



## DISEÑO DE UN ACOPLADOR DIRECCIONAL EN TECNOLOGÍA DE LÍNEA COAXIAL VACÍA INTEGRADA EN SUSTRATO

**Autor:** Marta Varona Corella (marvaco@teleco.upv.es)

**Tutor:** Héctor Esteban González (hesteban@upv.es)

Trabajo Fin de Grado presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Graduado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación

Curso 2019-20

Valencia, 11 de noviembre de 2020



## Resumen

Debido al continuo avance en el sector de las telecomunicaciones, se hace necesario la utilización de líneas de transmisión de bajo coste, fácil fabricación y con altas prestaciones. Las recientes investigaciones sobre las líneas integradas en sustrato confirman que éstas presentan ventajas frente a las líneas planares clásicas. Al principio, las líneas integradas en sustrato contenían dieléctrico. Sin embargo, recientemente han surgido las líneas vacías integradas en sustrato donde las ondas se propagan por el vacío haciendo así que las pérdidas sean mucho menores.

En este Trabajo de Fin de Grado se presenta el desarrollo de un acoplador direccional utilizando una línea de transmisión, Empty Substrate Integrated Coaxial Line (ESICL), con el fin de observar las ventajas de esta novedosa y eficiente línea de transmisión. Se ha llevado a cabo un estudio completo con las fases de desarrollo (análisis teórico, diseño, optimización y medición de resultados) del dispositivo mencionado antes para, posteriormente, llevar a cabo su implementación y fabricación sobre tecnología ESICL.

## Resum

Amb motiu de l'avanç continuat en el sector de les telecomunicacions, es fa necessari la utilització de línies de transmissió de baix cost, fàcil fabricació i amb elevades prestacions. Les investigacions actuals en relació a línies integrades en substrat confirmen que aquestes presenten avantatges front a les línies planars clàssiques. Al principi, les línies integrades en substrat contenen dielèctric. No obstant això, darrerament han sorgit les línies buides integrades en substrat on les ones es propaguen pel buit fent així que les pèrdues siguin molt menors.

En aquest Treball de Fi de Grau es presenta el desenvolupament d'un acoplador direccional utilitzant una línia de transmissió, Empty Substrate Integrated Coaxial Line (ESICL) amb el fi d'observar els avantatges d'aquesta innovadora i eficient línia de transmissió. S'ha dut a terme un estudi complet amb les fases de desenvolupament (anàlisi teòric, disseny, optimització i mesurament de resultats) del dispositiu abans descrit per a, posteriorment, portar a efecte la seva implementació i fabricació basada en la tecnologia ESICL.

## Abstract

Due to the continuous advance in the telecommunications area, it is necessary to use low-cost, easy-to-manufacture, high-performance transmission lines. The investigations on the substrate integrated lines confirm that new ones present some advantages in front of the classic planar transmission lines. At the beginning, the substrate integrated lines contained dielectric conductor. However, recently the empty substrate integrated lines have emerged where the waves propagate through the vacuum, thus making the losses much lower.

This Final Degree Project presents the development of a directional coupler using a transmission line, Empty Substrate Integrated Coaxial Line (ESICL) to observe the advantages of this new and efficient transmission line. A complete study has been carried out with the development phases (theoretical analysis, design, optimization, and measurement of results) of the device mentioned previously to afterwards carry out its implementation and manufacturing on ESICL technology.



# Índice general

Capítulo I. Introducción .....	6
1.1 Plan de trabajo.....	7
Capítulo II. Tecnología ESICL .....	8
2.1 Líneas Planares.....	8
2.2 Substrate Integrated Waveguide (SIW).....	9
2.3 Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW).....	10
2.4 Empty Substrate Integrated Coaxial Line (ESICL).....	11
2.5 Dispositivos diseñados en ESICL .....	12
Capítulo III. Teoría de líneas acopladas.....	13
3.1 Impedancias par e impar .....	14
3.2 Coeficiente de Acoplo (C).....	15
Capítulo IV. Acoplador direccional en ESICL .....	22
Capítulo V. Resultados.....	26
5.1 Herramienta MATLAB .....	26
5.2 Estructura y parámetros geométricos .....	26
5.3 Herramienta CST .....	29
5.4 DISEÑO .....	30
5.4.1 ESICL $50\Omega$ .....	30
5.4.2 Acoplador direccional en ESICL para $C=-10\text{dB}$ .....	31
5.4.3 Acoplador direccional en ESICL para $C=-12\text{dB}$ .....	36
5.4.4 Acoplador direccional en ESICL para $C=-8\text{dB}$ .....	40
5.4.5 Acoplador direccional en ESICL para $C=-15\text{dB}$ .....	45
Capítulo VI. Conclusiones y líneas futuras .....	50
6.1 Líneas futuras .....	50
Referencias.....	52
Bibliografía .....	53
ANEXOS.....	55
A. Funciones predefinidas Matlab .....	55
1. Impedancia_esicl_aprox.m.....	55
2. Impedancia_esicl.m.....	55
3. Anchura_esicl.m.....	57
4. Impedancias_acopladas.m.....	57
B. Funciones creadas Matlab .....	60



1. Impedancias_características.m .....	60
2. Error_impedancias.m .....	60
3. Búsqueda_error.m .....	60

# Lista de Figuras

Figura 1. Esquema de un acoplador direccional.....	6
Figura 2. Líneas de Transmisión Planares. (a) Placas Paralelas; (b) Microstrip; (c) Stripline; (d) Línea Coplanar (CPW); (e) Slot Line .....	9
Figura 3. Estructura de un Substrate Integrated Waveguide (SIW). .....	10
Figura 4. Estructura de un Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW). .....	11
Figura 5. Estructura simple de un ESICL. ....	11
Figura 6. Líneas acopladas: Microstrip y Stripline. ....	13
Figura 7. Capacidades por unidad de longitud de líneas acopladas. ....	13
Figura 8. Circuito equivalente para el modo de excitación par. ....	13
Figura 9. Circuito equivalente para el modo de excitación impar.....	14
Figura 10. Acoplador construido a partir de líneas acopladas.....	15
Figura 11. Acoplador alimentado por el puerto 1. ....	16
Figura 12. Circuitos equivalentes modo par e impar de un acoplador. ....	16
Figura 13. Circuito equivalente para el modo par del puerto 1 y 2. ....	17
Figura 14. Circuito equivalente para el modo impar del puerto 1 y 2.....	18
Figura 15. Esquema de un acoplador direccional.....	22
Figura 16. Esquema de un ESICL.....	22
Figura 17. División en 8 subsecciones de la sección transversal de la ESICL.....	23
Figura 18. Dimensiones de la sección transversal de una ESICL. ....	24
Figura 19. Estructura Acoplador Direccional en ESICL.....	27
Figura 20. Detalle del Acoplador Direccional en ESICL.....	27
Figura 21. Estructura de una ESICL de $Z_0=50\Omega$ .....	30
Figura 22. Impedancia lineal de los puertos 1 y 2.....	31
Figura 23. Estructura de un Acoplador Direccional en ESICL para $C=-10\text{dB}$ . ....	32
Figura 24. Impedancia lineal de los puertos 1, 2, 3 y 4.....	33
Figura 25. Parámetro $S_{41}$ para $l_{\text{sep}}=0.15 \cdot w_{\text{coax}}$ . ....	33
Figura 26. Distribución de campo para $f=11.32\text{GHz}$ . ....	34
Figura 27. Distribución de campo para $f=15\text{GHz}$ . ....	34
Figura 28. Parámetro $S_{41}$ para $l_{\text{sep}}=0.40 \cdot w_{\text{coax}}$ . ....	35
Figura 29. Distribución de campo para $f=9\text{GHz}$ . ....	35
Figura 30. Distribución de campo para $f=11.32\text{GHz}$ .....	35
Figura 31. Estructura de un Acoplador Direccional en ESICL para $C=-12\text{dB}$ . ....	37
Figura 32. Impedancia lineal de los puertos 1, 2, 3 y 4.....	37
Figura 33. Parámetro $S_{41}$ en dB dependiendo de la frecuencia (GHz). ....	38
Figura 34. Distribución de campo para $f=11.32\text{GHz}$ . ....	38



Figura 35. Distribución de campo para $f=15\text{GHz}$ .....	38
Figura 36. Parámetro $S_{41}$ para $l_{\text{sep}}=0.40*w_{\text{coax}}$ .....	39
Figura 37. Distribución de campo para $f=9\text{GHz}$ .....	40
Figura 38. Distribución de campo para $f=11.32\text{GHz}$ .....	40
Figura 39. Estructura de un Acoplador Direccional en ESICL para $C=-8\text{dB}$ .....	41
Figura 40. Impedancia lineal de los puertos 1, 2, 3 y 4 .....	42
Figura 41. Parámetro $S_{41}$ en dB dependiendo de la frecuencia (GHz) .....	42
Figura 42. Distribución de campo para $f=11.32\text{GHz}$ .....	43
Figura 43. Distribución de campo para $f=15\text{GHz}$ .....	43
Figura 44. Parámetro $S_{41}$ para $l_{\text{sep}}=0.30*w_{\text{coax}}$ .....	44
Figura 45. Distribución de campo para $f=11.32\text{GHz}$ .....	44
Figura 46. Distribución de campo para $f=15\text{GHz}$ .....	44
Figura 47. Estructura de un Acoplador Direccional en ESICL para $C=-15\text{dB}$ .....	46
Figura 48. Impedancia lineal de los puertos 1, 2, 3 y 4 .....	46
Figura 49. Parámetro $S_{41}$ en dB dependiendo de la frecuencia (GHz) .....	47
Figura 50. Distribución de campo para $f=11.32\text{GHz}$ .....	47
Figura 51. Distribución de campo para $f=15\text{GHz}$ .....	47
Figura 52. Parámetro $S_{41}$ para $l_{\text{sep}}=0.50*w_{\text{coax}}$ .....	48
Figura 53. Distribución de campo para $f=11.32\text{GHz}$ .....	48
Figura 54. Distribución de campo para $f=15\text{GHz}$ .....	49
Figura 55. Acoplador direccional en ESICL con ángulo distinto a $90^\circ$ .....	51



# Lista de Tablas

Tabla 1. Diagrama de Gantt. ....	7
Tabla 2. Comparación entre líneas de transmisión y guías de onda.....	8
Tabla 3. Parámetros geométricos del diseño del dispositivo.....	26
Tabla 4. Parámetros geométricos predefinidas.....	28
Tabla 5. Parámetros geométricos ESICL de $50\Omega$ . ....	30
Tabla 6. Parámetros geométricos Acoplador Direccional en ESICL para $C=-10\text{dB}$ . ....	32
Tabla 7. Parámetros geométricos 11 y 12. ....	34
Tabla 8. Parámetros geométricos Acoplador Direccional en ESICL para $C=-12\text{dB}$ . ....	36
Tabla 9. Parámetros geométricos 11 y 12. ....	39
Tabla 10. Parámetros geométricos Acoplador Direccional en ESICL para $C=-8\text{dB}$ . ....	41
Tabla 11. Parámetros geométricos 11 y 12. ....	43
Tabla 12. Parámetros geométricos Acoplador Direccional en ESICL para $C=-15\text{dB}$ . ....	45
Tabla 13. Parámetros geométricos 11 y 12. ....	48

## Capítulo I. Introducción

Este trabajo tiene como objetivo principal diseñar y analizar un acoplador direccional mediante una innovadora línea coaxial de transmisión denominada ESICL, cuyas siglas responden a Empty Substrate Integrated Coaxial Line. En este proyecto se utiliza el software Matlab para el cálculo previo de algunos parámetros geométricos del diseño y el software CST Studio Suite® para poder realizar la simulación del diseño del acoplador para diferentes valores del coeficiente de acoplo (C).

Una línea coaxial vacía integrada en sustrato (ESICL) es una estructura muy reciente que está construida con placas de circuito impreso e integrada en un sustrato. Es una opción interesante porque cuenta con numerosas ventajas como su bajo coste, poca dificultad en la fabricación, baja radiación, bajas pérdidas, alto factor de calidad y no es dispersiva.

Por otra parte, un acoplador direccional es una red pasiva utilizada en el campo de las microondas, de cuatro puertos, donde la mayor parte de la señal de entrada se dirige a un puerto (el puerto directo), una pequeña parte se va a otro (puerto acoplado) y nada de señal se va al último puerto (puerto aislado). Además, la red es recíproca e ideal sin pérdidas y al tratarse de un circuito recíproco, su matriz de parámetros S o de distribución es simétrica.

Básicamente, consta de dos líneas de transmisión y un mecanismo de acoplo entre ellas. Un esquema del dispositivo es el que se muestra en la Figura 1, suponiendo que sólo entra señal por el puerto 1, y que los otros tres puertos están cargados con la impedancia característica de la línea (adaptados):

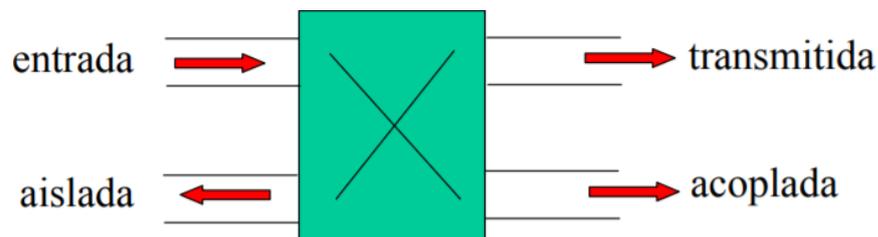


Figura 1. Esquema de un acoplador direccional.

- La mayor parte de la potencia que entra por el puerto 1 sale por el puerto 2 (puerto directo).
- Una pequeña parte de la potencia que entra por el puerto 1 sale por el puerto 3 (puerto acoplado). El porcentaje de potencia que sale por el puerto 3 se llama acoplo (C).
- Idealmente no sale ninguna potencia por el puerto 4 (puerto aislado). Si sale algo, debe ser muy poco (aislamiento). A la diferencia entre la potencia que sale por el puerto acoplado y la que sale por el puerto aislado se le llama directividad.

Los parámetros básicos por determinar a la hora de caracterizar el funcionamiento de un acoplador direccional de potencia son el acoplo (C o  $S_{31}$ ), las pérdidas de inserción ( $S_{21}$ ), el aislamiento ( $S_{41}$ ) y la directividad ( $S_{31}/S_{41}$ ).

Dada la creciente demanda de servicios de telecomunicaciones, la cual no hace más que crecer, se vuelve necesario el desarrollo de nuevos componentes de microondas más baratos, compactos y con mejores prestaciones como los acopladores.

La memoria se divide en dos grandes partes. La primera parte reúne todos los aspectos teóricos de la tecnología ESICL y la teoría de líneas acopladas en acopladores direccionales. La segunda parte reúne el caso práctico del diseño de un acoplador direccional en ESICL, incluyendo varios diseños, comentando los resultados y las conclusiones obtenidas. A continuación, se explica con detenimiento la estructura de la memoria.

En el capítulo II, se habla de la evolución que han desarrollado las líneas o guías en el transcurso de los últimos años. Se identifican también las ventajas y desventajas de cada una de ellas hasta llegar a la tecnología ESICL que es la que más ventajas ofrece en la actualidad. Para terminar, se mencionan brevemente los distintos dispositivos ya creados con ESICL.

En el capítulo III, se expone la teoría que permite obtener las impedancias par e impar de las líneas acopladas, y también el acoplo C a partir de esas impedancias.

En el capítulo IV, se explica la forma de obtener las impedancias par e impar de una ESICL a partir de sus parámetros geométricos, teniendo como objetivo el diseño de un acoplador direccional en ESICL.

En el capítulo V, se muestran los diseños realizados, sus distribuciones de campo, geometrías y parámetros S. Se concluye especificando si cada uno de los diseños son o no satisfactorios.

En el capítulo VI, se describe resumidamente todo lo realizado anteriormente, los resultados obtenidos y se exponen posibles mejoras como líneas futuras de trabajo.

## 1.1 Plan de trabajo

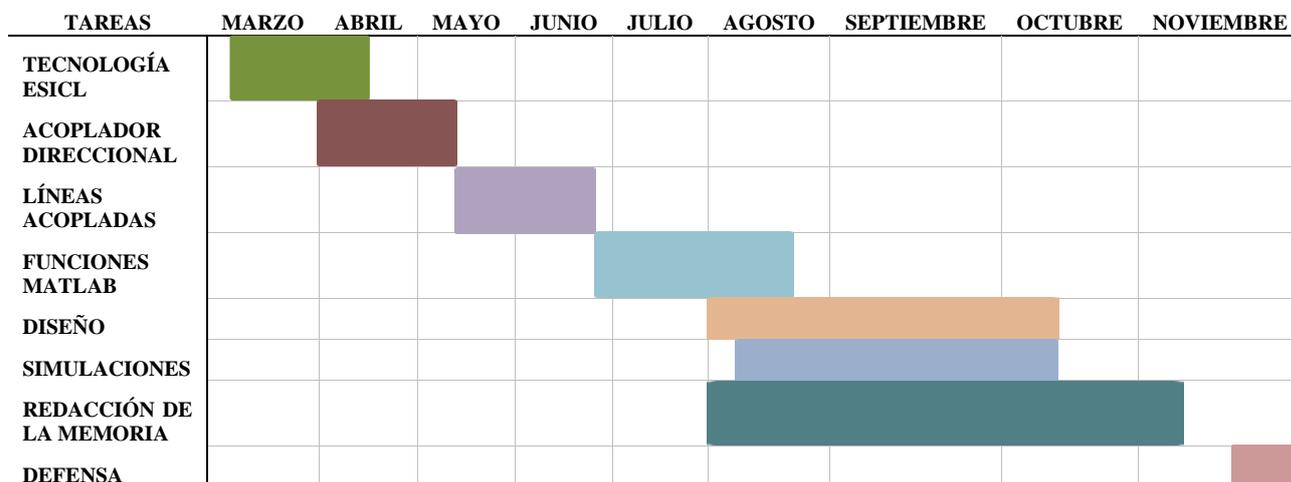


Tabla 1. Diagrama de Gantt.

## Capítulo II. Tecnología ESICL

Debido al rápido avance de la tecnología se hace cada vez más evidente la inminente necesidad de implementar dispositivos baratos, de fabricación simple y altas prestaciones. Surge, como consecuencia de este avance, la tecnología ESICL, que aporta bajas pérdidas, ausencia de radiación junto con la fácil implementación y el bajo coste de fabricación de la tecnología planar.

Characteristic	Coax	Waveguide	Stripline	Microstrip
Modes: Preferred	TEM	TE <sub>10</sub>	TEM	Quasi-TEM
Other	TM,TE	TM,TE	TM,TE	Hybrid TM,TE
Dispersion	None	Medium	None	Low
Bandwidth	High	Low	High	High
Loss	Medium	Low	High	High
Power capacity	Medium	High	Low	Low
Physical size	Large	Large	Medium	Small
Ease of fabrication	Medium	Medium	Easy	Easy
Integration with	Hard	Hard	Fair	Easy

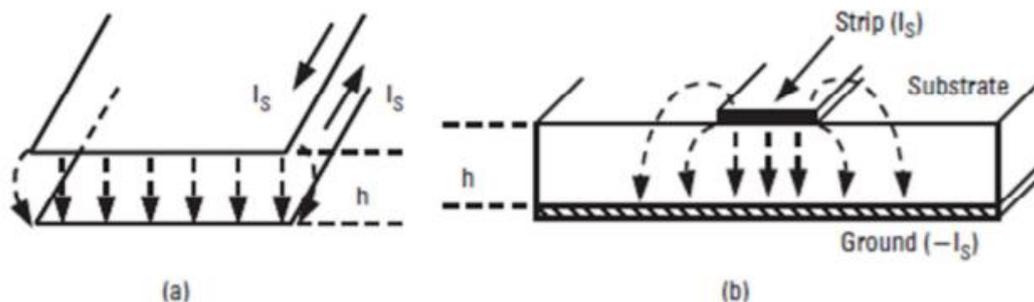
Tabla 2. Comparación entre líneas de transmisión y guías de onda.

La Tabla 2 muestra las principales prestaciones de las líneas de transmisión y guías de onda que más se utilizan en el mercado. Como se puede comprobar las líneas microstrip contienen la facilidad de fabricación, el coste reducido y la facilidad a la hora de integrarse con otros componentes, dando lugar a que sea la mejor opción entre las que hay a la hora de escoger línea de transmisión.

### 2.1 Líneas Planares

Tradicionalmente en microondas se han usado líneas planares. Las líneas planares suelen integrarse en circuitos integrados que operan a altas frecuencias. Las líneas de transmisión planares están construidas usando materiales y procesos PCB (“Printed Circuit Board”, o placa de circuito impreso). Se componen de un sustrato dieléctrico y una o dos capas de metal.

Las líneas planares más conocidas son: placas paralelas, microstrip, stripline, línea coplanar (CPW) y slot line.



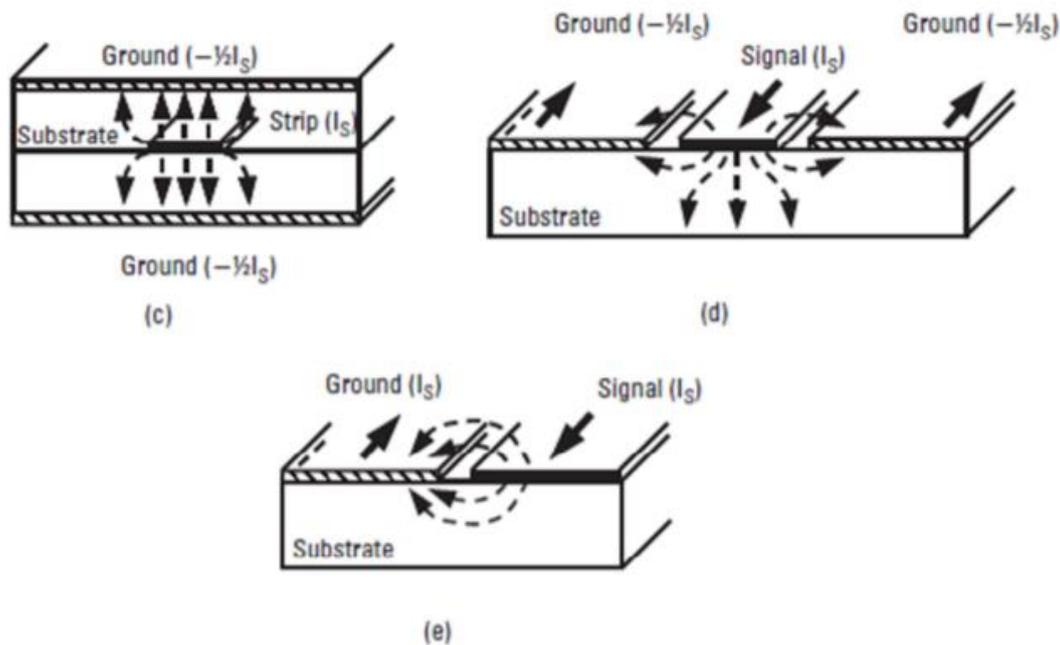


Figura 2. Líneas de Transmisión Planares. (a) Placas Paralelas; (b) Microstrip; (c) Stripline; (d) Línea Coplanar (CPW); (e) Slot Line

La línea de placas paralelas es la versión ideal de una línea planar, por eso no presenta gran interés su fabricación e implementación.

La línea planar más empleada es la microstrip o microtira, debido a sus buenos resultados de integración y su facilidad de fabricación. Las líneas microstrip poseen un tamaño físico más reducido que las guías de onda rectangulares, por lo que son más fáciles de fabricar y poseen poca dificultad para integrarse. Sin embargo, las líneas microstrip producen una leve dispersión en la transmisión.

La línea stripline es una línea de transmisión rodeada de material dieléctrico, suspendida entre dos planos de tierra en las capas internas de una PCB. Esta línea es más costosa y difícil de fabricar que la línea microstrip. En cambio, stripline posee menos dificultad para controlar la tolerancia. En resumen, una línea microstrip posee mejores prestaciones que una línea stripline como se puede observar en la Tabla 2.

La línea coplanar (CPW) y la “slot line” son alternativas a las líneas microstrip y stripline. Estas líneas se usan con menos frecuencia por su mayor dificultad en su fabricación y su mayor coste. Poseen la ventaja de poder integrarse con gran facilidad.

## 2.2 Substrate Integrated Waveguide (SIW)

Debido a las desventajas de la tecnología microstrip (principalmente sus altas pérdidas por radiación) surge, en 1994, una tecnología nueva llamada Substrate Integrated Waveguide (SIW) que consiste en integrar una guía de onda en un sustrato dieléctrico. El SIW tiene las mismas ventajas que las de una guía de onda rectangular: pocas pérdidas por conducción y un buen nivel de potencia en la transmisión.

Esta tecnología fue creada para utilizarse a altas frecuencias, ya que si se utilizara en bajas frecuencias el tamaño de su estructura se incrementaría considerablemente. Por lo tanto, al

utilizarse en altas frecuencias se consigue reducir el tamaño respecto de las guías de onda y al implementar conjuntamente tecnología microstrip con técnicas de circuitos impresos, se consigue hacer desaparecer las desventajas de las guías de onda rectangulares. Sin embargo, como la SIW tiene en su interior un sustrato dieléctrico, aumentan las pérdidas y disminuye el factor de calidad al compararlo con la guía de onda convencional.

En resumen, al reducir el tamaño se consigue a su vez reducir el coste de fabricación. El nivel de pérdidas también es mejor en comparación con las líneas microstrip, pero las pérdidas son mayores y el factor de calidad en resonadores es menor que en la guía de onda rectangular. Además, pueden aplicarse la mayoría de los circuitos equivalentes empleados en las guías de onda convencionales.

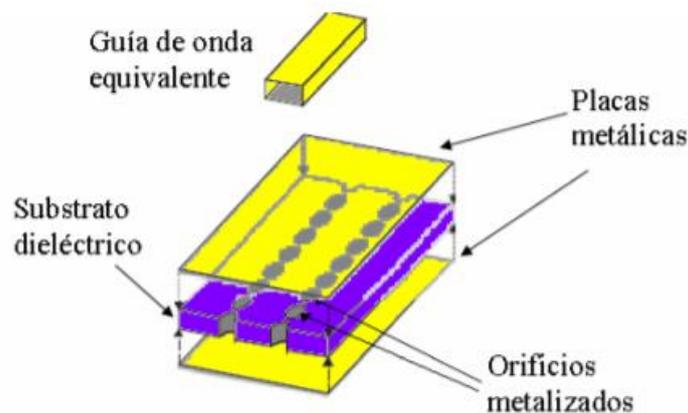


Figura 3. Estructura de un Substrate Integrated Waveguide (SIW).

### 2.3 Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW)

Recientemente, para ser exactos en 2014, fue presentada una nueva tecnología denominada Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW), que puede integrarse en placas de circuito impreso y une las ventajas de las líneas planares —su bajo coste de fabricación y la buena integración con circuitos integrados— con las ventajas de las guías de ondas —posee bajas pérdidas en la conducción—. Además, el dieléctrico interno se retira y las placas se reemplazan por paredes metálicas, aumentando así el rendimiento de los circuitos SIW y provocando un descenso de las pérdidas totales.

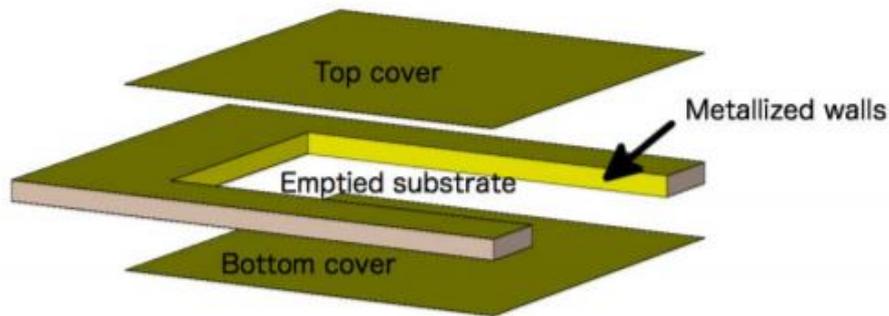


Figura 4. Estructura de un Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW).

Por otro lado, la constante de atenuación de una ESIW es ligeramente mayor que la constante de atenuación de una guía de onda rectangular equivalente. Esto se debe a que el metal que cierra la ESIW no es perfectamente plano, es decir, presenta un cierto grado de granularidad, y porque un ESIW se compone de tres piezas metálicas diferentes, mientras que la guía de onda rectangular ideal utiliza una sola pieza de metal. Además, la ESIW tiene menor altura y volumen en resonadores, lo que hace que su factor de calidad sea menor que en el caso de la guía de onda rectangular estándar.

## 2.4 Empty Substrate Integrated Coaxial Line (ESICL)

ESICL o Empty Substrate Integrated Coaxial Line es en la actualidad la línea de transmisión más novedosa, compuesta por tres capas internas de sustrato y dos capas que cierran la estructura (cubiertas). Las capas internas se separan de las cubiertas con una capa de sustrato y además poseen el conductor interno de la línea coaxial.

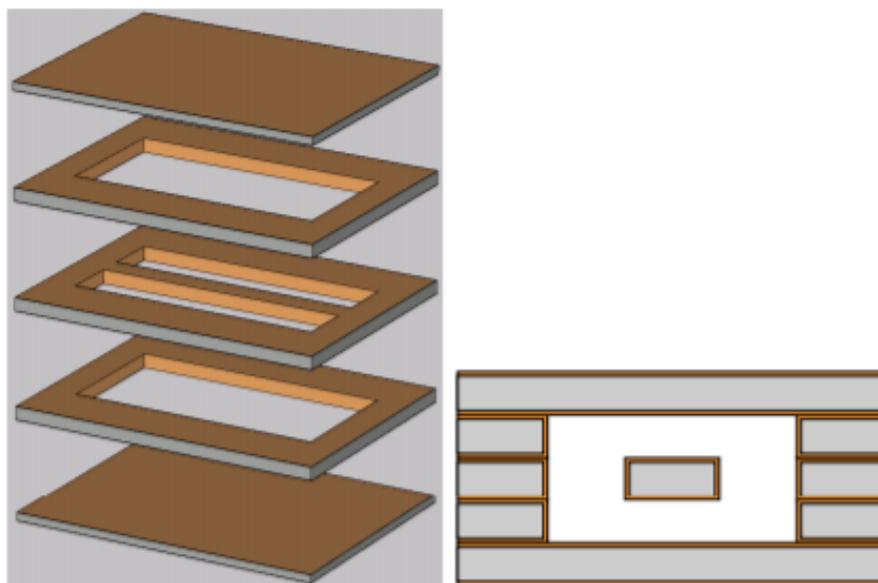


Figura 5. Estructura simple de un ESICL.



Aunque ESICL es comparable al ESIW y su estructura es similar a la de una guía de onda rectangular, presenta mejores prestaciones que ESIW, a pesar de que su diseño sea de un tamaño mayor que una línea planar o una SIW. Esta tecnología posee bajas pérdidas en la transmisión, no produce dispersión, contiene un alto ancho de banda y, además, posee una alta estabilidad y las interferencias de comunicación cruzada son inexistentes.

En resumen, las mejores prestaciones explicadas anteriormente justifican el interés por desarrollar dispositivos de comunicaciones (como el acoplador) en ESICL, incluso conociendo sus inconvenientes.

## 2.5 Dispositivos diseñados en ESICL

Aunque la tecnología ESICL es considerablemente novedosa, se han diseñado varios dispositivos a partir de dicha tecnología, lo que demuestra las buenas prestaciones de esta tecnología para implementar todo tipo de dispositivos de comunicaciones de altas prestaciones.

- Filtro de paso de banda plegado compacto en ESICL [1].
- Filtro de paso de banda ancha [2].
- Diseño y rendimiento de un filtro de paso de banda de alto Q de ancho de banda muy estrecho en línea coaxial vacía integrada en sustrato en Banda Ku [3].
- Transición de la guía de ondas coplanar conectada a tierra a la ESICL [2].
- Transición de línea microstrip compacta a ESICL [3].
- Filtro compacto paso banda en ESICL [4].
- Divisor de potencia utilizando ESICL [5].
- Acoplador direccional híbrido de 90° utilizando ESICL [5].
- Miniaturización del divisor de potencia y acoplador direccional híbrido de 90° para aplicaciones de banda C utilizando ESICL [6].
- Circulador de unión en Y de ferrita de baja pérdida basado en una línea coaxial integrada de sustrato vacío en la banda Ku [7].
- Diseño de un filtro de perfil continuo en una guía coaxial vacía integrada en sustrato [8].
- Diseño de un filtro de cavidades acopladas en tecnología de guía coaxial vacía integrada en sustrato [9].
- Diseño e implementación de un divisor de potencia Wilkinson en tecnología Empty Substrate Integrated Coaxial Line [10].

No obstante, todavía no se ha desarrollado un acoplador direccional en ESICL, y éste es el motivo de emprender este trabajo.

### Capítulo III. Teoría de líneas acopladas

Las líneas acopladas se pueden definir como dos líneas de transmisión abiertas próximas acopladas la una a la otra. Sin embargo, también es posible conseguir el acoplamiento con dos líneas cerradas (como un coaxial), solamente es necesario abrir y unir el conductor exterior. De este modo se consiguen líneas cerradas acopladas.

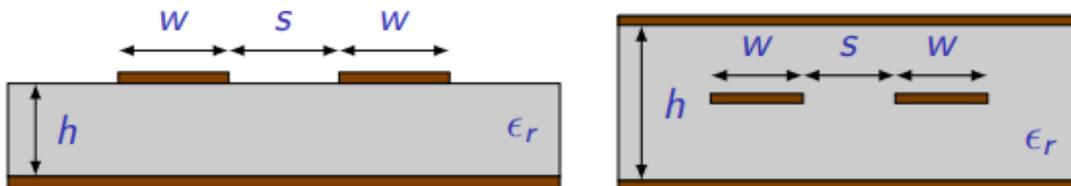


Figura 6. Líneas acopladas: Microstrip y Stripline.

Las propiedades de las líneas acopladas se pueden determinar a partir de las capacitancias efectivas entre los tres conductores y la velocidad de propagación en la línea. Como se puede observar en la Figura 7, en las líneas de 3 conductores se pueden definir 3 capacidades independientes por unidad de longitud ( $C_{11}$ ,  $C_{12}$ ,  $C_{22}$ ).

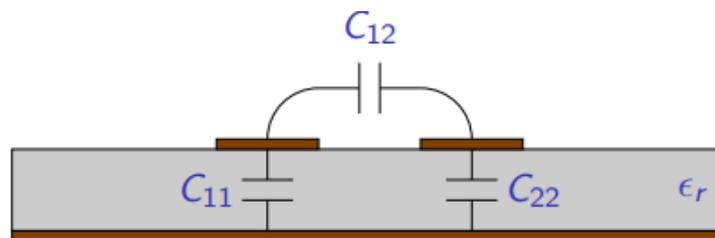


Figura 7. Capacidades por unidad de longitud de líneas acopladas.

$C_{11}$  y  $C_{22}$  representan la capacidad por unidad de longitud de cada una de las líneas respecto al plano de masa.  $C_{12}$  es la capacidad entre las líneas acopladas por unidad de longitud.



Figura 8. Circuito equivalente para el modo de excitación par.

Para el modo par, el campo eléctrico tiene simetría par con respecto a la línea central y la corriente no fluye entre las dos líneas de conductores. Esto se puede observar en el circuito equivalente que se muestra en la Figura 8, donde  $C_{12}$  está en circuito abierto. La capacidad resultante de cualquier línea a tierra en el modo par es:

$$C_e = C_{11} = C_{22}. \tag{1}$$

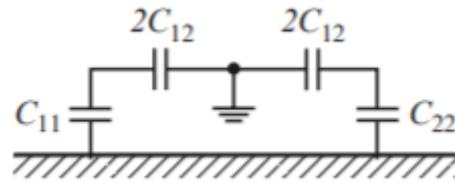


Figura 9. Circuito equivalente para el modo de excitación impar.

Para el otro modo, el modo impar, las líneas del campo eléctrico tienen simetría impar con respecto a la línea central y existe un voltaje nulo entre las dos líneas de conductores. Se puede observar todo esto en el circuito equivalente de la Figura 9. En este caso la capacidad resultante entre cualquier línea y la línea central en el modo impar es:

$$C_0 = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12} . \quad (2)$$

### 3.1 Impedancias par e impar

La impedancia característica es la relación entre voltaje y corriente para una onda que viaja a través de una línea de transmisión. Debido a que el voltaje y la corriente se definen de forma única para las ondas TEM, la impedancia característica de una onda TEM es única. Las ondas TE y TM, sin embargo, no tienen un voltaje y una corriente definidos de manera única, por lo que la impedancia característica de tales ondas puede definirse de diferentes maneras.

$$Z_0 = \frac{1}{Y_0} = \frac{V^+}{I^+} . \quad (3)$$

Donde la  $Z_0$  es la impedancia característica,  $Y_0$  es la admitancia característica,  $V^+$  y  $I^+$  son el voltaje y la corriente equivalente.

Considerando líneas acopladas dada la simetría eléctrica y geométrica, las impedancias en los modos par e impar de excitación se determinan:

- En el modo par, asumiendo que los conductores son del mismo tamaño y están en la misma posición. Por lo tanto, la impedancia característica para el modo par es:

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}} = \frac{\sqrt{L_e C_e}}{C_e} = \frac{1}{v C_e} \quad (4)$$

donde  $v = c/\sqrt{\epsilon_r} = 1/\sqrt{L_e C_e} = 1/\sqrt{L_0 C_0}$  es la velocidad de propagación en la línea.

- En el modo impar, las corrientes en las líneas son iguales en módulo y de dirección contraria. Entonces:

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \frac{\sqrt{L_0 C_0}}{C_0} = \frac{1}{v C_0}. \quad (5)$$

### 3.2 Coeficiente de Acoplo (C)

El coeficiente de acoplo basado en líneas acopladas aparece cuando dos líneas suficientemente próximas entre sí consiguen un acoplamiento en potencia y el modo de operar suele ser el TEM.

Para conocer el coeficiente de acoplo de líneas acopladas se necesita conocer varias relaciones. Primero se calcula la impedancia de entrada, se busca la relación entre la impedancia de entrada y la impedancia característica. Después, se busca la relación entre la tensión en el puerto 1 y la tensión de entrada, y para terminar se calcula la tensión del puerto 3.

Se considera que en un acoplador de líneas acopladas el puerto 1 es el puerto de transmisión y, por consiguiente, el puerto 4 se encuentra aislado. Por superposición, la excitación en el puerto 1 se puede considerar la suma de las excitaciones de modo par e impar. Por lo tanto, la impedancia de entrada en el puerto 1 del acoplador se puede expresar como

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_1^e + V_1^o}{I_1^e + I_1^o}. \quad (6)$$

A partir de un tramo de líneas acopladas se puede construir un acoplador (Figura 10). Este acoplador se alimenta por el puerto 1 y se cargan los demás con la impedancia de referencia como se puede observar en la Figura 11.

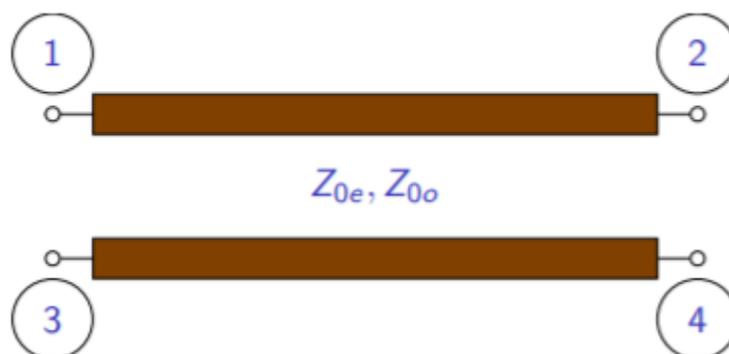


Figura 10. Acoplador construido a partir de líneas acopladas.

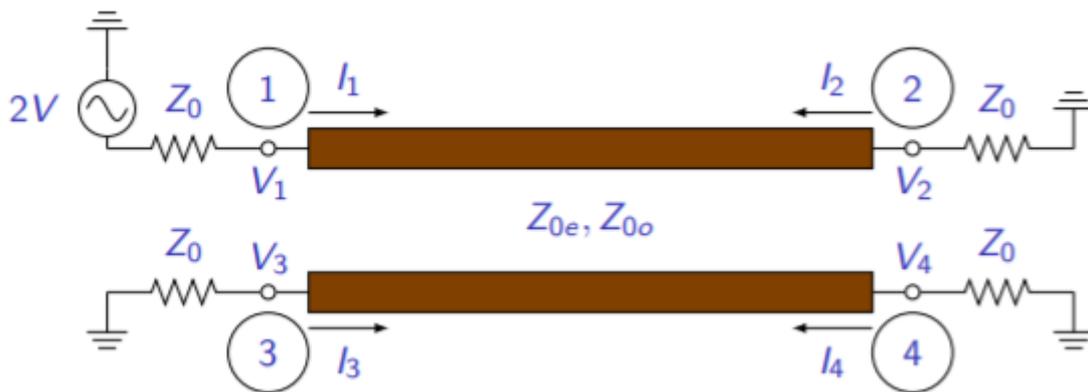


Figura 11. Acoplador alimentado por el puerto 1.

Este circuito se pasa a descomponer en dos circuitos equivalentes: circuito equivalente modo par y circuito equivalente modo impar, tal y como se muestra a continuación.

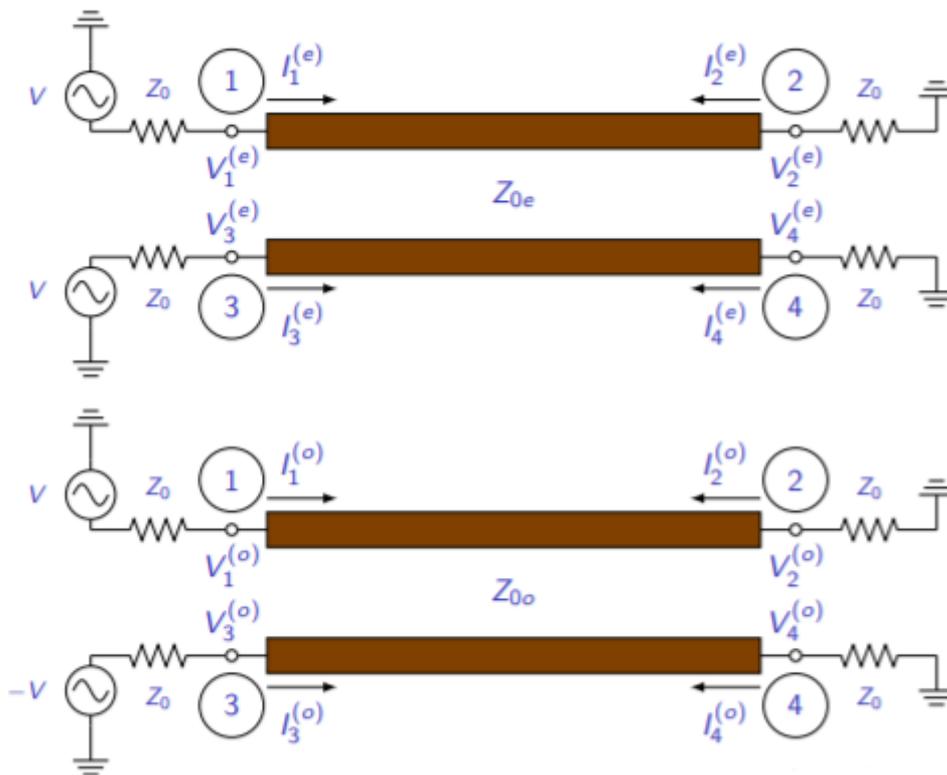


Figura 12. Circuitos equivalentes modo par e impar de un acoplador.

En el caso del modo par, la impedancia de entrada pasa a ser la impedancia de entrada de una línea de transmisión cargada.



Figura 13. Circuito equivalente para el modo par del puerto 1 y 2.

$$Z_{in}^e = Z_{0e} \frac{Z_0 + jZ_{0e} \tan \theta}{Z_{0e} + jZ_0 \tan \theta} \quad (7)$$

donde  $\theta$  es la longitud eléctrica de la línea de transmisión ( $\theta = \beta l$ ).

Conociendo la impedancia de entrada, la tensión en el puerto 1 para el modo par se puede expresar como

$$V_1^e = V \frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_0} \quad (8)$$

donde  $V$  es la tensión del modo par en el puerto 1.

También se calcula de una forma sencilla la corriente del puerto 1 en el modo de excitación par

$$I_1^e = \frac{V}{Z_{in}^e + Z_0} \quad (9)$$

donde  $V$  es la tensión del modo par en el puerto 1.

En el caso del modo impar, las expresiones son las mismas (sustituyendo  $Z_{0e}$  por  $Z_{0o}$ ). De este modo la impedancia de entrada queda así,

$$Z_{in}^o = Z_{0o} \frac{Z_0 + jZ_{0o} \tan \theta}{Z_{0o} + jZ_0 \tan \theta} \quad (10)$$

donde  $\theta$  es la longitud eléctrica de la línea de transmisión ( $\theta = \beta l$ ).

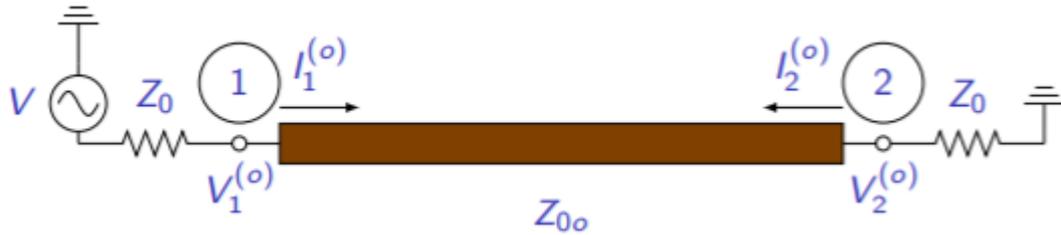


Figura 14. Circuito equivalente para el modo impar del puerto 1 y 2.

Entonces los voltajes y las corrientes del puerto 1 en el modo de excitación impar se expresan como

$$V_1^o = V \frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_0}, \quad (11)$$

y

$$I_1^o = \frac{V}{Z_{in}^o + Z_0}. \quad (12)$$

donde  $V$  es la tensión del modo par en el puerto 1.

Relacionando la ecuación (6) junto con las últimas ecuaciones calculadas, se obtiene

$$Z_{in} = \frac{Z_{in}^e (Z_{in}^o + Z_0) + Z_{in}^o (Z_{in}^e + Z_0)}{Z_{in}^e + Z_{in}^o + 2Z_0} = Z_0 + \frac{2(Z_{in}^e Z_{in}^o - Z_0^2)}{Z_{in}^e + Z_0 + 2Z_0}. \quad (13)$$

Sabiendo que

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}}, \quad (14)$$

Entonces, con las ecuaciones (7) y (10) se deduce que

$$Z_{in}^e = Z_{0e} \frac{\sqrt{Z_{0o}} + j\sqrt{Z_{0e}} \tan \theta}{\sqrt{Z_{0e}} + j\sqrt{Z_{0o}} \tan \theta}, \quad (15)$$

$$Z_{in}^o = Z_{0o} \frac{\sqrt{Z_{0e}} + j\sqrt{Z_{0o}} \tan \theta}{\sqrt{Z_{0o}} + j\sqrt{Z_{0e}} \tan \theta}, \quad (16)$$

Así que  $Z_{in}^e Z_{in}^o = Z_{0e} Z_{0o} = Z_0^2$  y esto conduce a que

$$Z_{in} = Z_0, \quad (17)$$

por lo tanto

$$V_1 = V. \quad (18)$$

Ahora se calcula el voltaje en el puerto 3 a partir de las ecuaciones (8) y (11), siendo

$$V_3 = V_3^e + V_3^o = V_1^e - V_1^o = V \left( \frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_0} - \frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_0} \right). \quad (19)$$

Donde a partir de las ecuaciones (7), (10), (15) y (16) se obtiene

$$\frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_0} = Z_{0e} \frac{Z_0 + jZ_{0e} \tan \theta}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) \tan \theta}, \quad (20)$$

$$\frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_0} = Z_{0e} \frac{Z_0 + jZ_{0o} \tan \theta}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) \tan \theta}, \quad (21)$$

y con esto a su vez se deduce que

$$V_3 = V \frac{j(Z_{0e} - Z_{0o}) \tan \theta}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) \tan \theta}. \quad (22)$$

Con todos los cálculos obtenidos anteriormente, ahora se puede definir el coeficiente de acoplo (C) como

$$C = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}. \quad (23)$$

En resumen, la relación entre las impedancias características en el modo par e impar y el coeficiente de acoplo viene dado por las siguientes ecuaciones:

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}}, \quad (24)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}}. \quad (25)$$

Por otra parte, el coeficiente de acoplo, C(dB) de un acoplador de 4 puertos se define a partir de  $S_{31}$ :

$$C(dB) = 10 \log \left( \frac{P_1}{P_3} \right) = 10 \log \left( \frac{1}{|S_{31}|^2} \right) \quad (26)$$

siendo  $P_1$  la potencia incidente en el puerto 1 (potencia de la onda progresiva que se propaga por ese acceso) y  $P_3$  la potencia que sale por el puerto 3.

Las expresiones de los parámetros  $S_{ij}$  vienen dadas a partir de los cálculos de  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$  y  $V_4$ . De este modo, conociendo que  $S_{31} = \frac{V_3}{V_1}$  y con las ecuaciones (18) y (22),  $S_{31}$  en función de  $C$  es

$$S_{31} = \frac{j(Z_{0e} - Z_{0o}) \tan \theta}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) \tan \theta} \quad (27)$$

Para calcular  $S_{21}$  y  $S_{41}$  en función de  $C$  y conociendo que  $S_{21} = \frac{V_2}{V_1}$  y  $S_{41} = \frac{V_4}{V_1}$ . Entonces se calculan los valores de  $V_2$  y  $V_4$ .

$$V_2 = V_2^e + V_2^o = V \frac{2Z_0 / \cos \theta}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) \tan \theta}. \quad (28)$$

y

$$V_4 = V_4^e + V_4^o = V_2^e - V_2^o = 0. \quad (29)$$

Al simplificar las expresiones se obtiene que

$$S_{21} = \frac{2Z_0}{2Z_0 \cos \theta + j(Z_{0e} + Z_{0o}) \sin \theta} \quad (30)$$

y

$$S_{41} = 0. \quad (31)$$

Para simplificar las expresiones se define a partir de la ecuación (23) que

$$\sqrt{1 - C^2} = \frac{2Z_0}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (32)$$

ya que  $Z_0 = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}$ .

Por lo tanto, al simplificar las expresiones anteriores de  $S_{31}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{41}$  tenemos que

$$S_{31} = \frac{jC \tan \theta}{\sqrt{1 - C^2} + j \tan \theta}, \quad (33)$$

$$S_{21} = \frac{\sqrt{1 - C^2}}{\sqrt{1 - C^2} \cos \theta + j \sin \theta} \quad (34)$$

y

$$S_{41} = 0. \quad (35)$$



Además, cuando  $\theta = \pi/2$  se consigue el máximo acoplamiento, es decir, cuando la longitud de las líneas acopladas es de  $\lambda/4$ ,  $S_{31}$  se convierte en C, que es el acoplo. Por este motivo, el acoplador se debe diseñar para una longitud de las líneas acopladas de  $\lambda/4$ .

## Capítulo IV. Acoplador direccional en ESICL

El objetivo principal de este trabajo es el diseño de un acoplador direccional en ESICL. Por lo tanto, es necesario tener un ESICL con una impedancia característica en función de los parámetros geométricos de la línea y que su funcionamiento sea monomodo para un ancho de banda lo más grande posible.

Como ya se ha explicado anteriormente, un acoplador direccional es un dispositivo de 4 puertos que tiene dos líneas de transmisión muy próximas, causando entonces el acoplamiento en uno de sus puertos. A continuación se puede observar el funcionamiento de un acoplador direccional cuando el puerto 1 ( $P_1$ ) es el puerto de entrada.

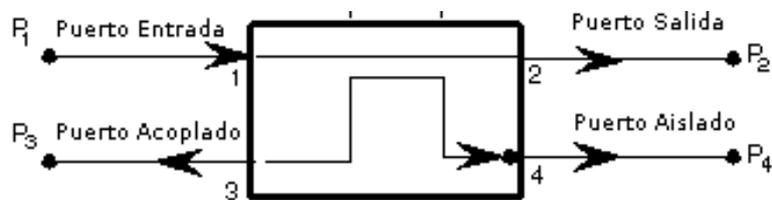


Figura 15. Esquema de un acoplador direccional.

Por otro lado, ESICL tiene una estructura de 5 capas. Posee dos cubiertas que cierran la estructura y tres capas que contienen el sustrato y un conductor interno. Por lo tanto, en la estructura aparecen dos conductores, provocando así que el modo fundamental de la línea sea el modo TEM.

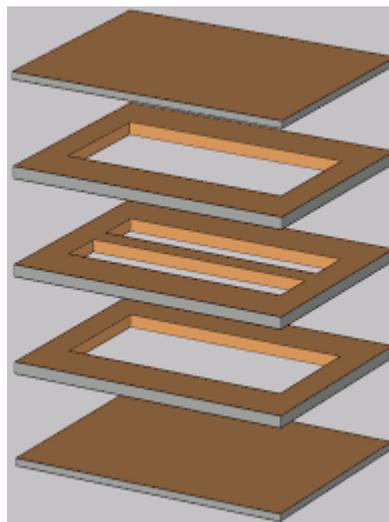


Figura 16. Esquema de un ESICL.

Para el modo TEM, el modelo de línea de transmisión simple se puede aplicar para diseñar la impedancia característica de ambos, el ESICL y el acoplador direccional construido con esta tecnología.

Para ello, y teniendo en cuenta que se trabajará en el rango monomodo, se procede a calcular la capacidad total por unidad de longitud de la línea, que junto con la velocidad de propagación permite obtener la fórmula:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\sqrt{LC}}{C} = \frac{1}{vC} = \frac{\sqrt{\mu\epsilon}}{C}, \quad (36)$$

donde  $v = c/\sqrt{\epsilon_r} = 1/\sqrt{LC}$  es la velocidad de propagación en la línea.

Existen dos expresiones generales de la impedancia característica en ESICL: Impedancia característica en ESICL cuadrada e Impedancia característica general.

Considerando que la ESICL es cuadrada, se empieza por calcular la capacidad por unidad de longitud total de la línea. Se divide la ESICL en 8 secciones (ver Figura 17) donde esta capacitancia total será la suma de las capacitancias de cada sección. [5][7]

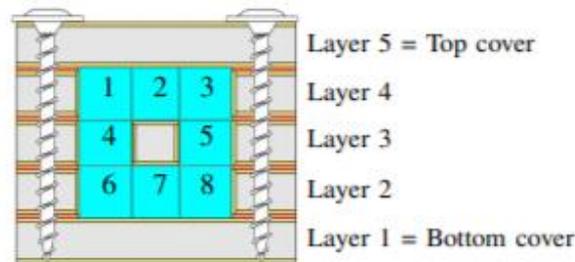


Figura 17. División en 8 subsecciones de la sección transversal de la ESICL.

De esta forma se obtienen las siguientes expresiones, donde  $C_i$  representa la capacidad por unidad de longitud equivalente de la sección  $i$ . La dimensión  $w$  representa la anchura del conductor interior ( $W_{\text{inner}}$  en la Figura 18),  $g$  es la distancia desde el conductor interior hasta el exterior y  $h$  es la altura del conductor interior ( $h_{\text{inner}}$  en la Figura 18).

$$C_1 = \frac{\epsilon}{\pi} \left[ \log_{10} \left( \frac{1}{2} \right) + \frac{\pi}{2} \right], \quad (37)$$

$$C_2 = \frac{\epsilon w}{g}, \quad (38)$$

$$C_3 = \frac{\epsilon}{\pi} \left[ \log_{10} \left( \frac{1}{2} \right) + \frac{\pi}{2} \right], \quad (39)$$

$$C_4 = \frac{\varepsilon h}{g}, \quad (40)$$

$$C_5 = \frac{\varepsilon h}{g}, \quad (42)$$

$$C_6 = \frac{\varepsilon}{\pi} \left[ \log_{10} \left( \frac{1}{2} \right) + \frac{\pi}{2} \right], \quad (41)$$

$$C_7 = \frac{\varepsilon w}{g}, \quad (43)$$

$$C_8 = \frac{\varepsilon}{\pi} \left[ \log_{10} \left( \frac{1}{2} \right) + \frac{\pi}{2} \right]. \quad (44)$$

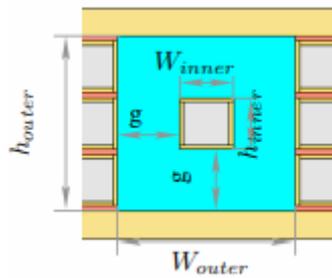


Figura 18. Dimensiones de la sección transversal de una ESICL.

Por lo tanto, la capacidad por unidad de longitud total de la línea:

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + C_5 + C_6 + C_7 + C_8 \quad (45)$$

Y sustituyendo estos datos en la ecuación (36), se obtiene [5][7] que la impedancia para una ESICL cuadrada es

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\mu\varepsilon}}{2\varepsilon \left[ \left( \frac{w+h}{g} \right) + \frac{2}{\pi} \left( 10 \log \left( \frac{1}{2} \right) + \frac{\pi}{2} \right) \right]}. \quad (46)$$



Por otra parte, la impedancia característica general ( $Z_0$ ) se extrae [11] a partir de las dimensiones de la sección transversal ( $g$ ,  $W_{inner}$ ,  $h_{inner}$ ,  $W_{outer}$  y  $h_{outer}$ ) que se pueden identificar en la Figura 18, obteniéndose que

$$Z_0 = \frac{\mu_0}{4\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{1}{\frac{w_{inner}/h_{outer}}{h_{outer}/(h_{inner}-1)} + \frac{2}{\pi} \ln \left( \frac{1}{1-h_{inner}/h_{outer}} + \coth \frac{\pi w_{outer}}{2h_{outer}} \right)} \right]. \quad (47)$$

## Capítulo V. Resultados

### 5.1 Herramienta MATLAB

Para realizar los cálculos previos al diseño se ha utilizado la herramienta de software MATLAB, un sistema de cómputo numérico que ofrece un entorno de desarrollo integrado (IDE) con un lenguaje de programación propio (lenguaje M). Este software permite realizar operaciones numéricas muy complejas en segundos, por lo que permite agilizar los cálculos previos al diseño.



### 5.2 Estructura y parámetros geométricos

El primer paso consiste en llevar a cabo el cálculo de las impedancias características par e impar del acoplador direccional en ESICL. Se busca que el dispositivo trabaje correctamente con una impedancia característica ( $Z_0$ ) de  $50\Omega$  en cada puerto. También se considera que la longitud de las líneas es de 15mm. A continuación se muestra una tabla de los parámetros geométricos utilizados en el diseño del acoplador ESICL:

Parámetros geométricos	Observaciones
gap	Distancia entre las dos líneas coaxiales.
hcoax	Altura de la línea vacía.
hcoax_int	Altura de la línea coaxial.
longEsiw	Longitud de las líneas desde un puerto hasta el codo.
lsep	Distancia de separación entre dos líneas vacías.
sep	Distancia de separación entre la línea vacía y la línea coaxial.
wcoax	$gap+2wcoax\_int3+2sep$
wcoax_int1	Anchura de la línea coaxial desde un puerto hasta el codo.
wcoax_int3	Anchura de la línea coaxial desde un puerto a otro.
wcoaxInOut	Anchura de la línea vacía en un puerto.

**Tabla 3. Parámetros geométricos del diseño del dispositivo.**

Se pueden observar de manera clara los parámetros geométricos mencionados anteriormente en la siguiente figura:

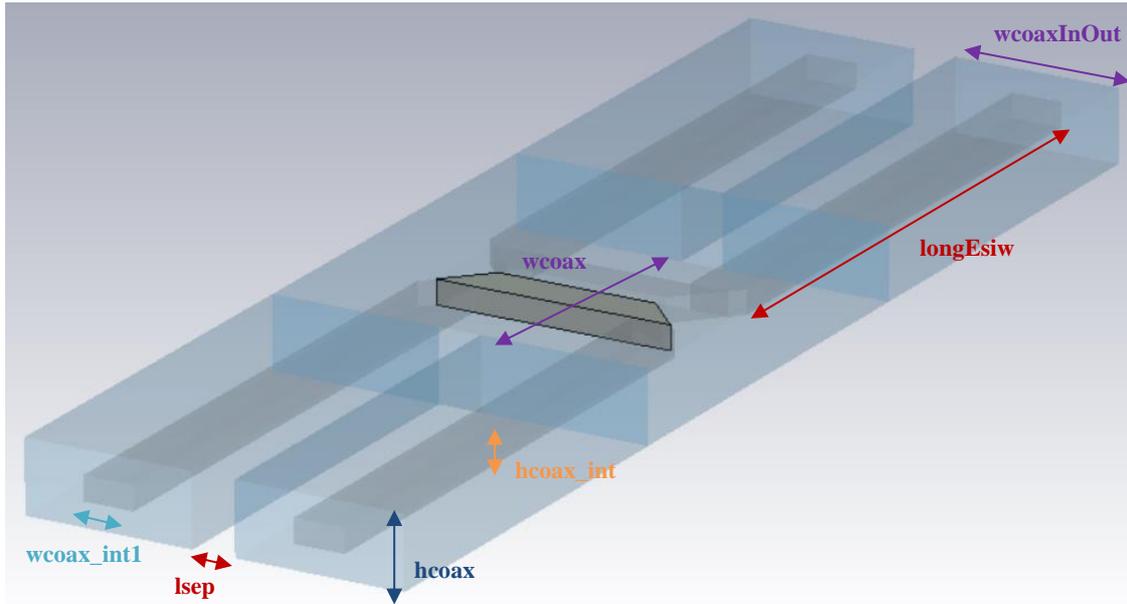


Figura 19. Estructura Acoplador Direccional en ESICL.

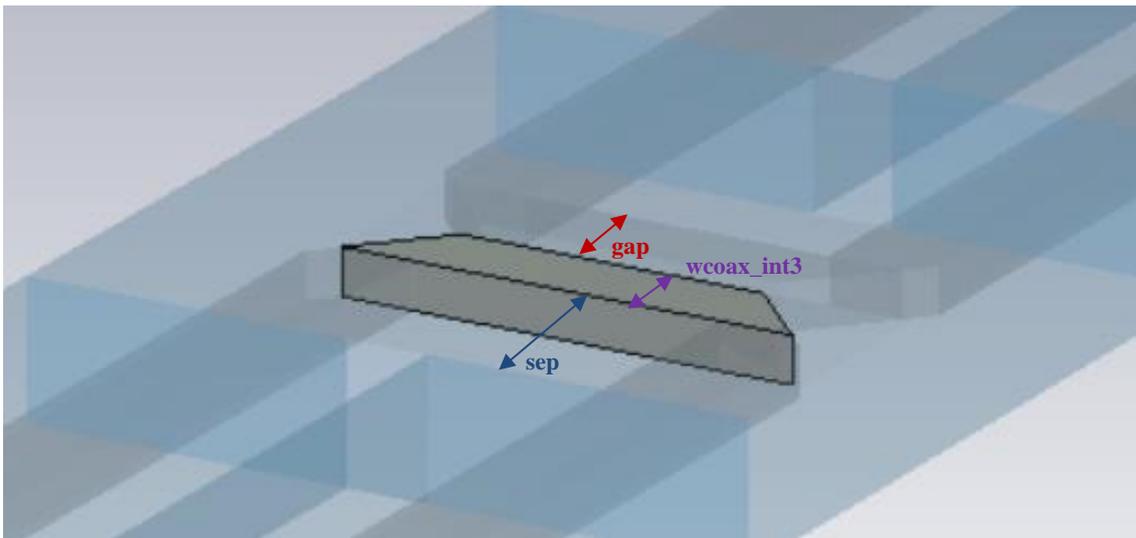


Figura 20. Detalle del Acoplador Direccional en ESICL.

Se consideran por defecto varios de los parámetros geométricos que componen la estructura del dispositivo. Estos son:

Parámetros geométricos	Valor
epsilon <sub>r</sub>	1
hcoax	2.598mm
hcoax_int	0.866mm
longEsiw	15mm

lsep	0.15wcoax
wcoax	gap+2wcoax_int3+2sep
wcoaxInOut	6mm

**Tabla 4. Parámetros geométricos predefinidos.**

Aunque el valor de la longitud de las líneas ESICL de entrada y salida (longEsiw) es de 15mm, inicialmente se escoge un valor de 20cm y después pasa a ser de 5cm por el tiempo de ejecución de las simulaciones. Finalmente, longEsiw se queda como 15mm ya que supone un menor tiempo de ejecución, mejorando el rendimiento de las simulaciones.

Los parámetros geométricos que todavía no se han definido se calculan a partir de varias funciones de Matlab. Para llegar a calcular los valores de sep, gap y wcoax\_int3, primero se debe conocer el valor de las impedancias características par e impar ( $Z_{0e}$ ,  $Z_{0o}$ ).

Primero, se define una función en Matlab (“impedancias\_caracteristicas.m”) que calcula el valor de las impedancias características par e impar ideales ( $Z_{0e\_ideal}$ ,  $Z_{0o\_ideal}$ ) a partir de las siguientes ecuaciones:

$$Z_{0e\_ideal} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}}, \quad (48)$$

$$Z_{0o\_ideal} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}}. \quad (49)$$

Para poder seguir calculando los diferentes parámetros geométricos que contiene la geometría del dispositivo, se ejecuta la función “anchura\_esicl.m”. Usando el método de los momentos, esta función calcula el valor que debe tener la anchura del conductor interior (wcoax\_int1) para conseguir una determinada impedancia característica  $Z_0$ . Por lo tanto, conociendo los valores (Tabla 4) se determina que el valor de wcoax\_int1 es igual a 1.8mm.

Por otro lado, simultáneamente se utiliza una función (“impedancias\_acopladas.m”) que calcula las impedancias características par e impar de líneas acopladas en ESICL según la geometría del dispositivo a diseñar, a partir de los parámetros geométricos gap, wcoax\_int, wcoax, hcoax\_int, hcoax, sep y epsilon\_r.

A continuación, se define una nueva función (“error\_impedancias.m”) que, con los parámetros geométricos conocidos y con estas dos funciones anteriores de Matlab, calcula la diferencia de error entre las impedancias características ideales y las impedancias características acopladas. Sin embargo, esta función sigue necesitando determinar los valores de los parámetros geométricos: gap, sep y wcoax\_int3.



Por lo tanto, una nueva función es definida como “búsqueda\_error.m” que calcula los parámetros geométricos gap, sep y wcoax\_int3 a partir de definir unos valores iniciales de estos parámetros geométricos, los cuales irán incrementándose hasta encontrar la optimización del error de impedancias características, también gracias al llamamiento de la función anteriormente mencionada (“error\_impedancias.m”).

### 5.3 Herramienta CST

Para realizar los diseños se ha utilizado la herramienta de software CST Studio Suite®, un software de análisis de sistemas electromagnéticos en 3D de alto rendimiento para diseñar, analizar y optimizar componentes y sistemas electromagnéticos (EM). Este software permite el modelado, simulación y optimización de dispositivos basados en ESICL. También permite identificar posibles problemas en las primeras fases del proceso de diseño, reducir el número de prototipos físicos y minimizar el riesgo de fallos. Es importante este hecho, debido a la poca información previa que se dispone sobre la respuesta de dispositivos basados en ESICL y que son necesarios para su fabricación.



## 5.4 DISEÑO

### 5.4.1 ESICL 50Ω

Antes de empezar a intentar diseñar un acoplador direccional en ESICL, se diseña un ESICL de dos puertos con la finalidad de que su impedancia característica ( $Z_0$ ) sea  $50\Omega$ . A continuación, se puede visualizar la estructura en 3D del diseño del ESICL para una  $Z_0=50\Omega$ .

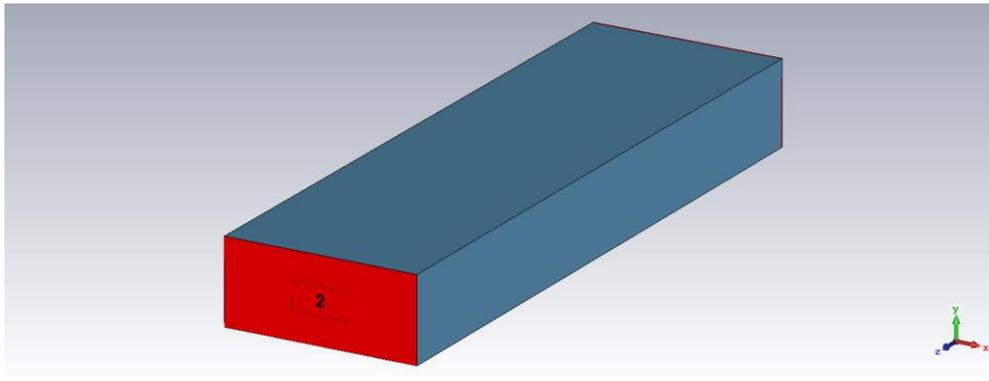


Figura 21. Estructura de una ESICL de  $Z_0=50\Omega$ .

Los parámetros geométricos de este diseño inicial son los óptimos para que el objetivo principal de que  $Z_0$  sea igual a  $50\Omega$  y se pueden consultar en la siguiente tabla:

Parámetros geométricos	Valor
mets	0.018mm
metg	0.009mm
mete	0.005mm
longEsiw	20.00mm
h	0.813mm
a	157.988mm
smet	mets+metg
w_coax	6mm
w_coax_int	1.817mm

Tabla 5. Parámetros geométricos ESICL de  $50\Omega$ .

A continuación, se realiza la simulación para comprobar que los cálculos de los parámetros geométricos son los correctos y que la impedancia característica de los puertos es igual a  $50\Omega$ . Dicha simulación se realiza de igual modo con el software CST Studio, a partir de seleccionar la opción *Start Simulation* en la pestaña *Home*.

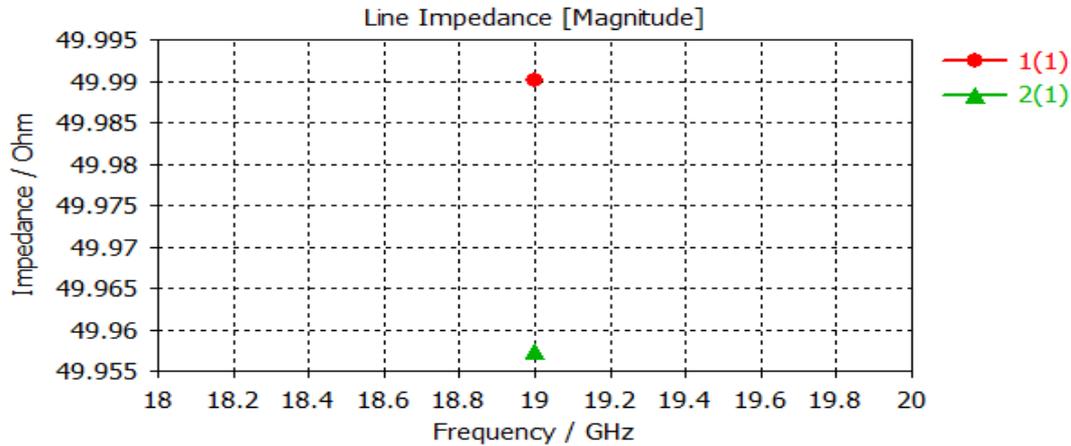


Figura 22. Impedancia lineal de los puertos 1 y 2.

En la Figura 22 se puede observar que la impedancia lineal de los puertos 1 y 2 tiene un valor de aproximadamente  $50\Omega$  tal y como se pretendía conseguir.

Dado el hecho de que se ha conseguido que la impedancia característica en los puertos sea de  $50\Omega$ , se empiezan a construir a partir del software anterior varios diseños de un acoplador direccional en ESICL. Estos diseños van a realizarse para un acoplo (C) de  $-10\text{dB}$ ,  $-12\text{dB}$ ,  $-8\text{dB}$  y  $-15\text{dB}$ .

#### 5.4.2 Acoplador direccional en ESICL para $C=-10\text{dB}$

Lo primero, como se ha descrito en el apartado anterior, es calcular los valores de los parámetros geométricos del diseño de un acoplador direccional suponiendo un acoplo (C) de  $-10\text{dB}$ . Como ya se conocían varios de los parámetros geométricos, se puede definir una lista de parámetros en el software de diseño para empezar con la construcción. Estos parámetros son los que aparecen a continuación, a excepción de  $l_{\text{sep}}$ ,  $l_1$  y  $l_2$ :

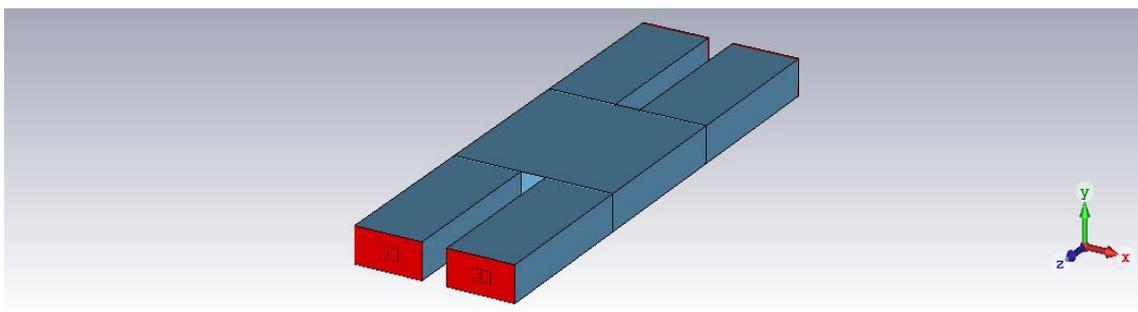
Parámetros geométricos	Valor
longEsiw	15mm
wcoax	gap+2*wcoax_int3+2*sep
wcoax_int1	1.8mm
sep	5.7mm
gap	0.5mm

lsep	$0.15 * w_{coax}$
w_total	$2 * w_{coaxInOut} + lsep$
wcoax_int3	1.4mm
hcoax	2.598mm
hcoax_int	0.866mm
wcoaxInOut	6mm
l1	-0.45991984247477mm
l2	-0.023525707261751mm

**Tabla 6. Parámetros geométricos Acoplador Direccional en ESICL para C=-10dB.**

La optimización de l1 y l2 se realiza para encontrar los valores óptimos que hacen que el parámetro S11 (reflexión) sea el mínimo posible y no son calculados a partir de las funciones de Matlab que ya se habían utilizado, sino que se determinan a partir de una optimización con el software de diseño CST. Esta optimización se realiza insertando unos valores aleatorios a los parámetros y después, con la opción *Optimizer* en la pestaña *Home*, se definen valores iniciales y finales para encontrar dentro de ese rango el valor óptimo de cada parámetro. Los valores que se muestran en la Tabla 6 de l1 y l2 son los valores óptimos de diseño.

Por otro lado, previamente a la optimización de l1 y l2 se construye una estructura como la de la Figura 23. Este dispositivo consta de 4 rectángulos de material vacío como puertos del dispositivo, 4 rectángulos interiores dentro de los anteriores compuestos de material conductor, un rectángulo central que une los 4 rectángulos vacíos, dos rectángulos centrales interiores dentro del anterior y compuestos de material conductor, y unidos por cuatro codos en los extremos de los rectángulos anteriores compuestos de material conductor.



**Figura 23. Estructura de un Acoplador Direccional en ESICL para C=-10dB.**

Después de la construcción del diseño, se pasa a ejecutar la simulación del dispositivo. Para conocer si el diseño se puede considerar como satisfactorio se consultan varios resultados de la simulación como la impedancia lineal de los puertos, los parámetros S y las distribuciones de campo.

Uno de los resultados de la simulación para tener en cuenta es la impedancia lineal de los puertos. Esta impedancia lineal tiene como objetivo tener un valor aproximado de  $50\Omega$  en cada uno de los puertos, ya que es una de las consideraciones previas.

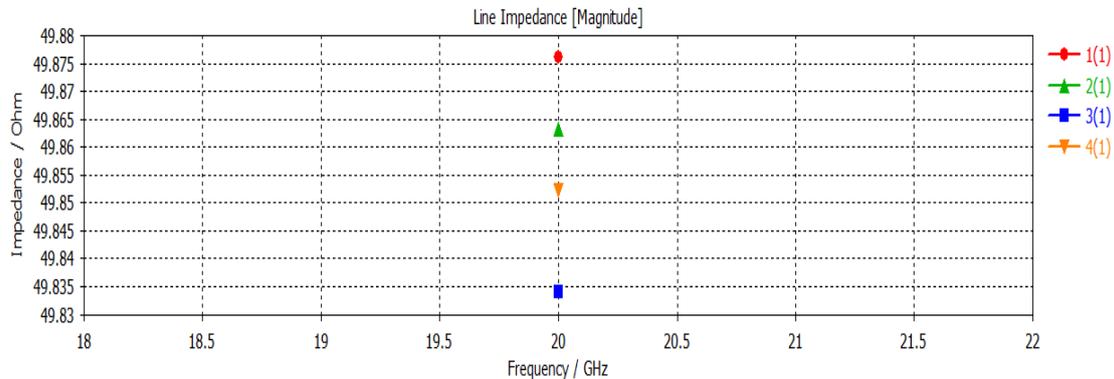


Figura 24. Impedancia lineal de los puertos 1, 2, 3 y 4.

Como se puede observar en la Figura 24, la impedancia lineal en los distintos puertos es aproximadamente de  $50\Omega$ , tal y como se pretendía.

Por otro lado, el rango de frecuencia de la simulación es de 0.5 a 20 GHz porque el modo de orden superior tiene la frecuencia de corte en 21 GHz, y por lo tanto el margen de frecuencia monomodo, en el que se propaga sólo en modo TEM, es desde 0 hasta 21 GHz. De esa manera en los puertos se indica que calcule sólo los parámetros S del modo 1 (modo fundamental).

Si el parámetro  $l_{sep}$  es demasiado grande, se forma una onda estacionaria. Los mínimos de  $S_{41}$  se producen más o menos a frecuencias a las que la mitad de la longitud de onda coincide con la longitud de las líneas acopladas. A esas frecuencias hay mucha transmisión al puerto 2, y no se acopla potencia al puerto 4, por lo que a esas frecuencias el acoplador no funciona.

Sin embargo, reduciendo  $l_{sep}$ , la longitud de las líneas acopladas se reduce. Las frecuencias aumentan cuando la longitud de las líneas acopladas es cuatro veces más que la longitud de onda. Por tanto, esos mínimos se van desplazando a la derecha y, con eso, se consigue que  $S_{41}$  sea más o menos igual a -10 dB en un rango de frecuencias bastante amplio (desde 9 a 17 GHz y el centro está en aproximadamente 13 GHz, que es cuando la longitud de las líneas acopladas es aproximadamente de  $\lambda/4$ ).

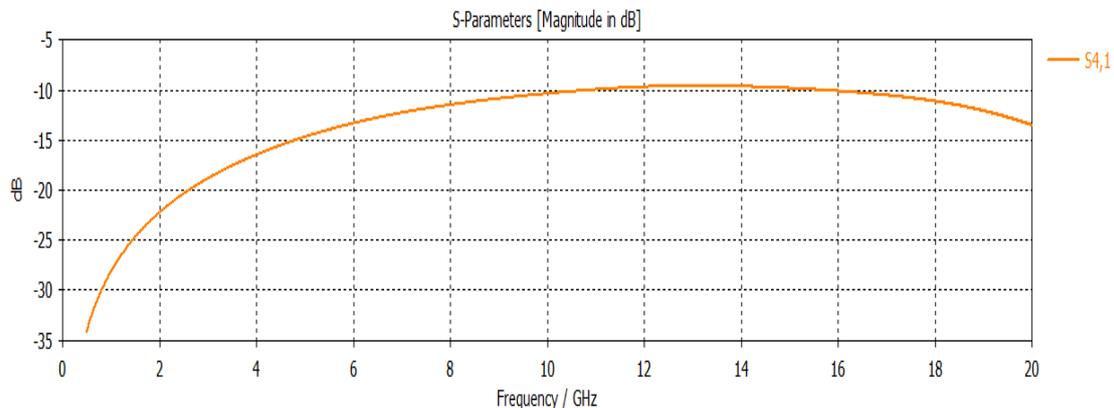


Figura 25. Parámetro  $S_{41}$  para  $l_{sep}=0.15 \cdot w_{coax}$ .

En las figuras Figura 26 y Figura 27 se observa cómo se propaga el campo a diferentes frecuencias. Se puede observar cómo la mayor parte de la señal se va por el puerto 2, pero una parte (-10 dB), se va por el puerto 4, y muy poco (-23 dB) por el puerto 3 (que es el puerto que debería estar aislado) en 11.32 y 15GHz de frecuencia.

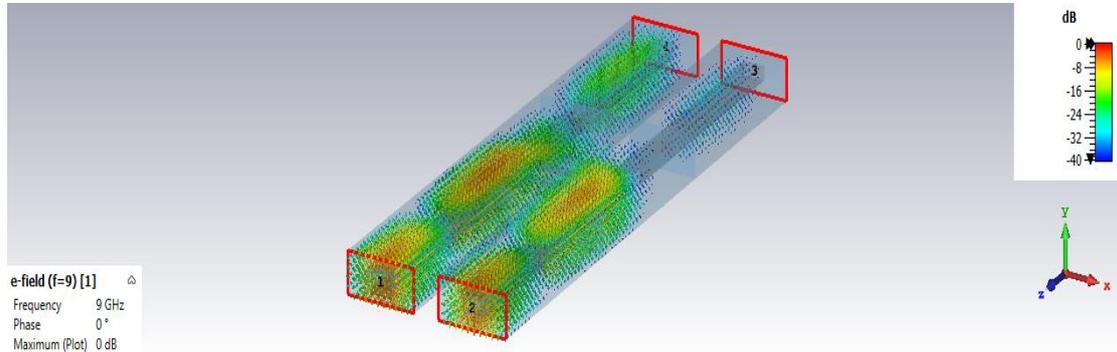


Figura 26. Distribución de campo para f=11.32GHz.

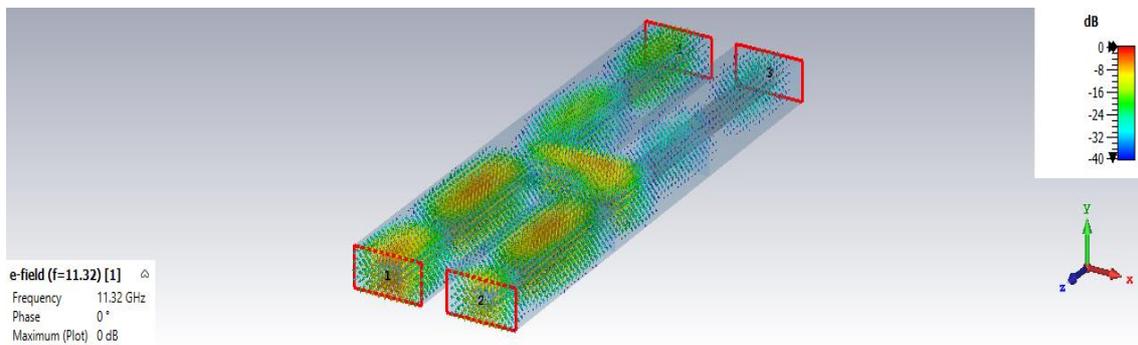


Figura 27. Distribución de campo para f=15GHz.

Después de observar todos estos resultados de la simulación se llega a la conclusión de que este diseño es satisfactorio, por el hecho de haber obtenido una  $Z_0=50\Omega$  a la entrada y salida de los cuatro puertos, de haber optimizado  $l_{sep}$  para que el parámetro  $S_{41}$  fuera de -10dB en un amplio rango de frecuencias, y al observar que el acoplo con el puerto 4 funciona correctamente.

Desde otro punto de vista y considerando que el rango de frecuencias en el que  $S_{41}$  sigue siendo igual a -10dB, pero en frecuencias menores de 11GHz, se vuelve a optimizar  $l_{sep}$ ,  $l_1$  y  $l_2$ . Después de realizar la primera optimización manual del parámetro  $l_{sep}$ , se extrae que el valor óptimo de  $l_{sep}$  es igual a  $0.40 \cdot w_{coax}$ . Después de esta optimización se pasa a ejecutar la optimización automática de  $l_1$  y  $l_2$  para el nuevo valor de  $l_{sep}$  en el diseño. Esta última optimización da como resultado que

l1	-0.44021961272969mm
l2	-0.024009403260038mm

Tabla 7. Parámetros geométricos l1 y l2.

Se puede observar en el siguiente gráfico que  $S_{41}$  tiene un valor de -10dB desde 6GHz hasta 10GHz.

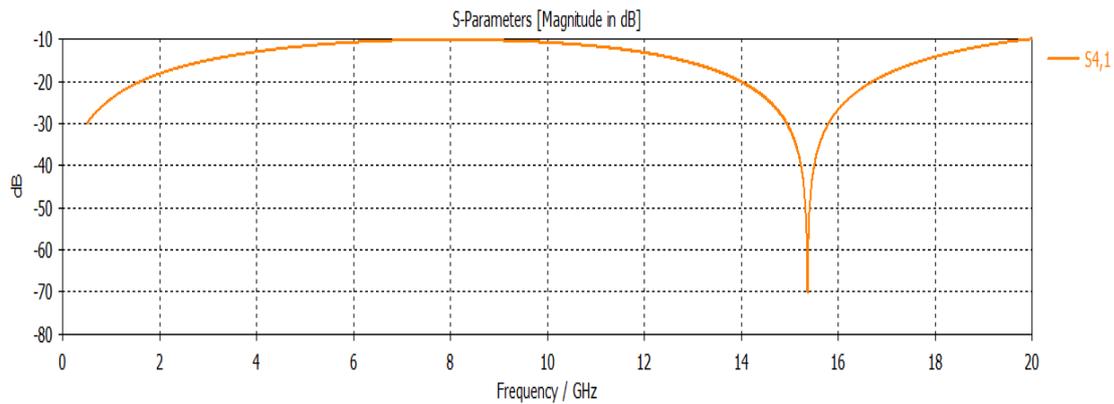


Figura 28. Parámetro  $S_{41}$  para  $l_{sep}=0.40*w_{coax}$ .

En las distribuciones de campo, por otra parte, puede observarse cómo la propagación del campo se mantiene igual. Se observa en las figuras Figura 29 y Figura 30, cómo por el puerto 4 se va una pequeña parte (-10dB), la mayor parte va al puerto 2 y muy poco (-24dB) por el puerto 3, que es el puerto que debería estar aislado.

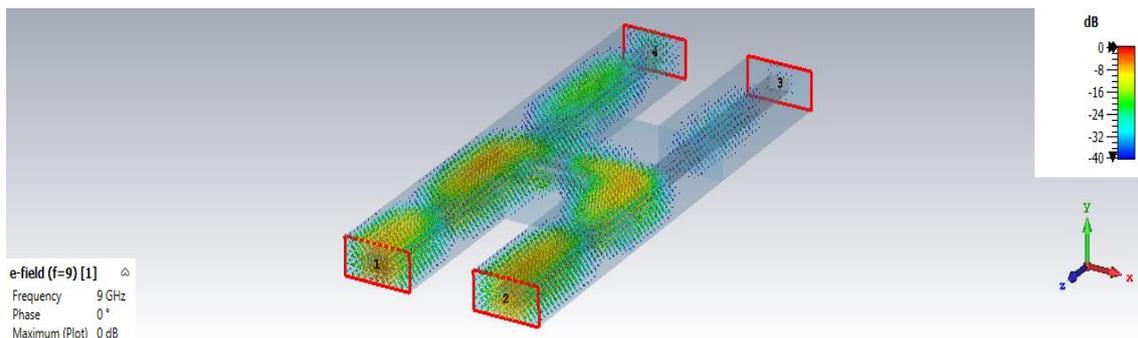


Figura 29. Distribución de campo para  $f=9$  GHz.

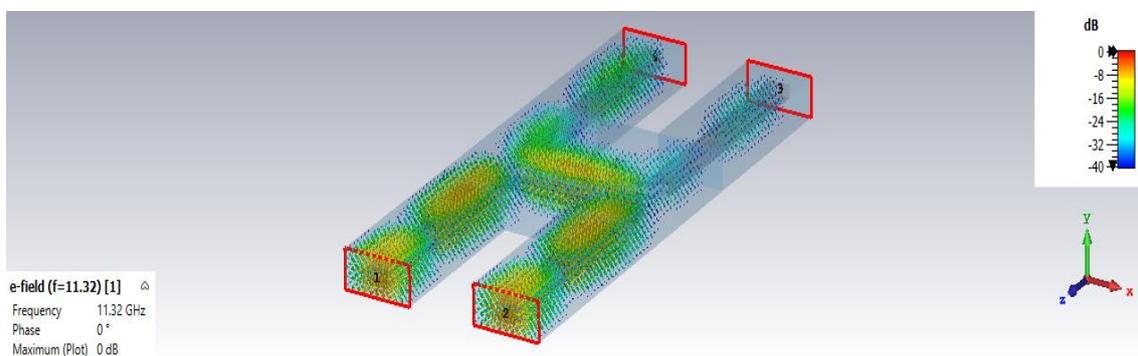


Figura 30. Distribución de campo para  $f=11.32$ GHz

### 5.4.3 Acoplador direccional en ESICL para $C=-12dB$

Primero, se calculan los valores de los parámetros geométricos del diseño del acoplador direccional suponiendo un acoplo (C) de -12 dB. Estos parámetros son los que aparecen a continuación, a excepción de lsep, l1 y l2:

Parámetros geométricos	Valor
longEsiw	15mm
wcoax	gap+2*wcoax_int3+2*sep
wcoax_int1	1.8mm
sep	5.8mm
gap	0.6mm
lsep	0.10*wcoax
w_total	2*wcoaxInOut+lsep
wcoax_int3	1.5mm
hcoax	2.598mm
hcoax_int	0.866mm
wcoaxInOut	6mm
l1	-0.45991984247477mm
l2	-0.023525707261751mm

**Tabla 8. Parámetros geométricos Acoplador Direccional en ESICL para  $C=-12dB$ .**

Como se ha mencionado en el apartado anterior, se determinan a partir de una optimización con el software de diseño CST para encontrar sus valores óptimos y conseguir que el parámetro  $S_{11}$  (reflexión) sea el mínimo posible. Los valores que se muestran en la Tabla 8 de l1 y l2 son los valores óptimos de diseño.

Por otro lado, previo a la optimización de l1 y l2 se construye una estructura que consta de los mismos componentes que el del apartado anterior (Figura 31. Estructura de un Acoplador Direccional en ESICL para  $C=-12dB$ ).

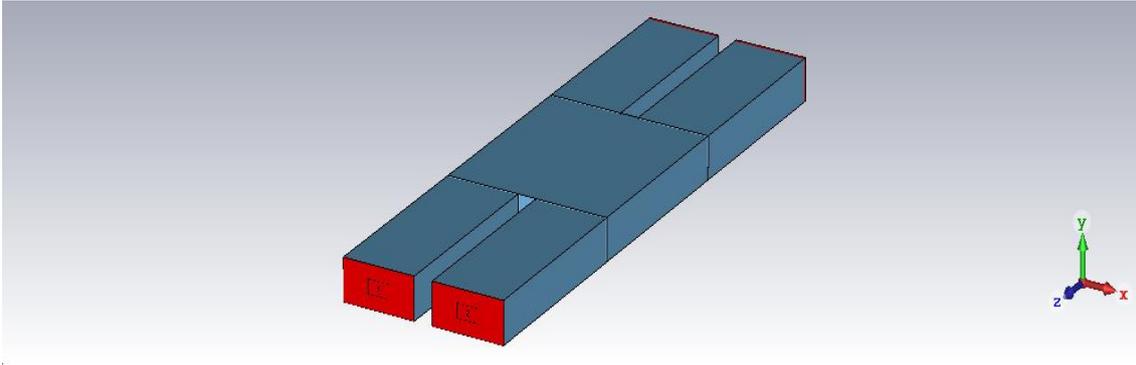


Figura 31. Estructura de un Acoplador Direccional en ESICL para  $C=-12\text{dB}$ .

Después de la construcción del diseño, se pasa a observar varios resultados de la simulación como la impedancia lineal de los puertos, los parámetros S y las distribuciones de campo, así como determinar si el diseño es o no satisfactorio.

Uno de los resultados de la simulación para tener en cuenta es la impedancia lineal de los puertos. Como se puede observar en la Figura 32, la impedancia lineal en los distintos puertos es aproximadamente de  $50\Omega$ , tal y como se pretendía conseguir.

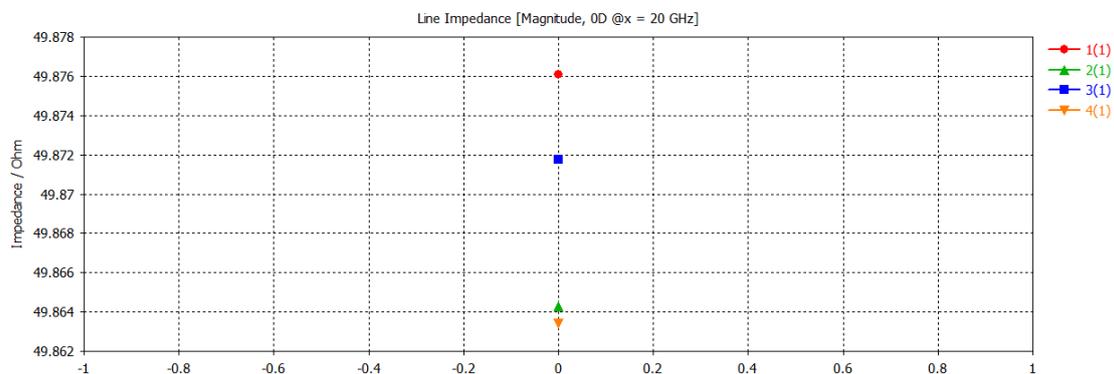


Figura 32. Impedancia lineal de los puertos 1, 2, 3 y 4.

Además, reduciendo  $l_{sep}$  hasta  $0.10 \cdot \lambda_{coax}$  la longitud de las líneas acopladas se reduce y las frecuencias aumentan. Cuando la longitud de las líneas acopladas es cuatro veces mayor que la longitud de onda, las frecuencias aumentan. Por lo tanto, se consigue que  $S_{41}$  sea más o menos igual a  $-12\text{ dB}$  en un rango de frecuencias bastante amplio (desde 12 a 19 GHz y el centro está en aproximadamente 15 GHz).

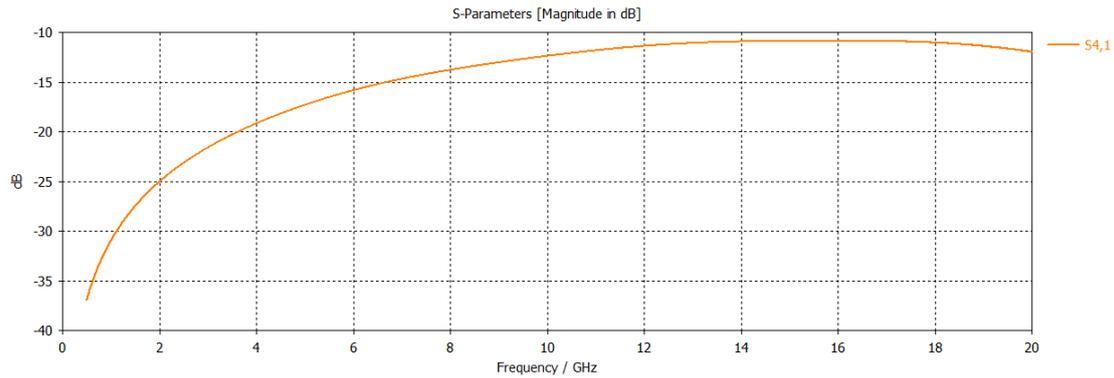


Figura 33. Parámetro S<sub>41</sub> en dB dependiendo de la frecuencia (GHz).

En las figuras Figura 34 y Figura 35 se observa cómo se propaga el campo a diferentes frecuencias. Se puede observar cómo una parte (-12 dB) se va por el puerto 4, pero la mayor parte de la señal se va por el puerto 2, y muy poco (-26 dB) por el puerto 3 (que es el puerto que debería estar aislado) en 11.32 y 15GHz de frecuencia.

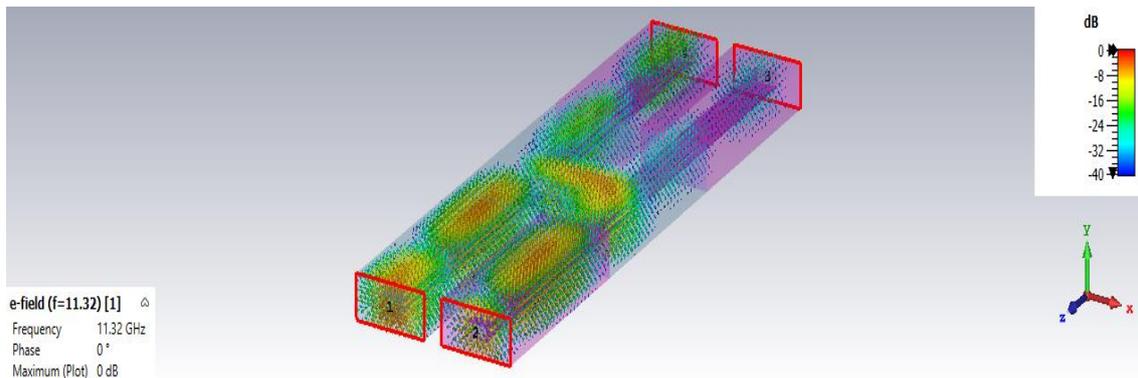


Figura 34. Distribución de campo para f=11.32GHz.

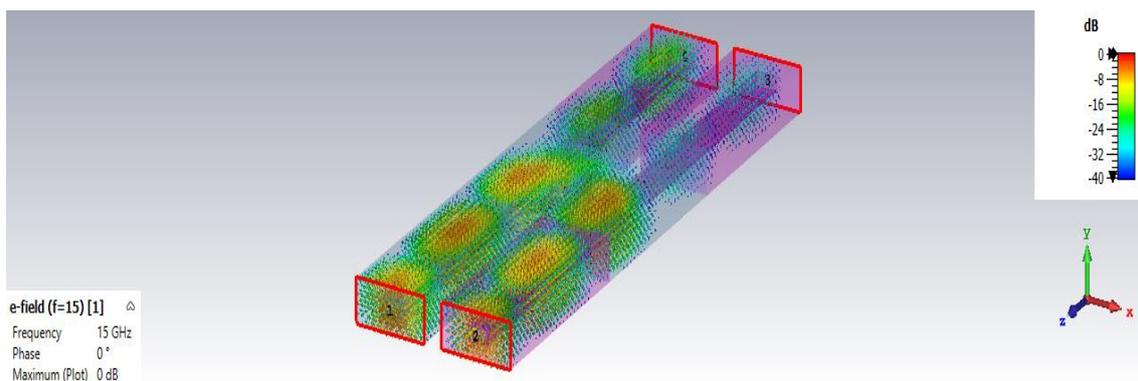


Figura 35. Distribución de campo para f=15GHz

Después de observar todos estos resultados de la simulación se llega a la conclusión de que este diseño es satisfactorio, por el hecho de haber obtenido una  $Z_0=50\Omega$  a la entrada y salida

de los cuatro puertos, de haber optimizado  $l_{sep}$  para que el parámetro  $S_{41}$  fuera de -12dB en un amplio rango de frecuencias y al observar que el acoplo con el puerto 4 funciona correctamente.

Desde otro punto de vista y considerando que el rango de frecuencias en el que  $S_{41}$  sigue siendo igual a -12dB, pero en frecuencias menores de 11GHz, se vuelve a optimizar  $l_{sep}$ , 11 y 12. Después de realizar la primera optimización manual del parámetro  $l_{sep}$ , se extrae que el valor óptimo de  $l_{sep}$  es igual a  $0.40 \cdot w_{coax}$ . Con posterioridad a esta optimización se pasa a ejecutar la optimización automática de 11 y 12 para el nuevo valor de  $l_{sep}$  en el diseño. Esta última optimización da como resultado que

11	-0.46102195477628mm
12	-0.023526294355132mm

Tabla 9. Parámetros geométricos 11 y 12.

Se puede observar en el siguiente gráfico que  $S_{41}$  tiene un valor de -12dB desde 5GHz hasta 11GHz.

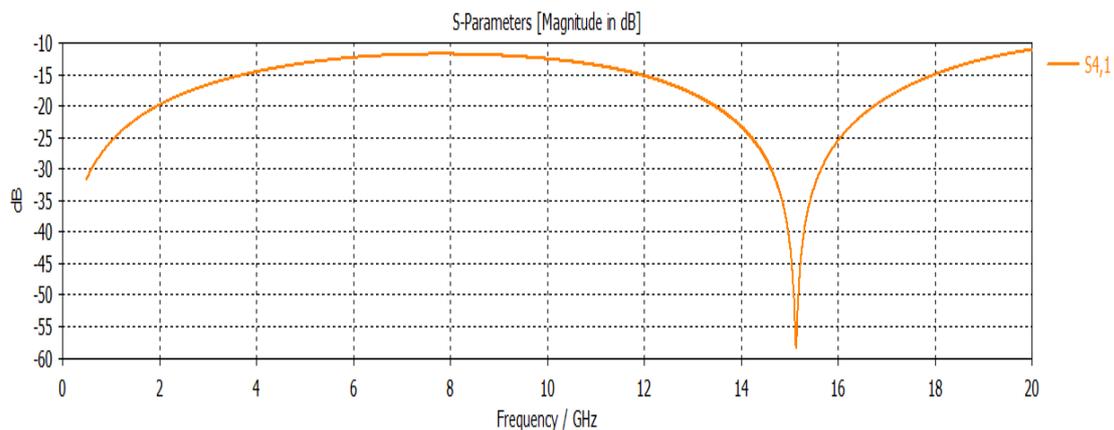


Figura 36. Parámetro  $S_{41}$  para  $l_{sep}=0.40 \cdot w_{coax}$ .

En las distribuciones de campo, por otra parte, puede observarse cómo la propagación del campo se mantiene igual. Se observa en las figuras Figura 37 y Figura 38, cómo por el puerto 4 se va una pequeña parte (-12dB), la mayor parte va al puerto 2 y muy poco (-26dB) por el puerto 3, que es el puerto que debería estar aislado.

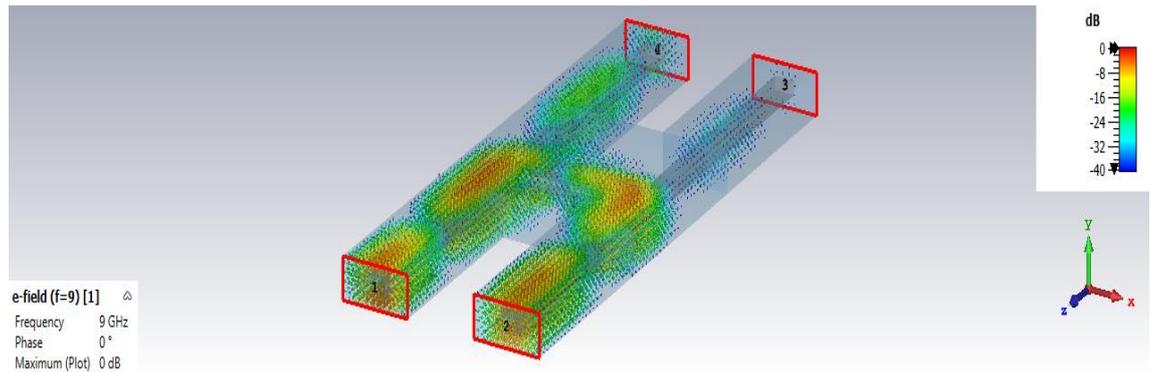


Figura 37. Distribución de campo para f=9GHz.

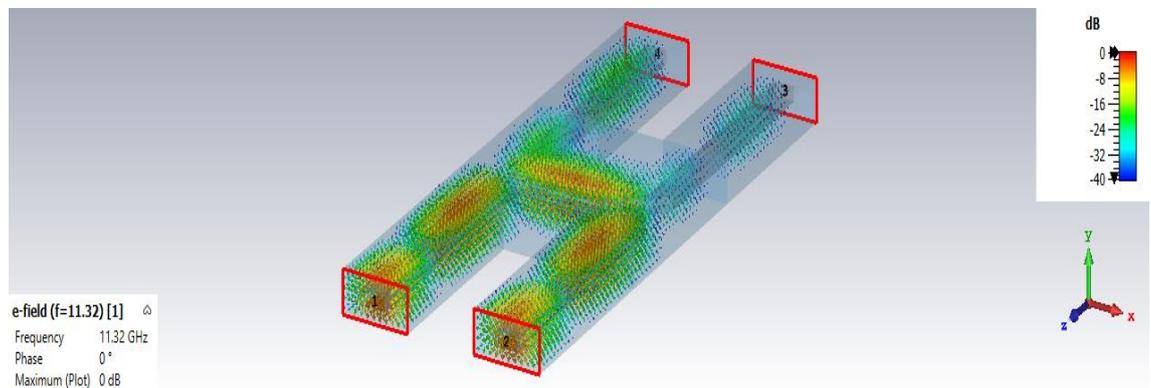


Figura 38. Distribución de campo para f=11.32GHz

#### 5.4.4 Acoplador direccional en ESICL para $C=-8\text{dB}$

Previo al diseño, se calculan los valores de los parámetros geométricos del diseño de un acoplador direccional suponiendo un acoplo (C) de -8 dB. Estos parámetros son los que aparecen a continuación, a excepción de lsep, l1 y l2:

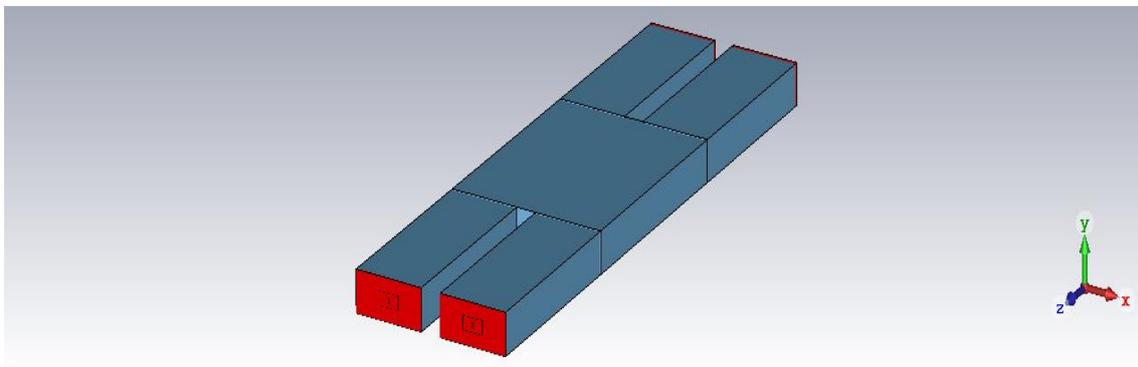
Parámetros geométricos	Valor
longEsiw	15mm
wcoax	gap+2*wcoax_int3+2*sep
wcoax_int1	1.8mm
sep	7.3mm
gap	0.3474mm
lsep	0.10*wcoax

w_total	2*wcoaxInOut+lsep
wcoax_int3	1.2mm
hcoax	2.598mm
hcoax_int	0.866mm
wcoaxInOut	6mm
l1	-0.45991984247477mm
l2	-0.023431607261751mm

**Tabla 10. Parámetros geométricos Acoplador Direccional en ESICL para C=-8dB.**

Como se ha mencionado en el apartado anterior, se determinan a partir de una optimización con el software de diseño CST para encontrar sus valores óptimos y conseguir que el parámetro  $S_{11}$  (reflexión) sea el mínimo posible. Los valores que se muestran en la Tabla 8 de l1 y l2 son los valores óptimos de diseño.

Por otro lado, previo a la optimización de l1 y l2 se construye una estructura que consta de los mismos componentes que el del apartado anterior (Figura 39).



**Figura 39. Estructura de un Acoplador Direccional en ESICL para C=-8dB.**

Después de la construcción del diseño, se pasa a observar varios resultados de la simulación como la impedancia lineal de los puertos, los parámetros S y las distribuciones de campo, así como determinar si el diseño es o no satisfactorio.

Uno de los resultados de la simulación a tener en cuenta es la impedancia lineal de los puertos. Como se puede observar en la Figura 40, la impedancia lineal en los distintos puertos es aproximadamente de  $50\Omega$ , tal y como se pretendía conseguir.

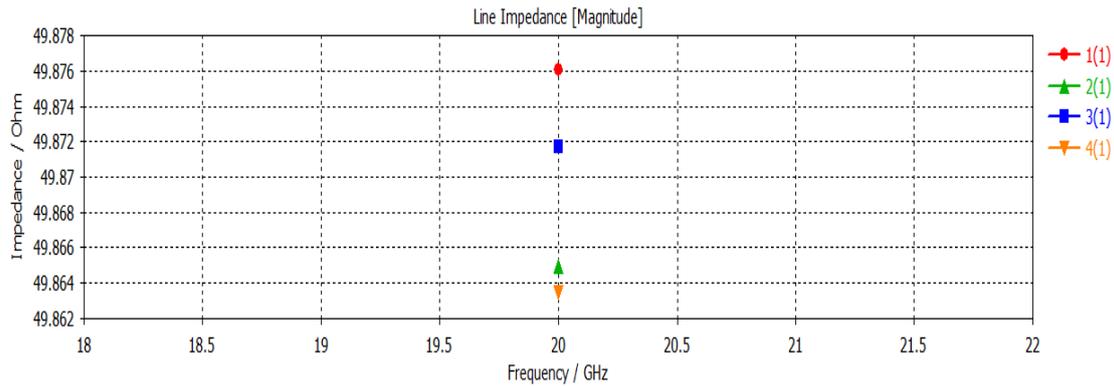


Figura 40. Impedancia lineal de los puertos 1, 2, 3 y 4.

Además, reduciendo  $l_{sep}$  hasta  $0.10 \cdot \lambda_{coax}$  la longitud de las líneas acopladas se reduce y las frecuencias aumentan. Cuando la longitud de las líneas acopladas es cuatro veces mayor que la longitud de onda, las frecuencias aumentan. Por lo tanto, se consigue que  $S_{41}$  sea más o menos igual a  $-8$  dB en un rango de frecuencias bastante amplio (desde 9 a 19 GHz y el centro está en aproximadamente 14 GHz).

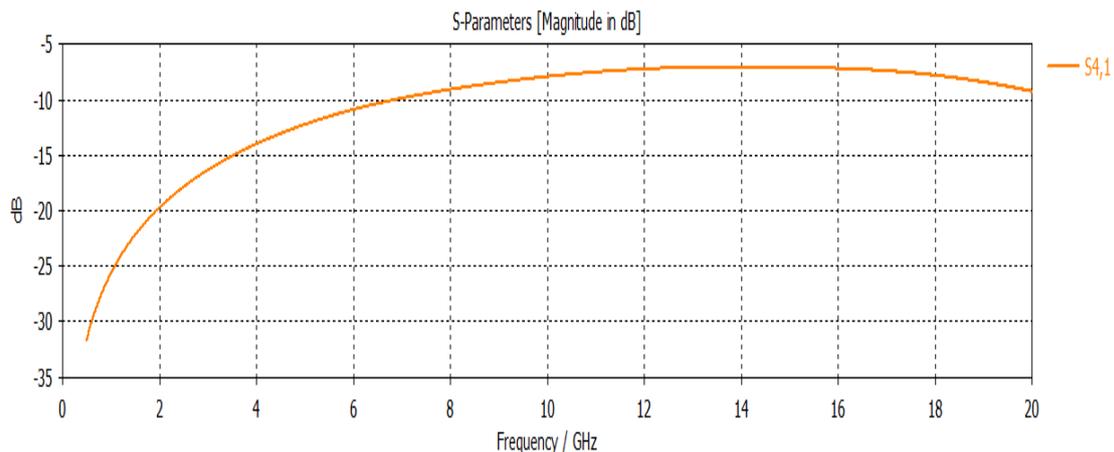


Figura 41. Parámetro  $S_{41}$  en dB dependiendo de la frecuencia (GHz).

En las figuras Figura 42 y Figura 43 se observa cómo se propaga el campo a diferentes frecuencias. Se puede observar cómo una parte ( $-8$  dB) se va por el puerto 4, pero la mayor parte de la señal se va por el puerto 2, y muy poco ( $-22$  dB) por el puerto 3 (que es el puerto que debería estar aislado), en 11.32 y 15GHz de frecuencia.

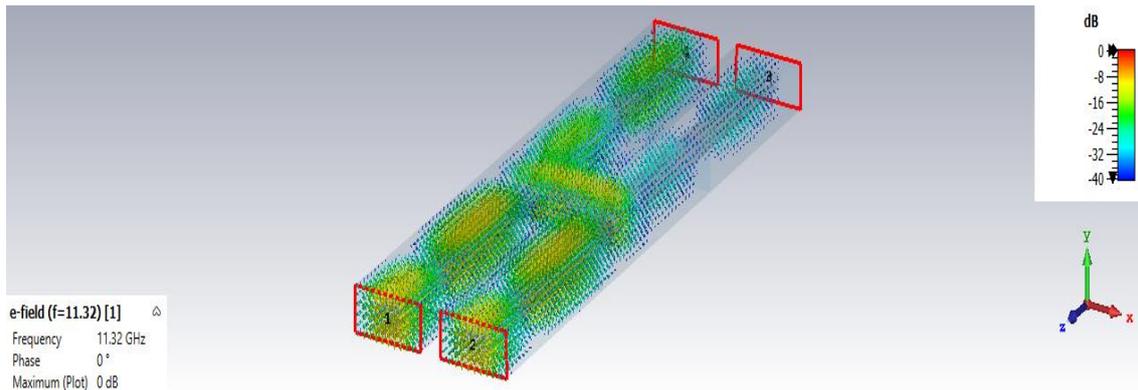


Figura 42. Distribución de campo para  $f=11.32\text{GHz}$ .

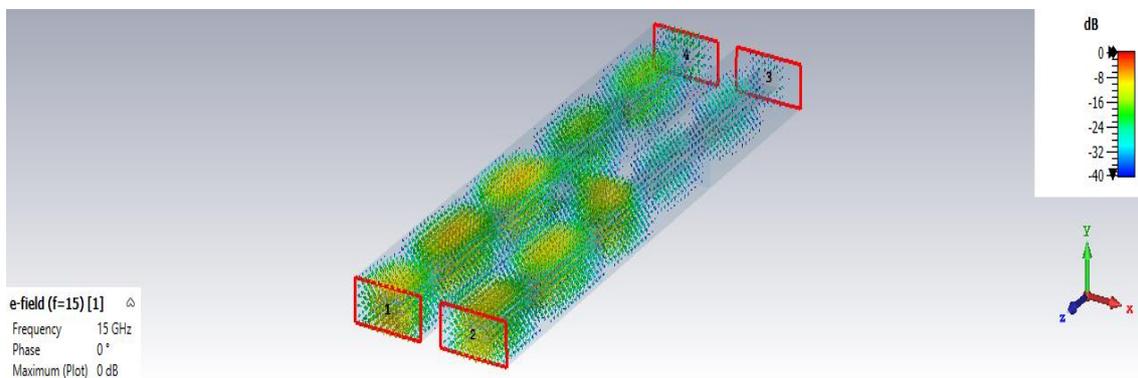


Figura 43. Distribución de campo para  $f=15\text{GHz}$

Después de observar todos estos resultados de la simulación se llega a la conclusión de que este diseño es satisfactorio, por el hecho de haber obtenido una  $Z_0=50\Omega$  a la entrada y salida de los cuatro puertos, de haber optimizado  $l_{sep}$  para que el parámetro  $S_{41}$  fuera de  $-8\text{dB}$  en un amplio rango de frecuencias y al observar que el acoplo con el puerto 4 funciona correctamente.

Desde otro punto de vista y considerando que el rango de frecuencias en el que  $S_{41}$  sigue siendo igual a  $-8\text{dB}$ , pero en frecuencias menores de  $11\text{GHz}$ , se vuelve a optimizar  $l_{sep}$ ,  $l_1$  y  $l_2$ . Después de realizar la primera optimización manual del parámetro  $l_{sep}$ , se extrae que el valor óptimo de  $l_{sep}$  es igual a  $0.30 \cdot w_{coax}$ . Después de esta optimización se pasa a ejecutar la optimización automática de  $l_1$  y  $l_2$  para el nuevo valor de  $l_{sep}$  en el diseño. Esta última optimización, da como resultado que

$l_1$	$-0.45991984247477\text{mm}$
$l_2$	$-0.023243407261751\text{mm}$

Tabla 11. Parámetros geométricos  $l_1$  y  $l_2$ .

Se puede observar en el siguiente gráfico que  $S_{41}$  tiene un valor de -12dB desde 6GHz hasta 11GHz.

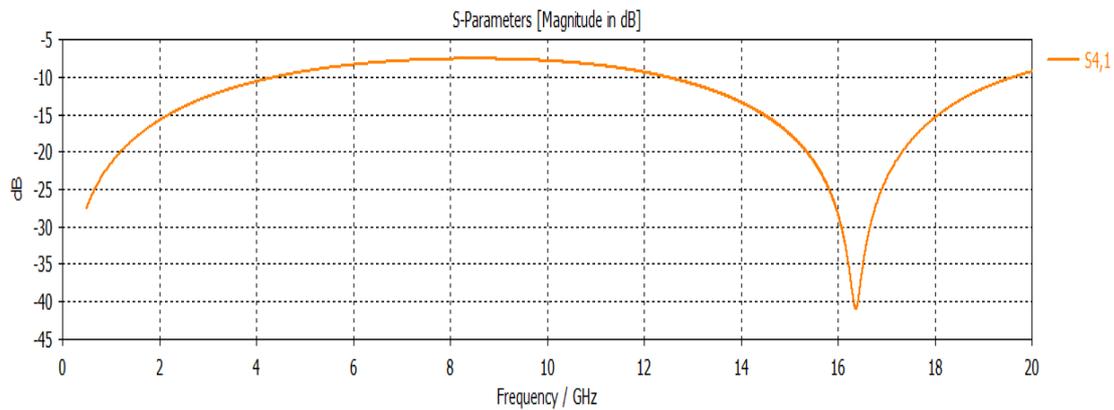


Figura 44. Parámetro  $S_{41}$  para  $l_{sep}=0.30*w_{coax}$ .

En las distribuciones de campo, por otra parte, puede observarse cómo la propagación del campo se mantiene igual. Se observa en las figuras Figura 45 y Figura 46, cómo por el puerto 4 se va una pequeña parte (-8dB), la mayor parte va al puerto 2 y muy poco (-22dB) por el puerto 3, que es el puerto que debería estar aislado.

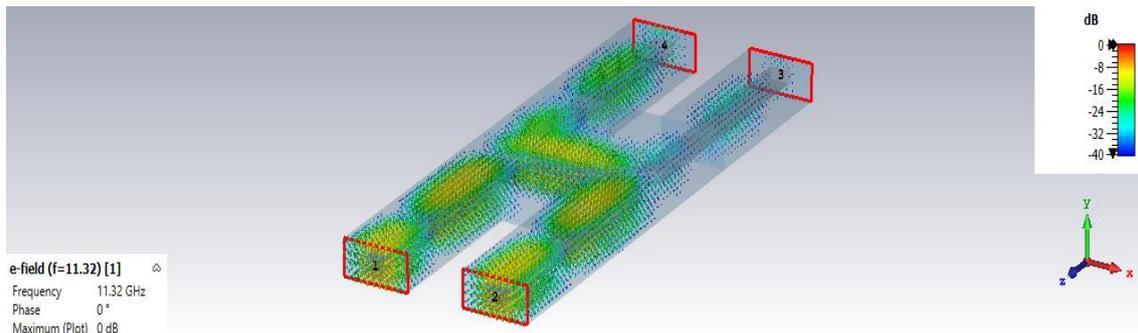


Figura 45. Distribución de campo para  $f=11.32\text{GHz}$ .

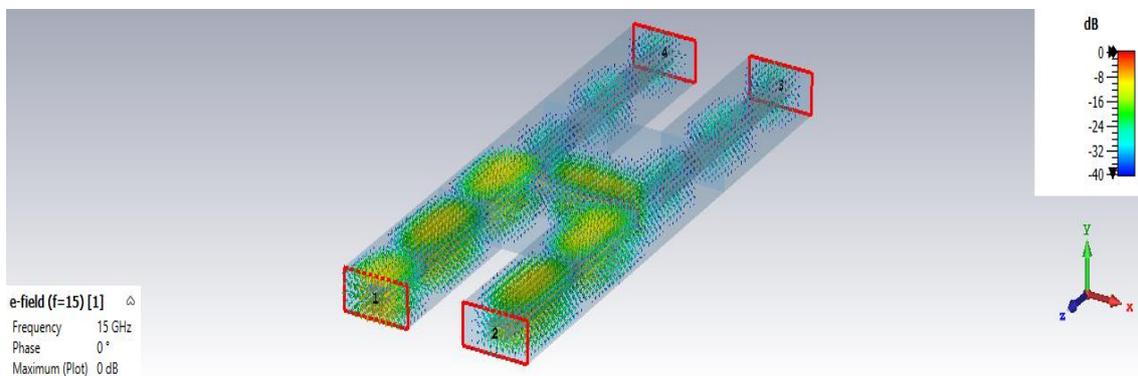


Figura 46. Distribución de campo para  $f=15\text{GHz}$

#### 5.4.5 Acoplador direccional en ESICL para $C=-15dB$

Previo al diseño, se calculan los valores de los parámetros geométricos del diseño de un acoplador direccional suponiendo un acoplo (C) de -15 dB. Estos parámetros son los que aparecen a continuación, a excepción de lsep, l1 y l2:

Parámetros geométricos	Valor
longEsiw	15mm
wcoax	gap+2*wcoax_int3+2*sep
wcoax_int1	1.8mm
sep	2.8mm
gap	0.8mm
lsep	0.20*wcoax
w_total	2*wcoaxInOut+lsep
wcoax_int3	1.7mm
hcoax	2.598mm
hcoax_int	0.866mm
wcoaxInOut	6mm
l1	-0.45991984247477mm
l2	-0.023431607261751mm

**Tabla 12. Parámetros geométricos Acoplador Direccional en ESICL para  $C=-15dB$ .**

Como se ha mencionado en el apartado anterior, se determinan a partir de una optimización con el software de diseño CST para encontrar sus valores óptimos y conseguir que el parámetro  $S_{11}$  (reflexión) sea el mínimo posible. Los valores que se muestran en la Tabla 12 de l1 y l2 son los valores óptimos de diseño.

Por otro lado, previo a la optimización de l1 y l2 se construye una estructura que consta de los mismos componentes que el del apartado anterior (Figura 47).

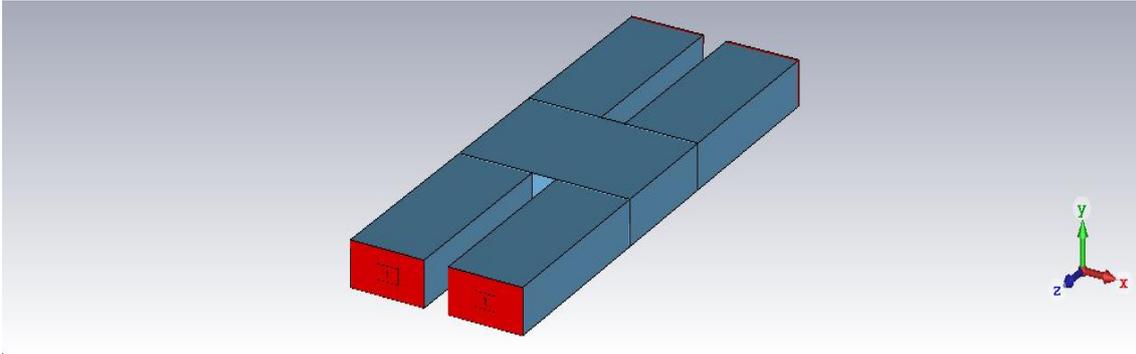


Figura 47. Estructura de un Acoplador Direccional en ESICL para  $C=-15\text{dB}$ .

Después de la construcción del diseño, se pasa a observar varios resultados de la simulación como la impedancia lineal de los puertos, los parámetros S y las distribuciones de campo, así como determinar si el diseño es o no satisfactorio.

Uno de los resultados de la simulación para tener en cuenta es la impedancia lineal de los puertos. Como se puede observar en la Figura 48, la impedancia lineal en los distintos puertos es aproximadamente de  $50\Omega$ , tal y como se pretendía conseguir.

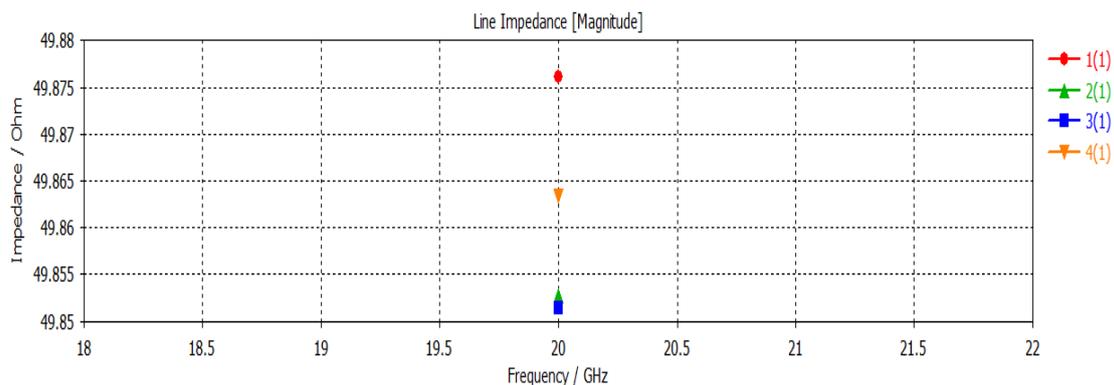


Figura 48. Impedancia lineal de los puertos 1, 2, 3 y 4.

Además, reduciendo  $l_{sep}$  hasta  $0.20 \cdot w_{coax}$  la longitud de las líneas acopladas se reduce y las frecuencias aumentan. Cuando la longitud de las líneas acopladas es cuatro veces mayor que la longitud de onda, las frecuencias aumentan. Por lo tanto, se consigue que  $S_{41}$  sea más o menos igual a  $-15\text{ dB}$  en un rango de frecuencias bastante amplio (desde 10 a 19 GHz y el centro está en aproximadamente 13 GHz).

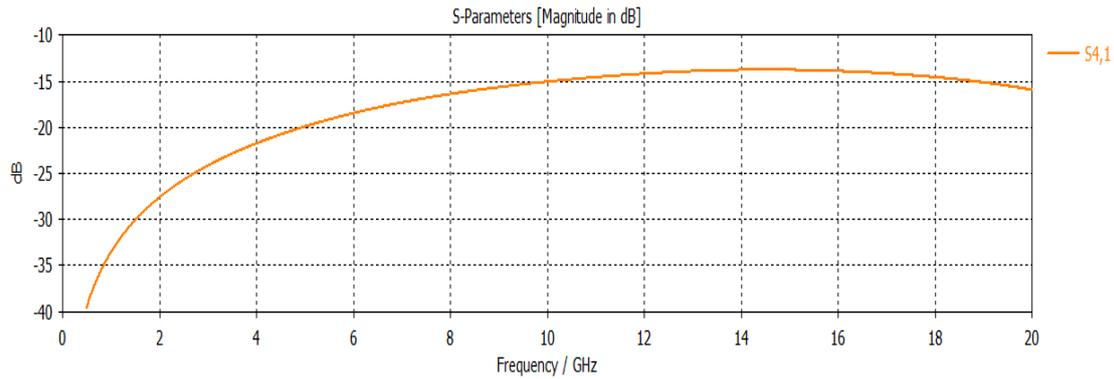


Figura 49. Parámetro  $S_{41}$  en dB dependiendo de la frecuencia (GHz).

En las figuras Figura 50 y Figura 51 se observa cómo se propaga el campo a diferentes frecuencias. Se puede observar cómo una parte (-15 dB) se va por el puerto 4, pero la mayor parte de la señal se va por el puerto 2, y muy poco (-29 dB) por el puerto 3 (que es el puerto que debería estar aislado), en 11.32 y 15GHz de frecuencia.

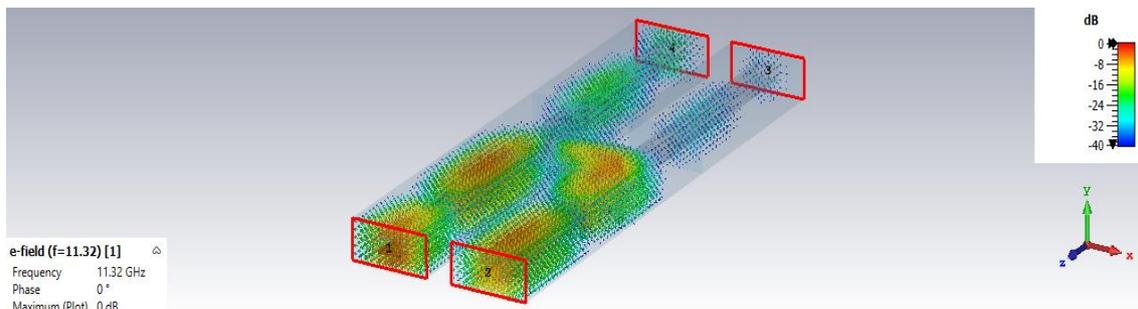


Figura 50. Distribución de campo para  $f=11.32\text{GHz}$ .

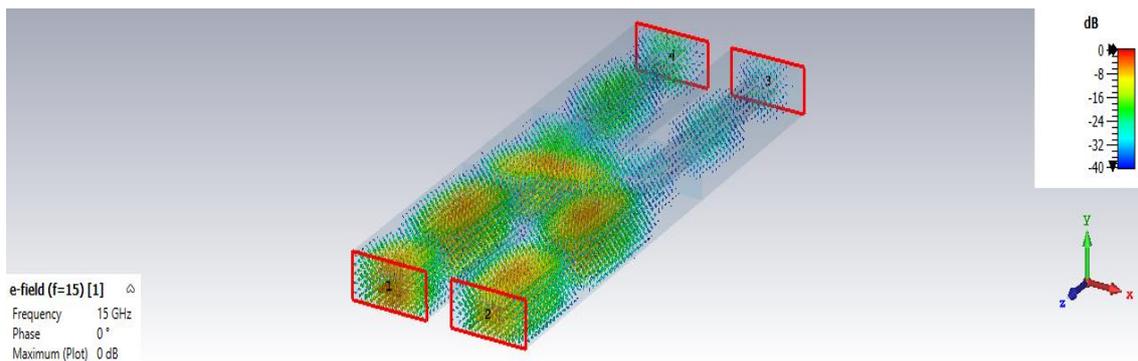


Figura 51. Distribución de campo para  $f=15\text{GHz}$

Después de observar todos estos resultados de la simulación se llega a la conclusión de que este diseño es satisfactorio, por el hecho de haber obtenido una  $Z_0=50\Omega$  a la entrada y salida de los cuatro puertos, de haber optimizado  $l_{sep}$  para que el parámetro  $S_{41}$  fuera de -15dB en un amplio rango de frecuencias y al observar que el acoplo con el puerto 4 funciona correctamente.

Desde otro punto de vista y considerando que el rango de frecuencias en el que  $S_{41}$  sigue siendo igual a  $-15\text{dB}$ , pero en frecuencias menores de  $11\text{GHz}$ , se vuelve a optimizar  $l_{sep}$ ,  $l_1$  y  $l_2$ . Después de realizar la primera optimización manual del parámetro  $l_{sep}$ , se extrae que el valor óptimo de  $l_{sep}$  es igual a  $0.50 \cdot w_{coax}$ . Después de esta optimización se pasa a ejecutar la optimización automática de  $l_1$  y  $l_2$  para el nuevo valor de  $l_{sep}$  en el diseño. Esta última optimización, da como resultado que

l1	-0.46222874851594mm
l2	-0.022688998296563mm

Tabla 13. Parámetros geométricos  $l_1$  y  $l_2$ .

Se puede observar en el siguiente gráfico que  $S_{41}$  tiene un valor de  $-15\text{dB}$  desde  $7\text{GHz}$  hasta  $11\text{GHz}$ .

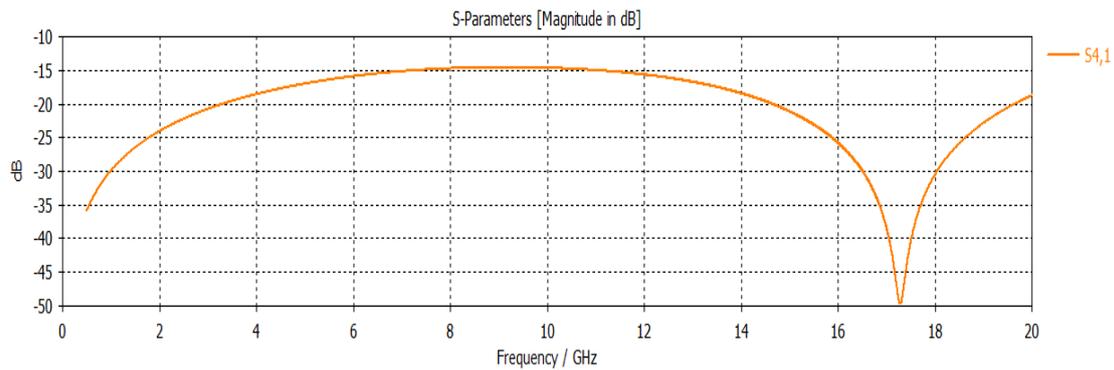


Figura 52. Parámetro  $S_{41}$  para  $l_{sep}=0.50 \cdot w_{coax}$ .

Las distribuciones de campo, por otra parte, puede observarse cómo la propagación del campo se mantiene igual. Se observa en las figuras Figura 53 y Figura 54, cómo por el puerto 4 se va una pequeña parte ( $-15\text{dB}$ ), la mayor parte va al puerto 2 y muy poco ( $-29\text{dB}$ ) por el puerto 3, que es el puerto que debería estar aislado.

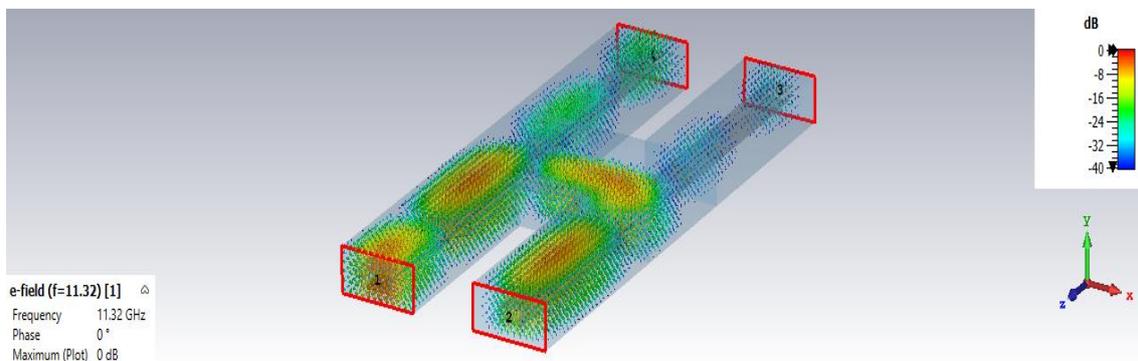
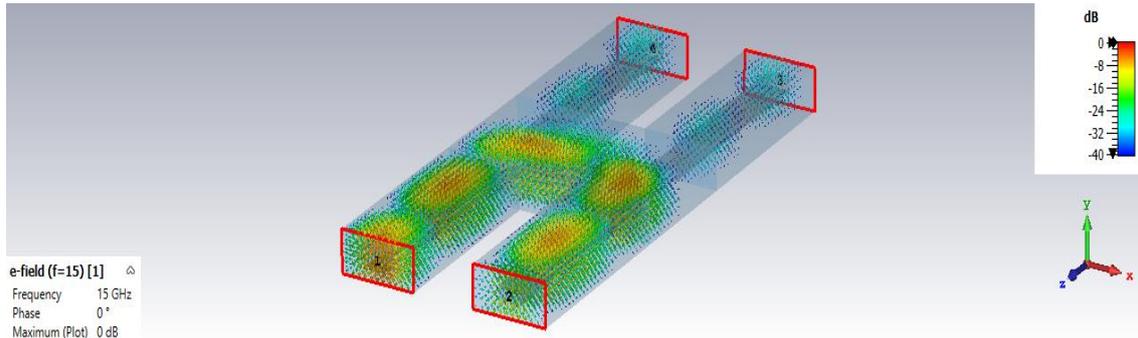


Figura 53. Distribución de campo para  $f=11.32\text{GHz}$ .



**Figura 54. Distribución de campo para f=15GHz.**

## Capítulo VI. Conclusiones y líneas futuras

Como resultado de este trabajo, se ha podido diseñar un acoplador direccional en ESICL para diferentes valores de acoplo (C). Para poder llegar a este punto, se ha tenido que consultar la teoría de acopladores direccionales y líneas acopladas que se usan actualmente.

Paralelamente, se ha aprendido a utilizar el software de simulación electromagnética CST Studio © y, a su vez, la herramienta de software Matlab. A partir de un cálculo inicial siguiendo la teoría y con ayuda del software Matlab, se ha implementado el dispositivo con medidas iniciales y posteriormente se ha procedido a simular y optimizar la estructura, con el objetivo de cumplir los objetivos.

A partir de los resultados calculados en el apartado anterior se puede observar de forma global que para frecuencias mayores de 11GHz los parámetros optimizados  $l_1$  y  $l_2$  son constantes con valores de -0.46mm y -0.0235mm respectivamente para los diferentes valores de acoplo (-10dB, -8dB, -12dB y -15dB). Mientras que para frecuencias menores de 11GHz se observa que cuanto menor sea el valor de acoplo que se pretenda conseguir, más grande será el valor de la dimensión  $l_{sep}$ .

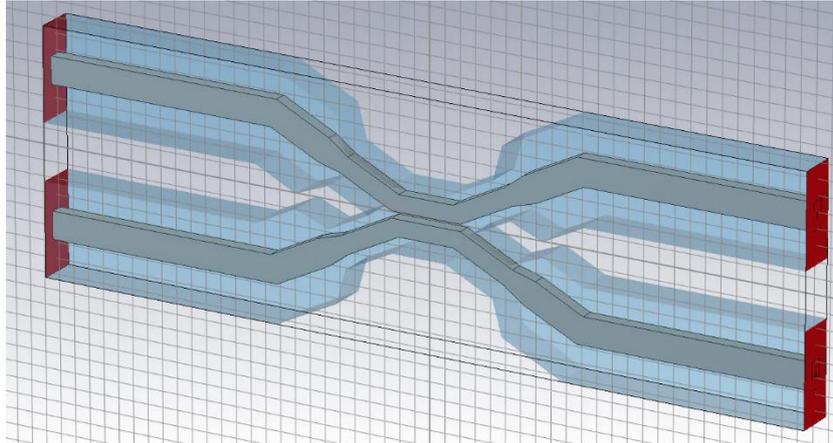
Sin embargo, el mayor inconveniente ha sido la realización del diseño del codo del acoplador. Este diseño se empezó sin considerar los parámetros  $l_1$  y  $l_2$  que después de varios intentos fallidos se definieron como dimensiones necesarias en la realización del mismo.

En conclusión, los diseños descritos anteriormente se pueden considerar satisfactorios al cumplir con los objetivos descritos al principio: la impedancia lineal de los puertos se corresponde con  $50\Omega$ , los parámetros S se corresponden con lo esperado y las distribuciones de campo muestran cómo por el puerto 2 se va la mayor parte del campo (puerto directo), por el puerto 4 se va una pequeña parte (puerto acoplado) y por el puerto 3 muy poco (puerto aislado).

Sin embargo, la directividad (diferencia entre el acoplo ( $S_{31}$ ) y el aislamiento ( $S_{41}$ )) no es muy buena, es de 10 dB a la frecuencia central, y si desplazamos la frecuencia el resultado es incluso peor. El valor de la directividad debería ser más grande para que se pudiera considerar como suficiente. El motivo de esta baja directividad es que hay un gran espacio desde la entrada de los conductores internos del coaxial hasta que ya han girado y tenemos las líneas acopladas.

### 6.1 Líneas futuras

Primero, una opción para corregir la baja directividad de los diseños sería reducir el excesivo espacio que hay desde la entrada de los conductores internos del coaxial hasta las líneas acopladas, entrando con un ángulo que no fuera de 90 grados como en la siguiente imagen:



**Figura 55. Acoplador direccional en ESICL con ángulo distinto a 90°.**

También ayudaría la utilización de una ESICL con conductores interior y exterior más pequeños (como también se ha hecho en esa imagen) en el punto en el que se hace el acoplo. Y también ayudaría el diseño del acoplador a una frecuencia más baja, por ejemplo 5 GHz, porque a esa frecuencia la longitud de onda es mayor y ese espacio es más pequeño eléctricamente.

Por otro lado, sería de gran interés la fabricación del dispositivo de este trabajo, un acoplador direccional en ESICL, con el fin de poder medir la respuesta real del dispositivo basado en ESICL.

Debido al buen rendimiento de la ESICL, el estudio comparativo de las tres tecnologías de guías de onda integradas en sustrato (SIW, ESIW y ESICL), con el objetivo de conocer qué tecnología es la óptima para futuras aplicaciones espaciales, resulta muy interesante.

## Referencias

- [1] Quiles, F.; Belenguer, Á.; Martínez, J. Á.; Nova, V.; Esteban, H.; Boria, V. "Compact Microstrip to Empty Substrate-Integrated Coaxial Line Transition". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 12, pp. 1080-1082, Dec. 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2874280.
- [2] Martinez, L.; Belenguer, A.; Boria, V. E.; Borja, A. L. "Compact Folded Bandpass Filter in Empty Substrate Integrated Coaxial Line at K-Band". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, no. 5, pp. 315-317, May 2019, doi: 10.1109/LMWC.2019.2909178.
- [3] Borja, A. L.; Belenguer, A.; Esteban H.; Boria, V. E. "Design and Performance of a High- Q Narrow Bandwidth Bandpass Filter in Empty Substrate Integrated Coaxial Line at K<sub>u</sub>-Band,". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 11, pp. 977-979, Nov. 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2750118.
- [4] Martinez, L.; Martinez, J. A.; Borja, A. L.; Esteban, H.; Boria, V. E.; Belenguer, A. "Compact Bandpass Filter in Empty Substrate Integrated Coaxial Line,". *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, Madrid, 2018, pp. 162-165, doi: 10.23919/EuMC.2018.8541647.
- [5] Merello Giménez, José Manuel. "Desarrollo de dispositivos pasivos de microondas en tecnología Empty Substrate Integrated Coaxial Line". *Universitat Politècnica de València. Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación - Escola Tècnica Superior d'Enginyers de Telecomunicació*, 12 de Julio de 2017
- [6] Merello, J. M.; Nova, V.; Bachiller, C.; Sánchez, J. R.; Belenguer, A.; Boria, V. E. "Miniaturization of Power Divider and 90° Hybrid Directional Coupler for C-Band Applications Using Empty Substrate-Integrated Coaxial Lines,". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 6, pp. 3055-3062, June 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2828089.
- [7] Martínez Cano, Leticia; Laur, Vicent; Borja, Alejandro L.; Quéffélec, Patrick; Belenguer, Angel, " Low Loss Ferrite Y-Junction Circulator based on Empty Substrate Integrated Coaxial Line at Ku-Band". *Universidad de Castilla la Mancha*, 2019
- [8] Gómez, Darío; Esteban, Héctor; Belenguer, Ángel; Boria, Vicente E.; Borja, Alejandro L.. "Stop Band Continuous Profile Filter in Empty Substrate Integrated Coaxial Line." *Appl. Sci.* 8, no. 11, 2018, p. 2176.
- [9] Quiles Rodas, Ferran. "Diseño de un filtro de cavidades acopladas en tecnología de guía coaxial vacía integrada en sustrato". *Universitat Politècnica de València. Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación - Escola Tècnica Superior d'Enginyers de Telecomunicació*, julio de 2017
- [10] Merello Giménez, José Manuel. "Diseño e implementación de un divisor de potencia Wilkinson en tecnología Empty Substrate Integrated Coaxial Line". *Universitat Politècnica de València. Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación - Escola Tècnica Superior d'Enginyers de Telecomunicació*, 2019
- [11] Wadell, B.C. "Transmission Line Design Handbook". *Artech House: Norwood, MA, USA*, 1991.

## Bibliografía

- [1] Aja Abelan, Beatriz; Artal Latorre, Eduardo; De la Fuente Rodriguez, Luisa; Villa Benito, Enrique. "Acoplador direccional doble en guía cuadrada". *Repositorio unican (Universidad de Cantabria)*, diciembre de 2018
- [2] Anónimo. "Capítulo-3: Líneas de Transmisión, Guías de Onda, y Circuitos Pasivos", *Biblioteca de Ingeniería Universidad de Sevilla*
- [3] Anónimo. "Tema 3. Guías de Onda y Líneas de Transmisión", *Universidad de Cantabria Inicio -Unican*
- [4] Belenguer Martínez, Ángel. "Tema 5. Divisores de potencia y acopladores direccionales". *Universitat Politècnica de València. Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación - Escola Tècnica Superior d'Enginyers de Telecomunicació*, febrero de 2020
- [5] Belenguer, A.; Borja, A. L.; Esteban, H.; Boria, V. E. "High-performance coplanar waveguide to empty substrate integrated coaxial line transition". *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 63, no. 12, pp. 4027-4034, Dec. 2015.
- [6] Belenguer, A.; Esteban, H.; Borja A. L.; Boria, V. E. "Empty SIW Technologies: A Major Step Toward Realizing Low-Cost and Low-Loss Microwave Circuits". *IEEE Microwave Magazine*, vol. 20, no. 3, pp. 24-45, March 2019, doi: 10.1109/MMM.2018.2885630.
- [7] Díaz Pérez, Ulpiano Rafael. "Acoplador de impedancias en banda ancha utilizando el acoplador direccional". *BIBDIGITAL EPN*, diciembre de 1990
- [8] Hernández Aquino, Raúl. "Diseño, simulación y construcción de antenas tipo parche para bluetooth y WI-FI, bandas 2.4 ghz y 5.8 ghz". *Bibliotecas UDLAP*, mayo de 2008
- [9] Martínez, J. A.; Belenguer, A.; De Dios, J. J.; González, H. E.; Boria, V. E. "Wideband Transition for Increased-Height Empty Substrate Integrated Waveguide". *IEEE Access*, vol. 7, pp. 149406-149413, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2947215.
- [10] Miralles, Enric; Belenguer, A.; Mateo, J.; Torres, A.; Esteban, H.; Borja, A. L.; Boria, V. "Slotted ESIW Antenna With High Efficiency for a MIMO Radar Sensor". *Radio science*, vol. 53, no. 5, pp. 605-610, 2018, doi: 10.1002/2017rs006461.
- [11] Parra Balzar, Fidel David; Tipán Iza, Carlos. "Diseño e implementación de un acoplador direccional para su utilización en un laboratorio de antenas y microondas de bajo costo". *Quito UIsrael, Electrónica Digital Y Telecomunicaciones Quito: Universidad Israel*, 2019
- [12] Paúl Bernal, Ivan, García Coll, Alejandro. "Diseño, simulación y experimentación de un circuito acoplador direccional de tres secciones". *Enginy@eps*, no. 1, 2008, pp. 3-6.
- [13] Quiles, F.; Belenguer, Á.; Martínez, J. Á.; Nova, V.; Esteban, H.; Boria, V. "Microcinta compacta a transición de línea coaxial integrada de sustrato vacío". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 12, págs. 1080-1082, diciembre de 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2874280.
- [14] Sánchez Losada, Mónica Fernanda. "Análisis y diseño de circuitos pasivos de microondas para la banda Wi-Fi en FR4 con fines docentes". *Universidad Politécnica de Cartagena*, septiembre de 2017



[15] Seco Prieto, Ángel. "Diseño de acopladores direccionales de microondas para matrices de Butler". *Universidad Autónoma de Madrid. Departamento de Ingeniería Informática*, mayo de 2009

[16] Tsung-Shan, Chen. "Determination of the Capacitance, Inductance, and Characteristic Impedance of Rectangular Lines," in *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 8, no. 5, pp. 510-519, September 1960, doi: 10.1109/TMTT.1960.1124779.



## ANEXOS

### A. Funciones predefinidas Matlab

#### 1. *Impedancia\_esicl\_aprox.m*

```
%% impedancia_esicl_aprox.m
%-> Implementa la ecuación (23) de artículo que te adjunto,
%y calcula la impedancia característica de la ESICL en
función de sus dimensiones físicas
function
Z0=impedancia_esicl_aprox(wcoax,wcoax_int,hcoax_int,hcoax,eps
ilonr)

if(nargin<4)
    error('Numero de argumentos insuficiente');
elseif(nargin==4)
    epsilon_r=1;
end

%Aproximada (Wadell)
Z0=120*pi/(4*sqrt(epsilon_r))*(1.0/((wcoax_int/hcoax)/(1.0-
hcoax_int/hcoax)+2.0/pi*log(1.0/(1.0-
hcoax_int/hcoax)+coth(pi*wcoax/(2*hcoax)))));

end
```

#### 2. *Impedancia\_esicl.m*

```
function
Z0=impedancia_esicl(wcoax,wcoax_int,hcoax_int,hcoax,epsilon_r)

if(nargin<4)
    error('Numero de argumentos insuficiente');
elseif(nargin==4)
    epsilon_r=1;
end

%Aproximada (Wadell)
%Z0=120*pi/(4*sqrt(epsilon_r))*(1.0/((wcoax_int/hcoax)/(1.0-
hcoax_int/hcoax)+2.0/pi*log(1.0/(1.0-
hcoax_int/hcoax)+coth(pi*wcoax/(2*hcoax)))));

%Discretizacion
Np_hout=150;
Np_hint=round(wcoax_int/wcoax*Np_hout);
Np_vint=round(hcoax_int/wcoax*Np_hout);
Np_vout=round(hcoax/wcoax*Np_hout);

w_hout=wcoax/Np_hout;
w_hint=wcoax_int/Np_hint;
w_vout=hcoax/Np_vout;
w_vint=hcoax_int/Np_vint;

xout_h=linspace(-wcoax/2+wcoax/(2*Np_hout),wcoax/2-
wcoax/(2*Np_hout),Np_hout)';
yout_h= repmat(hcoax/2,[Np_hout 1]);
```



```
xout_v= repmat(wcoax/2, [Np_vout 1]);
yout_v= linspace(-hcoax/2+hcoax/(2*Np_vout), hcoax/2-
hcoax/(2*Np_vout), Np_vout)';

xout=[xout_h ; xout_v ; -xout_h ; -xout_v];
yout=[yout_h ; -yout_v ; -yout_h ; yout_v];

xint_h=linspace(-
wcoax_int/2+wcoax_int/(2*Np_hint), wcoax_int/2-
wcoax_int/(2*Np_hint), Np_hint)';
yint_h= repmat(hcoax_int/2, [Np_hint 1]);

xint_v= repmat(wcoax_int/2, [Np_vint 1]);
yint_v= linspace(-
hcoax_int/2+hcoax_int/(2*Np_vint), hcoax_int/2-
hcoax_int/(2*Np_vint), Np_vint)';

xint=[xint_h ; xint_v ; -xint_h ; -xint_v];
yint=[yint_h ; -yint_v ; -yint_h ; yint_v];

x=[xout ; xint];
y=[yout ; yint];

X= repmat(x, [1 length(x)]);
Y= repmat(y, [1 length(y)]);

D= sqrt((X-X').^2+(Y-Y').^2);

w=[ repmat(w_hout, [Np_hout 1]) ; repmat(w_vout, [Np_vout 1]) ;
repmat(w_hout, [Np_hout 1]) ; repmat(w_vout, [Np_vout 1]) ; ...
repmat(w_hint, [Np_hint 1]) ; repmat(w_vint, [Np_vint 1]) ;
repmat(w_hint, [Np_hint 1]) ; repmat(w_vint, [Np_vint 1])];

W= repmat(w.', [length(w) 1]);

ind_diag=(D==0);
ind_nodiag=(D>0);

Ci=zeros(size(D));
Ci(ind_nodiag)=-1/(2*pi)*W(ind_nodiag).*log(D(ind_nodiag));
Ci(ind_diag)=-1/pi*(0.5*W(ind_diag).*log(0.5*W(ind_diag))-
0.5*W(ind_diag));

V=[ zeros([length(xout) 1]) ; ones([length(xint) 1])];

q=Ci\V;

epsilon0=8.8542e-12;
mu0=pi*4e-7;
c=1/sqrt(mu0*epsilon0*epsilonNr);

q=q*(epsilon0*epsilonNr);

%Q=0.5*(sum(w(1:length(xout)).*q(1:length(xout)))-...
%
% sum(w(length(xout)+1:length(xout)+length(xint)).*q(length(xou
% t)+...
% 1:length(xout)+length(xint))));
```



```
Q=-sum(w(1:length(xout)).*q(1:length(xout)));  
  
C0=Q;  
  
Z0=1/(C0*c);  
  
end
```

### 3. *Anchura\_esicl.m*

```
function  
wcoax_int=anchura_esicl(Z0,wcoax,hcoax_int,hcoax,epsilon_r)  
  
if(nargin<4)  
    error('Numero de argumentos insuficiente');  
elseif(nargin==4)  
    epsilon_r=1;  
end  
  
f=@(wcoax_int)  
impedancia_esicl_aprox(wcoax,wcoax_int,hcoax_int,hcoax,epsilon_r)-Z0;  
  
wcoax_int0=fzero(f,wcoax/2);  
  
f2=@(wcoax_int)  
impedancia_esicl(wcoax,wcoax_int,hcoax_int,hcoax,epsilon_r)-Z0;  
  
wcoax_int=fzero(f2,wcoax_int0);  
  
end
```

### 4. *Impedancias\_acopladas.m*

```
function  
[Z0e,Z0o]=impedancias_acopladas(gap,wcoax_int,wcoax,hcoax_int,  
hcoax,sep,epsilon_r)  
  
if(nargin<6)  
    error('Numero de argumentos insuficiente');  
elseif(nargin==6)  
    sep=(wcoax-(wcoax_int+wcoax_int+gap))/2;  
    epsilon_r=1;  
elseif(nargin==7)  
    epsilon_r=1;  
end  
  
%Aproximada (Wadell)  
%Z0=120*pi/(4*sqrt(epsilon_r))*(1.0/((wcoax_int/hcoax)/(1.0-hcoax_int/hcoax)+2.0/pi*log(1.0/(1.0-hcoax_int/hcoax)+coth(pi*wcoax/(2*hcoax)))));  
  
%Discretizacion  
Np_hout=150;  
Np_hint1=round(wcoax_int/wcoax*Np_hout);  
Np_hint2=round(wcoax_int/wcoax*Np_hout);
```



```
Np_vint=round(hcoax_int/wcoax*Np_hout);
Np_vout=round(hcoax/wcoax*Np_hout);

w_hout=wcoax/Np_hout;
w_hint1=wcoax_int/Np_hint1;
w_hint2=wcoax_int/Np_hint2;
w_vout=hcoax/Np_vout;
w_vint=hcoax_int/Np_vint;

xout_h=linspace(-wcoax/2+wcoax/(2*Np_hout),wcoax/2-
wcoax/(2*Np_hout),Np_hout)';
yout_h= repmat(hcoax/2,[Np_hout 1]);

xout_v= repmat(wcoax/2,[Np_vout 1]);
yout_v=linspace(-hcoax/2+hcoax/(2*Np_vout),hcoax/2-
hcoax/(2*Np_vout),Np_vout)';

xout=[xout_h ; xout_v ; -xout_h ; -xout_v];
yout=[yout_h ; -yout_v ; -yout_h ; yout_v];

xint1_h=linspace(-
wcoax_int/2+wcoax_int/(2*Np_hint1),wcoax_int/2-
wcoax_int/(2*Np_hint1),Np_hint1)';
yint1_h= repmat(hcoax_int/2,[Np_hint1 1]);

xint1_v= repmat(wcoax_int/2,[Np_vint 1]);
yint1_v=linspace(-
hcoax_int/2+hcoax_int/(2*Np_vint),hcoax_int/2-
hcoax_int/(2*Np_vint),Np_vint)';

xint1=[xint1_h ; xint1_v ; -xint1_h ; -xint1_v];
yint1=[yint1_h ; -yint1_v ; -yint1_h ; yint1_v];

xint2_h=linspace(-
wcoax_int/2+wcoax_int/(2*Np_hint2),wcoax_int/2-
wcoax_int/(2*Np_hint2),Np_hint2)';
yint2_h= repmat(hcoax_int/2,[Np_hint2 1]);

xint2_v= repmat(wcoax_int/2,[Np_vint 1]);
yint2_v=linspace(-
hcoax_int/2+hcoax_int/(2*Np_vint),hcoax_int/2-
hcoax_int/(2*Np_vint),Np_vint)';

xint2=[xint2_h ; xint2_v ; -xint2_h ; -xint2_v];
yint2=[yint2_h ; -yint2_v ; -yint2_h ; yint2_v];

xint1=xint1-wcoax/2+sep+wcoax_int/2;
xint2=xint2-wcoax/2+sep+wcoax_int+gap+wcoax_int/2;

x=[xout ; xint1 ; xint2];
y=[yout ; yint1 ; yint2];

X= repmat(x,[1 length(x)]);
Y= repmat(y,[1 length(y)]);

D=sqrt((X-X').^2+(Y-Y').^2);

w=[ repmat(w_hout,[Np_hout 1]) ; repmat(w_vout,[Np_vout 1]) ;
repmat(w_hout,[Np_hout 1]) ; repmat(w_vout,[Np_vout 1]) ; ...
```



```
    repmat(w_hint1,[Np_hint1 1]) ; repmat(w_vint,[Np_vint 1])
; repmat(w_hint1,[Np_hint1 1]) ; repmat(w_vint,[Np_vint 1]) ;
...
    repmat(w_hint2,[Np_hint2 1]) ; repmat(w_vint,[Np_vint 1])
; repmat(w_hint2,[Np_hint2 1]) ; repmat(w_vint,[Np_vint 1]);

W=repmat(w.',[length(w) 1]);

ind_diag=(D==0);
ind_nodiag=(D>0);

Ci=zeros(size(D));
Ci(ind_nodiag)=-1/(2*pi)*W(ind_nodiag).*log(D(ind_nodiag));
Ci(ind_diag)=-1/pi*(0.5*W(ind_diag).*log(0.5*W(ind_diag))-
0.5*W(ind_diag));

V1=[zeros([length(xout) 1]) ; ones([length(xint1) 1]) ;
ones([length(xint2) 1])];

q1=Ci\V1;

epsilon0=8.8542e-12;
mu0=pi*4e-7;
c=1/sqrt(mu0*epsilon0*epsilon0r);

q1=q1*(epsilon0*epsilon0r);

Q1=sum(w(length(xout)+1:length(xout)+length(xint1)).*q1(length
h(xout)+1:length(xout)+length(xint1)));
Q2=sum(w(length(xout)+length(xint1)+1:length(xout)+length(xin
t1)+length(xint2)).*q1(length(xout)+length(xint1)+1:length(xo
ut)+length(xint1)+length(xint2)));

Q=(Q1+Q2)/2;
C0=Q;

Z0e=1/(C0*c);

V2=[zeros([length(xout) 1]) ; ones([length(xint1) 1]) ; -
ones([length(xint2) 1])];

q2=Ci\V2;
epsilon0=8.8542e-12;
mu0=pi*4e-7;
c=1/sqrt(mu0*epsilon0*epsilon0r);

q2=q2*(epsilon0*epsilon0r);

Q1=sum(w(length(xout)+1:length(xout)+length(xint1)).*q2(length
h(xout)+1:length(xout)+length(xint1)));
Q2=-
sum(w(length(xout)+length(xint1)+1:length(xout)+length(xint1)
+length(xint2)).*q2(length(xout)+length(xint1)+1:length(xout)
+length(xint1)+length(xint2)));

Q=(Q1+Q2)/2;
C0=Q;

Z0o=1/(C0*c);
end
```

## B. Funciones creadas Matlab

### 1. *Impedancias\_características.m*

```
function
[Z0e_ideal,Z0o_ideal]=impedancias_caracteristicas(C,Zo)

Z0e_ideal = Zo*sqrt((1+C)/(1-C));
Z0o_ideal = Zo*sqrt((1-C)/(1+C));

end
```

### 2. *Error\_impedancias.m*

```
function e = error_impedancias(x)

sep=x(1);
gap=x(2);
wcoax_int=x(3);
Zo=50;
wcoax=gap+wcoax_int*2+2*sep;
hcoax=2.598*10^(-3);
hcoax_int=0.866*10^(-3);
epsilon_r=1;

[Z0e_ideal,Z0o_ideal]=impedancias_caracteristicas(10^(-
12/20),Zo);
[Z0e,Z0o]=impedancias_acopladas(gap,wcoax_int,wcoax,hcoax_int
,hcoax,sep,epsilon_r);

e = abs(Z0e-Z0e_ideal)+abs(Z0o-Z0o_ideal);

end
```

### 3. *Búsqueda\_error.m*

```
sep=5.7e-3;
gap=0.5e-3;
wcoax_int=1.8e-3;

x0=[sep; gap; wcoax_int];

options=optimset('display','iter');

[x,error_final]=fminsearch('error_impedancias',x0,options);
```