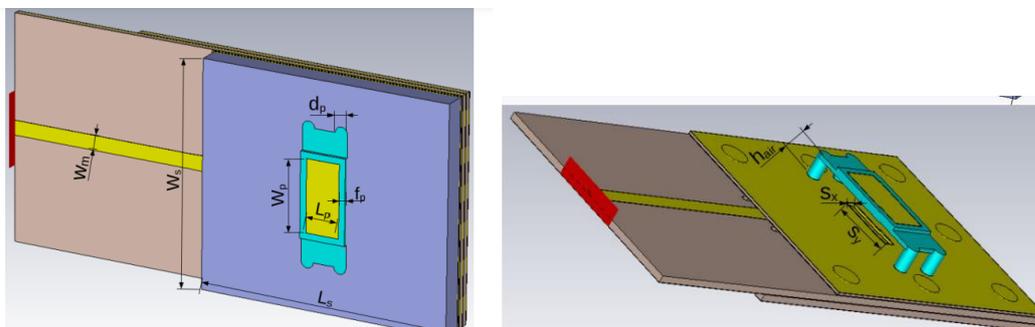


Figura 25. Antena de parche en la tecnología SIW [5].

Por contra partida, en la tecnología ESICL no hay diseños de antenas de parche a pesar del potencial de esta tecnología al presentar las ventajas de un cable coaxial implementado mediante estructuras planares.

## Capítulo 4. Diseño del elemento radiante

### 4.1 Estudio del sustrato y alimentación del parche

Para el diseño del parche es necesario realizar un estudio de los diferentes sustratos disponibles en el mercado, teniendo en cuenta lo expuesto anteriormente en el *Capítulo 2*. En la *Tabla 1* se muestran diferentes aspectos a tener en cuenta en el diseño de una antena de tipo parche, que están relacionados con el espesor del sustrato y la permitividad eléctrica. En la *Tabla 2* se observan diferentes sustratos con sus características más importantes como la constante dieléctrica o la tangente de pérdidas.

Substrato	Constante dieléctrica	Tangente de pérdidas
Rohacell Foam	1.07	0.001
Kapton	3.5	0.002
RT Duroid 5880	2.2	0.0009
GaAs	13	0.0001

Tabla 2. Características de diferentes sustratos comerciales.

Teniendo en cuenta ambas tablas, se ha optado por implementar los parches utilizando el sustrato RT/Duroid 5880 que presenta una constante dieléctrica de  $\epsilon_r = 2.2$  y tiene una tangente de pérdidas baja. La tangente de pérdidas de este sustrato es de las menores y presenta una permitividad dieléctrica de valor medio. Otras soluciones como el material GaAs presentan menos pérdidas, pero su permitividad es muy elevada. Dado que el sustrato puede tener diferentes alturas (desde 0.127 mm hasta 1.575 mm) es importante su selección. En este caso se ha optado por una altura de  $h_{sub} = 1.575 \text{ mm}$ , ya que con esta se puede obtener mayor ancho de banda y una menor sensibilidad frente a tolerancias de fabricación.

Existen varias formas de alimentar una antena de tipo parche, las cuales han sido comentadas en el *Capítulo 2 apartado 2.2.3*. La *Tabla 3* muestra las diferentes ventajas y desventajas de las posibles alimentaciones para una antena de parche. Como la antena se va a diseñar mediante la tecnología ESICL, las alimentaciones basadas en cable coaxial y mediante línea de transmisión quedan descartadas, puesto que no es posible su desarrollo en la ESICL. Por lo tanto, sólo es posible implementar la alimentación sin contacto físico, siendo la topología elegida el acoplamiento por apertura o ranura. Este tipo de acoplamiento permite la fabricación por separado de los diferentes elementos de la antena, lo que facilita tanto el diseño como la implementación de la antena. Además, permite la reducción de lóbulos secundarios.

Alimentación	Ventajas	Desventajas
Línea de transmisión	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Fácil fabricación</li> <li>- Fácil adaptación a la antena</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Aparición de lóbulos secundarios</li> </ul>

Cable coaxial	- Lóbulos secundarios menores	- Fabricación compleja
Acoplamiento por proximidad	- Mayor flexibilidad en el diseño.	- Fabricación compleja - Aparición de lóbulos secundarios
Acoplamiento por apertura o ranura	- Permite la fabricación por separado de los elementos radiantes y de la red de alimentación. - No utiliza elementos verticales a la antena.	- Alta precisión necesaria debido a sus dimensiones.

Tabla 3. Ventajas y desventajas de los tipos de alimentación de una antena de parche.

#### 4.2 Estudio de corrientes en la ESICL y de la alimentación en ESICL

Una vez elegida la forma de alimentación de la antena, es necesario estudiar su comportamiento para la correcta implementación y funcionamiento de ésta y de la antena. Una apertura se excita cuando el campo eléctrico es perpendicular a ésta, por lo que es necesario conocer la distribución de corrientes en la ESICL para la orientación de la apertura. En la Figura 26 se muestran las diferentes posibles orientaciones de la apertura, donde la apertura se representa en verde y el campo eléctrico en rojo.

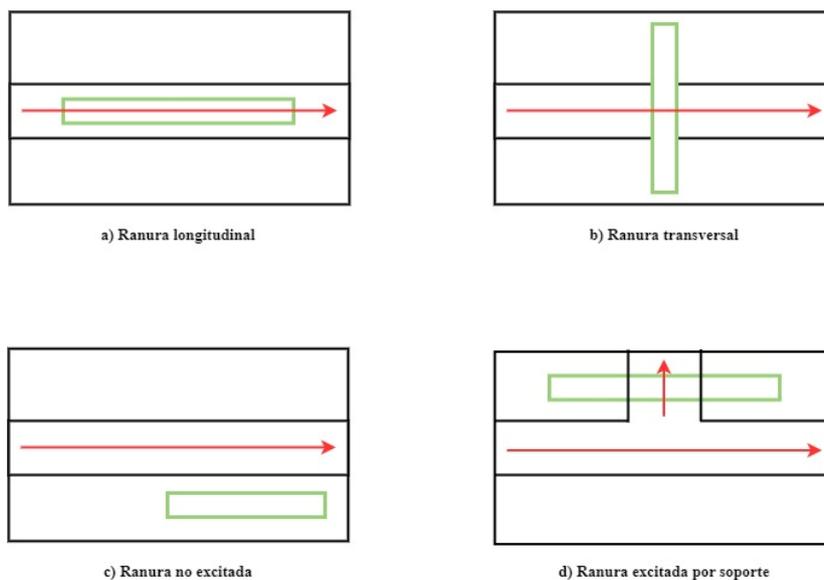


Figura 26. Diferentes orientaciones de una apertura en ESICL.

Para la Figura 26. a) y c) la apertura no se excitará debido a que el campo eléctrico no es perpendicular a ésta. Sin embargo, en la Figura 26. b) la apertura si se excitaría, pero para nuestro caso no es posible esta orientación ya que la ranura tiene que medir  $\lambda_0/2$ , para que sea resonante, y esto es mayor que el ancho de la ESICL, por lo que es necesario encontrar otra solución. Por lo tanto, se ha optado por la orientación representada en la Figura 26. d), en la que se añade un soporte en la ESICL que se encuentra conectado entre el conductor interior y exterior, encontrándose este cortocircuitado, en un lateral. Esto permite que se genere una distribución de corrientes, o de campo eléctrico, que presenta la orientación mostrada, permitiendo colocar una ranura y sienta esta excitada.

### 4.3 Diseño del parche individual

#### 4.3.1. Diseño inicial

Una vez elegido el sustrato y su altura, se podrán calcular las dimensiones del parche haciendo uso de las ecuaciones (2.14), (2.15), (2.16), (2.17) y (2.18) mediante su implementación en un script de Matlab como se muestra en el Anexo 1, obteniendo los resultados mostrados en la Tabla 4. Para obtener estos valores se ha utilizado la frecuencia de operación de 11.7 GHz, la permitividad dieléctrica  $\epsilon_r = 2.2$ , la velocidad de la luz en el vacío  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s y una altura del sustrato de  $h_{sub} = 1.575$  mm.

Descripción parámetro	Variable	Valor obtenido
Ancho parche	$W_p$	10.1 mm
Constante dieléctrica efectiva	$\epsilon_{reff}$	1.9549
Longitud efectiva	$L_{eff}$	9.2 mm
Incremento de longitud	$\Delta L$	0.79605 mm
Longitud del parche	$L_p$	7.6 mm

Tabla 4. Valores obtenidos para el dimensionamiento del parche.

La línea ESICL se ha terminado en cortocircuito, generando una onda estacionaria y el parche es alimentado mediante una ranura ubicada en la parte superior de la ESICL. En la Figura 27 se muestra la geometría de la antena con las diferentes variables utilizadas tanto para el parche, como la ranura y la ESICL. La Figura 27. a) muestra la antena de parche (elemento radiante en gris) de dimensiones  $W_p$  y  $L_p$ , y el sustrato representado de color azul. En la parte inferior de dicha capa (Figura 27 b)), se puede observar la ranura de longitud  $L_{ranura}$  y anchura  $W_{ranura}$ , situada a una distancia  $l_{short}$  del cortocircuito. Puesto que se genera una onda estacionaria en la ESICL, la posición de la ranura respecto al cortocircuito ha sido fijada inicialmente a una distancia de  $l_{short} = \lambda/4$ . Por otro lado, respecto a la ESICL, en la Figura 27 c) se observa la estructura de la ESICL, donde se ha representado de color verde la ranura, y el conductor central junto con el soporte de color gris. La anchura del conductor exterior viene determinada por la variable  $W_{ext}$ , mientras que la del conductor interior por  $W_{int}$ , que han sido fijadas con el objetivo de obtener una impedancia característica de  $Z_0 = 50 \Omega$ . La ranura se encuentra desplazada respecto al centro de la ESICL una distancia controlada por la variable Offset. Por último, el soporte que une el conductor exterior e interior viene controlado por la variable  $L_{soporte}$ .

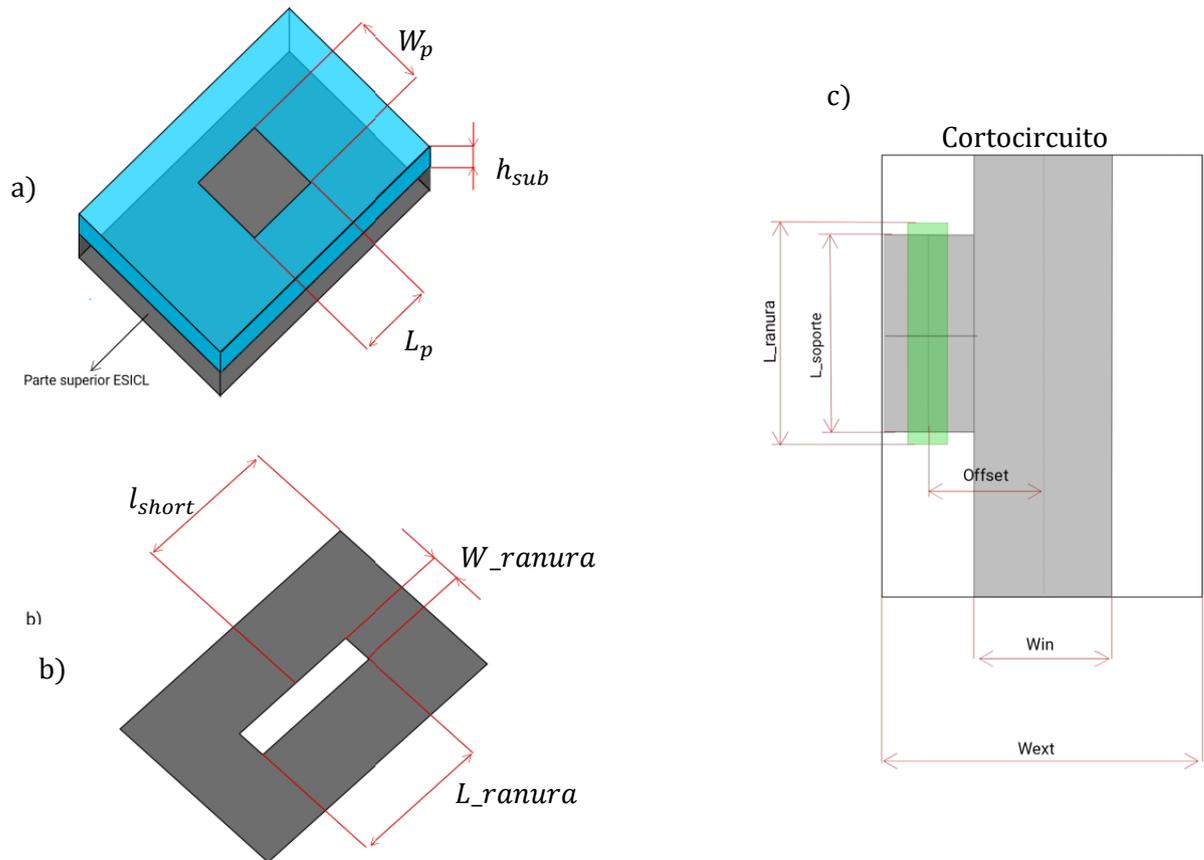


Figura 27. Geometría de la antena de parche y de la ranura a) Tapa superior metalización parte superior con el parche. b) Tapa superior metalización parte inferior con la ranura. c) ESICL terminada en cortocircuito con soporte.

La estructura ha sido montada en CST (ver Figura 28), simulada y optimizada con el fin de mejorar la respuesta

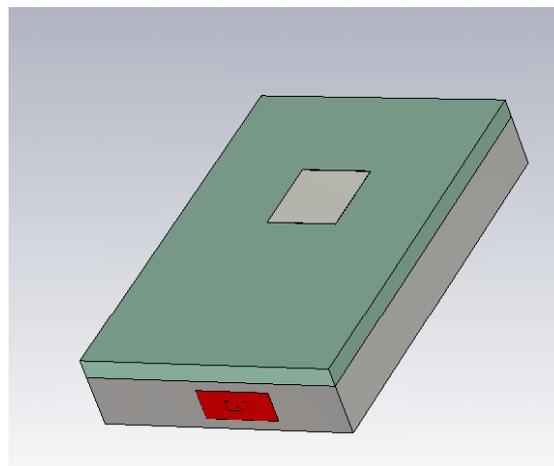


Figura 28. Diseño del parche individual en CST.

La Figura 29 muestra el  $S_{11}$  tras la optimización, donde se puede observar que no cumple las especificaciones buscadas. El motivo de esto es debido a que el soporte que permite excitar la ranura genera reflexiones que no son posibles de compensar con la geometría propuesta.

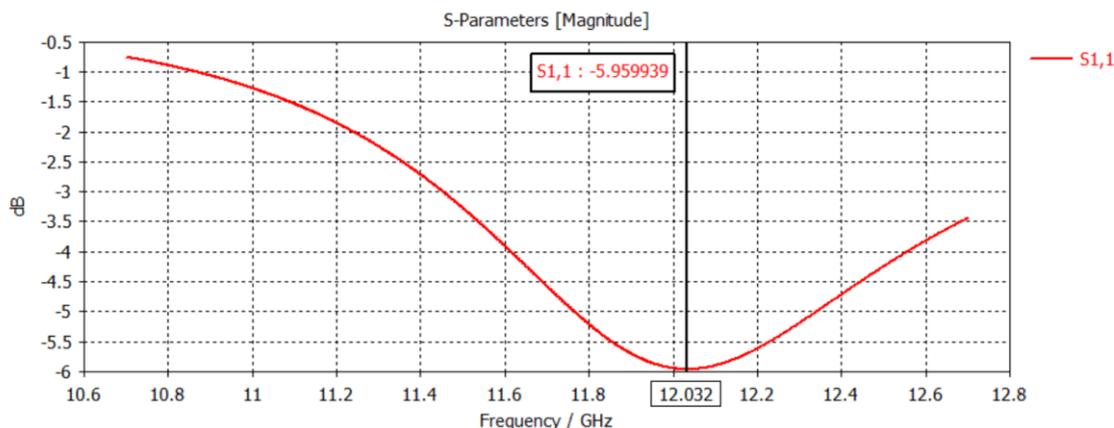


Figura 29. Coeficiente de reflexión del diseño inicial del parche sin soporte de compensación.

En la Tabla 5 se muestran los parámetros de diseño del parche individual.

Parámetro de diseño	Variable	Valor (mm)
Ancho parche	$W_p$	5.762
Longitud parche	$L_p$	6.267
Ancho ranura	$W_{ranura}$	1.282
Longitud ranura	$L_{ranura}$	6.893
Posición ranura respecto al cortocircuito de la ESICL	$l_{short}$	6.933
Longitud del soporte	$L_{soporte}$	2.719
Distancia desde el centro del conductor central al centro de la ranura	Offset	1.268

Tabla 5. Parámetros de diseño del parche individual.

#### 4.3.2. Diseño final

Con el fin de mejorar el coeficiente de reflexión, se estudió añadir un soporte de compensación, el cual se encuentra pegado al conductor exterior de la ESICL con una separación de 0.5mm del conductor interior. Esta limitación viene dada para evitar posibles problemas de fabricación. Este soporte adicional compensará al soporte principal el cual excita la ranura mediante un comportamiento capacitivo. En la Figura 30 se muestra una imagen del conductor interior de la ESICL con ambos soportes, donde el 1 corresponde al soporte que excita a la ranura y el 2 al soporte de compensación.

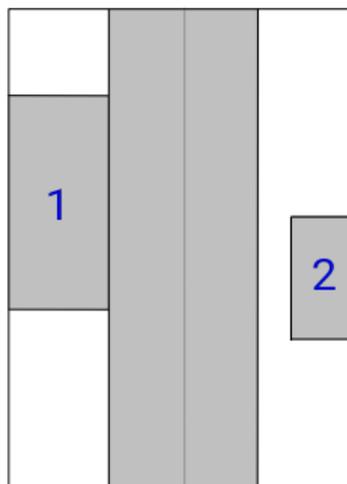


Figura 30. Esquema de la ESICL con soporte que excita la ranura y con soporte de compensación.

En la Figura 31 se observan la geometría de la ESICL necesarias para la correcta implementación de la antena de parche con el soporte de compensación en la ESICL. Además, se utilizan las variables de la Figura 27 correspondientes a las dimensiones del parche y ranura.

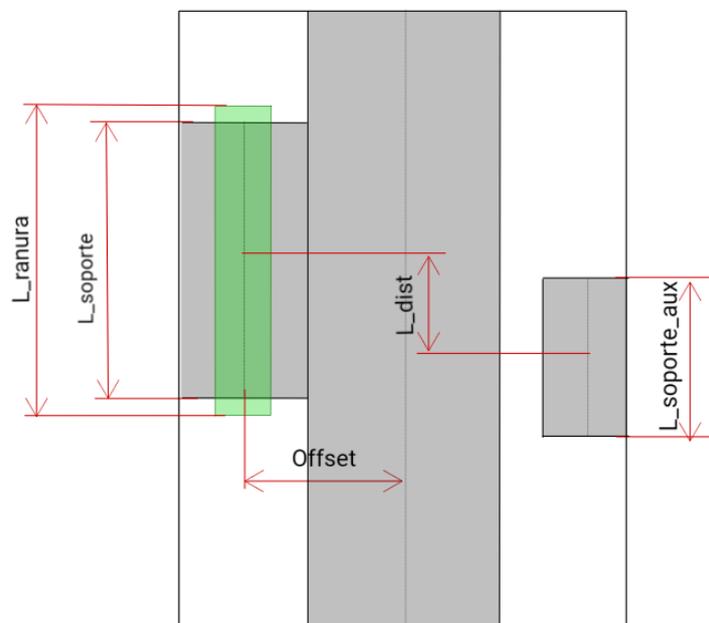


Figura 31. Geometría ESICL y ranura con diferentes parámetros a estudiar.

Los parámetros de diseño han sido  $l_{dist}$ ,  $L_{ranura}$ ,  $L_{soporte\_aux}$  y los parámetros correspondientes a los parches ( $L_p$  y  $W_p$ ), se ha optimizado utilizando el algoritmo Nelder Mead Simplex, con los objetivos de que el coeficiente de reflexión esté por debajo de -20 dB a la frecuencia de 11.7 GHz y de que en el rango de frecuencias desde 11.35 GHz a 12.05 GHz esté

por debajo de -12 dB, además del objetivo de que a 11.7 GHz la directividad tenga un valor superior a 8 dB.

La Figura 32 muestra el comportamiento del coeficiente de reflexión, el cual tiene un mínimo a 11.67 GHz, mientras que a la frecuencia de 11.7 GHz es superior a -20 dB como se deseaba. Respecto al ancho de banda medido para unas pérdidas de retorno de 10 dB, se puede observar que este cumple los objetivos propuestos en el rango de 11.35 y 12.05 GHz. La Tabla 6 muestra los valores de las variables de diseño tras la optimización.

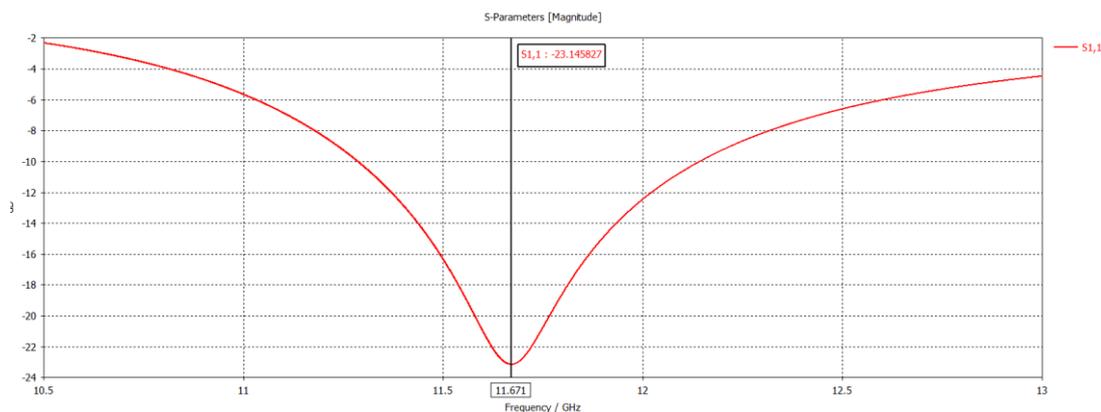


Figura 32. Comportamiento del coeficiente de reflexión con un soporte de compensación.

Variable	Valor (mm)
$l_{short}$	6.933
$L_p$	6.266
$L_{dist}$	1.302
L_ranura	6.909
L_soporte	2.719
L_soporte_aux	4.0
Offset	1.268
$W_p$	5.762
W_ranura	1.282

Tabla 6. Valores de las variables para el diseño del parche individual.

#### 4.4 Análisis del parche individual

Con el fin de conocer el comportamiento en frecuencia de un solo parche en ESICL, se realizaron varios análisis paramétricos de diferentes parámetros tanto de la ESICL como de la ranura.

En la Figura 31 se muestra un esquema de la ESICL y ranura con los diferentes parámetros a estudiar. El barrido paramétrico se ha realizado desde el punto óptimo, con un margen superior e inferior. En la Figura 33 y la Figura 34 se observan los resultados en el factor de reflexión para los parámetros  $L_{dist}$  y  $L_{soporte\_aux}$ , donde se puede apreciar que afectan ligeramente al factor de reflexión.

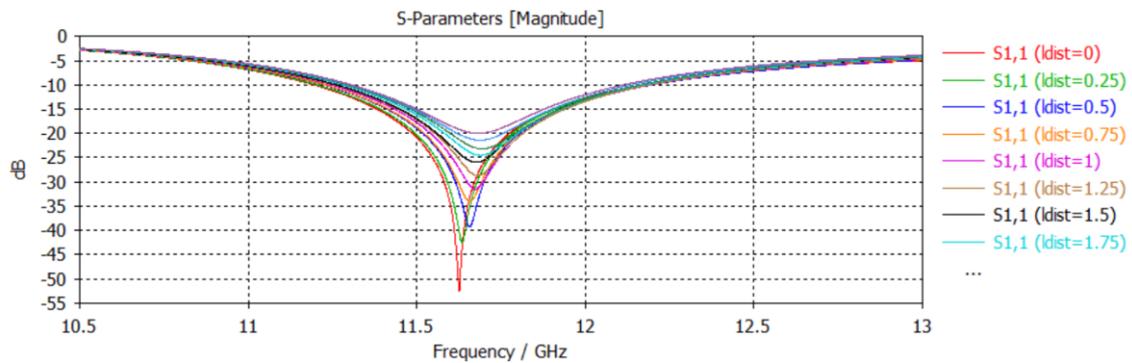


Figura 33. Barrido paramétrico del parámetro  $L_{dist}$ .

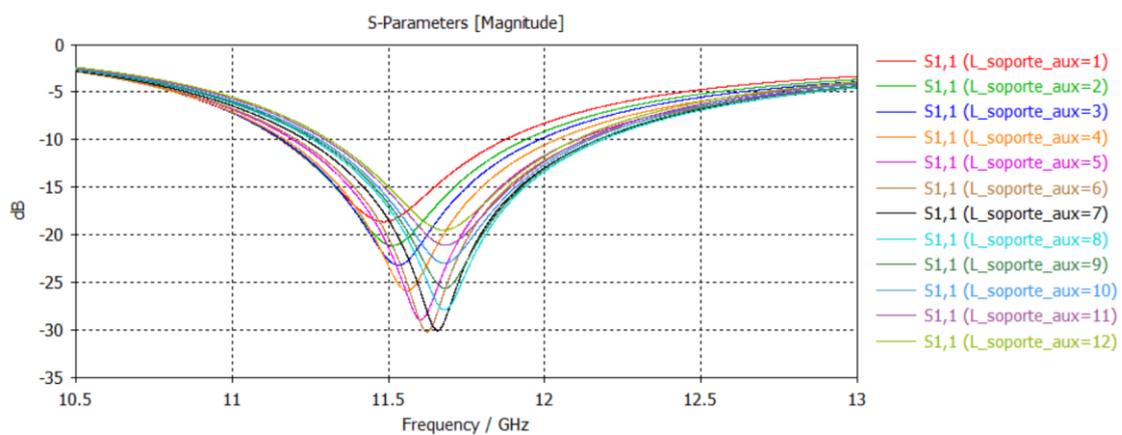


Figura 34. Barrido paramétrico del parámetro  $L_{soporte\_aux}$ .

Como se observa en la Figura 35, con el análisis paramétrico de la longitud de la ranura ( $L_{ranura}$ ), este parámetro tiene gran importancia en el diseño de la antena ya que puede determinar a qué frecuencia se obtiene un mínimo en el coeficiente reflexión.

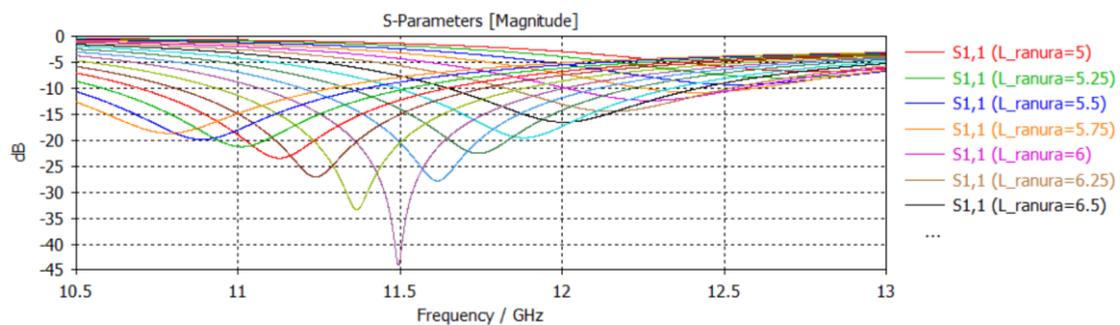


Figura 35. Barrido paramétrico del parámetro  $L_{ranura}$ .

Por último, respecto a los parámetros de Offset y la longitud del soporte no afectan significativamente al coeficiente de reflexión como se puede observar en la Figura 36 y la Figura 37 con sus respectivos análisis paramétricos.

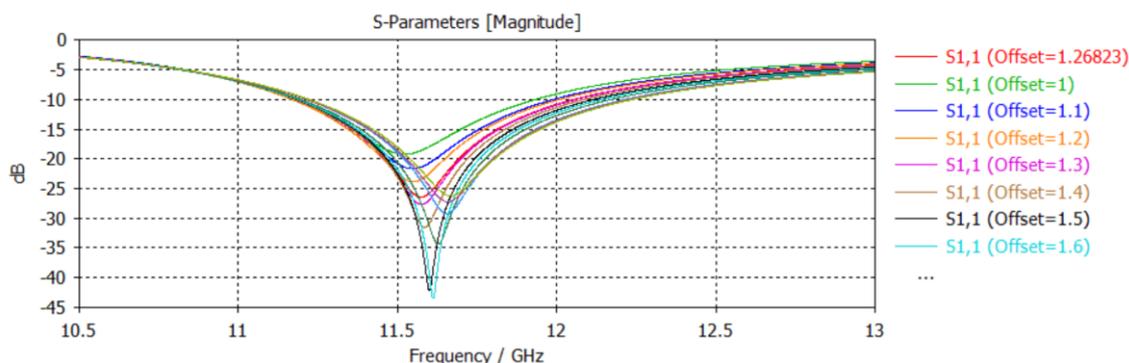


Figura 36. Barrido paramétrico del parámetro Offset.

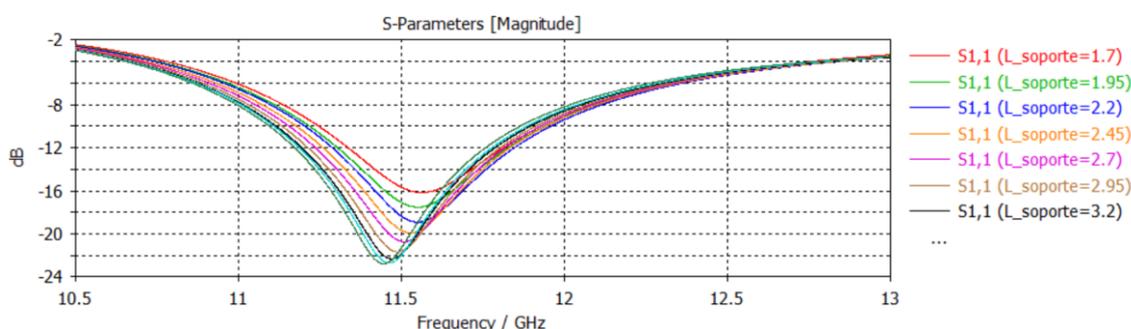


Figura 37. Barrido paramétrico del parámetro L\_soporte.

Tras la realización de los diferentes barridos paramétricos, se observa que el parámetro que más afecta a la respuesta del coeficiente de reflexión es la longitud de la ranura ( $L_{\text{ranura}}$ ) como se puede observar en la Figura 35. Por lo tanto, se decide fijar el valor del resto de parámetros con el fin de diseñar la antena sin colisiones, y reducir así el número de variables de diseño.

#### 4.5 Conclusiones

El diseño y desarrollo de una antena de parche requiere del estudio del substrato y del método de alimentación. Tras considerar varios substratos, se ha elegido el RT/Duroid 5880 debido a su constante dieléctrica de 2.2 y su baja tangente de pérdidas, optimizando el rendimiento en términos de ancho de banda y tolerancias de fabricación. Para la alimentación, se han descartado las opciones de contacto físico por no ser compatibles con la tecnología ESICL y se ha optado por el acoplamiento mediante apertura o ranura, permitiendo la fabricación separada de los componentes y facilitando el diseño y la implementación.

La elección de la orientación de la apertura es crucial para la correcta excitación de la ranura. Tras descartar varias orientaciones debido a limitaciones físicas y de fabricación, se ha optado por una orientación con un soporte en el conductor interior añadido en la ESICL, logrando la correcta distribución de corrientes para la excitación de la ranura. Para mejorar el coeficiente de reflexión se ha implementado un soporte de compensación, cumpliendo con los objetivos de diseño. Se han realizado una serie de análisis paramétricos, concluyendo en que la longitud de la ranura es uno de los parámetros más críticos para la optimización de la respuesta en frecuencia.

## Capítulo 5. Diseño de la agrupación 2x2

### 5.1 Estudio y selección de configuración

Una vez estudiado y diseñado un solo parche en ESICL, se han planteado y analizado diferentes soluciones para la implementación de la agrupación de parches. La primera solución estudiada ha sido el diseño de 2 parches colocados a ambos extremos del conductor interior de la ESICL separados una distancia de  $\lambda_0/2$ . Esta solución no era la adecuada debido a que las corrientes en los soportes que excitan a la ranura estaban desfasadas (ver Figura 38), provocando que el diagrama de radiación tuviera dos lóbulos principales en lugar de solo uno como muestra la Figura 39.

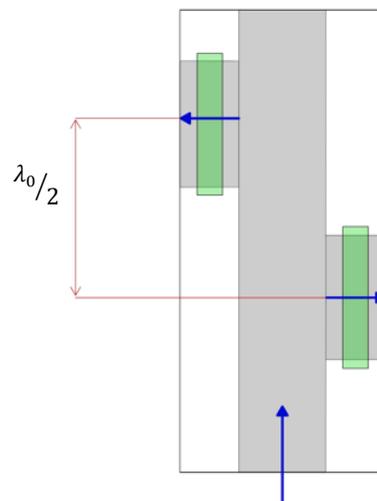


Figura 38. Diseño de dos ranuras a ambos extremos del conductor interior de la ESICL.

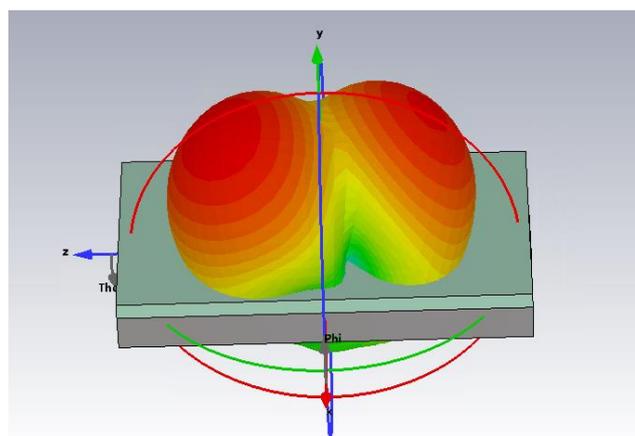
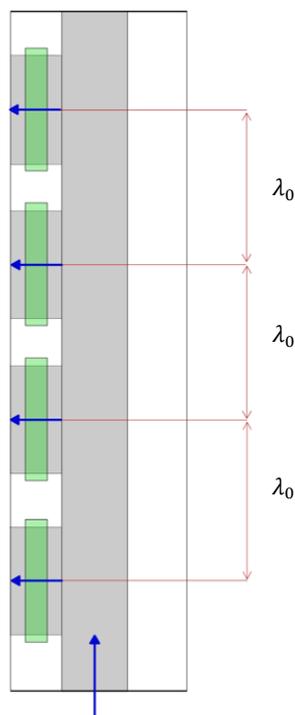


Figura 39. Diagrama de radiación con dos lóbulos principales.

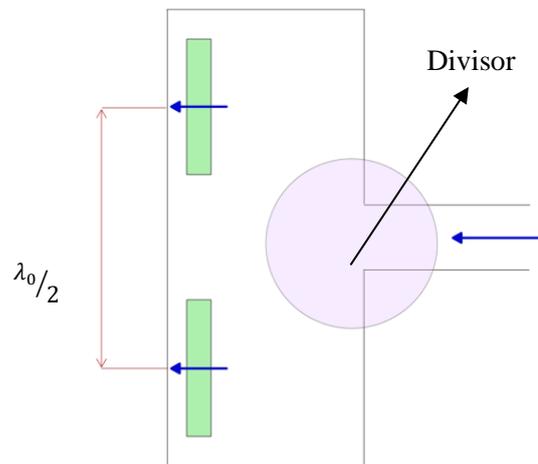
Tras descartar la solución mencionada anteriormente, se estudió un diseño en el que los cuatro parches estaban alineados en el mismo extremo del conductor interior de la ESICL como se muestra en la Figura 40. Así, los soportes que excitan a las ranuras tienen la componente del

campo eléctrico paralela a todos ellos, excitando las ranuras con la misma fase. La separación entre parches para esta solución era de una distancia de  $\lambda_0$ , lo que no resultaba viable al ser distancias muy grandes ya que no cumplía el objetivo principal de que la antena debe ser lo más compacta posible. Además, con una separación del orden de la longitud de onda, aparecen lóbulos de difracción en el diagrama de radiación del factor de agrupación no deseados.



**Figura 40. Diseño de cuatro ranuras en un mismo extremo de la ESICL.**

Finalmente, se estudió la implementación de dos parches separados una distancia de  $\frac{\lambda}{2}$  en una ESICL. Para la implementación de una agrupación de cuatro parches, se estudió la configuración de dos ESICLs alimentadas mediante una red de alimentación corporativa, o con divisores, donde en cada ESICL se encuentra una agrupación de 2 parches. La Figura 41 muestra el diseño de esta configuración. Esta solución permite obtener una separación entre los parches de  $\lambda_0/2$ , por lo tanto, es posible generar un diagrama de radiación de tipo broadside. Además, ofrece una solución modular, puesto que es posible extender la solución a múltiples parches. Por el contra partida, requiere diseñar los divisores, es decir, de la red de alimentación.

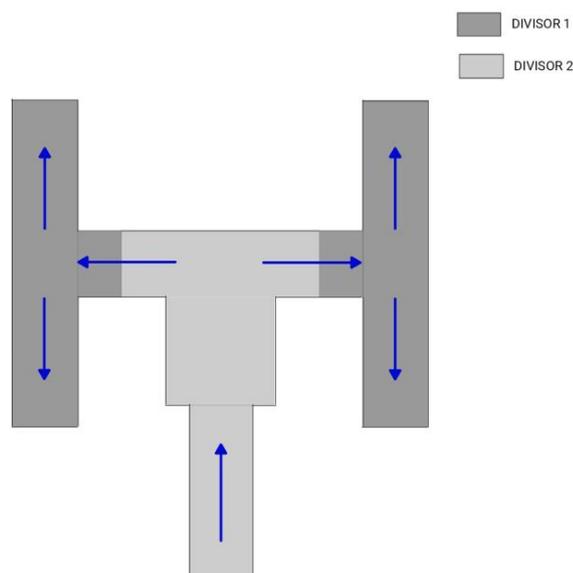


**Figura 41. Diseño de dos ranuras en una ESICL alimentadas mediante un divisor.**

Por lo tanto, a la vista de las diferentes opciones planteadas se ha optado por seleccionar la última solución, debido a sus ventajas en comparación con las otras soluciones planteadas.

## 5.2 Diseño de la red de alimentación

El diseño final de la agrupación de cuatro parches se realizará mediante una agrupación de 2x2 parches, para ello se diseñarán dos parches separados una distancia de  $\lambda_0/2$  en dos ESICLs distintas alimentadas mediante una ESICL en el medio de éstas. Los parches serán alimentados con igual fase y amplitud. Para la implementación de esta agrupación, se realiza un estudio y diseño de la red de alimentación, que consiste en dos divisores en T en plano del sustrato, obteniendo así una división 1x4. La Figura 42 muestra el diseño inicial de la red de alimentación, donde el divisor 1 es el divisor que alimenta a las ESICLs que contienen las antenas de parche y el divisor 2 es el divisor por el que se inyecta la señal.



**Figura 42. Diseño de la red de alimentación.**

El circuito equivalente del divisor en T simplificado equivale a una línea de transmisión en serie con dos líneas de transmisión en paralelo. En la Figura 43 se muestra el esquemático en líneas de transmisión correspondiente a este divisor y la numeración de los puertos. Cada puerto posee su impedancia característica de valor  $Z_{0i}$ , y para el puerto de entrada (denotado como 1), la impedancia que se verá desde la unión será el paralelo de las impedancias de los puertos 2 y 3, de salida, por lo tanto,  $Z_{in\_union} = Z_{03} // Z_{02}$ . Para el diseño del divisor 1, es necesario que las salidas (puertos 2 y 3) presenten una impedancia de  $Z_{02} = Z_{03} = 50 \Omega$ , ya que la ESICL tiene esa impedancia de línea debido a sus dimensiones, y es la que se ha utilizado para el diseño de la antena de tipo parche. Para conocer la impedancia de la salida de la unión se realiza el paralelo de las líneas de transmisión de  $50 \Omega$ , obteniendo un valor de  $Z_{in\_union} = 25 \Omega$ . Por lo tanto, fijando la impedancia del puerto  $Z_{01} = Z_{in\_union}$  el puerto de entrada (1) estará adaptado. Las salidas de este divisor corresponden con la implementación de la agrupación de dos antenas de parche, y puesto que existen reflexiones debidas a los soportes que alimentan a las ranuras y los soportes auxiliares, se estudiará su coeficiente de reflexión en conjunto con los parches.

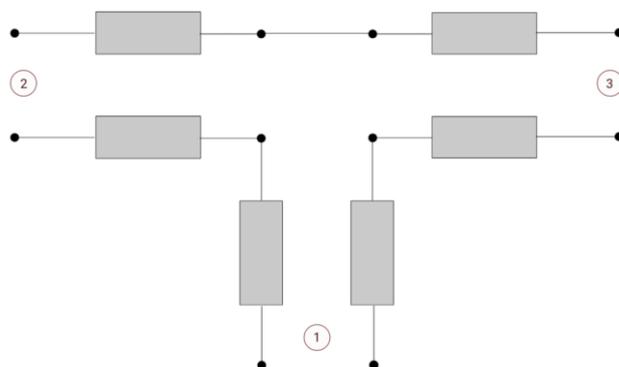


Figura 43. Esquemático correspondiente al divisor en T.

Además, en el diseño del divisor hay que tener en cuenta la limitación de espacio existente, puesto que se desea que los parches se encuentren separados una distancia de  $0.5\lambda_0$ , para evitar lóbulos de difracción. No obstante, se puede obtener un punto inicial de la sección transversal de la estructura, teniendo en cuenta que la anchura del conductor exterior e interior serán las variables que permitirán obtener la impedancia característica deseada. Las alturas vendrán fijadas por  $h_{cxe} = 2,598 \text{ mm}$  para el exterior y  $h_{cxi} = 0,866 \text{ mm}$  para el interior, y depende de los substratos utilizados como se ha destacado anteriormente. La Figura 44 muestra la geometría del divisor 1 con las variables de diseño que corresponden a la anchura del conductor exterior  $W_{coax_{extT1}}$  y la anchura del conductor interior  $W_{coax_{intT1}}$ , que han sido calculadas para obtener la impedancia característica de  $Z_{01} = 25 \Omega$ , haciendo uso de la ecuación (3.1).

Descripción parámetro	Variable
Ancho conductor interior del divisor 2	$W_{inT2}$
Ancho del conductor exterior del divisor 2	$W_{coax_{input}}$
Ancho del conductor interior del adaptador de impedancias del divisor 2	$W_{coax_{intT2}}$

Longitud del adaptador de impedancias del divisor 2	$l_{adapt}$
Ancho del conductor interior del divisor 1	$W_{coax_{intT1}}$
Ancho del conductor exterior del divisor 2	$W_{coax_{extT1}}$

Tabla 7. Variables de la red de alimentación.

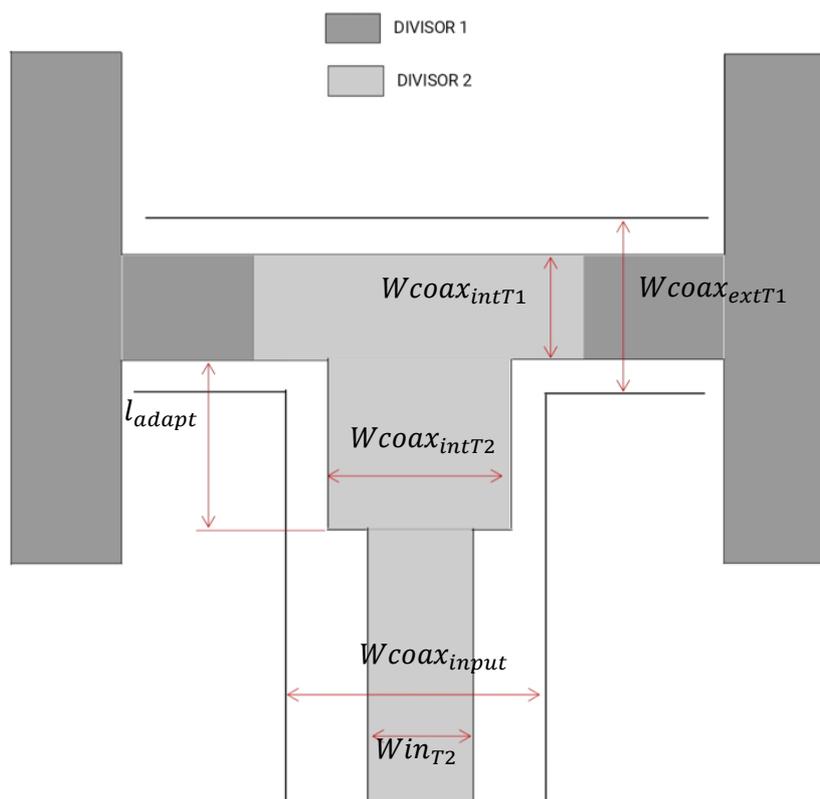


Figura 44. Geometría de la red de alimentación.

Para la correcta implementación del divisor 2, puesto que las líneas de salida tienen impedancias características de  $Z_{02} = Z_{03} = 25 \Omega$ , y la de entrada será de  $Z_{01} = 50 \Omega$ , será necesario añadir una adaptación de impedancias que permite compensar los efectos de la unión y la diferencia entre impedancia existentes. Este divisor estará adaptado para la implementación con el divisor 1 y su diseño se muestra en la Figura 44. Para ello, el adaptador de impedancias implementado estará basado en un adaptador de longitud  $\lambda_0/4$ , como se muestra en el esquemático de la Figura 45, donde  $Z_L = 12.5 \Omega$  es la impedancia resultante del paralelo de las salidas numeradas como 2 y 3, las cuales tienen una impedancia de  $25 \Omega$ , y  $Z_{in}$  equivale a la impedancia de  $50 \Omega$  de entrada deseada. Por lo tanto, teniendo en cuenta de que se trata de un adaptador de impedancias es posible obtener el valor de la impedancia  $Z_0'$  que permite adaptador el divisor, así como la longitud de dicha sección, haciendo uso de las siguientes ecuaciones,

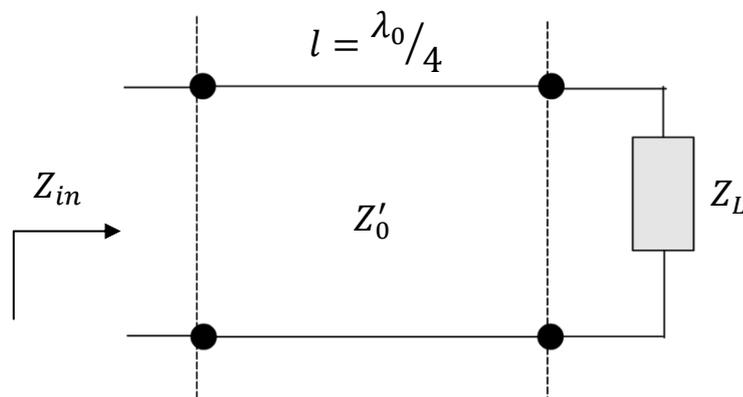


Figura 45. Esquemático del adaptador de impedancias.

$$l = \lambda_0/4 = \frac{c}{f} \cdot \frac{1}{4} = \frac{3 \cdot 10^8}{11,7 \cdot 10^9} \cdot \frac{1}{4} = 6.4 \text{ mm}$$

$$Z_{in} = \frac{Z_0'^2}{Z_L}$$

$$Z_0' = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_L} = \sqrt{50 \cdot 25} = 35.35 \Omega$$

donde  $c$  es el valor de la velocidad de la luz en el vacío y tiene un valor de  $3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$  y  $f$  es la frecuencia de diseño de la agrupación de antenas, con un valor de 11.7 GHz.

Debido a que la separación entre las antenas de parche de las dos ESICLs, que se encuentran a ambos extremos de la red de alimentación, debe ser de  $\lambda_0/2$  para evitar lóbulos de difracción, la anchura del conductor exterior de entrada en el divisor 2 ( $W_{coax_{input}}$ ) está limitada a un valor máximo de  $W_{coax_{input}} = 2.82 \text{ mm}$ , mientras que la anchura del conductor interior ha sido fijada con el fin de obtener la impedancia de  $Z_{01} = 50 \Omega$  utilizando la ecuación (3.1), dando lugar al valor de  $W_{in_{T2}} = 2.25 \text{ mm}$ .

A partir del valor de  $Z_0'$ , las dimensiones físicas correspondientes correspondiente al adaptador de impedancias se pueden calcular fijando la anchura del conductor exterior en dicha sección y modificando la anchura del conductor interior  $W_{coax_{int_{T2}}}$  con el fin de obtener el valor de impedancia. Para ello, se hace uso de la ecuación (3.1) de la impedancia, así como las alturas del conductor exterior e interior, y la anchura del conductor exterior, obteniendo la anchura del conductor interior  $W_{coax_{int_{T2}}} = 2.25 \text{ mm}$ . Los valores finales para la red de alimentación pueden observarse en la Tabla 8.

En la Figura 46 se muestra el coeficiente de reflexión para el divisor 2, donde se observa que a la frecuencia de operación de la antena (11.7 GHz) tiene un valor por debajo de -20 dB. Los coeficientes de transmisión correspondientes al divisor 2 de los puertos 1-2 y 1-3 se muestra en la Figura 47 y la Figura 48 respectivamente, donde se observa que a la frecuencia de operación de la antena se obtienen valores próximos a -3 dB. Este valor es el esperado en un divisor 1x2.

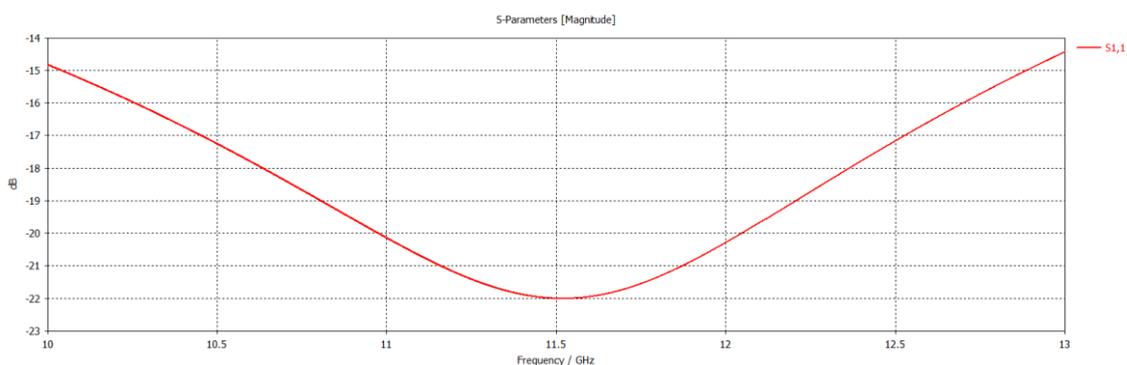


Figura 46. Coeficiente de reflexión del divisor 2.

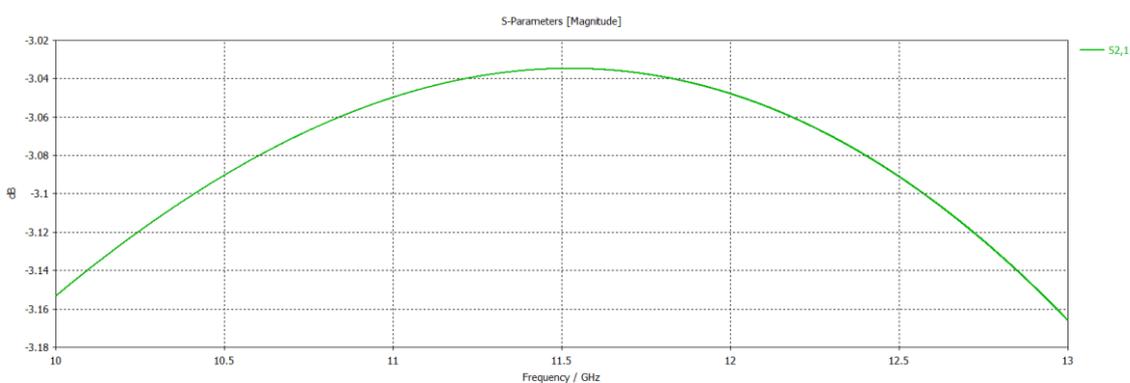


Figura 47. Coeficiente de transmisión del puerto 2 correspondiente al divisor 2.

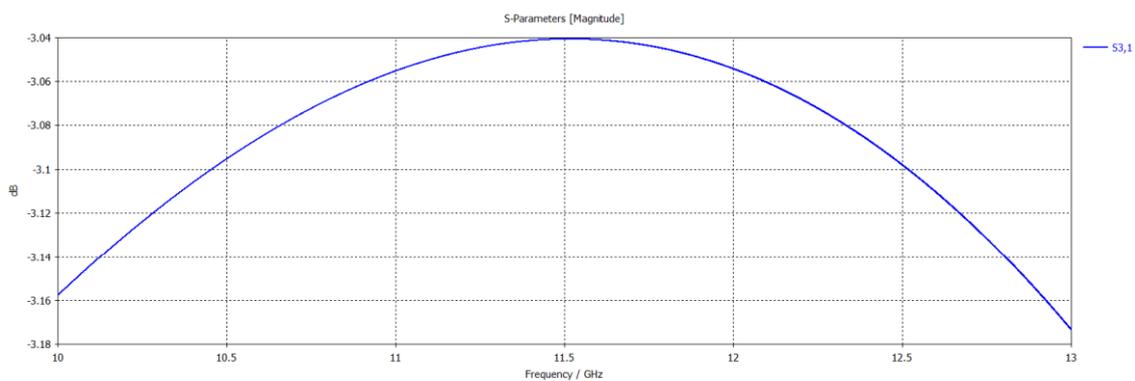


Figura 48. Coeficiente de transmisión del puerto 3 correspondiente al divisor 2.

Variable	Valor (mm)
$W_{inT2}$	1.3
$W_{coax_{input}}$	2.82
$W_{coax_{intT2}}$	2.25
$l_{adapt}$	6.4
$W_{coax_{intT1}}$	2.201

$W_{coax_{extT1}}$	2.713
--------------------	-------

Tabla 8. Valores de las variables de la red de alimentación.

### 5.3 Diseño agrupación 2x2

Una vez realizado el diseño de la red de alimentación y la configuración de las antenas de parche, se ha realizado el diseño de la agrupación 2x2. En la Figura 49 se muestra el diseño de las dos ESICLs y los dos divisores. Las líneas discontinuas representan el conductor interior de la ESICL, tanto los soportes de excitación y compensación como el conductor interior de la red de alimentación, las figuras representadas en gris son los elementos radiantes de la antena de parche y las figuras representadas en verde son las ranuras que se encuentran en la parte superior de la ESICL. Entre los elementos radiantes y las ranuras se encuentra el substrato elegido en el *Capítulo 4 apartado 4.1*. Los elementos radiantes se encuentran separados una distancia de  $\lambda_0/2$  entre ellos, es decir, entre las antenas de parche que se encuentran en una misma ESICL y la separación entre elementos radiantes que se encuentran en las distintas ESICLs debe ser de media longitud de onda, evitando así la aparición de lóbulos de difracción. La dirección del campo eléctrico se representa mediante flechas azules en la Figura 49, sumándose en fase las contribuciones de los cuatro elementos radiantes de las antenas de parche.

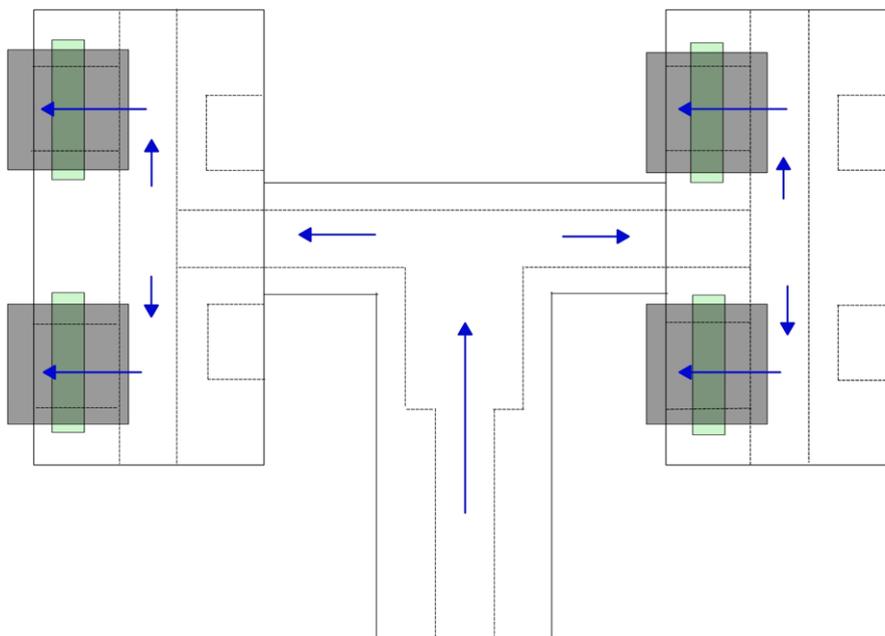


Figura 49. Diseño de la agrupación 2x2 con red de alimentación.

Este diseño no puede realizarse con simetría (antenas de parche en el lado izquierdo y derecho de cada ESICL), como se muestra en la Figura 50, debido a que las contribuciones de campo eléctrico no se sumarían en fase, lo que resultaría en la aparición de dos lóbulos principales como ocurre en el primer caso estudiado para la configuración de la agrupación. (ver Figura 38 y Figura 39).

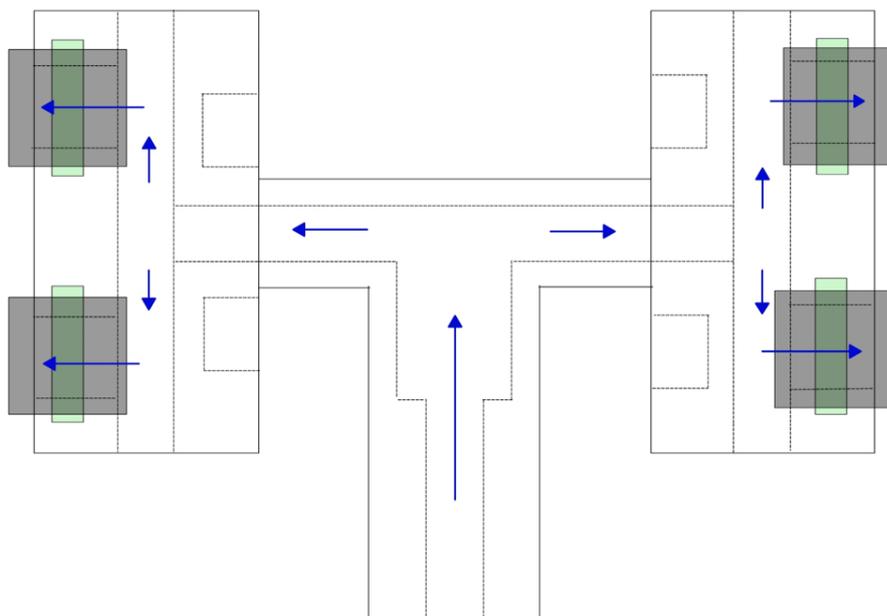


Figura 50. Diseño de la agrupación 2x2 con simetría.

Por lo tanto, la topología seleccionada ha sido la que está representada en la Figura 49. Debido a las reflexiones existentes por los soportes que excitan las ranuras y los soportes de compensación, así como que estos últimos se encuentran geoméricamente cerca del divisor, el diseño de este, junto con los parches ha sido realizado en conjunto. Con el fin de modificar lo menos posible el elemento radiante, y para compensar estos efectos, se ha añadido un elemento de compensación o adaptación en el divisor 1 en ambas ESICLs como se puede observar en la Figura 51. Este elemento presenta una anchura de  $w_{comp}$  y una longitud de  $l_{comp}$ , los cuales deben limitarse con el fin de que no colisionen con los soportes de compensación, ni con las paredes de la ESICL. Estas variables han sido optimizadas con el algoritmo Nelder Mead Simplex, con los objetivos de obtener un coeficiente de reflexión a 11.7 GHz menor de -25 dB y que en el rango de frecuencias comprendido entre 11.15 y 12.15 GHz sea menor de -10 dB. A estos parámetros, también se añadieron los parámetros correspondientes al divisor 2, del adaptador de impedancias, que son el ancho del conductor interior del adaptador de impedancias y la longitud de este. Se ha obtenido que con  $W_{coax_{intT2}} = 2.252$  mm y  $l_{adapt} = 4.685$  el coeficiente de reflexión a la frecuencia de 11.64 GHz es de -27.648 dB como se muestra en la Figura 52, donde se puede observar que a la frecuencia de operación de la antena (11.7 GHz) el coeficiente de reflexión está por debajo de -20 dB, cumpliéndose los objetivos propuestos.

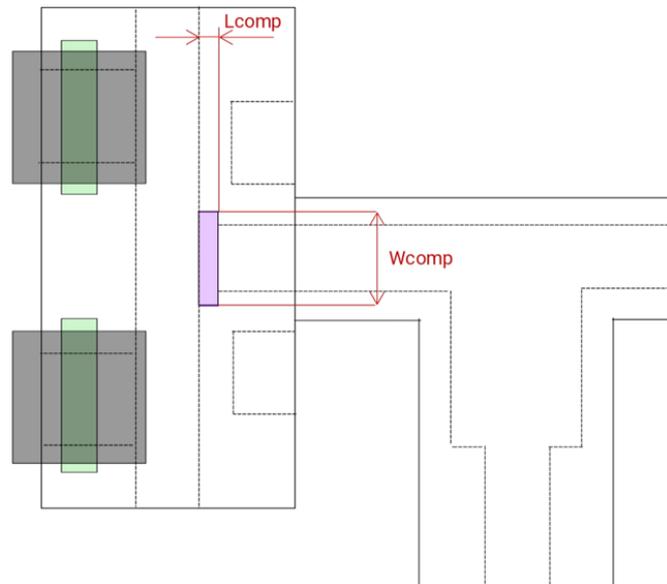


Figura 51. Geometría del soporte de compensación en el divisor 1 en el diseño de la agrupación.

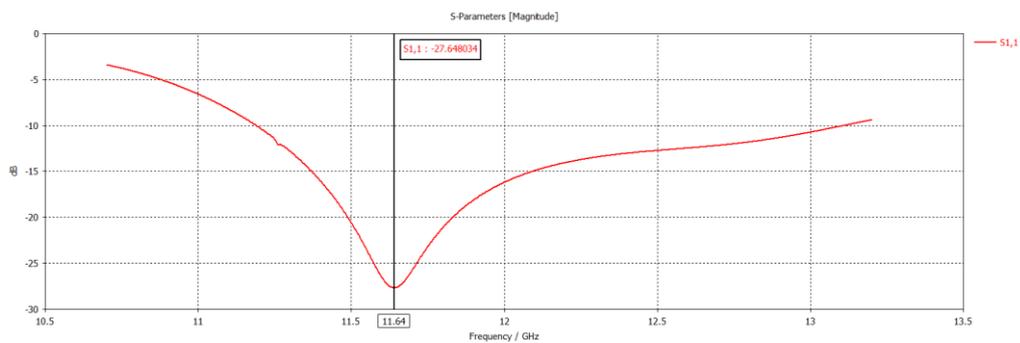


Figura 52. Coeficiente de reflexión en el diseño de la agrupación 2x2.

El diagrama de radiación y la implementación de la agrupación 2x2 junto con la red de alimentación se muestra en la Figura 53, donde se puede observar que el resultado es el esperado. La directividad obtenida para la frecuencia de operación de la antenna (11.7 GHz) es de 12.01 dB.

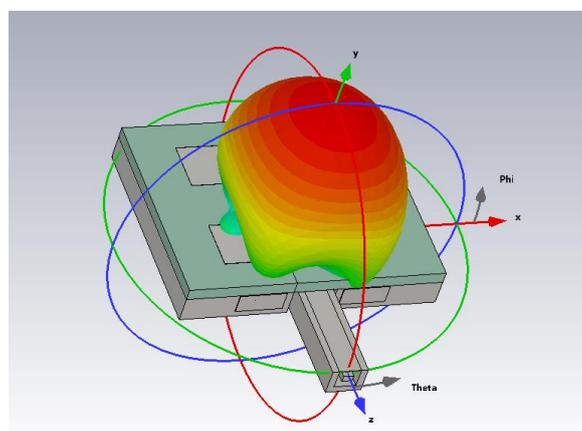
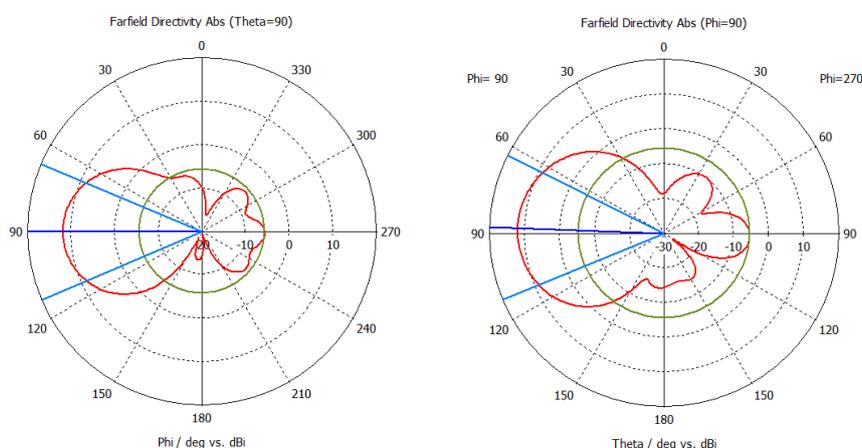


Figura 53. Diagrama de radiación del diseño de la agrupación 2x2.

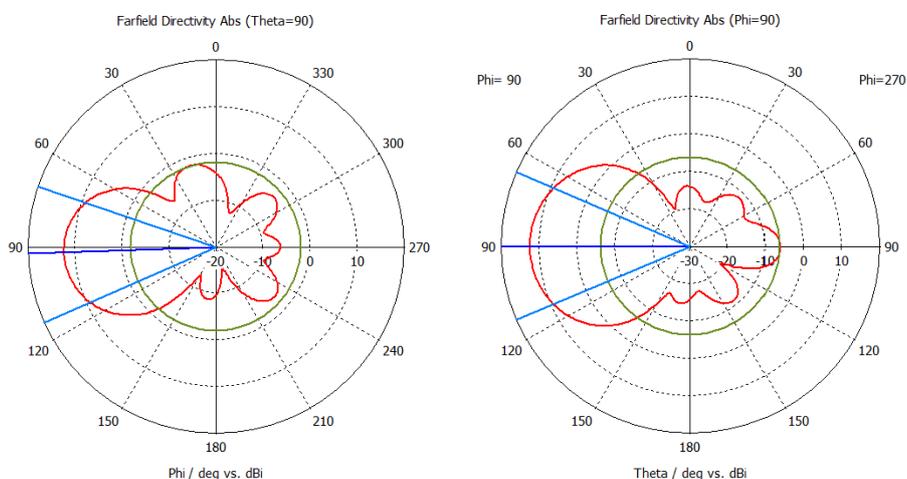
A continuación, se muestran los cortes en el diagrama de radiación, representados en rojo, de la agrupación 2x2 para los valores de  $\theta = 90^\circ$  y  $\phi = 90^\circ$  a las frecuencias de 11.3 GHz (ver Figura 54), 12.2 GHz (ver Figura 55) y 12.7 GHz (ver Figura 56). Se puede observar que a mayor frecuencia los lóbulos secundarios son mayores ya que la separación entre los elementos radiantes de la agrupación es de media longitud de onda para la frecuencia de operación (11.7 GHz), y al aumentar la frecuencia disminuye el valor de la longitud de onda por lo que los elementos radiantes se encuentran separados una distancia superior a media longitud de onda.

Para la frecuencia de 11.3 GHz se obtiene una directividad de 11.77 dB y se puede observar en la Figura 54 que los lóbulos secundarios presentan un valor pequeño.



**Figura 54.** Corte del diagrama de radiación en  $\theta = 90^\circ$ , y  $\phi = 90^\circ$  de la agrupación a la frecuencia de 11.3 GHz.

Para la frecuencia de 12.2 GHz se obtiene una directividad de 12.23 dB y a la frecuencia de 12.7 GHz presenta una directividad de 12.39 dB. Según aumenta la frecuencia se consigue una mayor directividad, pero en contra partida los lóbulos secundarios son mayores con forme aumenta la frecuencia, lo que implica en interferencias en direcciones no deseadas. Se puede observar que los lóbulos secundarios de la Figura 55 tienen un valor menor que los lóbulos secundarios de la Figura 56.



**Figura 55.** Corte del diagrama de radiación en  $\theta = 90^\circ$ , y  $\phi = 90^\circ$  de la agrupación a la frecuencia de 12.2 GHz.

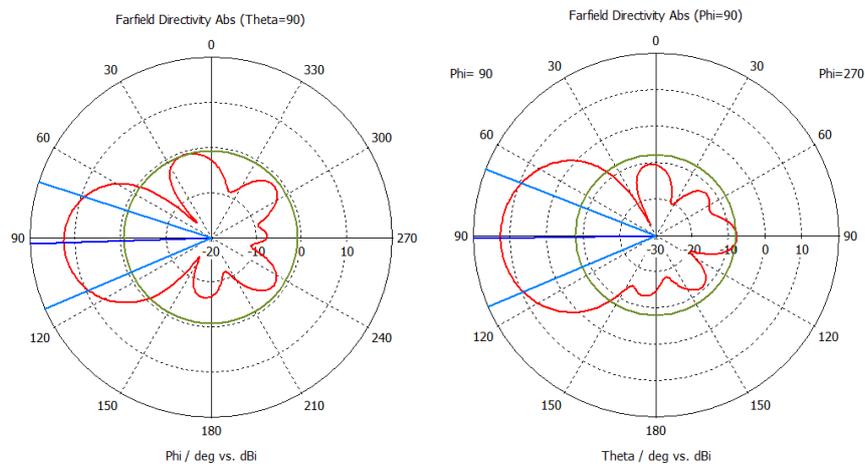


Figura 56. Corte del diagrama de radiación en  $\Theta = 90^\circ$ , y  $\phi = 90^\circ$  de la agrupación a la frecuencia de 12.7 GHz.

## Capítulo 6. Diseño del modelo por capas

### 6.1 Diseño por capas de la agrupación en ESICL

Para la fabricación de la antena diseñada, y obtener un diseño real, es necesario realizar un diseño por capas del modelo final. Cada capa consiste en un sustrato con metalizaciones en las partes superiores e inferiores de este, además de una galvanización. La antena diseñada para este trabajo contará con 5 capas; el conductor exterior se crea con cortes en las capas 2, 3 y 4, las tapas superior e inferior se crean con las capas 1 y 5, que a su vez la capa 5 se utiliza para la implementación de la antena de parche.

En la Figura 57 se muestra la implementación del conjunto de las capas en CST. La Capa 5 que implementa la antena de parche, tendrá una altura de sustrato mayor que las otras capas ya que es el sustrato correspondiente a la antena de parche, con un valor de  $h_{sub} = 1.575mm$ .

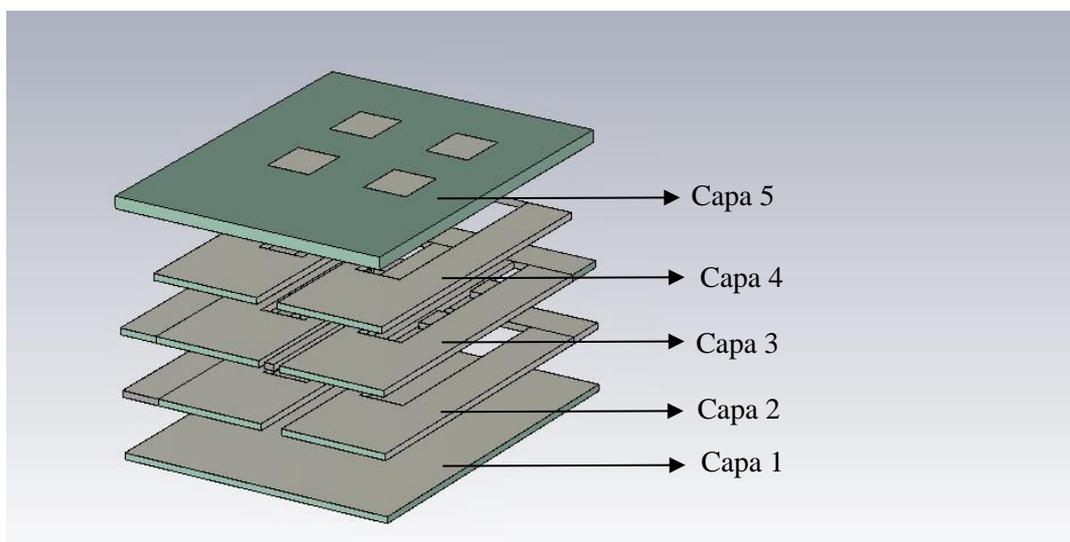


Figura 57. Diseño de la agrupación 2x2 por capas.

En la Figura 58. a) se muestra el diseño de la capa central (Capa 3), que es la capa que contiene los conductores interiores de la ESICL, los soportes que excitan a las ranuras, los soportes de compensación y la red de distribución 1x4. En la Figura 58. b) se muestra el diseño de las capas 2 y 4.

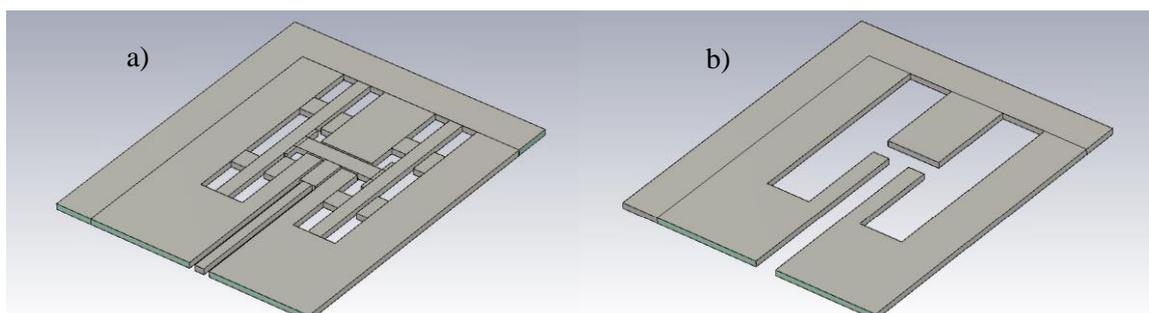
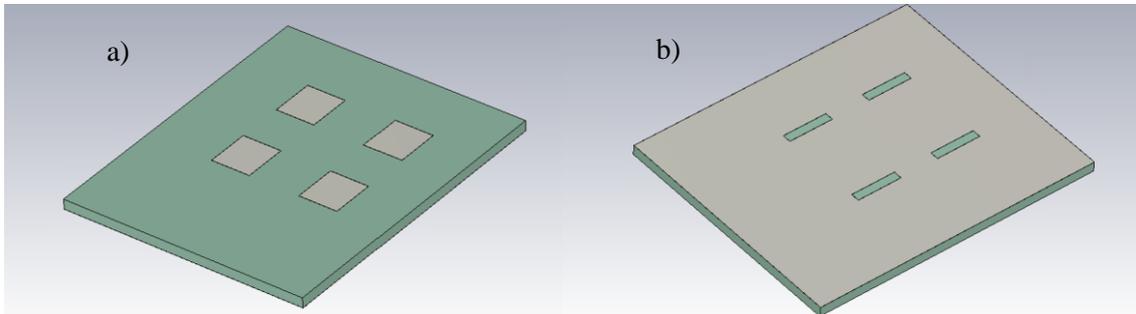


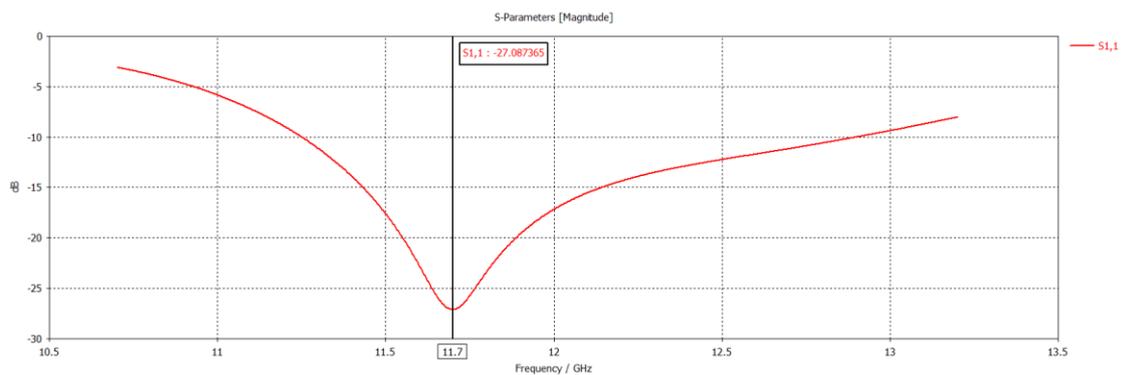
Figura 58. Diseño de la capa central (Capa 3) (a) y las capas 2 y 4 (b).

En la Figura 59 se puede observar el diseño de la capa superior que contiene la agrupación de parches en la parte superior y las ranuras en la parte inferior de ésta.

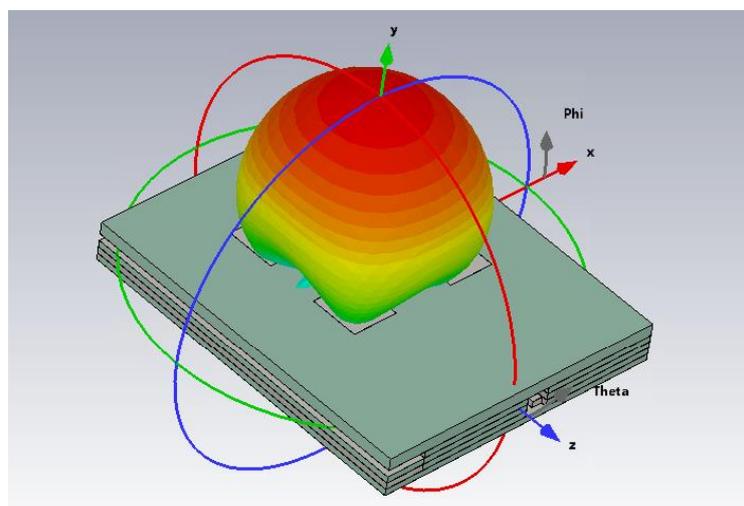


**Figura 59. Diseño de la capa superior (Capa 5) con la agrupación de antenas de parche (a) y ranuras en la parte inferior de ésta (b).**

A la frecuencia de diseño de la antena se obtiene un coeficiente de reflexión de  $-28.386$  dB como se muestra en la Figura 60, además de obtener el diagrama esperado para una agrupación de antenas de parche como se observa en la Figura 61.

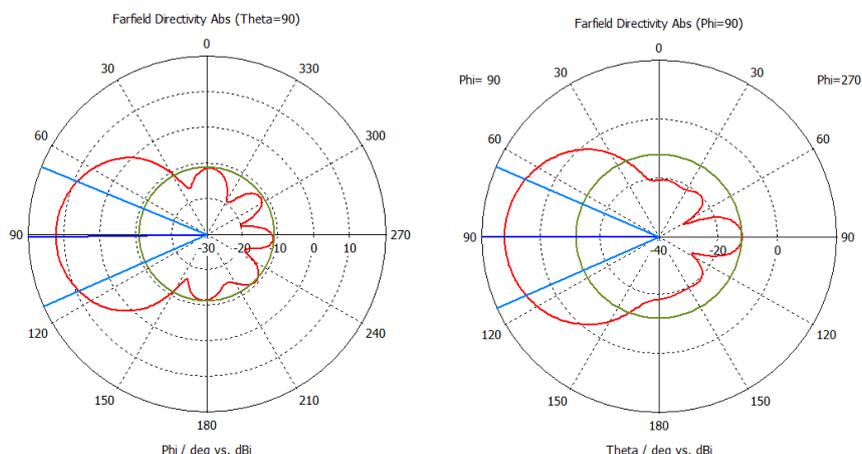


**Figura 60. Coeficiente de reflexión del diseño por capas.**



**Figura 61. Diagrama de radiación del diseño por capas a la frecuencia de operación.**

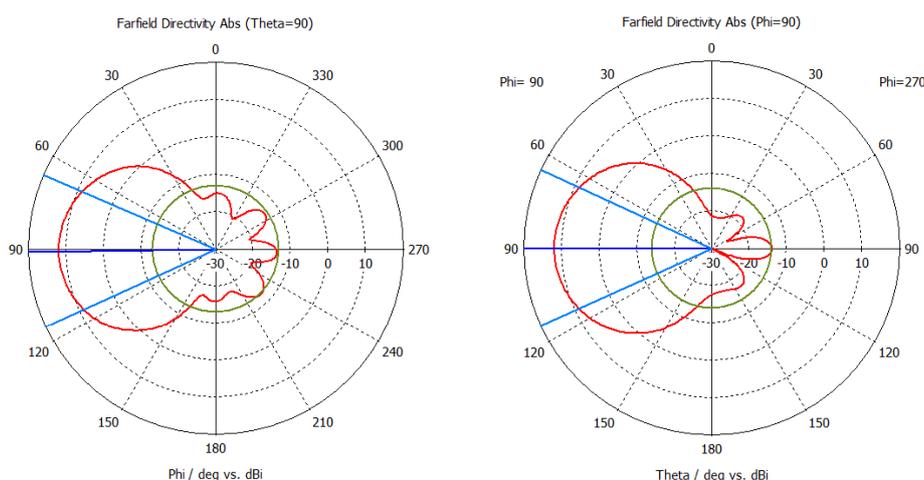
Para la frecuencia de operación se obtiene una directividad de 12.09 dB y un ancho de haz a -3 dB de 46.4 grados en el plano E y 47.5 grados en el plano H. En la Figura 62 se muestran los cortes en el diagrama de radiación para los valores de  $\theta = 90^\circ$  y  $\phi = 90^\circ$ , mostrados de color rojo para la frecuencia de operación. Se observa que la dirección de apuntamiento del lóbulo principal es la esperada para las antenas de parche.



**Figura 62.** Corte del diagrama de radiación en  $\theta = 90^\circ$ , y  $\phi = 90^\circ$  a la frecuencia de operación 11.7 GHz.

A continuación, se muestran los cortes en el diagrama de radiación, representados en rojo, de la agrupación 2x2 para los valores de  $\theta = 90^\circ$  y  $\phi = 90^\circ$  a las frecuencias de 11.3 GHz (ver Figura 63), 12.2 GHz (ver Figura 64) y 12.7 GHz (ver Figura 65). Al igual que en el *Capítulo 5 apartado 5.3*, se puede observar que a mayor frecuencia los lóbulos secundarios son mayores ya que los elementos radiantes se encuentran separados una distancia mayor de media longitud de onda.

Para la frecuencia de 11.3 GHz se obtiene una directividad de 11.75 dB y se puede observar en la Figura 63 que los lóbulos secundarios presentan un valor pequeño.



**Figura 63.** Corte del diagrama de radiación en  $\theta = 90^\circ$ , y  $\phi = 90^\circ$  a la frecuencia de 11.3 GHz.

Para la frecuencia de 12.2 GHz se obtiene una directividad de 12.46 dB y a la frecuencia de 12.7 GHz presenta una directividad de 12.83 dB. Se obtienen las mismas conclusiones que en el *Capítulo 5 apartado 5.3*, ya que con forme aumenta la frecuencia se consigue una mayor

directividad, pero los lóbulos secundarios son mayores, lo que implica en interferencias en direcciones no deseadas. Se puede observar que los lóbulos secundarios de la Figura 64 tienen un valor menor que los lóbulos secundarios de la Figura 65.

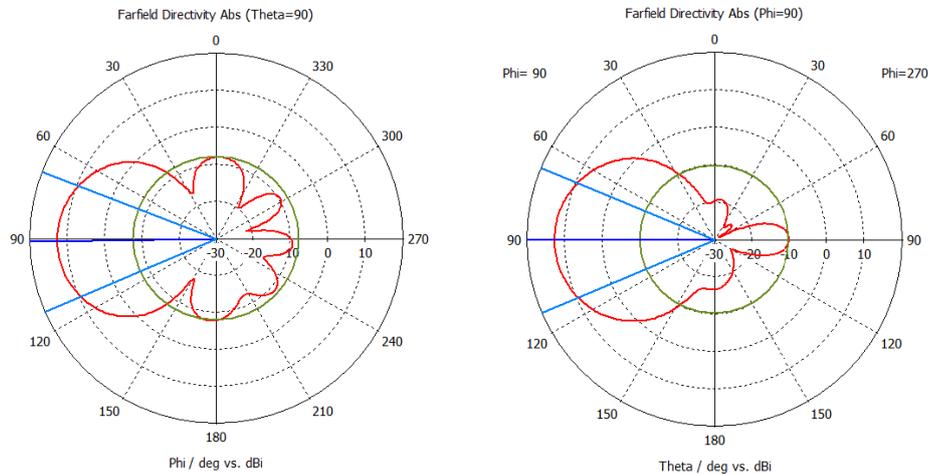


Figura 64. Corte del diagrama de radiación en  $\Theta = 90^\circ$ , y  $\phi = 90^\circ$  a la frecuencia de 12.2 GHz.

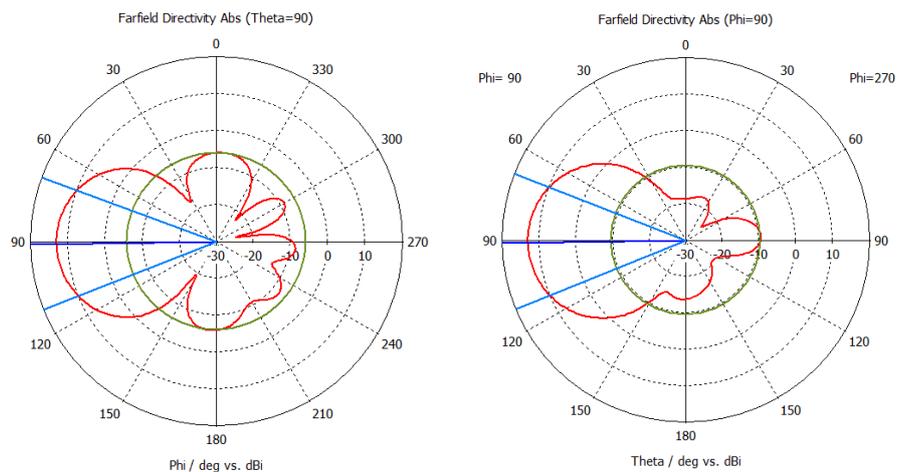


Figura 65. Corte del diagrama de radiación en  $\Theta = 90^\circ$ , y  $\phi = 90^\circ$  a la frecuencia de 12.7 GHz.

Finalmente se ha realizado el diseño de la agrupación por capas con los materiales con pérdidas, que corresponde con tener en cuenta la conductividad del cobre y las pérdidas del dieléctrico RT/Duroid 5880. En la Figura 66 se observa el diagrama de radiación correspondiente a este diseño, así como los cortes en  $\Theta = 90^\circ$  y  $\Phi = 90^\circ$  en la Figura 67 para la frecuencia de operación.

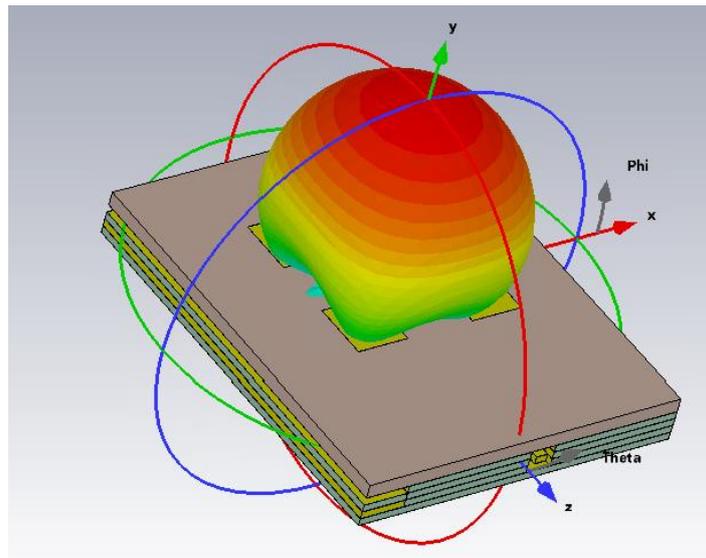


Figura 66. Diagrama de radiación del diseño por capas con pérdidas.

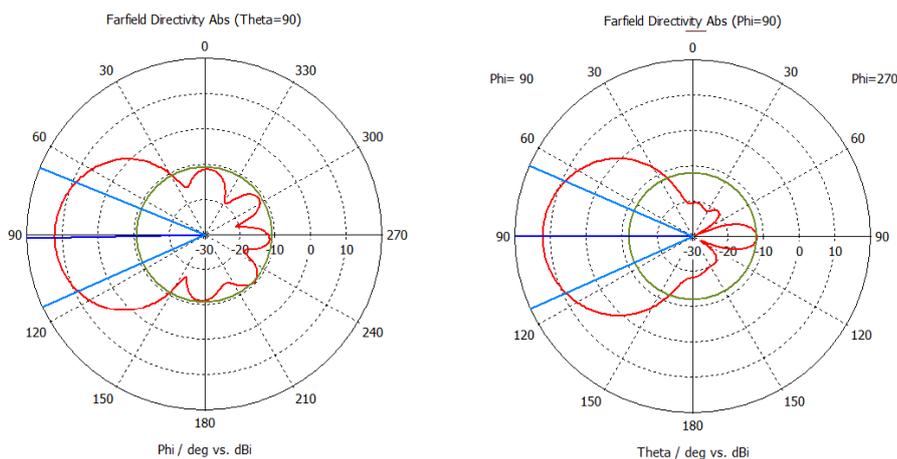


Figura 67. Corte del diagrama de radiación en  $\Theta = 90^\circ$  y  $\Phi = 90^\circ$  para el diseño con pérdidas.

Como es de esperar, el diseño de la agrupación de antenas por capas con los materiales ideales tiene mejores resultados que el diseño real. Para el diseño real se obtiene una directividad de 12.08 dB y una eficiencia de 0.989 a la frecuencia de operación de la antena.

## 6.2 Comparación

Finalmente, se realiza una comparación de los resultados de este trabajo con diseños de agrupaciones de antenas de parche alimentadas mediante diferentes tecnologías, destacando los resultados obtenidos en este trabajo en la última columna de la Tabla 9.

Se ha proporcionado un diseño de una agrupación de 2x2 antenas de parche alimentadas mediante microstrip para la comparación con la agrupación de antenas del presente trabajo. Esta antena se diseñó con los mismos materiales con pérdidas utilizados en el diseño por capas de este trabajo,



obteniendo mejores resultados en el diseño de la agrupación de antenas de parche en ESICL en cuanto al parámetro delante-atrás y nivel de lóbulo principal a secundario.

La tecnología ESICL utilizada para este trabajo demuestra un rendimiento excepcional en términos de ganancia, supresión de lóbulos laterales y relación frente-atrás, haciendo de esta una opción prometedora para aplicaciones en telecomunicaciones que requieren un tamaño reducido, bajo peso, alta eficiencia y directividad como es el caso de este trabajo.



Ref	Tecnología	$f_0$ (GHz)	BW (-10 dB)	Nº de elementos	G	$\epsilon_r$	SSL (dB) Plano E	SSL (dB) Plano H	FTBR (dB)
[14]	Microstrip (parche)	3.5	100 MHz	1x8	10.6	2.55	N/A	-19.7	~25
[15]	Microstrip (parche)	11.5	3.5 GHz	4x4	20.6	3.4	-12.5	N/A	~20
[16]	Stripline (parche)	28	2.5 GHz	6x6	20.2	2.2	-20.3	-22.1	N/A
[17]	FCSIW (parche)	9.65	380 MHz	1x8	11.84	2.2	N/A	~-13.4	~27.6
[18]	SIW (parche)	60	13.7 GHz	4x4	19.6	2.2	~-13	~-13	~18
[19]	SICL (parche)	42	4.8 GHz	2x2	11.4	2.2	~-10	~-10	20
[12]	SICL (parche)	41.5	2.7 GHz	6x6	17.6	2.9	-24.1	-20.4	27
<b>Este trabajo</b>	ESICL (parche)	11.7	1.6 GHz	2x2	12.09	2.2	-23	-24.1	~24.4
-	Microstrip (parche)	11.7	1.2 GHz	2x2	11.17	2.2	-9.2	-9	~19.27

Tabla 9. Comparación de agrupaciones de parches en diferentes tecnologías.

## Capítulo 7. Conclusiones y líneas futuras

En este trabajo se han planteado como objetivos el estudio y diseño de una agrupación de antenas de pequeño tamaño y peso para el enlace descendente entre satélite-terminal de satélites de baja órbita terrestre (LEO). Para ello, se ha fijado la frecuencia de operación de la antena a 11.7 GHz (frecuencia central de la banda de operación de satélites Starlink), se desea un ancho de banda de 2 GHz donde el coeficiente de reflexión sea menor de -20 dB a la frecuencia de operación y que la directividad sea mayor a 12 dB a dicha frecuencia.

Para ello, se ha realizado un estudio de las antenas de parche y de las tecnologías vacías integradas en sustrato. Se ha optado por la tecnología *Empty Substrate Integrated Coaxial Line* (ESICL) frente a la tecnología *Empty Substrate Waveguide* (ESIW) debido a su menor tamaño. Para la implementación de esta tecnología junto con una antena de parche, se han estudiado diferentes formas de alimentación mediante una ranura en la parte superior de la ESICL. Tras analizar las diferentes opciones, se ha optado por una solución que implementa un soporte en el conductor central de la ESICL que excita a la ranura, evitando así problemas de espacio debido a que la separación entre diferentes elementos de la agrupación debe ser de media longitud de onda para evitar la aparición de lóbulos de difracción. Para compensar las reflexiones generadas en este diseño, se ha estudiado la implementación de un soporte de compensación en la capa central de la ESICL que se encuentra pegado al conductor exterior, obteniendo un coeficiente de reflexión menor de -20 dB como se deseaba.

Se ha realizado un estudio sobre la configuración de la agrupación de cuatro antenas de parche, realizándose finalmente un diseño 2x2 mediante dos ESICLs, donde las antenas de parche están separadas una longitud de media longitud de onda entre ellas. Para la implementación de esta agrupación 2x2, es necesario el estudio de una red de alimentación corporativa. Esta red de alimentación se basa en la implementación de tres divisores en T, formando una red de alimentación 1x4. Para obtener las impedancias deseadas en las salidas y entradas de la red, se ha diseñado un adaptador de impedancias en el divisor 1 de esta red, así como un elemento de adaptación en el divisor 2.

Para finalizar, se ha realizado un diseño por capas de la agrupación 2x2 en el que se ha obtenido un coeficiente de reflexión de -28.386 dB a la frecuencia de operación, un ancho de banda a -10 dB comprendido entre 11.2 y 12.8 GHz (1.6 GHz de ancho de banda) y una directividad de 12.1 dB a la frecuencia de operación. Los resultados obtenidos han sido en su mayoría los propuestos en los objetivos de este trabajo, salvo la obtención de un ancho de banda de 2 GHz. Esto se debe a que el ancho de banda de las antenas de parche es limitado, por lo que al utilizar este tipo de antenas no se ha podido obtener el ancho de banda deseado. No obstante, este ancho de banda se puede extender con configuraciones más complejas como el uso de una alimentación con otro tipo de ranuras, así como apilando diversos parches, o con cavidades. Además, se ha realizado un diseño real de la agrupación 2x2 en el que se utilizan materiales con pérdidas, teniendo en cuenta la conductividad del cobre y las pérdidas del dieléctrico, obteniendo una menor directividad y eficiencia con respecto al diseño por capas ideal de la agrupación, pero cumpliendo los objetivos propuestos.

Este trabajo se alinea con el Objetivo de Desarrollo Sostenible ODS9: Industria, Innovación e Infraestructuras. Este objetivo se centra en construir infraestructuras resilientes, promover la industrialización inclusiva y sostenible, y fomentar la innovación. La tecnología ESICL, al ofrecer soluciones avanzadas y eficientes para la transmisión de señales, contribuye a la creación de infraestructuras de comunicación más robustas y de alto rendimiento. Estas mejoras no solo potencian la capacidad y la eficiencia de las redes de telecomunicación, sino que también facilitan el desarrollo de nuevas aplicaciones industriales y tecnológicas. Además, al fomentar la investigación y el desarrollo en el ámbito de las telecomunicaciones, se promueve la innovación y se generan oportunidades para el crecimiento económico sostenible, alineándose así con las metas del ODS 9 de impulsar una industrialización moderna y sostenible que beneficie a la sociedad en su conjunto.

A partir de los resultados y conclusiones obtenidas durante la realización de este trabajo, se identifican varias áreas de investigación y desarrollo para trabajos futuros.

- Mejora del ancho de banda mediante la implementación de cavidades en el dieléctrico de las antenas de parche, o mediante parches flotantes.
- Ampliación del número de elementos, como el diseño de una agrupación de 4x4, 6x6.. antenas de parche en la tecnología ESICL.
- Extensión del diseño para obtener polarización circular, cortando las esquinas de los parches o planteando otra posible configuración.
- Fabricación del dispositivo, así como su validación experimental.

## Bibliografía

- [1] Valero, A., Esteban, H. & Ferrando Bataller, M. (2024). “Fundamentos de teoría de antenas”.
- [2] UPV Universitat Politècnica de València, “Antenas microstrip teoria.”
- [3] Belenguer, Á., Esteban, H., Borja, A. L., Ballesteros, J. A., Fernández, M., Morro, J. v, José de Dios, J., Bachiller, C., & Boria, V. E. (2020). Empty substrate integrated waveguides: a low cost and low profile alternative for high performance microwave devices. *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*.
- [4] Bradford, J. E. (2020). SMALL SATELLITE REVOLUTION.
- [5] Fernandez, M. D., Herraiz, D., Herraiz, D., Alomainy, A., & Belenguer, A. (2023). Dielectricless Floating-Patch Antenna at 28 GHz Fed With an Empty Substrate Integrated Waveguide. *IEEE Access*, 11, 65599–65607.
- [6] Khan, Z. U., Loh, T. H., Belenguer, A., & Alomainy, A. (2020). Empty Substrate-Integrated Waveguide-Fed Patch Antenna Array for 5G Millimeter-Wave Communication Systems. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 19(5), 776–780.
- [7] UPV Universitat Politècnica de València, “La Antena Microstrip - Antenas.”
- [8] Nano-Microsatellite-Market-Forecast-10th-Edition-2020. (n.d.).
- [9] Przesmycki, R., Bugaj, M., & Nowosielski, L. (2021). Broadband microstrip antenna for 5G wireless systems operating at 28 GHz. *Electronics*. 2021; (1), 1–19.
- [10] Zanón, D.H. “Resumen líneas vacías integradas en sustrato,” 2022.
- [11] J. A. Ruiz Cruz and J. Campos, “Antenas y Circuitos de Alta Frecuencia Segunda parte, Tema III o cuatrimestre.” [Online]. Available: [www.eps.uam.es/~acaf](http://www.eps.uam.es/~acaf)
- [12] Xing, K., Liu, B., Guo, Z., Wei, X., Zhao, R., & Ma, Y. (2017). Backlobe and sidelobe suppression of a Q-band patch antenna array by using substrate integrated coaxial line feeding technique. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16, 3043–3046.
- [13] Zanón, D. H. (n.d.). “Elementos de tipo parche,” 2022.
- [14] F. C. Chen, H. T. Hu, R. S. Li, Q. X. Chu, and M. J. Lancaster, “Design of filtering microstrip antenna array with reduced side lobe level,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.65, no.2, pp.903–908, Feb. 2017.
- [15] M. M. Bilgic and K. Yegin, “Wideband offset slot-coupled patch antenna array for X/Ku-band multimode radars,” *Antennas and Wireless Propagation Letters.*, vol.13, pp.157–160, 2014.
- [16] Y. H. Cheon and Y. H. Kim, “Stripline-fed aperture-coupled patch array antenna with reduced sidelobe,” *Electron. Lett.*, vol. 51, no. 18, pp. 1402–1403, Sep. 2015.
- [17] D. Cho and H. Y. Lee, “Folded corrugated SIW (FCSIW) slot antenna for back lobe suppression,” *Antennas and Wireless Propagation Letters.*, vol.12, pp. 1276–1279, 2013.
- [18] Y. J. Li and K. M. Luk, “Low-cost high-gain and broadband substrate integrated-waveguide-fed patch antenna array for 60-GHz Band,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 11, pp. 5531–5538, Nov. 2014.
- [19] T. Zhang, Y. Zhang, W. Hong, and K. Wu, “Wideband millimeter-wave SIW cavity backed patch antenna fed by substrate integrated coaxial line,” in *Proc. Int. Wireless Symp.*, 2015, pp. 1–4.
- [20] Zanón, D. H. Antenas y componentes de microondas para satélites de dimensiones reducidas utilizando tecnologías vacías integradas en sustrato. (2024) Universitat Politècnica de València

## Anexos

```
1 function [h,W,L] = DimensionamientoParche(er,f)
2
3     c =3e8;
4
5     % %altura del sustrato tiene que ser menor o igual que:
6     % h=(0.3*c)/(2*pi*f*sqrt(er))
7
8     h = 1.57e-3 %altura elegida del sustrato RT/Duroid 5880
9
10    %ancho del elemento radiante de la antena de parche
11    W = (c/(2*f))*sqrt(2/(er+1))
12
13    %Permitividad efectiva
14    ereff=(er+1)/2 + (er-1)/(2*sqrt(1+12*(h/W)))
15
16    %Longitud del elemento radiante de la antena de parche
17    Le = c/(2*f*sqrt(ereff)) %longitud efectiva
18    deltaL = (0.412*h*(ereff+0.3)*(W/h+0.264))/((ereff-0.258)*(W/h+0.8))
19    L = Le-2*deltaL
20
21 end
```

Anexo 1. Función en Matlab para el dimensionamiento de la antena parche.