



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

Autor del Trabajo Fin del Grado: Christian Martínez Llopis (chmarllo@teleco.upv.es)

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

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

Curso 2020-21

Valencia, 21 de septiembre de 2021



Resumen

La actualidad es tan espontánea y cambiante como la tecnología. Por este motivo, siempre se exige un pasito más una vez se ha alcanzado el objetivo. En este caso, aparece esta nueva tecnología llamada ESICL, que tras mejorar a su antecesora la ESIW, se ha posicionado más cerca de la siempre deseada guía de onda rectangular. Este proyecto consistirá en el diseño de varios acopladores direccionales sobre la ESICL respecto a diseños anteriores, además de diseños nuevos y específicos en un intervalo de frecuencias, para su posterior validación y fabricación. Para ello, se utilizará el software comercial CST para diseñar los acopladores direccionales y se apoyará con Matlab para realizar diversos cálculos y algoritmos que ayuden a obtener los resultados esperados. Por lo tanto, este proyecto forma parte del proceso natural de un ingeniero, es decir, analizar los dispositivos previos, diseñar un dispositivo mediante CAD con sus respectivas conclusiones obtenidas de los resultados y finalizar tanto con la fabricación del dispositivo como con las pruebas físicas que permiten valorar la calidad del diseño, cerrando así el ciclo de trabajo de un ingeniero en el mundo laboral.

Resum

L'actualitat es tant espontània i canviant com la tecnologia. Per aquest motiu, sempre s'exigeix un pas més una vegada s'ha arribat al objectiu. En aquest cas, apareix una nova tecnologia nombrada ESICL, que després de millorar a la seua antecessora la ESIW, s'ha posicionat més a prop de la sempre desitjada guia d'ona rectangular. Este projecte consisteix en el disseny de diversos acopladors direccionals sobre la ESICL respecte a dissenys anteriors, ademes dels dissenys nous e específics en un interval de freqüències, per a la seva posterior validació i fabricació. D'aquesta manera, s'utilitzarà el software comercial CST per al disseny dels acopladors direccionals i es recolzarà amb Matlab per a realitzar una sèrie de càlculs e algoritmes que ajuden a obtindre els resultats esperats. Aquest projecte serà un repte y forma part del procés natural d'un enginyer, es a dir, analitzar els dispositius previs, dissenyar un dispositiu mitjançant CAD amb les seues respectives conclusions obtingudes dels resultats i finalitzar tant en la fabricació del dispositiu com amb les proves físiques que permeten valorar la qualitat del disseny, tancant així el cicle de treball d'un enginyer en el món laboral.

Abstract

The aim of technology is to provide the most suitable solutions to the problems that appear worldwide. New issues are constantly emerging due to the spontaneity of the present and its intrinsic ease for change. But technology has the potential to rapidly adapt if it is widely used. In this case appears this new technology called ESICL which has positioned even closer to the always desired rectangular waveguide than the preceding one ESIW. This project consists in the design of some directional couplers over the ESICL regarding the previous designs. Moreover, some designs will be new, and they will be validated and manufactured. In this way, it will be used the CST software to make the design and they will be supported by Matlab for realizing some calculations and algorithms that they will allow to get the expected results. That's why a good engineer must always have two things: the commitment to struggle till all its purposes are achieved and the motivation to go beyond the limits and improve the results obtained. Thus, closing the work cycle of an engineer in the world of work.



Índice

Capítulo 1.	Introducción	11
1.1	Tecnologías actuales	11
1.1.1	Guía de Ondas	11
1.1.2	Líneas Planares	12
1.1.3	Substrate Integrated Waveguide (SIW)	13
1.1.4	Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW)	14
1.1.5	Empty Substrate Integrated Coaxial Line (ESICL)	16
1.1.6	Comparación	18
1.2	Acoplador Direccional	20
1.3	Aplicaciones	22
1.3.1	Sensor biológico	22
1.3.2	Monitorización de una onda saliente de transmisión producida por una BTS	22
1.3.3	Medición de una onda reflejada en un sistema radiante	23
1.4	Antecedentes	23
1.5	Objetivos TFG	26
1.6	Metodología	27
1.7	Estructura del Documento	27
Capítulo 2.	Estado del Arte	28
Capítulo 3.	Modelo Teórico	34
3.1	Impedancia de entrada	36
3.2	Matriz de parámetros S	40
3.3	Impedancia característica en ESICL	47
3.4	Ancho de banda monomodo ESICL	50
Capítulo 4.	Diseño	52
4.1	Mantenimiento de 50Ω en todo el acoplador direccional	56
4.2	Ángulo y longitud del brazo	59
4.3	Codo	63
4.4	Anchura del conductor interior	65
Capítulo 5.	Resultados	68
5.1	Acopladores direccionales con libertad de parámetros	69
5.1.1	Acoplador direccional con C = - 8dB	69
5.1.2	Acoplador direccional con C = - 10dB	71
5.1.3	Acoplador direccional con C = - 12dB	73
5.1.4	Acoplador direccional con C = -15dB	76
5.2	Acoplador direccional con mismas dimensiones al diseño de Ángel	78
5.3	Acoplador direccional para un ancho de banda de 1GHz	80
Capítulo 6.	Fabricación	83
6.1	Materiales	83
6.2	Herramientas de fabricación	83
6.3	Proceso de fabricación	85
Capítulo 7.	Conclusiones y líneas futuras	86



Capítulo 8.	Bibliografía	88
Capítulo 9.	Anexo.....	91



Índice de Ilustraciones

Ilustración 1. Líneas planares : (a) Placas Paralelas (b) Microstrip (c) Stripline (d) Línea Coplanar (e) Slot Line	12
Ilustración 2. Guía Integrada en Sustrato (SIW)[3].....	13
Ilustración 3. Transición Microstrip a SIW[4]	14
Ilustración 4. Transición coplanar a SIW[5]	14
Ilustración 5. Filtro paso banda[6]	14
Ilustración 6. Amplificador Banda X[7].....	14
Ilustración 7. Bocina sectorial plano H[8].....	14
Ilustración 8. Filtro paso banda[9]	14
Ilustración 9. Estructura ESIW [2].....	15
Ilustración 10. Estructura ESIW con capa principal y cubiertas metálicas superior e inferior [2].....	15
Ilustración 11. Filtro High-Q Q-Band [10].....	16
Ilustración 12. Filtro Banda Ku [2]	16
Ilustración 13. Filtro Multicapa [11]	16
Ilustración 14. Acoplador direccional 90° híbrido [12].....	16
Ilustración 15. Antena plano H [13].....	16
Ilustración 16. Acoplador Moreno [14].....	16
Ilustración 17. Topología ESICL [15].....	16
Ilustración 18. Transición de CPW a ESICL [15].....	18
Ilustración 19. Transición de Microstrip a ESICL [16].....	18
Ilustración 20. Filtro de banda ancha [15].....	18
Ilustración 21. Filtro de banda estrecha [17]	18
Ilustración 22. Filtro Compacto [18].....	18
Ilustración 23. Acoplador direccional 90° híbrido [19].....	18
Ilustración 24. Filtro de perfil continuo [20]	18
Ilustración 25. Divisor de potencia [19].....	18
Ilustración 26. Comparación parámetro S21 entre diferentes tecnologías [21]	19
Ilustración 27. Acoplador Direccional	21
Ilustración 28. Acoplador direccional como biosensor [22].....	22
Ilustración 29. Esquema de la aplicación [23].....	22
Ilustración 30. Esquema aplicación [23]	23
Ilustración 31. Acoplador direccional con C= - 10dB [24]	24
Ilustración 32. Parámetros S TFG Marta [24]	24
Ilustración 33. Directividad TFG Marta [24]	24
Ilustración 34. Acoplador direccional con acoplo C = -10dB	25
Ilustración 35. Directividad diseño Ángel.....	25
Ilustración 36. Parámetros S Diseño Ángel.....	25
Ilustración 37. Metodología empleada durante el proyecto.....	27
Ilustración 38. Acoplador con líneas acopladas	28
Ilustración 39. Acoplador multicamino.....	28
Ilustración 40. Acoplador vía transformador de RF	29
Ilustración 41. Acoplador vía puente direccional.....	29



Ilustración 42. Acoplador direccional guía de onda rectangular [25].....	29
Ilustración 43. Diagrama de bloques sensor MURENA [26]	30
Ilustración 44. Diseño acoplador direccional [26].....	30
Ilustración 45. Acoplador direccional en Microstrip [26]	31
Ilustración 46. Acoplador direccional con Microstrip [27]	31
Ilustración 47. Acoplador direccional en SIW [28].....	31
Ilustración 48. Estructura del acoplador Bethe Hole [29]	32
Ilustración 49. Estructura del acoplador Multi-apertura [29]	32
Ilustración 50. Acoplador Riblet [30].....	33
Ilustración 51. Acoplador Branch-line [31].....	33
Ilustración 52. Estructura acoplador Lange [32]	33
Ilustración 53. Líneas Acopladas [33].....	34
Ilustración 54. Capacidad por unidad de longitud [33]	34
Ilustración 55. Capacidad Modo Par [33].....	35
Ilustración 56. Capacidad Modo Impar [33]	35
Ilustración 57. Acoplador Direccional Líneas Acopladas [33].....	36
Ilustración 58. Componentes básicos líneas de transmisión.....	36
Ilustración 59. Alimentación Acoplador [33].....	38
Ilustración 60. Descomposición Modo Par [33].....	38
Ilustración 61. Descomposición Modo Impar [33].....	39
Ilustración 62. Tensión Puerto 3 (V3) [33]	41
Ilustración 63. Tensión Puerto 2 (V2) [33]	42
Ilustración 64. Circuito equivalente parámetros Y [34]	42
Ilustración 65. Simetría red de N puertos.....	46
Ilustración 66. Modo TEM.....	48
Ilustración 67. ESICL seccionada en 8 partes [35] [36]	49
Ilustración 68. Dimensiones sección transversal ESICL.....	49
Ilustración 69. Modo TEM en ESICL con CST	51
Ilustración 70. Frecuencia corte superior ESICL	51
Ilustración 71. Herramienta MATLAB	52
Ilustración 72. Herramienta CST	52
Ilustración 73. Parámetros geométricos (1).....	54
Ilustración 74. Parámetros geométricos (2).....	54
Ilustración 75. Parámetros geométricos (3).....	54
Ilustración 76. Parámetros geométricos (4).....	54
Ilustración 77. Parámetros geométricos (5).....	55
Ilustración 78. Nomenclatura diseño.....	55
Ilustración 79. Anchura interior en función de la exterior.....	56
Ilustración 80. Valores obtenidos en MATLAB vs polinomio aproximado	57
Ilustración 81. Anchura exterior en función de la interior.....	57
Ilustración 82. Diseño con anchura exterior con polinomio	58
Ilustración 83. Diseño con anchura interior con polinomio.....	58



Ilustración 84. Diseño con dimensiones Ángel	58
Ilustración 85. Parámetro S11 de los 3 casos	58
Ilustración 86. Parámetro ángulo	59
Ilustración 87. Barrido de ángulos	59
Ilustración 88. Barrido con ángulo entre 18° y 25°	60
Ilustración 89. Barrido con ángulo entre 26° y 34°	60
Ilustración 90. Longitud de la transición	60
Ilustración 91. Parámetro S modificando lt	61
Ilustración 92. Directividad modificando lt	61
Ilustración 93. Longitud l0	61
Ilustración 94. Barrido de longitud l0	62
Ilustración 95. Comparación ángulos con l0 de 1mm	62
Ilustración 96. Comparación diseño ángulo de 23° con diseño Ángel	62
Ilustración 97. Directividad comparada con diseño Ángel	62
Ilustración 98. Diseño con codo recto	63
Ilustración 99. Diseño con bisel exterior	63
Ilustración 100. Diseño con bisel exterior e interior	63
Ilustración 101. Diseño bisel curvo exterior e interior	64
Ilustración 102. Resultado con varios radios	64
Ilustración 103. Directividad con varios radios	64
Ilustración 104. Resultados diseño con bisel y Ángel	65
Ilustración 105. Anchura del conductor interior	65
Ilustración 106. S31 para acoplo de 10dB	66
Ilustración 107. Directividad para un acoplo de 10dB	66
Ilustración 108. Geometría acoplador direccional para C= -8dB y libertad de parámetros	69
Ilustración 109. Parámetros S acoplador direccional con C = -8dB, wcoax_peq = 1.75mm y libertad de parámetros. 70	70
Ilustración 110. Directividad acoplador direccional con C = -8dB , wcoax_peq = 1.75mm y libertad de parámetros . 70	70
Ilustración 111. Parámetros S del acoplador direccional con C = -8dB , wcoax_peq = 2mm y libertad de parámetros 70	70
Ilustración 112. Directividad acoplador direccional con C = -8dB , wcoax_peq = 2mm y libertad de parámetros..... 70	70
Ilustración 113. Geometría del acoplador direccional con C = -10dB y libertad de parámetros	72
Ilustración 114. Parámetros S acoplador direccional con C = -10dB, wcoax_peq = 1.75mm y libertad de parámetros	72
Ilustración 115. Directividad acoplador direccional con C = -10dB, wcoax_peq = 1.75mm y libertad de parámetros 72	72
Ilustración 116. Parámetros S acoplador direccional con C = -10dB, wcoax_peq = 2mm y libertad de parámetros.... 72	72
Ilustración 117. Directividad acoplador direccional con C = -10dB, wcoax_peq = 2mm y libertad de parámetros..... 73	73
Ilustración 118. Geometría del acoplador direccional con C = -12dB, wcoax_peq = 1.75mm y libertad de parámetros	74
Ilustración 119. Parámetros S acoplador direccional con C = -12dB, wcoax_peq = 1.75mm y libertad de parámetros	74
Ilustración 120. Directividad acoplador direccional con C = -12dB, wcoax_peq = 1.75mm y libertad de parámetros 75	75
Ilustración 121. Parámetros S acoplador direccional con C = -12dB, wcoax_peq = 2mm y libertad de parámetros.... 75	75
Ilustración 122. Directividad acoplador direccional con C = -12dB, wcoax_peq = 2mm y libertad de parámetros..... 75	75
Ilustración 123. Geometría del acoplador direccional con C = -15dB y libertad de parámetros	76



Ilustración 124. Parámetros S acoplador direccional con $C = -15\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 1.75\text{mm}$ y libertad de parámetros	77
Ilustración 125. Directividad acoplador direccional con $C = -15\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 1.75\text{mm}$ y libertad de parámetros 77	77
Ilustración 126. Parámetros S acoplador direccional con $C = -15\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 2\text{mm}$ y libertad de parámetros....	77
Ilustración 127. Directividad acoplador direccional con $C = -15\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 2\text{mm}$ y libertad de parámetros.....	77
Ilustración 128. Geometría del acoplador direccional con $C = -10\text{dB}$ diseñado con dimensiones iguales al diseño de Ángel Belenguer	79
Ilustración 129. Parámetros S del acoplador direccional con $C = -10\text{dB}$ diseñado con dimensiones iguales al diseño de Ángel Belenguer	79
Ilustración 130. Directividad del acoplador direccional con $C = -10\text{dB}$ diseñado con dimensiones iguales al diseño de Ángel Belenguer	79
Ilustración 131. Geometría geométricos del acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$ y ancho de banda de 1GHz	81
Ilustración 132. Parámetros S geométricos del acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$ y ancho de banda de 1GHz	81
Ilustración 133. Directividad geométricos del acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$ y ancho de banda de 1GHz	81
Ilustración 134. Funcionamiento diseño elegido para fabricación	83
Ilustración 135. Fresadora Láser LPKF ProtoLaser U3	84
Ilustración 136. LPKF ProtoMat S103.....	84
Ilustración 137. LPKF MiniContact RS	84
Ilustración 138. LPKF ProtoFlow S/N2	85



Índice de Tablas

Tabla 1. Dispositivos elaborados en tecnología SIW	14
Tabla 2. Dispositivos diseñados en ESIW	16
Tabla 3. Dispositivos en ESICL	18
Tabla 4. Comparativa Factor de Calidad (Q) [21]	19
Tabla 5. Comparativas líneas de transmisión y guías de onda	20
Tabla 6. Comparación diseños Marta/Ángel	26
Tabla 7. Parámetros acoplador direccional	53
Tabla 8. Pruebas con varios radios	64
Tabla 9. Barrido anchura parte acoplada	66
Tabla 10. Algoritmos de Optimización que posee CST	68
Tabla 11. Valores de los parámetros geométricos del acoplador direccional con $C = -8\text{dB}$ y libertad de parámetros .	69
Tabla 12. Comparativa diseños 8dB	71
Tabla 13. Valores de los parámetros geométricos del acoplador direccional con $C = -10\text{dB}$ y libertad de parámetros	71
Tabla 14. Comparativa diseños 10dB y libertad de parámetros	73
Tabla 15. Valores de los parámetros geométricos del acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$ y libertad de parámetros	74
Tabla 16. Comparativa acopladores direccionales $C = -12\text{dB}$	75
Tabla 17. Valores de los parámetros geométricos del acoplador direccional con $C = -15\text{dB}$ y libertad de parámetros	76
Tabla 18. Comparativa diseños $C = -15\text{dB}$	78
Tabla 19. Parámetros geométricos del acoplador direccional con $C = -10\text{dB}$ con dimensiones iguales al diseño de Ángel Belenguer	78
Tabla 20. Comparativa	80
Tabla 21. Valores de los parámetros geométricos del acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$ y ancho de banda de 1GHz	81
Tabla 22. Resultados obtenidos	82
Tabla 23. Comparativa Directividad	86
Tabla 24. Comparación parámetro S_{11} respecto al objetivo inicial	87



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

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

Capítulo 1. Introducción

1.1 Tecnologías actuales

Los nuevos sistemas de comunicaciones exigen bajo coste, componentes de bajo peso y alto rendimiento (filtros, diplexores, divisores de potencia, antenas...). Las tecnologías de microondas clásicas presentan un alto rendimiento, pero con un tamaño demasiado voluminoso y, por consiguiente, caras. Un ejemplo de estas tecnologías son las guías de ondas rectangulares. Por otra parte, también disponemos de tecnologías de fácil fabricación de bajo coste y perfil, las cuales ofrecen un rendimiento por debajo del requerido para ciertas aplicaciones. Como, por ejemplo, las líneas planas como la microstrip.

Recientemente, han aparecido alternativas al implementar guías de onda rectangulares sobre placas de circuito impreso. Esta alternativa recibe el nombre de Substrate Integrated Waveguide o SIW[1]. Tras esta aparición, se ha prestado mucha atención a esta tecnología, pero se ha llegado a la conclusión de que su rendimiento puede mejorar aún más con la eliminación del dieléctrico. La eliminación del dieléctrico ayuda a una mejor propagación de los campos a través del aire y, por lo tanto, las pérdidas por dieléctrico son eliminadas obteniendo así, una tecnología más competitiva. Esta nueva tecnología recibe el nombre de Empty Substrate Integrated Waveguide o ESIW[2].

Tras varios años de investigación, se ha conseguido mejorar las prestaciones de la ESIW, proporcionando soluciones muy prometedoras para dispositivos de bajo coste, con un perfil bajo, fácil integración y un alto rendimiento cada vez más cercano al de las guías de ondas rectangulares clásicas.

1.1.1 Guía de Ondas

Se trata de estructuras físicas que guían ondas electromagnéticas. Las guías de onda, están formadas por un conjunto de tubos de un material conductor cuyo interior es una sección rectangular, elíptica o circular. Por los llamados anteriormente tubos se guía la energía electromagnética a través de la guía y cuyos límites serán las paredes de dicha guía. Las paredes que conducen las ondas del tubo confinan la onda en el interior debido a la reflexión en las paredes del tubo que confina las ondas. El interior o llamado “tubo” puede encontrarse vacío o relleno de dieléctrico. El dieléctrico ofrece un mejor sustento mecánico al tubo, a costa de reducir la velocidad de propagación y aumentar las pérdidas por la propagación de las ondas a través del dieléctrico.

Estas estructuras están elaboradas esencialmente para:

1. Manejar un solo modo de propagación. Los otros modos de orden superior están al corte, y, por lo tanto, si se excitarán en alguna parte de la guía, se atenuarían en una distancia muy corta, y enseguida desaparecerían, propagando únicamente el modo fundamental.
2. Un ancho de banda específico que corresponde normalmente con el rango de frecuencias en las que se propaga el modo fundamental.

Existen varios tipos de guía de onda:

1. Rectangular: Su sección transversal tiene forma rectangular. Son las guías de onda más utilizadas.
2. Circular: Su sección transversal tiene forma circular. Su principal utilización es para radares y microondas.
3. Acanalada: Guía de onda rectangular donde se añaden salientes conductores internos en todas las paredes de dimensión más elevada (la de arriba y la de abajo). Esta guía es perfecta para operar a frecuencias bajas debido a su diminuto tamaño. Por contra, las

guías acanaladas tienen más dificultad de fabricación que las guías de onda rectangulares estándares.

4. Flexibles: Se trata de tabloncillos recubiertos espiralmente de latón o cobre. La parte externa está envuelta por una fina capa de dieléctrico.
5. Tabicada: Dos estructuras coaxiales de forma cilíndricas y metalizadas unidas a lo largo de toda su extensión por un tabique con radio constante metalizado.
6. Dieléctrica: Elaborada enteramente por uno o diversos materiales dieléctricos, donde no existe una pared que conduzca una onda electromagnética.

Es una tecnología con muchos años de madurez, muy versátil para cualquier frecuencia, con factores de calidad excelentes ($Q \sim 10000$), pero con un elevado coste de fabricación y estructuras muy voluminosas.

NOTA: El factor de calidad mide la proporción entre la energía reactiva almacenada y la energía perdida.

1.1.2 Líneas Planares

Las líneas de transmisión planares se elaboran a partir de materiales y métodos de fabricación de PCB (Placas de circuito impreso o Printed Circuit Boards). Estas líneas están compuestas por algún material dieléctrico y al menos por dos capas conductoras, separadas entre sí por el material dieléctrico. Esto hace que por estas estructuras se pueda propagar al menos un modo TEM o quasi-TEM y modos de orden superior (según la frecuencia de trabajo), aunque se utilizan en aquellas frecuencias en las que sólo se propaga el modo TEM o quasi-TEM (modo fundamental).

En la siguiente imagen, observamos las líneas planares más importantes en la actualidad:

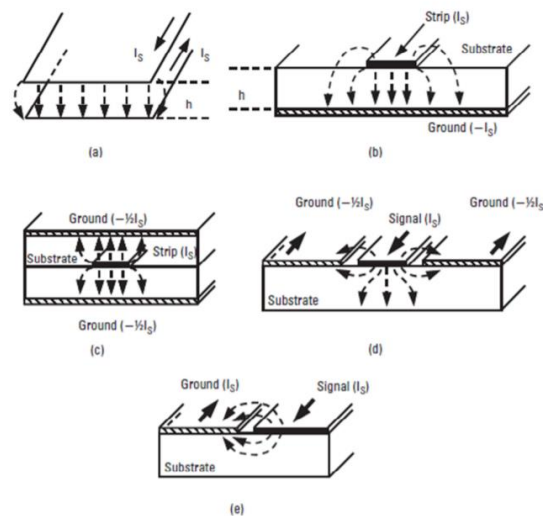


Ilustración 1. Líneas planares : (a) Placas Paralelas (b) Microstrip (c) Stripline (d) Línea Coplanar (e) Slot Line

A continuación, las líneas planares más importantes serán expuestas:

La línea Stripline es un ejemplo de línea de transmisión basada en una tira metálica situada entre dos planos de masa. El material que da unidad al conjunto de los planos de masa y la tira es un sustrato dieléctrico con una cierta permitividad relativa ϵ_r . La impedancia característica de la línea vendrá determinada principalmente por la anchura de la tira metálica, así como del espesor del sustrato y su permitividad relativa.

Derivada de la Stripline, aparece la línea Microstrip, la cual no empezó a ganar protagonismo hasta la década de los 60. La preferencia de la Stripline sobre la Microstrip residía en la

homogeneidad y simetría de esta. Esta simetría en su estructura hace que el campo eléctrico quede completamente contenido en el dieléctrico, evitando así la radiación en las discontinuidades.

Por el contrario, la línea Microstrip se encuentra formada por un único plano de masa, el cual se encuentra separado de la tira metálica por el sustrato, perdiendo la simetría horizontal que presenta la Stripline. La anchura de la tira y el espesor del dieléctrico (así como el material), determinarán los principales parámetros de la línea. Si la tira es muy ancha, esta presentará una mayor capacitancia, por la relación entre la capacitancia y la impedancia característica se deduce que, a mayor capacitancia (y anchura más grande), menor impedancia característica.

Las líneas Microstrip disponen de una popularidad extendida en el mundo electromagnético por sus numerosas ventajas para utilidades que necesitan de un montaje externo de componentes, adheridos al sustrato. Un grosor del sustrato pequeño comparado con la longitud de onda reducirá la radiación sin producirse un forzamiento de la anchura de la tira para que sea extremadamente estrecha. La gran ventaja, además de poder incluir componentes de montaje superficial, es que posee un bajo coste acompañado de un bajo peso. Aunque las pérdidas sean mayores, es un precio a pagar en comparación a usar una guía de onda, o una línea coaxial. Además, hay que tener en cuenta que las PCB proporcionan resultados excelentes a bajas frecuencias, pero según aumenta la frecuencia de operación, las pérdidas por el dieléctrico las vuelven soluciones inviables. En general, las tecnologías planares son soluciones excelentes de bajo coste, bajo factor de calidad ($Q \sim 30$), y adecuado rendimiento a bajas frecuencias.

1.1.3 Substrate Integrated Waveguide (SIW)

En 2001, se introdujo la guía de ondas integrada de sustrato (SIW). Esta tecnología consta de una guía de ondas sintetizada en una placa de circuito impreso con paredes laterales formadas por orificios metálicos (vías). La SIW presenta las mismas ventajas que la tecnología microstrip, es decir, bajo peso, bajo coste, fácil integración en una placa de circuito impreso, y fabricación masiva. Su principal ventaja es que las pérdidas son menores en comparación con el mismo componente en microstrip porque el campo viaja completamente confinado entre cuatro paredes, a diferencia de la línea microstrip donde los campos viajan guiados por la franja superior y el plano del suelo inferior, pero no están completamente confinados, lo que hace que se pierda algo de energía por radiación. Y por consiguiente se obtienen factores de calidad más cercanos a las guías de onda. ($Q \sim 300$)

La tecnología SIW ha despertado mucho interés en la comunidad científica, y fue definida hace unos años por la sociedad de ingeniería más grande del mundo (Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica - IEEE) como una de las 10 tecnologías más prometedoras del mundo en el sector de tecnologías de la información y la comunicación, aunque todavía sigue en desarrollo y no está siendo utilizada por la industria en gran medida, debido a que aún está en proceso de maduración.

Aunque la tecnología SIW reduce las pérdidas en comparación con las tecnologías planares clásicas, todavía queda un largo camino por recorrer para obtener el rendimiento de guías de ondas tridimensionales, principalmente debido a las pérdidas del dieléctrico de la placa de circuito impreso, que la hacen una solución de bajo rendimiento a medida que aumenta la frecuencia.

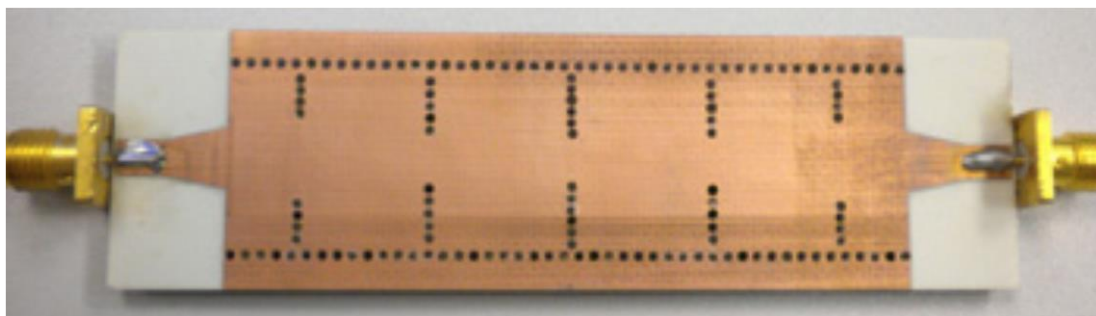


Ilustración 2. Guía Integrada en Sustrato (SIW)[3]

Para demostrar que se trata de una tecnología utilizada en el mundo real durante mucho tiempo, seguidamente, se añadirán varios dispositivos elaborados en dicha tecnología:

<p>Ilustración 3. Transición Microstrip a SIW[4]</p>	<p>Ilustración 4. Transición coplanar a SIW[5]</p>
<p>Ilustración 5. Filtro paso banda[6]</p>	<p>Ilustración 6. Amplificador Banda X[7]</p>
<p>Ilustración 7. Bocina sectorial plano H[8]</p>	<p>Ilustración 8. Filtro paso banda[9]</p>

Tabla 1. Dispositivos elaborados en tecnología SIW

1.1.4 Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW)

En el año 2014, fue propuesta una tecnología novedosa denominada Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW). Se trata de la integración de una guía de onda en una PCB. En comparación con la SIW, el dieléctrico es eliminado, y las vías metálicas son sustituidas por paredes sólidas confinando de esta manera las ondas electromagnéticas de manera más contundente que las vías laterales de la SIW. Se trata de una estructura de 3 capas. Básicamente, se parte de un sustrato al cual se le realiza un corte. Como consecuencia del corte anterior, la onda podría escaparse horizontalmente, por ello se le metalizan las paredes del corte, y finalmente se unen con pasta de soldar dos tapas para confinar la onda. Dicho cambio ofrece tanto un aumento del rendimiento de los circuitos en tecnología ESIW como una disminución de las pérdidas totales. Las principales características son:

- Presenta las ventajas de las líneas planares, especialmente su bajo coste de fabricación y la posibilidad de integración en placas de circuito impreso (PCB).
- Ofrece también algunas ventajas de las guías de ondas, principalmente las bajas pérdidas en la propagación, ya que la onda se propaga por el vacío como en las guías de onda.
- Proporciona factores de calidad más elevados que las SIW, comprendidos entre 1000 y 2000.

Comparando con la guía de onda tradicional, se pueden observar varias diferencias que no permiten obtener un rendimiento cercano al de la guía de onda tradicional provocado porque la ESIW tiene menor altura que la guía rectangular, y, por tanto, puede almacenar menos energía, lo que hace que su factor de calidad en resonadores sea menor que en una estructura similar en guía de onda 3D. Otra peculiaridad que no permite obtener las prestaciones óptimas del diseño es la estructura de la tecnología. La guía de onda está formada por una única pieza de metal mientras que la ESIW está formada por 3 partes metálicas. La no homogeneización de la estructura provoca más pérdidas debido a las fugas existentes entre la unión de las partes.

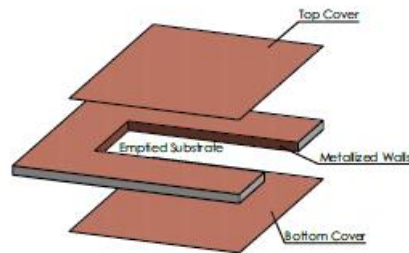


Ilustración 9. Estructura ESIW [2]



Ilustración 10. Estructura ESIW con capa principal y cubiertas metálicas superior e inferior [2]

Para comprobar que se trata de una tecnología utilizada en el mundo real, seguidamente, se añadirán varios dispositivos elaborados en dicha tecnología:


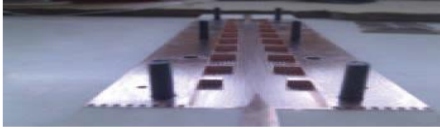




 <p>Ilustración 11. Filtro High-Q Q-Band [10]</p>	 <p>Ilustración 12. Filtro Banda Ku [2]</p>
 <p>Ilustración 13. Filtro Multicapa [11]</p>	 <p>Ilustración 14. Acoplador direccional 90° híbrido [12]</p>
 <p>Ilustración 15. Antena plano H [13]</p>	 <p>Ilustración 16. Acoplador Moreno [14]</p>

Tabla 2. Dispositivos diseñados en ESIW

1.1.5 Empty Substrate Integrated Coaxial Line (ESICL)

Un nuevo concepto para el diseño de líneas coaxiales integradas de sustrato vacío (Empty Substrate Integrated Coaxial Line - ESICL), que se pueden fabricar a partir de capas de PCB y que permiten una integración total con otras tecnologías planas, se presentó en 2015[15].

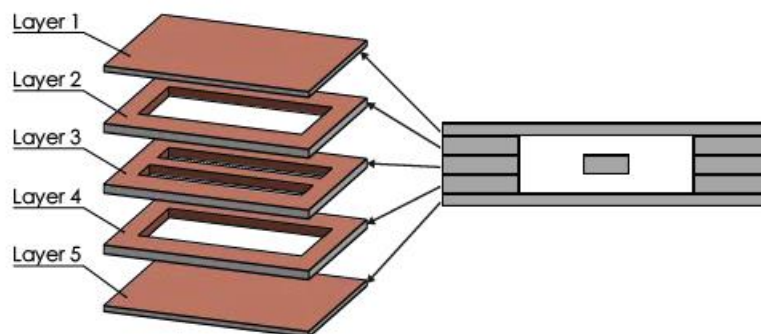


Ilustración 17. Topología ESICL [15]



La estructura de la ESICL puede observarse en la ilustración 17. La topología de la ESICL está compuesta por 5 capas. La capa 3 tiene el conductor central de la línea coaxial, mientras que las capas 2 y 4, son empleadas para separar la capa central de las cubiertas (capa 1 y 5), las cuales se pueden observar en la misma ilustración.

Las principales ventajas de esta novedosa línea de transmisión se enumeran a continuación:

- Dispone de pérdidas bajas de transmisión.
- Ancho de banda elevado (rango de frecuencias en las que se propaga sólo el modo fundamental TEM, es decir, desde frecuencia 0 hasta la frecuencia de corte modo superior).
- Debido a la existencia de dos conductores, se propaga el modo TEM y por lo tanto no existe dispersión en comparación con la SIW o la ESIW.
- Interferencias en las comunicaciones cruzadas son inexistentes.
- Económica y de fácil fabricación.
- Fácil integración con otros dispositivos.

A continuación, se añadirán varios de los diseños que se han empleado en esta novedosa tecnología y que confirman que es una estructura funcional y con futuro:





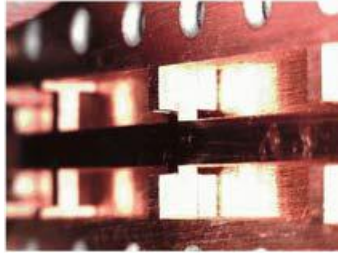
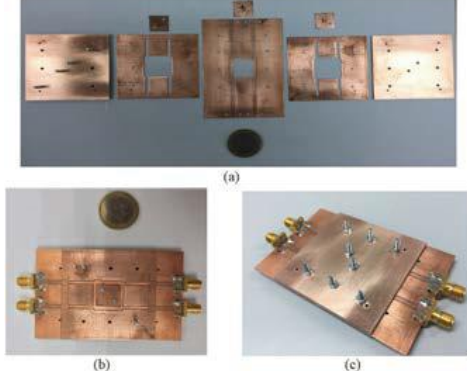

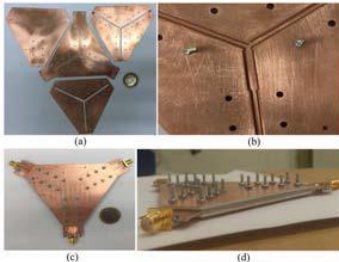
 <p>Ilustración 18. Transición de CPW a ESICL [15]</p>	 <p>Ilustración 19. Transición de Microstrip a ESICL [16]</p>
 <p>Ilustración 20. Filtro de banda ancha [15]</p>	 <p>Ilustración 21. Filtro de banda estrecha [17]</p>
 <p>Ilustración 22. Filtro Compacto [18]</p>	 <p>Ilustración 23. Acoplador direccional 90° híbrido [19]</p>
 <p>Ilustración 24. Filtro de perfil continuo [20]</p>	 <p>Ilustración 25. Divisor de potencia [19]</p>

Tabla 3. Dispositivos en ESICL

Todavía no se ha fabricado un acoplador direccional con líneas acopladas en ESICL, y esta es la principal motivación de este trabajo para comprobar sus prestaciones reales.

1.1.6 Comparación

Para finalizar este primer apartado, se realizará una comparativa entre las diferentes tecnologías o tipos de líneas de transmisión, con el objetivo de determinar aquellos aspectos en los que destacan u ofrecen prestaciones no competitivas. En primer lugar, se puede observar en la Ilustración 26 una comparación del parámetro S_{21} que corresponde con la potencia transmitida para diferentes tecnologías.

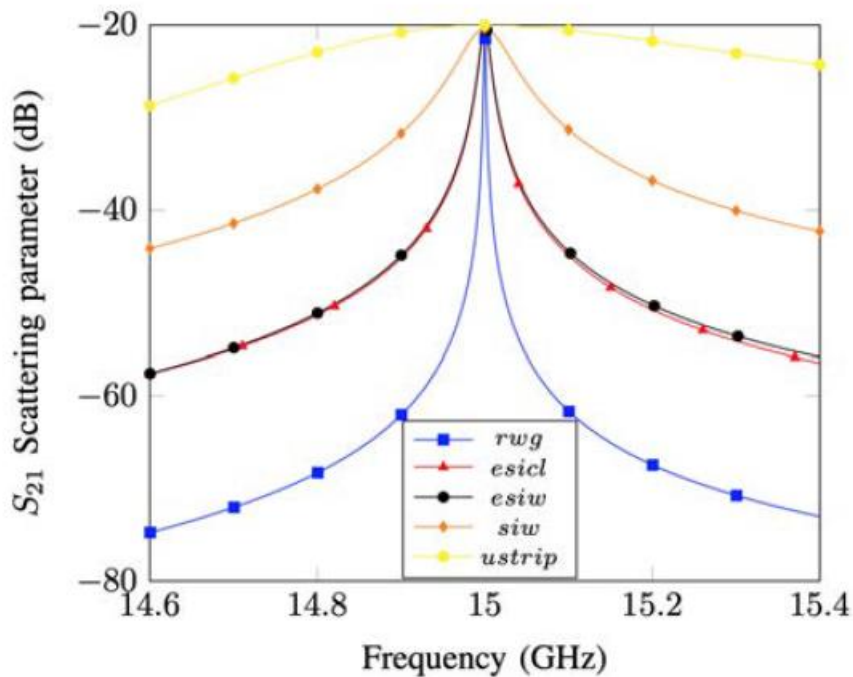


Ilustración 26. Comparación parámetro S₂₁ entre diferentes tecnologías [21]

Para poner en contexto, cabe destacar que la imagen anterior corresponde con un resonador diseñado en varias tecnologías. Cuando una cavidad se encuentra en resonancia, las ondas rebotan en las paredes de la cavidad y todos los rebotes que se dirigen en dirección progresiva, hacia el puerto de salida, se suman en fase, produciendo una transferencia de potencia de la entrada a la salida máxima. Este acto se traduce en un factor de reflexión mínimo. La resonancia se produce a una única frecuencia.

De la ilustración anterior, se pueden extraer varias conclusiones:

1. La guía de ondas rectangular sigue siendo la mejor opción, pero, es una opción de gran tamaño y con un gran coste económico.
2. La evolución de las líneas se está acercando bastante a las prestaciones de la guía de onda rectangular, siendo la ESICL y ESIW, opciones muy buenas, aun conociendo sus limitaciones.
3. Las líneas de transmisión tienen un buen funcionamiento a frecuencias altas.

Además, se dispone de una tabla comparativa que permite evaluar el factor de calidad Q:

RWG	ESICL	ESIW	SIW	Microstrip
6134	1567	1487	288	23

Tabla 4. Comparativa Factor de Calidad (Q) [21]

De manera análoga al apartado anterior, la guía de onda rectangular ofrece las mejores prestaciones, pero la ESICL, y ESIW se encuentra un poco más cerca de obtener sus prestaciones, frente a las tecnologías anteriores como la Microstrip que se encuentra muy lejos.

Finalmente, será añadida una tabla comparativa respecto a los principales parámetros que se analizan a la hora de comparar las prestaciones para que una transmisión de onda no pierda información y llegue a su destino.

Característica	Coaxial	Guía de Onda	Stripline	Microstrip	SIW	ESIW	ESICL
Modos:							
Fundamental	TEM	TE ₁₀	TEM	Quasi-TEM	TE ₁₀	TE ₁₀	TEM
Otro	TM, TE	TM, TE	TM, TE	Híbrido TM, TE	TM, TE	TM, TE	TM, TE
Dispersión	No	Media	No	Baja	Media	Media	No
Ancho de Banda	Alto	Bajo	Alto	Alto	Bajo	Bajo	Alto
Pérdidas	Medias	Bajas	Altas	Altas	Medias	Bajas	Bajas
Capacidad de potencia	Media	Alta	Baja	Baja	Media/Baja	Media/Baja	Media
Tamaño físico	Largo	Largo	Medio	Pequeño	Medio	Medio	Medio
Fabricación	Difícil	Difícil	Fácil	Fácil	Media	Media	Medio
Integración	Difícil	Difícil	Normal	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil

Tabla 5. Comparativas líneas de transmisión y guías de onda

La anterior tabla nos muestra los principales parámetros con su grado de cobertura o madurez que se encuentran a la hora de seleccionar una tecnología. Se observa que la Microstrip es la opción más económica y con mayor facilidad tanto de fabricación como de integración, pero su rendimiento está muy por debajo de las líneas de transmisión coaxiales y, sobre todo, muy lejos de la guía de onda tradicional. Por otra parte, las líneas de transmisión como SIW, ESIW y ESICL, empiezan a acercarse a las guías de onda tradicionales, aunque la ESICL posee la ventaja frente a la SIW y la ESIW de un mayor ancho de banda, y menor dispersión.

1.2 Acoplador Direccional

Un acoplador direccional es un componente de un sistema de microondas compuesto por 4 puertos. Cuando una onda entra por el primer puerto o puerto de entrada (P1) acoplará potencia al puerto transmitido (P3) y al puerto de salida (P2), de tal manera que por el puerto aislado (P4) no llega nada de la señal de entrada. De manera análoga, la potencia incidente en el puerto 4 (P4) se acopla al puerto 2 y 3 pero no al puerto 1, que en este caso será el puerto aislado. Así que los puertos P1 y P4 se encuentran desacoplados entre ellos.

De la misma manera, si se inyecta una onda por el puerto 2 y 3, la potencia se acoplará solamente a los puertos 1 y 4, por lo que se puede deducir que los puertos 2 y 3 también estarán desacoplados entre ellos. Además, los cuatro puertos están adaptados. Como conclusión, si 3 de los 4 puertos se terminan en cargas adaptadas, la onda inyectada en el cuarto puerto no producirá el fenómeno de la reflexión.

Además, el dispositivo en cuestión consiste en un componente pasivo aplicado y usado en la tecnología de las microondas. El sistema descrito varias líneas arriba es, asimismo, una red ideal sin pérdidas y recíproca, significando que la matriz de parámetros S que describe su comportamiento, es simétrica.

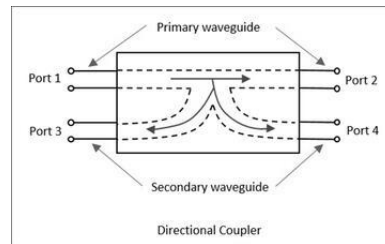


Ilustración 27. Acoplador Direccional

A continuación, se definirán los 4 puertos nombrados anteriormente:

- **Puerto de entrada (P1)** → Es el puerto donde se inyecta la señal de entrada.
- **Puerto de salida (P2)** → Se trata del puerto donde se obtendrá la señal de salida.
- **Puerto acoplado (P3)** → Se obtiene una muestra de la señal de entrada por este puerto.
- **Puerto aislado (P4)** → Puerto por donde idealmente no se debe recibir señal.

Por otra parte, existen un grupo de parámetros que caracterizan a los sistemas de RF (radiofrecuencia). El acoplador direccional dispone de los siguientes parámetros característicos:

- **Factor de Acoplo (C o S_{31})** → Parámetro principal del acoplador direccional y establece la relación que existe entre la potencia incidente en el puerto de entrada (P1) y la potencia recibida en el puerto acoplado (P3), estando los puertos de salida (P2) y el puerto aislado (P4) cargados con su impedancia característica, que normalmente es de 50Ω . Para obtener su valor, se utiliza la siguiente expresión:

$$C (dB) = -10 * \log\left(\frac{P3}{P1}\right) \quad (1)$$

- **Frecuencia de trabajo** → Frecuentemente en los dispositivos de RF, los parámetros del acoplador trabajan en un intervalo de frecuencia.
- **Aislamiento (I o S_{41})** → Es el parámetro que relaciona la potencia de salida (P2) y el puerto acoplado (P3), si se inyecta señal por P2 y se cargan los puertos P1 y P4 con cargas adaptadas. El aislamiento proporcionará una muestra de la potencia que se marcha por el puerto aislado (y que idealmente debería ser cero).

$$I(dB) = -10 * \log\left(\frac{P4}{P1}\right) \quad (2)$$

- **Directividad (D o S_{34})** → Relación entre la potencia que sale por el puerto acoplado y la potencia que sale por el puerto aislado. Debería ser elevada, es decir, idealmente infinita. Cuanto mayor sea la directividad, mejor será el dispositivo fabricado.

$$D(dB) = -10 * \log\left(\frac{P4}{P3}\right) = -10 * \log\left(\frac{P4}{P1}\right) + 10 * \log\left(\frac{P3}{P1}\right) \quad (3)$$

La Directividad también se puede obtener como la resta entre los valores absolutos del aislamiento y el acoplamiento, es decir:

$$D (dB) = |I| - |C| \quad (4)$$

- **Pérdidas de Inserción** → Pérdidas producidas entre el puerto de entrada y el puerto de salida. Las pérdidas tienen una dependencia muy elevada con el medio de transmisión que conecta los dos puntos.

1.3 Aplicaciones

La finalidad de un proyecto siempre es saber para qué se va a usar el diseño en cuestión o qué usos puede tener para poder ver su impacto real en el mercado o en las nuevas tecnologías. Por eso, seguidamente se expondrán varias aplicaciones utilizando un acoplador direccional.

1.3.1 Sensor biológico

Un biosensor consiste en un transductor que convierte una señal de origen biológico en una señal o conjunto de datos eléctricos que suele ser interpretados por un instrumento para su posterior explotación. En este caso, el sensor biológico será obtenido mediante el uso de un acoplador direccional, en el cual una muestra de la señal biológica se obtiene por vía del puerto acoplado y servirá para recoger los datos necesarios de un sensor para su posterior análisis.

Construyendo un acoplador que disponga de una longitud proporcional a un número entero de la longitud de acoplo, la luz se transmitirá de la línea A a la línea B. Para conseguir el porcentaje de luz deseado y conseguir un dispositivo adecuado en diseño se tendrá en cuenta el acoplamiento.

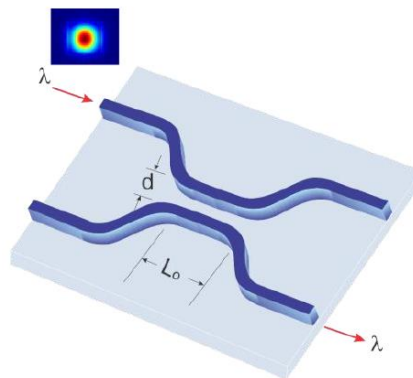


Ilustración 28. Acoplador direccional como biosensor [22]

1.3.2 Monitorización de una onda saliente de transmisión producida por una BTS

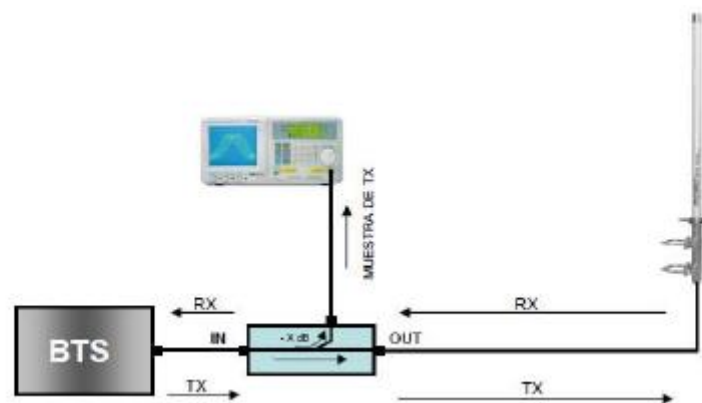


Ilustración 29. Esquema de la aplicación [23]

La siguiente aplicación que se muestra en la Ilustración 29, monitoriza la onda inyectada por una BTS (Base Transceiver Station), sin tener la necesidad de parar la transmisión. Generalmente, los equipos de mediciones no pueden medir por métodos directos altas potencias, por eso se hace

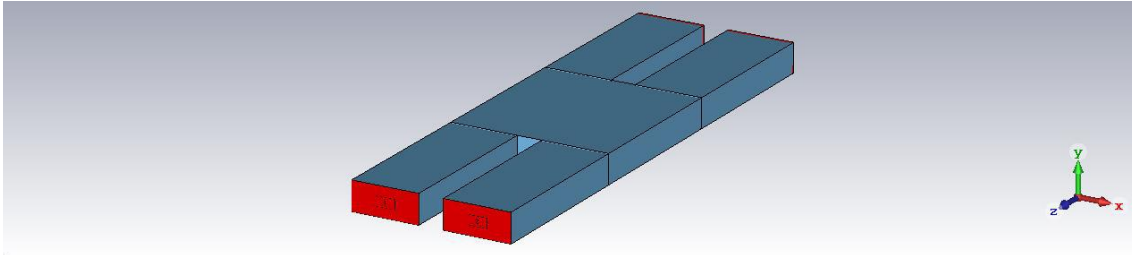


Ilustración 31. Acoplador direccional con $C = -10\text{dB}$ [24]

El TFG de Marta [24] tenía buenas prestaciones. El parámetro S_{11} era superior a -25 dB en el ancho de banda, las pérdidas de inserción S_{21} inferiores a 0.45dB y el acoplo S_{31} es de aproximadamente -10 dB a la frecuencia de diseño ($f_0 = 15\text{ GHz}$).

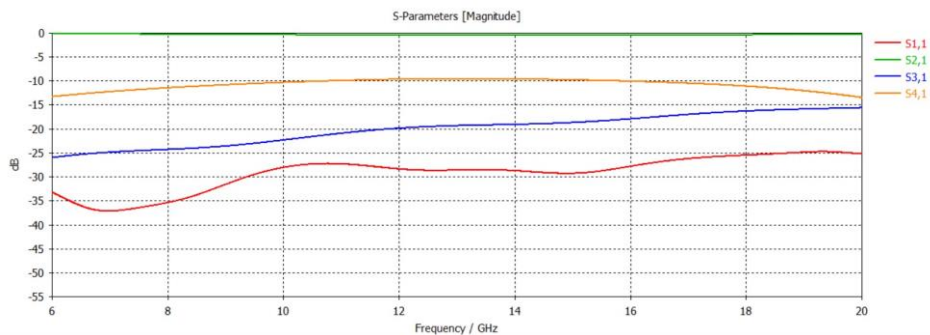


Ilustración 32. Parámetros S TFG Marta [24]

Sin embargo, la directividad D (resta entre el puerto aislado (S_{41}) y el puerto acoplado (S_{31})) no tenía un resultado óptimo. El valor obtenido era de $11,5\text{ dB}$ a la frecuencia central, y a lo largo del ancho de banda el resultado empeoraba, tal y como puede observarse en la Ilustración 33.

La directividad debe ser más grande para que se pudiera considerar en una aplicación real. Debería de ser grande porque teóricamente por el puerto 4 no debería circular nada de señal y por lo tanto el parámetro D debería ser infinito. El principal motivo de una baja directividad era el amplio espacio desde la entrada de los conductores internos del coaxial hasta el giro interior que producía el acoplo deseado. Al existir tanto espacio, se producía un acoplo excesivo entre el puerto de entrada y el puerto aislado, y salía demasiada potencia por el puerto aislado.

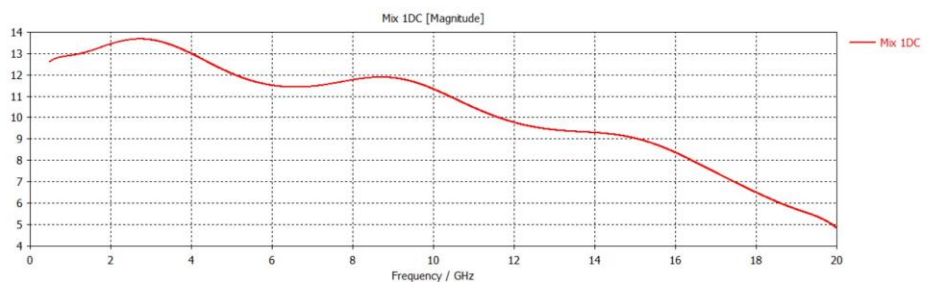


Ilustración 33. Directividad TFG Marta [24]

Por otra parte, en dicho trabajo se propuso una línea futura que empezó a implementar el doctor Ángel Belenguer de la Universidad de Castilla-La Mancha (UCLM). El diseño propuesto fue el siguiente:

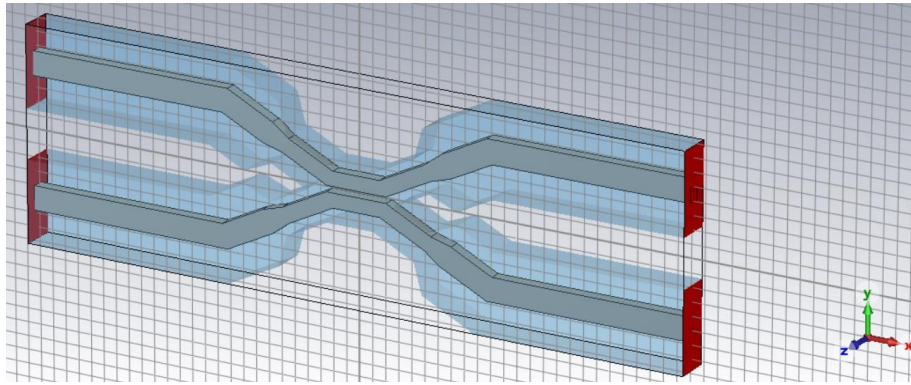


Ilustración 34. Acoplador direccional con acoplo C = -10dB

En este diseño, se cambió primeramente el espacio abundante que existía desde la parte inicial de los conductores coaxiales interiores hasta llegar a las líneas que permiten el acoplo (parte central), ingresando bajo un ángulo distinto a 90° . Por otra parte, se sustituyó la parte interna que producía el acoplo entre ambas líneas. Para ello, se redujo el tamaño de las anchuras tanto exterior como interior en la parte central del acoplador direccional. Los resultados obtenidos fueron relativamente buenos y se presentan a continuación.

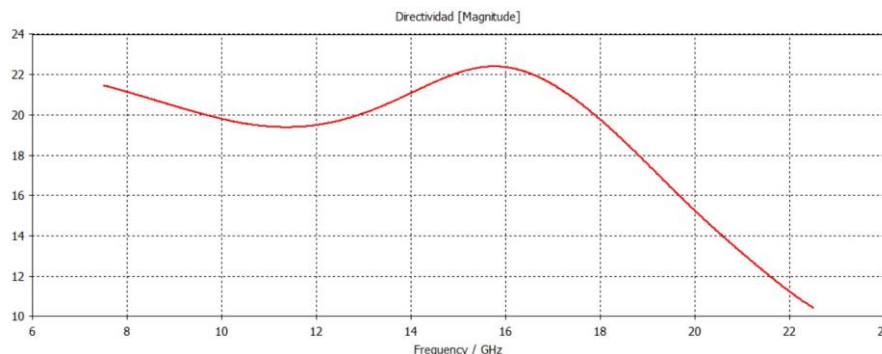


Ilustración 35. Directividad diseño Ángel

En este caso, se observa que la directividad D ha mejorado respecto al diseño de Marta. En primer lugar, a la frecuencia central se obtiene un valor de 22dB y a altas frecuencias se produce un decaimiento de la directividad cuyo valor mínimo es de unos 12dB.

Por otra parte, los demás parámetros mejoran respecto al diseño de Marta. En este caso, los resultados obtenidos fueron los siguientes:

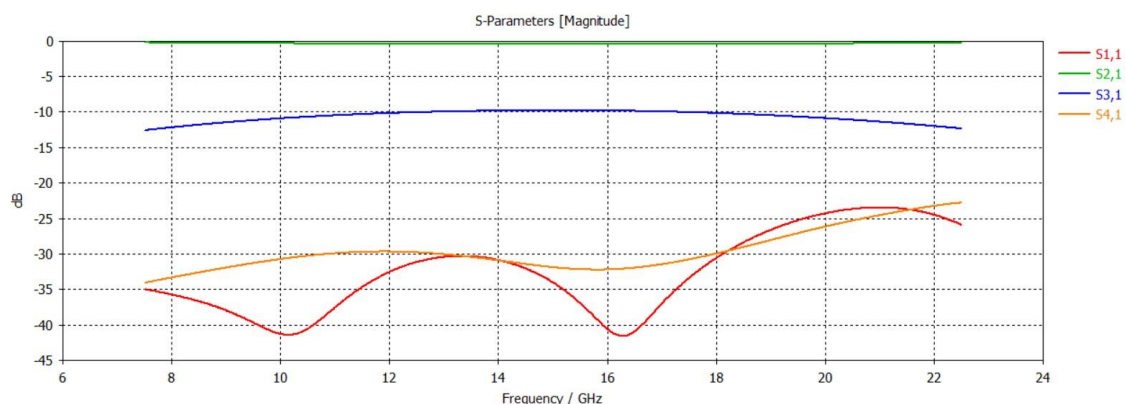


Ilustración 36. Parámetros S Diseño Ángel

A continuación, se añadirá una tabla comparando los dos diseños y se observará la mejora de un diseño respecto al otro. Por otra parte, en el capítulo 5 Resultados, se volverá a actualizar esta tabla con el acoplador direccional definitivo de este proyecto para comparar cada parámetro y

observar si ha mejorado o no. Para comparar ambos diseños se ha trabajado en el rango de frecuencias de 7.5 GHz a 21GHz aproximadamente en ambos diseños.

PARÁMETRO	TFG MARTA	DISEÑO ÁNGEL
Directividad (dB)	[5 a 12,5]	[13 a 22,4]
S11(dB)	[-35 a -30]	[-41,5 a -23]
S21(dB)	[-0.45 a -0.18]	[-0.48 a -0.25]
S31(dB)	[-14.2 a -10.8]	[-12.6 a -9.8]
S41(dB)	[-25.8 a -16.8]	[-34 a -24]

Tabla 6. Comparación diseños Marta/Ángel

Observando la tabla, se pueden sacar las siguientes conclusiones:

1. El diseño de Ángel tiene mejor directividad y está cerca de ser un diseño viable para aplicaciones prácticas.
2. La principal diferencia se observa en el parámetro S41 el cuál ha sido ampliamente mejorado.
3. Los dos presentan un buen parámetro S21.

Como conclusión definitiva, se ha mejorado el diseño, pero aún se pueden obtener mejores resultados realizando un análisis riguroso de los diferentes parámetros de diseño. Este será el punto de partida del proyecto.

1.5 Objetivos TFG

Los principales objetivos del presente TFG se expondrán a continuación:

1. Mejorar la directividad D (S_{34} o $-10 * \log\left(\frac{P_4}{P_3}\right)$) respecto a los diseños de Marta y Ángel. El valor de la directividad teóricamente debe de ser infinito. En este diseño, se ha decidido alcanzar un valor de 20dB en el mayor ancho de banda posible.
2. Optimizar la adaptación del puerto de entrada. El valor definido será de aproximadamente 25dB en todo el ancho de banda.
3. Realizar un análisis riguroso de la geometría propuesta por Ángel, con el fin de detectar las posibles mejoras en la geometría.
4. Fabricación física del dispositivo si es posible, con la finalidad de evaluar la respuesta real del dispositivo basado en ESICL.

Por otra parte, se van a realizar tres diseños:

1. En primer lugar, un diseño manteniendo las dimensiones lo más cercanas a las de Ángel para el acoplador direccional con un acoplo de 10 dB. El objetivo será aumentar las prestaciones, manteniendo las dimensiones lo más cercanas a las iniciales.
2. En segundo lugar, un diseño donde se le da una mayor libertad a todos los parámetros para un acoplador direccional con un acoplo de 8,10,12 y 15dB.
3. Como tercer diseño, se realizará un prototipo para un ancho de banda reducido. El ancho de banda escogido será de 1GHz a la frecuencia de 15GHz.

1.6 Metodología

El planteamiento seguido para llevar a cabo todos los objetivos dentro del marco establecido ha sido el siguiente:

- Documentación, revisión y evaluación del estado del arte.
- Diseño, simulación y análisis del acoplador direccional utilizando la herramienta comercial y profesional CST.
- Discusión de los resultados y proceso de fabricación del acoplador direccional.



Ilustración 37. Metodología empleada durante el proyecto

1.7 Estructura del Documento

El presente documento se encuentra dividido en capítulos. Concretamente, en 9 capítulos.

El capítulo 1, se ha centrado en una pequeña introducción donde se ha introducido al lector con varios términos generales como las tecnologías actuales, una sencilla explicación teórica del dispositivo a diseñar. Además, se han enumerado las aplicaciones del dispositivo diseñado. Para finalizar este capítulo, se han expuesto, los antecedentes encontrados a este proyecto, los objetivos a alcanzar en el proyecto y se ha hablado de la metodología empleada para llegar a los objetivos enumerados anteriormente.

En el capítulo 2, se hablará del estado del arte tanto previo como actual a este proyecto. Se presentarán acopladores direccionales elaborados tanto en la línea ESICL como en otras tecnologías previamente explicadas en el capítulo 1.

El capítulo 3, expondrá el modelo teórico. El modelo teórico consiste en la explicación de la teoría de líneas acopladas, la obtención de las impedancias par e impar de las líneas con su respectivo acoplo C. También se obtendrá la frecuencia de corte de la línea ESICL y su impedancia característica.

En el capítulo 4, se explicará el proceso de diseño del dispositivo con sus respectivas tareas y las optimizaciones que se han ido haciendo a lo largo del proyecto para poder obtener un dispositivo final.

El capítulo 5, muestra los resultados obtenidos tanto del dispositivo final como de las tareas previas que han permitido llegar al dispositivo final. Además, se explicarán los procesos utilizados para llegar a ello.

En el capítulo 6, se describe el proceso de fabricación del dispositivo con las respectivas técnicas actuales.

El capítulo 7, presentará las conclusiones del proyecto acompañadas de una comparativa para observar si se han cumplido los objetivos fijados al principio del proyecto.

Finalmente, en el capítulo 8 se adjuntará la bibliografía con sus respectivos documentos que han servido como apoyo para realizar el proyecto. El capítulo 9 servirá para anexar los códigos MATLAB utilizados y desarrollados para realizar el proyecto.

Capítulo 2. Estado del Arte

En primer lugar, se volverá a recordar el dispositivo que se elaborará durante el proyecto para destacar su importancia. Los acopladores son aparatos electrónicos que actúan de manera pasiva utilizados en el terreno de las microondas. La principal función del acoplador direccional es extraer una fracción de la potencia que transportan tanto la onda progresiva (la que va de la entrada a la salida), como de la onda regresiva (la que a la salida se refleja y devuelve a la entrada). Por lo tanto, el dispositivo es utilizado para la obtención tanto de la potencia o la señal de radiofrecuencia de la fuente hacia la carga como del componente reflejado, es decir, la potencia inversa, que será la reflejada de la carga hacia la fuente.

A partir de la forma de conseguir físicamente el acoplo de la potencia, los acopladores se pueden dividir en:

1. Acopladores de líneas acopladas: El acoplamiento se realiza a través de la cercanía de las dos líneas. Estos acopladores disponen de un ancho de banda elevado, sin embargo, no permitirán un factor de acoplo elevado.

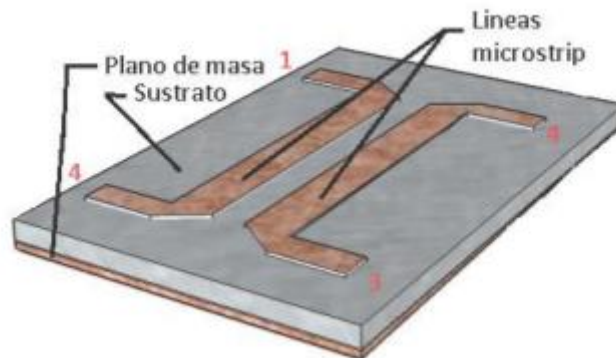


Ilustración 38. Acoplador con líneas acopladas

2. Acopladores multicamino: Se consigue el acoplo mediante la unión de dos líneas de transmisión. Al estar unidas ambas líneas de manera física, permitirá un valor de potencias altas y un acoplo alto con un índice de pérdidas bajas.

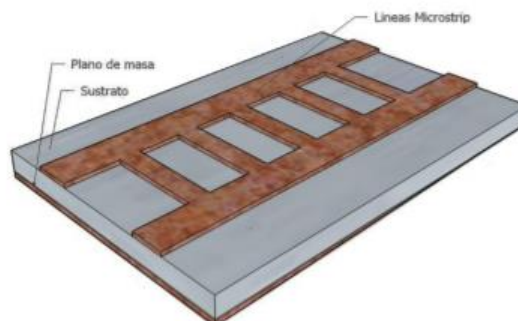


Ilustración 39. Acoplador multicamino

3. Acoplador vía transformador de RF: Esta basada en una topología donde se usan dos transformadores de radiofrecuencia (RF). El transformador T1 detectará la intensidad que circula por su interior y proviene de la línea principal entre el puerto que actúa como entrada y el elemento resistivo.

El otro transformador T2 detectará el voltaje de la ruta principal con relación al plano de tierra. El acoplo está establecido por la relación de transformación del transformador N.

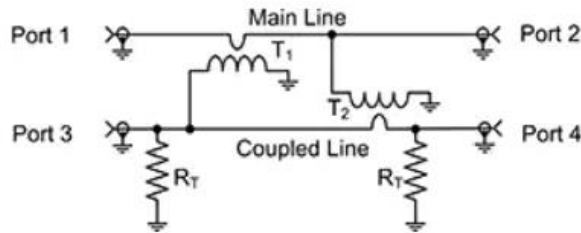


Ilustración 40. Acoplador vía transformador de RF

4. Acoplador direccional vía puente direccional: La última topología que consigue realizar un acoplador direccional se trata del puente direccional. El puente direccional es un modelo circuital basado en el tradicional circuito del puente de Wheatstone.

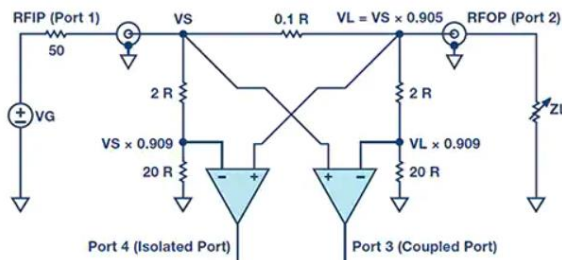


Ilustración 41. Acoplador vía puente direccional

Por otra parte, la tecnología utilizada para diseñar y fabricar los acopladores dependerá del diseño y de los parámetros que se requieran para cada cierto tipo de aplicación. Dependerá del ancho de banda, el acoplo, la frecuencia de trabajo o el aislamiento entre otras cosas.

En el pasado se han realizado varios diseños en las diferentes tecnologías que se han mencionado en la introducción. En primer lugar, se han diseñado acopladores direccionales en guías de onda. Un acoplador direccional en una guía de onda rectangular, por ejemplo, se realizará cuando se tenga la finalidad de manejar altas potencias y pocas pérdidas de inserción. Un ejemplo de ello puede observarse en la siguiente ilustración. Corresponde con un producto elaborado por el fabricante Narda STS [25]. En este caso, se trata de un dispositivo para un ancho de banda de 5,6 GHz y un rango de frecuencias de 12,4 a 18 GHz. Se puede observar que tiene un tamaño bastante grande, aproximadamente de unos 14 cm de largo y una anchura de 1,6 cm. El siguiente dispositivo ofrece una directividad de 15dB y un acoplo de 10dB.



Ilustración 42. Acoplador direccional guía de onda rectangular [25]

Seguidamente, se presentará un dispositivo fabricado mediante la tecnología Microstrip. El siguiente dispositivo fue elaborado por Giovanni Sanna, Giorgio Montisci, Zushen Jin, Alessandro Fanti y Giovanni Andrea Casula [26].

Se trata del diseño de un acoplador direccional con línea Microstrip para un sensor de detección de movimiento. Su principal ventaja es el bajo coste consiguiendo un acoplamiento relativamente alto. El acoplador direccional formaba parte de un diagrama de bloques cuyo conjunto formaba el sensor de detección del movimiento. El diagrama de bloques era el siguiente:

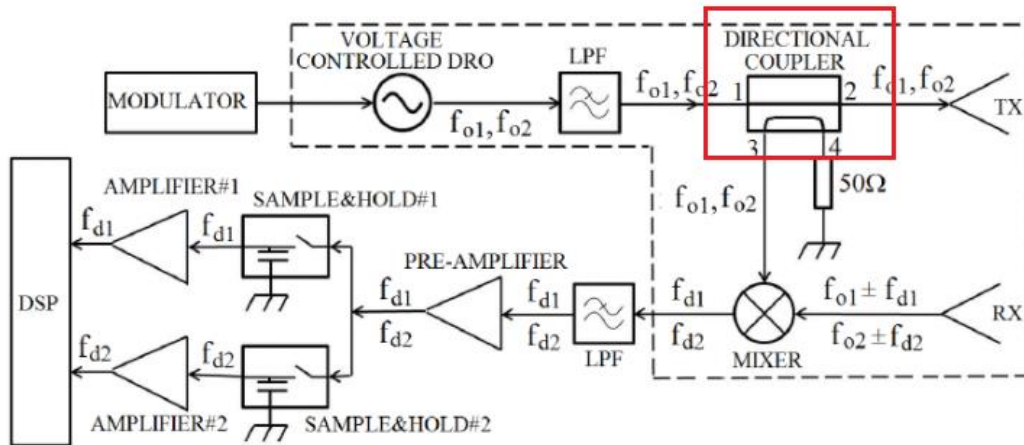


Ilustración 43. Diagrama de bloques sensor MURENA [26]

El acoplador direccional diseñado estaba basado en un acoplador de líneas acopladas y cuyo rango de trabajo era el rango de frecuencias en banda X, es decir, de 8.2GHz a 12,4GHz. El esquema empleado fue el siguiente:

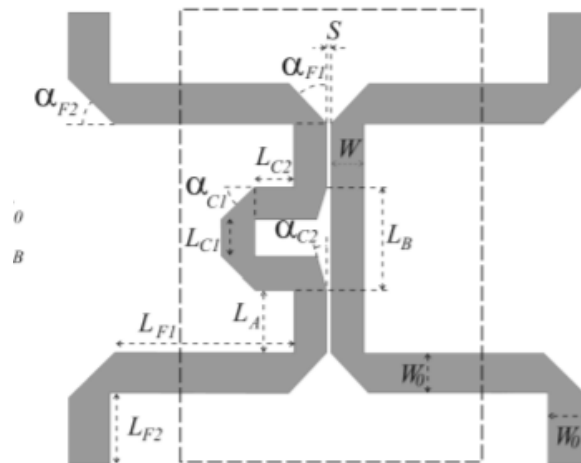


Ilustración 44. Diseño acoplador direccional [26]

El prototipo final tenía unas prestaciones buenas, es decir, un acoplo de unos 7dB, una directividad de 28-30 dB y aislamiento de unos -40 dB. La principal limitación era que el dispositivo estaba elaborado para 1 GHz de ancho de banda. Además, a frecuencias altas empeoraba las prestaciones. El prototipo fabricado fue el siguiente:

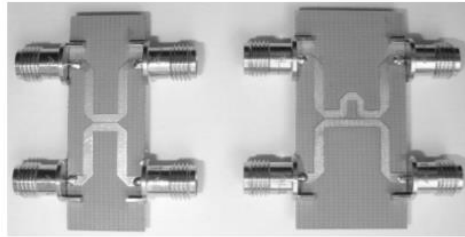


Ilustración 45. Acoplador direccional en Microstrip [26]

Además, no son los únicos diseños que se han elaborado en esta tecnología. A continuación, se añadirán dos dispositivos más elaborados con tecnología Microstrip.



(a)



(b)

Ilustración 46. Acoplador direccional con Microstrip [27]

En este caso, los esfuerzos se centrarán en la tecnología SIW. Los ingenieros Luis Fernando Carrera, Diana Verónica Navarro y Mariano Baquero elaboraron un acoplador direccional con tecnología SIW en la Banda Ku [28]. El proyecto estaba basado en el diseño y fabricación de un acoplador direccional con un acoplo de 3dB para un intervalo frecuencial de 13GHz a 15GHz, utilizando el método de acoplo continuo vía método PCB tradicional sobre un sustrato Neltec NY9220.

El prototipo fabricado se adjunta en la Ilustración 47 el cual presenta un parámetro S_{11} menor que -21dB y el aislamiento (S_{41}) es inferior a -16dB a lo largo del ancho de banda. Se observa que los parámetros S_{21} y S_{31} están aproximadamente en un valor cercano de -3.66dB a 13.98GHz.



Ilustración 47. Acoplador direccional en SIW [28]

Para terminar este capítulo, se expondrán otros tipos de acopladores fabricados durante la historia de este dispositivo.

1. **Bethe Hole:** En este modelo de acoplador se consigue el acoplamiento entre las dos guías a través de la apertura únicamente en la pared que comparten, llamada "hole". La apertura puede tener varias formas, aunque normalmente se utiliza la forma cuadrada y la circular. En general, la apertura no se encuentra en el centro de la anchura de la guía, sino que se mueve a una distancia s respecto a la pared lateral. Las características de este modelo de acoplador vienen definidas por la distancia y la dimensión de la apertura.

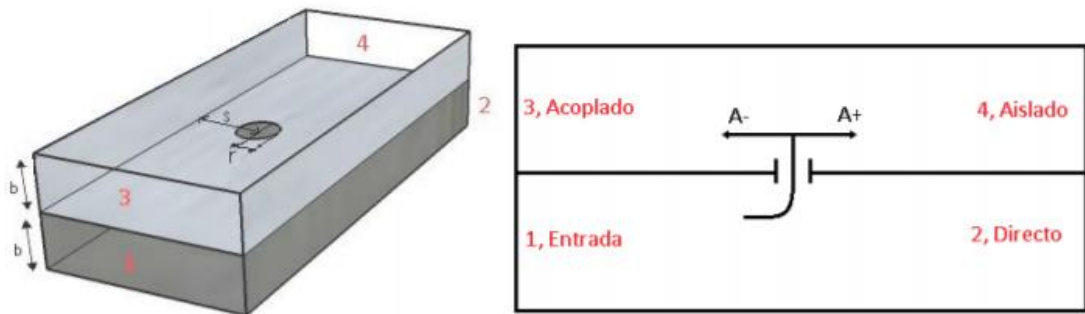


Ilustración 48. Estructura del acoplador Bethe Hole [29]

Finalizando con este dispositivo, hay que destacar como principal ventaja del nombrado acoplador, su diseño y estructura simple. Contrariamente, dispone de una banda de trabajo estrecha debido al aislamiento. A continuación, se muestran otros tipos de acopladores que presentan un rendimiento mejorado.

2. **Multi-apertura:** Representa la evolución y continuidad del Bethe Hole. Presenta la misma forma estructural. El acoplo de dos guías mediante las aperturas en la pared común. Se intenta conseguir un aumento del ancho de banda. Para conseguirlo, se utilizan varias aperturas en la pared compartida por ambas guías, ofreciendo más grados de libertad para el diseñador.

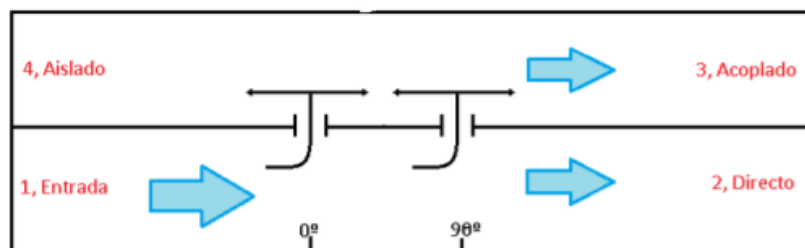


Ilustración 49. Estructura del acoplador Multi-apertura [29]

3. **Riblet:** El acoplador Riblet está formado por 2 guías con una pared común. Para conseguir el acoplamiento entre las dos guías se elimina de la pared común una sección de longitud L . Además, se amplía la distancia de separación entre ambas guías por razones de fabricación para poder insertar entre los puertos, los flecos que permiten la unión de las guías. La principal ventaja de este acoplador es que es muy compacto produciendo pocas pérdidas de retorno y ofrece un gran aislamiento, por lo tanto, la directividad será elevada. Su pequeño tamaño hace que este dispositivo sea muy útil para incluirlo en satélites.

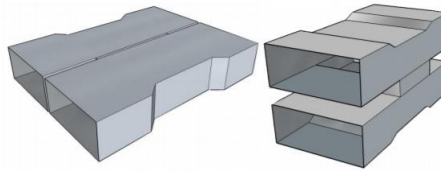


Ilustración 50. Acoplador Riblet [30]

4. Branch-line: El acoplador Branch-line consigue el acoplo de las líneas mediante las llamadas “*branch*” o ramas en español que permiten la unión. Las ramas son fracciones de guía con un tamaño específico. El número de ramas es directamente proporcional al ancho de banda al obtener una mejora en la adaptación y un acoplo planar. Por lo tanto, si se aumenta en número de ramas aumentará el ancho De banda. La principal desventaja son los efectos parásitos que aparecen y producen una discontinuidad en las diferentes vías de transmisión.

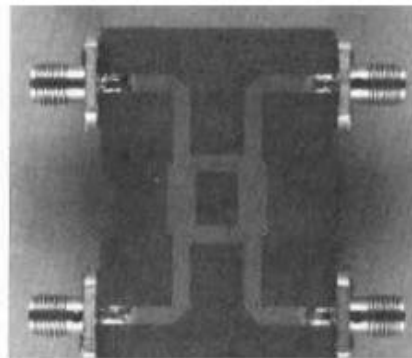


Ilustración 51. Acoplador Branch-line [31]

5. Acoplador Lange: El acoplador Lange está formado por cuatro, presenta una estructura interdigital, fue anunciada en 1969 por Julius Lange. El acoplo se obtiene mediante las líneas de transmisión espaciadas, por ejemplo, como las líneas microstrip. Frecuentemente, es conocido el número de conductores (N). La siguiente Ilustración corresponde con una geometría para N=4.

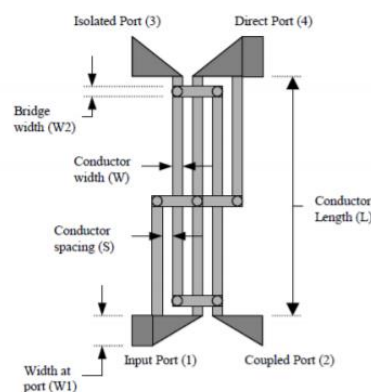


Ilustración 52. Estructura acoplador Lange [32]

Las principales características de un acoplador Lange son su diseño compacto y su característico ancho de banda elevado para acoplos superiores a 10dB. Su frecuente uso es como acoplador entrante en circuitos equitativos de amplificadores de microondas. Su principal limitación es la dificultad de fabricación debido a en primer lugar, la necesidad de utilizar técnicas de bonding para elaborar la estructura. En segundo lugar, las bajas anchuras y las separaciones entre pistas dificultan la fabricación cuando se buscan grandes factores de acoplamiento.

Capítulo 3. Modelo Teórico

En primer lugar, se entrará en detalle sobre la teoría de líneas acopladas. Esta teoría es fundamental para poder entender cómo funciona el acoplador direccional.

Para estructuras de líneas de transmisión planares, se utilizan con frecuencia las líneas de transmisión acopladas para la elaboración de acopladores direccionales. El estudio y análisis del acoplador de línea acoplada se elabora teniendo en cuenta la simetría de la estructura. Las líneas acopladas se pueden definir como dos líneas de transmisión abiertas, las cuáles se encuentran próximas y acopladas la una a la otra. A pesar de su principal limitación, que ocurre cuando se desea aumentar el acoplamiento de las líneas. Este efecto se produce porque que deben colocarse muy próximas entre sí, dando claras restricciones tecnológicas. Por eso existe la posibilidad de lograr el acoplamiento entre dos líneas cerradas (ej. coaxial), realizando una unión entre los conductores exteriores. Con esta práctica, se logrará una línea acoplada cerrada.

En la siguiente imagen, se observa la estructura resultante tras unir ambas líneas.

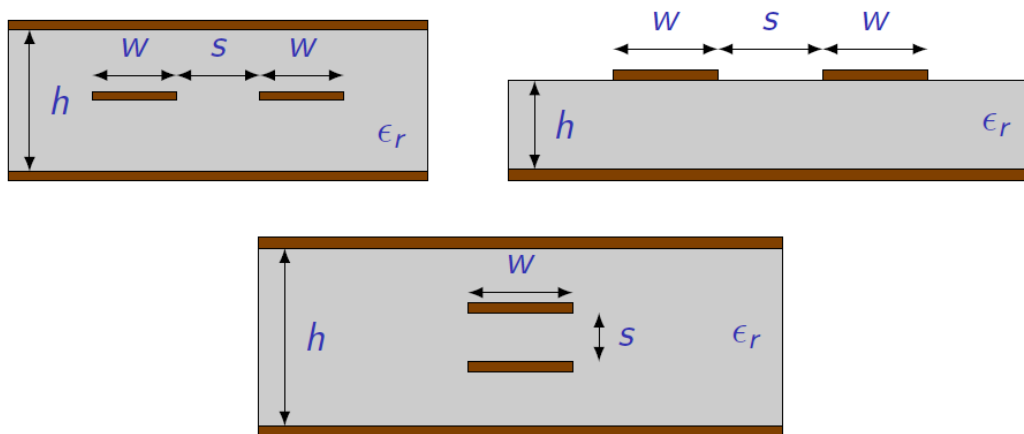


Ilustración 53. Líneas Acopladas [33]

La siguiente estructura ayudará a obtener las propiedades de las líneas acopladas. Para obtener las propiedades características de la estructura se tendrá en cuenta las capacitancias efectivas entre los tres conductores y la velocidad de propagación de la línea. Como se había comentado anteriormente, se considerará ambas líneas perfectamente simétricas. Al tener 3 conductores se podrán definir 3 capacidades independientes entre ellas por unidad de longitud.

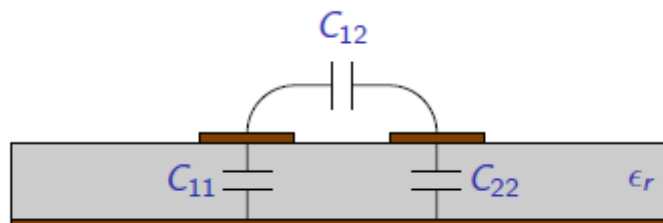


Ilustración 54. Capacidad por unidad de longitud [33]

Tal y como se observa en la imagen, las capacidades por unidad de longitud reciben el nombre de C_{11} , C_{12} y C_{22} . Profundizando sobre estas tres capacidades se definirá qué corresponde cada una de ellas.

En primer lugar, C_{11} y C_{22} representan la capacidad por unidad de longitud de cada una de las líneas respecto al plano de referencia. En segundo lugar, C_{12} es la capacidad mutua de las líneas acopladas por unidad de longitud. Gracias a la simetría de las líneas se considerará $C_{11} = C_{22}$.

Seguidamente, se procederá a caracterizar íntegramente la propagación TEM en la línea. Para ello, se deben emplear 2 modos TEM con independencia lineal. Las diversas propagaciones TEM a lo largo de la línea serán declaradas como una superposición examinada de los 2 modos TEM linealmente independientes. Para facilitar el análisis de propagación TEM, se descompondrá como superposición de los modos TEM en par e impar. El modo par llevará el subíndice e, en referencia a la expresión del inglés “*even*”. El modo impar por su parte tendrá referencia inglesa “*odd*” y llevará el subíndice o. La siguiente descomposición facilitará el análisis del circuito, ya que nos permite dividir el problema en dos subproblemas más sencillos, facilitando su resolución.

En primer lugar, se analizará el modo par y seguidamente el modo impar. En el análisis del modo par, el campo eléctrico es simétrico con respecto a la línea central. Esta simetría producirá que la corriente no circule entre las dos líneas y, por lo tanto, C_{12} se encuentra en CA (Circuito Abierto).

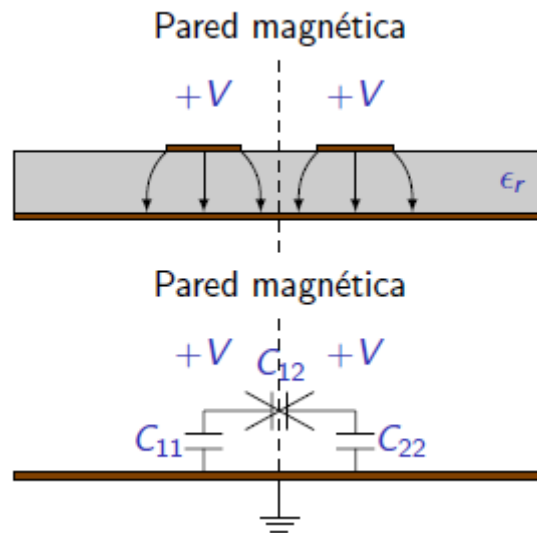


Ilustración 55. Capacidad Modo Par [33]

Con todos los requisitos anteriores, la capacidad obtenida como resultado de la unión de ambas líneas respecto al plano de masa será de:

$$C_e = C_{11} = C_{22} \quad (5)$$

En este caso, se producirá un voltaje en la parte central debido a la simetría impar de las líneas del campo eléctrico.

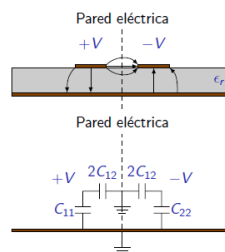


Ilustración 56. Capacidad Modo Impar [33]

En este caso la capacidad equivalente entre ambas líneas y la línea central en el modo impar es:

$$C_o = C_{11} + 2 * C_{12} = C_{22} + 2 * C_{12} \quad (6)$$

3.1 Impedancia de entrada

La explicación previa nos ayuda a entrar con más profundidad sobre el modelo seguido para diseñar un acoplador direccional con líneas acopladas. Un acoplador se puede elaborar a partir de un conjunto de líneas acopladas entre sí. Partiendo del siguiente diseño:

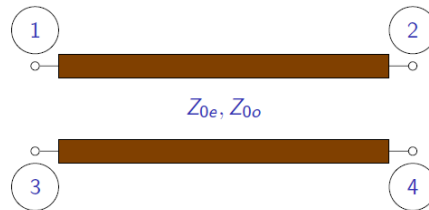


Ilustración 57. Acoplador Direccional Líneas Acopladas [33]

Las ecuaciones telegráficas se tratan de un conjunto de ecuaciones diferenciales parciales que detallan tanto la tensión como la corriente a través de una línea de transmisión con dependencia del tiempo y la distancia. Descritas por Oliver Heaviside, el cual desarrolló el modelo circuital de una línea de transmisión. Este esquema circuital afirma que las ondas EM podrían reflejarse en el cable, y por tanto aparecerían una serie de patrones ondulados en la línea en cuestión.

La teoría anterior fue originalmente desarrollada para describir el comportamiento de las vías de transmisión telegráficas. Además, es aplicada a conductores de frecuencias RF, frecuencias de audio (por ejemplo, las telefónicas), frecuencias bajas (líneas eléctricas, por ejemplo), y pulsaciones directas de corriente.

El siguiente circuito representa la distribución de los componentes fundamentales de una línea de transmisión:

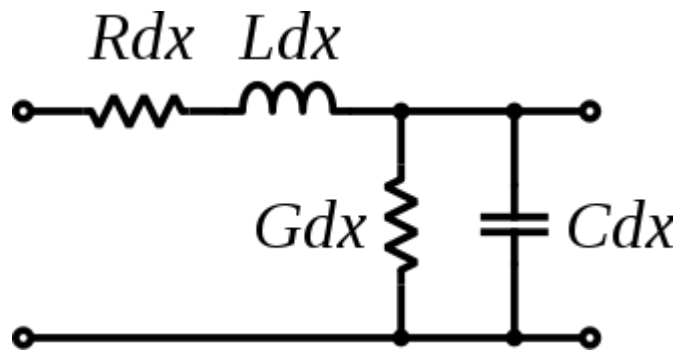


Ilustración 58. Componentes básicos líneas de transmisión

La siguiente ecuación proviene de la ecuación del telegrafista, y corresponde con la impedancia característica. La impedancia característica de una línea de transmisión corresponde con una proporción entre la tensión y la intensidad en una línea de transmisión, si dicha línea tiene una longitud infinita o dispone en su terminal una impedancia con la misma carga que la impedancia característica. La permitividad, la permeabilidad, la frecuencia y la geometría de la línea son parámetros de los cuales depende la impedancia característica.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j * \omega L}{G + j * \omega C}} \quad (7)$$

donde:

- Z_0 , representa la impedancia característica en ohmios
- R , representa la resistencia de la línea en ohmios por unidad de longitud
- C , representa la capacitancia de la línea en faradios por unidad de longitud
- L , representa la inductancia de la línea en henrios por unidad de longitud
- G , representa la conductancia de la línea en siemens por unidad de longitud
- ω , representa la frecuencia angular, cuyo valor corresponde con $2 * f * \pi$, donde f es la frecuencia en hercios

Si R y G tienen un valor despreciable (se tratará de una línea con bajas pérdidas) o se trabaja a frecuencias altas, la impedancia característica tiene un valor invariable, sin tener una dependencia con la frecuencia de trabajo de la señal propagada por la línea.

En dichas situaciones, la impedancia característica es puramente resistiva y no dependerá de la frecuencia. Solamente dependerá de la capacitancia y la inductancia y, la primera de ellas (capacitancia), a su vez, de la permitividad del dieléctrico. Por lo tanto, si se cumple que $G \ll \omega C$ y $R \ll \omega L$ puede realizarse la siguiente aproximación :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (8)$$

El efecto de la capacitancia C , se produce por la existencia de una distancia separativa entre el trazo de la señal y el plano de tierra, formando una capacitancia entre ambos conductores. Al aumentar dicha separación, la capacitancia disminuirá y provocará un aumento de la impedancia característica de la línea. Aunque suele representarse como un valor constante, la capacitancia es variante con la frecuencia.

Por otra parte, la inductancia L mostrada en el modelo circuital RLGC, aparece debido a la inductancia intrínseca del material conductor, así como al lazo de corriente que se forma entre el plano de tierra y la línea. La inductancia varía en función de la frecuencia debido al efecto pelicular, que consiste en la distribución desigual de la densidad de corriente en el conductor, siendo esta mayor en la superficie que en el interior. Este efecto reflejará una ampliación de la resistencia eléctrica del conductor, especialmente a altas frecuencias.

A partir de los cálculos anteriores, se pueden obtener las impedancias características para los casos par e impar:

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \sqrt{\frac{L_o * C_o}{C_o * C_o}} = \frac{1}{C_o * v_p} \quad Z_{0e} = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}} = \sqrt{\frac{L_e * C_e}{C_e * C_e}} = \frac{1}{C_e * v_p} \quad (9)$$

En el caso del acoplador direccional, se alimentará el acoplador por el puerto 1 y se cargarán los puertos restantes con la impedancia de referencia.

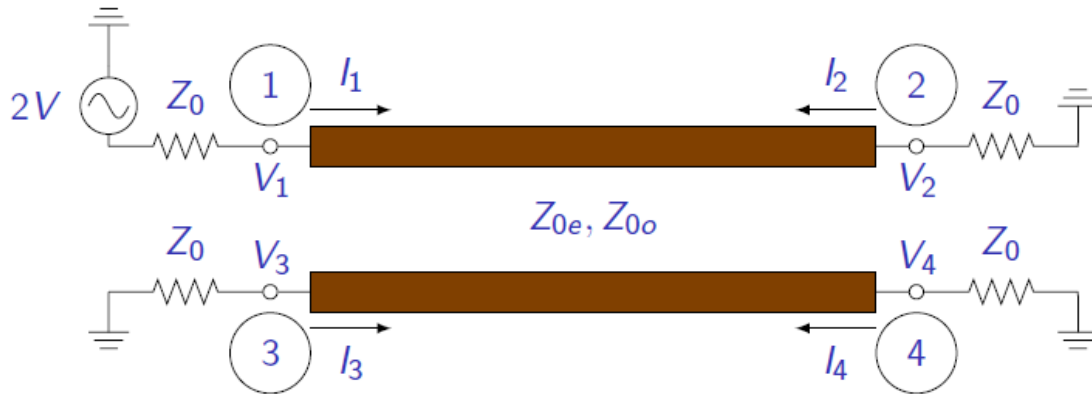


Ilustración 59. Alimentación Acoplador [33]

A continuación, se procederá a descomponer el circuito anterior en modo par e impar, tal y como habíamos hecho anteriormente en la teoría de líneas acopladas.

Como se ha realizado anteriormente, en primer lugar, se analizará el caso par. Para ello, se dispone del siguiente circuito:

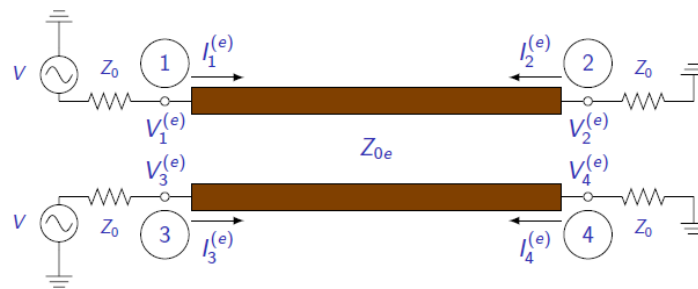


Ilustración 60. Descomposición Modo Par [33]

Apoyándose en la fórmula para la obtención de la impedancia de entrada de una línea de transmisión cargada sin pérdidas o bajas pérdidas,

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

donde $\theta = \beta * l$ representa la longitud eléctrica de la línea.

Una vez obtenida la impedancia de entrada, se calculará de manera sencilla el voltaje en el puerto 1 a través de la aplicación del divisor resistivo

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

De manera análoga se obtendrá la corriente en el puerto 1, a partir de la fórmula universal que relaciona la tensión con las resistencias por las que circula dicha corriente.

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

Obtenidas tanto la corriente como la tensión para el modo par, se procederá a calcular de manera análoga los componentes para la descomposición impar.

En este caso, el circuito quedará tal que así:



Ilustración 61. Descomposición Modo Impar [33]

Se trata del mismo circuito, por lo tanto, los resultados obtenidos son los mismos, pero con la característica que en este caso se reemplazará Z_{0o} por Z_{0e} .

$$Z_{in}^{(o)} = Z_{0o} * \frac{Z_0 + jZ_{0o} * \tan(\theta)}{Z_{0o} + jZ_0 * \tan(\theta)} \quad (13)$$

$$V_1^{(o)} = V * \frac{Z_{in}^{(o)}}{Z_{in}^{(o)} + Z_0} \quad (14)$$

$$I_1^{(o)} = \frac{V}{Z_{in}^{(o)} + Z_0} \quad (15)$$

Los cálculos anteriores son necesarios, ya que en nuestro caso se quiere resolver el circuito como la superposición de los casos par e impar.

Es decir:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_1^{(o)} + V_1^{(e)}}{I_1^{(o)} + I_1^{(e)}} = \frac{Z_{in}^{(o)} (Z_0 + Z_{in}^{(e)}) + Z_{in}^{(e)} (Z_0 + Z_{in}^{(o)})}{Z_{in}^{(o)} + Z_{in}^{(e)} + 2 * Z_0} \quad (16)$$

Cuya simplificación quedará tal que así:

$$Z_{in} = Z_0 + \frac{2 * (Z_{in}^{(o)} * Z_{in}^{(e)} - Z_0^2)}{Z_{in}^{(o)} + Z_{in}^{(e)} + 2 * Z_0} \quad (17)$$

Como la ecuación anterior es muy extensa, se simplificará la expresión haciendo uso de la siguiente igualdad:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0o} * Z_{0e}} \quad (18)$$

Con esta condición, la impedancia de entrada en los casos par e impar sufre la siguiente transformación:

$$Z_{in}^{(o)} = Z_{0o} * \frac{\sqrt{Z_{0o} * Z_{0e}} + jZ_{0o} * \tan(\theta)}{Z_{0o} + j\sqrt{Z_{0o} * Z_{0e}} * \tan(\theta)} = Z_{0o} * \frac{\sqrt{Z_{0e}} + j\sqrt{Z_{0o}} * \tan(\theta)}{\sqrt{Z_{0o}} + j\sqrt{Z_{0e}} * \tan(\theta)} \quad (19)$$

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

Aplicando que el producto $Z_{in}^{(e)} * Z_{in}^{(o)} = Z_{0o} * Z_{0e} = Z_0^2$, la ecuación de la impedancia de entrada quedará de la siguiente manera:

$$Z_{in} = Z_0 + \frac{2 * (Z_{in}^{(o)} * Z_{in}^{(e)} - Z_0^2)}{Z_{in}^{(o)} + Z_{in}^{(e)} + 2 * Z_0} = Z_0 \quad (21)$$

Por lo tanto, se deduce que si $Z_0 = \sqrt{Z_{0o} * Z_{0e}}$, el puerto 1 del acoplador estaría perfectamente adaptado y como el circuito es simétrico, todos los puertos estarán adaptados.

3.2 Matriz de parámetros S.

Una vez obtenida la impedancia de entrada del acoplador con su debida adaptación en todos los puertos, se obtendrán los parámetros S. Para ello, se requerirá la obtención de las ondas tanto incidentes como de salida en todos los puertos. Como anteriormente hemos demostrado con la adaptación en todos los puertos la tensión total corresponderá con el peso de la onda que se propaga a lo largo del circuito. Es decir:

$$S_{21} = \frac{V_2}{V_1} \quad (22)$$

$$S_{31} = \frac{V_3}{V_1} \quad (23)$$

$$S_{41} = \frac{V_4}{V_1} \quad (24)$$

Por lo tanto, para el cálculo de la matriz de parámetros S se tendrá que determinar el valor de las tensiones V_1, V_2, V_3 y V_4 .

Como el puerto 1 se encuentra adaptado, la tensión de alimentación $V = V_1$.

Para calcular la tensión en el puerto 3, existirá el primer caso donde la descomposición par e impar afectará a nuestra onda de entrada. En la siguiente imagen se observa el desglose de la onda de tensión V_3 .

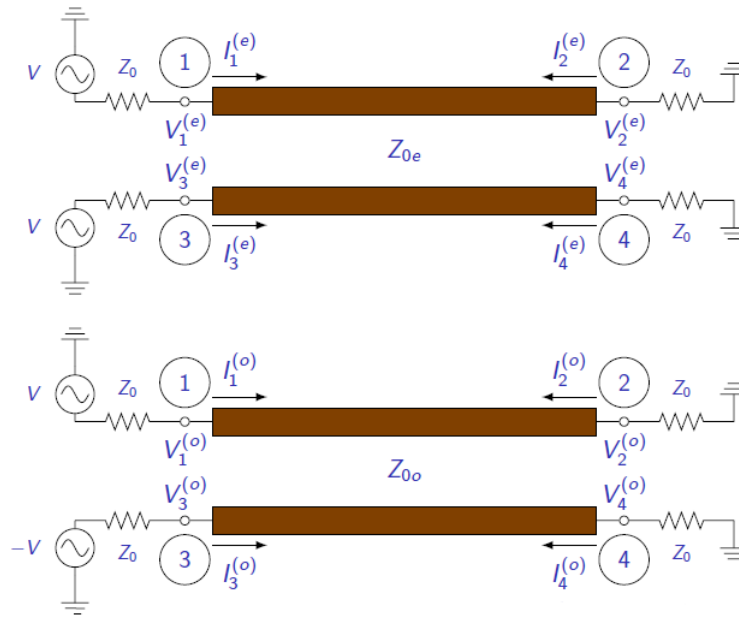


Ilustración 62. Tensión Puerto 3 (V3) [33]

Por lo tanto, la onda de tensión en el puerto 3, quedará de la siguiente forma:

$$V_3 = V_3^{(o)} + V_3^{(e)} = V_1^{(e)} - V_1^{(o)} \quad (25)$$

Como anteriormente se había calculado la impedancia de entrada para ambos casos tanto el par como el impar, la onda de tensión V_3 tendrá el siguiente valor:

$$V_3 = V_1^{(o)} - V_1^{(e)} = V * \left[\frac{Z_{in}^{(e)}}{Z_{in}^{(e)} + Z_0} - \frac{Z_{in}^{(o)}}{Z_{in}^{(o)} + Z_0} \right] \quad (26)$$

Realizando el mismo cambio de variable ($Z_0 = \sqrt{Z_{0o} * Z_{0e}}$) que antes para poder simplificar los cálculos, se obtiene que:

$$V_3 = V * \left[\frac{Z_{in}^{(e)}}{Z_{in}^{(e)} + Z_0} - \frac{Z_{in}^{(o)}}{Z_{in}^{(o)} + Z_0} \right] = V * \frac{j (Z_{0e} - Z_{0o}) * \tan(\theta)}{2 * Z_0 + j (Z_{0e} + Z_{0o}) * \tan(\theta)} \quad (27)$$

A posteriori se calculará la señal que llega al puerto 2 partiendo del siguiente circuito:

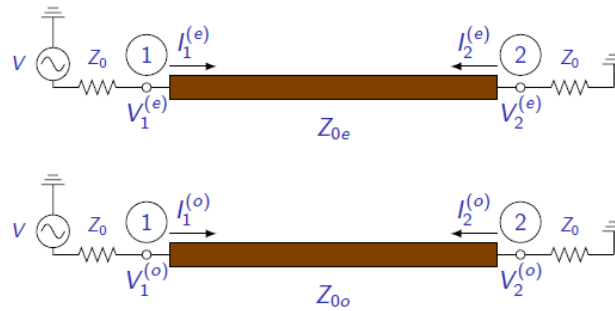


Ilustración 63. Tensión Puerto 2 (V2) [33]

En este caso la tensión en el puerto 2 dependerá de los 2 problemas anteriores, es decir, del modo par y el modo impar.

$$V_2 = V_2^{(o)} + V_2^{(e)} \quad (28)$$

Se utilizarán los parámetros Y de una línea de transmisión para resolver de manera más sencilla el problema planteado. Los parámetros Y o parámetros de admitancia permiten expresar las corrientes eléctricas que circulan por los terminales en relación con las tensiones eléctricas. Sus unidades son los Siemens [S].

- Y_{11} = Admitancia en cortocircuito de entrada.
- Y_{12} = Admitancia transferida en cortocircuito del puerto 1 al 2.
- Y_{21} = Admitancia transferida en cortocircuito del puerto 2 al 1.
- Y_{22} = Admitancia en cortocircuito de salida.

El circuito equivalente que permite modelar de los parámetros de admitancia o parámetros Y es el siguiente:

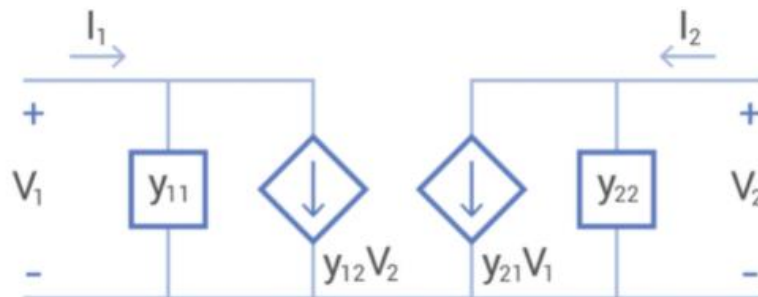


Ilustración 64. Circuito equivalente parámetros Y [34]

Por consiguiente, las intensidades se podrán obtener de la siguiente manera:

$$I_1 = Y_{11} * V_1 + Y_{12} * V_2 \quad (29)$$

$$I_2 = Y_{21} * V_1 + Y_{22} * V_2 \quad (30)$$

A continuación, se calculará la tensión en el puerto 2 para el modo par e impar ($V_2^{(e)}$ y $V_2^{(o)}$). Se calculará para el modo par y de manera análoga se obtendría para el modo impar.

Como se había comentado anteriormente, se necesitará tener todos los parámetros de la línea de transmisión en modo admitancia, por lo tanto, la admitancia característica par (Y_{0e}) será:

$$Y_{0e} = \frac{1}{Z_{0e}} \quad (31)$$

Aplicando la misma lógica para los parámetros Y, se obtiene la siguiente relación:

$$Y_{11} = Y_{22} = \frac{Y_{0e}}{j * \tan(\theta)} \quad (32)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -\frac{Y_{0e}}{j * \sin(\theta)} \quad (33)$$

Aplicando la definición de parámetros Y, quedará tal que así la corriente:

$$I_2^{(e)} = Y_{21} * V_1^{(e)} + Y_{22} * V_2^{(e)} \quad (34)$$

A partir de la ley de Ohm, se igualarán la expresión anterior con la corriente que circula por el segundo puerto:

$$\frac{-V_2^{(e)}}{Z_0} = Y_{21} * V_1^{(e)} + Y_{22} * V_2^{(e)} \quad (35)$$

Y finalmente se alcanzará el valor de la tensión en el segundo puerto:

$$V_2^{(e)} = \frac{-Y_{21}}{Y_0 + Y_{22}} * V_1^{(e)} \quad (36)$$

Una vez obtenida la tensión, se realizarán los cambios necesarios para dejar la tensión expresada en función de la impedancia característica de la línea y las impedancias par e impar.

Para ello, se sustituirán los parámetros Y de la línea y se dejará en función de la admitancia característica y admitancia par en este caso:

$$V_2^{(e)} = \frac{-\frac{Y_{0e}}{j * \sin(\theta)}}{Y_0 + \frac{Y_{0e}}{j * \tan(\theta)}} * V_1^{(e)} \quad (37)$$

y, además, operando se llega a:

$$\begin{aligned}
 V_2^{(e)} &= \frac{-\frac{Y_{0e}}{j \sin(\theta)}}{Y_0 + \frac{Y_{0e}}{j \tan(\theta)}} * V_1^{(e)} = \frac{-\frac{1}{j Z_{0e} \sin(\theta)}}{\frac{1}{Z_0} + \frac{1}{Z_{0e} j \tan(\theta)}} * V_1^{(e)} \\
 &= \frac{-\frac{1}{j Z_{0e} \sin(\theta)}}{\frac{Z_0 + Z_{0e} j \tan(\theta)}{Z_{0e} j \tan(\theta) * Z_0}} * V_1^{(e)} = \frac{-\frac{1}{j Z_{0e} \sin(\theta)}}{\frac{Z_0 + Z_{0e} j \tan(\theta)}{Z_{0e} j \tan(\theta) * Z_0}} * V_1^{(e)} \\
 &= \frac{-\frac{Z_0 * Z_{0e} j \tan(\theta)}{j Z_{0e} \sin(\theta)}}{Z_0 + Z_{0e} j \tan(\theta)} * V_1^{(e)} = \\
 &= \frac{\frac{Z_0}{\cos(\theta)}}{Z_0 + j * Z_{0e} * \tan(\theta)} * V_1^{(e)}
 \end{aligned} \tag{38}$$

A partir del valor de la tensión par en el puerto 1:

$$V_1^{(e)} = V * \frac{Z_{in}^{(e)}}{Z_{in}^{(e)} + Z_0} = V * \frac{Z_0 + j Z_{0e} * \tan(\theta)}{2 * Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) * \tan(\theta)} \tag{39}$$

Seguidamente se sustituirá el valor de la tensión par en el puerto 1:

$$V_2^{(e)} = \frac{\frac{Z_0}{\cos(\theta)}}{Z_0 + j * Z_{0e} * \tan(\theta)} * \frac{Z_0 + j Z_{0e} * \tan(\theta)}{2 * Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) * \tan(\theta)} \tag{40}$$

Tras operar con la expresión anterior se simplifica a la siguiente y definitiva expresión:

$$V_2^{(e)} = \frac{\frac{Z_0}{\cos(\theta)}}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) * \tan(\theta)} * V \tag{41}$$

Como anteriormente se había comentado de manera análoga se obtiene la tensión en el puerto 2 para el modo impar:

$$V_2^{(o)} = \frac{\frac{Z_0}{\cos(\theta)}}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) * \tan(\theta)} * V \tag{42}$$

En resumen:

$$V_2^{(o)} = V_2^{(e)} \tag{43}$$

Retrocediendo al principio de la composición de la onda de tensión en el puerto 2 y sustituyendo por los valores correspondientes, se obtiene el valor definitivo de V_2 como:

$$V_2 = V_2^{(o)} + V_2^{(e)} = \frac{2Z_0}{2Z_0 * \cos(\theta) + j(Z_{0e} + Z_{0o}) * \sin(\theta)} * V \quad (44)$$

Finalmente, se calculará el valor de la tensión en el último puerto, es decir, el puerto 4. Analizando el circuito se observa rápidamente que se puede calcular a partir de la resta de las señales calculadas anteriormente:

$$V_4 = V_4^{(e)} + V_4^{(o)} = V_2^{(e)} - V_2^{(o)} = 0 \quad (45)$$

En definitiva:

- $V_1 = V$
- $V_2 = \frac{2Z_0}{2Z_0 * \cos(\theta) + j(Z_{0e} + Z_{0o}) * \sin(\theta)} * V$
- $V_3 = V * \frac{j(Z_{0e} - Z_{0o}) * \tan(\theta)}{2 * Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) * \tan(\theta)}$
- $V_4 = 0$

siempre que $Z_0 = \sqrt{Z_{0o} * Z_{0e}}$. Para simplificar las expresiones anteriores, se definirá una constante C que nos permitirá trabajar con más facilidad las fórmulas anteriores y representa el nivel de acoplamiento deseado:

$$C = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (46)$$

Y,

$$\sqrt{1 - C^2} = \frac{2 * Z_0}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (47)$$

Por consiguiente, las expresiones anteriores quedarán de la siguiente manera:

- $V_1 = V$
- $V_2 = V * \frac{\sqrt{1 - C^2}}{\sqrt{1 - C^2} * \cos(\theta) + j * \sin(\theta)}$
- $V_3 = V * \frac{j * C * \tan(\theta)}{\sqrt{1 - C^2} + j * \tan(\theta)}$
- $V_4 = 0$

En definitiva, los parámetros S del acoplador serán los siguientes:

$$\begin{aligned}
 & \bullet S_{11} = 0 \\
 & \bullet S_{21} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{\sqrt{1-C^2}}{\sqrt{1-C^2} \cos(\theta) + j \sin(\theta)} \\
 & \bullet S_{31} = \frac{V_3}{V_1} = \frac{j C \tan(\theta)}{\sqrt{1-C^2} + j \tan(\theta)} \\
 & \bullet S_{41} = 0
 \end{aligned}$$

La matriz básica de parámetros S tiene el siguiente esquema:

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \quad (48)$$

A continuación, se presentará la matriz completa de los parámetros S. Teniendo en cuenta las propiedades básicas de un acoplador de potencia que son:

1. Simetría: Propiedad con más influencia sobre una red formada por cuatro puertos, y define la simetría que posee la red en función de un determinado plano.

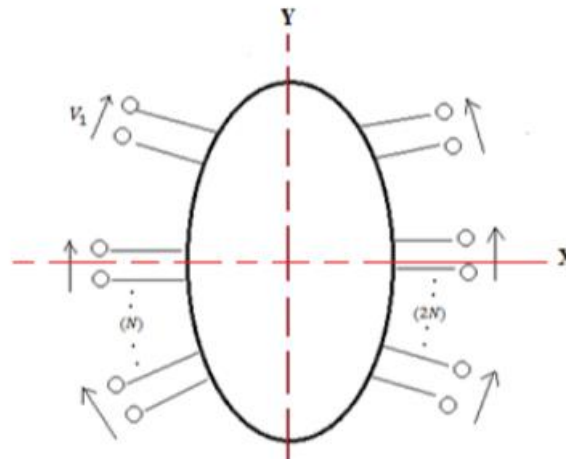


Ilustración 65. Simetría red de N puertos

2. Reciprocidad: Una red pasiva en la que se intercambian entre un generador y un sistema medidor y no existen modificaciones entre el primero y el segundo, recibe el nombre de red recíproca. Por lo tanto, la matriz de dispersión satisface que $S_{ji} = S_{ij}$

En resumen, la red diseñada está formada por 4 accesos, que supuestamente tiene todos los accesos adaptados, que es pasiva, recíproca, sin pérdidas, la cual tiene dos pares de accesos desacoplados, la matriz quedará tal que así:

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & S_{11} & S_{41} & S_{31} \\ S_{31} & S_{41} & S_{11} & S_{21} \\ S_{41} & S_{31} & S_{21} & S_{11} \end{pmatrix} \quad (49)$$

Para garantizar el máximo acoplamiento posible se deberá diseñar el acoplador con una longitud de $l = \lambda/4$, cuya longitud eléctrica es $\theta = \beta l = \pi/2$. Insertando dicha longitud eléctrica en la expresión anterior, se produce un caso particular en el cual se obtienen los siguientes parámetros S:

$$\begin{aligned}
 & \bullet S_{11} = 0 \\
 & \bullet S_{21} = -j * \sqrt{1 - C^2} \\
 & \bullet S_{31} = C \\
 & \bullet S_{41} = 0
 \end{aligned}$$

En definitiva, se trata de un acoplador de 90° y partiendo de la ecuación 49, la matriz para el acoplador diseñado quedará tal que así:

$$\begin{pmatrix}
 0 & -j * \sqrt{1 - C^2} & C & 0 \\
 -j * \sqrt{1 - C^2} & 0 & 0 & C \\
 C & 0 & 0 & -j * \sqrt{1 - C^2} \\
 0 & C & -j * \sqrt{1 - C^2} & 0
 \end{pmatrix} \quad (50)$$

Para diseñar el acoplador se suele facilitar la impedancia de entrada deseada (Z_0), y el nivel de acoplamiento deseado en lineal (C).

Por otra parte, las impedancias par e impar que nos satisfacen el conseguir el acoplamiento requerido para una longitud $\lambda/4$ del acoplador, valen:

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{1 + C}{1 - C}} \quad (51)$$

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{1 - C}{1 + C}} \quad (52)$$

El nivel de acoplamiento en lineal requerido o deseado se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$C = 10^{\frac{-C(dB)}{20}} \quad (53)$$

donde C dB representa el nivel de acoplamiento en dB.

3.3 Impedancia característica en ESICL

Haciendo un ejercicio de memoria sobre la estructura de 5 capas de la ESICL, se recuerda que está compuesta por dos cubiertas que hacen de tapa de la estructura y tres capas internas que contienen tanto el substrato como el conductor interno. A partir de la estructura se puede afirmar que aparecen 2 conductores y el modo fundamental que viaja a través de la extensión de la línea será el modo TEM (Transversal Electromagnético). En el modo TEM, los campos eléctrico y magnético son perpendiculares entre sí y, a su vez, perpendiculares a la dirección de propagación.

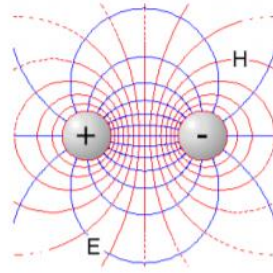


Ilustración 66. Modo TEM

Una vez definido el modo que se propagará a lo largo de la línea, se procederá a calcular la impedancia característica, la capacidad total por unidad de longitud de línea y la velocidad de propagación para el rango monomodo establecido.

Como anteriormente se había realizado un análisis exhaustivo de los parámetros indicados en el párrafo anterior, se procede a realizar el debido análisis.

Primeramente, se calculará la velocidad de propagación en la línea. Para ello, se parte de la siguiente ecuación:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\sqrt{LC}}{c} = \frac{1}{v \cdot c} = \frac{\sqrt{\mu \cdot \epsilon}}{c} \quad (54)$$

donde la velocidad de propagación en la línea viene regida por:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (55)$$

donde cada parámetro viene explicado a continuación:

- Z_0 = Impedancia característica de la línea en ohmios
- c = Velocidad de propagación en el espacio libre en m/s = $2.998 \cdot 10^8$ m/s
- ϵ_0 = Permitividad del espacio libre = $8.854 \cdot 10^{-12}$ F/m
- L = Inductancia de la línea en Henrios por metro
- C = Capacitancia de la línea en Faradios por metro
- μ = Permeabilidad en el espacio libre = $4\pi \cdot 10^{-7}$ T*m/A
- ϵ_r = Permitividad relativa

En el caso de la ESICL, aparecen dos expresiones genéricas para determinar la impedancia característica. La primera de ellas es la impedancia característica en ESICL cuadrada y, la segunda de ellas es la impedancia característica general.

Representando la ESICL como una estructura cuadrada, se calcula la capacidad por unidad de longitud total de la línea. La ESICL es dividida en 8 partes equitativas tal y como aparece en la Ilustración 67 donde la capacitancia total será la suma de las capacitancias de cada una de las 8 partes.

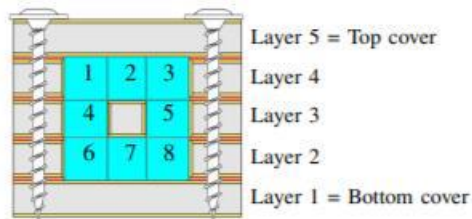


Ilustración 67. ESICL seccionada en 8 partes [35] [36]

A partir de la división anterior, se calculará cada una de las partes por separado y finalmente se sumarán para obtener la capacidad total por unidad de longitud (C_i) de la estructura planteada. La anchura del conductor interior será representada por la w (W_{inner} en la Ilustración 68), h es la altura del conductor interior (h_{inner} en la Ilustración 68) y, finalmente g es la distancia desde el conductor interior hasta el conductor exterior [37].

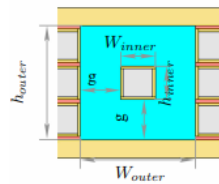


Ilustración 68. Dimensiones sección transversal ESICL

$$C_1 = \frac{\varepsilon}{\pi} * \left[\log_{10}\left(\frac{1}{2}\right) + \frac{\pi}{2} \right] \quad (56)$$

$$C_2 = \frac{\varepsilon * w}{g} \quad (57)$$

$$C_3 = \frac{\varepsilon}{\pi} * \left[\log_{10}\left(\frac{1}{2}\right) + \frac{\pi}{2} \right] \quad (58)$$

$$C_4 = \frac{\varepsilon * h}{g} \quad (59)$$

$$C_5 = \frac{\varepsilon * h}{g} \quad (60)$$

$$C_6 = \frac{\varepsilon}{\pi} * \left[\log_{10}\left(\frac{1}{2}\right) + \frac{\pi}{2} \right] \quad (61)$$

$$C_7 = \frac{\varepsilon * w}{g} \quad (62)$$

$$C_8 = \frac{\varepsilon}{\pi} * \left[\log_{10}\left(\frac{1}{2}\right) + \frac{\pi}{2} \right] \quad (63)$$

Por tanto, la capacidad total por unidad de longitud total de línea como anteriormente se había comentado tendrá el siguiente valor:

$$C_i = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + C_5 + C_6 + C_7 + C_8 \quad (64)$$

A continuación, se sustituirá en la ecuación 53 y se obtendrá la impedancia característica de la ESICL cuadrada:

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\mu * \varepsilon}}{2\varepsilon \left[\left(\frac{w+h}{g}\right) + \frac{2}{\pi} * \left[\log_{10}\left(\frac{1}{2}\right) + \frac{\pi}{2} \right] \right]} \quad (65)$$

Para la ESICL rectangular, la expresión que aproxima la impedancia es la siguiente [38]:

$$Z_0 = \frac{\mu_0}{4 * \sqrt{\varepsilon_r}} \left[\frac{1}{\frac{w_{inner}/h_{outer}}{h_{outer}/(h_{inner}-1)} + \frac{2}{\pi} * \ln \left(\frac{1}{1-h_{inner}/h_{outer}} + \coth \left(\frac{\pi * w_{outer}}{2 * h_{outer}} \right) \right)} \right] \quad (66)$$

3.4 Ancho de banda monomodo ESICL

Seguidamente, se calculará mediante el simulador comercial CST, el ancho de banda monomodo de la ESICL. En las líneas de transmisión cuando se aumenta la frecuencia, se generan otros modos de propagación, como el TEM, TE (transversal eléctrico) o el TM (transversal magnético). El modo fundamental de la ESICL es el TEM, siendo el siguiente modo en propagarse el TE₁₀ el cual posee una frecuencia de corte que limita el ancho de banda monomodo de la ESICL. Para ello, se crea en el simulador comercial CST, la ESICL con una anchura de coaxial exterior de $w_{coax} = 6$ mm, que es el valor que se va a utilizar en los diseños de este proyecto, y el conductor interior con la anchura necesaria que permite obtener una impedancia característica de 50 ohms. El primer modo propagado puede observarse en la siguiente ilustración, el cual corresponde con el modo TEM y no tiene frecuencia de corte inferior:

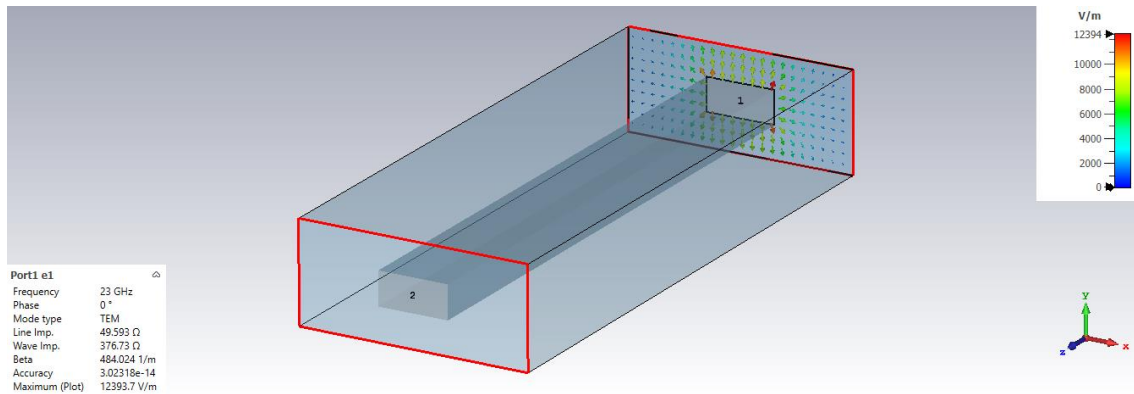


Ilustración 69. Modo TEM en ESICL con CST

Por otra parte, el segundo modo propagado es el TE_{10} cuya frecuencia de corte inferior es de 21,5598GHz (cuadrado amarillo ilustración 70) y corresponde con la frecuencia de corte superior del modo TEM para trabajar en el rango monomodo, el cual es el deseado para nuestro diseño.

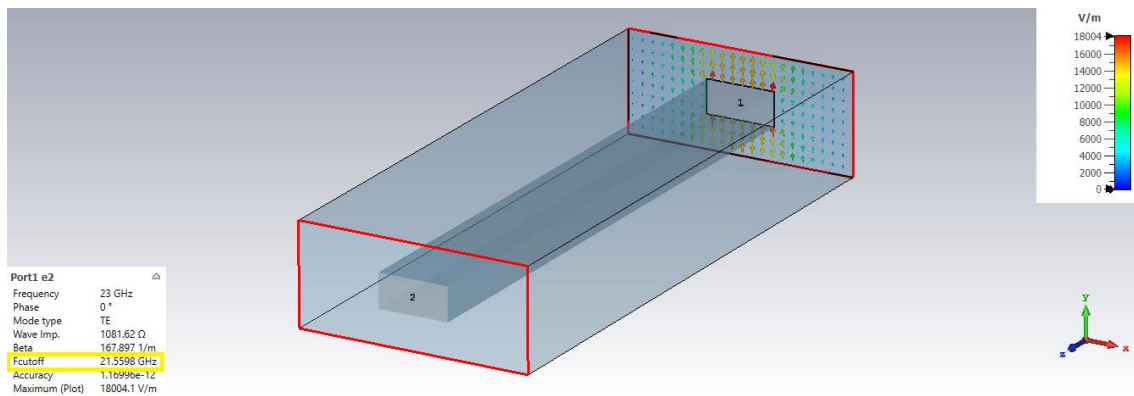


Ilustración 70. Frecuencia corte superior ESICL

Por lo tanto, el rango monomodo en este proyecto será de 0GHz a 21.5598GHz y, se trabajará en el rango de 7,5GHz a 21,55GHz en los diseños.

Capítulo 4. Diseño

Para la realización del diseño se han utilizado dos herramientas muy conocidas en el mundo profesional. Las herramientas han sido MATLAB y CST.

- **MATLAB:** Consiste en una herramienta o plataforma de computación y programación numérica que permite el análisis de datos, el desarrollo de algoritmos matemáticos y la creación de modelos entre otras funciones. La herramienta MATLAB se utilizará como punto de partida para obtener aproximadamente los valores iniciales de los parámetros del diseño.



Ilustración 71. Herramienta MATLAB

- **CST:** Se trata de un software que permite analizar en 3D campos electromagnéticos de rendimiento alto y permite el diseño, simulación y optimización de los componentes básicos de un sistema EM (electromagnético). Es un software usado en las principales empresas que se dedican al mundo del electromagnetismo. La herramienta CST se utilizará para realizar tanto el diseño del acoplador direccional como los posteriores análisis de las simulaciones y las optimizaciones que permitirán obtener el diseño óptimo para realizar su posterior fabricación.



Ilustración 72. Herramienta CST

Se partirá del diseño Ángel Belenguer como referencia y se realizará un análisis exhaustivo del diseño para poder observar las partes donde se podrá atacar en busca de una mejora. Para ello, se explicarán primero los parámetros que componen el diseño y, posteriormente se adjuntará una imagen para identificar cada parámetro sobre el diseño.

Los principales parámetros que permiten diseñar el acoplador direccional se enumeran a continuación:

PARÁMETRO	DESCRIPCIÓN	VALOR INICIAL (mm)
gap	Separación entre las líneas acopladas	Parámetro a optimizar
hc	Espesor del sustrato h	0.813
met	mets + metg + mete	0.158
mets	Metalización del sustrato	0.018
metg	Metalización del galvanizado	0.009
mete	Metalización del estaño	0.005
A	Ajuste realizado en la anchura del acoplador direccional	Parámetro a optimizar
Ataper	Marca la longitud del brazo	0.4134
sep_coax	Separación de las líneas coaxiales	Depende de lin_y, gap, wcoax y wcoax_int_peq
wcoax_int_ac	Anchura del conductor interior en la sección de acoplo de las líneas	Parámetro a optimizar
wcoax_int_peq	Anchura del conductor interior en la sección pequeña	Parámetro a determinar en función de wcoax_peq
wcoax_peq	Anchura del conductor exterior en la sección pequeña	Parámetro a determinar
wcoax_ac	Anchura del conductor exterior en la sección de acoplo de las líneas	Depende de wcoax_int_ac, gap y wcoax_int_ac
wcoax	Anchura del conductor exterior en la sección grande	6
wcoax_int	Anchura del conductor interior en la sección grande	1.7532
hcoax	Altura del conductor exterior	2.544
hcoax_int	Altura del conductor interno	0.848
l_ac	Longitud de las líneas acopladas	Parámetro a optimizar
lin	Longitud de la entrada	15
lt	Longitud de la transición	Parámetro a optimizar
l0	Longitud entrada a la sección de acoplo de las líneas.	Parámetro a optimizar
lin_y_brazo	Longitud en eje y del brazo = $lbrazo * \sin\left(\text{angle} * \frac{\pi}{180}\right)$	Depende de l0, lc y lt
lin_x_brazo	Longitud en eje X del brazo = $lbrazo * \cos\left(\text{angle} * \frac{\pi}{180}\right)$	Depende de l0, lc y lt
lc	Longitud del codo	Parámetro a optimizar
lbrazo	Longitud del brazo = l0 + lt + lc	Depende de l0, lc y lt
angle	Angulo medido desde abajo hacia arriba del brazo en grados	Parámetro a optimizar

Tabla 7. Parámetros acoplador direccional

A continuación, se adjuntarán varias imágenes para poder observar con más detalle cada uno de los parámetros enumerados:

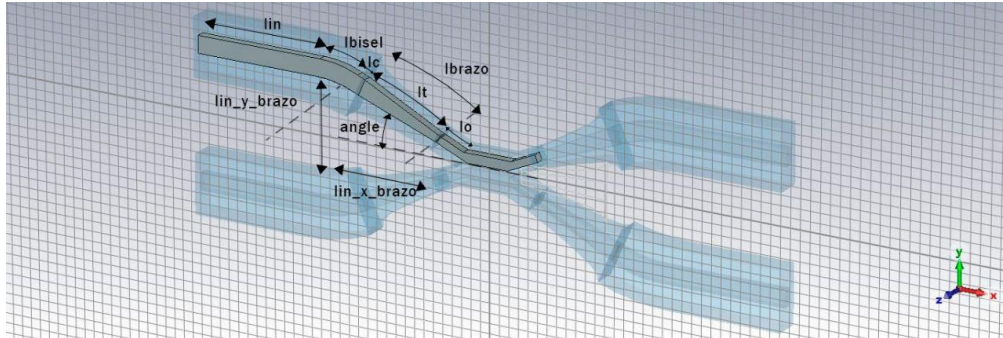


Ilustración 73. Parámetros geométricos (1)

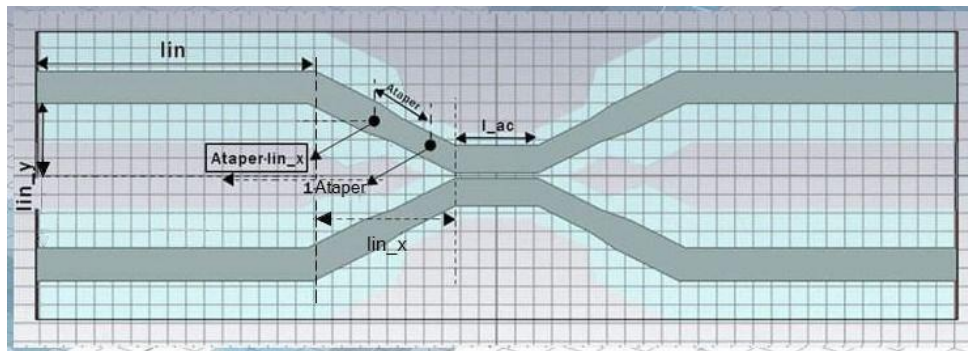


Ilustración 74. Parámetros geométricos (2)

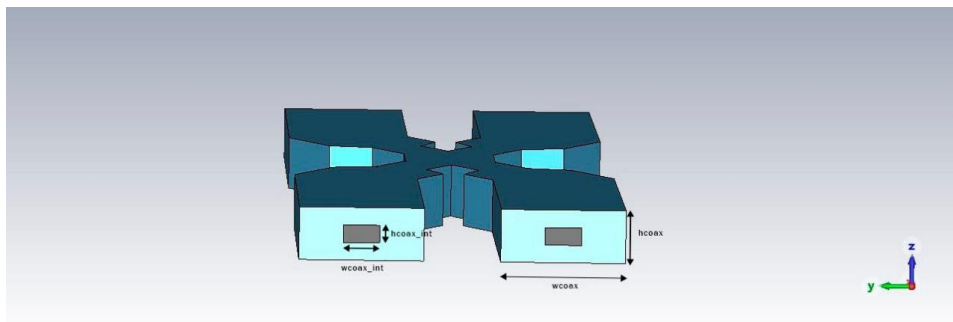


Ilustración 75. Parámetros geométricos (3)

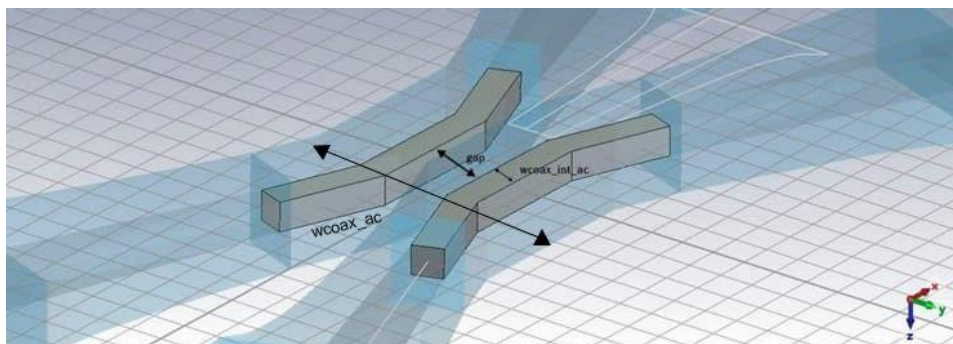


Ilustración 76. Parámetros geométricos (4)

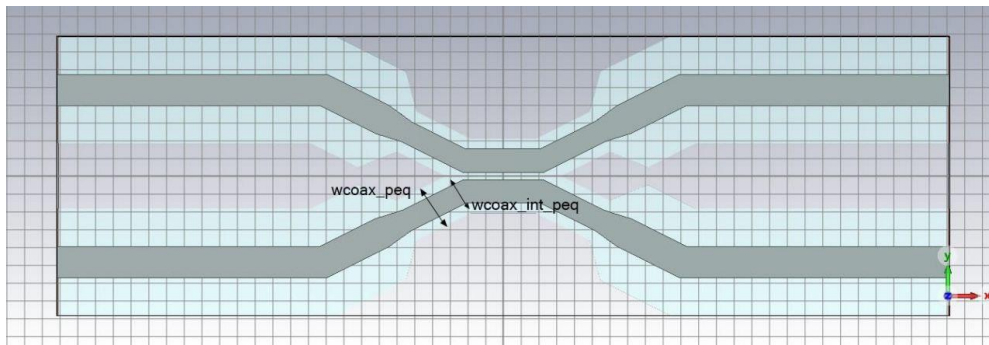


Ilustración 77. Parámetros geométricos (5)

Los cambios más significativos respecto al diseño de Ángel han sido:

1. La longitud del brazo l_{brazo} ha sido troceada en 3 partes. Las partes reciben el nombre de l_t , l_o y l_c , que corresponden con la longitud de la transición, la longitud de entrada a la sección central del acoplador, y a la longitud del codo como se puede observar en la Ilustración 73.
2. En segundo lugar, la longitud del brazo variará en función del ángulo (variable “*angle*”) y tendrá más libertad de ajuste. Para Ángel, el ángulo no era un parámetro directo, sino que era controlado con las longitudes X e Y (las cuales eran parámetros fijos), es decir, controlaba la geometría de manera más limitada.

Tras realizar un análisis exhaustivo del diseño de Ángel, existen varios puntos donde entrando con más detalle, se podía alcanzar un mejor diseño y obtener mejores prestaciones. Las mejoras se exponen a continuación con su respectiva tarea de mejora realizada.

1. Mantenimiento de 50Ω en todo el acoplador direccional
2. Ángulo y longitud del brazo
3. Codo
4. Anchura del conductor interior

En la siguiente ilustración se explica cada una de las nomenclaturas utilizadas para hacer referencia a las anchuras o al punto utilizado:

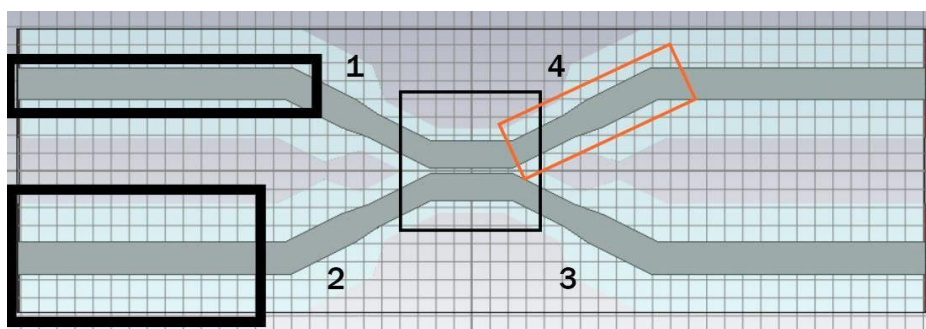


Ilustración 78. Nomenclatura diseño

1. Interior
2. Exterior
3. Sección pequeña
4. Transición

Las tareas que se analizarán a posteriori terminarán con el diseño definitivo.

4.1 Mantenimiento de 50Ω en todo el acoplador direccional

En este apartado se ha intentado asegurar una impedancia constante de 50Ω a lo largo del acoplador direccional con independencia respecto a los cambios en la geometría tanto exterior como interior. Se realiza porque al mantener los 50Ω en todo el acoplador, se mantiene una impedancia constante y la posibilidad de desadaptaciones debido al cambio de la geometría se reducen. Por consiguiente, las pérdidas de retorno mejorarán.

En base a eso, se analizaron las diferentes secciones que componen el acoplador direccional donde se ha analizado la impedancia de entrada del acoplador, y también la salida del brazo. Se observó que la transición que permite pasar de conductor de sección exterior grande a pequeña no mantiene la impedancia constante a lo largo de su recorrido, generando una mayor reflexión.

Para ello, se ha decidido realizar varias geometrías para asegurar el mantenimiento de los 50Ω . Las pruebas realizadas han sido mediante la aproximación con un polinomio de mayor a menor orden en función del caso. El polinomio aproximado permite asegurar los 50Ω , ya que en el diseño de Ángel la transición se realizaba con una recta y en este caso, se comprueba posteriormente que sigue otro modelo.

En primer lugar, se analizará el caso donde la anchura del conductor exterior describe una ecuación lineal y la anchura del conductor interno sigue el modelo aproximado que permite asegurar una impedancia constante de 50Ω a lo largo de la transición. Mediante la función de MATLAB, “anchura_esicl.m” que calcula de forma exacta la impedancia de una línea ESICL a partir de sus parámetros geométricos implementando el Método de los Momentos, se han obtenido los valores de la anchura del conductor interior. La función “anchura_esicl.m” proporciona el valor de la anchura del conductor interior a partir de introducirle los siguientes parámetros:

1. Z_0 : Impedancia deseada, en este caso los 50Ω .
2. w_{coax} : Anchura del conductor exterior, en este caso, se variará entre 1.25 y 10mm para obtener el polinomio que permite aproximar la relación entre la anchura interior y la exterior.
3. h_{coax} : Altura del conductor exterior. En este caso, tiene un valor constante de 2.598mm. Este valor es fijo debido a la constitución de la ESICL.
4. h_{coax_int} : Altura del conductor interior. En este caso, tiene un valor constante de 0.866mm. Este valor es fijo debido a la constitución de la ESICL.
5. ϵ_r : Permitividad relativa de la ESICL. En este caso, el valor es de 1.

Una vez obtenidos, los valores del barrido realizado, se obtuvo la siguiente gráfica que muestra la relación entre las anchuras exteriores e interiores.

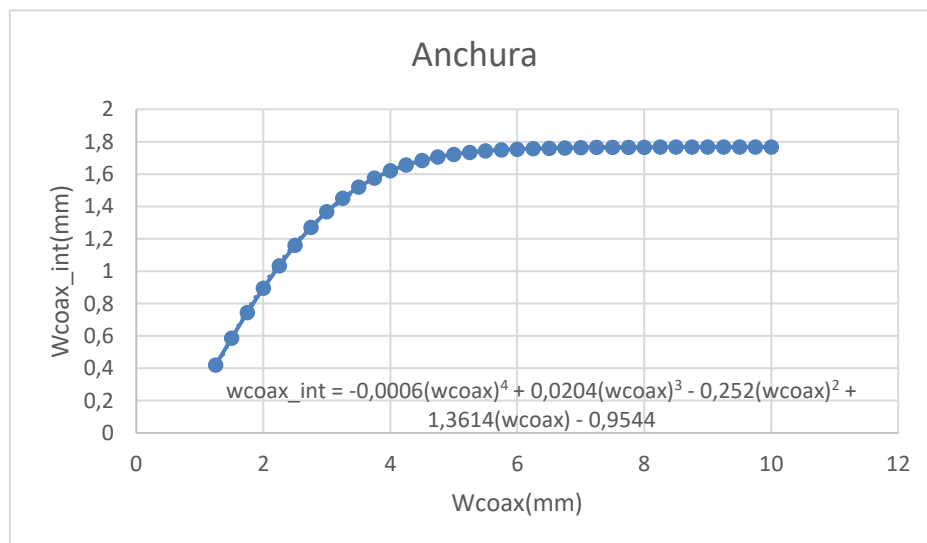


Ilustración 79. Anchura interior en función de la exterior

La fórmula que aparece en la imagen corresponde con la aproximación realizada. Además, al tratarse de una fórmula aproximada se obtuvo el error entre el polinomio de 4 orden obtenido con los resultados obtenidos de MATLAB. La gráfica se puede observar a continuación y el error relativo entre la aproximación y los valores teóricos obtenidos en MATLAB es de un 5% en su máximo.

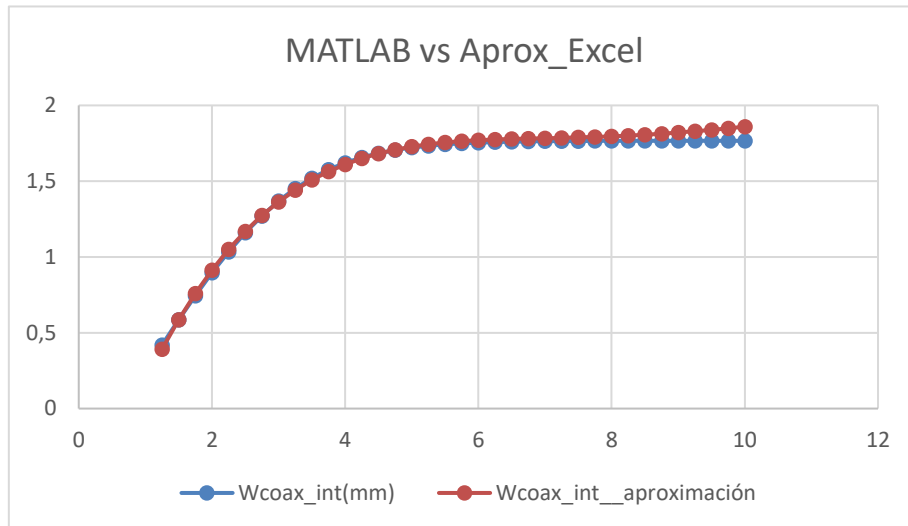


Ilustración 80. Valores obtenidos en MATLAB vs polinomio aproximado

La segunda geometría planteada fue la inversa. El caso inverso fue describir la anchura del conductor interior mediante una ecuación lineal y aproximar mediante un polinomio que permita asegurar una impedancia constante la anchura del conductor exterior. Para ello, se modificó la función “anchura_esicl.m” creando la función “anchura2_esicl.m”. En este caso, se obtenía como resultado la anchura del conductor exterior en función de los mismos parámetros que el caso anterior, pero con el cambio de wcoax por wcoax_int. El polinomio que aproximaba la función no era demasiado exacto y se optó por trocear la función con varios intervalos para conseguir un resultado óptimo. A continuación, se adjuntan los dos casos donde se puede observar el error cometido en cada caso.

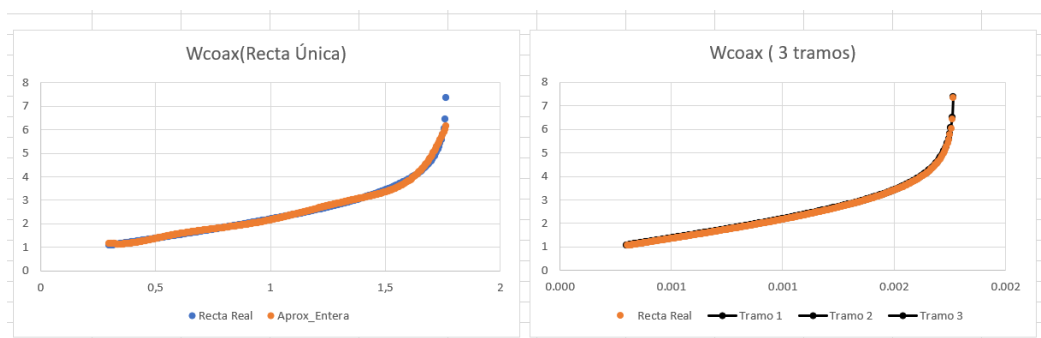


Ilustración 81. Anchura exterior en función de la interior

Tras obtener las ecuaciones que definían el comportamiento en ambos casos, se decidió utilizar un spline. Un spline consiste en la partición de un polinomio de grado alto en varios subconjuntos de polinomios de grados de menor orden. Se ha decidido utilizar un spline porque con un polinomio de orden 4 en este caso no se podía asegurar 100% que en el punto de origen y el punto final coincidiera la anchura del conductor interior con la anchura que proporciona el polinomio y entonces, se genera un pequeño salto que dificulta la fabricación.

Para comprobar cuál de los casos obtenía mejores prestaciones se realizó un diseño muy sencillo con las mismas dimensiones en los tres casos expuestos a simulación. El diseño consistió en un puerto de entrada con una transición de conductor de dimensiones pequeñas a grandes hasta llegar

al segundo puerto o puerto de salida. Los casos eran los nombrados anteriormente y el mismo diseño con las dimensiones de Ángel Belenguer. El diseño propuesto fue el siguiente:



Ilustración 82. Diseño con anchura exterior con polinomio

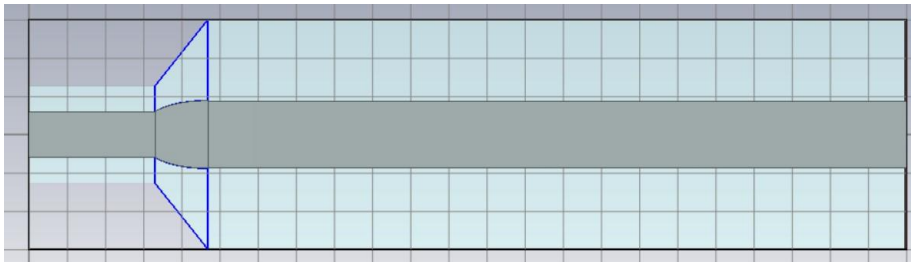


Ilustración 83. Diseño con anchura interior con polinomio

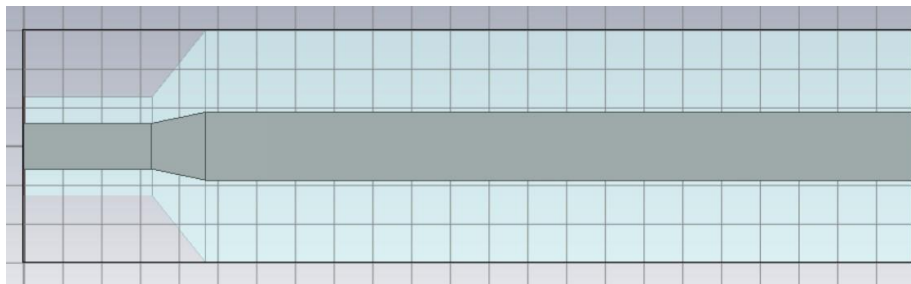


Ilustración 84. Diseño con dimensiones Ángel

Tras realizar los tres diseños, se procedió a simularlos y ver las prestaciones de cada uno con el fin de elegir la mejor transición en función de una mejor matriz de parámetros S.

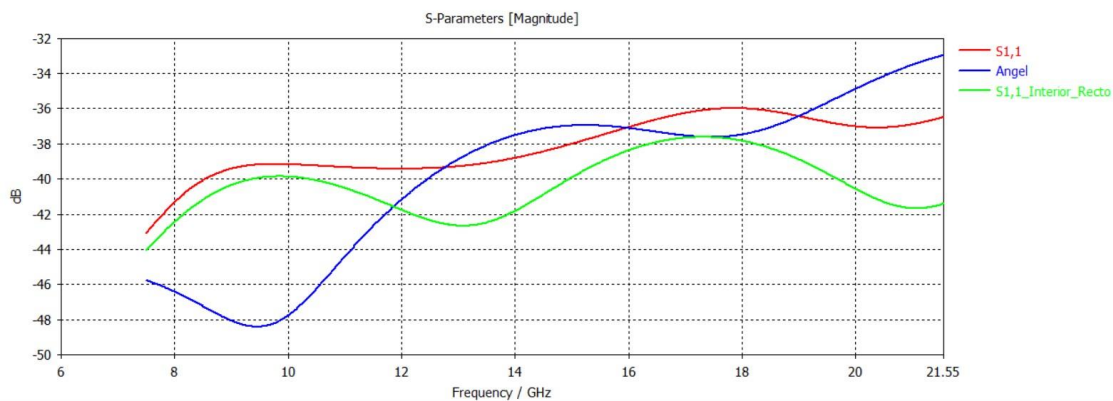


Ilustración 85. Parámetro S11 de los 3 casos

En la Ilustración anterior se puede realizar un análisis en todo el rango propuesto. El parámetro S_{11} del diseño de Ángel aseguraba los -33dB para todo el diseño. A frecuencias bajas tiene mejor respuesta que los casos planteados en este análisis, pero la geometría con la anchura del conductor exterior lineal asegura los -36dB en todo el diseño. Esto quiere decir, que se ganaban unos 3dB respecto al diseño de Ángel. Por último, la línea verde representa la geometría con la anchura del

conductor interior recta, la cual encuentra su mínimo en los -38dB. Por lo tanto, se ganan 5dB respecto al diseño propuesto por Ángel.

Tras observar la respuesta de todos los diseños, se observa que el caso con la anchura del conductor interior lineal y la anchura del conductor exterior realizado mediante un spline es el diseño con el que se obtienen mejores prestaciones.

4.2 Ángulo y longitud del brazo

El ángulo del brazo del acoplador direccional es otro parámetro fundamental que cambia las prestaciones del diseño.

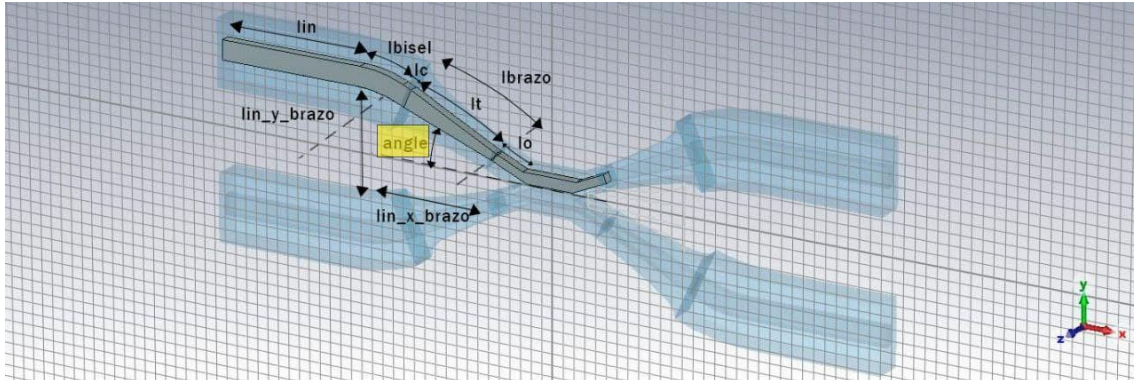


Ilustración 86. Parámetro ángulo

Para ello, se decidió realizar un barrido entre los 18° y los 67° con un paso de 5° . Los valores de ángulo por debajo de 18° dificultan la fabricación, ya que las líneas se juntan. Por otra parte, los valores superiores a 67° se encuentran cerca del diseño de Marta (90°) y se comprobó que no proporcionan un resultado competitivo debido al excesivo espacio que existe entre las líneas acopladas. Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

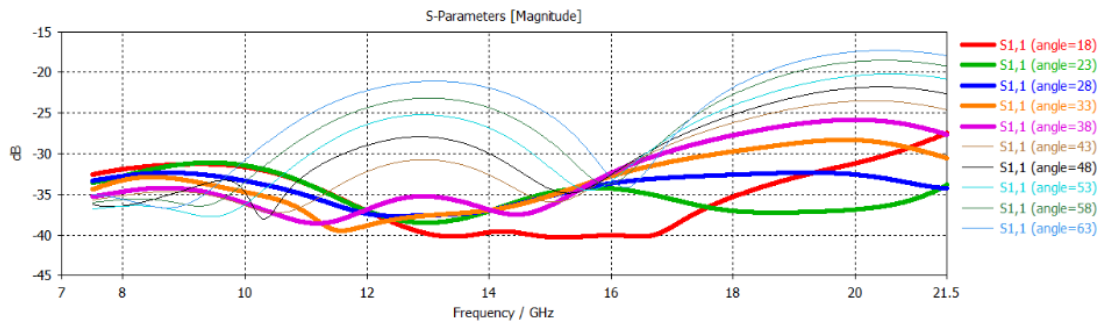


Ilustración 87. Barrido de ángulos

A partir de aquí, se observa que para el intervalo entre 18° y 33° se obtenían los mejores resultados del parámetro S_{11} , y en los demás parámetros los cambios no eran muy significativos.

Seguidamente, se realizó un nuevo estudio para el intervalo con mejores prestaciones, es decir, el intervalo de 18° a 33° . Se realizaron dos barridos para entrar con más detalle en cada valor. En primer lugar, un barrido entre 18° y 25° y otro de 26° a 34° ambos con paso de 1° , cuyos resultados se pueden observar a continuación:

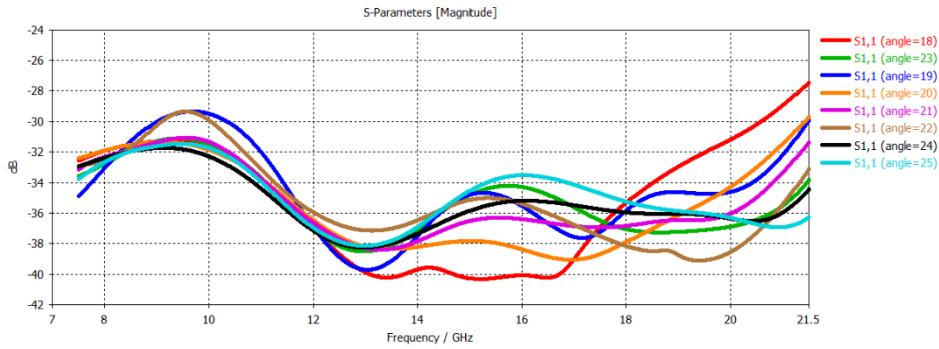


Ilustración 88. Barrido con ángulo entre 18° y 25°

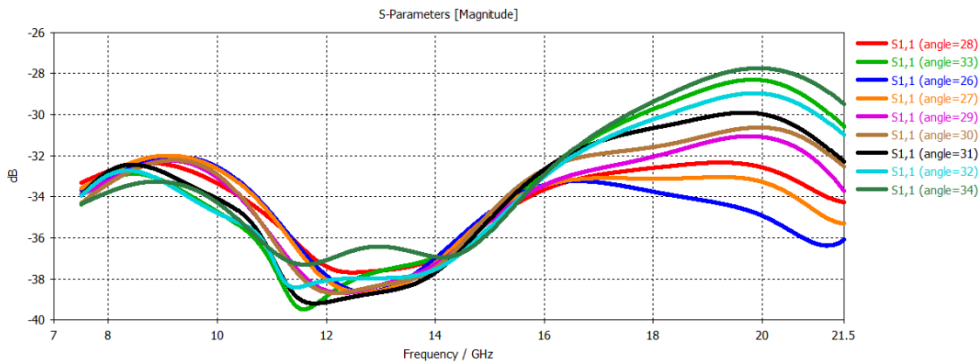


Ilustración 89. Barrido con ángulo entre 26° y 34°

Tras realizar los dos barridos, se obtienen las siguientes consideraciones:

1. El mejor ángulo a nivel de reflexión es el ángulo entre los 23 y 24 grados.
2. El ángulo de 26° también ofrece buenos resultados, aunque se debía a que el resto de los parámetros habían sido optimizados para dicho ángulo.
3. Aunque el ángulo influye, también afecta la longitud del brazo (l_0 , l_t y l_c)

En primer lugar, se analizará la longitud de la transición (l_t).

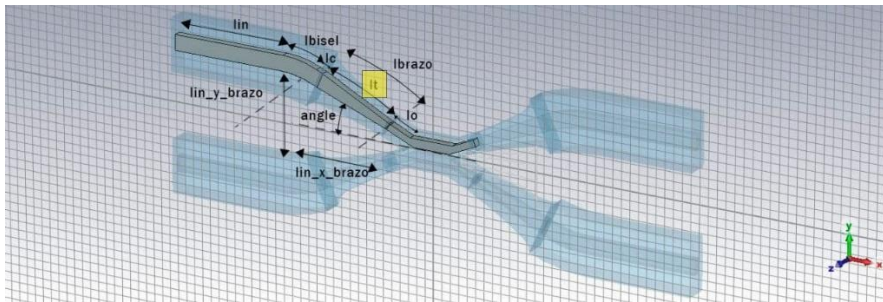


Ilustración 90. Longitud de la transición

Para ello, se realizará un barrido entre 2 y 14mm con un paso de 2mm para comprobar si el alargamiento o acortamiento de la transición tiene efecto sobre el diseño.

Para comprobar los resultados de la modificación de la longitud de la transición, se estudiará el parámetro S11 y la Directividad obtenida a la frecuencia central. A continuación, se presentan los resultados obtenidos:

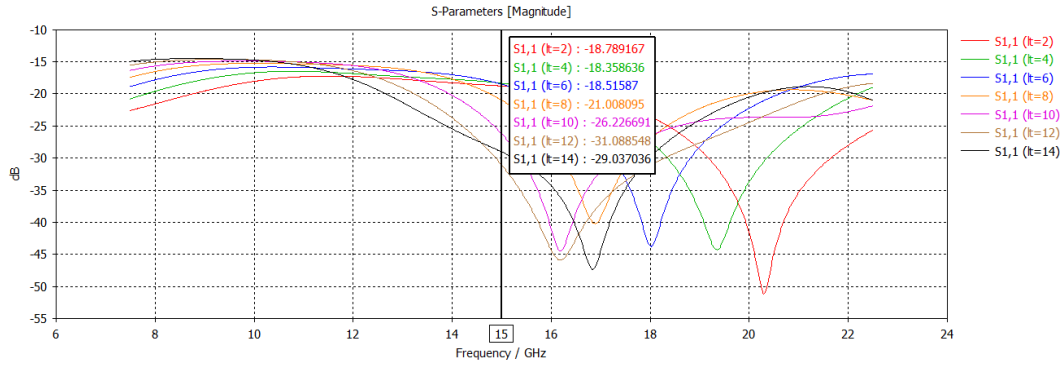


Ilustración 91. Parámetro S modificando l_t

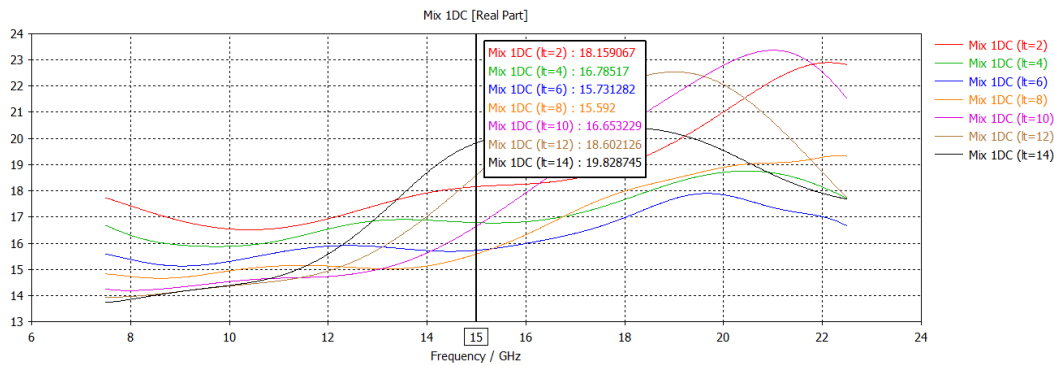


Ilustración 92. Directividad modificando l_t

Tras analizar ambas imágenes, se realizará una breve descripción de las conclusiones obtenidas. Respecto al parámetro S_{11} al alargar la longitud de la transición la respuesta mejora tal y como puede observarse en la imagen 92. Por otra parte, la directividad obtiene sus mejores valores aproximadamente en una longitud de transición de 12 y 14 mm. Por lo tanto, la conclusión obtenida es el rango entre 8 y 14 mm debido a que una longitud más corta producirá más reflexión y una longitud superior producirá un diseño más grande y voluminoso y los resultados obtenidos son mejores, pero, no son tan relevantes.

En segundo lugar, se ha procedido a realizar un barrido de l_0 entre 1 y 21mm con un paso de 5mm.

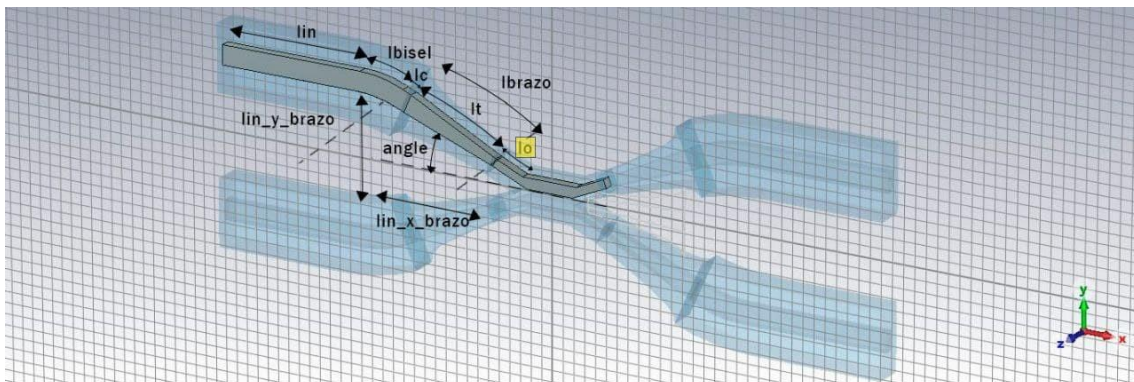


Ilustración 93. Longitud l_0

Se ha realizado el barrido para dos ángulos distintos. Un ángulo de 23° y otro de 26° . Se trata de dos barridos bastante amplios, pero los cuales acercarán a un valor óptimo de longitud. Inicialmente, se mostrará la variación de l_0 entre 1 y 21mm con pasos de 5mm. La siguiente ilustración muestra dicho barrido, donde se observa que valores cercanos a 1mm (línea roja), proporcionan unas pérdidas de retorno mejores, que con una longitud más extensa.

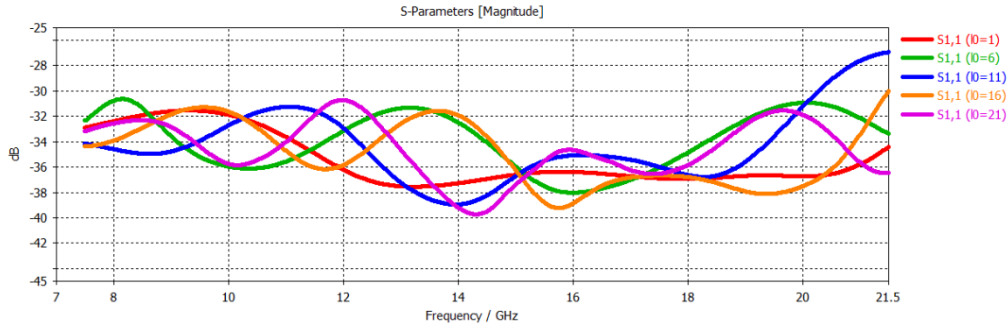


Ilustración 94. Barrido de longitud l₀

Por otra parte, para una longitud l₀ de 1mm que ha sido la que mejores resultados ha proporcionado y realizando dos simulaciones para 23 y 26 grados, se obtiene el siguiente resultado:

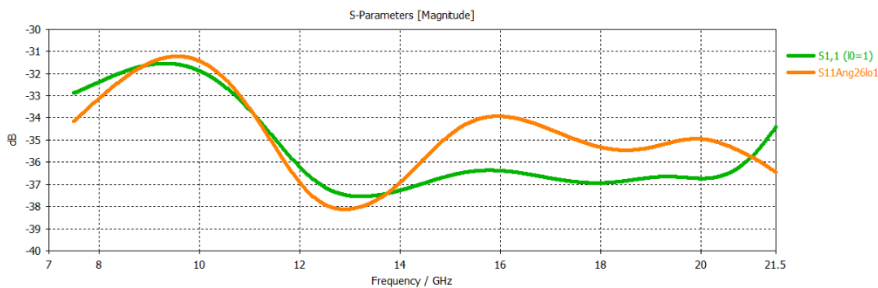


Ilustración 95. Comparación ángulos con l₀ de 1mm

Cabe destacar que para frecuencias bajas tienen prácticamente la misma forma de trabajar, pero para altas frecuencias el ángulo ideal será cercano a los 23°. Finalmente, se comparará con el diseño de Ángel. El diseño elegido para comparar con Ángel será con un ángulo de 23° y una longitud l₀ de 1mm. El resultado que se muestra en la siguiente ilustración corresponde con el parámetro S₁₁:

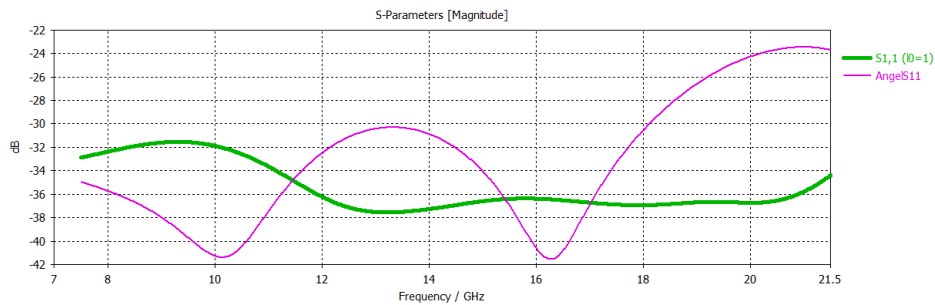


Ilustración 96. Comparación diseño ángulo de 23° con diseño Ángel

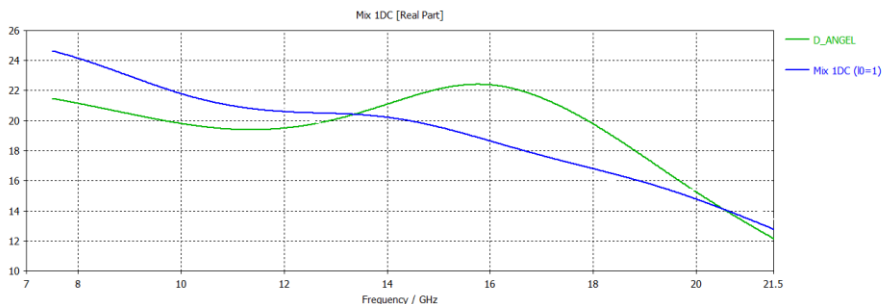


Ilustración 97. Directividad comparada con diseño Ángel

Comparando con el diseño de Ángel, se comprueba que el diseño de Ángel aseguraba un parámetro S_{11} , de -24dB en todo el rango de frecuencias mientras que, tras realizar las tareas de ángulo y longitud l_0 explicadas anteriormente, se obtiene tal y como puede verse en la lustración anterior un parámetro S_{11} de -32dB. En el caso de la Directividad, el diseño de Ángel obtiene mejores prestaciones debido a que su diseño ya ha sido optimizado, pero en el diseño elaborado durante este proyecto, aplicando el análisis descrito se obtiene un valor aproximadamente de 19 de directividad a la frecuencia de trabajo (15GHz) como se observa en la Ilustración 97.

Concluyendo que el ángulo óptimo se encuentra comprendido entre $16-17^\circ$ y 26° , y que la longitud l_0 óptima se encuentra comprendida entre 8 y 14. Además, la longitud l_0 obtiene su mejor valor cerca de 1mm. Se extrae que existirá una relación de compromiso entre la longitud del brazo (suma de las tres longitudes) y el ángulo.

4.3 Codo

El codo fue otro elemento estudiado del diseño de Ángel y que tras realizar el análisis se concluyó que un giro brusco de los campos electromagnéticos que se produce en el codo como puede observarse en la Ilustración 98, producía mayor reflexión.

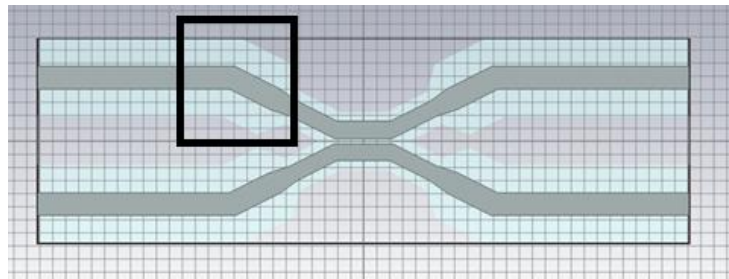


Ilustración 98. Diseño con codo recto

Primeramente, se pensó en realizar un bisel recto en la parte exterior, manteniendo el mismo codo que Ángel en el conductor interior.

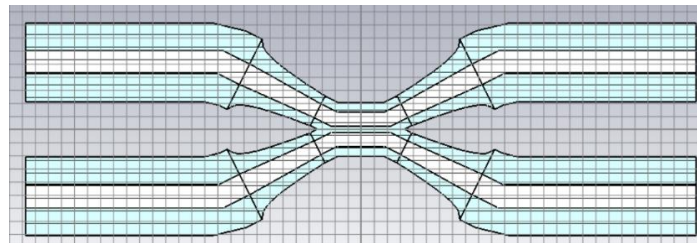


Ilustración 99. Diseño con bisel exterior

Al realizar este bisel exterior, se dedujo un problema que no había sido contemplado. Al realizar un bisel tan solo en la parte exterior, no se aseguraban los 50Ω en el diseño. Por ello, se decidió realizar el siguiente caso: Un bisel tanto exterior como interior. Al realizar el bisel exterior e interior se obtenía un resultado que aseguraba mejor los 50Ω .

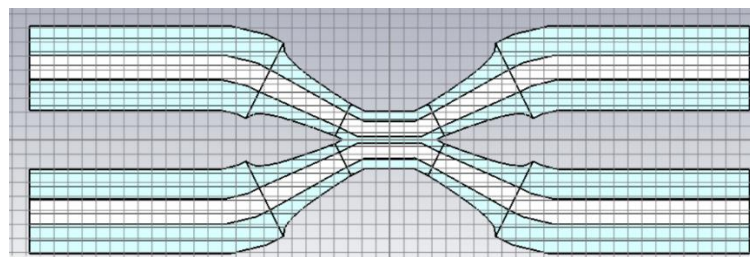


Ilustración 100. Diseño con bisel exterior e interior

Finalmente, surgió la idea de realizar el bisel curvo para reducir la reflexión. Se refleja en la siguiente ilustración:

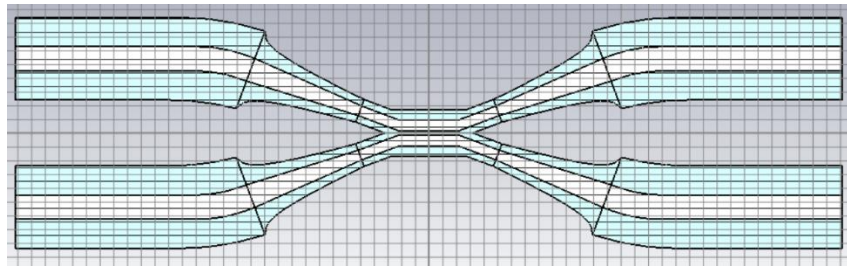


Ilustración 101. Diseño bisel curvo exterior e interior

Para la obtención de los radios curvos tanto exterior como interior se ha realizado un barrido con diferentes combinaciones de radios que permiten la obtención de la mejor combinación que posibilite la obtención de las mejores prestaciones. En la siguiente imagen se muestran las combinaciones y con la ayuda de la tabla se visualizará de manera más sencilla:

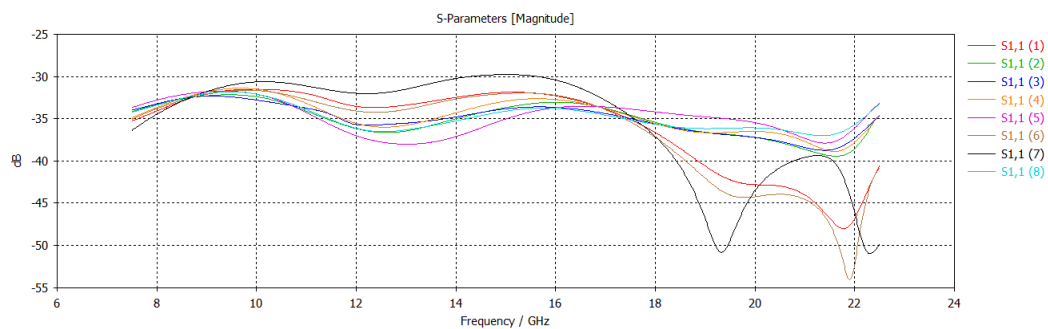


Ilustración 102. Resultado con varios radios

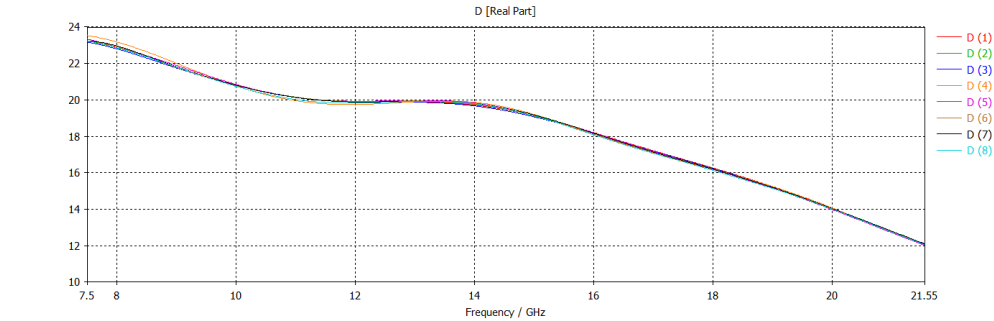


Ilustración 103. Directividad con varios radios

Número de iteración	r_ext	r_int	S11 (dB)	Directividad (dB) (15GHz)
1	10	15	≤ -31.50	19.11
2	15	10	≤ -32.15	19.11
3	20	10	≤ -32.30	19.65
4	10	10	≤ -31.38	19.19
5	20	5	≤ -31.72	19.16
6	20	15	≤ -31.62	19.16
7	20	20	≤ -29.76	19.09
8	30	10	≤ -31.81	19.06

Tabla 8. Pruebas con varios radios

A la vista de la Tabla 8, los mejores resultados se obtienen para un radio exterior de 20 y 10 en el caso del interior. Por lo tanto, serán los utilizados.

A continuación, se muestran los resultados obtenidos tras simular los diseños más el siempre contemplado diseño de Ángel Belenguer.

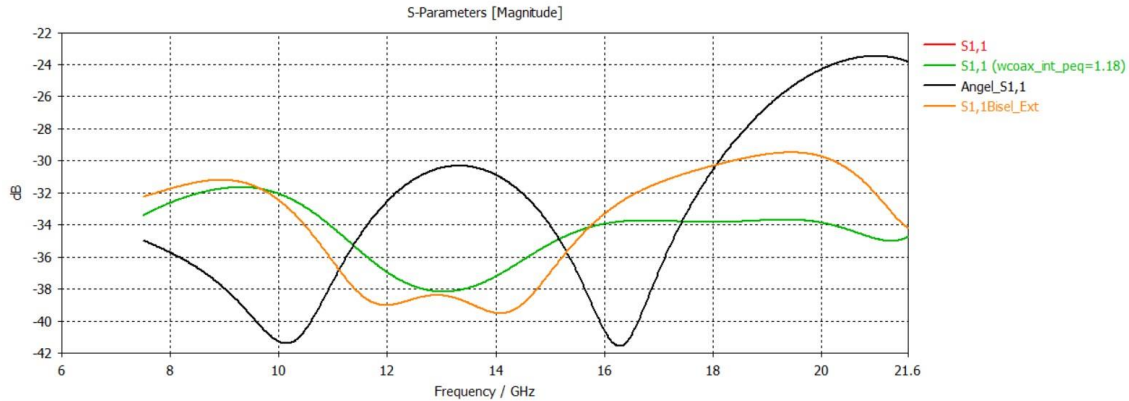


Ilustración 104. Resultados diseño con bisel y Ángel

Primeramente, se destaca la visualización del parámetro S_{11} solamente porque los resultados obtenidos en los demás parámetros no diferían demasiado. En este caso, el diseño de Ángel (curva negra) aseguraba los -24dB en todo el ancho de banda, obteniendo mejores resultados a frecuencias bajas. Por otra parte, el diseño con bisel en la parte exterior e interior aseguraba casi los -30dB , frente a los -32dB que asegura el diseño con el bisel curvo tanto exterior como interior debido a la mejor aseguración de los 50Ω en todo el diseño. Por lo tanto, el codo con geometría curva será el utilizado.

4.4 Anchura del conductor interior

En este apartado se realizará un análisis de la sección de entrada tanto del conductor exterior como interior de la sección pequeña de las líneas acopladas (Ilustración 105). Se obtienen así, las correspondientes anchuras que aseguran los 50Ω y el acoplo deseado, con la finalidad de determinar la anchura del conductor exterior de sección pequeña que mejores resultados proporciona.

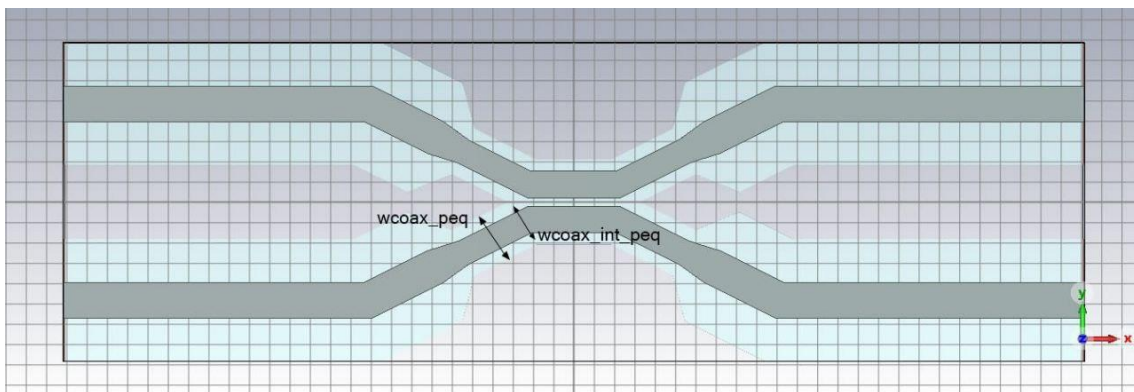


Ilustración 105. Anchura del conductor interior

Este análisis aparece debido a la necesidad de evaluar el efecto de este parámetro en el diseño, ya que la anchura de entrada en la sección de líneas acopladas afecta notablemente a la directividad.

Para obtener la mejor relación posible para la anchura del conductor interior se utilizará MATLAB. El método seguido para llevar a cabo será el siguiente:

1. En primer lugar, se fija el valor de w_{coax_peq} (se realiza un posterior barrido), tras ello, se calcula el valor de $w_{coax_int_peq}$ que asegura los 50Ω en la sección estudiada.
2. Para realizar la sintetización se utiliza la función “Optimiza_acopladas.m”, cuyo funcionamiento es realizar de manera iterativa el cálculo de los parámetros físicos que permiten cumplir con las impedancias par e impar calculadas previamente y que permiten obtener el acoplo deseado. Este script de MATLAB recibe como parámetros iniciales la separación entre los conductores, la anchura que contiene a ambos conductores, y el ancho de cada conductor.
3. Por lo tanto, se ha realizado un barrido para los diseños elegidos ($C=8\text{dB}$, 10dB , 12dB , 15dB) y que se mostrarán en el capítulo 5. El barrido permite obtener unos valores iniciales de los parámetros gap , $w_{coax_int_ac}$ para cada acoplo deseado a partir del mantenimiento de la relación de la tarea 1 de mantener los 50Ω en todas las secciones,

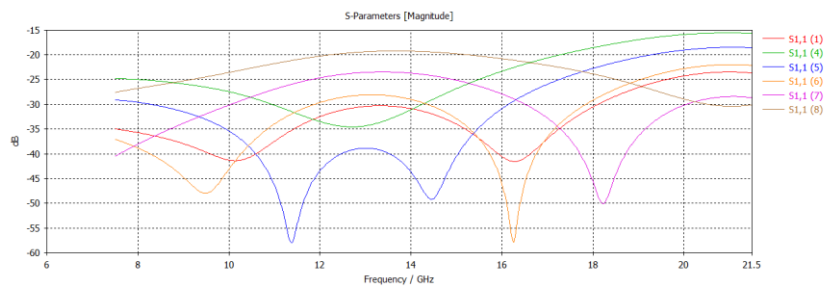


Ilustración 106. S31 para acoplo de 10dB

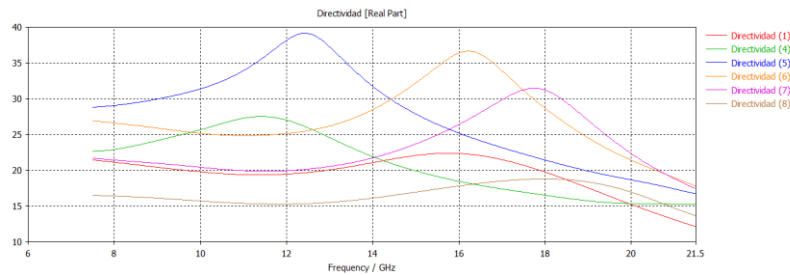


Ilustración 107. Directividad para un acoplo de 10dB

Los resultados obtenidos han servido como punto de salida para cada diseño en particular, y demostrar que para un $w_{coax_peq} = 1.75\text{mm}$ y un $w_{coax_int_peq} = 0.74513\text{mm}$ se obtienen las mejores prestaciones para la anchura de la sección interior tal y como puede observarse en las anteriores ilustraciones para un acoplo de 10dB.

Número de iteración	Valor de w_{coax_peq} (mm)	Valor de $w_{coax_int_peq}$ (mm)	S11 (dB)	Directividad (dB)
1	2.544	1.1794	≤ -23.47	$12.17 \leq D \leq 22.39$
4	1.5	0.58537	≤ -15.66	$15.27 \leq D \leq 27.51$
5	1.75	0.7452	≤ -18.50	$16.74 \leq D \leq 39.11$
6	2	0.89536	≤ -21.97	$17.83 \leq D \leq 36.63$
7	2.25	1.0345	≤ -23.48	$17.43 \leq D \leq 31.45$
8	2.75	1.2715	≤ -19.25	$13.69 \leq D \leq 18.81$

Tabla 9. Barrido anchura parte acoplada



De acuerdo con los resultados anteriores, se pueden obtener varias conclusiones:

- Se debe obtener una solución de compromiso entre la respuesta eléctrica obtenida (Directividad y S_{11}), y el valor de la anchura del conductor pequeño, con el fin de obtener la fabricación más sencilla posible.
- Mayor directividad con valores de anchura más pequeños.
- Cuando más pequeña es la separación de las líneas acopladas, menos cantidad de campo puede desviarse produciendo mayor directividad a partir de valores más pequeños de anchura.
- Los valores de anchura 1,75mm y 2 mm son los mejores observando la comparativa.

Capítulo 5. Resultados

Tras explicar los parámetros añadidos que permiten modelar el nuevo acoplador direccional, se procede a elaborar los diseños enumerados en los objetivos. Para elaborar los diseños se ha utilizado tal y como se comentaba anteriormente la función de MATLAB que calculaba los parámetros geométricos en función del acoplo deseado. Una vez establecidos, los parámetros geométricos como punto de salida, se ha procedido a realizar la optimización de cada uno de los acopladores con el objetivo de obtener el mejor prototipo para cada caso.

Haciendo un inciso en la optimización de CST, se explicarán de manera sencilla los diferentes algoritmos de optimización que posee la herramienta y los elegidos para lograr los resultados. CST dispone de algoritmos tanto globales como locales. Los algoritmos locales ofrecen una rápida convergencia, aunque por su contra aparece el riesgo de converger hacia un mínimo local. Se dispone de algoritmos globales, los cuales cercan en la totalidad del espacio donde se encuentra el problema a solucionar y, en su caso, requieren más tiempo de cálculo.

NOMBRE	TIPO	DESCRIPCIÓN	USO
Trust Region Framework	Local	Creación de un modelo cuadrático aproximado localmente en función de los datos introducidos como punto de salida	Optimización de propósito general
CMA Evolution Strategy	Global	Consiste en la adaptación de la covarianza a partir del recuerdo de las iteraciones previas y del historial de cálculo	Optimización de propósito general
Genetic Algorithm	Global	Imitación de los procesos naturales de evolución por selección, cruce y mutación	Optimizaciones con problemas complejos con un número elevado de parámetros
Particle Swarm Optimization	Global	Imitación de la evolución de bandadas de pájaros o abejas volando conjuntamente en busca de alimento	Optimizaciones con un número elevado de parámetros
Nelder Mead Simplex Algorithm	Local	Creación de un simplex (figura con N+1 vértices en un espacio N-dimensional) que cada iteración sustituye el peor vértice por otro nuevo	Optimizaciones con un número bajo de parámetros y sin un buen modelo de salida
Interpolated Quasi Newton	Local	Aproximación local mediante función cuadrática y actualización de la Hessiana mediante la interpolación de las iteraciones	Optimizaciones formadas por modelos exigentes en términos computacionales
Classic Powell	Local	Aproximación local cuadrática y actualización de la matriz Hessiana mediante la fórmula Fletcher-Powell	Optimizaciones con una única variable o parámetro

Tabla 10. Algoritmos de Optimización que posee CST

Para este proyecto, se ha realizado una primera optimización con el optimizador Nelder Mead Simplex Algorithm en términos generales y, una vez acotado el rango de variación de los parámetros se ha realizado una optimización final con el algoritmo de optimización Trust Region Framework buscando los valores óptimos. Los dos algoritmos utilizados han sido locales debido a la poca cantidad de parámetros expuestos a optimización.

En todos los diseños se añadirán ilustraciones del diseño, de los parámetros S , la Directividad y los valores geométricos de los principales parámetros optimizados.

5.1 Acopladores direccionales con libertad de parámetros

5.1.1 Acoplador direccional con $C = -8\text{dB}$

En primer lugar, se visualizarán los valores de los parámetros optimizados para obtener los resultados deseados:

Parámetro	Diseño 8 dB(1,75mm)	Diseño 8dB (2mm)
gap (mm)	0.3485	0.3486
A (mm)	0.0692	-0.0341
angle (grados)	16.073	17.109
l0 (mm)	1.3458	1.4614
lt (mm)	10.284	8.6079
lc (mm)	3.0742	4.1796
l_ac (mm)	3.1528	3.5252
wcoax_int_ac (mm)	0.7697	0.7990

Tabla 11. Valores de los parámetros geométricos del acoplador direccional con $C = -8\text{dB}$ y libertad de parámetros

A continuación, se adjuntarán las Ilustraciones para $w_{\text{coax_peq}} = 1.75\text{mm}$. Se presenta el diseño en la siguiente ilustración:

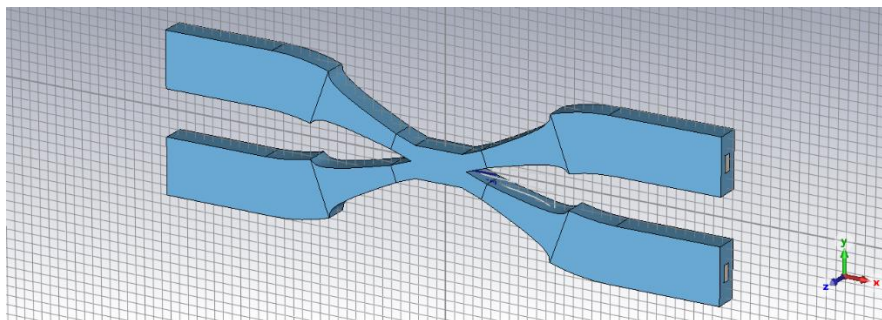


Ilustración 108. Geometría acoplador direccional para $C = -8\text{dB}$ y libertad de parámetros

Los parámetros S obtenidos han sido:

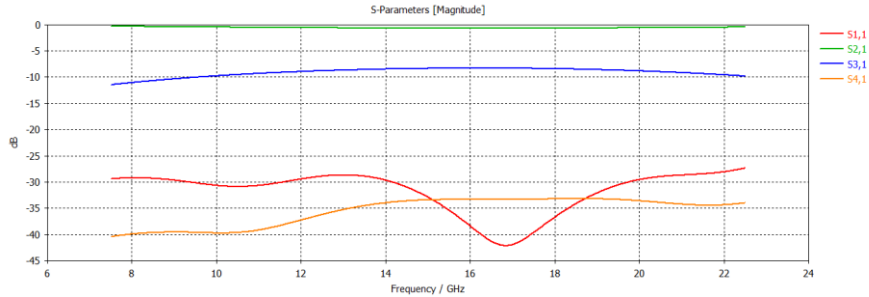


Ilustración 109. Parámetros S acoplador direccional con $C = -8\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 1.75\text{mm}$ y libertad de parámetros

La directividad obtenida es superior a los 20dB en todo el rango de diseño, tal y como puede verse en la siguiente ilustración:

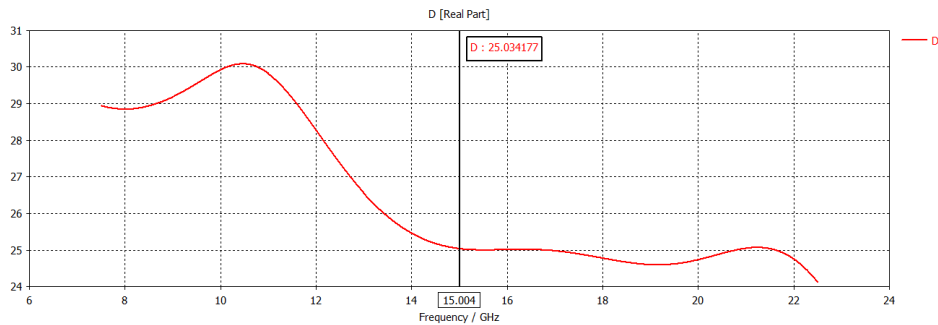


Ilustración 110. Directividad acoplador direccional con $C = -8\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 1.75\text{mm}$ y libertad de parámetros

Consecutivamente, se presenta el diseño con una anchura de 2mm. En este caso, el diseño es prácticamente igual y se considera redundante añadir una imagen. Tras ello, se presentan los parámetros S del diseño:

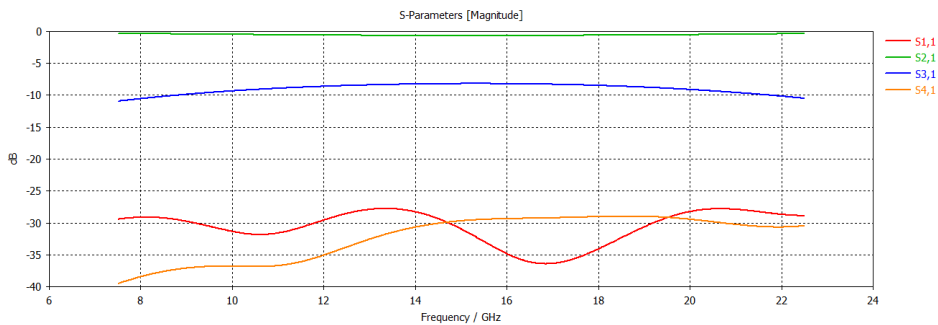


Ilustración 111. Parámetros S del acoplador direccional con $C = -8\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 2\text{mm}$ y libertad de parámetros

Y en este caso, la Directividad correspondiente:

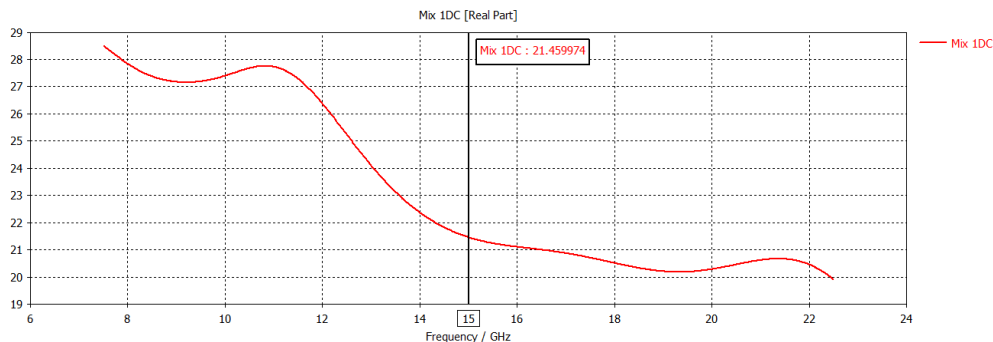


Ilustración 112. Directividad acoplador direccional con $C = -8\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 2\text{mm}$ y libertad de parámetros

Posteriormente, se comparan los 2 diseños presentados con el diseño de Marta para observar si se ha mejorado o no respecto a los antecedentes.

Parámetro(dB)	Diseño Marta	Diseño 8 dB(1,75mm)	Diseño 8dB (2mm)
S11	≤ -20.64	≤ -28.43	≤ -27.76
S21	≥ -1.08	≥ -0.69	≥ -0.72
S31 (15GHz)	-7.14	-8.36	-8.23
S41	≤ -14.04	≤ -33.16	≤ -28.97
D	$4.72 \leq D \leq 13.13$	$24.59 \leq D \leq 30.08$	$20.19 \leq D \leq 28.51$
D (15GHz)	9.44	25.03	21.46
Dimensiones físicas (Longitud x Altura)	47.35 x 13.73 (mm)	60.91 x 16.98 (mm)	60.07 x 17.20 (mm)

Tabla 12. Comparativa diseños 8dB

En referencia a la tabla adjuntada anteriormente, se deducen las siguientes conclusiones:

- Mejor S11 para el diseño de 8dB tanto para una anchura de 1,75mm como 2mm.
- Mejores pérdidas de inserción (S21).
- El acoplo se acerca más al deseado con una variación de 0.36 y 0.23 frente a los 0.8dB de Marta.
- Los dispositivos diseñados son estructuras más grandes que las diseñadas previamente.

5.1.2 Acoplador direccional con $C = -10dB$

Para empezar, se mostrarán los valores de los parámetros optimizados que conforman el diseño presentado:

Parámetro	Diseño 10 dB(1,75mm)	Diseño 10dB (2mm)
gap (mm)	0.4388	0.4367
A (mm)	0.0610	-0.0360
angle (grados)	17.233	16.757
l0 (mm)	1.3771	1.4560
lt (mm)	9.9584	9.5213
lc (mm)	3.1451	3.3888
l_ac (mm)	3.7081	3.5579
wcoax_int_ac (mm)	0.8145	0.8703

Tabla 13. Valores de los parámetros geométricos del acoplador direccional con $C = -10dB$ y libertad de parámetros

La estructura obtenida se presenta a continuación:

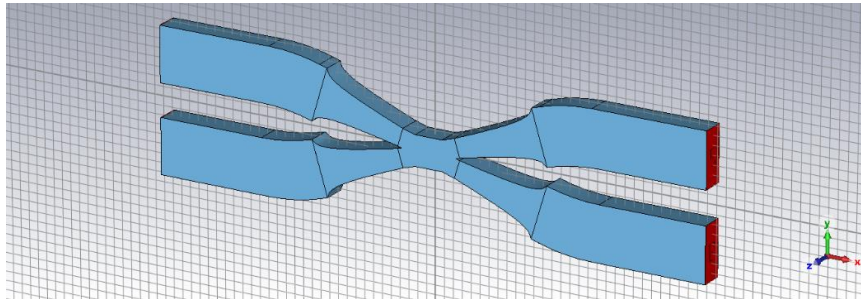


Ilustración 113. Geometría del acoplador direccional con $C = -10\text{dB}$ y libertad de parámetros

Se seguirá con los parámetros S y la directividad obtenida para una anchura de 1.75mm:

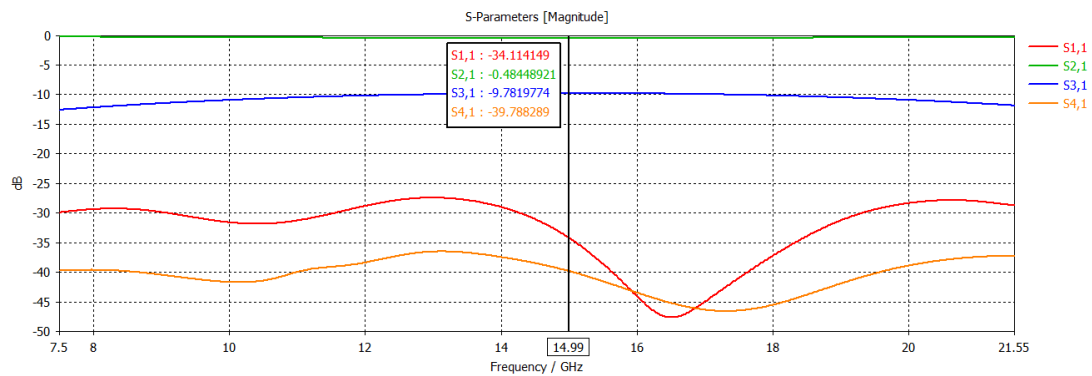


Ilustración 114. Parámetros S acoplador direccional con $C = -10\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 1.75\text{mm}$ y libertad de parámetros

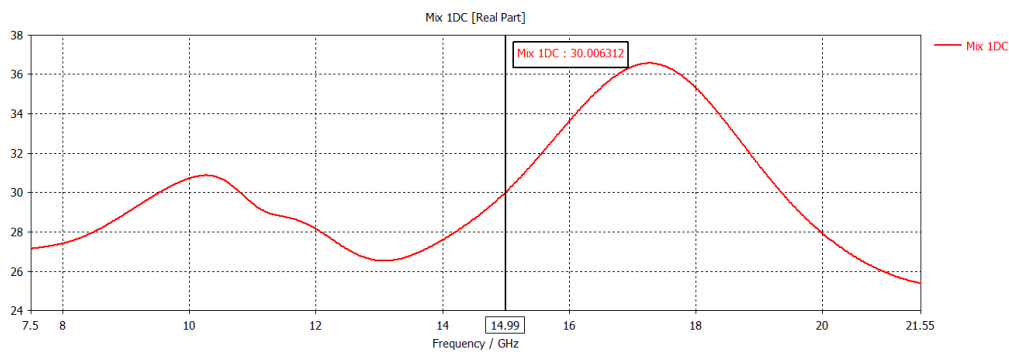


Ilustración 115. Directividad acoplador direccional con $C = -10\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 1.75\text{mm}$ y libertad de parámetros

De manera análoga se añadirá el diseño con una anchura de 2mm, cuyos resultados se presentan a continuación:

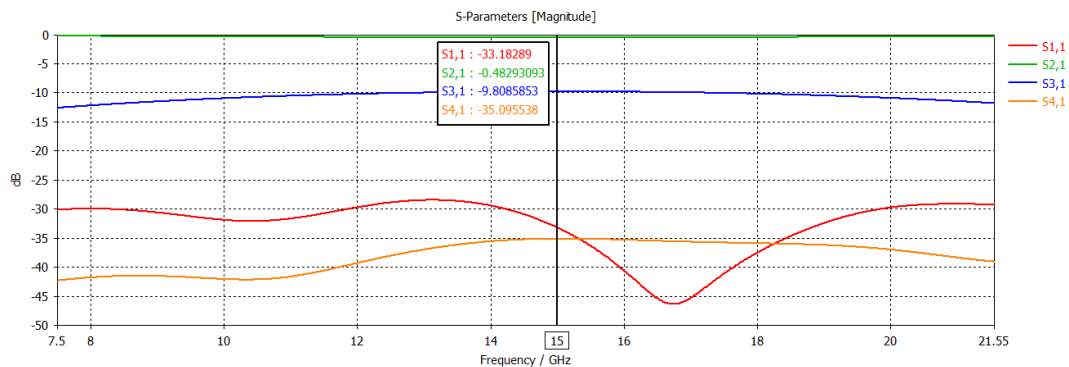


Ilustración 116. Parámetros S acoplador direccional con $C = -10\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 2\text{mm}$ y libertad de parámetros

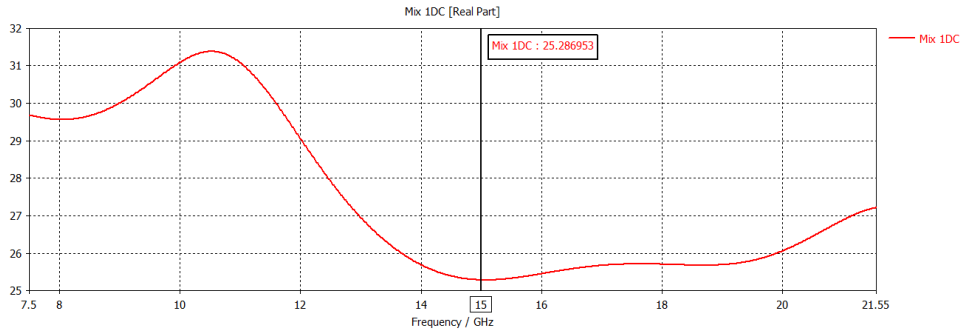


Ilustración 117. Directividad acoplador direccional con $C = -10\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 2\text{mm}$ y libertad de parámetros

Terminando con este diseño se realiza la debida comparación con el diseño de Ángel, Marta y los dos diseños realizados tanto con una anchura de 1.75mm como de 2mm:

Parámetro(dB)	Diseño Marta	Diseño Ángel	Diseño 10dB(1,75mm)	Diseño 10dB (2mm)
S11	≤ -24.78	≤ -24.78	≤ -27.43	≤ -28.45
S21	≥ -0.57	≥ -0.57	≥ -0.49	≥ -0.48
S31 (15GHz)	-9.85	-9.80	-9.78	-9.81
S41	≤ -15.64	≤ -34.06	≤ -36.49	≤ -35.09
D	$2.10 \leq D \leq 12.87$	$12.17 \leq D \leq 22.39$	$25.38 \leq D \leq 36.54$	$25.29 \leq D \leq 31.37$
D (15GHz)	8.88	22.08	30.00	25.29
Dimensiones físicas (Longitud x Altura)	46.41 x 13.61 (mm)	50.26 x 15.68 (mm)	61.37 x 15.76 (mm)	61.07 x 15.62 (mm)

Tabla 14. Comparativa diseños 10dB y libertad de parámetros

Las pertinentes conclusiones obtenidas tras realizar un estudio de la tabla comparativa son las siguientes:

- Mejor parámetro S11 (ambos diseños) respecto a los diseños de Marta e Ángel Belenguer.
- Las pérdidas de inserción son más reducidas en ambos diseños.
- El acoplo es inferior al de Marta a costa de obtener una directividad más elevada.
- La directividad a lo largo del ancho de banda es muy superior a la obtenida en los diseños de Marta e Ángel Belenguer y a la frecuencia central existe una diferencia $> 17\text{dB}$ respecto al diseño de Marta y de 3dB respecto al diseño de Ángel en el caso del diseño con una anchura interior de 2mm. Una anchura de 1.75mm ofrece una directividad muy elevada, de unos 30dB a la frecuencia central que mejora en 22dB el diseño de Marta y en 8dB el diseño de Ángel Belenguer.
- Los diseños comparten altura, pero se mejoran las prestaciones alargando la estructura.

5.1.3 Acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$

Siguiendo el mismo procedimiento anterior, se realizan los dos diseños y se comparan al final con los antecedentes.

Primeramente, se expone la tabla con los valores optimizados:

Parámetro	Diseño 12 dB(1,75mm)	Diseño 12 dB (2mm)
gap (mm)	0.5636	0.5424
A (mm)	0.2171	0.1651
angle (grados)	23.782	24.485
l0 (mm)	3.3652	1.4244
lt (mm)	8.8636	9.9463
lc (mm)	2.7680	1.1083
l_ac (mm)	4.0840	4.2134
wcoax_int_ac (mm)	0.9784	1.1285

Tabla 15. Valores de los parámetros geométricos del acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$ y libertad de parámetros

Seguidamente, se exhibe el diseño de 1.75mm de anchura anterior:

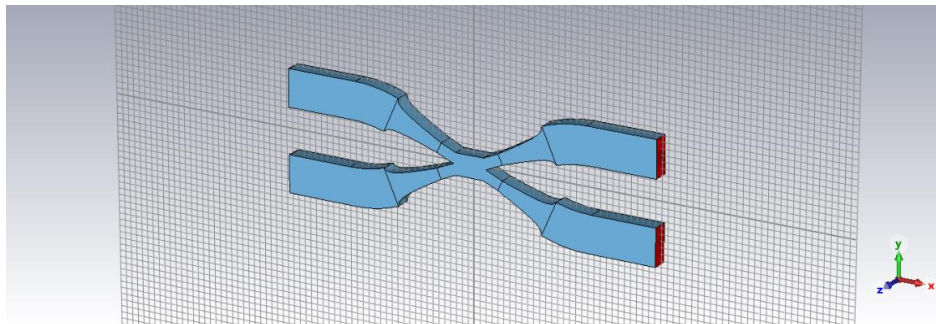


Ilustración 118. Geometría del acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 1.75\text{mm}$ y libertad de parámetros

Los parámetros S relativos al diseño mostrado son:

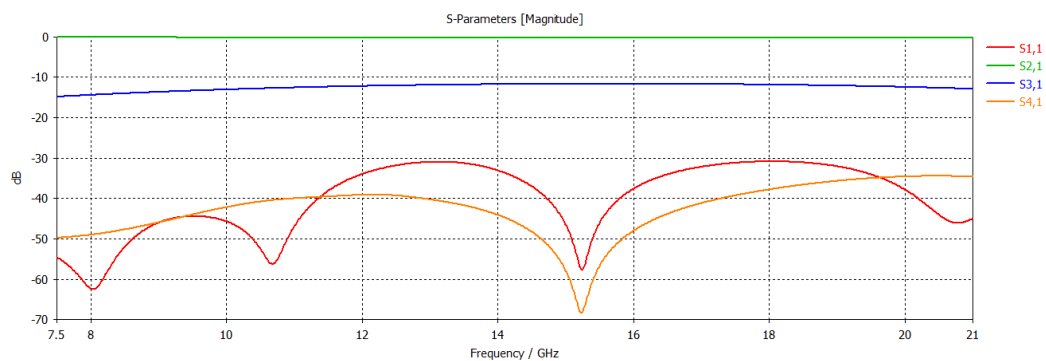


Ilustración 119. Parámetros S acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 1.75\text{mm}$ y libertad de parámetros

La correspondiente Directividad:

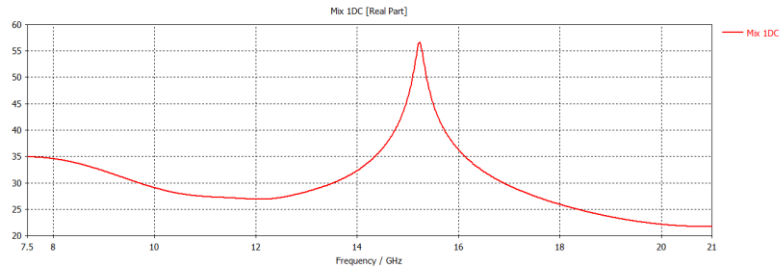


Ilustración 120. Directividad acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 1.75\text{mm}$ y libertad de parámetros

El diseño con una anchura interior de 2mm no discrepa del diseño para 1.75mm y por lo tanto se procede a visualizar los parámetros S y la directividad:

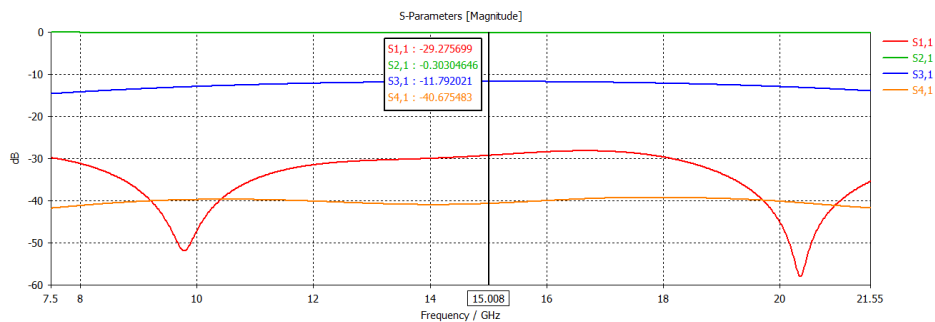


Ilustración 121. Parámetros S acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 2\text{mm}$ y libertad de parámetros

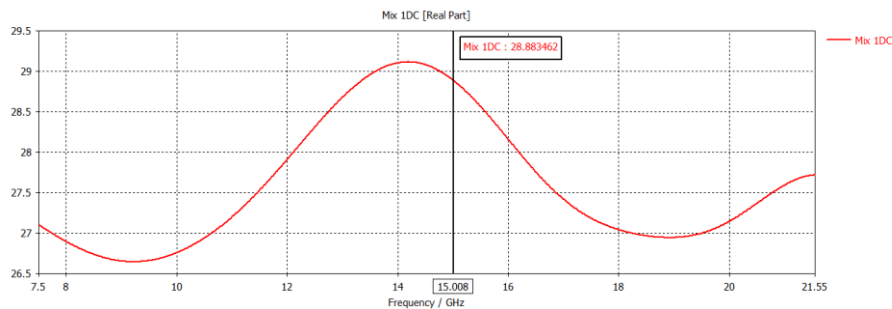


Ilustración 122. Directividad acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 2\text{mm}$ y libertad de parámetros

La comparación entre los diseños es la siguiente:

Parámetro(dB)	Diseño Marta	Diseño 12 dB (1,75mm)	Diseño 12 dB (2mm)
S11	≤ -25.7	≤ -30.89	≤ -28.20
S21	≥ -0.45	≥ -0.31	≥ -0.30
S31 (15GHz)	-10.84	-11.69	-11.79
S41	≤ -16.81	≤ -34.5	≤ -39.24
D	$4.82 \leq D \leq 11.88$	$21.7 \leq D \leq 56.61$	$26.65 \leq D \leq 29.11$
D (15GHz)	9.07	46.16	28.88
Dimensiones físicas (Longitud x Altura)	45.20 x 13.52 (mm)	61.53 x 19.40 (mm)	46.01 x 12.81 (mm)

Tabla 16. Comparativa acopladores direccionales $C = -12\text{dB}$

El análisis de los resultados en este caso se centrará en la mejora del parámetro S41 que proporciona unos valores muy elevados de directividad respecto al diseño de Marta. El valor de directividad obtenido en el diseño de 1.75mm de anchura es sin ninguna duda, fantástico. La diferencia es superior a los 35dB. Por otra parte, se observa que en este caso un aumento de la anchura interior produce un acercamiento al acoplo deseado. La diferencia entre el acoplo deseado y el obtenido en el caso de Marta era de 1.16dB, con 1.75mm es de 0.31dB y finalmente en el de 2mm de 0,21dB. Las dimensiones físicas mantienen las mismas conclusiones que los diseños de 8dB y 10dB.

5.1.4 Acoplador direccional con $C = -15\text{dB}$

Para finalizar esta primera etapa de diseños con diferentes acoplos y dimensiones libres, es decir, sin limitar las longitudes, se presentará de manera similar a los anteriores diseños los mismos resultados.

Primeramente, se presenta los valores geométricos obtenidos:

Parámetro	Diseño 15 dB(1,75mm)	Diseño 15dB (2mm)
gap (mm)	0.6951	0.9119
A (mm)	0.4445	0.3086
angle (grados)	23.410	27.671
l0 (mm)	2.6100	3.7337
lt (mm)	12.919	10.540
lc (mm)	2.2070	2.8427
l_ac (mm)	2.5244	4.7265
wcoax_int_ac (mm)	1.1638	1.1135

Tabla 17. Valores de los parámetros geométricos del acoplador direccional con $C = -15\text{dB}$ y libertad de parámetros

Seguidamente, se presentarán el diseño de ambos acompañado con las ilustraciones que representan su comportamiento:

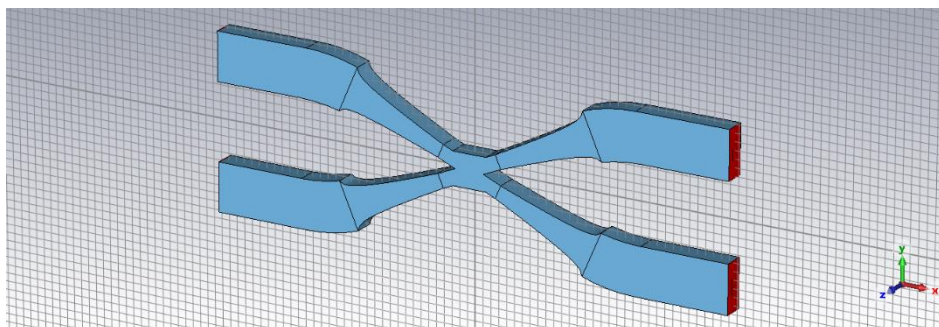


Ilustración 123. Geometría del acoplador direccional con $C = -15\text{dB}$ y libertad de parámetros

Los resultados obtenidos para una anchura de 1,75mm han sido:

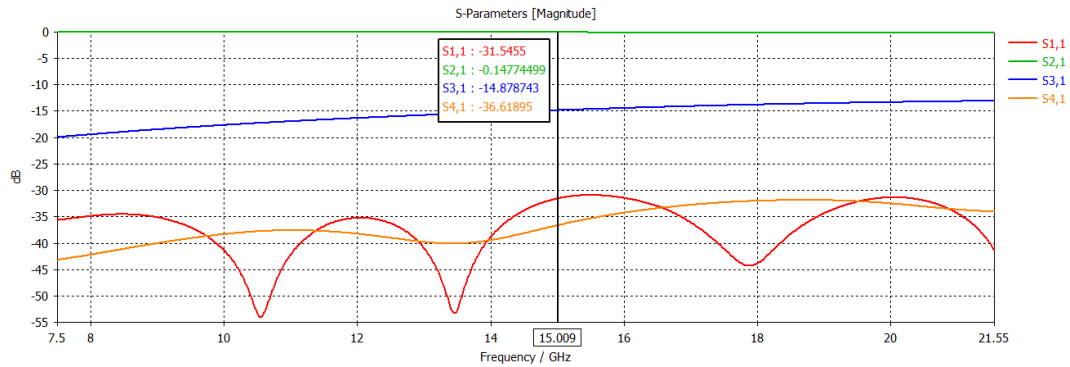


Ilustración 124. Parámetros S acoplador direccional con $C = -15\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 1.75\text{mm}$ y libertad de parámetros

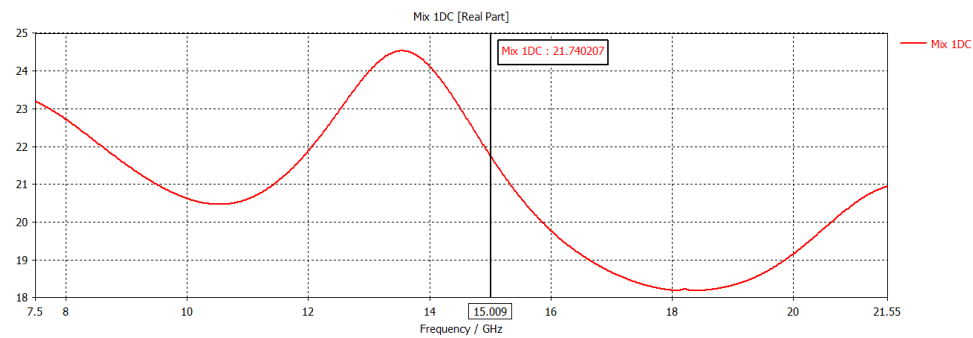


Ilustración 125. Directividad acoplador direccional con $C = -15\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 1.75\text{mm}$ y libertad de parámetros

Y para una anchura de 2mm los siguientes resultados:

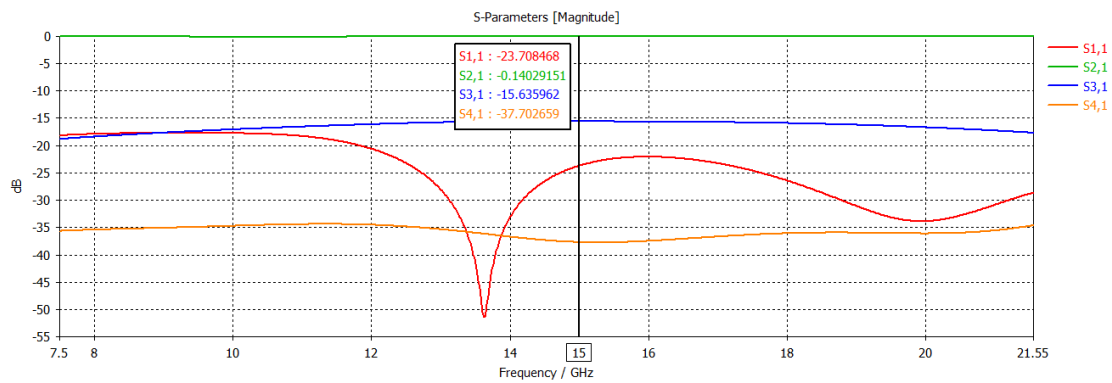


Ilustración 126. Parámetros S acoplador direccional con $C = -15\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 2\text{mm}$ y libertad de parámetros

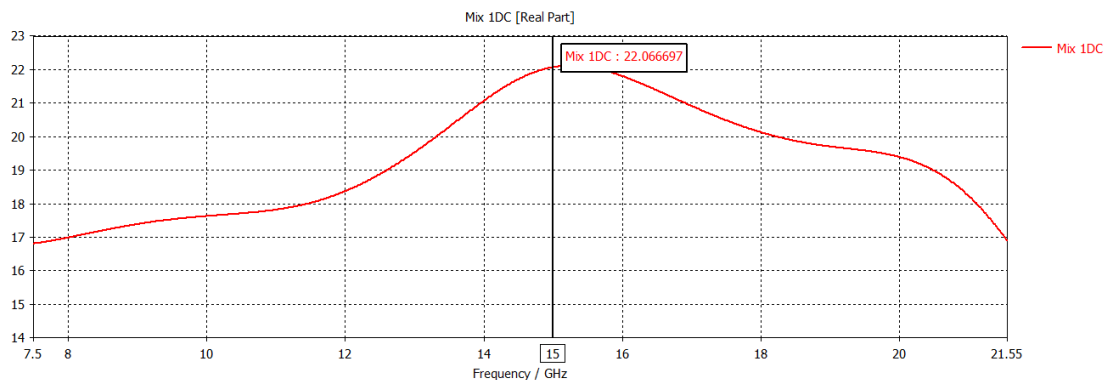


Ilustración 127. Directividad acoplador direccional con $C = -15\text{dB}$, $w_{\text{coax_peq}} = 2\text{mm}$ y libertad de parámetros

A continuación, se analizarán los valores obtenidos y se comprobará si cumplen con los requisitos deseados y preestablecidos.

Parámetro (dB)	Diseño Marta	Diseño 15 dB (1,75mm)	Diseño 15 dB (2mm)
S11	≤ -28.09	≤ -30.94	≤ -17.75
S21	≥ -0.22	≥ -0.22	≥ -0.16
S31 (15GHz)	-13.76	-14.88	-15.64
S41	≤ -19.11	≤ -31.86	≤ -34.39
D	$3.24 \leq D \leq 11.13$	$18.18 \leq D \leq 24.53$	$17.02 \leq D \leq 22.11$
D (15GHz)	8.38	21.74	22.07
Dimensiones físicas (Longitud x Altura)	39.82 x 13.96 (mm)	65.08 x 21.53 (mm)	63.80 x 22.87 (mm)

Tabla 18. Comparativa diseños C = -15dB

Sin ninguna duda, los diseños de 15dB han sido los peores en cuanto a prestaciones, pero aun así mejoran a sus antecedentes. Las pérdidas de inserción se mantienen respecto al diseño de Marta, aunque en el diseño de 2mm son más reducidas. El acoplo sigue estando lejos en el diseño de 2mm de anchura del conductor interior, aunque mejora al diseño de Marta que obtenía una diferencia de 1.24dB respecto al deseado y en este caso, se obtiene una diferencia de 0.64dB. El diseño de anchura del conductor interior de 1.75mm se encuentra muy cerca del valor deseado a la frecuencia central. Por otra parte, la directividad a la frecuencia central es superior a los 20dB, aunque existen intervalos del ancho de banda donde es inferior a los 20dB deseados.

5.2 Acoplador direccional con mismas dimensiones al diseño de Ángel

En este caso, el diseño se realizará para un acoplo de 10dB, y se mantendrá fija la longitud del brazo. Los parámetros que permiten modificar con la longitud del brazo son gap, wcoax_int_ac, angle y l_ac. Por otra parte, los parámetros longitudinales l0, lt y lc se pueden modelar de tal manera que la suma del conjunto de ellos sea igual a la longitud total del brazo del diseño de Ángel. Por lo tanto, en este caso la tabla de parámetros de diseños finales quedará de la siguiente forma:

Parámetro(mm)	Diseño 10 dB_Ángel	Diseño 10dB_Diseñado
gap	0.425	0.409
angle (grados)	26.52	21.62
l0	3.563	1.057
lt	1.579	7.222
lc	4.415	1.257
l_ac	4.264	4.057
wcoax_int_ac	1.310	0.980
lbrazo	9.545	9.537

Tabla 19. Parámetros geométricos del acoplador direccional con C = -10dB con dimensiones iguales al diseño de Ángel Belenguer

Se puede observar que la longitud del brazo es prácticamente la misma y cuyo valor es de 9.54mm. Analizando los parámetros, se observa una gran diferencia entre los parámetros angle y l_t (10 y l_c varían en función de la longitud de la transición) y cuyos valores entran dentro del rango obtenido con los estudios realizados anteriormente para mejorar el diseño. Por otra parte, $w_{coax_int_ac}$ mantiene los 50Ω gracias al valor obtenido y es una aportación esencial para mejorar el diseño.

El diseño obtenido es el siguiente:

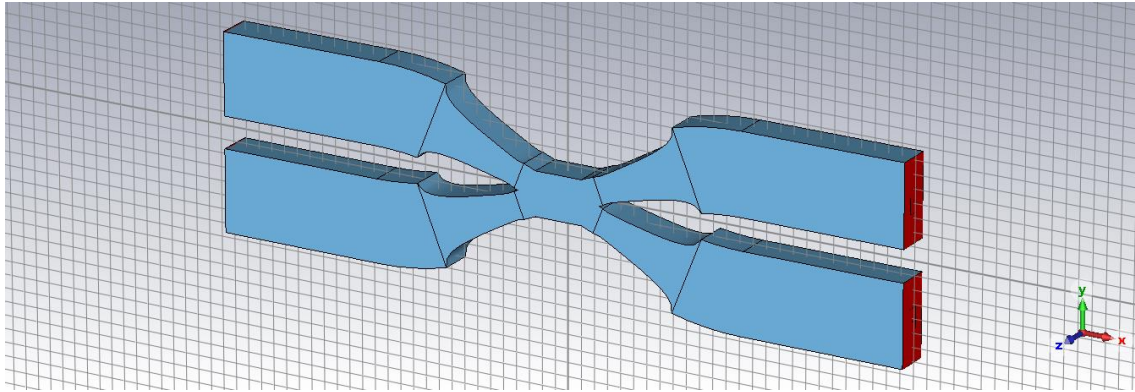


Ilustración 128. Geometría del acoplador direccional con $C = -10\text{dB}$ diseñado con dimensiones iguales al diseño de Ángel Belenguer

Por otra parte, los parámetros S obtenidos han sido:

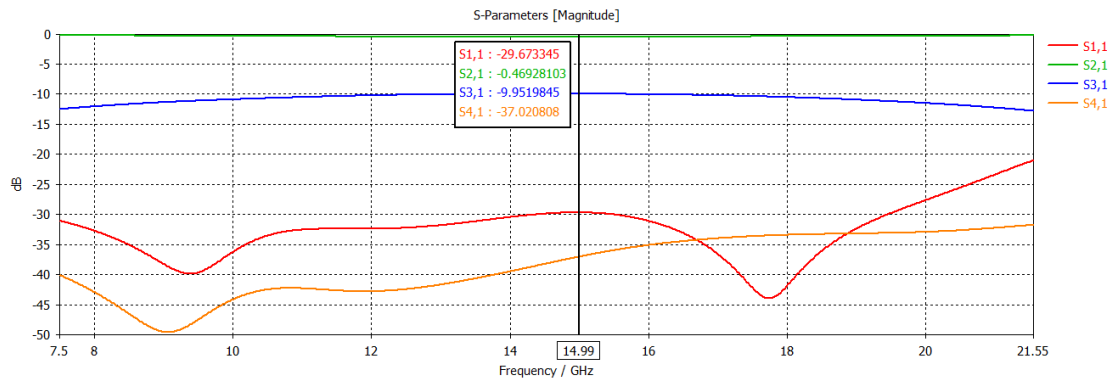


Ilustración 129. Parámetros S del acoplador direccional con $C = -10\text{dB}$ diseñado con dimensiones iguales al diseño de Ángel Belenguer

Y la Directividad:

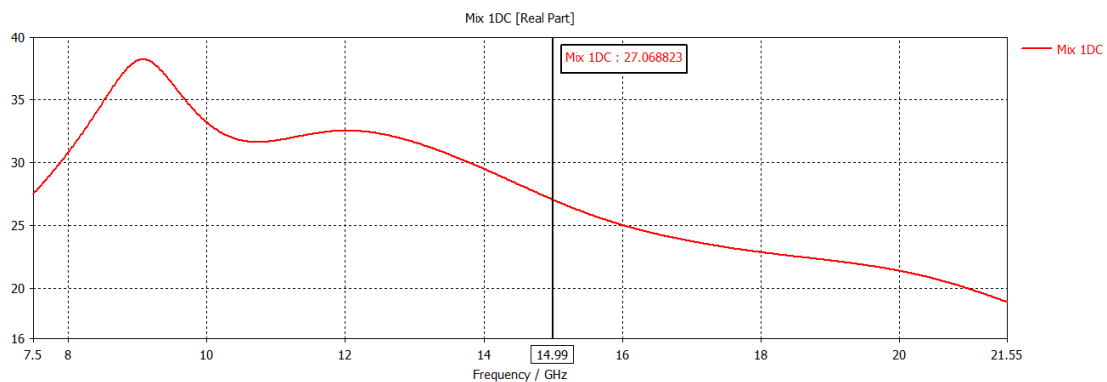


Ilustración 130. Directividad del acoplador direccional con $C = -10\text{dB}$ diseñado con dimensiones iguales al diseño de Ángel Belenguer

Recuperando la columna 2 de la tabla 6 donde se realizaba una comparación de los resultados obtenidos por el diseño de Ángel, se volverá a realizar la comparativa con el diseño explicado en los párrafos anteriores.

PARÁMETRO	DISEÑO REALIZADO (dB)	DISEÑO ÁNGEL BELENGUER (dB)
Directividad (dB)	$20.18 \leq D \leq 38.23$	$13 \leq D \leq 22.4$
S11(dB)	≤ -21.032	≤ -23
S21(dB)	≥ -0.47	≥ -0.48
S31(dB) (15 GHz)	-9.9519	-9.8032
S41(dB)	≤ -31.74	≤ -24
D (15 GHz)	27.020	22.078
Dimensiones físicas (Longitud x Altura)	51.79 x 14.33 (mm)	50.26 x 15.68 (mm)

Tabla 20. Comparativa

Comparando ambos diseños, se observa una mejoría en todos los parámetros estudiados e incluso la diferencia de directividad a la frecuencia central es considerablemente elevada. En el diseño de Ángel Belenguer, se obtenían 22.078dB de directividad, un valor realmente óptimo, pero sin duda el valor obtenido de 27.020dB hace que el dispositivo diseñado durante este proyecto haya mejorado y funcionará mejor físicamente. Por otra parte, el acoplo del diseño de Ángel Belenguer era muy bueno a la frecuencia central, pero decaía más bruscamente mientras que, el diseño mostrado anteriormente está más lejos del acoplo deseado a la frecuencia central, pero mantiene el valor de los 12 GHz a los 18GHz.

5.3 Acoplador direccional para un ancho de banda de 1GHz

En este caso, se realizará un diseño de un acoplador direccional de acoplo 12dB para un ancho de banda reducido buscando los mejores resultados de los parámetros estudiados con anterioridad. La frecuencia central del diseño será de 15GHz con un ancho de banda de 1GHz, por lo tanto el rango de frecuencias de estudio estará comprendido entre 14.5 y 15.5GHz.

De manera análoga se presentan los parámetros con sus respectivos valores:

Parámetro	Diseño 12 dB(1GHz)
gap (mm)	0.5240
A (mm)	-0.0596
angle (grados)	21.634
l0 (mm)	1.0414
lt (mm)	13.552
lc (mm)	9.3865
l_ac (mm)	2.0053
wcoax_int_ac (mm)	0.6636

Tabla 21. Valores de los parámetros geométricos del acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$ y ancho de banda de 1GHz

El diseño para un acoplo de 12dB se muestra a continuación:

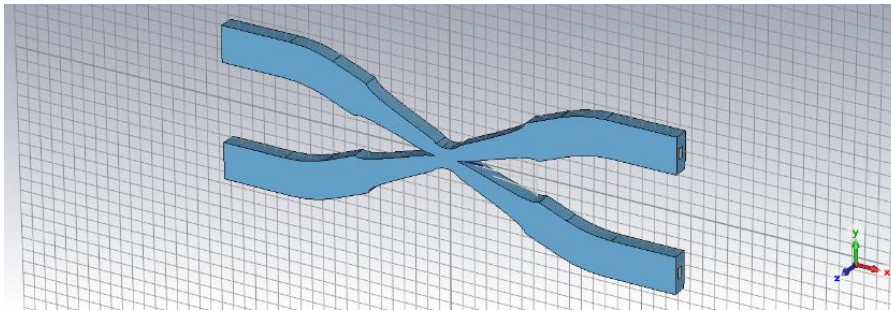


Ilustración 131. Geometría geométricos del acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$ y ancho de banda de 1GHz

Además, los parámetros S y la Directividad se presenta a continuación:

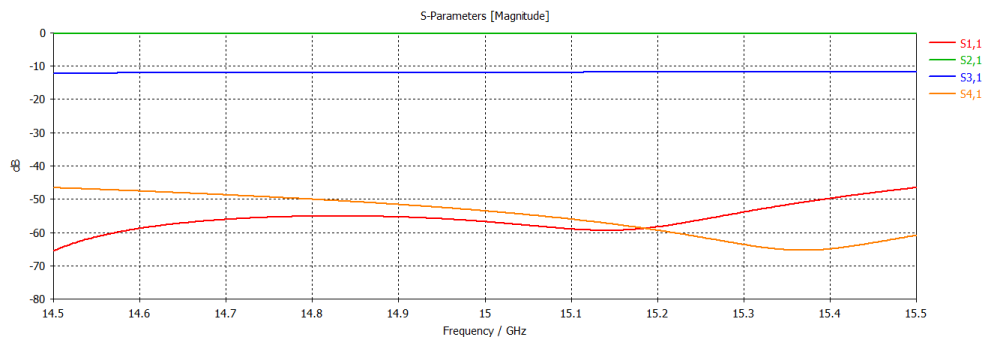


Ilustración 132. Parámetros S geométricos del acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$ y ancho de banda de 1GHz

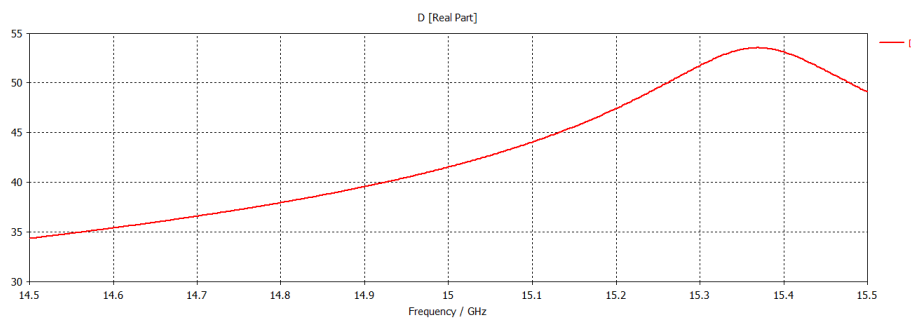


Ilustración 133. Directividad geométricos del acoplador direccional con $C = -12\text{dB}$ y ancho de banda de 1GHz



Como se ha acontecido, se presenta la tabla comparativa con los valores más significativos:

Parámetro(dB)	Diseño 12 dB (1GHz)
S11	≤ -46.55
S21	≥ -0.29
S31 (15GHz)	-11.994
S41	≤ -46.57
D	$34.37 \leq D \leq 53.52$
D (15GHz)	41.54
Dimensiones físicas (Longitud x Altura)	76.59 x 25.10 (mm)

Tabla 22. Resultados obtenidos

En este caso, se buscaba la mayor directividad posible en un ancho de banda reducido. Al realizar la optimización en un intervalo de frecuencia más reducido se ha mejorado considerablemente la directividad, asegurando los casi 35dB de Directividad en todo el rango y una directividad de 41.54dB a la frecuencia central. El dispositivo obtenido en simulación es más largo respecto a los diseños anteriores demostrando que a mayor longitud se obtienen las mejores prestaciones en cuanto a directividad.

Capítulo 6. Fabricación

La fabricación ocupa una de las partes más esenciales del proceso de diseño de un dispositivo. Obtenidos varios diseños viables para aplicaciones prácticas, se procede a la fabricación del acoplador direccional que permitirá comprobar si los resultados obtenidos en simulación son parecidos a las medidas, validando así la geometría propuesta, y cumpliendo con los requisitos esperados. En este proyecto, se ha decidido fabricar un único dispositivo, el cual corresponde con el mejor diseño a nivel de prestaciones. El diseño elegido para la fabricación ha sido el diseño con un acoplo de 12dB y una anchura de 2mm, por su alta directividad a la frecuencia central (28.88dB) acompañadas por unos óptimos parámetros S tanto a nivel de acoplo a la frecuencia central (-11.79dB) como a nivel de pérdidas de inserción (≥ -0.3 dB) y por sus dimensiones físicas (46.01mm x 12.81 mm) que permiten una fabricación más sencilla.

A continuación, se añade una ilustración que muestra un funcionamiento excelente del dispositivo diseñado. Por el puerto aislado (4) se obtiene una señal prácticamente descartable debido a la gran directividad obtenida. Idealmente, es infinita esta última y en este caso el valor obtenido se puede considerar muy bueno. Por otra parte, la muestra de señal obtenida por el puerto de salida (2) no se ve perjudicado por las pérdidas ya que estas son relativamente pequeñas.

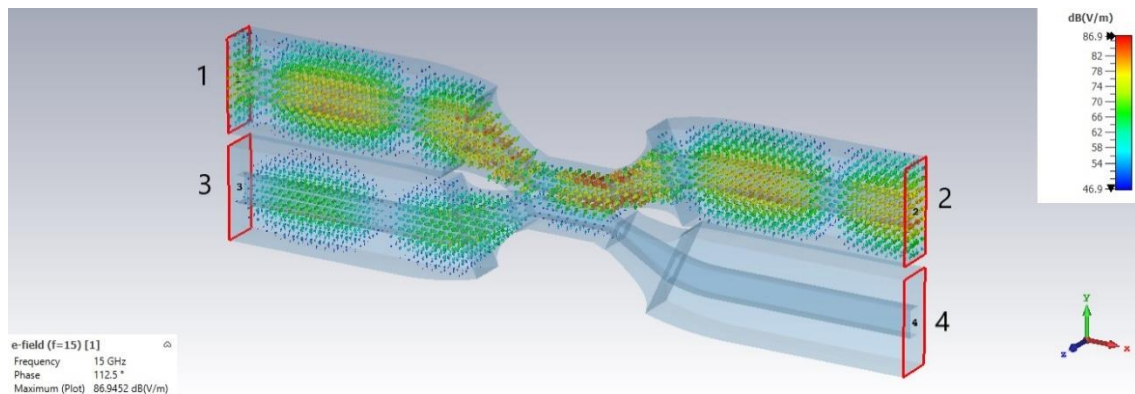


Ilustración 134. Funcionamiento diseño elegido para fabricación

6.1 Materiales

Los materiales utilizados para la fabricación del acoplador direccional han sido FR4 (laminado epoxi de fibra de vidrio), el cual es comúnmente utilizado en las PCB por su gran resistencia al agua, fuerza y aislamiento entre las diversas capas que conforman la PCB. En este caso, el sustrato FR4 se ha utilizado debido a su bajo coste y por la función de las tapas de confinar el campo. Por otra parte, en el grueso central se ha empleado sustrato Rogers 4003C con una altura de $h=0.813$ mm, una permitividad de 3.55 y un espesor de la metalización de 0.153mm. El sustrato Rogers 4003C, destaca por su gran rendimiento en frecuencias altas y acompañado por unas bajas pérdidas a precios muy competitivos por su fácil fabricación e integración.

6.2 Herramientas de fabricación

En el proceso de fabricación del dispositivo es importante conocer cuáles son las principales herramientas disponibles en las instalaciones y que ayudarán en la obtención del dispositivo físico. Las herramientas que se expondrán más adelante, ofrecen un alto rendimiento y cubren los principales procesos de trabajo sobre una PCB, que son:

1. Corte
2. Borrado
3. Agujereado
4. Metalización
5. Soldadura

Las herramientas disponibles en el mercado que han sido utilizadas para la fabricación en este proyecto se presentan a continuación con su respectiva descripción.

- **Fresadora Láser:** Consiste en una máquina o herramienta que realiza el proceso de mecanizado de varias piezas en 2D o 3D a partir de la utilización de un láser como elemento de corte. La herramienta que dispone en las instalaciones la UCLM (Universidad de Castilla-La Mancha) es la fresadora láser LPKF ProtoLaser U3. Su principal uso es en el proceso de cortado y borrado. Ofrece una resolución de $20\mu\text{m}$. La principal ventaja es su exacta precisión y por este motivo se utilizará para realizar los debidos borrados en aquellos accesos a líneas planares.



Ilustración 135. Fresadora Láser LPKF ProtoLaser U3

- **Fresadora Mecánica:** Consiste en una tecnología muy similar a la explicada en el punto anterior. En este caso será utilizada a través de la rotación de una broca, para extraer una parte del material deseado. Se dispone de la fresadora mecánica LPKF ProtoMat S103. La fresadora nombrada recientemente ofrece una resolución de $0,5\mu\text{m}$ como valor máximo. Su utilización en el proceso de fabricación será para llevar a cabo las operaciones tanto en los cortes exteriores como para la realización del agujereado.

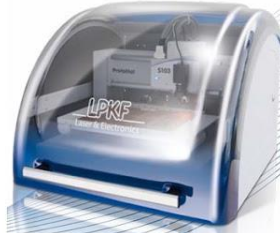


Ilustración 136. LPKF ProtoMat S103

- **Tecnología de metalización:** Tal y como su propio nombre indica, esta herramienta permite metalizar, a través de los procesos de limpiado y desengrasado, realización de un baño en activador y la electrodeposición, las zonas de contorno del sustrato que no están metalizados tras haber realizado el proceso de corte. La herramienta disponible en este caso es la metalizadora LPKF MiniContact RS.



Ilustración 137. LPKF MiniContact RS

- **Soldadura:** El proceso de soldadura se realiza con el horno LPKF ProtoFlow S/N2, el cuál basa su funcionamiento en el soldado por reflujo como técnica principal. El soldado por reflujo es empleado fundamentalmente en componentes SMD. Consiste en la solidificación de la pasta de soldadura (compuesto viscoso formado por una mezcla de flux y material soldante (con o sin plomo)) sin llegar a sufrir daños por sobrecalentamiento, es decir, se mantiene la temperatura controlada.



Ilustración 138. LPKF ProtoFlow S/N2

El proceso de soldadura está formado por 4 fases:

1. El horno se debe precalentar
2. Las placas se introducen al horno tras alcanzar la temperatura deseada en la fase 1.
3. Se realiza un aumento de la temperatura hasta llegar a su máximo.
4. Finalización con el proceso de refrigeración.

6.3 Proceso de fabricación

Tras diseñar todos los dispositivos planteados, realizar sus posteriores simulaciones y análisis de resultados y explicar detalladamente tanto los materiales como las tecnologías de fabricación empleadas se procede a fabricar el dispositivo elegido.

Se partirá de los ficheros CST realizados y mediante una etapa intermedia que se explicará a continuación, se procederá a la manufactura física del dispositivo. La etapa intermedia consiste en el desarrollo de una serie de archivos que servirán como modelo de ruta tanto para la fresadora mecánica como para la fresadora láser. Estos archivos reciben el nombre de archivos gerber. Los archivos gerber son un formato de archivo que engloba la información fundamental para poder realizar la fabricación de una PCB. En este proyecto, los archivos gerber se obtienen a través de la conversión del modelo creado en 3D en CST. Los archivos gerber son realmente necesarios para poder realizar los procesos explicados anteriormente y poder obtener una óptima fabricación de la PCB deseada. El proceso de obtención de los archivos gerber es el siguiente:

1. Elaboración de los componentes necesarios en un proyecto CST.
2. Elaboración de un sistema de coordenadas para cada componente para no sobrescribir información.
3. Modelar los contornos o planos de dos dimensiones.
4. Exportación de los archivos como extensión gerber.

Una vez terminadas las fases software del proyecto, se procede a seguir con las fases hardware. La primera fase será la realización de los agujeros de las vías y el proceso de cortado exterior con el uso de la fresadora mecánica. Seguidamente, los cortes interiores se obtendrán con la fresadora láser.

La segunda fase consistirá en la metalización de las zonas donde el sustrato se halle al aire. Con posterioridad, se seguirá con el proceso de borrado mediante la fresadora láser.

Para terminar con la fabricación, las fases previas a la obtención del dispositivo físico será la ejecución del agujereado requerido para poder ensamblar a través de los tornillos. Finalmente, se realizará el soldado de las capas a través del horno de soldadura empleando la técnica de soldadura por reflujo.

Capítulo 7. Conclusiones y líneas futuras.

Tras un análisis y un trabajado proyecto, ha llegado el momento de deliberar si se han cumplido los objetivos especificados o no se han logrado. Además, se expondrán varios factores que permiten obtener un diseño con mejores prestaciones y vendrán extraídos de los resultados obtenidos.

A continuación, se exponen varios factores que determinan el diseño:

1. La anchura de entrada a líneas acopladas afecta notablemente a la Directividad, tal y como se ha podido comprobar a lo largo del presente documento. De manera general, anchuras pequeñas, proporcionan valores de directividad mayores, sin embargo, complican notablemente el proceso de fabricación.
2. A menor acoplo existen menos pérdidas de inserción.
3. Una mayor longitud de la transición en la cual se asegura una impedancia constante proporciona mejores resultados que una longitud más corta.
4. Cabe destacar la importancia de realizar un diseño equitativo tanto en simulación como en fabricación ya que un diseño puede ser óptimo en simulación, pero imposible de fabricar.

Por otra parte, se establecieron unos objetivos previos y se procede a comprobar si se han cumplido o no.

Uno de los objetivos establecidos fue el de diseñar una serie de diseños. En este caso, se habían preestablecido diseños para un acoplo de 8,10,12,15dB , un diseño con las dimensiones similares al diseño de Ángel Belenguer y otro diseño para la frecuencia central de 15 GHz con un ancho de banda de 1 GHz. Anteriormente, se han presentado y explicado los diseños elaborados.

Por otra parte, se puso como objetivo superar en todo el ancho de banda los 20dB de directividad. A continuación, se recalca los valores obtenidos de Directividad en todos los diseños realizados:

Diseño	Directividad (dB)
8dB(1.75mm)	$24.59 \leq D \leq 30.08$
8dB(2mm)	$20.19 \leq D \leq 28.51$
10dB(1.75mm)	$25.38 \leq D \leq 36.54$
10dB(2mm)	$25.29 \leq D \leq 31.37$
12dB(1.75mm)	$21.7 \leq D \leq 56.61$
12dB(2mm)	$26.65 \leq D \leq 29.11$
15dB(1.75mm)	$18.18 \leq D \leq 24.53$
15dB(2mm)	$17.02 \leq D \leq 22.11$
Dimensiones Ángel	$20.18 \leq D \leq 38.23$
Diseño 1GHz	$34.37 \leq D \leq 53.52$

Tabla 23. Comparativa Directividad

Observando, la tabla anterior se comprueba que todos los diseños superan los 20dB de Directividad, excepto los diseños de 15dB que se acercan, pero no garantizan los 20dB de Directividad en todo el ancho de banda.

Otro de los objetivos era mejorar el parámetro S11 respecto al diseño de Ángel Belenguer, cuyo valor era de -23dB y se había concretado un objetivo de -25dB en los diseños. Los valores mínimos obtenidos en el rango estudiado se exponen a continuación:

Diseño	Parámetro S11 (dB)
8dB(1.75mm)	-28.43
8dB(2mm)	-27.76
10dB(1.75mm)	-27.43
10dB(2mm)	-28.45
12dB(1.75mm)	-30.89
12dB(2mm)	-28.20
15dB(1.75mm)	-30.94
15dB(2mm)	-17.75
Dimensiones Ángel	-21.032
Diseño 1GHz	-46.55

Tabla 24. Comparación parámetro S11 respecto al objetivo inicial

Haciendo autocrítica hay dos diseños que no mejoran en este apartado respecto al diseño de Ángel Belenguer, pero es un precio a pagar para ganar directividad en el rango de frecuencia estudiado. Por otra parte, los otros diseños no solo mejoran el diseño de Ángel Belenguer en el caso de un acoplo de 10dB, sino que superan los 25dB establecidos como objetivo.

El estudio riguroso de los diseños anteriores se puede observar en el capítulo 5 y ha sido sin ninguna duda una parte fundamental para llegar a los resultados mostrados.

Como línea futura se queda la fabricación del dispositivo, que será fabricado, medido y validado tras la finalización de este proyecto, y que no ha sido posible su fabricación debido a situaciones independientes al realizador del proyecto.

Mirando hacia el futuro, pero sin obviar la realidad inmediata, la línea de transmisión ESICL está cumpliendo con creces los objetivos especificados en su creación. Esta línea de transmisión permite soñar con llegar algún día a las prestaciones de la guía de onda rectangular manteniendo un bajo coste, peso y volumen además de una fácil integración con otras tecnologías.

En cuanto a la utilidad del acoplador, una vez fabricado, medido y validado se podrá empezar a utilizar en las diferentes aplicaciones expuestas anteriormente.

Por último, este proyecto ha servido para mejorar las competencias transversales ya contempladas durante el grado pero que forman parte de aspectos básicos de la vida como la planificación y gestión del tiempo, el pensamiento crítico, el diseño mediante la innovación y la creatividad acompañado de comprensión e integración y finalmente, la aplicación del pensamiento práctico.

Capítulo 8. Bibliografía

- [1] D. Deslandes and K. Wu, “Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 11, no. 2, pp. 68–70, 2001, doi: 10.1109/7260.914305.
- [2] A. Belenguer, H. Esteban, and V. Boria, “Novel Empty Substrate Integrated Waveguide for High-Performance Microwave Integrated Circuits,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, pp. 832–839, 2014, doi: 10.1109/TMTT.2014.2309637.
- [3] A. Alphones, M. Mujumdar, and C. Jin, “Substrate integrated waveguide and its applications to leaky wave antennas,” in *2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, 2013, pp. 470–472, doi: 10.1109/APMC.2013.6694834.
- [4] Z. Kordiboroujeni and J. Bornemann, “New Wideband Transition From Microstrip Line to Substrate Integrated Waveguide,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 12, pp. 2983–2989, 2014, doi: 10.1109/TMTT.2014.2365794.
- [5] R. Vincenti Gatti, R. Rossi, and M. Dionigi, “Broadband Right-Angle Rectangular Waveguide to Substrate Integrated Waveguide Transition with Distributed Impedance Matching Network,” *Appl. Sci.*, vol. 9, no. 3, 2019, doi: 10.3390/app9030389.
- [6] M. Esmaceli and J. Bornemann, “Substrate Integrated Waveguide Triple-Passband Dual-Stopband Filter Using Six Cascaded Singlets,” *Microw. Wirel. Components Lett. IEEE*, vol. 24, pp. 439–441, 2014, doi: 10.1109/LMWC.2014.2316242.
- [7] M. Abdolhamidi and M. Shahabadi, “X-Band Substrate Integrated Waveguide Amplifier,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 18, no. 12, pp. 815–817, 2008, doi: 10.1109/LMWC.2008.2007711.
- [8] N. Esparza, P. Alcón, L. F. Herrán, and F. Las-Heras, “Sectoral H-plane SBFSS-SIW horn antenna,” in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2017, pp. 819–820, doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072452.
- [9] Z. Zakaria and B. H. Ahmad, “Design of SIW bandpass filter with 6 dB offset,” in *2011 IEEE International RF Microwave Conference*, 2011, pp. 87–90, doi: 10.1109/RFM.2011.6168702.
- [10] J. A. Martínez, J. J. de Dios, A. Belenguer, H. Esteban, and V. E. Boria, “Integration of a Very High Quality Factor Filter in Empty Substrate-Integrated Waveguide at -Band,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 28, no. 6, pp. 503–505, Jun. 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2833214.
- [11] A. Belenguer, M. D. Fernandez, J. A. Ballesteros, J. J. de Dios, H. Esteban, and V. E. Boria, “Compact Multilayer Filter in Empty Substrate Integrated Waveguide With Transmission Zeros,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 66, no. 6, pp. 2993–3000, Jun. 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2823306.
- [12] M. D. Fernandez, J. A. Ballesteros, and A. Belenguer, “Design of a Hybrid Directional Coupler in Empty Substrate Integrated Waveguide (ESIW),” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 25, no. 12, pp. 796–798, 2015, doi: 10.1109/LMWC.2015.2496803.
- [13] J. Mateo, A. M. Torres, A. Belenguer, and A. L. Borja, “Highly Efficient and Well-Matched Empty Substrate Integrated Waveguide H-Plane Horn Antenna,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 1510–1513, 2016, doi: 10.1109/LAWP.2016.2516103.
- [14] E. Miralles, A. Belenguer, H. Esteban, and V. Boria, “Cross-guide Moreno directional coupler in empty substrate integrated waveguide,” *Radio Sci.*, vol. 52, no. 5, pp. 597–603, May 2017, doi: 10.1002/2017RS006244.
- [15] A. Belenguer, A. L. Borja, H. Esteban, and V. E. Boria, “High-Performance Coplanar Waveguide to Empty Substrate Integrated Coaxial Line Transition,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, no. 12, pp. 4027–4034, 2015, doi: 10.1109/TMTT.2015.2496271.
- [16] F. Quiles, Á. Belenguer, J. Á. Martínez, V. Nova, H. Esteban, and V. Boria, “Compact Microstrip to Empty Substrate-Integrated Coaxial Line Transition,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 28, no. 12, pp. 1080–1082, 2018, doi: 10.1109/LMWC.2018.2874280.

- [17] A. Borja, Á. Belenguer, H. Esteban, and V. Boria, "Design and Performance of a High-Q Narrow Bandwidth Bandpass Filter in Empty Substrate Integrated Coaxial Line at K_u -Band," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 27, pp. 977–979, 2017.
- [18] L. Martínez, A. Belenguer, V. E. Boria, and A. L. Borja, "Compact Folded Bandpass Filter in Empty Substrate Integrated Coaxial Line at K_u -Band," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 29, no. 5, pp. 315–317, 2019, doi: 10.1109/LMWC.2019.2909178.
- [19] J. M. Merello, V. Nova, C. Bachiller, J. R. Sánchez, A. Belenguer, and V. E. Boria Esbert, "Miniaturization of Power Divider and 90° Hybrid Directional Coupler for C-Band Applications Using Empty Substrate-Integrated Coaxial Lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 66, no. 6, pp. 3055–3062, 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2828089.
- [20] D. Gómez, H. Esteban, A. Belenguer, V. E. Boria, and A. L. Borja, "Stop Band Continuous Profile Filter in Empty Substrate Integrated Coaxial Line," *Appl. Sci.*, vol. 8, no. 11, 2018, doi: 10.3390/app8112176.
- [21] A. Belenguer *et al.*, "Empty Substrate - Integrated Waveguides: A Low - Cost and Low - Profile Alternative for High - Performance Microwave Devices," pp. 1–23, 2020, doi: 10.1002/047134608x.w8411.
- [22] J. Sánchez del Río Sáez, "DESARROLLO DE UN BIOSENSOR FOTÓNICO DE ALTA SENSIBILIDAD BASADO EN INTERFERÓMETROS MACH-ZEHNDER INTEGRADOS EN TECNOLOGÍA DE SILICIO," 2007.
- [23] Redislogar.sa, "https://www.redislogar.com/media/multimedia/ficheros/49.pdf." <https://www.redislogar.com/media/multimedia/ficheros/49.pdf>.
- [24] M. Varona Corella, "Diseño de un acoplador direccional en tecnología de línea coaxial vacía integrada en sustrato," Dec. 2020, Accessed: Aug. 19, 2021. [Online]. Available: <https://riunet.upv.es:443/handle/10251/156884>.
- [25] Nardamimicrowave, "https://nardamiteq.com/docs/078-COUPPLERS.PDF." <https://nardamiteq.com/docs/078-COUPPLERS.PDF>.
- [26] G. Sanna, G. Montisci, Z. Jin, A. Fanti, and G. A. Casula, "Design of a Low-Cost Microstrip Directional Coupler with High Coupling for a Motion Detection Sensor," *Electronics*, vol. 7, no. 2, 2018, doi: 10.3390/electronics7020025.
- [27] M. Steer, "Directional Coupler," North Carolina State University, 2021. [Online]. Available: <https://eng.libretexts.org/@go/page/41061>.
- [28] D. V. N. Méndez, L. F. Suárez, and M. B. Escudero, "Acoplador direccional compacto con tecnología SIW en la banda Ku," 2010.
- [29] D. Pozar, *Microwave Engineering 4th edition*. New York: John Wiley & Sons, 2005.
- [30] J. A. Ruiz-Cruz, J. R. Montejo-Garai, J. M. Rebollar, A. I. Daganzo, and I. Hidalgo-Carpintero, "Design of Riblet-type couplers for Ka band applications," in *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007, pp. 4276–4279, doi: 10.1109/APS.2007.4396486.
- [31] L. Young, "Synchronous Branch Guide Directional Couplers for Low and High Power Applications," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 10, no. 6, pp. 459–475, 1962, doi: 10.1109/TMTT.1962.1125554.
- [32] M. Azar, M. Kamyab, M. Djavid, and K. Toosi, "Design and Manufacturing the Balance Amplifier Using the Lange Coupler in X-Band," 2009.
- [33] A. Belenguer, "TEMA 5: Divisores de potencia y acopladores direccionales." 2020.
- [34] C. Alexander and M. Sadiku, "Fundamentos de Circuitos Eléctricos," 5th ed., .
- [35] J. M. Merello Giménez, "Desarrollo de dispositivos pasivos de microondas en tecnología ESICL," Dec. 2017, Accessed: Aug. 19, 2021. [Online]. Available: <https://riunet.upv.es:443/handle/10251/91759>.



- [36] L. Martinez, V. Laur, A. L. Borja, P. Quéffélec, and A. Belenguer, “Low Loss Ferrite Y-Junction Circulator Based on Empty Substrate Integrated Coaxial Line at Ku-Band,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 104789–104796, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2931588.
- [37] T.-S. Chen, “Determination of the Capacitance, Inductance, and Characteristic Impedance of Rectangular Lines,” *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 8, no. 5, pp. 510–519, 1960, doi: 10.1109/TMTT.1960.1124779.
- [38] F. D. Parra Balzar and C. Tipán Iza, “Diseño e implementación de un acoplador direccional para su utilización en un laboratorio de antenas y microondas de bajo costo,” University Israel, 2019.

Capítulo 9. Anexo

Anchura_esicl.m

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

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

f=@(wcoax) impedancia_esicl_aprox(wcoax,wcoax_int,hcoax_int,hcoax,epsilon_r)-Z0;

wcoax0=fzero(f,wcoax_int*3);
wcoax=wcoax0;

f2=@(wcoax) impedancia_esicl(wcoax,wcoax_int,hcoax_int,hcoax,epsilon_r)-Z0;

wcoax=fzero(f2,wcoax_int*3);

end
```

Anchura_esicl2.m

```
function wcoax=anchura_esicl2(Z0,wcoax_int,hcoax_int,hcoax,epsilon_r)

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

%f=@(wcoax)
impedancia_esicl_aprox(wcoax,wcoax_int,hcoax_int,hcoax,epsilon_r)-Z0;

%wcoax0=fzero(f,wcoax_int*3);
%wcoax=wcoax0;

f2=@(wcoax) impedancia_esicl(wcoax,wcoax_int,hcoax_int,hcoax,epsilon_r)-Z0;

wcoax=fzero(f2,wcoax_int*3);

end
```

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);
```

Calcula Transición.m

```
lin_x = 8
wcoax = 6
Ataper=0.41346419151842
wcoax_int = 1.7532
wcoax_int_peq = 0.89536
wcoax_peq = 2.544
b = lin_x-2*Ataper*lin_x;
w_op = 1.725
y = ((w_op - wcoax_int_peq) / (wcoax_int - wcoax_int_peq))
```

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
```

impedancia acopladas esicl.m

```
function
[Z0e,Z0o]=impedancia_acopladas_esicl(gap,wcoax_int1,wcoax_int2,wcoax,hcoax_i
nt,hcoax,sep,epsilon_r)

if(nargin<6)
    error('Numero de argumentos insuficiente');
elseif(nargin==6)
    sep=(wcoax-(wcoax_int1+wcoax_int2+gap))/2;
    epsilon_r=1;
elseif(nargin==7)
    epsilon_r=1;
end

%Discretizacion
Np_hout=150;
Np_hint1=round(wcoax_int1/wcoax*Np_hout);
Np_hint2=round(wcoax_int2/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_int1/Np_hint1;
w_hint2=wcoax_int2/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_int1/2+wcoax_int1/(2*Np_hint1),wcoax_int1/2-
wcoax_int1/(2*Np_hint1),Np_hint1)';
yint1_h= repmat(hcoax_int/2,[Np_hint1 1]);
```

```
xint1_v= repmat(wcoax_int1/2,[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_int2/2+wcoax_int2/(2*Np_hint2),wcoax_int2/2-
wcoax_int2/(2*Np_hint2),Np_hint2)';
yint2_h= repmat(hcoax_int/2,[Np_hint2 1]);

xint2_v= repmat(wcoax_int2/2,[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_int1/2;
xint2=xint2-wcoax/2+sep+wcoax_int1+gap+wcoax_int2/2;

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*epsilonnr);

q1=q1*(epsilon0*epsilonnr);

Q1=sum(w(length(xout)+1:length(xout)+length(xint1)).*q1(length(xout)+1:length
h(xout)+length(xint1)));
Q2=sum(w(length(xout)+length(xint1)+1:length(xout)+length(xint1)+length(xint
2)).*q1(length(xout)+length(xint1)+1:length(xout)+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(xout)+1:lengt
h(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
```

Optimiza_acopladas.m

```
gap_ini=0.5e-3;
wcoax_int1_ini=1.4e-3;
sep_ini=5.7e-3;
xini=[gap_ini;wcoax_int1_ini;sep_ini];
options=optimset('display','iter');
[x,fval,eflag,output] = fminsearch(@optim,xini,options);

function error=optim(x)
Cobj=-10;
gap=x(1);
wcoax_int1=x(2);
wcoax_int2=x(2);
sep=x(3);
wcoax=gap+wcoax_int1+wcoax_int2+2*sep;
hcoax=2.598e-3;
hcoax_int=0.866e-3;
epsilon0r=1;

[Z0e,Z0o]=impedancia_acopladas_esicl(gap,wcoax_int1,wcoax_int2,wcoax,hcoax_i
nt,hcoax,sep,epsilon0r);

C=20*log10(abs((Z0e-Z0o)/(Z0e+Z0o)));
error=abs(Cobj-C);

end
```