

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

Diseño de antenas de bocina sobre SIW

Luis Ignacio Rubio Mejía

Septiembre 2014

Diseño de antenas de bocina sobre SIW

AUTOR: Luis Ignacio Rubio Mejía

TUTOR: José Luis Masa Campos

Grupo de Radiofrecuencia, Circuitos, Antenas y Sistemas



Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Resumen

El objetivo de este proyecto es conseguir combinar la tecnología SIW con la construcción de antenas de bocina, a partir de diseños en guía de onda tradicional. La tecnología de guía de onda integrada en sustrato (Substrate Integrated Waveguide, SIW) permite construir guías de onda en tecnología impresa con un coste de fabricación reducido, así como menor volumen y peso. Por otra parte, las antenas de bocina aportan una muy buena directividad y pérdidas relativamente bajas.

El proyecto se centrará en antenas de bocina con apertura en el plano H (mantienen la altura y varían la anchura) para la banda Ku (16.3 - 17.7GHz).

La primera parte del proyecto consistirá en realizar simulaciones mediante distintas herramientas software. Inicialmente se partirá de diseños sencillos del elemento unitario para posteriormente poder obtener un array de antenas de bocina y la red de alimentación correspondiente que será el objetivo final. Así mismo, también se estudiarán distintos conectores para su alimentación y su posible aplicación al diseño.

A partir de dichas simulaciones se construirán en el taller de circuitos impresos de la Escuela los distintos prototipos obtenidos y se realizarán medidas empíricas para corroborar los resultados, igualmente se hará partiendo de los primeros modelos más simples hasta alcanzar un array de antenas de bocina.

Palabras clave

Guía de onda, guía de onda sobre sustrato (SIW), línea microstrip, parámetros S, adaptación, pérdidas, reflexión, transmisión, antena, array, bocina, banda Ku, conector SMA, iris, sustrato, directividad, diagrama de radiación, vías de sintonía.

Abstract

The goal of this project is to combine technology SIW with horn antenna construction, from traditional designs in waveguide . The substrate integrated waveguide (SIW) technology allows to build waveguides in print technology with a reduced manufacturing cost as well as lower volume and weight. Furthermore, horn antennas provide a good directivity and relatively low losses .

The project will focus on horn antennas in the H plane (maintaining the height and varying width) in the Ku band (16.3 - 17.7GHz).

The first part of the project will perform simulations using different software tools. Initially it starts from simple designs unitary element to subsequently obtain an array of horn antennas and the corresponding power network will be the ultimate goal. Likewise, different connectors for power and its possible application to the design were also studied.

From these simulations will be built in the workshop of printed circuits of the School different prototypes obtained and empirical measurements were performed to corroborate the results , also will be starting off from the first simple models to reach an array horn antenna.

Key words

Waveguide, substrate integrated waveguide (SIW), microstrip line, S parameter, adaptation, losses, reflection, transmission, antenna, array, horn, Ku band, SMA connector, iris, substrate, directivity, radiation pattern, tuning via.

Agradecimientos

Llegado a este punto no puedo evitar mirar atrás con cierta nostalgia, se termina el último capítulo de una etapa de mi vida. Ha sido un desafío continuo, no sólo durante estos últimos meses de Proyecto sino también los años previos... ¡Pero ha sido una etapa muy feliz! Y todo esto ha sido posible gracias a mucha gente. No soy muy dado a estas cosas, pero creo que la ocasión lo merece:

En primer lugar me gustaría agradecer a mi tutor José Luis Masa la posibilidad de hacer este Proyecto con él. Desde un principio me planteó un Proyecto ambicioso, en el que tuviese que romper con la rutina de hacerlo todo a ordenador y llevarlo a la práctica, y no me ha decepcionado. La experiencia ha sido muy positiva, he aprendido mucho realizándolo, tanto ampliando mis conocimientos sobre el tema cómo ganando una mayor autonomía para enfrentarme a esta clase de retos. Nada de esto habría sido posible sin tu ayuda, siempre atento y totalmente implicado. Sinceramente, creo que eres de los tutores que más se vuelcan con sus alumnos, y eso, en una carrera de fondo como ésta, se agradece mucho.

En segundo lugar, quisiera dar las gracias Pablo Sánchez, que ha sido como un segundo tutor durante estos meses. Siempre de buen humor y dispuesto a ayudar, con soluciones ingeniosas para todo tipo de problemas. Te deseo mucha suerte en tu doctorado, te la mereces, tienes madera de profesor.

También quiero dar las gracias al resto de profesores de RFCAS, Bazil Taha, Jorge Ruíz y Juan Córcoles, que además de enseñarme en sus asignaturas, me han ayudado con el Proyecto. Con ellos los demás de compañeros del grupo, como Pablo Pascual. Ya sabes que has sido mi modelo a seguir desde que nos conocimos hace ya muchos muchos años en economía general. También animar a las nuevas generaciones que entran, como Ana Morán, y desearles suerte.

Me gustaría agradecer de forma muy especial a Jesús Vázquez por su compañía durante todo este tiempo, como compañero de clase, de prácticas y de proyecto. Pero lo que es más importante, como un buen amigo. Junto a él, muchos más: Guillermo Muñoz, Sergio Carrero, Javier del Sol y el resto de "discípulos". No sólo habéis sido compañeros, sino también amigos durante todo este tiempo. Ahora que ya vamos terminando, nuestros caminos se separan...espero que no perdamos el contacto y nos sigamos viendo y que tengáis mucha suerte en el inicio de vuestra vida laboral.

También me gustaría agradecer al resto de compañeros de la carrera y profesores que me han dejado huella a lo largo de estos años. Han sido muchos y no los puedo nombrar a todos, pero también habéis sido importantes para mí.

Por último, pero no menos importante, me gustaría dar las gracias por el apoyo que me han dado durante este tiempo a Ana, mi madre, y a mi novia Elena. Aunque no entendíais muy bien que estaba haciendo, ni para que servía una antena del tamaño de una moneda con la que tantas horas me estaba peleando, siempre estabais allí para ayudarme en lo que hiciese falta. Alegrándoos en los éxitos y animándome en los momentos de deriva.

Muchas gracias a todos, este éxito también os pertenece,

Luis

ÍNDICE GENERAL

1. Introducción	1
1.1. Motivación	2
1.2. Objetivos.....	2
1.3. Organización de la memoria	3
2. Fundamentos teóricos	5
2.1. Teoría de antenas	6
2.1.1. Concepto de antena.....	6
2.1.2. Bandas de frecuencia.....	6
2.1.3. Tipos de antena.....	7
2.1.4. Parámetros de una antena	10
2.2. Teoría de guías de ondas	21
2.2.1. Introducción.....	21
2.2.2. Modos de propagación.....	21
2.2.3. Tipos de guías de onda.....	22
2.2.4. Alimentación en Guía de Onda.....	25
2.3. Teoría Microstrip.....	26
2.3.1. Alimentación en línea microstrip	27
2.4. Teoría SIW (Substrate Integrated Waveguide).....	29
2.4.1 Equivalencias entre SIW y guía convencional.....	29
2.4.2 Alimentación SIW.....	30
2.5. Antenas de bocina	32
2.5.1. Introducción.....	32
2.5.2. Tipos de antenas de bocina.....	33
2.5.3. Diseño óptimo	36
2.6. Arrays de antenas.....	37
2.6.1 Arrays lineales 1D.....	38
2.6.2 Arrays planos 2D.....	39
2.6.3 Phased arrays	39
2.7. Herramientas de diseño y simulación.....	41
2.7.1. CST Microwave Studio	41
2.7.2. Advanced Design System (ADS).....	42
2.7.3. AutoCAD.....	44
3. Diseño del elemento unitario	45
3.1 Introducción	46
3.2 Diseño en guía onda.....	47

3.2.1 Modelos iniciales	47
3.2.2 Modelo sectorial en banda Ku.....	51
3.2.3 Lente de dieléctrico	56
3.3 Diseño en SIW	59
3.3.1 Caracterización de la guía SIW para la banda Ku.....	59
3.3.2 Antena de Bocina sectorial sobre SIW en la banda Ku	59
3.4 Diseño completo de la antena con transición de alimentación	62
3.4.1 Diseño con conector SMA vertical-SIW.....	62
3.4.2 Modelo con transición SMA horizontal-microstrip-SIW Apantallada.....	72
3.4.3 Diseño con conector SMA vertical-SIW desplazado	77
4. Diseño de transiciones de alimentación	81
4.1. Introducción	82
4.2. Transición SMA vertical-SIW	83
4.2.1. Diseño y simulación	83
4.2.2. Construcción y medida	88
4.2.3. Conclusiones	92
4.3. Transición SMA horizontal-microstrip-SIW apantallada.....	93
4.3.1. Diseño y simulación	93
4.3.2. Construcción y medida	95
4.4. Transición SMA vertical-SIW desplazada.....	99
4.4.1. Diseño y simulación	99
4.4.2. Construcción y medida	102
5. Red de alimentación.....	107
5.1. Introducción	108
5.2. Diseño de la red.....	109
5.2.1. Estructura en T	109
5.2.2. Estructura en <i>codo</i>	112
5.2.3. Estructura $T+Codo$	114
5.2.4. Red completa con puerto ideal.....	117
5.2.5. Red completa con transiciones SMA	118
5.3. Fabricación de la red de alimentación	123
5.4. Medidas de la red de alimentación.....	125
6. Array de antenas de bocina	129
6.1. Introducción	130
6.2. Diseño del array	131
6.2.1 Integración del elemento unitario a la red de alimentación	131
6.2.2 Parámetros del array.....	131
6.3. Fabricación del array	135

6.4 Medidas del array	137
7. Conclusiones y trabajo futuro	143
7.1. Conclusiones	144
7.2. Trabajo futuro	146
Referencias y bibliografía	i
ANEXOS	iii
A. Fabricación de circuitos impresos	iv
A.1. Introducción	iv
A.2. Proceso	iv
A.3. Inventario	vi
B. Cámara anecoica.....	viii
B.1. Introducción	viii
B.2. Equipamiento.....	ix
B.3. Proceso de medida	xiii
C. Planos de construcción	xiv
C.1. Transición SMA vertical-SIW desplazada	xv
C.2 Transición SMA horizontal-microstrip-SIW apantallada.....	xvi
C.3 Antena de bocina.....	xviii
Presupuesto	xix
Pliego de condiciones	xxi

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1: Ejemplos de antenas: a) Antena de dipolos b) Antena para Radioastronomía ...	6
Figura 2-2: Clasificación de antenas en función de su frecuencia de trabajo	8
Figura 2-3: Antenas de elementos: a) Antena Yagi b) Dipolo	8
Figura 2-4: Antenas de array: a) Parches b) Ranuras	9
Figura 2-5: Esquema de funcionamiento de una antena inteligente	9
Figura 2-6: Antenas de apertura: a) Bocina piramidal b) Antena parabólica	10
Figura 2-7: Red de dos puertos	11
Figura 2-8: Antena conectada a un generador mediante una línea de transmisión	12
Figura 2-9: Sistema de coordenadas esféricas	14
Figura 2-10: Diagrama de radiación 3D	15
Figura 2-11: Diagrama de radiación en 2D. a) Coordenadas polares b) Coordenadas cartesianas	15
Figura 2-12: Tipos de diagrama de radiación	16
Figura 2-13: Representación del diferencial del ángulo sólido	17
Figura 2-14: Elipse de polarización	18
Figura 2-15: Polarización lineal	19
Figura 2-16: Polarización circular	19
Figura 2-17: Guía de onda	21
Figura 2-18: Ejemplo carta de modos	22
Figura 2-19: Guía de onda rectangular	23
Figura 2-20: Modos de propagación en guía rectangular	23
Figura 2-21: Guía de onda circular	24
Figura 2-22: Funciones de Bessel de primera especie para $n = 0, 1$ y 2	24
Figura 2-23: Conector coaxial SMA	25
Figura 2-24: Esquema de alimentación en guía	25
Figura 2-26: Líneas de campo eléctrico en una línea microstrip	26
Figura 2-27: Alimentación mediante conector coaxial vertical	27
Figura 2-28: Alimentación microstrip mediante conector coaxial horizontal	28
Figura 2-29: Guía de onda SIW	29
Figura 2-30: Equivalencia entre guía SIW y guía convencional	30
Figura 2-31: Alimentación SIW mediante conector coaxial vertical	31
Figura 2-32: Alimentación SIW mediante línea microstrip	31
Figura 2-33: Antenas de bocina piramidales para distintas frecuencias	32
Figura 2-34: Vista superior de una bocina sectorial plano H	32
Figura 2-35: Antena de bocina piramidal	33

Figura 2-36: Antenas de bocina sectoriales: a) Plano H b) Plano E	34
Figura 2-37: Diagramas de radiación universales: a) Plano H b) Plano E.....	35
Figura 2-38: Antena de bocina cónica.....	35
Figura 2-39: Array lineal de N elementos equiespaciados una distancia "d"	38
Figura 2-40: Array plano de MxN elementos equiespaciados.....	39
Figura 2-41: Radar construidos mediante phased arrays	39
Figura 2-42: Entorno de trabajo de CST.....	41
Figura 2-43: Ejemplo de diagrama de radiación 2D en CST.....	42
Figura 2-44: Layout generado mediante ADS	43
Figura 2-45: Circuito esquemático de ADS.....	43
Figura 2-46: Entorno de trabajo de AutoCAD	44
Figura 3-1: Bocina piramidal de ejemplo en CST.....	47
Figura 3-2: Detalle de alimentación en guía mediante puerto ideal.....	48
Figura 3-3: Reflexión (S_{11}) bocina piramidal de ejemplo	48
Figura 3-4: Reflexión (S_{11}) en carta de Smith bocina piramidal de ejemplo	48
Figura 3-5: Reflexión (S_{11}) en función de la apertura horizontal: a) En dB b) Carta de Smith	49
Figura 3-6: Variación de la apertura horizontal, caso extremo $A = 7.112$ mm	49
Figura 3-7: Reflexión (S_{11}) en función de la apertura vertical: a) En dB b) Carta de Smith	50
Figura 3-8: Variación de la apertura vertical, caso extremo con $B = 3.556$ mm.....	50
Figura 3-9: Reflexión (S_{11}) en función de la longitud de la bocina: a) En dB b) Carta de Smith	51
Figura 3-10: Variación de la longitud de la antena de bocina	51
Figura 3-11: Carta de modos de la guía de onda para banda Ku.....	52
Figura 3-12: Antena de bocina en guía de onda sobre RF35 para la banda Ku	53
Figura 3-13: Detalle de la estructura metálica de la guía de onda	53
Figura 3-14: Reflexión (S_{11}) de la antena de bocina en guía inicial.....	54
Figura 3-15: Antena de bocina en guía empleando iris de adaptación.....	54
Figura 3-16: Reflexión (S_{11}) de la antena de bocina en guía con iris de adaptación: a) En dB b) En Carta de Smith.....	55
Figura 3-18: Diagrama de radiación de la antena sin lente a 17 GHz: a) Plano $\varphi = 0^\circ$ b) Plano $\varphi = 90^\circ$	56
Figura 3-17: Ejemplos de antenas de bocina con lente de material dieléctrico	56
Figura 3-19: Antena de bocina en guía con lente de dieléctrico.....	57
Figura 3-20: Diagrama de radiación de la antena a 17 GHz con lente de 1 : a) Plano $\varphi = 0^\circ$ b) Plano $\varphi = 90^\circ$	57
Figura 3-21: Diagrama de radiación de la antena a 17 GHz con lente de 2 mm: a) Plano $\varphi = 0^\circ$ b) Plano $\varphi = 90^\circ$	57

Figura 3-22: Diagrama de radiación de la antena a 17 GHz con lente de 3 mm: a) Plano $\varphi = 0^\circ$ b) Plano $\varphi = 90^\circ$	58
Figura 3-23: Antena de bocina sobre SIW	60
Figura 3-24: Reflexión (S_{11}) de la antena de bocina sobre SIW	60
Figura 3-25: Diagrama de radiación a 17 GHz de la antena de bocina sobre SIW: a) Plano $\varphi = 0^\circ$ b) Plano $\varphi = 90^\circ$	61
Figura 3-26: Antena de bocina con transición SMA vertical-SIW	62
Figura 3-27: Reflexión (S_{11}) de la antena de bocina con transición SMA vertical-SIW	63
Figura 3-28: Antena de bocina inicial con transición SMA vertical-SIW con tornillos para la fabricación multicapa	64
Figura 3-29: Proceso de fabricación de la antena de bocina con conector SMA vertical-SIW	64
Figura 3-30: Fabricación de la antena de bocina con conector SMA vertical-SIW	65
Figura 3-31: Reflexión (S_{11}) de la antena fabricada con transición SMA vertical-SIW	65
Figura 3-32: Reflexión (S_{11}) de la antena fabricada con transición SMA vertical-SIW reduciendo el gap de aire	66
Figura 3-33: Comparativa entre las reflexiones (S_{11}) medidas de la antena fabricada con la simulada (transición SMA vertical-SIW)	66
Figura 3-34: Proceso de medida de la antena de bocina en la cámara anecoica	67
Figura 3-35: Diagrama de radiación a 17.7 GHz de la antena de bocina Fabricada: a) Plano $\varphi = 0^\circ$ b) Plano $\varphi = 90^\circ$	68
Figura 3-36: Diagrama de radiación a 17.8 GHz de la antena de bocina Fabricada: a) Plano $\varphi = 0^\circ$ b) Plano $\varphi = 90^\circ$	68
Figura 3-37: Ganancia medida de la antena de bocina fabricada	69
Figura 3-38: Antena de bocina reforzada con conector SMA vertical-SIW	70
Figura 3-39: Simulación del gap de aire entre las capas	70
Figura 3-40: Variación de la reflexión de la antena en función del gap de aire	70
Figura 3-41: Fabricación de la antena de bocina reforzada con conector SMA vertical-SIW	71
Figura 3-42: Reflexión (S_{11}) de la antena reforzada fabricada con transición SMA vertical-SIW	71
Figura 3-43 Antena de bocina con transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada	72
Figura 3-44 Reflexión (S_{11}) de la antena de bocina con transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada	73
Figura 3-45: Detalle de la fabricación de la transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada	74
Figura 3-46: Antenas de bocina fabricadas con transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada	74
Figura 3-47: Reflexiones (S_{11}) medidas de las antenas fabricadas con transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada	75

Figura 3-48: Comparativa de las reflexiones (S_{11}) medidas de las antenas fabricadas con transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada junto con la simulada.	75
Figura 3-49: Antena de bocina fabricada con transición SMA horizontal-Microstrip-SIW ajustada.....	76
Figura 3-50: Reflexión (S_{11}) de la antena de bocina fabricada con transición SMA horizontal-Microstrip-SIW ajustada	76
Figura 3-51: Antena de bocina con transición SMA vertical-SIW desplazada.....	77
Figura 3-52: Reflexión (S_{11}) de la antena de bocina con transición SMA vertical-SIW desplazada	78
Figura 3-53: Antena de bocina con transición SMA vertical-SIW desplazada con tornillos para la fabricación multicapa	78
Figura 3-54: Fabricación de la antena de bocina con transición SMA vertical-SIW desplazada	79
Figura 3-55: Reflexión (S_{11}) medida de la antena de bocina fabricada con transición SMA vertical-SIW desplazada junto con la simulada.....	79
Figura 4-1: Conector coaxial circular 23-SMA-50-0-13	83
Figura 4-2: Transición SMA vertical parcial-SIW <i>back-to-back</i>	84
Figura 4-3: Detalle del alma del conector de la transición SMA vertical parcial-SIW	85
Figura 4-4: Puerto en guía para la transición vertical SMA.....	85
Figura 4-5 Parámetros S de la transición SMA vertical parcial-SIW	85
Figura 4-6: Transición SMA vertical total-SIW <i>back-to-back</i>	86
Figura 4-7: Detalle del alma del conector de la transición SMA vertical total-SIW.....	86
Figura 4-8: Detalle de la corona de soldadura de la transición SMA vertical-SIW	87
Figura 4-9: Parámetros S de la transición vertical total-SIW	87
Figura 4-10: Estructura <i>Back-to-Back</i> de la transición SMA vertical-SIW con tornillos para la fabricación multicapa.....	89
Figura 4-11: Prototipos fabricados <i>back-to-back</i> de la transición SMA vertical-SIW	89
Figura 4-12: Medida de la transición SMA vertical-SIW fabricada	90
Figura 4-13: Parámetros S de los prototipos fabricados de la transición SMA vertical-SIW	90
Figura 4-14: Comparativa de las reflexiones (S_{11}) medidas respecto a la simulación de la transición SMA vertical-SIW	91
Figura 4-15: Esquema transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada.....	93
Figura 4-16: Detalle de la transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada	94
Figura 4-17: <i>Back-to-back</i> de la transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada ..	94
Figura 4-18: Parámetros S de la transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada ..	95
Figura 4-19: Estructura metálica empleada:a) Caja de vaciado b) Pieza de unión conector	96
Figura 4-20: Fabricación de la transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada.....	96
Figura 4-21: Parámetros S medidos de la transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada fabricada.....	97

Figura 4-22: Comparativa de la reflexiones (S_{11}) medidas respecto a la simulada de la transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada	97
Figura 4-23: <i>Back-to-back</i> de la transición SMA vertical-SIW alejada del corto	99
Figura 4-24: Parámetros S de la transición SMA vertical-SIW alejada del corto.....	100
Figura 4-25: <i>Back-to-back</i> de la transición SMA vertical-SIW alejada del corto	101
Figura 4-26: Parámetros S de la transición SMA vertical-SIW acercada al corto.....	101
Figura 4-27: Prototipos fabricados <i>back-to-back</i> de la transición SMA vertical-SIW desplazada: a) Acercado b) Alejado	102
Figura 4-28: Parámetros S de la transición SMA vertical-SIW alejada del corto fabricada	103
Figura 4-29: Comparativa de las reflexiones de la transición SMA vertical-SIW alejada del corto fabricada respecto a la simulada	103
Figura 4-30: Parámetros S de la transición SMA vertical-SIW acercada al corto fabricada	104
Figura 4-31: Comparativa de las reflexiones (S_{11}) de la transición SMA vertical-SIW acercada al corto fabricada respecto a la simulada.....	104
Figura 4-32: Reflexión (S_{11}) simulada inicial junto con las reflexiones centradas a 17 GHz medidas.....	105
Figura 4-33: Reflexiones (S_{11}) simuladas de las tres transiciones SMA vertical-SIW diseñadas.....	106
Figura 5-1: Esquema de la red de alimentación en CST.....	108
Figura 5-2: Estructura en T en CST.....	109
Figura 5-3: Detalle vía de adaptación en la estructura en T	110
Figura 5-4: Reflexión (S_{11}) inicial de la estructura en T	110
Figura 5-5: Reflexión (S_{11}) de la estructura en T	111
Figura 5-6: Transmisión ($S_{21} = S_{31}$) de la estructura en T	111
Figura 5-7: Estructura en <i>codo</i> en CST.....	112
Figura 5-8: Detalle de la vía de adaptación en la estructura en <i>codo</i>	112
Figura 5-9: Reflexión (S_{11}) de la estructura en <i>codo</i>	113
Figura 5-10: Transmisión (S_{21}) de la estructura en <i>codo</i>	113
Figura 5-11: Estructura $T+Codo$ de salida en CST	114
Figura 5-12: Reflexión (S_{11}) de la estructura $T+codo$ de salida	114
Figura 5-13: Transmisión (S_{21}, S_{31}) de la estructura $T+codo$ de salida.....	115
Figura 5-14: Estructura $T+Codo$ de entrada en CST	115
Figura 5-15: Reflexión (S_{11}) de la estructura $T+codo$ de entrada	116
Figura 5-16: Transmisión (S_{21}, S_{31}) de la estructura $T+codo$ de entrada.....	116
Figura 5-17: Red de alimentación completa con puerto ideal en CST	117
Figura 5-18: Reflexión (S_{11}) de la red de alimentación con puerto ideal.....	117
Figura 5-19: Transmisión (S_{21}, S_{31}, S_{41} y S_{51}) de la red de alimentación con puerto ideal. .	118
Figura 5-20 Red de alimentación con transición de entrada SMA vertical-SIW.....	119

Figura 5-21: Reflexión (S_{11}) de la red de alimentación con transición de entrada SMA vertical-SIW.....	119
Figura 5-22: Transmisión (S_{21} , S_{31} , S_{41} , S_{51}) de la red de alimentación con transición de entrada SMA vertical-SIW.....	120
Figura 5-23: Red de alimentación con transiciones de entrada y salida SMA vertical-SIW.....	121
Figura 5-24: Reflexión (S_{11}) de la red de alimentación con transiciones de entrada y salida SMA vertical-SIW.....	121
Figura 5-25: Transmisión (S_{21} , S_{31} , S_{41} , S_{51}) de la red de alimentación con transiciones de entrada y salida SMA vertical-SIW.....	122
Figura 5-26: Red de alimentación con tornillos para la fabricación multicapa.....	123
Figura 5-27: Red de alimentación antes de soldar las vías y los conectores.....	124
Figura 5-28: Red de alimentación fabricada.....	124
Figura 5-29: Medida de la red de alimentación con el analizador de redes.....	125
Figura 5-30: Medida de la red de alimentación utilizando latiguillos y cargas de 50Ω	125
Figura 5-31: Detalle de los latiguillos del analizador de redes.....	126
Figura 5-32: Reflexión (S_{11}) medida de la red de alimentación fabricada.....	126
Figura 5-33: Transmisión (S_{21} , S_{31} , S_{41} , S_{51}) de la red de alimentación fabricada.....	127
Figura 5-34: Comparativa de la reflexión (S_{11}) de la red de alimentación completa con sus elementos individuales.....	127
Figura 6-1: Esquema del array de antenas de bocina en CST.....	130
Figura 6-2: Reflexión (S_{11}) del array con transición SMA vertical-SIW desplazada.....	131
Figura 6-3: Reflexión (S_{11}) del array con transición SMA vertical-SIW centrada en 17 GHz.....	132
Figura 6-4: Diagrama de radiación a 17 GHz del array a partir del elemento unitario: a) Plano $\varphi = 0^\circ$ b) Plano $\varphi = 90^\circ$	133
Figura 6-5: Diagrama de radiación a 17 GHz del array de antenas de bocina: a) Plano $\varphi = 0^\circ$ b) Plano $\varphi = 90^\circ$	133
Figura 6-6: Array de antenas de bocina con tornillos para la fabricación multicapa.....	135
Figura 6-7: Proceso de fabricación del array de antenas de bocina (sin remachar).....	135
Figura 6-8: Array de antenas de bocina fabricado.....	136
Figura 6-9: Reflexión (S_{11}) del array de antenas de bocina con material absorbente.....	137
Figura 6-10: Medida de reflexión (s_{11}) del array utilizando material absorbente.....	137
Figura 6-11: Reflexión (S_{11}) medida del array de antenas de bocina junto con las simuladas.....	138
Figura 6-12: Array de antenas de bocina con pieza de sujeción para la medida en la cámara anecoica.....	139
Figura 6-13: Medida del diagrama de radiación del array.....	139
Figura 6-14: Diagrama de radiación a 17.0 GHz del array de antenas de bocina en el Plano $\varphi = 0^\circ$	140

Figura 6-15: Diagrama de radiación a 17.7 GHz del array de antenas de bocina en el Plano $\varphi = 0^\circ$	140
Figura 6-16: Ganancia medida del array de antenas de bocina.....	141
Figura A-1: Esquema de fabricación a partir de un diseño en CST	v
Figura A-2: Máquina de fresado de circuitos impresos LPFF ProtoMat S100.....	vi
Figura A-3: Herramientas empleadas en la máquina fresadora.....	vii
Figura B-1: Cámara anecoica del grupo RFCAS de la EPS (UAM)	viii
Figura B-2: Material absorbente piramidal de la cámara anecoica	viii
Figura B-3: Analizador de redes Agilent E5071C	ix
Figura B-4: Analizador de redes durante el proceso de calibración.....	x
Figura B-5: Kit de calibración Agilent 85052D	x
Figura B-6: Cables de medida Agilent 85131E	x
Figura B-7: Antena de bocina piramidal de referencia	xi
Figura B-8: Plataforma giratoria DAMS 6000	xi
Figura B-9: Entorno de trabajo del software <i>Antenna Measurement Studio</i>	xii
Figura B-10: Amplificador Mini-Circuits ZX60-24-S+	xii
Figura B-11 Fuente de alimentación PROMAX FAC-662B	xii
Figura B-12: Esquema de montaje de la cámara anecoica.....	xiii
Figura C-1: Estructura multicapa	xiv
Figura C-2: Estructura multicapa empleada para la lente de radiación.....	xiv
Figura C-3: Transición SMA vertical-SIW desplazada acotada: a) <i>Top</i> b) <i>Bottom</i>	xv
Figura C-4: Transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada acotada (<i>top</i>).....	xvi
Figura C-5: Pieza metálica superior acotada	xvii
Figura C-6: Pieza metálica inferior acotada	xvii
Figura C-7: Antena de bocina acotada (<i>top</i>)	xviii

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2-1: Bandas de frecuencia.....	7
Tabla 2-2: Banda de frecuencia en el rango de las microondas	7
Tabla 2-3: Descripción de los parámetros S para una red de dos puertas.....	12
Tabla 3-1: Dimensiones bocina piramidal de ejemplo	47
Tabla 3-2: Dimensiones de la antena de bocina en guía con iris.....	55
Tabla 3-3: Comparativa sobre el diagrama de radiación a 17 GHz del espesor de la lente .	58
Tabla 3-4: Dimensiones de la antena de bocina sobre SIW.....	61
Tabla 4-1: Dimensiones de la transición SMA vertical parcial-SIW.....	86
Tabla 4-2: Dimensiones de la transición vertical total-SIW.....	88
Tabla 4-3: Dimensiones de la transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada.....	95
Tabla 4-4: Dimensiones de la transición SMA vertical-SIW alejada del corto.....	100
Tabla 4-5: Dimensiones de la transición SMA vertical-SIW acercada al corto.....	102
Tabla 6-1: Parámetros del diagrama de radiación a 17GHz del array de antenas de bocina	134
Tabla C-1: Dimensiones de la transición vertical-SIW desplazada a 2.8 mm	xv
Tabla C-2: Dimensiones de la transición SMA horizontal-microstrip-SIW apantallada.....	xvi
Tabla C-3: Dimensiones de la antena de bocina.....	xviii

1. INTRODUCCIÓN

1.1. MOTIVACIÓN

Actualmente, las comunicaciones constituyen un pilar fundamental de nuestra sociedad. Cada vez hay surgido tecnologías nuevas y se están perfeccionando continuamente las ya existentes. Dentro de esta optimización se intenta aumentar al máximo sus prestaciones para poder dar servicio a más usuarios a la vez que se intenta reducir su tamaño, coste,...En definitiva, se busca dar una comunicación de calidad al cualquier usuario en cualquier lugar.

Las antenas de bocina se perfilan como una alternativa interesante a los modelos más convencionales; aportan una muy buena directividad y pérdidas relativamente bajas. Además son fácilmente realizables con unos costes de fabricación bajos.

Por otra parte, la tecnología de guía de onda sobre sustrato (Substrate Integrated Waveguide, SIW) aporta numerosas ventajas sobre los diseños tradicionales en tecnología planar (microstrip, coplanar, etc), permitiendo construir antenas de alta ganancia sobre sistemas de dimensiones más pequeñas. Sus principales ventajas son:

- Fácil integración, permitiendo construir estructuras complejas que serían inviables de otra forma.
- Coste de fabricación bajo, muchísimo menor que las tecnologías tradicionales.
- Dimensiones y peso reducidos
- Producciones en serie de sistemas de bajas pérdidas, para bandas de frecuencia muy altas.

Por este motivo, la tecnología SIW se está convirtiendo en un tema puntero para el diseño de antenas.

Finalmente, en este Proyecto Fin de Carrera (PFC) se diseñará por primera vez en la Escuela una antena consistente en un array lineal de bocinas sobre sustrato integrado. De esta forma se pretende combinar esta novedosa tecnología con el diseño tradicional de antenas de bocina; con el objetivo de aunar las ventajas de ambas alternativas en un solo dispositivo.

1.2. OBJETIVOS

El objetivo principal de este Proyecto Fin de Carrera es el diseño y caracterización de un array de antenas de bocina sobre sustrato integrado (SIW) en la banda Ku.

Los objetivos concretos de este PFC son:

- 1) Diseño de una antena de bocina con características óptimas de reflexión, tanto en guía de onda tradicional como sobre sustrato integrado (SIW). Fabricación, en el Taller de Circuitos Impresos, y medida, con el analizador de redes del grupo RFCAS y la cámara anecoica de la Escuela, de distintos prototipos sobre SIW.

1. Introducción

- 2) Diseño de transiciones de alimentación que sirvan como entrada de señal a las antenas diseñadas. Deberá buscarse una muy buena adaptación para estos elementos. Fabricación y medida de distintos prototipos *back-to-back* para verificar su correcto funcionamiento.
- 3) Diseño, fabricación y medida de una red de alimentación sobre SIW de 1 entrada y 4 salidas. Dicha red irá enfocada a alimentar un array de antenas de bocina por lo que deberá respetar una serie de reglas de diseño.
- 4) Integración de los elementos anteriores para crear un array de 4 antenas de bocina. Fabricación de dicho array y medida de sus parámetros radioeléctricos (adaptación, acoplamiento de señal, medida...).

1.3. ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA

La documentación del proyecto estará estructurada según los siguientes apartados:

- ✓ En el **capítulo 2** se hace referencia a los fundamentos teóricos básicos utilizados en este PFC, haciendo especial hincapié en las antenas de bocina y en la tecnología SIW.
- ✓ En el **capítulo 3** se estudiarán las antenas de bocinas, inicialmente de forma genérica para acabar concretando el diseño final en SIW para la banda Ku. Se fabricarán distintos prototipos y se realizarán medidas para comparar los resultados con las simulaciones. También se presentarán las distintas restricciones existentes para su posterior fabricación, como pueden ser las dimensiones y el sustrato empleado.
- ✓ En el **capítulo 4** se presenta el diseño de varias transiciones de entrada que puedan ser realizables y ofrezcan buenos valores de adaptación. Además de caracterizarlos, se valorará aquellas que sean más fácilmente realizables con los medios disponibles en la Escuela y se fabricarán distintos prototipos para verificar su funcionamiento.
- ✓ En el **capítulo 5** se aborda el diseño, fabricación y medida de la red de alimentación completa para posteriormente poder crear un array de antenas.
- ✓ En el **capítulo 6** se muestra la combinación del elemento unitario junto con la transición de alimentación elegida y la red de alimentación, formando una antena de array completa que se fabricará y medirá.
- ✓ Por último, en el **capítulo 7** se presentan las conclusiones extraídas a lo largo de todo el proceso de diseño y fabricación de los diferentes elementos expuestos en este PFC, así como un apartado de posibles mejoras y líneas de trabajo futuro.

2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

2.1. TEORÍA DE ANTENAS

2.1.1. CONCEPTO DE ANTENA

Una antena es un dispositivo formado por uno o varios conductores metálicos, está diseñado para emitir o recibir ondas electromagnéticas al medio. Las características de la antena dependen de dimensiones físicas y de la longitud de onda de la señal de radiofrecuencia.

Si las dimensiones de la antena son mucho más pequeñas que dicha longitud de onda, se denominan antenas elementales, si son del orden de media longitud de onda se llaman resonantes y si son mucho mayores se denominan directivas.

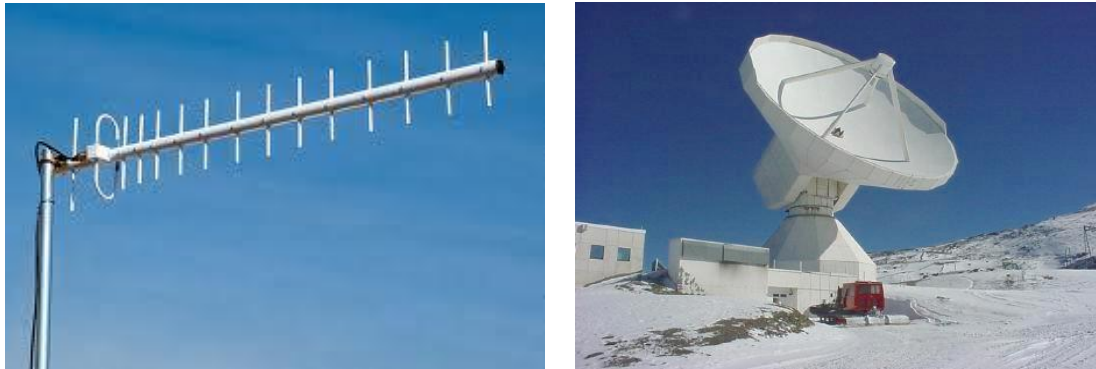


FIGURA 2-1: EJEMPLOS DE ANTENAS: A) ANTENA DE DIPOLOS B) ANTENA PARA RADIOASTRONOMÍA

Las antenas se pueden caracterizar por muchos parámetros como diagrama de radiación, directividad, ganancia, polarización, ancho de banda... Para que una antena tenga un correcto funcionamiento con buen rendimiento es necesario que esté adaptada a la línea de transmisión y posea un diagrama de radiación adecuado.

2.1.2. BANDAS DE FRECUENCIA

Las bandas de frecuencias son intervalos de frecuencias del espectro electromagnético asignados a diferentes usos dentro de las radiocomunicaciones. Su uso está regulado por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) y abarca el espectro de radiofrecuencia y parte del espectro de microondas.

2. Fundamentos teóricos

En la siguiente tabla (2-1) se puede ver la distribución de bandas de frecuencia en el espectro radioeléctrico:

Sigla	Nombre	Rango de frecuencias	Aplicaciones
ULF	Ultra Low Frequency	300 - 3000 Hz	Militar, comunicación en minas
VLF	Very Low Frequency	3 - 30 KHz	Navegación, sónar
LF	Low Frequency	30 - 300 KHz	Navegación aérea y marítima
MF	Medium Frequency	300 - 3000 KHz	Radiodifusión AM, navegación marítima
HF	High Frequency	3 - 30 MHz	Teléfono, telégrafo, comunicaciones navales
VHF	Very High Frequency	30 - 300 MHz	Televisión, radiodifusión FM
UHF	Ultra High Frequency	300 - 3000 MHz	Radar, Televisión, comunicaciones por satélite, telefonía móvil, WiFi
SHF	Super High Frequency	3 - 30 GHz	Radar, comunicaciones por satélite
EHF	Extreme High Frequency	30 - 300 GHz	Radar, enlaces radio

TABLA 2-1: BANDAS DE FRECUENCIA

Las microondas son las ondas de frecuencias entre 1 y 300 GHz. Dentro de las microondas existe otra clasificación, que se muestra en la siguiente tabla (2-2):

Banda	Frecuencia	Longitud de onda
L	(1 - 2) GHz	(30 - 15) cm
S	(2 - 4) GHz	(15 - 7.5) cm
C	(4 - 8) GHz	(7.5 - 3.75) cm
X	(8 - 12.4) GHz	(3.75 - 2.42) cm
Ku	(12.4 - 18) GHz	(2.42 - 1.66) cm
K	(18 - 26.5) GHz	(1.66 - 1.11) cm
Ka	(26.5 - 40) GHz	(1.11 - 0.75) cm
Mm	(40 - 300) GHz	(0.75 - 1) mm

TABLA 2-2: BANDA DE FRECUENCIA EN EL RANGO DE LAS MICROONDAS

2.1.3. TIPOS DE ANTENA

Según el modo de radiación se definen 4 grupos de antenas: elementos, onda progresiva, array y apertura. Dicha clasificación se describe en [1].

2. Fundamentos teóricos

La siguiente figura muestra la distribución respecto a la frecuencia de operación de la antena.

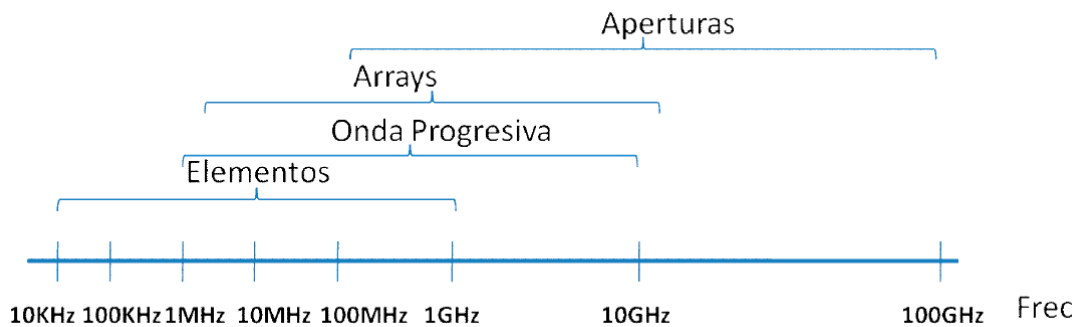


FIGURA 2-2: CLASIFICACIÓN DE ANTENAS EN FUNCIÓN DE SU FRECUENCIA DE TRABAJO

2.1.3.1. ANTENAS DE ELEMENTOS

Las antenas de elementos son antenas cuyos elementos radiantes son conductores de hilo de dimensión despreciable respecto a la longitud de onda. Estas antenas se utilizan para las bandas MF, HF, VHF, UHF.

Como ejemplos de antenas de elementos están los monopolos, los dipolos o las antenas helicoidales.



FIGURA 2-3: ANTENAS DE ELEMENTOS: A) ANTENA YAGI B) DIPOLO

2.1.3.2. ANTENAS DE ONDA PROGRESIVA

Las antenas de onda progresiva se construyen mediante hilos conductores de gran longitud (varias longitudes de onda) terminados en cargas adaptadas que recogen la potencia para evitar reflexiones. Se utilizan en las bandas HF y VHF.

2. Fundamentos teóricos

2.1.3.3. ANTENAS DE ARRAY

Las antenas de array están compuestas por un conjunto de antenas idénticas con una colocación determinada que les permite actuar como una única antena con un diagrama de radiación propio. El diagrama de radiación de dichas antenas se puede modificar mediante el control de la amplitud y fase de cada elemento del array. Esto es una de sus principales ventajas, ya que permite adaptar el array a distintas aplicaciones.

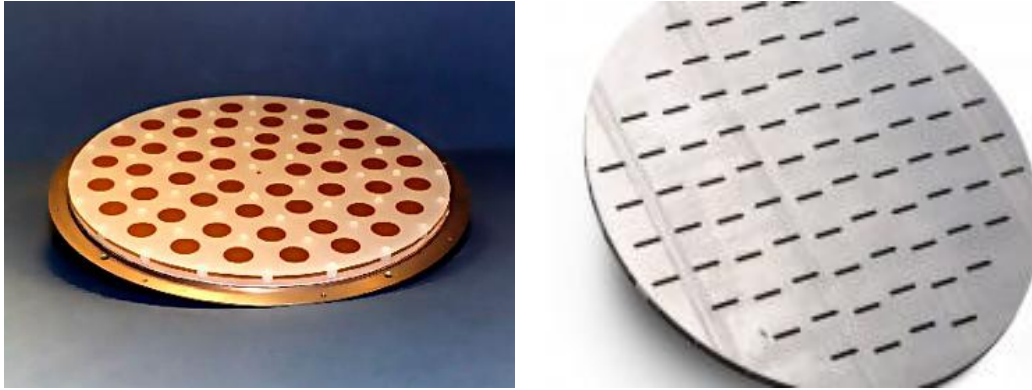


FIGURA 2-4: ANTENAS DE ARRAY: A) PARCHES B) RANURAS

Con antenas de array se pueden construir antenas inteligentes. Estas antenas pueden reconfigurar su diagrama de radiación para mejorar el rendimiento del sistema: zona de cobertura, mejor calidad, interferencia, seguridad...

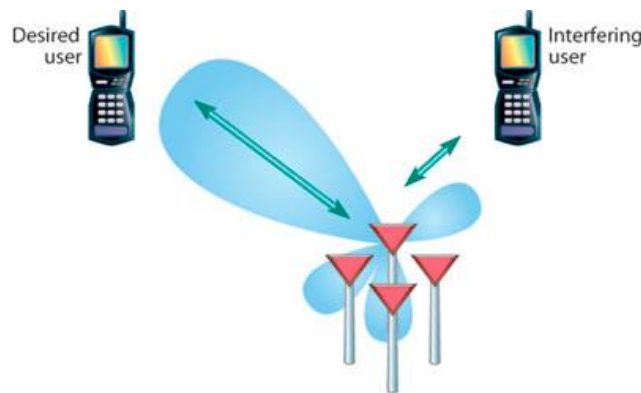


FIGURA 2-5: ESQUEMA DE FUNCIONAMIENTO DE UNA ANTENA INTELIGENTE

2.1.3.4. ANTENAS DE APERTURA

Las antenas de apertura son aquellas que utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético. Con ello se consigue concentrar su emisión y recepción en una dirección determinada.

Las antenas parabólicas son un tipo de antena de apertura. Su funcionamiento se basa en la reflexión de las ondas electromagnéticas del emisor sobre la superficie parabólica se proyectan en la dirección deseada. Se utilizan tanto para comunicaciones radio-terrestres como por satélite. Las antenas de bocina son otro tipo de antena de apertura. Son muy utilizadas en el rango de las microondas.

2. Fundamentos teóricos

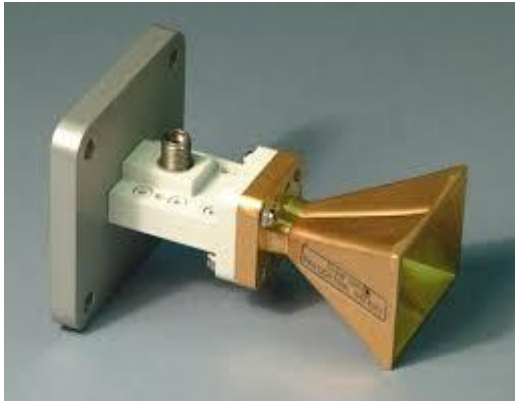


FIGURA 2-6: ANTENAS DE APERTURA: A) BOCINA PIRAMIDAL B) ANTENA PARABÓLICA

2.1.4. PARÁMETROS DE UNA ANTENA

A continuación se describirán los principales parámetros necesarios para caracterizar una antena.

2.1.4.1. IMPEDANCIA DE ENTRADA

La **impedancia de entrada** de una antena se define como la relación entre tensión y corriente que existe entre sus terminales de entrada. Se denomina Z_{antena} y es un número complejo que consta de una parte real, $R_{antena}(\omega)$, llamada resistencia de la antena, y de una parte imaginaria, $X_{antena}(\omega)$, llamada reactancia de la antena. Ambas dependen de la frecuencia (2.1):

$$Z_{antena} = R_{antena}(\omega) + j X_{antena}(\omega) \quad (2.1)$$

La parte real $R_{antena}(\omega)$ se puede descomponer como la resistencia de radiación de la antena R_r y la resistencia de pérdidas óhmicas R_L (2.2):

$$R_{antena}(\omega) = R_r + R_L \quad (2.2)$$

Esta descomposición permite obtener la potencia radiada por la antena P_r (2.3) y la potencia disipada en forma de calor P_L (2.4).

$$P_r = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (2.3)$$

$$P_L = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_L \quad (2.4)$$

Donde I_0 es el valor de la corriente que entra en la antena.

Si la parte imaginaria de la impedancia de entrada $X_{antena}(\omega)$ es nula a una frecuencia determinada, se dice que la antena es resonante a esta frecuencia.

2. Fundamentos teóricos

2.1.4.2. PARÁMETROS DE DISPERSIÓN (PARÁMETROS S)

Los circuitos de microondas se pueden caracterizar mediante las matrices de impedancia [Z] o las matrices admitancia [Y]. Estos parámetros, que relacionan magnitudes de tensión y corriente, se obtienen considerando circuitos abiertos o cortocircuitos en sus puertos. Calcular estos parámetros a alta frecuencia es una tarea difícil y se obtienen resultados de escaso valor práctico.

En cambio, los **parámetros de dispersión** o parámetros S, no necesitan ningún tipo de consideración adicional y sirven para todas las frecuencias. Estos parámetros relacionan ondas incidentes, reflejadas y transmitidas, y que se puede calcular directamente sobre el dispositivo a partir de los niveles de potencia que se perciben en los terminales de dicho dispositivo.

Una antena, al ser un circuito de microondas, se puede caracterizar como una red de dos terminales. El primer terminal es el puerto físico de entrada de la antena y el segundo terminal es el puerto físico de radiación.

En un terminal tiene dos puertos cada uno de ellos tiene unas ondas de tensión incidente y reflejada normalizadas, como se muestra en la figura (2-7):

- Las ondas incidentes a_i se definen en dirección entrante al circuito.
- Las ondas reflejadas b_i se definen en dirección saliente al circuito.

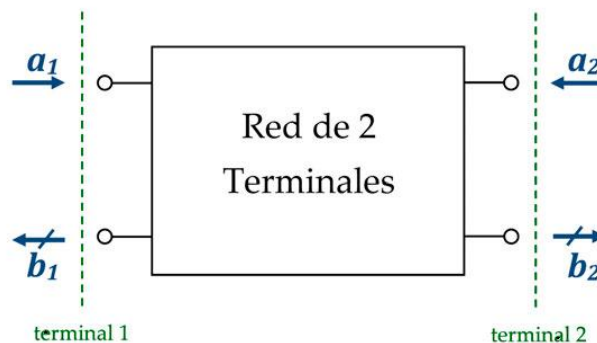


FIGURA 2-7: RED DE DOS PUERTOS

Tomando como ejemplo un circuito de 2 puertos existen 4 parámetros S y la relación entre sus ondas incidentes, reflejadas y la matriz de parámetros de dispersión está dada por (2.5):

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Expandiendo las matrices en ecuaciones (2.6):

$$\begin{cases} b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{cases} \quad (2.6)$$

Para calcular el parámetro s_{ij} se carga la red con su impedancia característica excepto el puerto i -ésimo, al que se le conectará un generador que produzca la onda incidente a_i . El resto de ondas incidentes será 0.

2. Fundamentos teóricos

Sustituyendo y despejando en la anterior ecuación queda (2.7):

$$S_{ji} = \left(\frac{b_j}{a_i} \right)_{a_k=0 (\forall k \neq i)} \quad (2.7)$$

En la siguiente tabla (2-3) se define el significado de cada parámetro S y la forma de obtenerlo:

Parámetro S	Nombre	Descripción	Fórmula
S_{11}	Reflexión a la entrada	Potencia que se refleja en el terminal 1 (T1) cuando se genera una onda incidente en el T1	$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right _{a_2=0}$
S_{12}	Transmisión o ganancia inversa	Potencia que llega al T1 cuando se alimenta la red por el terminal 2 (T2)	$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right _{a_1=0}$
S_{21}	Transmisión o ganancia directa	Potencia que llega al T2 cuando se alimenta la red por el T1	$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right _{a_2=0}$
S_{22}	Reflexión a la salida	Potencia que se refleja en el T2 cuando se genera una onda incidente en el T2	$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right _{a_1=0}$

TABLA 2-3: DESCRIPCIÓN DE LOS PARÁMETROS S PARA UNA RED DE DOS PUERTAS

A partir de los parámetros S se pueden definir las pérdidas de inserción (2.8) y las pérdidas de retorno (2.9):

- Pérdidas de inserción (dB) = $-20 \log_{10} (S_{ji})$ (2.8)

- Pérdidas de retorno (dB) = $-20 \log_{10} (S_{ii})$ (2.9)

2.1.4.3. ADAPTACIÓN

La antena debe estar conectada, mediante una línea de transmisión, al generador y a la carga. Para que el funcionamiento de la antena sea correcto es necesario que haya una buena **adaptación**.

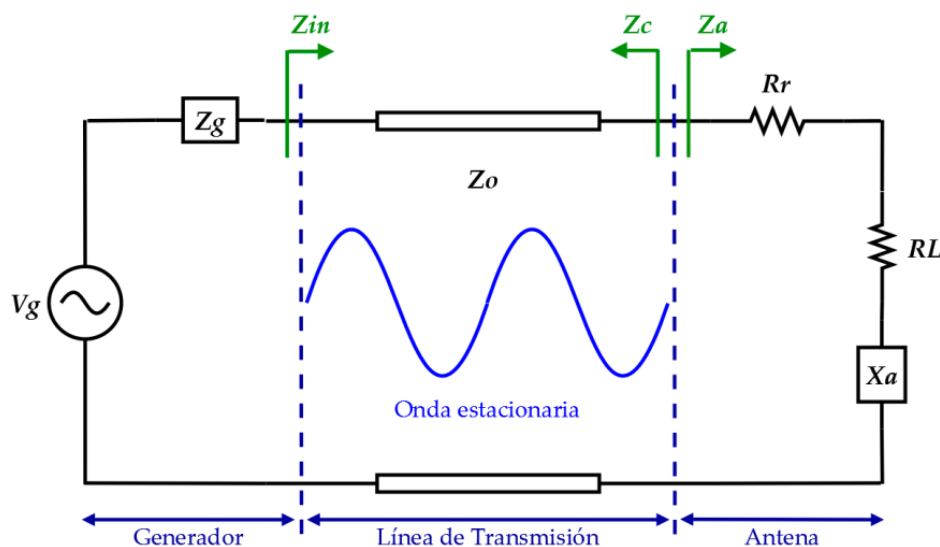


FIGURA 2-8: ANTENA CONECTADA A UN GENERADOR MEDIANTE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN

2. Fundamentos teóricos

Cuando una antena se une a un circuito su impedancia se transforma, pasando de ser la impedancia característica a la impedancia vista en el circuito. Mediante el parámetro de dispersión S_{11} se representa la cantidad de potencia reflejada en el puerto de entrada. Este parámetro se puede obtener a partir de la siguiente fórmula:

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.10)$$

Donde Z_A es la impedancia de entrada de la antena y Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión.

$$Z_A = (R_L + R_r) + j \cdot X_A \quad (2.11)$$

Como se muestra en la figura 2-8, la impedancia del generador es Z_G y la impedancia vista desde el generador $Z_{in} = R_{in} + j \cdot X_{in}$. A partir de estos parámetros se puede hallar la potencia de entrada en la red:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_G + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (2.12)$$

La máxima transferencia de potencia ocurre cuando la línea está adaptada $Z_G = Z_{in}^*$. Esta adaptación no es igual que cuando no existe onda reflejada ($S_{11} = \Gamma = 0$). Estas situaciones sólo se pueden producir si Z_G y Z_0 son iguales.

La potencia máxima disponible a la entrada se obtiene cuando la antena está adaptada a la red de alimentación, es decir:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_G^* + Z_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_g|^2}{R_g} \quad (2.13)$$

2.1.4.4. RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA (SWR)

Si la carga no está adaptada a la línea de transmisión ($S_{11} \neq 0$), se produce una onda reflejada. En esos casos se forma una onda estacionaria en la línea a partir de de la interferencia entre las ondas incidente y reflejada. Se puede ver este fenómeno en la figura anterior (2-8).

La **SWR** (Standing Wave Ratio) o ROE (relación de onda estacionaria) es el cociente entre la tensión mínima y el máxima de la onda estacionaria que se forma a la salida del generador.

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} \quad (2.14)$$

$$SWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.15)$$

2. Fundamentos teóricos

La relación de onda estacionaria mide la desadaptación entre la línea y la antena. Esto quiere decir que muestra la reflexión por desadaptación, lo cual sirve para tener una estimación de la potencia que se transmite finalmente a la antena.

El valor de la SWR está comprendido entre $1 \leq \text{SWR} \leq \infty$. Si una antena está perfectamente adaptada implica que $s_{11} = 0$, por lo tanto $\text{SWR} = 1$.

2.1.4.5. DIAGRAMA DE RADIACIÓN

El **diagrama de radiación** es la representación gráfica de la radiación de una antena en función de unas determinadas coordenadas espaciales. Se define para campo lejano, considerando campo lejano cuando la distancia de la antena es superior a:

$$d_{\text{antena}} > \frac{2 \cdot D^2}{\lambda} \quad (2.16)$$

Donde D es la dimensión máxima de la antena y λ su longitud de onda para la frecuencia de uso de la antena.

De igual forma se define el campo cercano para una antena:

$$d_{\text{antena}} < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.17)$$

A partir de estas dos definiciones se puede observar que hay una región no comprendida entre los campos cercano y lejano. Esta zona se denomina región de Fresnel y en ella el campo cercano decrece y el campo lejano comienza a emerger. La distancia de la antena para esta región se define mediante la siguiente fórmula:

$$0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < d_{\text{antena}} < \frac{2 \cdot D^2}{\lambda} \quad (2.18)$$

El diagrama de radiación se puede representar en dos (2D) o tres (3D) dimensiones, generalmente normalizado al valor máximo.

Para la representación en tres dimensiones se suelen utilizar coordenadas esféricas.

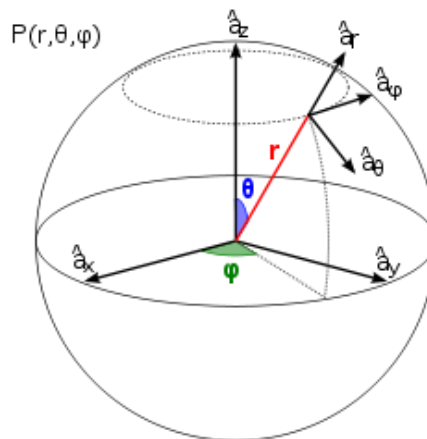


FIGURA 2-9: SISTEMA DE COORDENADAS ESFÉRICAS

2. Fundamentos teóricos

Las coordenadas esféricas están definidas por el radio r , el ángulo polar θ y el ángulo azimut φ .

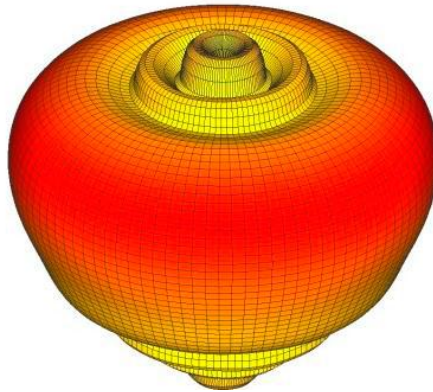


FIGURA 2-10: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D

Para la representación en dos dimensiones se utilizan coordenadas cartesianas o coordenadas polares. Con las coordenadas cartesianas se representa la densidad de potencia (eje de ordenadas) respecto a la variable angular (eje de abscisas). Por otra parte, con coordenadas polares el espacio se representa en una circunferencia y el movimiento de las ondas y su disipación se expresa en grados.

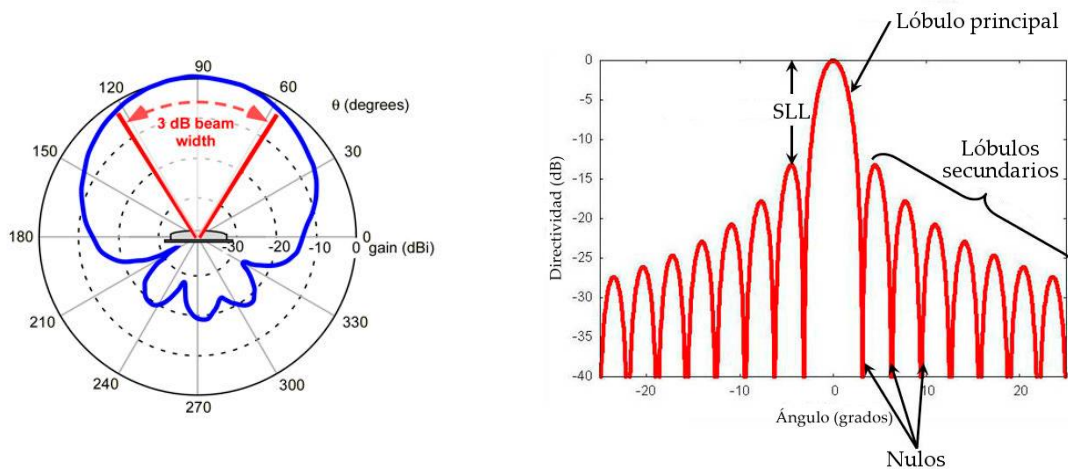


FIGURA 2-11: DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN 2D. A) COORDENADAS POLARES B) COORDENADAS CARTESIANAS

Cada representación tiene sus puntos fuertes, mediante las coordenadas cartesianas se obtiene una visión clara de los lóbulos y la SLL (en el siguiente punto se explicará). Las coordenadas polares muestran la directividad de la antena y como se distribuye la potencia.

2. Fundamentos teóricos

2.1.4.5.1. PARÁMETROS DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN

Los principales parámetros que definen el diagrama de radiación de una antena son:

- Dirección de apuntamiento: Es la dirección donde la radiación es máxima.
- Lóbulo principal: Es el margen angular en torno a la dirección de radiación máxima. Con ello se define la dirección de apuntamiento.
- Lóbulos secundarios: Son los dos máximos relativos que rodean al lóbulo principal, pero con menor amplitud.
- Relación de lóbulo principal a secundario (SLL): Es el cociente entre los valores máximos del lóbulo principal y del lóbulo secundario. Es conveniente que la antena tenga un valor de SLL alto, para que la mayor cantidad de potencia sea radiada en la dirección deseada frente al resto de direcciones.
- Anchura de haz a 3 dB: Es la separación angular de direcciones en las que el diagrama de radiación de un haz toma como valor la mitad del máximo. Aporta una información muy práctica para determinar la directividad de la antena.

2.1.4.5.2. TIPOS DE DIAGRAMA DE RADIACIÓN

En función de la directividad de la antena y de la futura aplicación de la misma existen tres tipos de diagramas de radiación:

- Isotrópicos: La antena radia la misma densidad de potencia en todas las direcciones.
- Omnidireccionales: La antena radia con una simetría de revolución en torno a un eje.
- Directivos: La antena concentra el máximo de radiación en una dirección determinada.

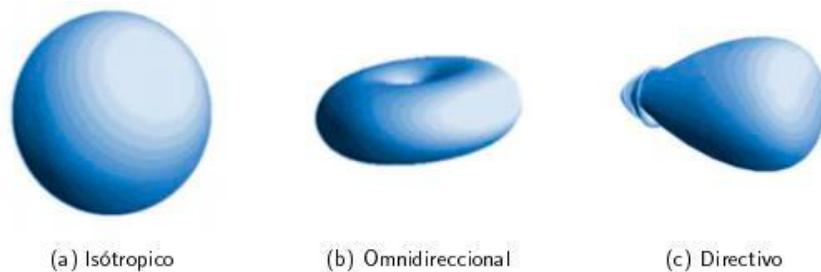


FIGURA 2-12: TIPOS DE DIAGRAMA DE RADIACIÓN

2. Fundamentos teóricos

2.1.4.6. INTENSIDAD DE RADIACIÓN

Se denomina **intensidad de radiación** a la potencia radiada por una antena por ángulo sólido. A partir de este parámetro se puede calcular la directividad de la antena. Se mide en condiciones de campo lejano mediante la siguiente fórmula:

$$U = W_{rad} \cdot r^2 \quad (2.19)$$

Donde W_{rad} es la potencia radiada y r la distancia.

En el caso de una antena isotrópica la intensidad de radiación es independiente a los ángulos θ y ϕ . Mediante las siguientes fórmulas se define la potencia radiada:

$$d\Omega = \frac{dS}{r^2} = \sin(\theta)d\theta d\phi \quad (2.20)$$

$$dS = r^2 \cdot \sin(\theta)d\theta d\phi \quad (2.21)$$

$$P_{rad} = \oint_{d\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \oint_{d\Omega} d\Omega = 4\pi U_0 \quad (2.22)$$

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.23)$$

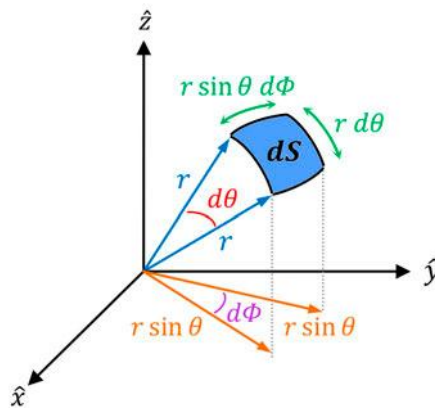


FIGURA 2-13: REPRESENTACIÓN DEL DIFERENCIAL DEL ÁNGULO SÓLIDO

2.1.4.7. DIRECTIVIDAD Y GANANCIA

La **directividad** de una antena muestra su capacidad para concentrar la energía que radia en un solo punto. Se calcula como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección (U) frente a la intensidad de radiación que generaría la antena si fuese isotrópica, es decir, si radiase en todas las direcciones (U_0).

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.24)$$

Se suele considerar la directividad de una antena en la dirección de máximo apuntamiento.

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi \cdot U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.25)$$

2. Fundamentos teóricos

La **ganancia** de una antena se define como la relación entre la intensidad de radiación en una determinada dirección y la intensidad de radiación de una antena isotrópica cuando ambas son alimentadas con la misma potencia de entrada P_{in} .

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (2.26)$$

2.1.4.8. EFICIENCIA

La **eficiencia** de radiación es un parámetro fundamental de una antena. Indica el rendimiento de radiación del sistema y sirve para caracterizarla. Se define como la relación entre la potencia radiada (P_{rad}) y la potencia recibida (P_{in}).

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (2.27)$$

Mediante este parámetro se puede hallar una relación directa entre la directividad de una antena y su ganancia, como se muestra a continuación:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \varphi)}{P_{in}} = \eta_{rad} \left[\frac{4\pi \cdot U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \right] \rightarrow G(\theta, \varphi) = \eta_{rad} \cdot D(\theta, \varphi) \quad (2.28)$$

2.1.4.9. POLARIZACIÓN

La variación temporal del campo radiado por una antena en una dirección determinada se denomina su **polarización** en esa misma dirección. Esta variación del campo dibuja virtualmente en el espacio una figura, mediante su dirección y su sentido de giro. Según como sea la figura se define el tipo de polarización. De forma general se considera una elipse, como se muestra en la siguiente figura (2-14):

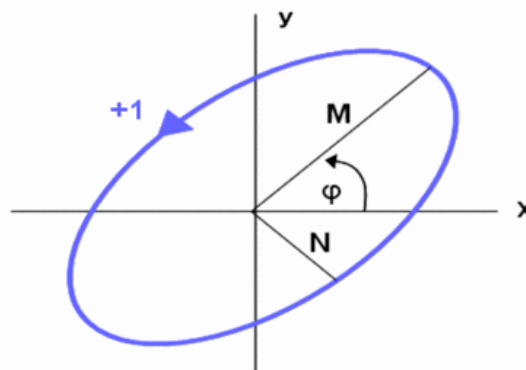


FIGURA 2-14: ELIPSE DE POLARIZACIÓN

2. Fundamentos teóricos

Además de la forma elíptica, en la polarización de una antena existen otros casos particulares:

- Polarización lineal: El vector de campo eléctrico se mueve formando un segmento. Esta polarización puede ser vertical u horizontal.

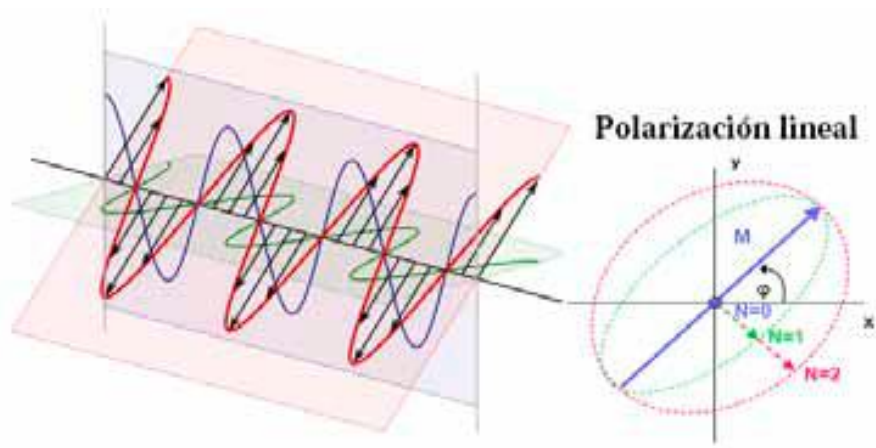


FIGURA 2-15: POLARIZACIÓN LINEAL

- Polarización circular: El vector de campo eléctrico se mueve sobre una circunferencia. Dependiendo del sentido de giro, puede ser circular a derechas o a izquierdas.

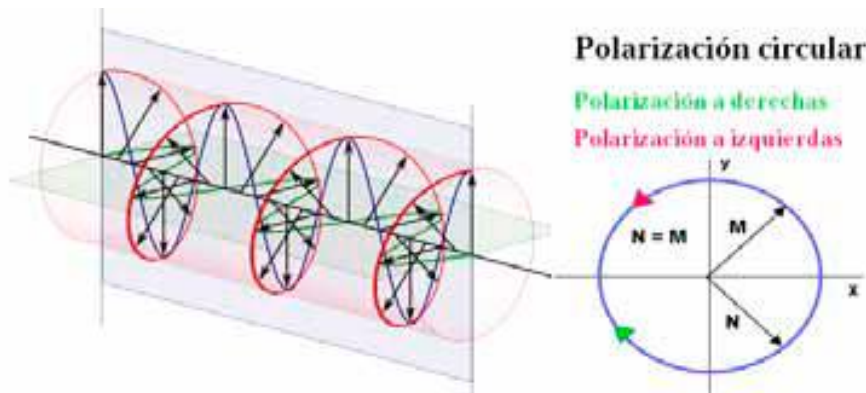


FIGURA 2-16: POLARIZACIÓN CIRCULAR

La Relación Axial o Axial Ratio (AR) es un parámetro que permite conocer el tipo de polarización. Es el cociente entre el eje mayor y el eje menor de la elipse de polarización, tal y como se indica en la figura X, M y N respectivamente.

$$AR = \frac{M}{N} \quad (2.29)$$

La Relación Axial estará comprendida entre 1 e ∞ . Los extremos serán los casos particulares mencionados previamente.

- Si $AR = \infty$ → Polarización lineal
- Si $AR = 1$ → Polarización circular
- Si $1 \leq AR \leq \infty$ → Polarización elíptica

2. Fundamentos teóricos

2.1.4.10. ANCHO DE BANDA

Como es lógico, debido a su geometría finita una antena no puede funcionar correctamente para todo el espectro electromagnético, sino para un rango de frecuencias determinado. El **ancho de banda** define la región donde la antena puede operar con unas características determinadas. Se puede expresar este valor mediante la siguiente fórmula:

$$BW(\%) = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \cdot 100 \quad (2.30)$$

Donde f_0 es la frecuencia central del rango de frecuencias de trabajo, delimitado por f_{max} y f_{min} .

2.2. TEORÍA DE GUÍAS DE ONDAS

2.2.1. INTRODUCCIÓN

Una guía de onda es una estructura física que propaga una onda confinándola dentro de su interior. La transmisión de señales por guías de onda reduce las pérdidas y la disipación de energía, por lo que su utilización es muy apropiada en el campo de las microondas.

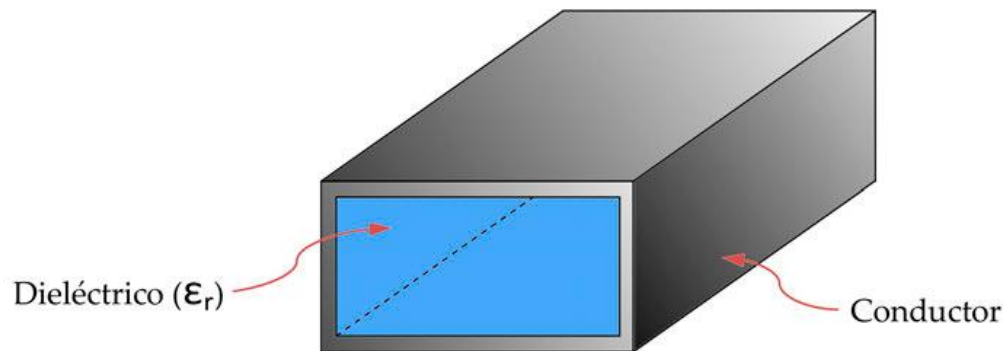


FIGURA 2-17: GUÍA DE ONDA

Una guía de onda está formada por un conductor cerrado y un dieléctrico en su interior, con constante dieléctrica ϵ_r .

2.2.2. MODOS DE PROPAGACIÓN

Las ondas electromagnéticas se desplazan por una guía de onda en diferentes modos de propagación. Un modo es la forma en la que la energía se puede propagar a lo largo de la guía. Para que estos modos aparezcan se deben cumplir una serie de condiciones.

Existe un número infinito de modos de propagación y cada uno se caracteriza por su frecuencia de corte f_c . Para que un modo se transmita, la frecuencia de la señal debe ser mayor a dicha frecuencia de corte. En ese caso la energía electromagnética se transmitirá sin atenuación por la guía. Los modos con frecuencia de corte superior a la frecuencia de trabajo se denominan *evanescentes* y se atenúan de forma tan rápida que se considera que no se propagan por la guía.

Los modos de propagación dependen de las características de la guía; la longitud de onda, sus dimensiones y su polarización. Según las dimensiones de la guía se podrán propagar uno o varios modos de forma simultánea.

Se denomina modo fundamental al primer modo que se propaga por la guía y modo superior al primer modo no propagado. Por lo tanto, según el rango de frecuencia de trabajo de la guía, ésta podrá ser:

- **Monomodo:** Sólo se propaga el modo fundamental.
- **Multimodo:** Se propagan varios modos (2 o más).

2. Fundamentos teóricos

El ancho de banda monomodo (BW_{monomodo}) es el ancho de banda que comprende desde la frecuencia de corte del modo fundamental hasta la frecuencia de corte del siguiente modo en propagarse.

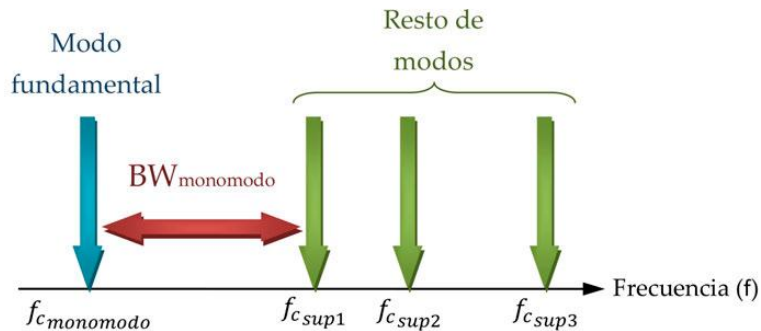


FIGURA 2-18: EJEMPLO CARTA DE MODOS

Dentro de una guía de onda, una onda electromagnética se puede propagar en distintos modos. Como se describe en [2] y [3], las soluciones de las ecuaciones de Maxwell se pueden clasificar según las componentes vectoriales de los campos eléctrico y magnético, dando lugar a los siguientes modos de propagación:

- **Modo Transversal Electromagnético (TEM):** Un modo TEM tiene ambas componentes longitudinales del campo, eléctrico y magnético, nulas ($E_z = H_z = 0$).
- **Modo Transversal Eléctrico (TE):** En este tipo de modos la componente longitudinal del campo eléctrico es nula ($E_z = 0$).
- **Modo Transversal Magnético (TM):** En este tipo de modos la componente longitudinal del campo magnético es nula ($H_z = 0$).
- **Modo Híbrido:** Son aquellos modos en los que existen componentes de campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación.

Los modos TEM se propagan únicamente por medios de transmisión con dos conductores diferentes. Las guías de onda como únicamente tienen un conductor cerrado sólo pueden propagar los modos TE y TM. Los modos híbridos son característicos de la fibra óptica.

2.2.3. TIPOS DE GUÍAS DE ONDA

Existen diferentes tipos de guías de onda según su geometría. Los dos principales grupos son rectangulares y circulares, aunque es posible modelar guía de onda con otro tipo de estructura (triangular, elíptica, etc...). En [2] vienen explicados en profundidad todos los conceptos y formulación sobre estos dos tipos de guías.

2. Fundamentos teóricos

2.2.3.1. GUÍA RECTANGULAR

Este tipo de guía viene caracterizado por sus dimensiones “a” y “b”, que corresponden al lado mayor y menor respectivamente. En la siguiente imagen (2-19) se muestra una guía rectangular:

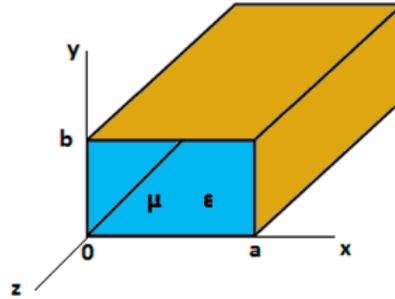


FIGURA 2-19: GUÍA DE ONDA RECTANGULAR

Como se ha mostrado en el punto anterior, en una guía de tipo rectangular sólo se pueden propagar los modos TE y TM. Las frecuencias de corte de dichos modos se pueden calcular con la siguiente fórmula, en función de las dimensiones “a” y “b” de la guía y la constante dieléctrica ϵ_r :

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}, \quad c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.31)$$

$$TE_{mn}: m, n \geq 0$$

$$TM_{mn}: m, n \geq 1$$

La longitud de onda para cada uno de los modos que se propagan por la guía se define de la siguiente manera, a partir de su frecuencia de corte:

$$\lambda_{g_{m,n}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(f_{c_{m,n}}/f_0\right)^2}}, \quad 1 = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.32)$$

En la siguiente figura (2-20) se puede observar cómo se propagan las líneas de campo sobre una guía para los distintos modos de propagación:

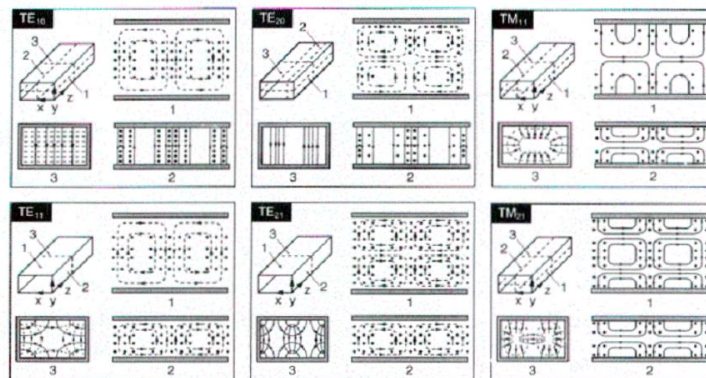


FIGURA 2-20: MODOS DE PROPAGACIÓN EN GUÍA RECTANGULAR

2. Fundamentos teóricos

2.2.3.2. GUÍA CIRCULAR

Las guías de onda circulares son el otro tipo de guías utilizadas de forma muy extensa. Consiste en un tubo de metal hueco con radio interior “a” y, al igual que la guía rectangular, sólo se pueden propagar los modos TE y TM, caracterizados a partir de la dimensión del radio “a”. En la siguiente figura (2-21) se muestra una guía de onda circular:

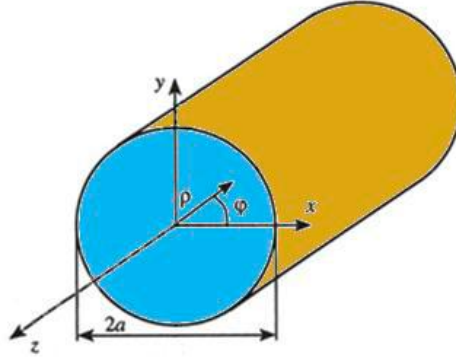


FIGURA 2-21: GUÍA DE ONDA CIRCULAR

Mediante las funciones de Bessel se pueden desarrollar las expresiones para el cálculo de las frecuencias de corte de los modos fundamentales:

$$\text{Modos TE: } f_{c_{n,m}} = \frac{p_{n,m}}{2\pi r \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.33)$$

$$\text{Modos TM: } f_{c_{n,m}} = \frac{p'_{n,m}}{2\pi r \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.34)$$

Donde $p_{n,m}$ y $p'_{n,m}$ son las raíces de las funciones de Bessel.

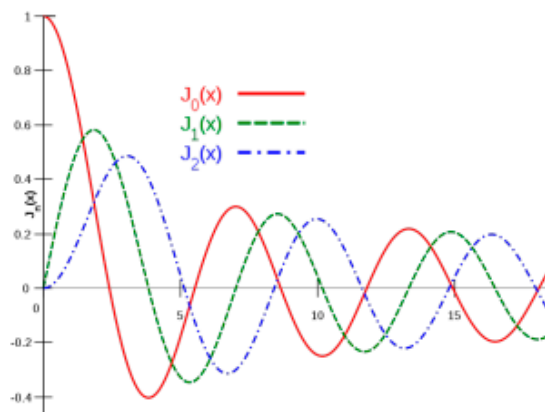


FIGURA 2-22: FUNCIONES DE BESSEL DE PRIMERA ESPECIE PARA N = 0, 1 Y 2

2. Fundamentos teóricos

2.2.4. ALIMENTACIÓN EN GUÍA DE ONDA

Hay distintas formas para alimentar una guía de onda. La más utilizada es mediante un conector coaxial que penetra en el sustrato por una de las caras de la guía (para una guía rectangular). En este caso, el conductor exterior se conecta al conductor de la guía, estableciendo el plano de masa del coaxial. El alma del conector (conductor interior) entra dentro de la guía, alimentándola como un monopolo.

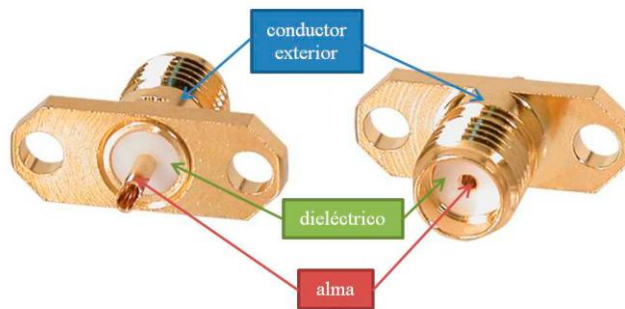


FIGURA 2-23: CONECTOR COAXIAL SMA

La posición del alma es un punto crítico para obtener un correcto funcionamiento. El alma del conector se debe situar a $\lambda_g/4$ desde el inicio de la guía para poder obtener la máxima adaptación a la frecuencia de trabajo. Con esta distancia la onda la onda llegará a la pared de la guía con amplitud 0, por lo que se reflejará totalmente. Esto implica un desfase de 180° o $\lambda_g/2$, que unido a un desfase de $\lambda_g/4$ a la ida y $\lambda_g/4$ a la vuelta hará en total una longitud de onda λ_g . Esta onda se encontrará a la vuelta con la onda que emite el monopolo y se unirán en fase, formando una onda progresiva.

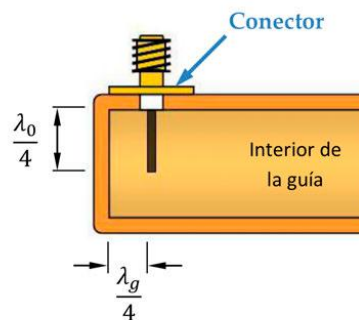


FIGURA 2-24: ESQUEMA DE ALIMENTACIÓN EN GUÍA

El conector se debe establecer a $\lambda/4$ para que actúe correctamente como un monopolo. Como está radiante dentro de la guía, el alma del conector no radia a λ_0 , sino a la longitud de onda de trabajo λ_g .

Si no se cumple esta condición, es decir, el conector no se sitúa a $\lambda_g/4$, se producirá una desadaptación entre la guía y el coaxial que provocará reflexiones no deseadas. La onda no recorrerá la longitud de onda correcta, por lo que no se sumará en fase y no transportará tampoco toda la energía posible a través de la guía.

2.3. TEORÍA MICROSTRIP

Las líneas microstrip son líneas de transmisión muy utilizadas para transportar señales de microondas. Se componen de una línea metálica muy fina, de espesor " t " y ancho " W ", separada de un plano de masa por una capa de sustrato de espesor " h " y constante dieléctrica " ϵ_r ".

Sus principales ventajas son la sencillez de su fabricación mediante tecnología impresa y su bajo coste, junto con la buena integración a otros dispositivos de RF. Como desventajas presentan unas pérdidas superiores a la guía de onda convencional y tienen una menor capacidad de transmisión de energía.

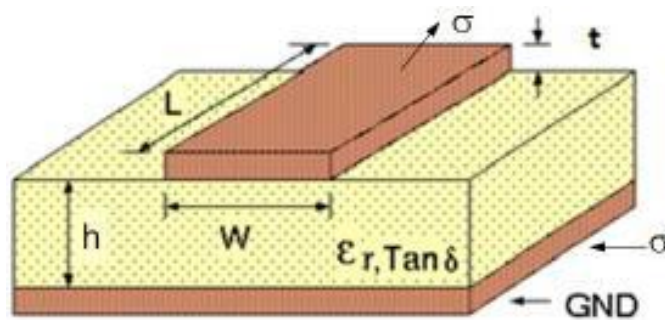


FIGURA 2-25: LÍNEA MICROSTRIP

A diferencia de una guía tradicional, al haber aquí dos conductores diferentes se producirá una diferencia de potencial y no se propagarán los modos TE o TM, sino modos TEM.

El hecho de que el dieléctrico no cubra la zona superior a la línea conductora hace que el análisis sea complejo. La mayoría de las líneas de campo están contenidas dentro del sustrato, pero aparecen algunas en la parte superior donde hay aire. Por este motivo, no se generan modos TEM puros sino que aparecen modos híbridos TE-TM, como se puede ver en [2].

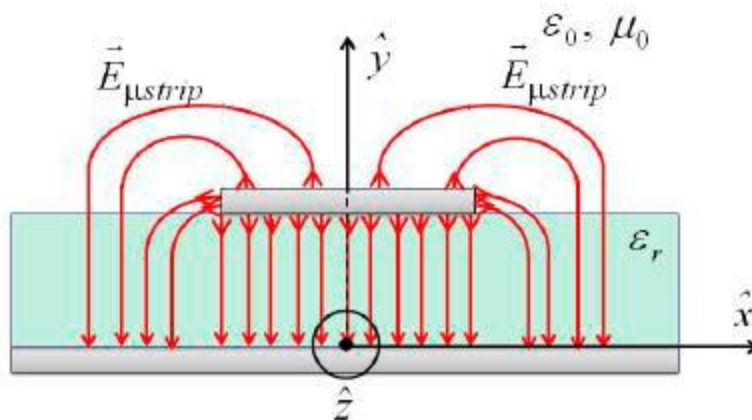


FIGURA 2-26: LÍNEAS DE CAMPO ELÉCTRICO EN UNA LÍNEA MICROSTRIP

2. Fundamentos teóricos

Como la mayoría de los casos el sustrato empleado es muy delgado ($h \ll \lambda$) se puede simplificar el análisis y considerar que se propagan modos quasi-TEM.

La presencia de dos dieléctricos, el aire y el sustrato, hace que la línea microstrip tenga una constante dieléctrica efectiva ϵ_{eff} que viene dada por la siguiente fórmula:

$$\epsilon_{eff} = \begin{cases} \frac{\epsilon_e + 1}{2} + \frac{\epsilon_e - 1}{2} \cdot \left[\left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right], & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_e + 1}{2} + \frac{\epsilon_e - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0.5}, & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (2.35)$$

$$\lambda_{\mu strip} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.36)$$

2.3.1. ALIMENTACIÓN EN LÍNEA MICROSTRIP

Generalmente se utilizan conectores coaxiales para la alimentación de las líneas microstrip. Pueden ser con orientación vertical u horizontal.

➤ Conector coaxial vertical

De manera análoga a una guía de onda, una línea microstrip se puede alimentar con un conector coaxial que entre de manera vertical en el sustrato. El conductor exterior se conecta al plano de masa y el conductor interno (alma) alcanza la pista superior microstrip.

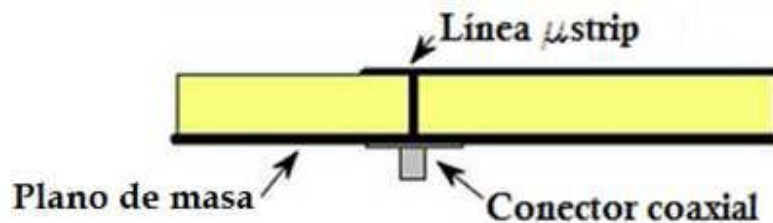


FIGURA 2-27: ALIMENTACIÓN MEDIANTE CONECTOR COAXIAL VERTICAL

La posición del conector respecto a la pista superior se puede variar para controlar la impedancia de entrada y la adaptación.

2. Fundamentos teóricos

➤ Conector coaxial horizontal

Otra forma de alimentar la pista microstrip es con un conector coaxial de forma horizontal. Para ello hay que conectar el conductor externo al plano de masa inferior y el conductor interno a la pista microstrip superior. En la siguiente figura (2-28) se muestra un esquema de su funcionamiento:

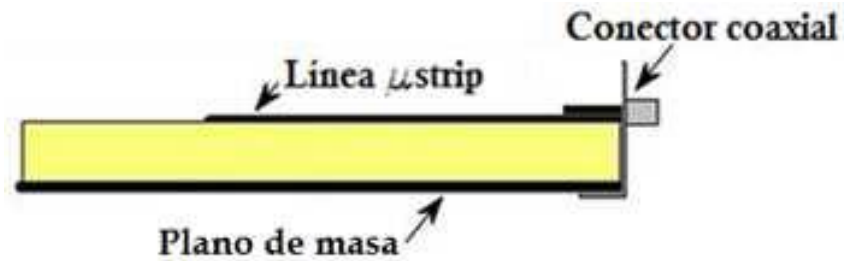


FIGURA 2-28: ALIMENTACIÓN MICROSTRIP MEDIANTE CONECTOR COAXIAL HORIZONTAL

Este tipo de alimentación es muy sencilla. El gran inconveniente que presenta es que al estar el alma del conector al aire puede provocar muchas pérdidas por radiaciones externas, especialmente en aplicaciones a altas frecuencias.

2.4. TEORÍA SIW (SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE)

La tecnología SIW es una técnica relativamente nueva, fue mencionada por primera vez en 1994. Consiste, como su nombre indica, en integrar una guía de onda dentro de un sustrato dieléctrico. Para ello utiliza la tecnología impresa que caracteriza a las líneas microstrip.

Una guía SIW se compone de dos filas de taladros metalizados sobre un sustrato. Dichos taladros, junto a las capas metálicas superior e inferior, impiden que el campo salga y actúa por tanto como una guía de onda rellena de material dieléctrico. Al ser una tecnología planar facilita la integración con otro tipo de tecnologías como microstrip o coplanar.

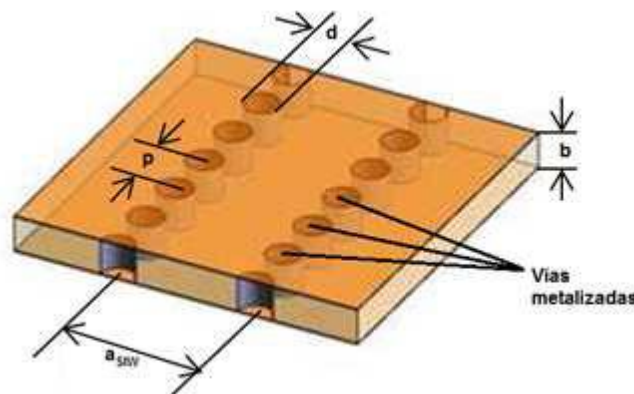


FIGURA 2-29: GUÍA DE ONDA SIW

La guía de onda sobre sustrato integrado es un compromiso entre el diseño en guía de onda y el diseño en microstrip, ya que intenta combinar lo mejor de cada tecnología: la guía de onda ofrece bajas pérdidas y muy buena respuesta, pero es difícil de construir y con costes elevados. Por otra parte, la tecnología microstrip tiene una integración muy buena, permitiendo la fabricación de equipos en serie mediante tecnología impresa, pero unas pérdidas mucho más elevadas.

2.4.1 EQUIVALENCIAS ENTRE SIW Y GUÍA CONVENCIONAL

En este punto se indicarán las equivalencias matemáticas entre la guía convencional y la SIW.

Las vías que componen las paredes laterales de una guía SIW tienen un diámetro “ d ” y están separadas entre ellas una distancia “ p ”. Para un correcto diseño y no generar demasiadas pérdidas estos valores tienen que respetar una serie de condiciones, ampliamente analizadas en [4].

La anchura de la guía SIW no es igual a la guía tradicional. Igualmente existe una serie de normas descritas en [5] que establecen la equivalencia entre ambos tipos de guía, con un error de tan sólo el 1%. El ancho en guía de onda convencional será siempre menor al ancho en guía SIW.

2. Fundamentos teóricos

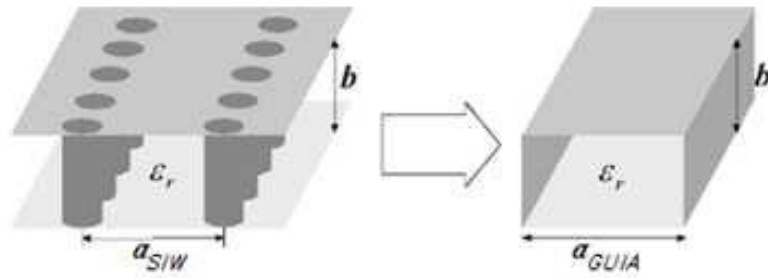


FIGURA 2-30: EQUIVALENCIA ENTRE GUÍA SIW Y GUÍA CONVENCIONAL

La relación de anchuras es:

$$a_{guía} = a_{SIW} \cdot \bar{a} \quad (2.37)$$

Donde:

$$\bar{a} = \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{a} + \frac{(\xi_1 + \xi_2 - \xi_3)}{(\xi_3 - \xi_1)}} \quad (2.38)$$

$$\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{a}{p} - 1.0684} \quad \xi_2 = -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{a}{p} - 1.2010} \quad \xi_3 = 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{a}{p} - 0.2152} \quad (2.39)$$

A partir de estas fórmulas se puede escalar un diseño en guía tradicional a guía sobre SIW. La altura del sustrato “b” permanece constante.

La tecnología de sustrato fue diseñada para trabajar a altas frecuencias, ya que a baja frecuencia sus dimensiones son similares a la guía convencional y tendría los mismos problemas que ésta.

2.4.2 ALIMENTACIÓN SIW

La alimentación de una guía SIW es similar a las guías convencionales; se puede realizar mediante conectores coaxiales. También pueden ser alimentadas mediante líneas microstrip aprovechando su buena integración al ser ambas fabricadas mediante tecnología impresa.

➤ Conector coaxial vertical:

Al igual que en el apartado 2.2.4, una guía de onda, incluida la guía de onda sobre sustrato integrado, se puede alimentar con un conector coaxial. Dicho conector entrará verticalmente dentro de la guía.

2. Fundamentos teóricos

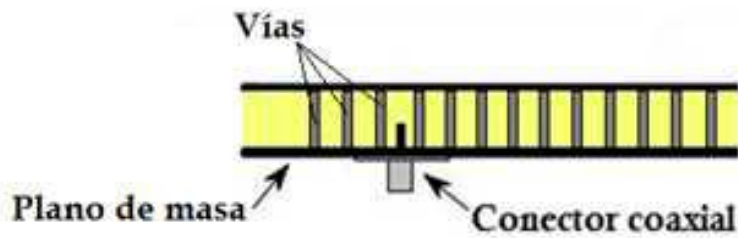


FIGURA 2-31: ALIMENTACIÓN SIW MEDIANTE CONECTOR COAXIAL VERTICAL

Al igual que para una guía de onda tradicional, la distancia del conector al cortocircuito debe ser $\lambda_g/4$ para que se sumen en fase la onda reflejada y la generada.

➤ Línea microstrip

Una gran ventaja de las guías SIW es que al ser construidas mediante tecnología se pueden integrar de forma fácil y sencilla a las líneas microstrip, puesto que también utilizan tecnología impresa. Para ello se puede realizar un diseño compacto donde se unan mediante una zona de transición o chaflán.

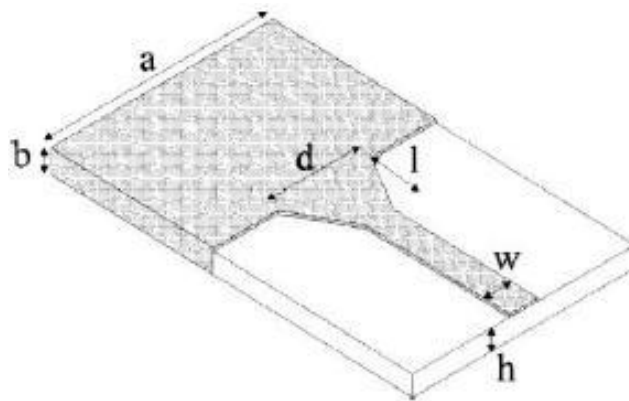


FIGURA 2-32: ALIMENTACIÓN SIW MEDIANTE LÍNEA MICROSTRIP

Mediante este chaflán se transformará el modo quasi-TEM de la línea microstrip en un modo TE_{10} , que es el modo fundamental de la guía rectangular.

La alimentación mediante línea microstrip no sólo se puede usar para guía SIW, sino también para guía de onda convencional. Sin embargo, para una guía convencional se requiere unas dimensiones del sustrato mucho mayores, lo cual provoca unas pérdidas muy grandes y pasan a un segundo plano la sencillez de la fabricación y su coste reducido, por lo que no se emplean en la práctica.

2.5. ANTENAS DE BOCINA

Como se ha dicho en 2.1.3.4 *Antenas de apertura*, las antenas de bocinas son un tipo de antenas de apertura con una gran directividad y ganancia. En este punto se va a profundizar sobre este tipo de antenas ya que van a ser objeto de estudio de este PFC.

2.5.1. INTRODUCCIÓN

Las antenas de bocina fueron empleadas por primera vez en los años 1930 y posteriormente su uso se generalizó en las siguientes décadas para comunicaciones por satélite y sistemas de radar.



FIGURA 2-33: ANTENAS DE BOCINA PIRAMIDALES PARA DISTINTAS FRECUENCIAS

Una ventaja importante las antenas de bocina es que no tienen elementos resonantes, por lo que pueden trabajar con anchos de banda grandes, del orden de GHz. La ganancia típica de una antena de bocina oscila entre 10 dB - 20 dB.

Para el diseño de una antena de bocina existe un compromiso muy importante entre sus dimensiones. Por una parte, a medida que aumenta la apertura de la bocina, su ganancia también crece, pero en contrapartida aparece un error de fase entre los puntos centrales de la bocina y sus extremos ya que el frente de onda es esférico y no llega a todos los puntos de forma simultánea. Mediante la siguiente imagen se puede ver con claridad:

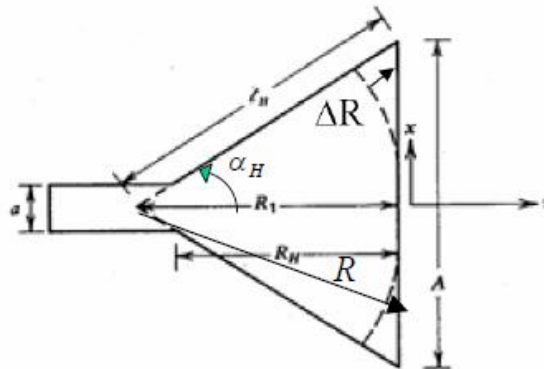


FIGURA 2-34: VISTA SUPERIOR DE UNA BOCINA SECTORIAL PLANO H

2. Fundamentos teóricos

Como se muestra, según van aumentando las dimensiones la distancia entre los extremos y el centro, ΔR . Por lo que una bocina de gran apertura es irrealizable limitando la ganancia en función del error de fase.

2.5.2. TIPOS DE ANTENAS DE BOCINA

Existen tres tipos principales de bocinas, clasificadas según su apertura:

➤ Antenas de bocina piramidales:

Una antena de bocina piramidal será aquella en que su apertura se produzca en los dos planos vertical y horizontal, con una sección inicial rectangular.

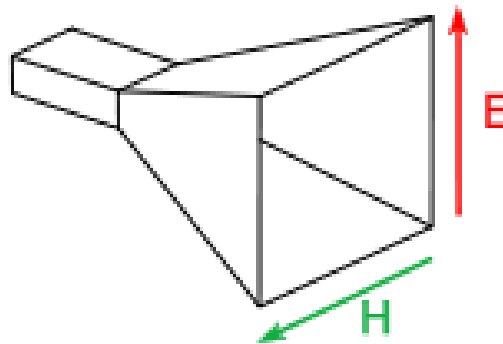


FIGURA 2-35: ANTENA DE BOCINA PIRAMIDAL

Una bocina piramidal estará unida a una guía de onda rectangular, dónde el modo fundamental de la misma (TE_{10} o TE_{01}) dependerá de sus dimensiones.

El campo eléctrico en la apertura es la combinación de los campos sectoriales E y H:

$$E_{ay} = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{A}\right) \cdot e^{-jk\left(\frac{x^2}{2R_1} + \frac{y^2}{2R_2}\right)} \quad (2.40)$$

La directividad de una bocina piramidal se obtiene como:

$$D_p = \frac{\pi}{32} \left(\frac{\lambda}{A} D_E\right) \left(\frac{\lambda}{B} D_H\right) \quad (2.41)$$

Donde D_E y D_H se obtienen a partir de las curvas de directividad de las bocinas sectoriales en los planos E y H respectivamente, para las aperturas horizontal "A" y vertical "B".

➤ Antenas de bocina sectoriales:

Pueden ser sectoriales en el plano H (si la apertura es horizontal) o sectoriales en el plano E (apertura vertical). La otra dimensión permanece constante, si se variase pasaría a ser una bocina piramidal. Al tener apertura en un único plano, su ancho de banda BW es inferior a una bocina piramidal con apertura en las dos direcciones.

2. Fundamentos teóricos

En la siguiente figura (2-36) se muestra un ejemplo de antenas sectoriales:

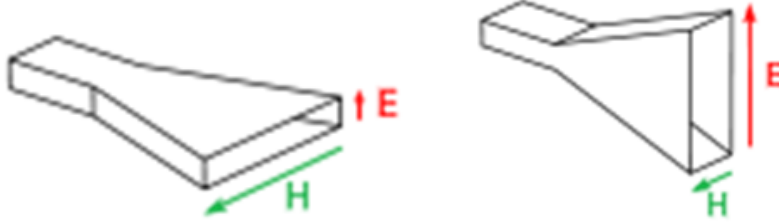


FIGURA 2-36: ANTENAS DE BOCINA SECTORIALES: A) PLANO H B) PLANO E

La bocina también estará alimentada por una guía de onda rectangular.

Para este PFC, como se verá más adelante, se diseñará una antena de bocina con apertura en el plano H y altura constante. Dicha altura vendrá dada por las dimensiones (espesor) del sustrato empleado.

El campo eléctrico, suponiendo que el modo fundamental es el TE₁₀, que se propaga por la guía rectangular es:

$$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \cdot e^{-j\beta_g z} \quad (2.42)$$

La distancia "R", mostrada en la figura 2-34 para una bocina sectorial H, se puede aproximar como:

$$R = \sqrt{R_1^2 + x^2} = R_1 \left[1 + \left(\frac{x}{R_1}\right)^2 \right]^{1/2} \quad (2.43)$$

El campo en la apertura para una antena de bocina en el plano H es:

$$E_{ay} = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{A}\right) \cdot e^{-jk\left(\frac{x^2}{2R_1}\right)} \quad (2.44)$$

En el plano E el campo se calcula de forma análoga para una distancia "R₂" en función de y:

$$E_{ay} = E_0 \cos\left(\frac{\pi y}{A}\right) \cdot e^{-jk\left(\frac{y^2}{2R_2}\right)} \quad (2.45)$$

Los diagramas de radiación normalizados se expresan en forma de diagramas de radiación universales en función del error máximo de fase en la apertura. Ocurre para los valores extremos, en el plano H para $x = A/2$ y en el plano E para $y = B/2$.

El error de fase se calcula como:

$$t = \frac{A^2}{8\lambda R_1}, \text{ para una apertura horizontal} \quad (2.46)$$

$$s = \frac{B^2}{8\lambda R_2}, \text{ para una apertura vertical} \quad (2.47)$$

2. Fundamentos teóricos

A continuación, en la figura (2-37), se muestran los diagramas de radiación universales:

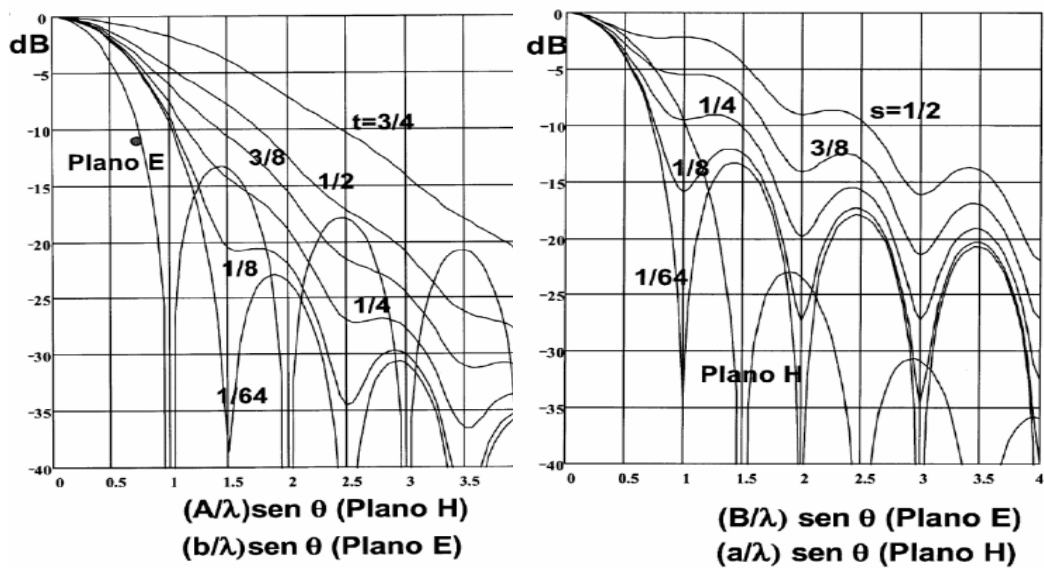


FIGURA 2-37: DIAGRAMAS DE RADIACIÓN UNIVERSALES: A) PLANO H B) PLANO E

➤ Antenas de bocina cónicas:

La apertura de la bocina tiene forma cónica, terminada en una sección circular.

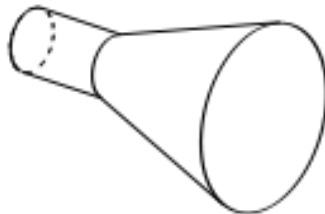


FIGURA 2-38: ANTENA DE BOCINA CÓNICA

En este caso la bocina estará unida mediante una guía circular y los modos de propagación vendrán determinados por la misma.

Existen otros tipos de antenas de bocina con geometrías más complejas, como pueden ser corrugadas o exponenciales.

2. Fundamentos teóricos

2.5.3. DISEÑO ÓPTIMO

Para una frecuencia y unas dimensiones de bocina determinadas, de forma teórica se puede hallar su **diseño óptimo** para maximizar la ganancia y minimizar la reflexión.

Para el caso de una antena de bocina piramidal sus aperturas horizontal y vertical, A_{opt} y B_{opt} respectivamente, se calculan como:

$$A_{opt} = \sqrt{3\lambda R_1} \quad (2.48)$$

$$B_{opt} = \sqrt{2\lambda R_2} \quad (2.49)$$

El error de fase para el caso óptimo es:

$$t_{opt} = \frac{A_{opt}^2}{8\lambda R_1} = \frac{3}{8} \quad (2.50)$$

$$s_{opt} = \frac{B_{opt}^2}{8\lambda R_2} = \frac{1}{4} \quad (2.51)$$

El ancho de haz a 3 dB no es igual en cada plano. Se calcula como:

$$\Delta\theta(H)_{-3dB} = 78 \frac{\lambda}{A} \quad (2.52)$$

$$\Delta\theta(E)_{-3dB} = 54 \frac{\lambda}{B} \quad (2.53)$$

Siendo ambos valores en grados.

2.6. ARRAYS DE ANTENAS

Un array de antenas es una agrupación de varias antenas idénticas para poder mejorar de esta forma sus prestaciones. Generalmente el diagrama de radiación de una antena no tiene muy buena ganancia y suele ser bastante ancho, lo cual es una desventaja ya que se buscan antenas más directivas en muchas aplicaciones. Mediante una agrupación de varias antenas iguales se consigue estrechar el lóbulo principal de radiación y aumentar considerablemente la ganancia.

Existen diversos tipos de arrays: arrays de ranuras, de parches, de dipolos,...

Los arrays se pueden clasificar de la siguiente forma según su distribución de elementos:

- Arrays lineales 1D: Son arrays en los que sus elementos radiantes están distribuidos de forma líneal.
- Arrays planos 2D: Son arrays cuyos elementos se sitúan en un plano de manera matricial.

El Factor de Array es un parámetro característico de los arrays que nos indica como radia el conjunto de elemento sin tener que conocer necesariamente su estructura. Un array se puede definir mediante su vector de posición (\vec{r}_i), sus corrientes de alimentación (I_i) y el diagrama de radiación de los elementos unitarios que lo componen ($\vec{E}_i(\theta, \phi)$).

$$\vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i} \quad (2.54)$$

El campo radiado por un array se calculará como la suma de los campos radiados por cada uno de sus elementos individualmente:

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \sum_i \vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot F_A(\theta, \phi) \quad (2.55)$$

Donde $F_A(\theta, \phi)$ es el Factor de Array.

Para conseguir un diagrama muy directivo es necesario que las ondas radiadas por cada elemento interfieran de manera constructiva en la dirección deseada. Esto depende de las variables angulares θ y ϕ , además de la frecuencia, que se pueden controlar con las siguientes variables:

- Posición geométrica del elemento unitario dentro del array.
- Posición relativa entre elementos.
- Amplitud y fase del elemento unitario, mediante la red de alimentación.
- Diagrama de radiación del elemento unitario.

2. Fundamentos teóricos

2.6.1 ARRAYS LINEALES 1D

Los arrays lineales son aquellos en que sus elementos están situados a lo largo de una línea recta. Pueden ser de dos tipos, equiespaciados o no equiespaciados, según si la distancia entre elementos es constante o va variando.

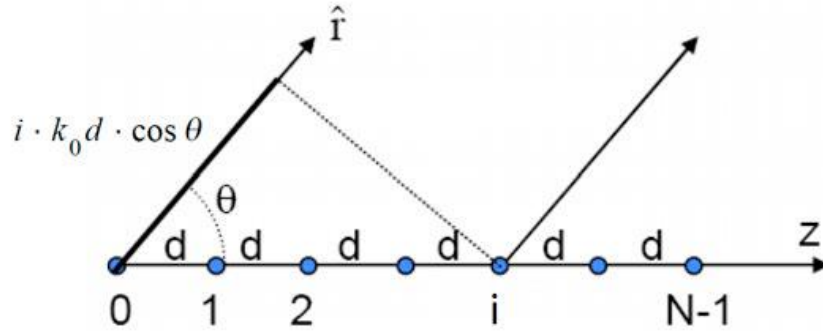


FIGURA 2-39: ARRAY LINEAL DE N ELEMENTOS EQUIESPACIADOS UNA DISTANCIA "D"

En el caso de un array lineal, con "N" elementos equiespaciados con una distancia "d" a lo largo del eje Z, su Factor de Array será:

$$\left. \begin{array}{l} \vec{r}_i = i \cdot d \cdot \hat{z} \rightarrow \hat{r} \cdot \vec{r}_i = i \cdot d \cdot \cos \theta \\ A_i = a_i \cdot e^{j\alpha_i} \end{array} \right\} F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot e^{j(i \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos \theta \cdot \alpha_i)} \quad (2.56)$$

Sólo depende de θ , ya que la componente ϕ se anula.

Las distribuciones más utilizadas para este tipo de arrays son:

- Fase progresiva: $A_i = a_i \cdot e^{j(i\alpha)}$
- Amplitud y fase uniformes: $A_i = 1 \forall i$
- Amplitud uniforme y fase progresiva: $A_i = a_i \cdot e^{j(i\alpha)}$
- Amplitud simétrica y decreciente.

Es este PFC, como diseño final, se implementará un array lineal de cuatro antenas de bocina equiespaciadas.

2. Fundamentos teóricos

2.6.2 ARRAYS PLANOS 2D

En los **arrays planos**, sus elementos se sitúan en una matriz rectangular de $M \times N$ elementos. También puede situarse de forma equiespaciada o no.

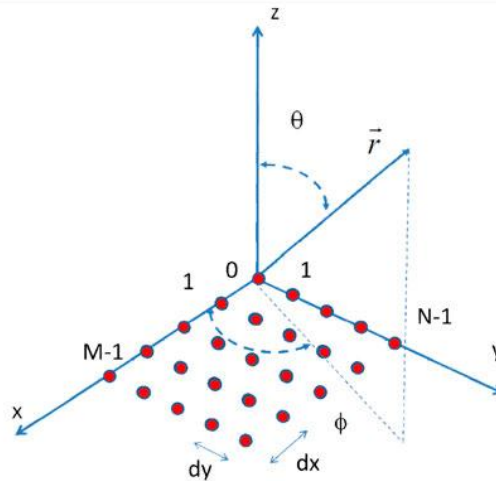


FIGURA 2-40: ARRAY PLANO DE $M \times N$ ELEMENTOS EQUIESPACIADOS

Su Factor de Array, para un array plano de $M \times N$ elementos, es el siguiente:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} A_{mn} \cdot e^{jmk_0 d_x \sin \theta \cos \phi} \cdot e^{jmk_0 d_y \sin \theta \sin \phi} \quad (2.57)$$

En este tipo de arrays, su Factor de Array depende tanto de θ como de ϕ , lo cual es muy útil ya que permite orientar el haz para radiar a cualquier punto del espacio.

2.6.3 PHASED ARRAYS

Un **phased array** puede ser un array lineal 1D o plano 2D en el que el diagrama de radiación se controla mediante la fase de los elementos que lo componen. Mediante esta diferencia de fase α se puede barrer todo un plano ϕ en un array lineal o variando α_x y α_y todo el espacio en un array plano.



FIGURA 2-41: RADAR CONSTRUIDOS MEDIANTE PHASED ARRAYS

2. Fundamentos teóricos

El Factor de Array para un array plano se puede calcular como el producto del Factor de Array en el plano X por el Factor de Array en el plano Y, siendo independientes entre ellos:

$$\left. \begin{aligned} A_{mn} &= a_m \cdot e^{jm\alpha_x} \cdot a_n \cdot e^{jn\alpha_y} \\ \Psi_X &= k_0 d_x \sin \theta \cos \phi + \alpha_x \\ \Psi_Y &= k_0 d_y \sin \theta \sin \phi + \alpha_y \end{aligned} \right\} F_A(\Psi_X, \Psi_Y) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \cdot e^{jm\Psi_X} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{jn\Psi_Y} = F_{A_x}(\Psi_X) \cdot F_{A_y}(\Psi_Y)$$

(2.58)

2.7. HERRAMIENTAS DE DISEÑO Y SIMULACIÓN

A continuación se muestra una breve reseña de las principales herramientas software empleadas para la realización de este PFC. La versión utilizada de cada una de ellas ha sido la disponible en el laboratorio de investigación RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

2.7.1. CST MICROWAVE STUDIO

CST Microwave Studio es una potente herramienta de simulación electromagnética en 3D en la que se ha basado la mayor parte de la realización de este PFC. Este programa ofrece un análisis rápido y preciso de elementos de alta frecuencia como antenas, filtros, resonadores, guías de onda,...CST ofrece distintos tipos de simulación; barridos en tiempo o en frecuencia, así como otras herramientas para facilitar el trabajo al usuario, como un optimizador.



Para este PFC se ha empleado CST para modelar y simular todos los diseños realizados.

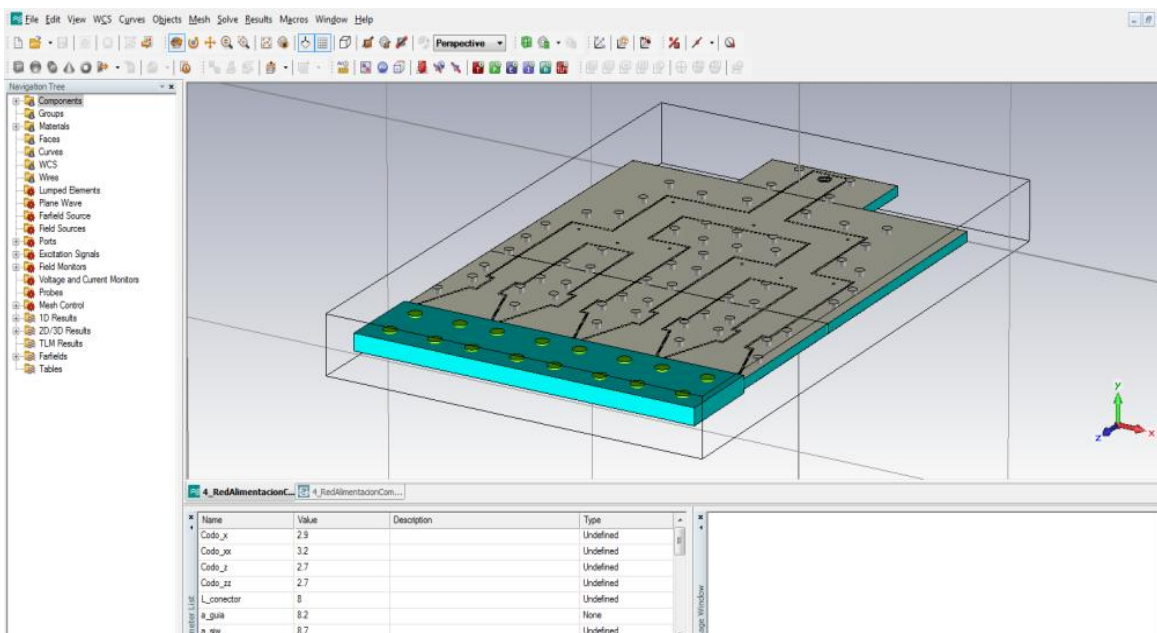


FIGURA 2-42: ENTORNO DE TRABAJO DE CST

2. Fundamentos teóricos

Para ello, además de las herramientas necesarias de diseño, cuenta con una interfaz de trabajo agradable e intuitiva y múltiples opciones para mostrar los resultados, como puede ser en carta de Smith.

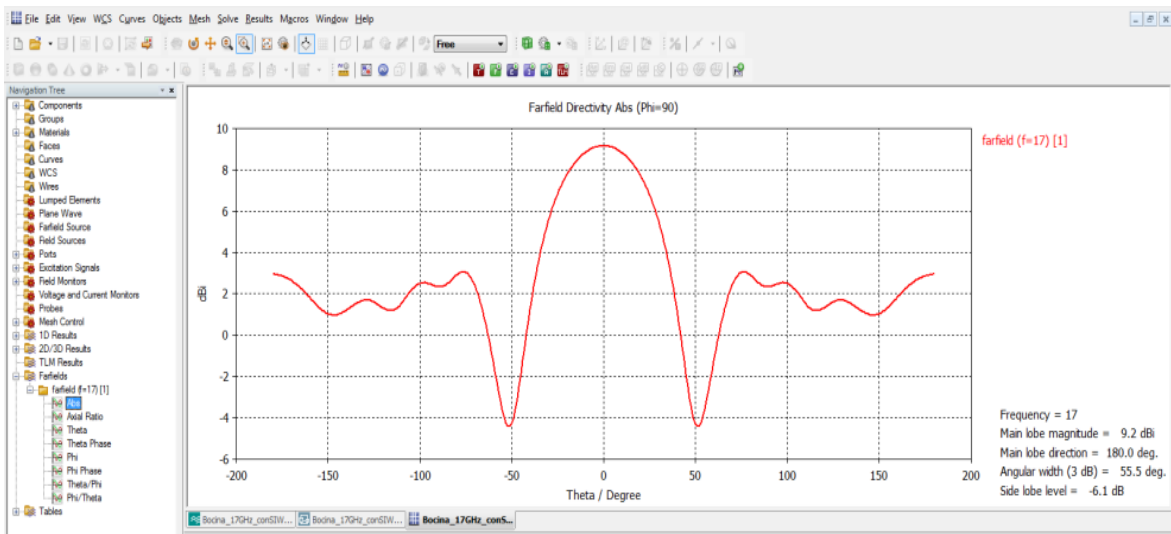


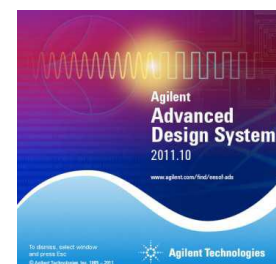
FIGURA 2-43: EJEMPLO DE DIAGRAMA DE RADIACIÓN 2D EN CST

CST permite la exportación de archivos TOUCHSTONE y DXF. Estos últimos son necesarios para poder fabricar posteriormente los diseños.

La versión utilizada durante la realización de este PFC ha sido CST Microwave Studio 2012.

2.7.2. ADVANCED DESIGN SYSTEM (ADS)

Advanced Design System (ADS) es un software de simulación de circuitos, principalmente enfocado a las telecomunicaciones. Dispone de una amplísima gama de librerías dónde se puede encontrar prácticamente todo tipo de elementos: Líneas de transmisión, elementos pasivos, amplificadores, filtros,... y permite mostrar los resultados en distintos formatos, como carta de Smith y personalizarlos añadiendo fórmulas y barridos.



En este PFC se ha utilizado ADS para dos funciones principalmente. Por una parte para la generación de archivos Gerber (.gbr) a partir de los modelos realizados en CST para poderlos fabricar en el Taller de Circuitos Impresos, cuyo funcionamiento y proceso se explica detalladamente en el ANEXO A. Para ello, a partir del modelo de CST y con la ayuda de AutoCAD, se pueden obtener un archivo DXF que mediante ADS se puede exportar como .gbr.

2. Fundamentos teóricos

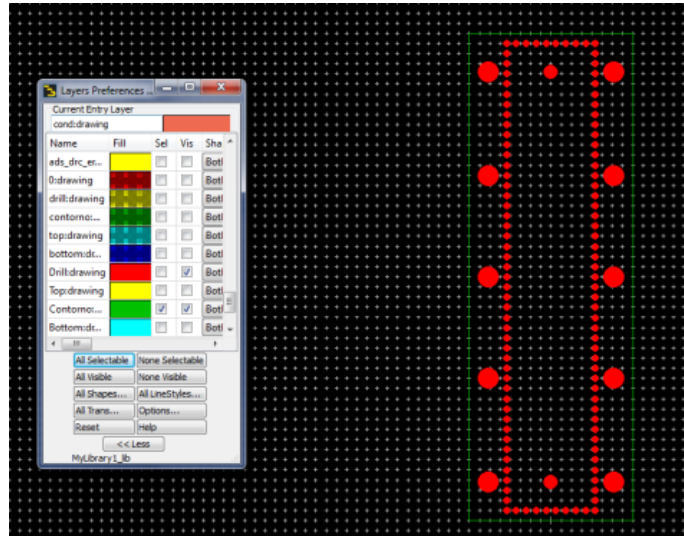


FIGURA 2-44: LAYOUT GENERADO MEDIANTE ADS

La otra función de ADS ha sido poder adaptar los modelos generados en CST de forma más dinámica y rápida mediante archivos TOUCHSTONE, los cuales permite importar/exportar. Con este tipo de archivos se puede integrar los resultados obtenidos en las simulaciones como un elemento más en el circuito y así, por ejemplo, poder obtener el comportamiento a la entrada de la antena y poderlo adaptar.

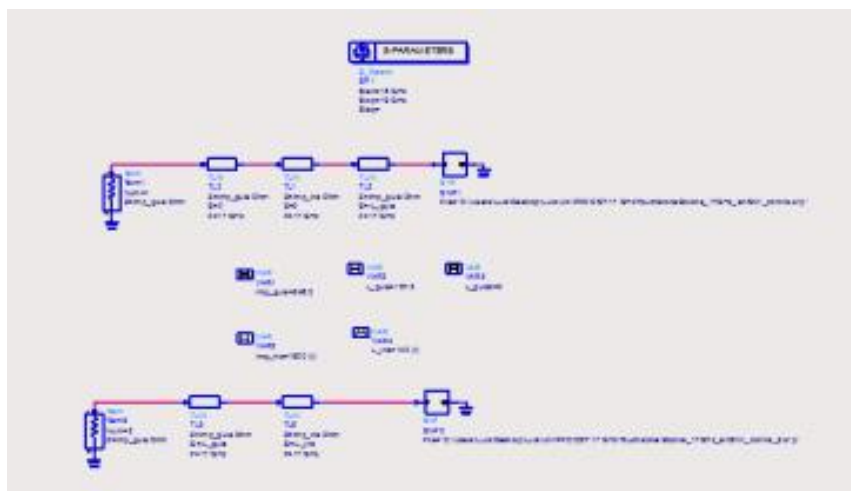


FIGURA 2-45: CIRCUITO ESQUEMÁTICO DE ADS

La gestión de archivos TOUCHSTONE también permite utilizar medidas empíricas realizadas con un analizador de redes.

La versión utilizada en este PFC ha sido Advanced Design System 2011.

2. Fundamentos teóricos

2.7.3. AUTOCAD

AutoCAD es un programa muy versátil de edición que permite realizar todo tipo de dibujos virtuales en 2D y 3D. Se utiliza actualmente en muchos ámbitos además de en ingeniería, como pueden ser arquitectura o diseño industrial.



Para este PFC se ha utilizado para la generación de los archivos gerber necesarios para la construcción de las distintas antenas y circuitos. Mediante archivos DXF obtenidos a partir de los modelos simulados en CST, con AutoCAD se han podido corregir dimensiones, como diámetros de taladros, líneas inexistentes producidas al juntar dos elementos, y estructurar el diseño por capas (top, bottom, drill y contour) para su posterior fabricación.

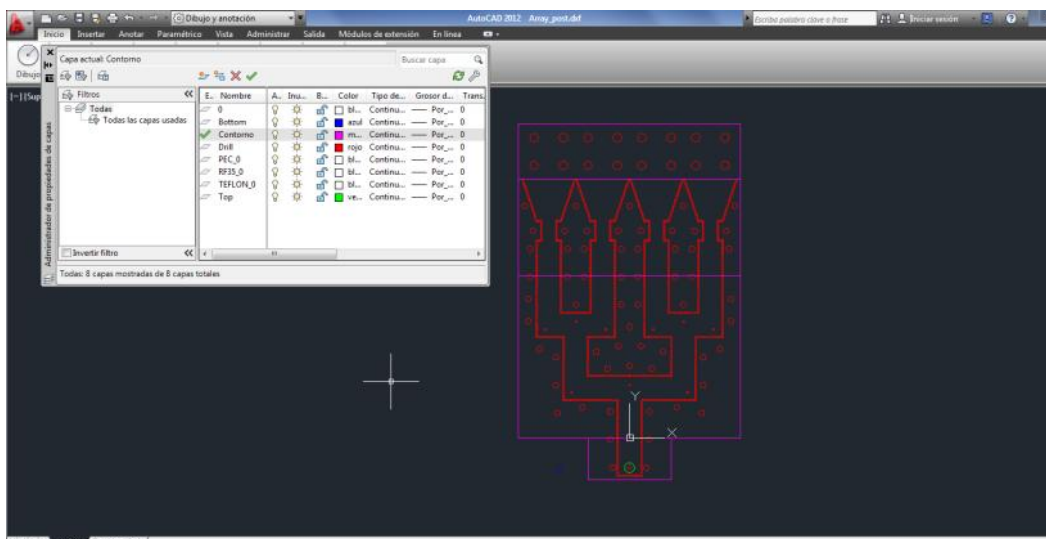


FIGURA 2-46: ENTORNO DE TRABAJO DE AUTOCAD

La versión utilizada ha sido AutoCAD 2011 con licencia Autodesk de prueba para estudiantes.

3. DISEÑO DEL ELEMENTO UNITARIO

3.1 INTRODUCCIÓN

En este primer punto de la memoria se tratará el diseño de antenas de bocina. Inicialmente se realizará un estudio en líneas generales, en guía de onda convencional, para comprender el funcionamiento de este tipo de antenas. Después se adaptarán los modelos obtenidos a SIW y a la frecuencia de trabajo, banda Ku. También se aplicarán las transiciones de alimentaciones estudiadas, aunque inicialmente se trabajará con puertos en guía onda ideales para simplificar el diseño.

La antena de bocina será de tipo sectorial en el plano H. Al buscarse un diseño de guía de onda sobre sustrato impreso (SIW) el diseño debe ser planar, por lo tanto la apertura vertical de la bocina será fija, con la misma dimensión que la altura "b" de la guía. En este punto se analizará también y se decidirá su valor.

El trabajo mostrado en esta parte de la memoria se ha realizado de forma simultánea con el siguiente punto, *4. Diseño de transiciones de alimentación*, para así poder ir adaptando el modelo a los cambios e imprevistos que van surgiendo a partir de la fabricación y medida empírica de los primeros diseños.

El elemento unitario final obtenido será el que se utilizará posteriormente para el diseño de un array de antenas de bocina, como se verá más adelante en el punto *6. Array de antenas de bocina*.

3.2 DISEÑO EN GUÍA ONDA

3.2.1 MODELOS INICIALES

Como se ha dicho previamente, se partirá de un modelo simplificado en guía de onda tradicional empleando puertos de alimentación ideales, para que de esta forma la respuesta del sistema dependa únicamente de la antena sin permitir que se vea influenciada por elementos externos.

3.2.1.1 BOCINA PIRAMIDAL DE EJEMPLO

Como punto de partida, al no haberse empleado este tipo de antenas para PFCs anteriores en la Escuela se tomará un ejemplo de antena de bocina piramidal rellena de aire estudiada en [1] cuyas dimensiones han sido obtenidas con las fórmulas de 2.5.3 *Diseño óptimo* (2.48-2.53).

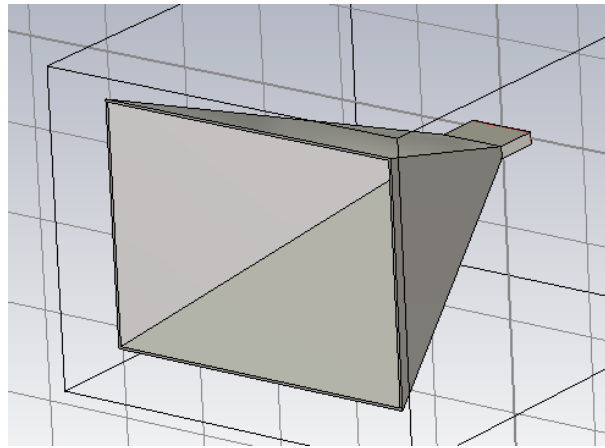


FIGURA 3-1: BOCINA PIRAMIDAL DE EJEMPLO EN CST

En concreto esta bocina tiene una banda de trabajo de 28 GHz hasta 32 GHz. Su ancho en el plano horizontal es de $\Delta\theta(E)_{-3dB} = 20^\circ$ Está caracterizada por las siguientes dimensiones:

Nombre	Dimensión	Valor (mm)
a	Anchura de la guía	7.112
b	Altura de la guía	3.556
Aa	Apertura horizontal	39.00
Bb	Apertura vertical	30.68
Rh	Longitud de la bocina	41.45

TABLA 3-1: DIMENSIONES BOCINA PIRAMIDAL DE EJEMPLO

Con esas dimensiones la frecuencia del modo fundamental de la guía es $f_{TE10} = 21.09$ GHz. El siguiente modo está en $f_{TE20} = f_{TE01} = 42.18$ GHz por lo que estamos trabajando en el ancho monomodo.

3. Diseño del elemento unitario

La alimentación de la antena siempre es un punto crítico del diseño. Por mayor simplicidad se ha elegido un puerto ideal cuya adaptación es perfecta. Este tipo de puertos serán empleados numerosas veces para las simulaciones de este PFC; de esta forma se tiene una respuesta más clara de la antena sin que la transición de alimentación interfiera.

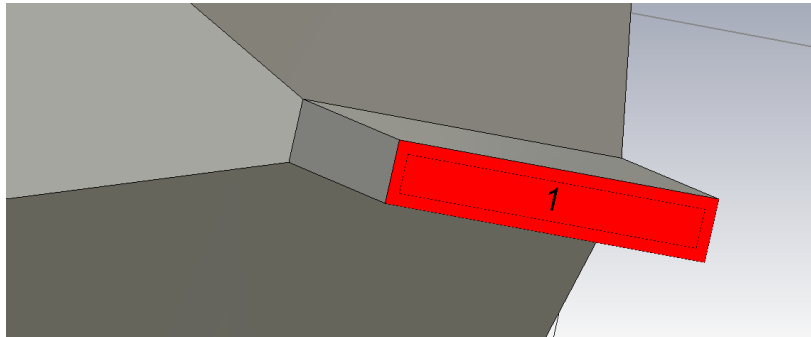


FIGURA 3-2: DETALLE DE ALIMENTACIÓN EN GUÍA MEDIANTE PUERTO IDEAL

Al ser un diseño ya estudiado y optimizado el resultado es perfecto para la banda de trabajo, consiguiendo una reflexión por debajo de -20 dB en toda la banda.

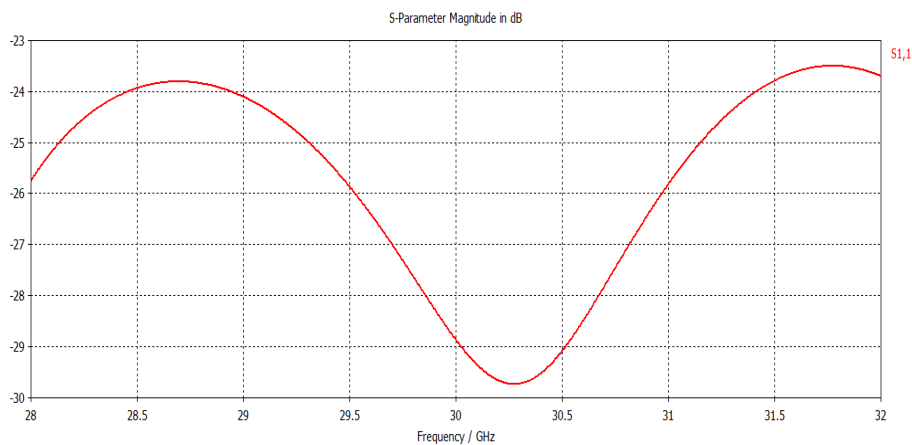


FIGURA 3-3: REFLEXIÓN (S_{11}) BOCINA PIRAMIDAL DE EJEMPLO

En carta se Smith se corrobora este resultado. La respuesta de la antena está prácticamente centrada.

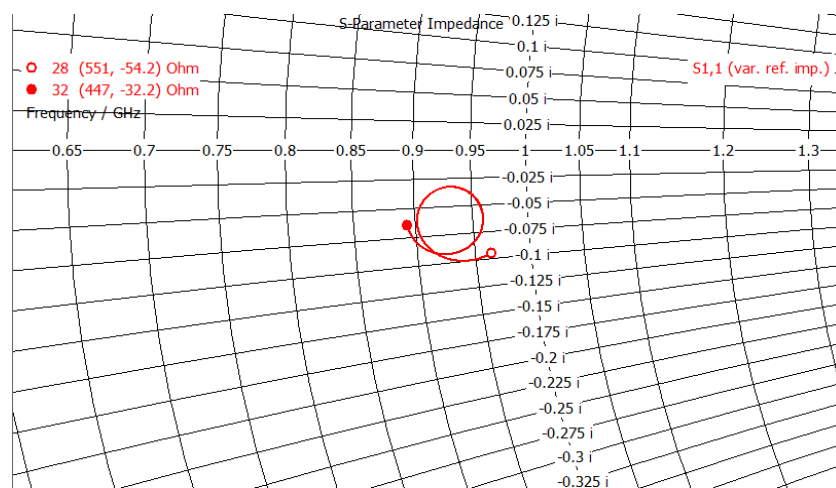


FIGURA 3-4: REFLEXIÓN (S_{11}) EN CARTA DE SMITH BOCINA PIRAMIDAL DE EJEMPLO

3. Diseño del elemento unitario

A continuación, de forma resumida, se van a variar distintos parámetros para ver su influencia sobre la respuesta de la antena. Únicamente es una información orientativa ya que esta antena no será utilizada más adelante, pero nos dará una idea de cómo funciona especialmente para el caso en que la apertura vertical sea mínima, es decir, se convierta en una antena sectorial.

- Variando la apertura horizontal “Aa”, los resultados obtenidos son:

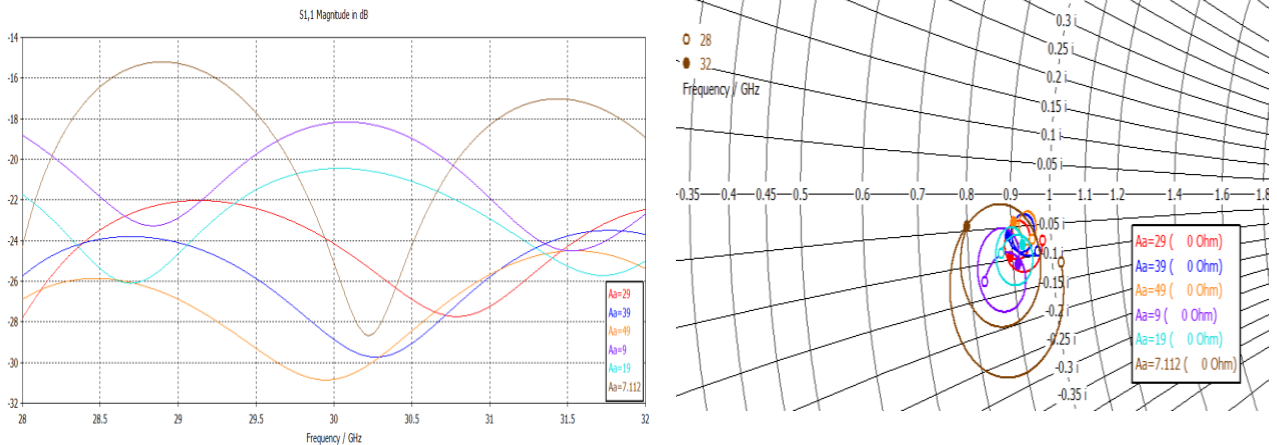


FIGURA 3-5: REFLEXIÓN (S_{11}) EN FUNCIÓN DE LA APERTURA HORIZONTAL: A) EN DB B) CARTA DE SMITH

La adaptación empeora a medida que se estrecha la apertura. En Carta de Smith se puede apreciar más claramente como a medida que decrece la apertura respecto al valor óptimo la respuesta se “ensancha” y por tanto se desadapta volviéndose más resonante.

El caso extremo se produce para $A_a = a = 7.112$ mm donde la antena de bocina pasa a ser sectorial en el plano E.

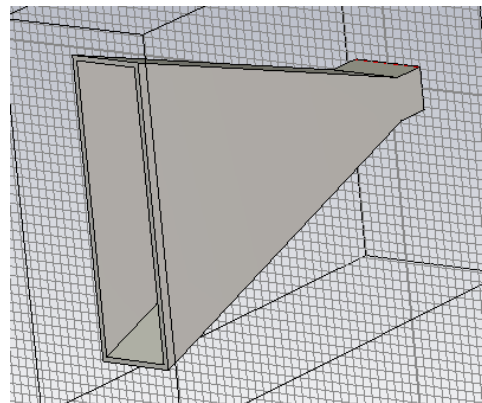


FIGURA 3-6: VARIACIÓN DE LA APERTURA HORIZONTAL, CASO EXTREMO $A = 7.112$ MM

3. Diseño del elemento unitario

- Variando la apertura vertical “Bb”, los resultados obtenidos son:

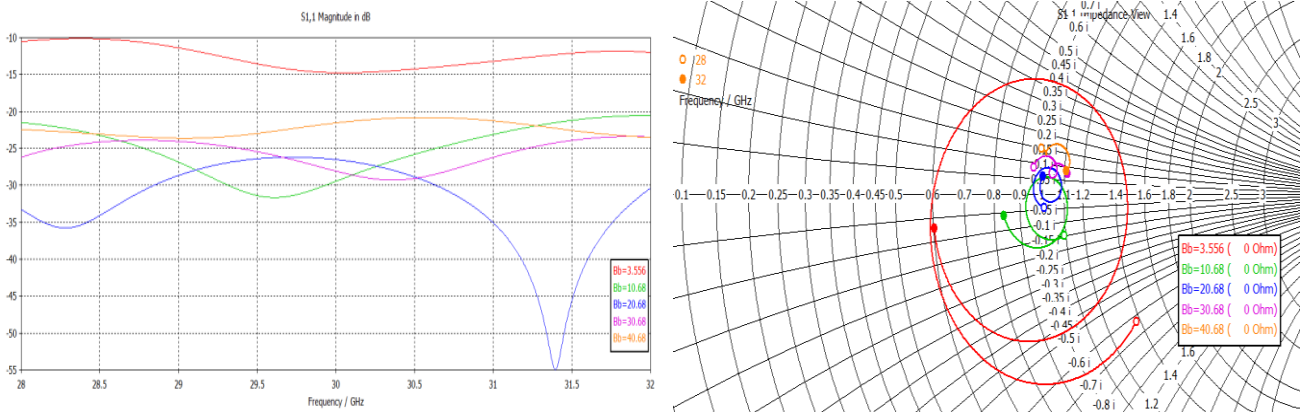


FIGURA 3-7: REFLEXIÓN (S_{11}) EN FUNCIÓN DE LA APERTURA VERTICAL: A) EN DB B) CARTA DE SMITH

Igualmente en este caso la adaptación empeora a medida que se reduce la apertura, obteniendo resultados pobres con una reflexión en el caso de una bocina sectorial. En Carta de Smith se puede comprobar el efecto de esta variación.

En este caso el caso extremo con $B_b = b = 3.556$ forma una bocina sectorial en el plano H.

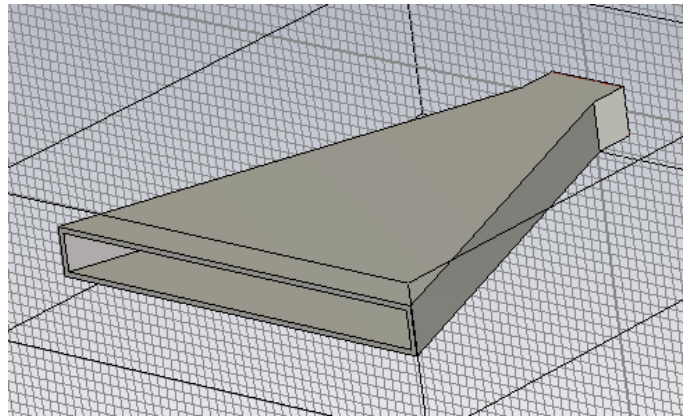


FIGURA 3-8: VARIACIÓN DE LA APERTURA VERTICAL, CASO EXTREMO CON $B = 3.556$ MM

Como puede verse, el caso extremo de alcanzar una bocina sectorial en ambos planos produce una gran desadaptación y es necesario modificar el resto de parámetros para poder corregirlo. Esto se tratará de realizar en los siguientes pasos ya para una bocina en banda Ku.

3. Diseño del elemento unitario

- Otro parámetro crítico del diseño es la longitud de la bocina:

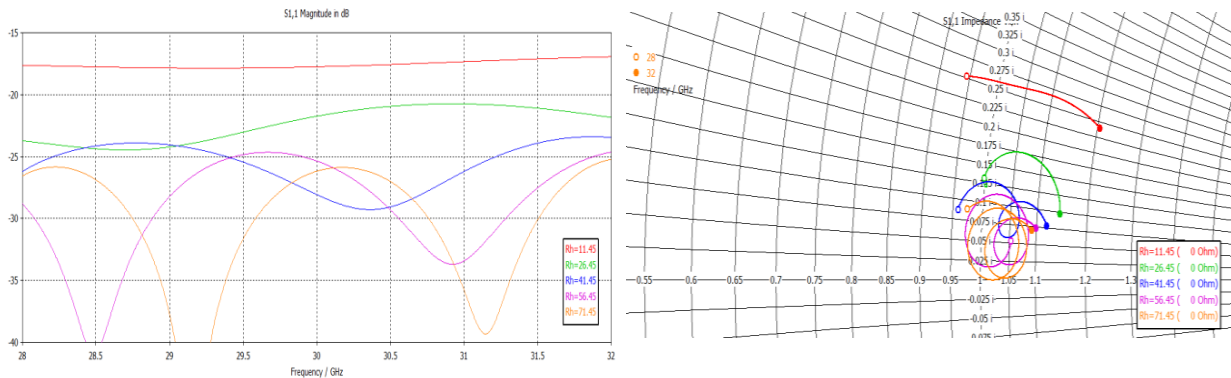


FIGURA 3-9: REFLEXIÓN (S_{11}) EN FUNCIÓN DE LA LONGITUD DE LA BOCINA: A) EN DB B) CARTA DE SMITH

Como se ha visto en 2.5.1. *Introducción* (teoría de antenas de bocina), a medida que aumenta la longitud de la bocina su respuesta mejora pero en contrapartida el error de fase entre el centro de la misma y sus extremos aumenta debido a que la distancia que hay entre ellos también crece, como se puede ver en la figura 2-34. Por lo que antenas de bocina de longitud infinita no son realizables. Por otra parte, acortar sus dimensiones respecto al valor óptimo también es perjudicial por lo que hay que intentar buscar un compromiso entre diseño y respuesta.

Quedan fuera de estudio las dimensiones de la propia guía, ya que son éstas las que determinan los modos de propagación y por tanto deben ser el punto inicial de cualquier diseño. La longitud del tramo de guía no es relevante, únicamente varía la fase de la señal lo que en carta de Smith hace que de vueltas pero sin variar la adaptación.

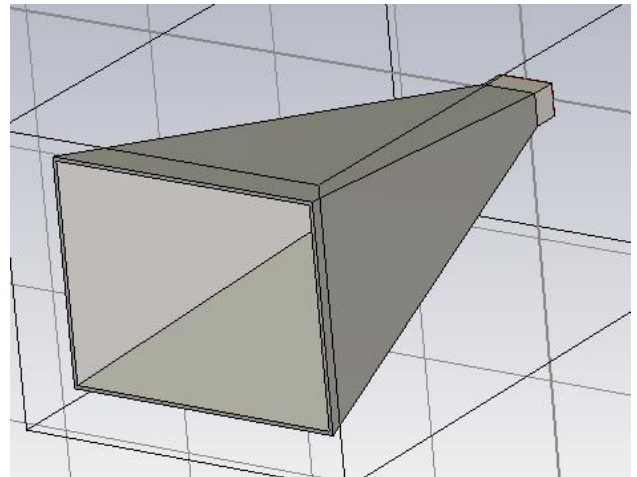


FIGURA 3-10: VARIACIÓN DE LA LONGITUD DE LA ANTENA DE BOCINA

3.2.2 MODELO SECTORIAL EN BANDA KU

Al buscarse un diseño posterior sobre SIW la antena debe ser planar con una apertura vertical de la bocina "B" fija de igual a la altura de la guía "b".

Como se ha visto previamente, disminuir la apertura en cualquier plano produce problemas de adaptación. Se pueden tratar de corregir optimizando otros parámetros del diseño pero las antenas obtenidas son muy resonantes con una banda de trabajo estrecha, como se puede ver en [6] y [7].

El material dieléctrico empleado será **RF35**, disponible en el laboratorio, con $\epsilon_r = 3.5$. Se puede ampliar la información en [8].

3. Diseño del elemento unitario

3.2.2.1 CARACTERIZACIÓN DE LA GUÍA DE ONDA PARA LA BANDA KU

Las dimensiones básicas se decidirán a continuación, principalmente en función de una futura fabricación en la Escuela con las restricciones que ello conlleva.

A partir de lo dicho previamente, se utilizará el máximo espesor posible. El valor elegido será de **b = 2.032 mm**. Este valor viene dado por los siguientes requerimientos:

- Las láminas de sustrato RF35 tienen unos espesores determinados de 0.508 mm, 0.762 mm y 1.524 mm [8].
- Los taladros metalizados para la antena SIW tienen una altura de 2.1 mm, por lo que no se pueden emplear espesores mayores [9].

Para obtener este espesor será necesario realizar un diseño multicapa uniendo dos láminas de sustrato de espesores 0.508 mm y 1.524 mm. En el ANEXO C se puede consultar una información más detallada sobre la fabricación multicapa.

La anchura de la guía de onda elegida ha sido de **a = 8.25 mm**. Este valor ha sido seleccionado para que la banda de trabajo esté comprendida dentro del ancho de banda monomodo.

La carta de modos de la guía de onda es la siguiente:

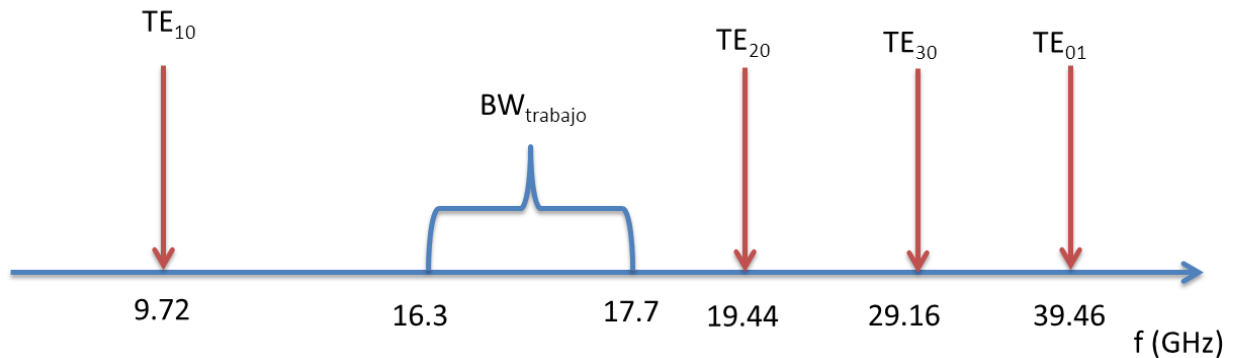


FIGURA 3-11: CARTA DE MODOS DE LA GUÍA DE ONDA PARA BANDA KU

Las frecuencias de corte de los modos se calculan mediante la fórmula 2.31.

La longitud de onda de trabajo de la guía, como se vio en 2.2.3.1 *Guía de onda rectangular*, se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$\lambda_g = \frac{\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{TE10}}{f_0}\right)^2}} = 11.91 \text{ mm} \quad (2.32)$$

Donde f_0 y λ_0 son la frecuencia y la longitud de onda respectivamente para 17 GHz. ϵ_r es la constante del sustrato, 3.5 para RF35. Por último, f_{TE10} es la frecuencia del modo fundamental de la guía de onda rectangular equivalente, que como se muestra en la figura 3-11 es 9.72 GHz.

3. Diseño del elemento unitario

3.2.2.2 BOCINA SECTORIAL EN PLANO H EN LA BANDA KU

Una vez caracterizada la guía de onda se puede proceder a diseñar la bocina, esta vez rellena de material dieléctrico.

Buscando un compromiso entre adaptación y diseño se han tomado unos valores de apertura horizontal $A = 15 \text{ mm}$ y una longitud de bocina $L = 15 \text{ mm}$. La apertura de la bocina no conviene que sea mayor de λ_g para que en el diagrama de radiación el valor de SLL sea bajo, pero como se muestra en [6] se puede sobrepasar ese valor para conseguir una mejor adaptación.

El cálculo de la bocina óptima no es muy relevante aquí, ya que se desconocen algunos parámetros como el ancho de haz a 3 dB mientras que otros, como la apertura vertical, son fijos, por lo que se buscará obtener un diseño con buena respuesta directamente mediante la simulación software.

El diseño en CST tiene el siguiente aspecto:

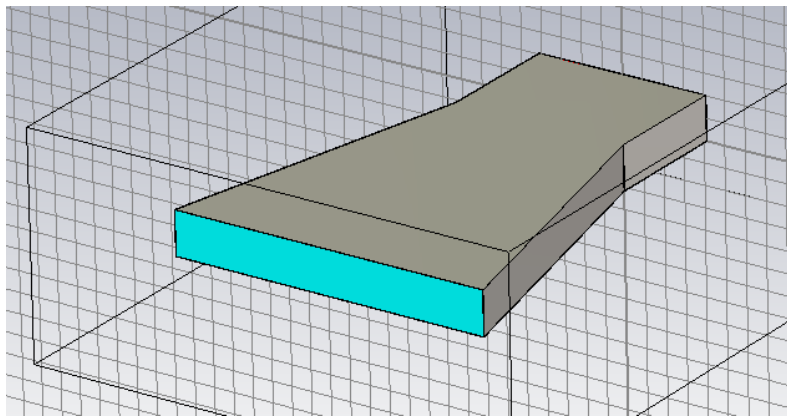


FIGURA 3-12: ANTENA DE BOCINA EN GUÍA DE ONDA SOBRE RF35 PARA LA BANDA KU

En color **aguamarina** se muestra el sustrato RF35, que va contenido en el interior de la guía.

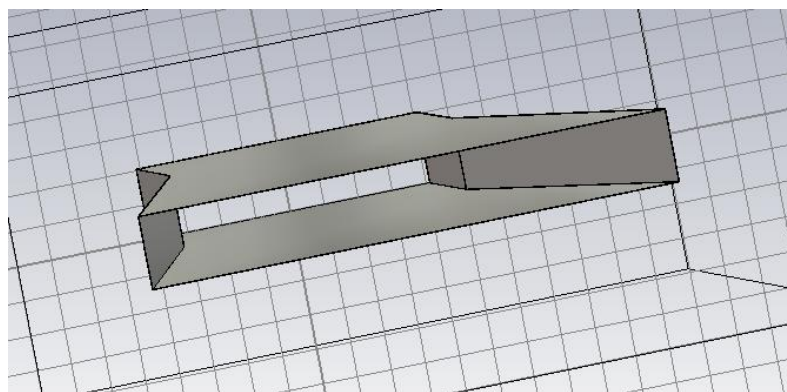


FIGURA 3-13: DETALLE DE LA ESTRUCTURA METÁLICA DE LA GUÍA DE ONDA

3. Diseño del elemento unitario

Su respuesta en frecuencia es muy mala, como se ha visto en el apartado anterior a medida que se estrecha alguna de las aperturas de la bocina la reflexión empeora. En la siguiente figura (3-14) se puede ver la desadaptación en Carta de Smith:

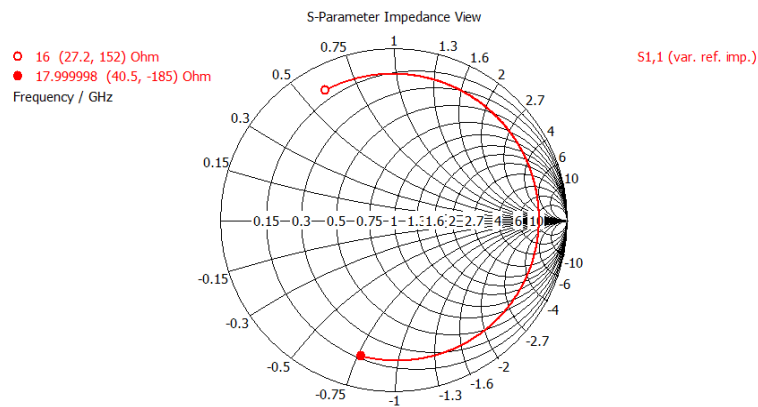


FIGURA 3-14: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA ANTENA DE BOCINA EN GUÍA INICIAL

Se intentó corregir esta desadaptación a partir de los otros parámetros modificables de la estructura; su apertura horizontal "A" y la longitud "L" pero no se consiguieron resultados satisfactorios. Esto motivo a buscar otras formas de la antena para poder adaptarla como se ve en el siguiente punto 3.2.2.3 *Iris de adaptación*.

Dicha desadaptación también puede ser corregida a partir de la transición de alimentación, pero se buscaba un elemento unitario ya adaptado de por sí. Esto es necesario para poder crear un array de antenas puesto que ahí no se dispone de dicha solución.

3.2.2.3 IRIS DE ADAPTACIÓN

La solución propuesta para poder corregir la desadaptación introducida por la bocina fue introducir un iris, un tramo de guía de menor anchura, entre la boca de la bocina y el tramo en guía que la acompaña. Con ese tramo se consigue adaptar la impedancia que tiene la bocina a la impedancia de la propia guía.

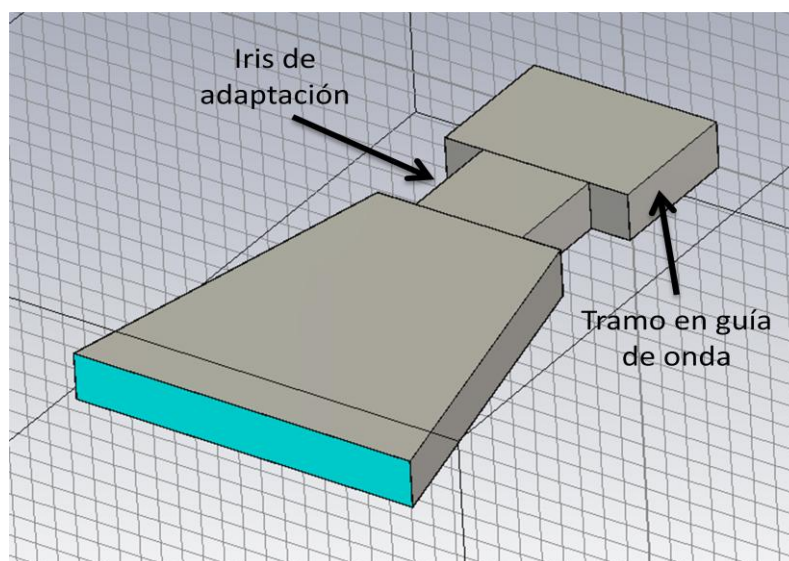


FIGURA 3-15: ANTENA DE BOCINA EN GUÍA EMPLEANDO IRIS DE ADAPTACIÓN

3. Diseño del elemento unitario

Tras un proceso de optimización, con el iris de adaptación la antena de bocina tiene una reflexión aceptable. Es estrecha ya que como se vio al acortar las aperturas el ancho de banda disminuía. En la siguiente figura (3-16) se muestra:

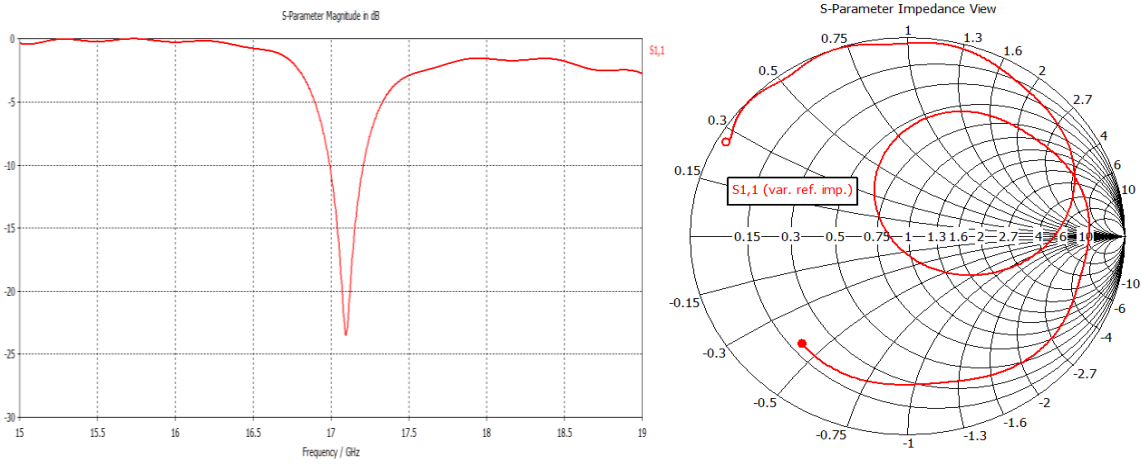


FIGURA 3-16: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA ANTENA DE BOCINA EN GUÍA CON IRIS DE ADAPTACIÓN: A) EN DB B) EN CARTA DE SMITH

El ancho de banda que ofrece esta antena es:

- BW ($S_{11} < -10$ dB) = **225 MHz**
- BW ($S_{11} < -20$ dB) = **50 MHz**

Las dimensiones de que caracterizan a esta nueva bocina se indican en la siguiente tabla (3-2):

Parámetro	Valor (mm)
Anchura de la guía	8.25
Altura de la guía	2.03
Apertura horizontal	18.00
Apertura vertical	2.03
Longitud de la bocina	15.00
Anchura del iris	4.95
Longitud del iris	5.50

TABLA 3-2: DIMENSIONES DE LA ANTENA DE BOCINA EN GUÍA CON IRIS

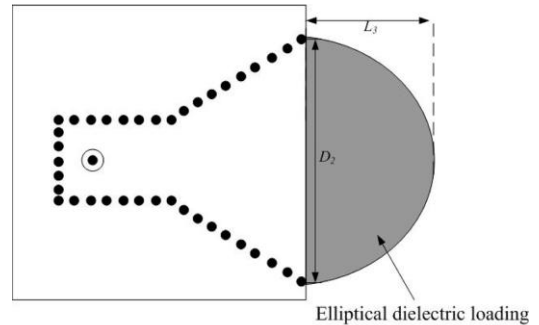
Las dimensiones de la guía son las obtenidas en 3.2.2.1 *Caracterización de la guía de onda para la banda Ku*.

3. Diseño del elemento unitario

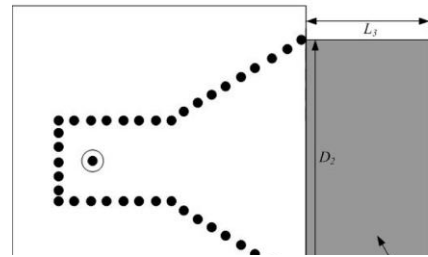
3.2.3 LENTE DE DIELECTRICO

Para obtener antenas con un diagrama de radiación más directivo se puede añadir al final de la misma una lente compuesta de material dieléctrico. Dicha lente de radiación no influirá en la adaptación de la antena ya que queda fuera de la estructura. Se puede consultar en [6] y [10] para obtener una información más detallada sobre esta técnica.

Puesto que parece una idea interesante y muy sencilla de implementar se ha decidido aplicarla a los diseños de este PFC. Existen dos tipos de lente según su forma: elíptica y rectangular, se ha elegido la lente rectangular por ser más sencilla y compacta de cara a estructuras más complejas como el array.



(a)



(b)

FIGURA 3-17: EJEMPLOS DE ANTENAS DE BOCINA CON LENTE DE MATERIAL DIELECTRICO

3.2.3.1 COMPARATIVA DEL ESPESOR DE LA LENTE

Sobre la antena obtenida en el anterior punto se añadió una lente rectangular de RF35 de longitud 20 mm. Las dimensiones del dieléctrico no influyen en la adaptación, pero sí en la manera de radiar de la antena. Para estudiar su efecto se empleará el diagrama de radiación:

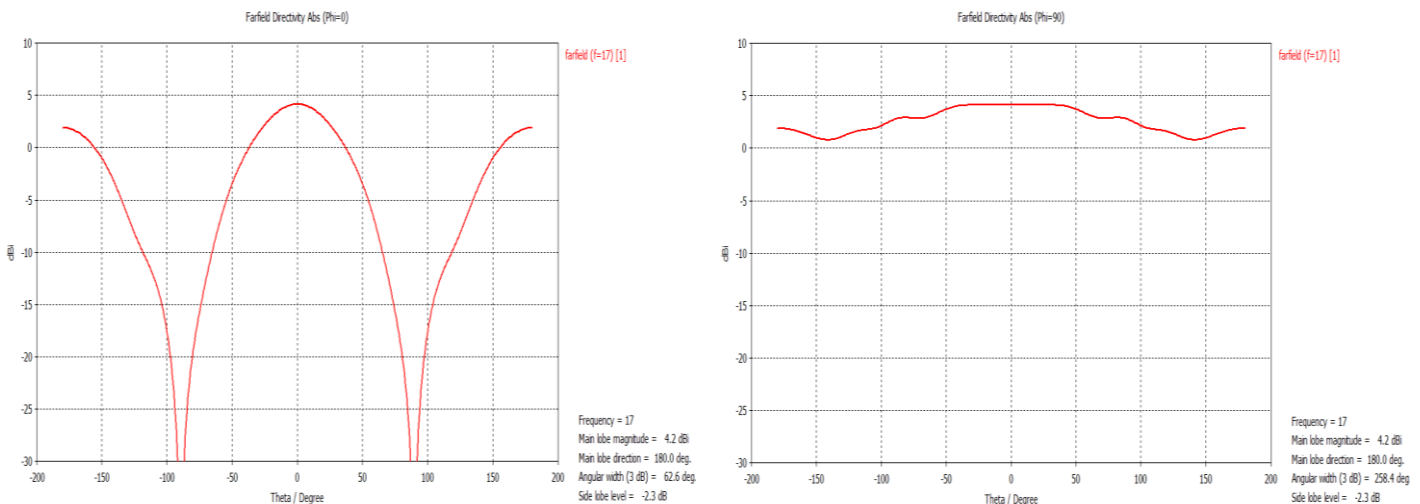


FIGURA 3-18: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA ANTENA SIN LENTE A 17 GHZ: A) PLANO $\varphi = 0^\circ$
B) PLANO $\varphi = 90^\circ$

3. Diseño del elemento unitario

Con la introducción de la lente:

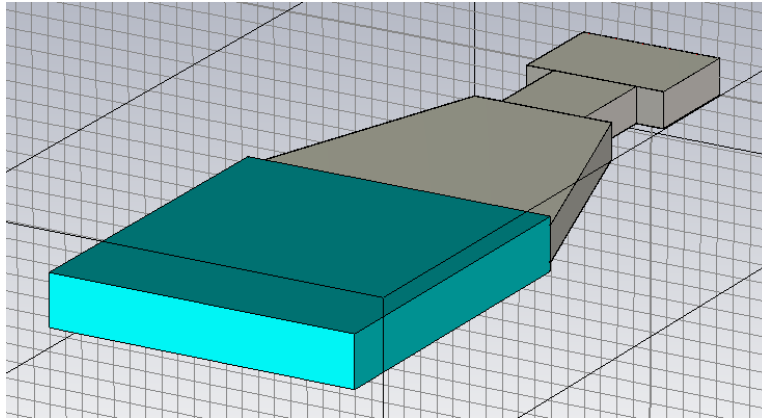


FIGURA 3-19: ANTENA DE BOCINA EN GUÍA CON LENTE DE DIELECTRICO

La variación en longitud de la lente a partir de cierto tamaño tiene efectos poco relevantes sobre el diagrama de radiación, el espesor en cambio a medida que aumenta hace que el haz se estreche volviendo la antena más directiva:

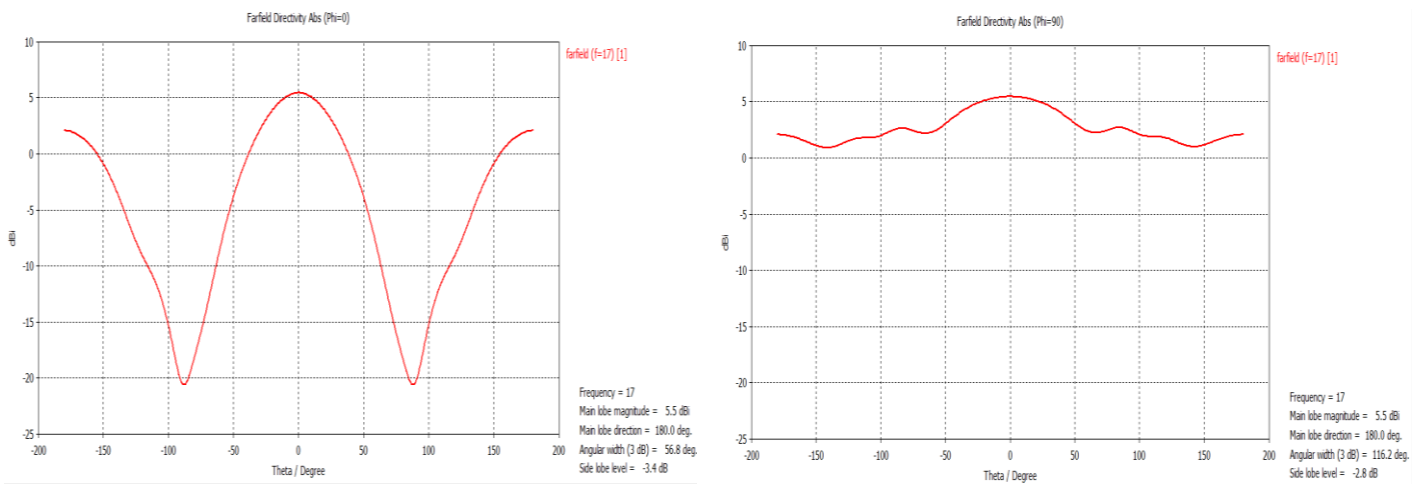


FIGURA 3-20: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA ANTENA A 17 GHZ CON LENTE DE 1 : A) PLANO $\varphi = 0^\circ$ B) PLANO $\varphi = 90^\circ$

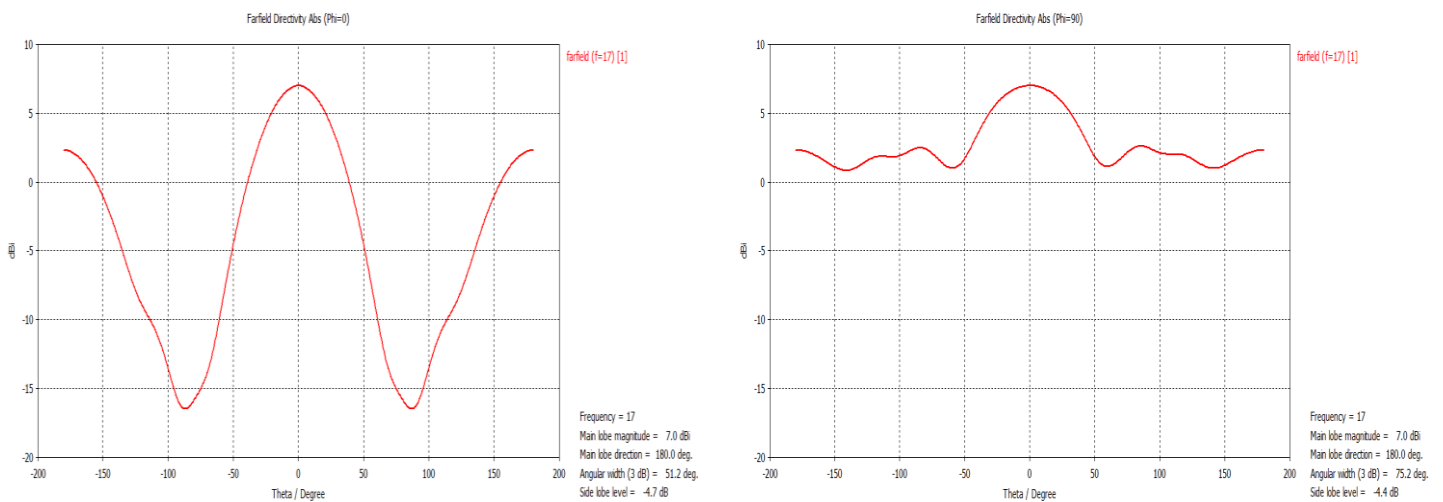


FIGURA 3-21: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA ANTENA A 17 GHZ CON LENTE DE 2 MM: A) PLANO $\varphi = 0^\circ$ B) PLANO $\varphi = 90^\circ$

3. Diseño del elemento unitario

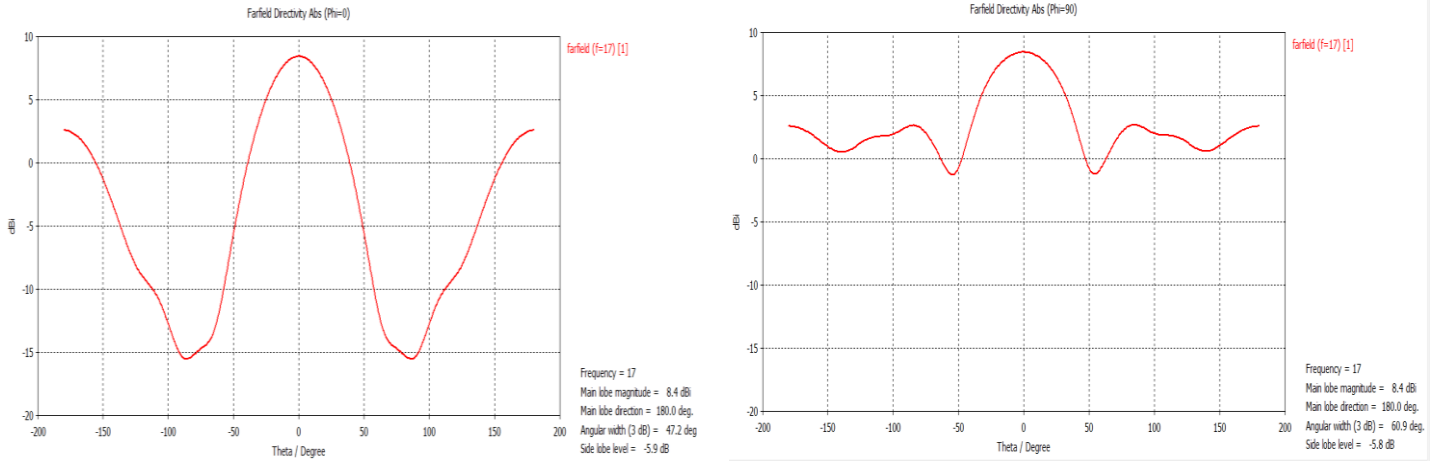


FIGURA 3-22: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA ANTENA A 17 GHZ CON LENTE DE 3 MM: A) PLANO $\varphi = 0^\circ$ B) PLANO $\varphi = 90^\circ$

En la siguiente tabla (3-3) ve como mejoran los valores de ganancia y directividad de la antena a medida que aumenta el espesor de la lente:

Espesor (mm)	Ganancia (dB)	BWH _{3dB} (°)	BWE _{3dB} (°)	SLL (dB)
Sin lente	4.2	62.6	258.4	-2.2
1	5.5	56.8	116.2	-3.4
2	7.0	51.2	75.2	-4.7
3	8.4	47.2	68.9	-5.9

TABLA 3-3: COMPARATIVA SOBRE EL DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17 GHZ DEL ESPESOR DE LA LENTE

A la vista de los resultados se decidió emplear una lente de mayor grosor, con $h = 3.048$ mm, que podría ser fabricada a partir de la unión de otras dos láminas de sustrato de espesor 0.508 mm. La reflexión de la antena con lente es igual a la mostrada en la figura 3-16.

3.3 DISEÑO EN SIW

3.3.1 CARACTERIZACIÓN DE LA GUÍA SIW PARA LA BANDA KU

La conversión entre una guía de onda convencional y una guía SIW se puede realizar mediante las fórmulas (2.37), (2.38) y (2.39) mostradas en el apartado 2.4.1 *Equivalencias entre SIW y guía convencional* para que la estructura resultante mantenga sus propiedades. Para ello se debe establecer el diámetro de las vías "d" y el espaciado entre ellas "p".

Los valores elegidos han sido **d = 0.6 mm** y **p = 1 mm**. La elección de estos valores se debe a los siguientes criterios:

- Los remaches disponibles en el laboratorio RFCAS son de diámetro 0.6 mm y 0.8 mm, por lo que estamos limitados a esos valores. Se puede consultar más información sobre ellos en [9].
- Compromiso para una correcta caracterización entre el diámetro y espaciado, para que se respeten las fórmulas de diseño como se ha visto en 2.4 *Teoría SIW* ([5]).

Tomando como ancho de la guía el valor elegido en el punto anterior, $a_{guía} = 8.25$ mm y aplicando las fórmulas el ancho equivalente de la guía SIW es de **$a_{SIW} = 8.70$ mm**.

La carta de modos sobre sustrato integrado es la misma que su equivalente en guía convencional.

El ancho equivalente en SIW del iris de adaptación es **$a_{irissiw} = 5.35$ mm**, siendo su valor en guía convencional $a_{irisguía} = 4.95$ mm como se muestra en la tabla 3-2.

Otras dimensiones, como son la longitud o la altura de la guía se mantienen constantes.

3.3.2 ANTENA DE BOCINA SECTORIAL SOBRE SIW EN LA BANDA KU

Según lo visto en el modelo en guía de onda, para poder obtener una buena adaptación en la antena es necesario incluir un iris que consiga corregir la desadaptación que introduce la propia bocina. Por lo tanto, se partirá directamente de ese modelo ya adaptado y se trasladará a SIW.

3. Diseño del elemento unitario

Aplicando el escalado de las dimensiones la antena de bocina queda así:

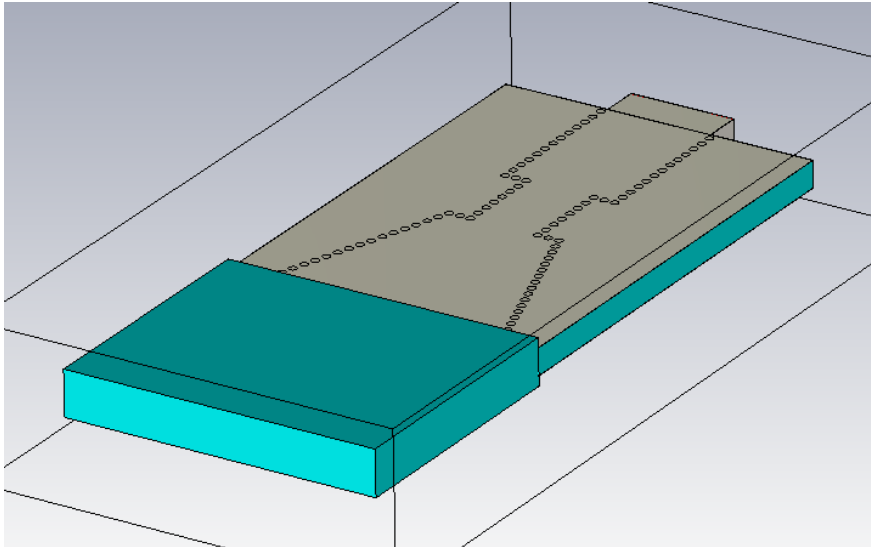


FIGURA 3-23: ANTENA DE BOCINA SOBRE SIW

En este caso la alimentación también se realiza mediante un puerto ideal unido por un tramo en guía de onda convencional, con $a = 8.25$ mm.

Después de un proceso de optimización se consiguen los siguientes resultados de reflexión:

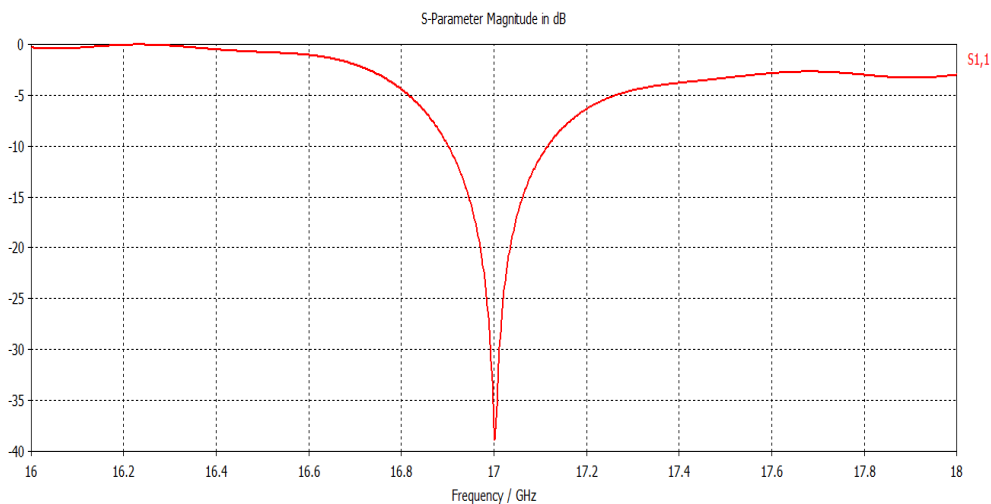


FIGURA 3-24: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA ANTENA DE BOCINA SOBRE SIW

La reflexión de la bocina presenta una clara resonancia centrada a 17 GHz. Los anchos de banda que ofrece este diseño son:

- $BW (S_{11} < -10 \text{ dB}) = 225 \text{ MHz}$
- $BW (S_{11} < -20 \text{ dB}) = 65 \text{ MHz}$

Los resultados son idénticos a los obtenidos en guía de onda tradicional mostrados en la figura 3-16, por lo que puede considerarse que la conversión del diseño a SIW ha funcionado correctamente.

3. Diseño del elemento unitario

El diagrama de radiación en los planos horizontal ($\varphi = 0^\circ$) y vertical ($\varphi = 90^\circ$) se muestra en la figura (3-25).

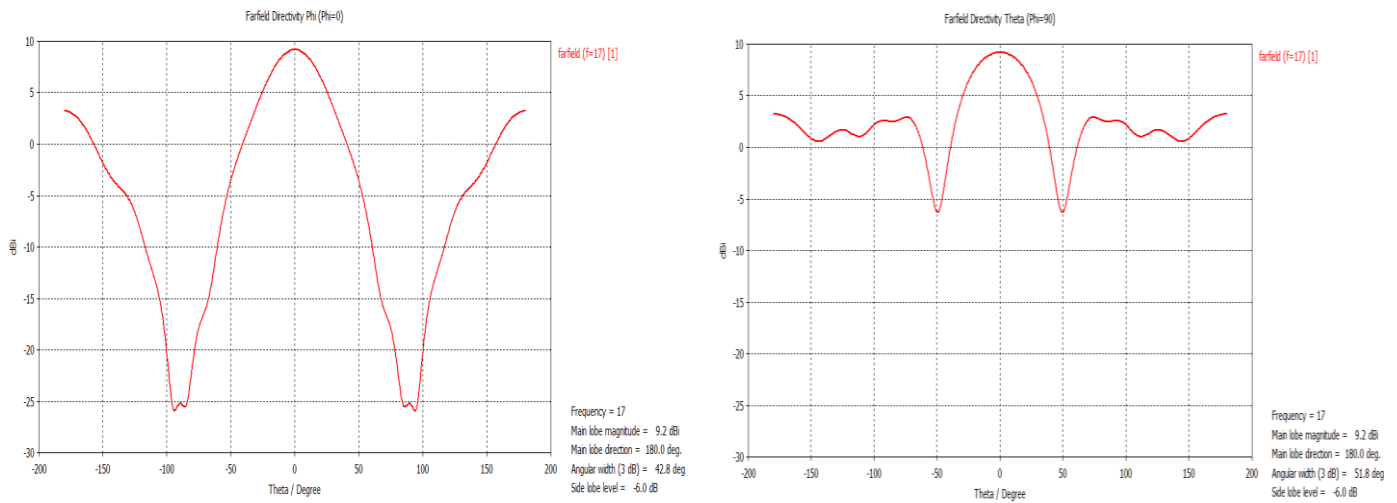


FIGURA 3-25: DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17 GHZ DE LA ANTENA DE BOCINA SOBRE SIW: A) PLANO $\varphi = 0^\circ$ B) PLANO $\varphi = 90^\circ$

El diagrama de radiación mejora respecto al diseño en guía tradicional (tabla 3-3). La ganancia de esta antena es de $G = 9.2 \text{ dB}$ y su ancho de haz en el plano horizontal es de $BWH_{3\text{dB}} = 42.8^\circ$.

Las dimensiones finales de la antena son:

Parámetro	Valor (mm)
Anchura de la guía	8.70
Altura de la guía	2.03
Apertura horizontal	18.50
Apertura vertical	2.03
Longitud de la bocina	14.50
Anchura del iris	5.37
Longitud del iris	6.00

TABLA 3-4: DIMENSIONES DE LA ANTENA DE BOCINA SOBRE SIW

Las dimensiones de la guía SIW se mantienen fijas durante el proceso de optimización.

La frecuencia de trabajo es por tanto estrecha, por lo que se requerirá una transición de alimentación con buena adaptación para minimizar este problema. Este diseño se ha aceptado como definitivo para el elemento unitario en SIW y a partir de él se buscará primero poderlo fabricar de forma unitaria y después en un array de antenas.

3.4 DISEÑO COMPLETO DE LA ANTENA CON TRANSICIÓN DE ALIMENTACIÓN

En este punto de la memoria se mostrarán los resultados obtenidos de la antena completa al juntar los distintos diseños de 4. *Diseño de la transición de alimentación* a la antena sobre SIW obtenida previamente en 3.3.2 *Antena de Bocina sectorial sobre SIW en banda Ku*. Al estar ya adaptados ambos elementos la unión entre ellos será sencilla y se realizará en el tramo de guía después del iris de la antena.

Se fabricarán los prototipos obtenidos en el Taller de Circuitos Impresos de la Escuela Politécnica Superior de la UAM (ANEXO A) y se realizarán distintas medidas para caracterizarlos con el analizador de redes y la cámara anecoica (ANEXO B).

3.4.1 DISEÑO CON CONECTOR SMA VERTICAL-SIW

El primer diseño realizado se basa en utilizar la transición obtenida en 4.2. *Transición SMA vertical-SIW*.

3.4.1.1 INTEGRACIÓN DE LA TRANSICIÓN EN LA ANTENA

Para realizar la integración se ha unido el conector coaxial en el tramo de guía de la antena, en la siguiente figura (3-26) se puede ver el diseño realizado mediante CST:

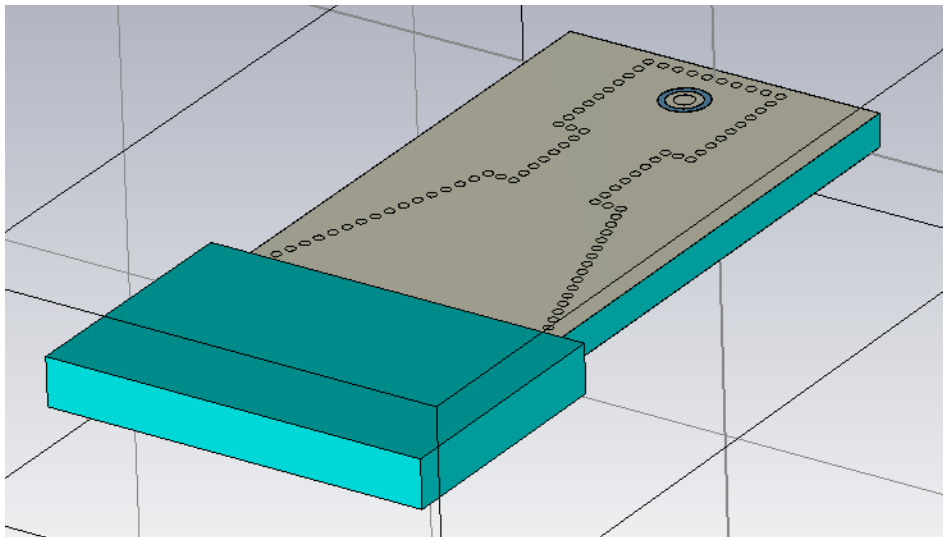


FIGURA 3-26: ANTENA DE BOCINA CON TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW

3. Diseño del elemento unitario

Al estar ambos elementos ya adaptados la integración no dio problemas y la respuesta en frecuencia del conjunto *antena+transición* produce la reflexión esperada a 17 GHz.

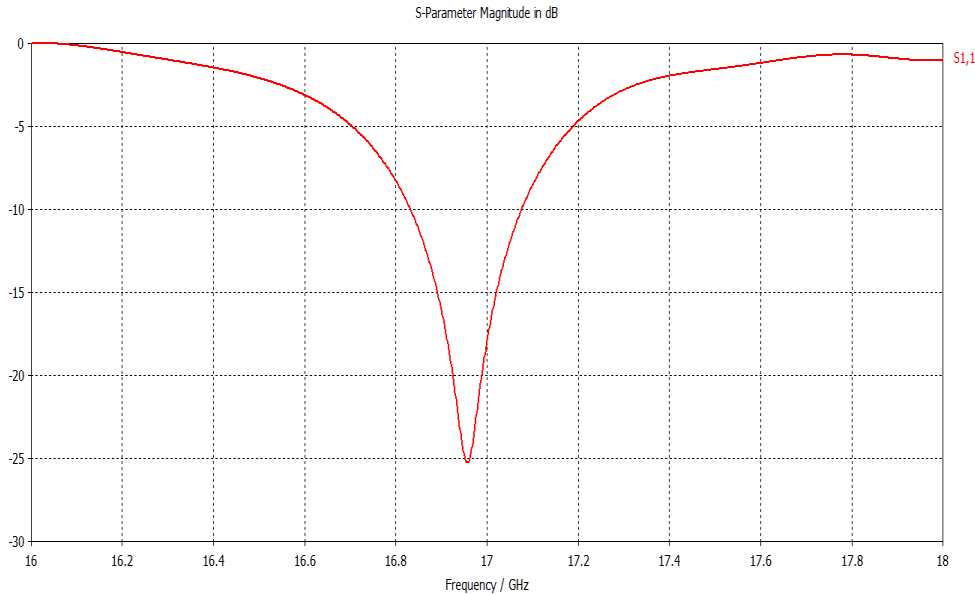


FIGURA 3-27: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA ANTENA DE BOCINA CON TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW

Los resultados simulados se ajustan a los obtenidos previamente.

- BW ($S_{11} < -10$ dB) = **240 MHz**
- BW ($S_{11} < -20$ dB) = **65 MHz**

3.4.1.2 MODELO INICIAL

Al modelo anterior se le añadieron tornillos para unir fuertemente las láminas del sustrato de cara a su fabricación. Esto es fundamental ya cualquier pequeño hueco de aire que quede atrapado entre el sustrato puede modificar la respuesta de la antena. Además, al remachar los taladros que componen el SIW también se comprimen más las capas eliminando un potencial gap de aire.

También se añadieron tornillos de plástico, representados en color **morado** en la figura 3-28, para sujetar las capas de la lente de dieléctrico. Estos tornillos son de métrica M3 mientras que los tornillos de la antena son de metal de métrica M2.

3. Diseño del elemento unitario

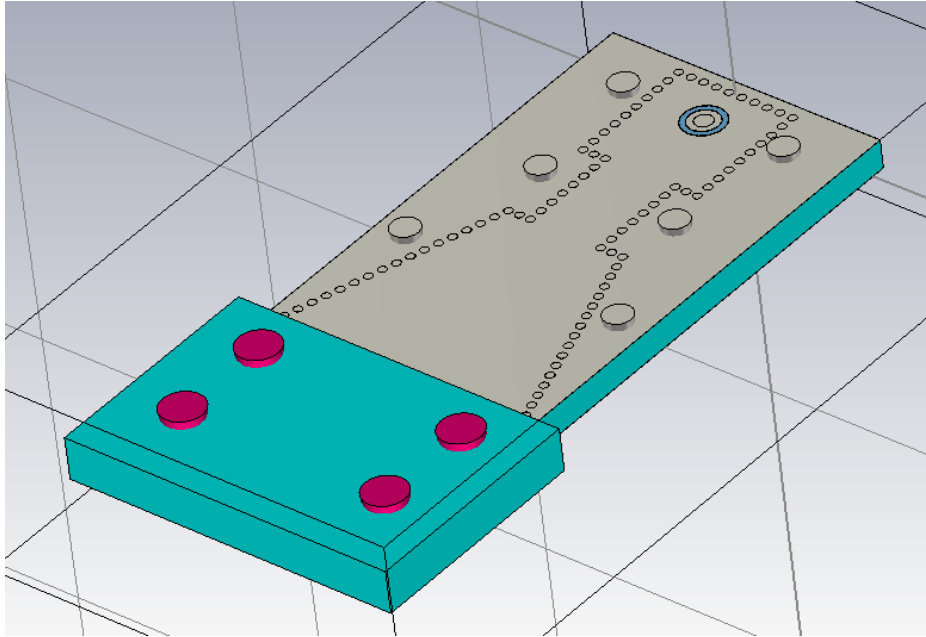


FIGURA 3-28: ANTENA DE BOCINA INICIAL CON TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW CON TORNILLOS PARA LA FABRICACIÓN MULTICAPA

3.4.1.2.1 FABRICACIÓN Y MEDIDAS

A continuación se procedió a fabricar el prototipo de la antena. Para ello se realizó el mismo proceso que posteriormente se aplicará a todas las demás construcciones de este Proyecto, detallado en el ANEXO A. Dicho proceso de fabricación se realizó exclusivamente en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior de la UAM, principalmente en el Taller de Circuitos Impresos.

En la siguiente figura (3-29) se muestran las distintas capas de la antena unidas antes de introducir los remaches en el sustrato para formar la guía SIW.



FIGURA 3-29: PROCESO DE FABRICACIÓN DE LA ANTENA DE BOCINA CON CONECTOR SMA VERTICAL-SIW

3. Diseño del elemento unitario

Una vez remachadas y soldadas las vías se procede a soldar el alma del conector a la corona de soldadura. Este paso es muy delicado ya que las dimensiones son muy pequeñas y todo debe quedar perfectamente ajustado puesto que una pequeña variación en décimas de milímetro a una frecuencia tan alta tiene mucha repercusión sobre su funcionamiento. En la siguiente figura (3-30) se puede ver el diseño ya terminado:



FIGURA 3-30: FABRICACIÓN DE LA ANTENA DE BOCINA CON CONECTOR SMA VERTICAL-SIW

El siguiente paso es comprobar su funcionamiento, para ello se utilizarán los distintos aparatos de medida de radiofrecuencia disponibles, como son el analizador de redes y la cámara anecoica (ANEXO B). Este proceso también es análogo a futuras medidas realizadas en este Proyecto, introduciendo únicamente pequeñas variaciones según la estructura a medir (antena, transición *back-to-back*, red de alimentación,...).

La reflexión medida para esta primera antena se muestra a continuación. Se apreció un desplazamiento en frecuencia de la resonancia y por tanto se amplió el rango de frecuencias para la medida desde 15 GHz hasta 19 GHz.

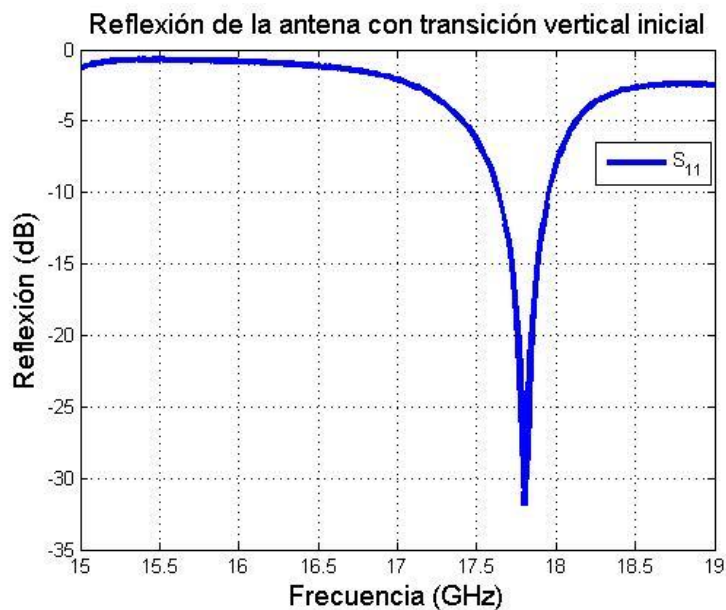


FIGURA 3-31: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA ANTENA FABRICADA CON TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW

3. Diseño del elemento unitario

El hueco de aire que quedó entre las láminas de sustrato de esta primera fabricación fue bastante grande y alteraba su respuesta, haciendo que la resonancia estuviese desplazada hacia frecuencias superiores. Para intentar subsanarlo se apretó, de forma manual, las láminas de sustrato para que el aire contenido entre ellas fuese el menor posible. En la siguiente gráfica (3-32) se muestra:

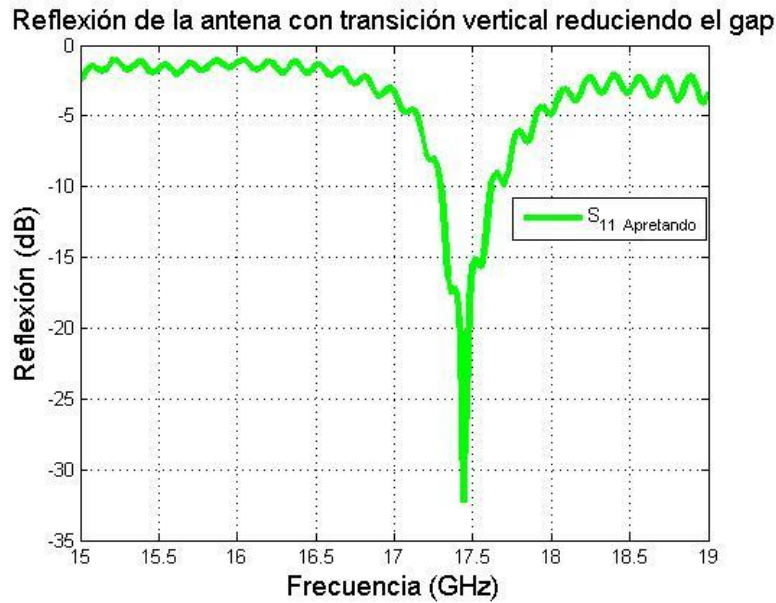


FIGURA 3-32: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA ANTENA FABRICADA CON TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW REDUCIENDO EL GAP DE AIRE

Como se puede apreciar, la resonancia se ha desplazado aproximadamente 0.5 GHz al reducir el aire. A cambio se ha producido un rizado en la medida seguramente causado por el hecho de tener que tocar la antena durante la medida.

En la siguiente figura (3-33) se pueden ver comparadas las medidas realizadas con la reflexión obtenida de la simulación del elemento unitario:

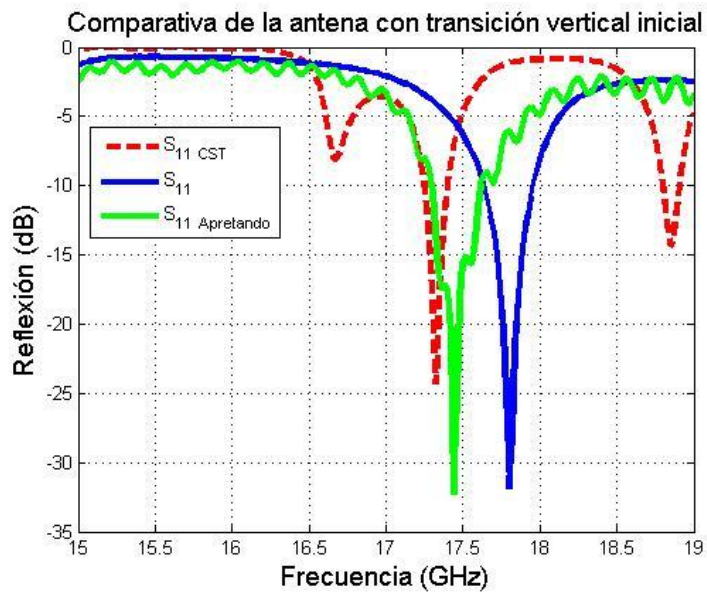


FIGURA 3-33: COMPARATIVA ENTRE LAS REFLEXIONES (S_{11}) MEDIDAS DE LA ANTENA FABRICADA CON LA SIMULADA (TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW)

3. Diseño del elemento unitario

Para mayor simplicidad, las reflexiones medidas de las antenas fabricadas se compararan únicamente con la reflexión del elemento unitario ideal (figura 3-24), para así tener un reflejo fiel de su comportamiento. En este caso, se observa que la respuesta de la antena con las láminas apretadas se asemeja mucho a la simulada, mientras que la antena sin apretar tiene también una buena respuesta pero desplazada a frecuencias superiores.

El ancho de banda de estas medidas es:

- BW ($S_{11} < -10$ dB):

Transición inicial: $\rightarrow 17.62$ GHz - 17.96 GHz = **340 MHz**

Transición reduciendo el gap de aire: $\rightarrow 17.30$ GHz - 17.62 GHz = **320 MHz**

- BW ($S_{11} < -20$ dB):

Transición inicial: $\rightarrow 17.76$ GHz - 17.86 GHz = **100 MHz**

Transición reduciendo el gap de aire: $\rightarrow 17.42$ GHz - 17.48 GHz = **60 MHz**

A la vista de las medidas realizadas pueden considerarse un buen resultado para esta primera fabricación del Proyecto. No se han obtenido resultados perfectos pero sí muy parecidos a los esperados, teniendo margen de trabajo para mejorarlos a partir de la reducción del hueco de aire entre las capas.

Por último, se realizó la medida del diagrama de radiación de la antena fabricada. Al ser un elemento pequeño no se precisó de una estructura adicional para poderla situar en la plataforma.



FIGURA 3-34: PROCESO DE MEDIDA DE LA ANTENA DE BOCINA EN LA CÁMARA ANECOICA

3. Diseño del elemento unitario

Debido a que la resonancia está a 17.7 GHz se midió a esa frecuencia y no a 17 GHz como se ha mostrado previamente en las simulaciones, ya que la antena está desadaptada y los resultados no son relevantes.

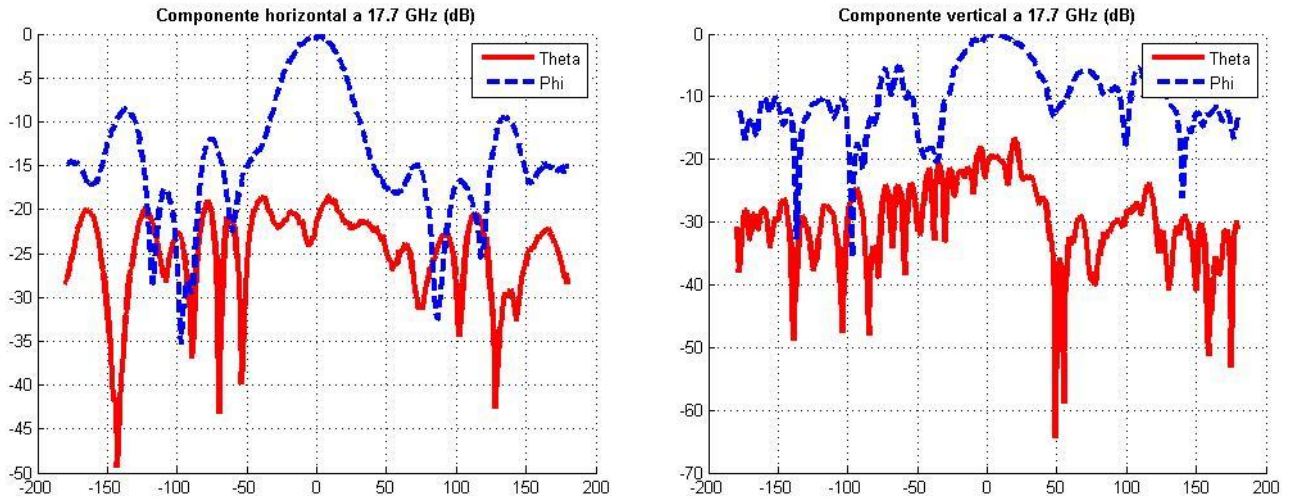


FIGURA 3-35: DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17.7 GHz DE LA ANTENA DE BOCINA FABRICADA: A) PLANO $\varphi = 0^\circ$ B) PLANO $\varphi = 90^\circ$

Se realizó la medida también para 17.8 GHz, donde la antena presenta una buena adaptación.

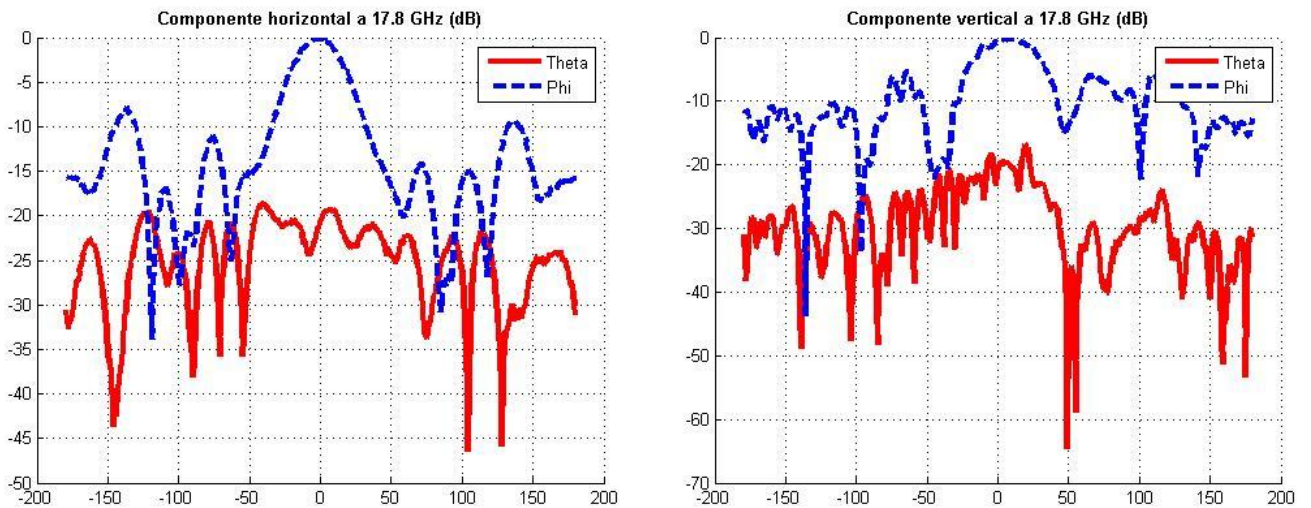


FIGURA 3-36: DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17.8 GHz DE LA ANTENA DE BOCINA FABRICADA: A) PLANO $\varphi = 0^\circ$ B) PLANO $\varphi = 90^\circ$

Los resultados obtenidos son similares a los simulados en CST (figura 3-25). El lóbulo principal es estrecho y los lóbulos secundarios no son excesivamente pronunciados. El ancho de haz en el plano horizontal es de $BWH_{3dB} = 37^\circ$, en la simulación el ancho era un poco mayor, de 42.8° .

3. Diseño del elemento unitario

Para finalizar se midió la ganancia de la antena de bocina fabricada. Para realizar la medida de ganancia se toma como referencia el nivel de señal de transmisión dado por la antena de referencia de la cámara anecoica, cuya ganancia es conocida, y a partir de ahí se obtiene la ganancia de la antena a medir a partir de su transmisión.

$$S_{21 \text{ antena}} - S_{21 \text{ referencia}} = G_{\text{antena}} - G_{\text{referencia}} \quad (3.1)$$

Aplicando la fórmula se obtienen los siguientes resultados:

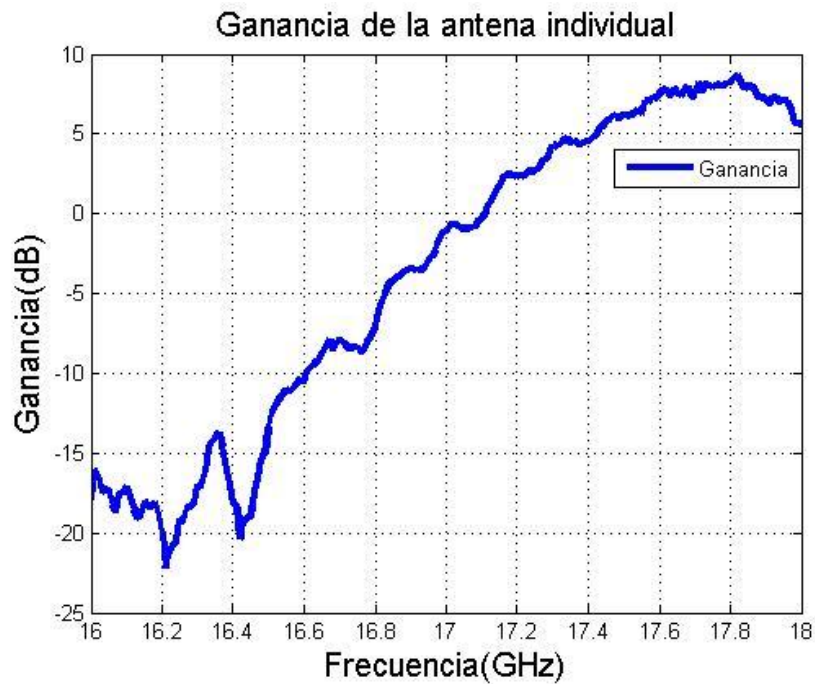


FIGURA 3-37: GANANCIA MEDIDA DE LA ANTENA DE BOCINA FABRICADA

La ganancia de la antena es bastante buena en la banda dónde está situada la resonancia, y la antena por tanto está adaptada. El valor que toma es de $G_{\text{antena}} = 8.5 \text{ dB}$ a 17.7 GHz. Este valor se aproxima bastante al valor teórico de 9.2 dB. Fuera de la banda de trabajo la ganancia cae mucho y no resulta operativa.

3.4.1.3 MODELO REFORZADO (MINIMIZAR EL GAP DE AIRE)

En vista de que los resultados obtenidos por la primera antena eran muy inestables debido al gap de aire que había entre las capas se procedió a construir una antena exactamente igual pero reforzada con más tornillos para disminuirlo y se corrigieron algunos problemas que surgieron durante su fabricación. Así además se tiene repetitividad del diseño.

3. Diseño del elemento unitario

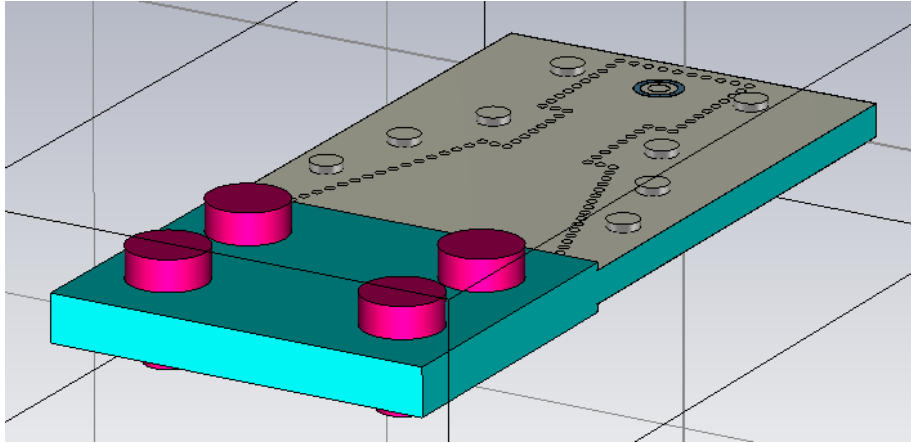


FIGURA 3-38: ANTENA DE BOCINA REFORZADA CON CONECTOR SMA VERTICAL-SIW

El efecto del gap de aire se muestra a continuación basado en una simulación en la que se introduce una separación entre las capas y se modelan distintos tamaños para la misma:

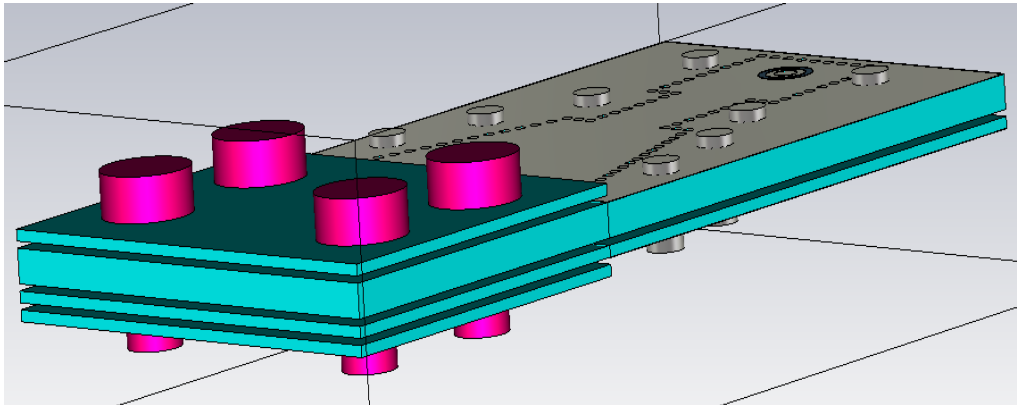


FIGURA 3-39: SIMULACIÓN DEL GAP DE AIRE ENTRE LAS CAPAS

En la siguiente figura (3-40) se muestra la reflexión en función del tamaño del hueco de aire:

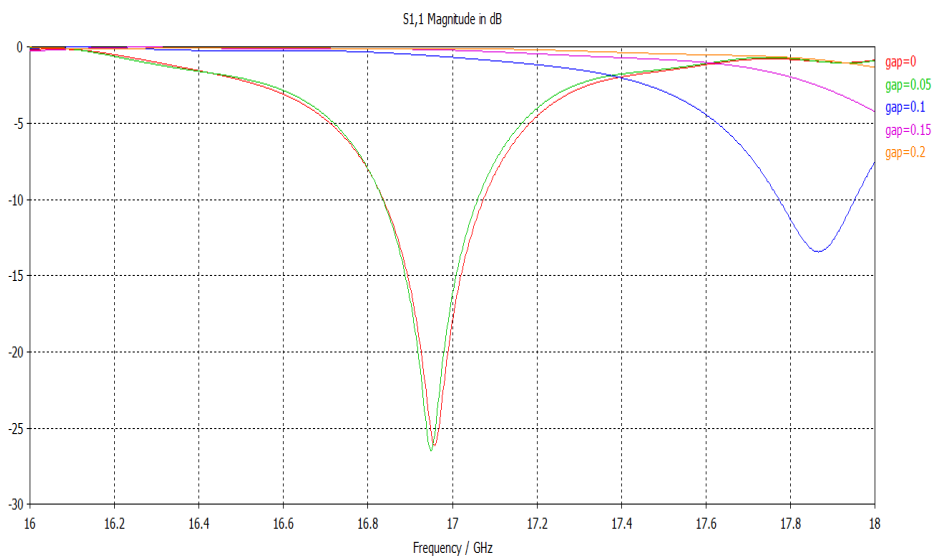


FIGURA 3-40: VARIACIÓN DE LA REFLEXIÓN DE LA ANTENA EN FUNCIÓN DEL GAP DE AIRE

3. Diseño del elemento unitario

Como puede observarse en la gráfica anterior (3-40), valores bajos tienen poca relevancia en la reflexión de la antena, pero cuando superan la décima de milímetro se produce una desviación hacia frecuencias superiores y una gran desadaptación. Por lo tanto hay que tratar de minimizarlo a toda costa para que su influencia sea lo menor posible.

3.4.1.3.1 FABRICACIÓN Y MEDIDAS

De forma análoga al modelo inicial se procedió a fabricar la antena. El diseño final se muestra a continuación:



FIGURA 3-41: FABRICACIÓN DE LA ANTENA DE BOCINA REFORZADA CON CONECTOR SMA VERTICAL-SIW

La reflexión medida mediante el analizador de redes se puede ver en la siguiente figura 3-42:

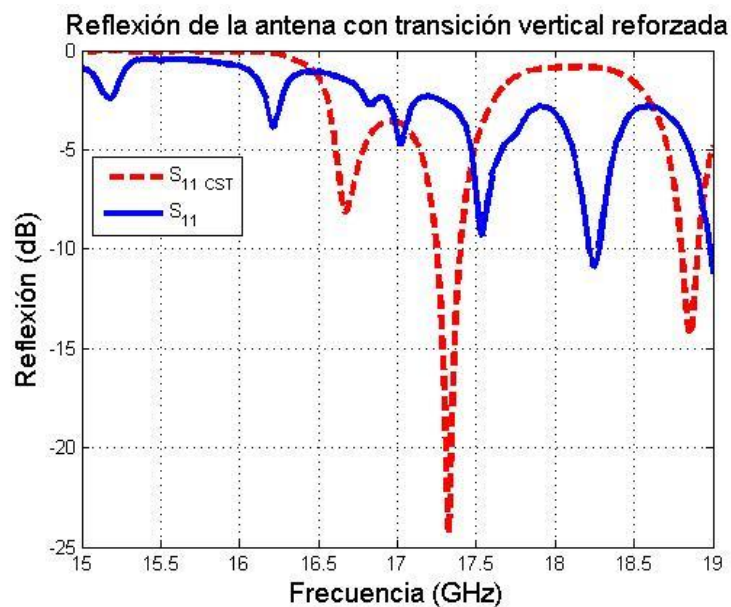


FIGURA 3-42: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA ANTENA REFORZADA FABRICADA CON TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW

3. Diseño del elemento unitario

En este caso los resultados obtenidos no fueron buenos, pese a que también se hizo un barrido mayor desde 15 GHz hasta 19 GHz la reflexión medida no ofrece una resonancia clara como cabría esperar.

El motivo de porque esta segunda construcción falló no está muy claro, ya que corregía fallos de la anterior como era el hueco de aire entre capas y el resto del diseño permaneció idéntico. De igual forma se vio mediante las pruebas en tramo de guía que la transición SMA vertical-SIW producía un desplazamiento de frecuencia respecto al valor simulado, por lo que cabe suponer que en este caso las resonancias de la transición y de la antena están situadas a distintas frecuencias y por tanto su reflexión es muy baja.

Puesto que la antena está desadaptada no se realizaron medidas del diagrama de radiación y de ganancia.

En vista de que esta transición había funcionado para el primer prototipo de antena pero no para el segundo, además de ser muy sensible y resonante, se decidió abandonar temporalmente para buscar otro tipo de transición que corrigiese estos problemas.

3.4.2 MODELO CON TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

En este apartado se diseñará, fabricará y medirá la antena de bocina junto con la transición desarrollada en el apartado 4.3. *Transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada*.

3.4.2.1 INTEGRACIÓN DE LA TRANSICIÓN EN LA ANTENA

Para integrar esta transición a la antena se realizó igual que para la transición con conector vertical; a partir del tramo final de guía SIW se añade la estructura de alimentación ya adaptada. En la siguiente imagen (3-43) se puede ver la estructura creada mediante CST:

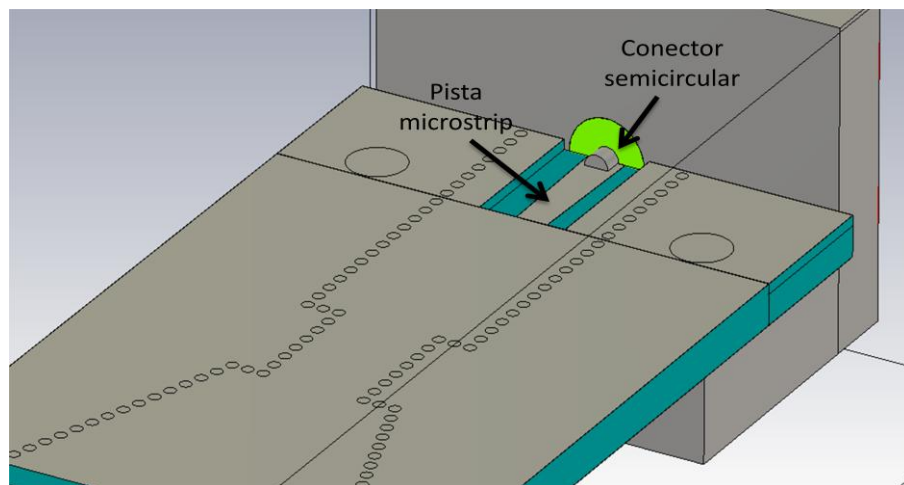


FIGURA 3-43 ANTENA DE BOCINA CON TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

3. Diseño del elemento unitario

Al estar ambos elementos ya adaptados y tener este tipo de transición un ancho de banda muy grande la unión de ambos está adaptada también y la reflexión generada es idéntica a la del elemento unitario con puerto ideal (figura 3-24).

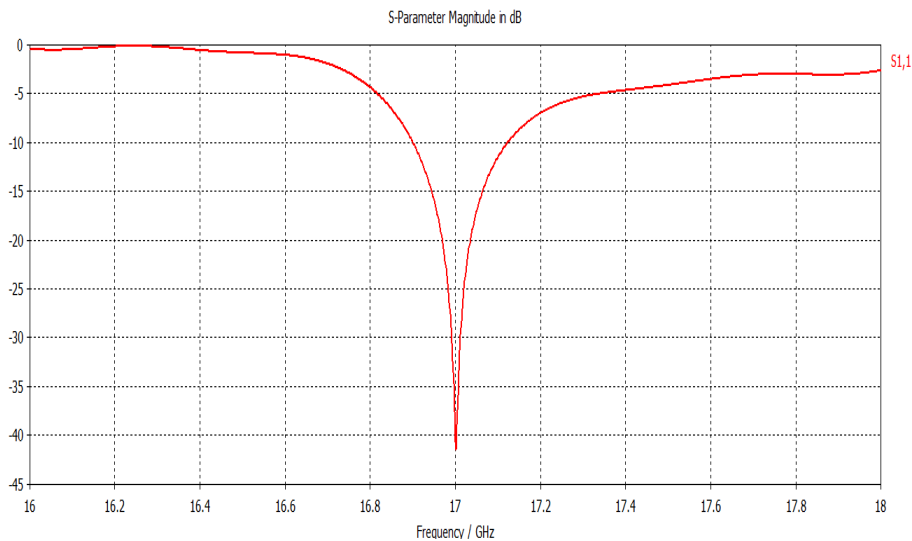


FIGURA 3-44 REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA ANTENA DE BOCINA CON TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

Su ancho de banda de trabajo es:

- BW ($S_{11} < -10$ dB) = **220 MHz**
- BW ($S_{11} < -20$ dB) = **60 MHz**

3.4.2.2 FABRICACIÓN Y MEDIDAS

De forma teórica parece una solución buena, ya que es mucho más robusta que la transición vertical. Ahora el siguiente paso es verificar su funcionamiento fabricando un elemento y midiéndolo. En este caso el punto crítico no es tanto el ancho de banda de la transición, que ahora es mucho mayor, sino el efecto que produce hueco de aire que queda, al estar la caja metálica diseñada para ser utilizada sobre una única lámina de sustrato de menor espesor al de la antena.

De igual forma a apartados anteriores se fabricaron dos prototipos de antena de bocina con esta transición en el Taller de Circuitos Impresos (ANEXO A). Una vez construidos se añadieron los remaches y se soldaron. En este caso la principal diferencia en la fabricación radicaba en la forma de situar el conector, que va soldado a la pista microstrip.

3. Diseño del elemento unitario

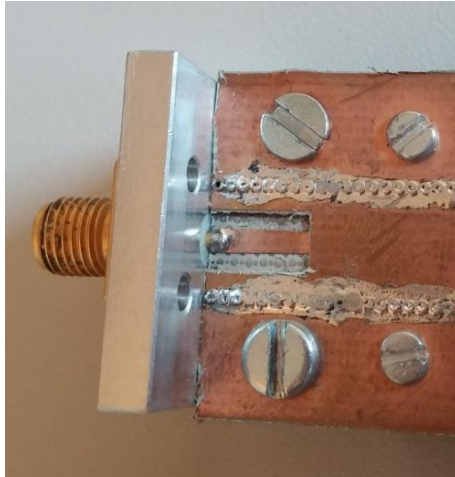


FIGURA 3-45: DETALLE DE LA FABRICACIÓN DE LA TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

En la figura anterior (3-45) se puede apreciar con más detalle como la transición SMA va soldada a la línea microstrip en la lámina inferior de sustrato, mientras que las vías, tornillos,...atraviesan ambas láminas.

Las antenas ya terminadas:

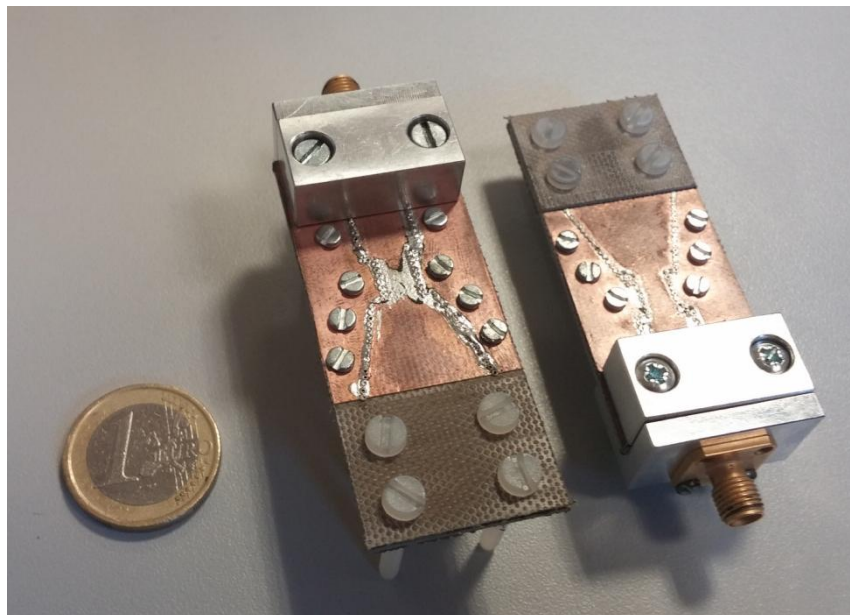


FIGURA 3-46: ANTENAS DE BOCINA FABRICADAS CON TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

La reflexión medida de las antenas ha dado unos resultados muy malos. El escalón de aire, que en la simulación no afectaba al comportamiento de la transición, en la práctica resulta fatal provocando una desadaptación total de la antena. De igual forma, como se verá en 4.3. *Transición SMA horizontal-Microstrip-SIW apantallada*, en la prueba de la transición sola en un tramo de guía tampoco funciona correctamente.

3. Diseño del elemento unitario

A continuación se muestran los valores medidos:

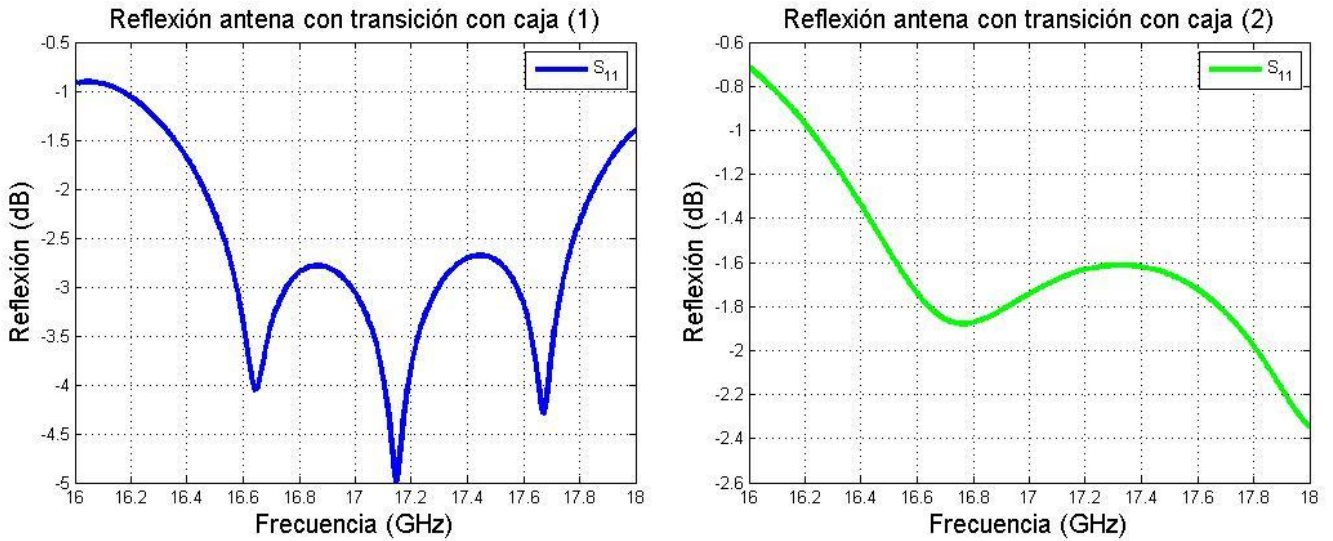


FIGURA 3-47: REFLEXIONES (S_{11}) MEDIDAS DE LAS ANTENAS FABRICADAS CON TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

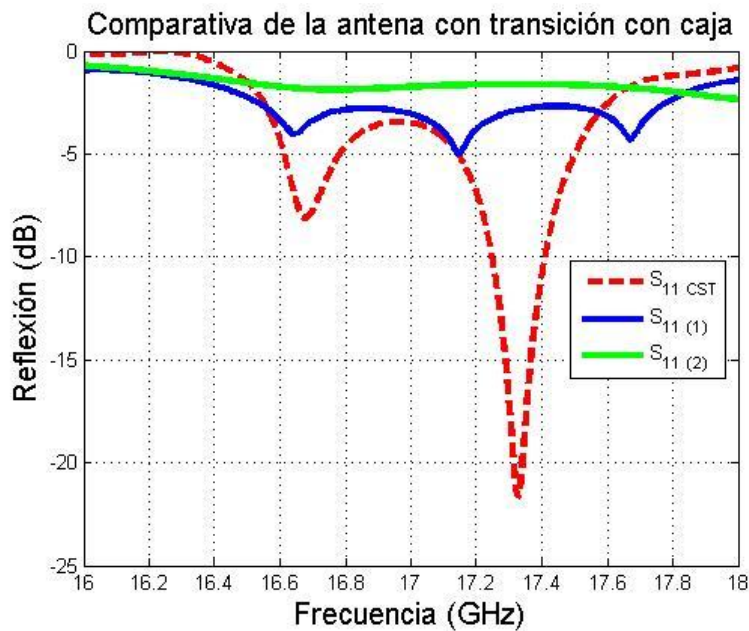


FIGURA 3-48: COMPARATIVA DE LAS REFLEXIONES (S_{11}) MEDIDAS DE LAS ANTENAS FABRICADAS CON TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA JUNTO CON LA SIMULADA.

Como se ha visto previamente, la caja metálica que se emplea para apantallar la línea microstrip estaba diseñada para ser utilizada en un sustrato de espesor 1.524 mm y no 2.032 mm como es el caso. Por ello, para intentar solventar parcialmente el problema, se intentó disminuir el hueco de aire situando la caja al revés, de modo que quedase el escalonamiento fuera. En la figura 4-19 se puede ver la estructura metálica empleada. También se le añadieron arandelas metálicas para regular la altura a la que se sitúa la caja.

3. Diseño del elemento unitario

A continuación se muestra la antena con esta nueva configuración:

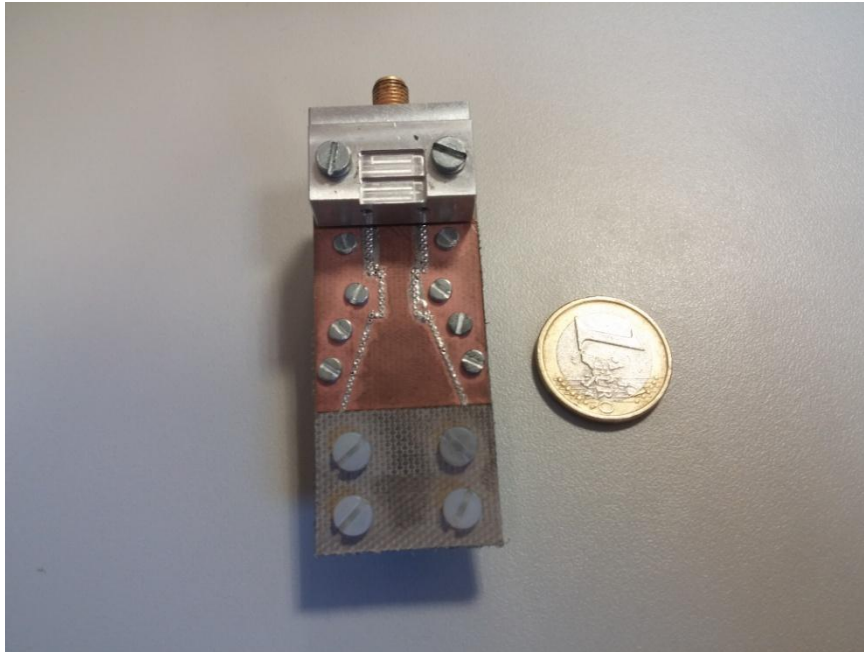


FIGURA 3-49: ANTENA DE BOCINA FABRICADA CON TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW AJUSTADA

Tras probar con diferentes configuraciones se consiguió la siguiente reflexión como mejor resultado:

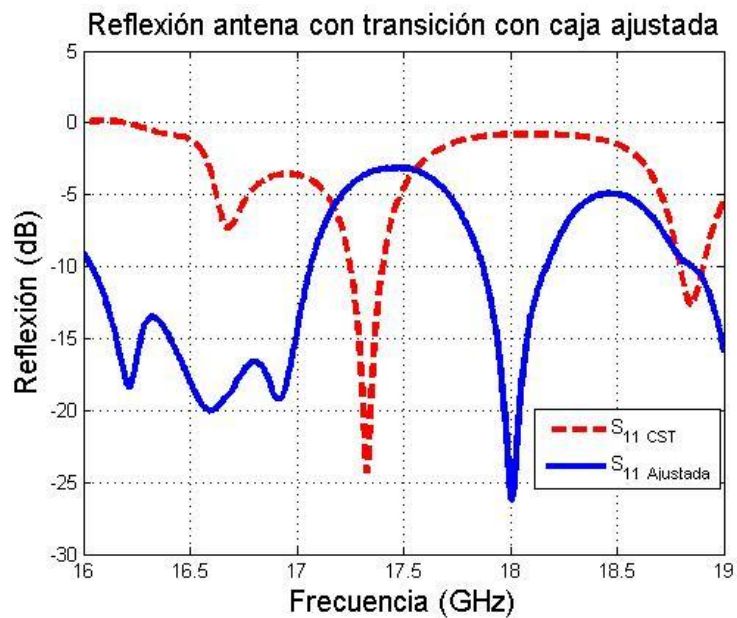


FIGURA 3-50: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA ANTENA DE BOCINA FABRICADA CON TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW AJUSTADA

3. Diseño del elemento unitario

El ancho de banda que ofrece es muy bueno, aunque la principal resonancia está desplazada en frecuencia:

- BW ($S_{11} < -10$ dB): 16.04 GHz -17.06 GHz, 17.81 GHz -18.17 GHz, 18.85-19.00 GHz = **1.53 GHz**
- BW ($S_{11} < -20$ dB): 17.97 GHz -18.04 GHz = **70 MHz**

Sin embargo, realizando el mismo proceso de ajuste en el otro prototipo fabricado no se obtuvo resultados nada parecidos, siguiendo la antena totalmente desadaptada con una reflexión muy baja en toda la banda. Por lo tanto, se decidió seguir probando otras formas para alimentar a la antena ya que esta transición requería un ajuste posterior a la fabricación, además de funcionar en sólo uno de los dos elementos construidos.

3.4.3 DISEÑO CON CONECTOR SMA VERTICAL-SIW DESPLAZADO

En este último apartado se tratará del diseño final que se alimentó mediante la transición desarrollada en 4.4. *Transición SMA vertical-SIW desplazada*.

Como se verá más adelante, esta transición con el conector desplazado 0.2 mm hacia el corto tenía la resonancia a 17 GHz con buenos valores de reflexión (figura 4-31). La alternativa con el conector alejado salía desplazada en frecuencia por lo que se rechazó para alimentar la antena.

3.4.3.3 INTEGRACIÓN DE LA TRANSICIÓN EN LA ANTENA

La integración de la antena fue exactamente igual al apartado 3.4.1 *Diseño con conector SMA vertical-SIW* ya que la única diferencia entre ambas antenas radica en la distancia del conector al cortocircuito al final de la guía, que en este caso es de **2.8 mm**.

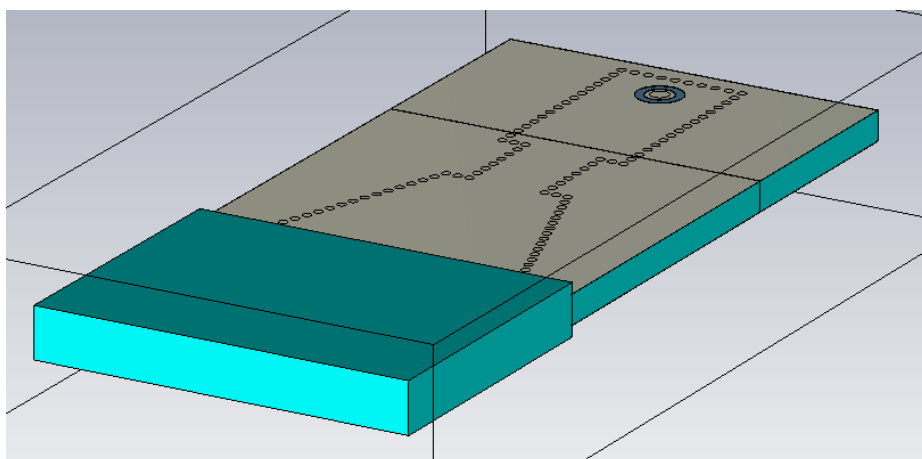


FIGURA 3-51: ANTENA DE BOCINA CON TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW DESPLAZADA

3. Diseño del elemento unitario

Su reflexión simulada es similar a la de diseños anteriores.

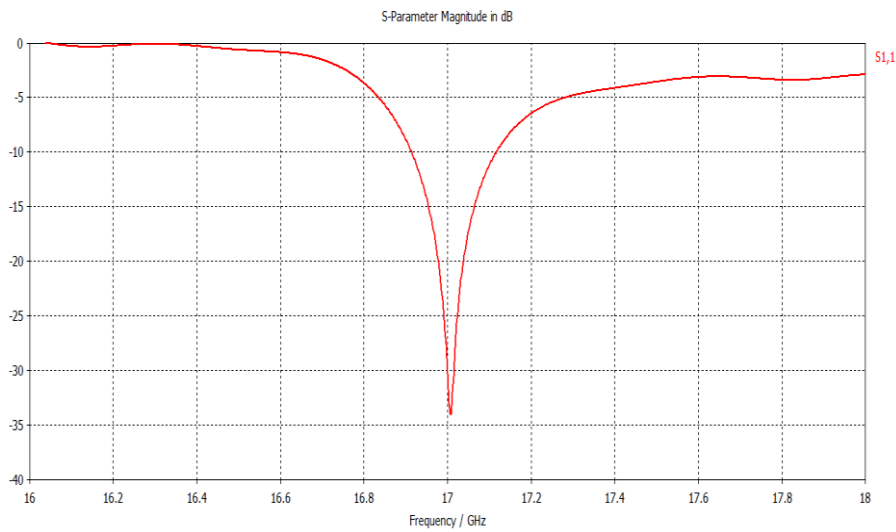


FIGURA 3-52: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA ANTENA DE BOCINA CON TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW DESPLAZADA

El ancho de banda que ofrece este diseño es:

- BW ($S_{11} < -10$ dB) = **210 MHz**
- BW ($S_{11} < -20$ dB) = **60 MHz**

3.4.3.2 FABRICACIÓN Y MEDIDAS

Tomando ejemplo de las anteriores antenas construidas directamente se utilizaron numerosos tornillos para garantizar que el gap de aire entre capas fuese el menor posible:

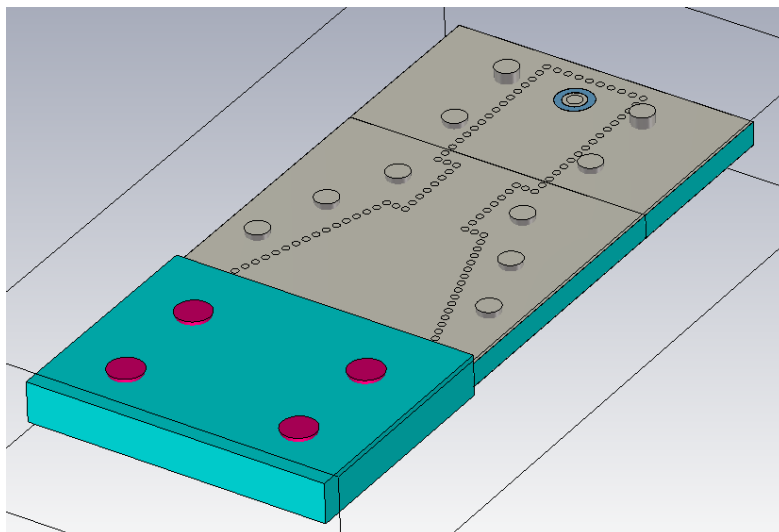


FIGURA 3-53: ANTENA DE BOCINA CON TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW DESPLAZADA CON TORNILLOS PARA LA FABRICACIÓN MULTICAPA

3. Diseño del elemento unitario

La antena final construida se muestra en la siguiente figura (3-54):



FIGURA 3-54: FABRICACIÓN DE LA ANTENA DE BOCINA CON TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW DESPLAZADA

La reflexión medida con el analizador de redes:

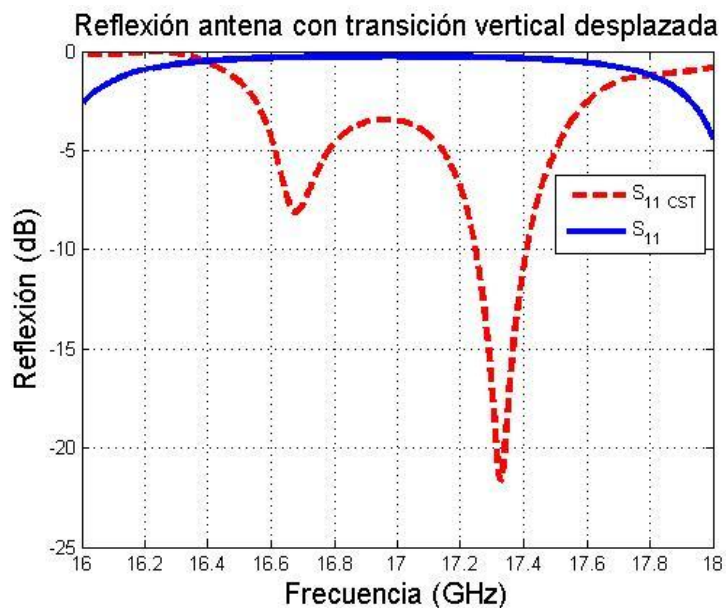


FIGURA 3-55: REFLEXIÓN (S_{11}) MEDIDA DE LA ANTENA DE BOCINA FABRICADA CON TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW DESPLAZADA JUNTO CON LA SIMULADA

En este caso tampoco se obtuvieron los resultados esperados, como se verá en 4.4. *Transición SMA vertical-SIW desplazada* esta transición tiene una resonancia en 17 GHz y por tanto muy buena reflexión cerca de esa frecuencia. Sin embargo el conjunto *antena+transición* no está adaptado, a partir de lo cual se puede deducir que el problema viene dado por la antena, ya que su verdadera respuesta en frecuencia no estará centrada en 17 GHz sino a otra frecuencia, la cual no se ha conseguido averiguar pese a probar distintos diseños y fabricar numerosos prototipos.

Se empleará esta transición de alimentación para las fabricaciones posteriores ya que en la medida sobre guía de onda su comportamiento ha sido correcto.

4. DISEÑO DE TRANSICIONES DE ALIMENTACIÓN

4.1. INTRODUCCIÓN

En el siguiente apartado de la memoria se va a realizar un estudio sobre diferentes tipos de transición para alimentar la antena de bocina unitaria y posteriormente la red de alimentación y el array. Se intentará obtener una transición de alimentación con un ancho de banda razonablemente grande y una buena adaptación para compensar lo resonante que es la antena de bocina (figura 3-24).

Este estudio constará de una primera parte de simulación para ajustar los parámetros de cada diseño y una segunda para donde se fabricará un prototipo *back-to-back* y se medirá mediante el analizador de redes (ANEXO B) para verificar su funcionamiento. Se presentarán los prototipos de forma cronológica a como se han ido implementando en conjunto con las fabricaciones realizadas en el punto anterior.

Como punto de partida se tomará la antena de bocina diseñada en 3.3.2 *Antena de bocina sectorial sobre SIW en la banda Ku* con las dimensiones de la guía SIW obtenida, que será la que tengan que alimentar las transiciones para dar servicio a la antena. Dicha guía está formada por una estructura multicapa de dos láminas de sustrato RF35 de espesores 0.508 mm y 1.524 mm (ANEXO C). La distancia entre vías de la SIW es 8.7 mm.

4.2. TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW

Inicialmente se optó por un diseño simple y compacto, que era alimentar el tramo de guía SIW mediante un conector SMA que entrase en el sustrato de forma vertical. Ésta es una forma muy común de alimentación en guía de onda como se vio en previamente en 2.2.4. *Alimentación en guía de onda*.

El conector empleado ha sido el conector coaxial circular 23-SMA-50-0-13.



FIGURA 4-1: CONECTOR COAXIAL CIRCULAR 23-SMA-50-0-13

Sus principales características son:

- Frecuencia de trabajo: Hasta 18 GHz.
- Impedancia característica: 50Ω.

La impedancia característica del conector se puede obtener mediante la siguiente fórmula (4.1):

$$Z_{coax} = \frac{\eta \sqrt{\epsilon_{coax}}}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (4.1)$$

Donde $\epsilon_{coax} = 2$, "b" es el radio del coaxial y "a" el radio del alma, cuyos valores son 0.63 mm y 2.04 mm respectivamente. La impedancia obtenida es de:

$$Z_{coax} = 49.85 \Omega$$

Por lo que se verifica los valores dados por el fabricante. Para una información más amplia sobre este conector se puede consultar [11].

4.2.1. DISEÑO Y SIMULACIÓN

Como punto de partida para el diseño de esta transición se tomará como referencia lo explicado en 2.4.2. *Alimentación en SIW* empleando un conector vertical. Dicho conector se deberá situar a una distancia $\lambda_g/4$ del cortocircuito del extremo de la guía.

La longitud de onda de trabajo de la guía ya se ha calculado previamente en 3.2.2.1 *Caracterización de la guía de onda para la banda Ku*. El valor obtenido ha sido $\lambda_g = 11.91$ mm; por tanto $\lambda_g/4 = 2.98$ mm ≈ 3 mm.

4. Diseño de transiciones de alimentación

Una vez situado el conector dentro de la guía SIW el siguiente paso es adaptarlo para que funcione correctamente. Existen dos posibles soluciones para ello:

- El conector atraviesa parcialmente el sustrato, alimentando la guía desde su interior. Es necesario realizar un vaciado en el cobre del plano inferior por donde entrará.
- El conector atraviesa completamente el sustrato y se suelda en el plano superior. El conector también alimenta la guía desde su interior, aunque puede producir más pérdidas al tener contacto con el aire. Para ello es necesario realizar un vaciado en los planos de masa superior e inferior además de dejar una pequeña corona, del orden de décimas de milímetro, para poder realizar la soldadura del alma del conector.

4.2.1.1 DISEÑO CON CONECTOR PARCIAL

En este caso el conector coaxial entrará en el sustrato por una extremo y no llegará a atravesarlo. En función de la dimensión del alma que penetre se podrá adaptar la transición.

En principio, será indiferente por cual lámina del sustrato entre el alma. La longitud de la guía SIW tampoco será relevante, se dejará una distancia suficiente para que se haya buena propagación. Únicamente cambiará la fase de la respuesta en función de su longitud.

La transición en diseñada en CST será así:

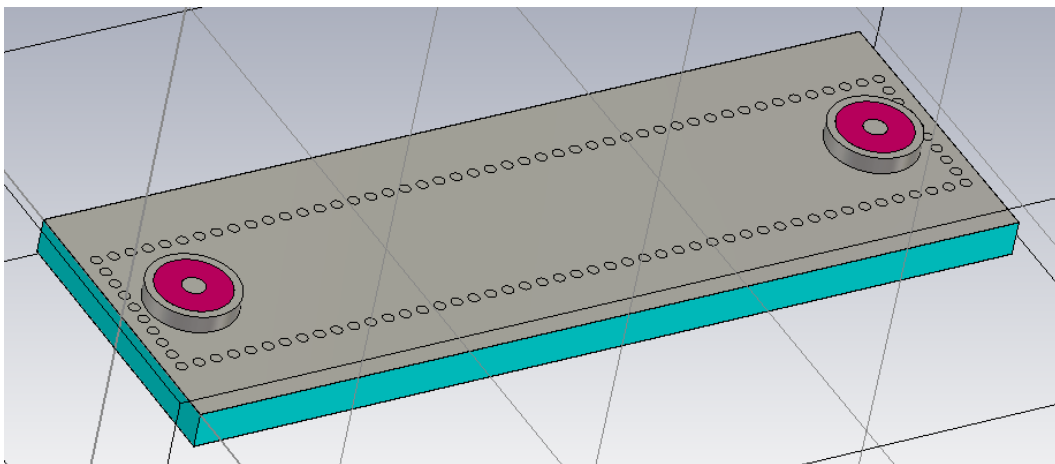


FIGURA 4-2: TRANSICIÓN SMA VERTICAL PARCIAL-SIW *BACK-TO-BACK*

Donde, de color **morado**, se representa el teflón del conector, que rodea el alma hasta entrar en el sustrato. El teflón a su vez estará cubierto de por el metal de la estructura del conector. Así mismo, se limpia de cobre una pequeña zona del plano inferior alrededor del alma para que no se produzca un cortocircuito.

4. Diseño de transiciones de alimentación

En detalle, el conector SMA quedará enterrado en el sustrato de la siguiente forma:

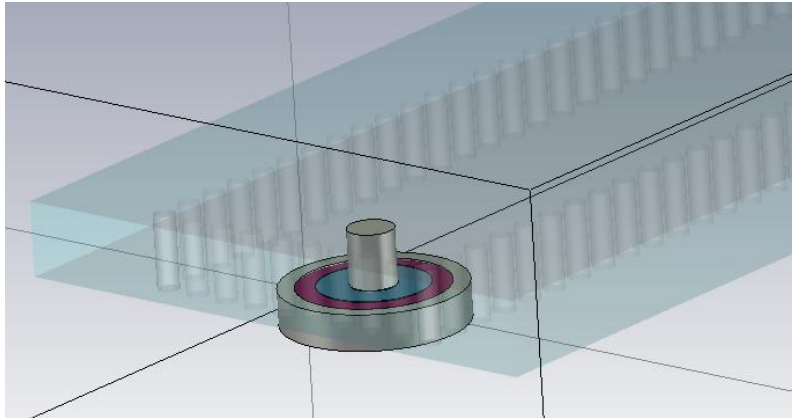


FIGURA 4-3: DETALLE DEL ALMA DEL CONECTOR DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL PARCIAL-SIW

Por último, para realizar la simulación, se añade un puerto en guía a la estructura.

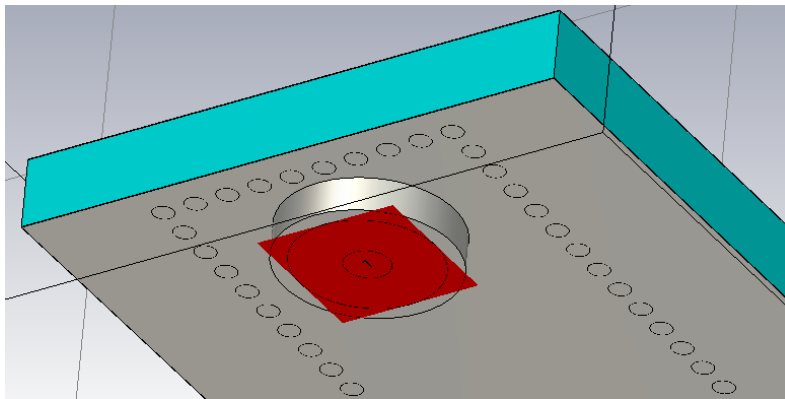


FIGURA 4-4: PUERTO EN GUÍA PARA LA TRANSICIÓN VERTICAL SMA

Esto será análogo para los siguientes diseños, donde se añadirá un puerto a la estructura *coaxial+alma* del conector.

La respuesta en frecuencia de este diseño, tras un proceso de optimización, es la siguiente:

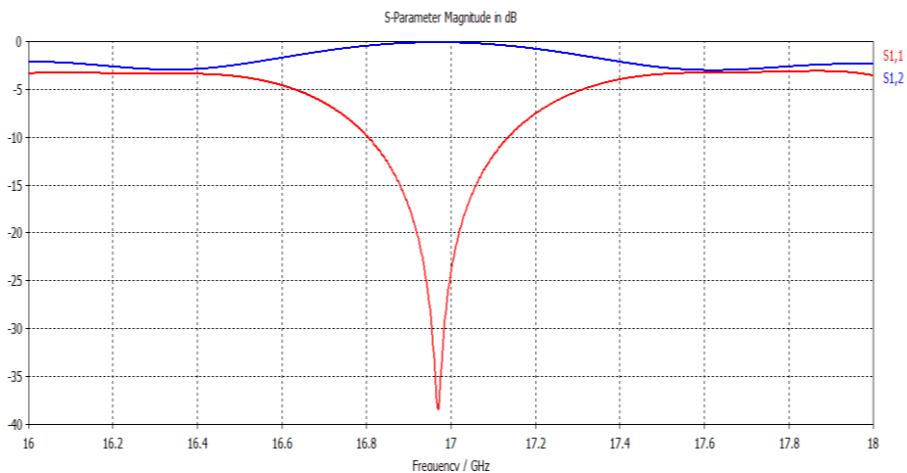


FIGURA 4-5 PARÁMETROS S DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL PARCIAL-SIW

4. Diseño de transiciones de alimentación

Al ser una estructura totalmente simétrica los parámetros de reflexión y transmisión son los mismos para cada puerto $S_{11} = S_{22}$, $S_{12} = S_{21}$. Esto ocurrirá en todas las estructuras *back-to-back*.

Se aprecia una clara resonancia a la frecuencia central de trabajo, pero en general un ancho de banda bastante pequeño:

- BW ($S_{11} < -10$ dB) = **330 MHz**
- BW ($S_{11} < -20$ dB) = **105 MHz**

Las dimensiones de este diseño se muestran en la siguiente tabla (4-1):

Parámetro	Dimensión (mm)
Altura del alma	1.05
Vaciado inferior	1.70
Distancia al corto	3.00

TABLA 4-1: DIMENSIONES DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL PARCIAL-SIW

4.2.1.2 DISEÑO CON CONECTOR TOTAL

A continuación se desarrollará la transición SMA vertical-SIW con un conector que atraviese totalmente el sustrato. Se hará igual que en el apartado anterior, manteniendo la misma longitud de guía SIW.

El diseño tendrá el siguiente aspecto:

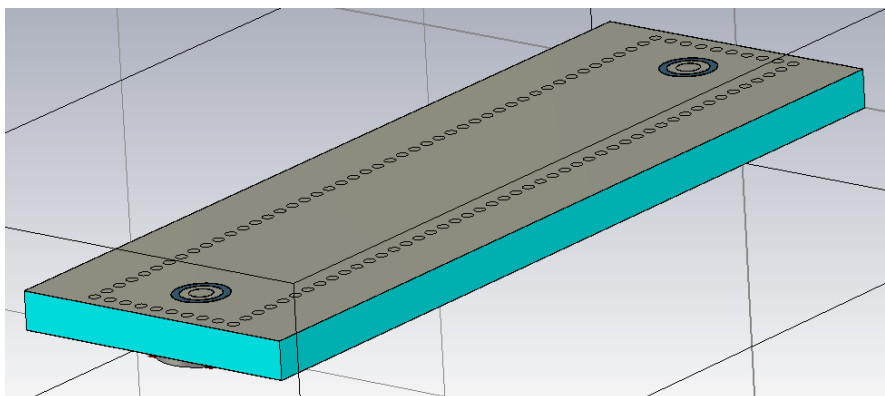


FIGURA 4-6: TRANSICIÓN SMA VERTICAL TOTAL-SIW *BACK-TO-BACK*

En este caso, el alma atravesará totalmente el sustrato e irá soldada al plano superior mediante una pequeña corona de soldadura.

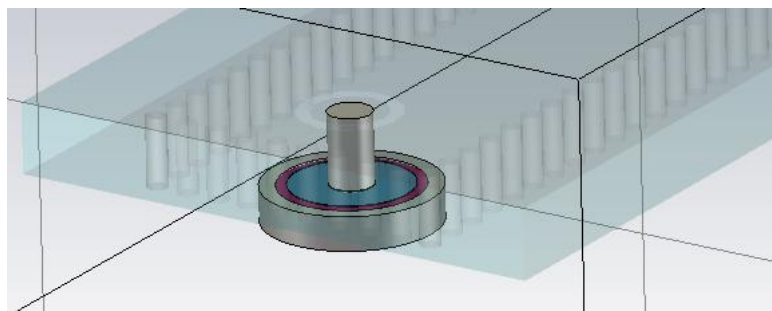


FIGURA 4-7: DETALLE DEL ALMA DEL CONECTOR DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL TOTAL-SIW

4. Diseño de transiciones de alimentación

Los parámetros mediante los que se podrá adaptar esta transición serán los diámetros de los vaciados en los planos superior e inferior (siendo este último poco relevante) y la corona de soldadura. Se debe respetar un mínimo de tamaño para que sea realizable físicamente, de al menos un radio de 0.85 mm, para que queden 0.2 mm respecto al alma, cuyo radio es 0.63 mm.

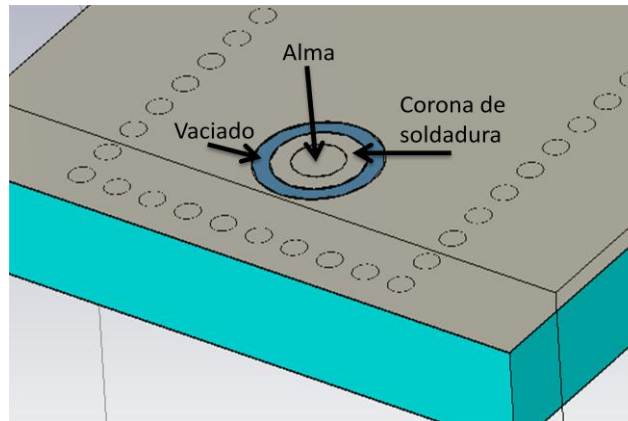


FIGURA 4-8: DETALLE DE LA CORONA DE SOLDADURA DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW

Posteriormente, se han realizado varios barridos en CST para conseguir obtener una buena respuesta en frecuencia. Los resultados obtenidos se muestran a continuación:

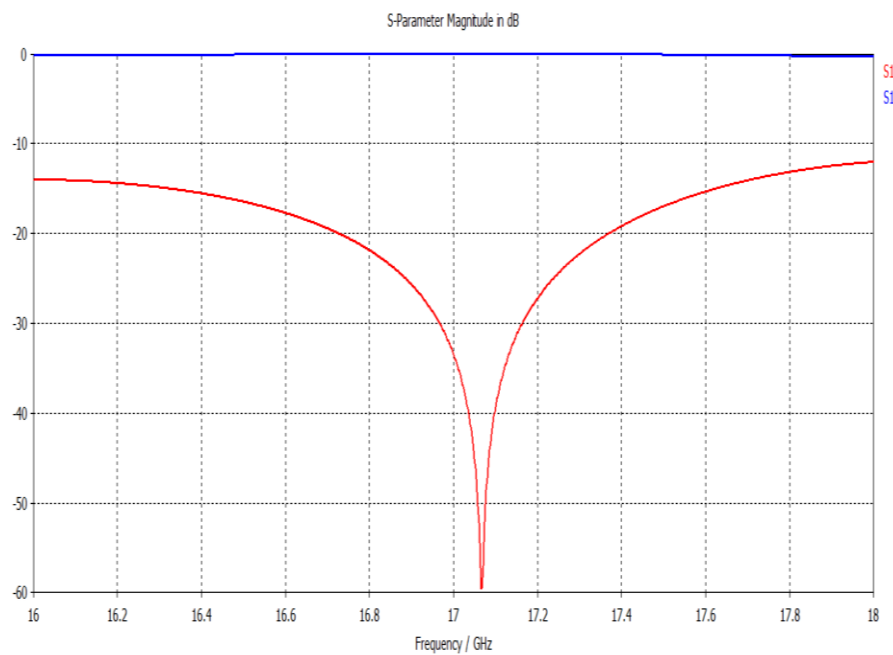


FIGURA 4-9: PARÁMETROS S DE LA TRANSICIÓN VERTICAL TOTAL-SIW

Esta transición también presenta una clara resonancia a la frecuencia central, sin embargo, ofrece una buena respuesta de frecuencia para toda la banda:

- BW ($S_{11} < -10$ dB) = **2 GHz** (toda la banda de trabajo)
- BW ($S_{11} < -20$ dB) = **590 MHz**

4. Diseño de transiciones de alimentación

Las dimensiones de esta transición se muestran a continuación en la tabla 4-2:

Parámetro	Dimensión (mm)
Radio corona de soldadura superior	1.10
Radio vaciado superior	1.50
Radio vaciado inferior	1.75
Distancia al corto	3.00

TABLA 4-2: DIMENSIONES DE LA TRANSICIÓN VERTICAL TOTAL-SIW

4.2.1.3 COMPARATIVA

A la vista de los resultados obtenidos la segunda alternativa propuesta es claramente superior, obteniendo un ancho de banda mucho mayor. Además, se descartó el primer diseño con el conector de altura parcial debido a la gran complejidad que presentaba su construcción, ya que dicho conector se debería limar de manera manual hasta alcanzar el tamaño deseado, y a una frecuencia tan alta un error de décimas de milímetro puede producir una desadaptación total del diseño.

La otra alternativa también presentaba dificultades prácticas aunque mucho menores. Principalmente venían respecto a su corona de soldadura, puesto que este conector es muy sensible a pequeños cambios en la misma requiriéndose una fabricación sin margen de error. Además, en este caso, es necesario realizar una soldadura para fijar el conector.

4.2.2. CONSTRUCCIÓN Y MEDIDA

Únicamente se realizó la construcción del segundo diseño, con el conector coaxial vertical que atravesase totalmente el sustrato, ya que como se ha dicho la otra alternativa presentaba serios problemas para realizar su fabricación. Se realizaron dos circuitos *back-to-back* para tener repetitividad y poder estudiar de manera fiel el comportamiento de este diseño.

Para ello, se añadieron una serie de tornillos metálicos de métrica M2 para realizar una buena sujeción entre las dos láminas de sustrato y reducir al máximo el aire entre ellas.

Así mismo, también se añadieron los tornillos necesarios para fijar el conector, como se puede consultar en [11], son necesario dos tornillos M2 situados a 6.11 mm del centro del alma.

La corona de soldadura del conector se situará en la lámina de mayor grosor para que al aplicarle calor se vea lo menos afectada posible.

4. Diseño de transiciones de alimentación

La estructura final en CST tiene el siguiente aspecto:

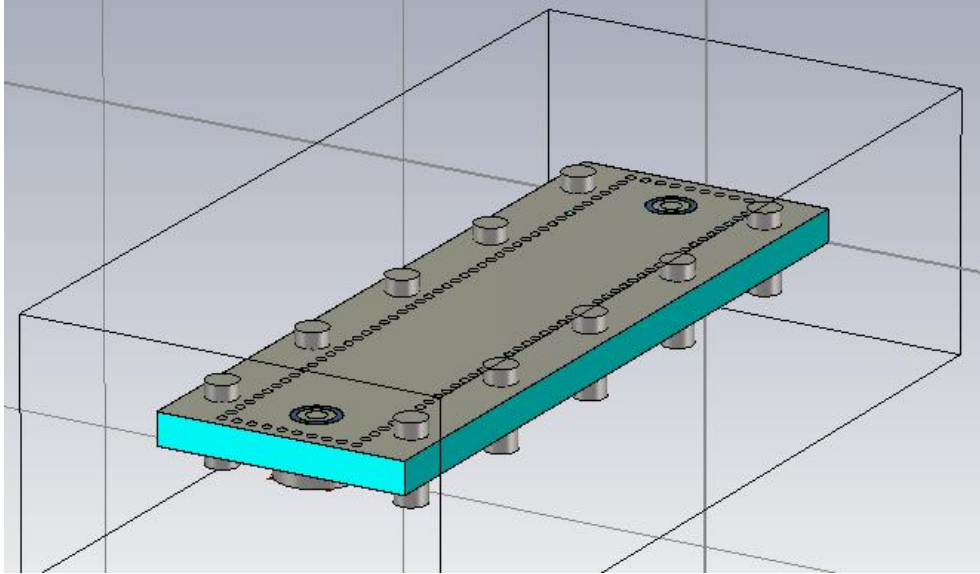


FIGURA 4-10: ESTRUCTURA *BACK-TO-BACK* DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW CON TORNILLOS PARA LA FABRICACIÓN MULTICAPA

A continuación, se fabricó el diseño en el Taller de Circuitos Impresos a partir de los archivos Gerber obtenidos con CST (ANEXO A).

Una vez puestas las vías metálicas y soldadas se procedió a soldar el alma del conector. Éste es el punto más crítico de la fabricación ya que el conector SMA es muy sensible a cualquier pequeño cambio.

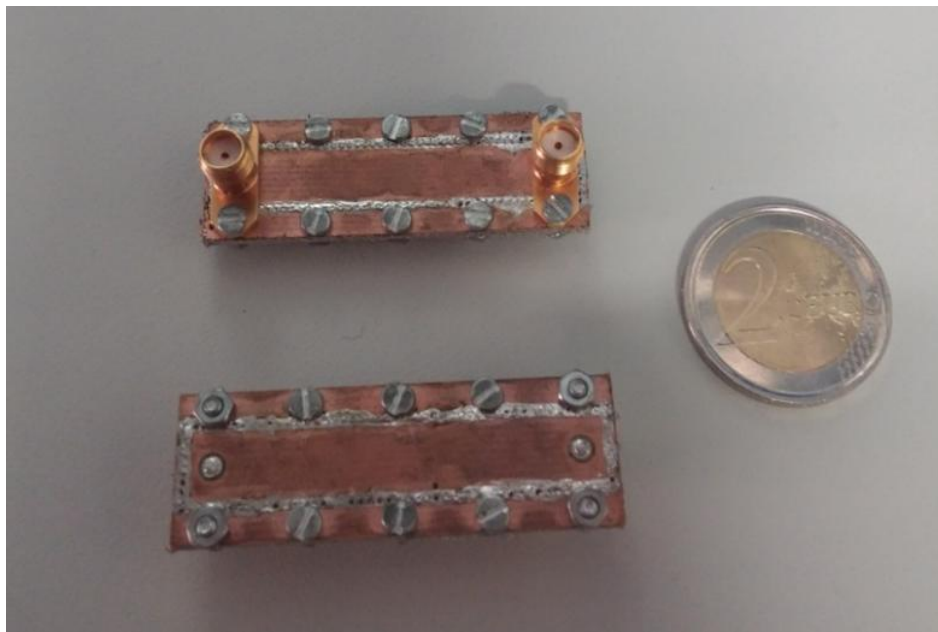


FIGURA 4-11: PROTOTIPOS FABRICADOS *BACK-TO-BACK* DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW

Por último, se realizó la medida de la reflexión del diseño con el analizador de redes de la cámara anecoica (ANEXO B).

4. Diseño de transiciones de alimentación



FIGURA 4-12: MEDIDA DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW FABRICADA

Como se ha dicho, se fabricaron dos transiciones *back-to-back* para tener repetitividad en los resultados. Los resultados obtenidos son los siguientes:

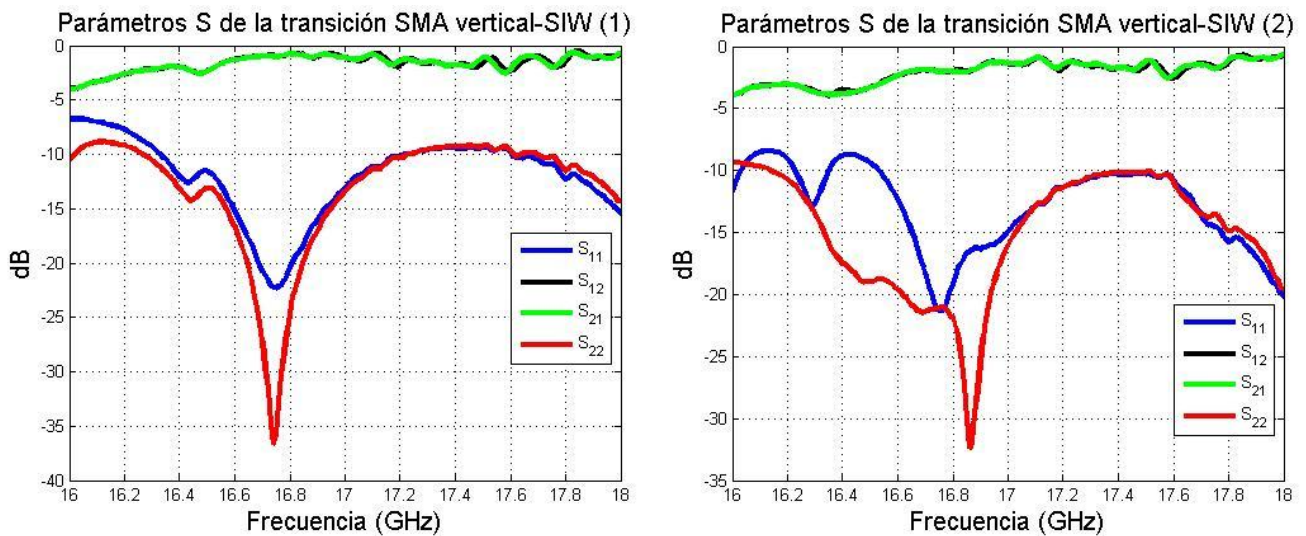


FIGURA 4-13: PARÁMETROS S DE LOS PROTOTIPOS FABRICADOS DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW

En ambos casos se puede apreciar una resonancia situada a 16.6-16.8 GHz, desplazada en frecuencia respecto a la simulación en CST.

4. Diseño de transiciones de alimentación

A continuación se han representado las 4 reflexiones medidas junto con el resultado simulado.

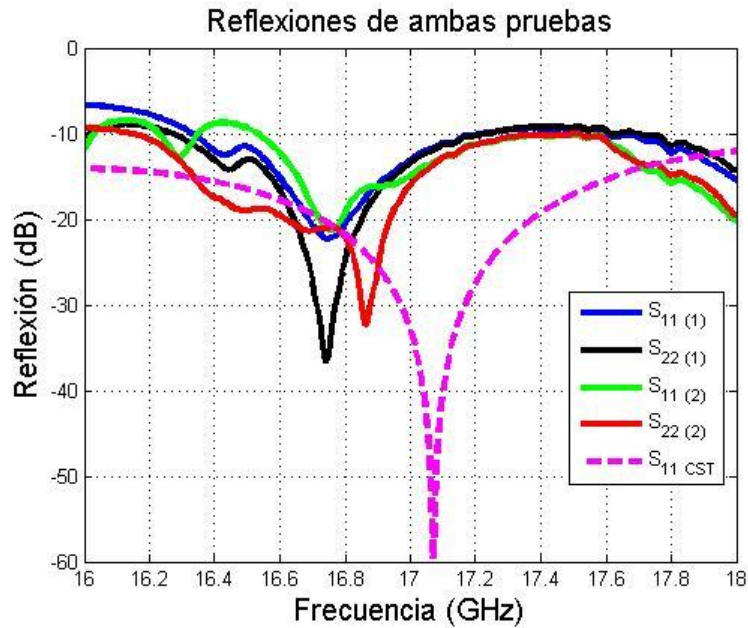


FIGURA 4-14: COMPARATIVA DE LAS REFLEXIONES (S_{11}) MEDIDAS RESPECTO A LA SIMULACIÓN DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW

En esta última figura se aprecia claramente el desplazamiento a una frecuencia inferior. También disminuye el ancho de banda operativo.

- BW ($S_{11} < -10$ dB) :

Transición 1 → 16.27 GHz -17.24 GHz, 17.70 GHz-18.00 GHz = **1.27 GHz**

Transición 2 → 16.33 GHz -17.22 GHz, 17.60 GHz-18.00 GHz = **1.29 GHz**

Transición 3 → 16.14 GHz -18.00 GHz = **1.86 GHz**

Transición 4 → 16.23 GHz -18.00 GHz = **1.77GHz**

- BW ($S_{11} < -20$ dB) :

Transición 1 → 16.64 GHz -16.85 GHz = **0.21 GHz**

Transición 2 → 16.68 GHz -16.81 GHz = **0.13 GHz**

Transición 3 → 16.62 GHz -16.94 GHz = **0.32 GHz**

Transición 4 → 16.72 GHz -16.79 GHz = **0.07 GHz**

4. Diseño de transiciones de alimentación

4.2.3. CONCLUSIONES

Aunque los resultados empíricos se ajustan bastante a los resultados simulados y se consigue repetitividad entre los elementos fabricados esta transición no fue totalmente satisfactoria:

- Ancho de banda pequeño: El ancho de banda de la transición, con reflexión por debajo de -20 dB, es de tan sólo 320 MHz en el mejor de los casos, lo cual unido a la antena de bocina, muy resonante de por sí, hace muy difícil adaptar ambos elementos.
- Desplazamiento en banda: Según las simulaciones la reflexión del conector debería estar centrada a 17 GHz, y no a 16,7 GHz.
- Muy sensible: Pequeños cambios en la corona de soldadura del alma o en vaciado alrededor de ésta producen una gran variación en la respuesta.

Esta transición se empleó en la fabricación de varias antenas de bocina, mostradas en el apartado *3.4.1 Diseño con conector SMA vertical-SIW*. El funcionamiento de la transición integrada a la antena no fue bueno, no se obtuvo repetitividad en los resultados ni se consiguió que ambas resonancias estuviesen en la misma frecuencia por lo que el sistema *antena+transición* está totalmente desadaptado.

Debido a estos inconvenientes se otras alternativas para intentar mejorar la respuesta de la transición.

4.3. TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

A la vista de los resultados poco satisfactorios obtenidos por la transición SMA-SIW vertical debido a lo resonante de ambos elementos, además de la precisión requerida para su fabricación y su escaso margen de tolerancia, se decidió utilizar una transición con un conector SMA a una línea microstrip y de ésta, mediante un taper, se pasa a la guía SIW.

Esta forma de alimentación de guías SIW ha sido profundamente estudiada en [16] y los mejores resultados se han obtenido empleando además una caja metálica con un vaciado conectada al plano de masa para apantallar la línea microstrip y reducir las posibles pérdidas. Este prototipo ha sido probado sucesivamente en el grupo RFCAS con muy buenos resultados [17].

En la siguiente figura se muestra el esquema de esta transición:

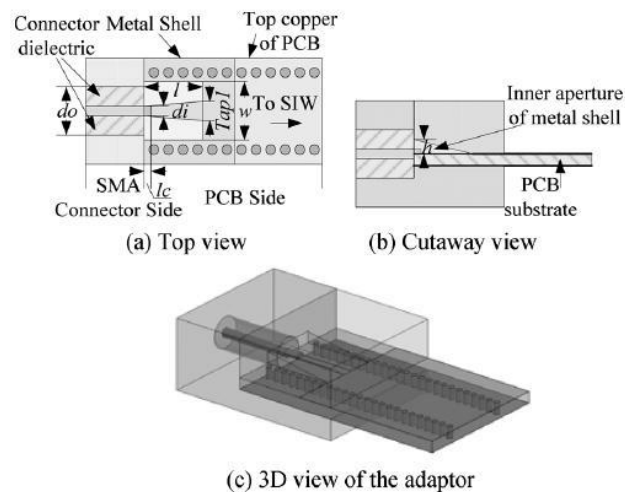


FIGURA 4-15: ESQUEMA TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

4.3.1. DISEÑO Y SIMULACIÓN

Aunque esta transición ha sido estudiada y empleada varias veces en otros Proyectos Fin de Carrera del grupo RFCAS en este caso requería una verificación diferente ya que la caja metálica está construida para emplearse en un sustrato de espesor 1.524 mm y no es uno multicapa de 2.032 mm como es el caso.

4. Diseño de transiciones de alimentación

La transición diseñada para este punto se muestra en la siguiente figura (4-16):

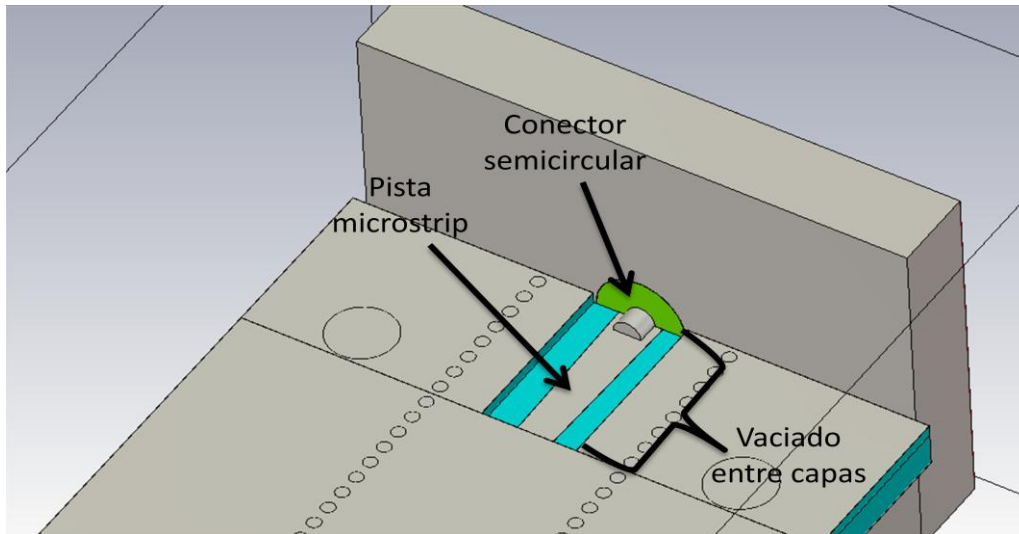


FIGURA 4-16: DETALLE DE LA TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

A partir de las dimensiones de la línea microstrip y del vaciado alrededor de ésta se puede modelar la respuesta para conseguir una buena adaptación. Es necesario realizar este vaciado ya que la línea microstrip tiene que ir unida en todo a la lámina inferior, mientras que la caja irá atornillada a la superior.

De igual forma, para probar la eficacia de la transición se ha diseñado una estructura *back-to-back* con un tramo de guía SIW:

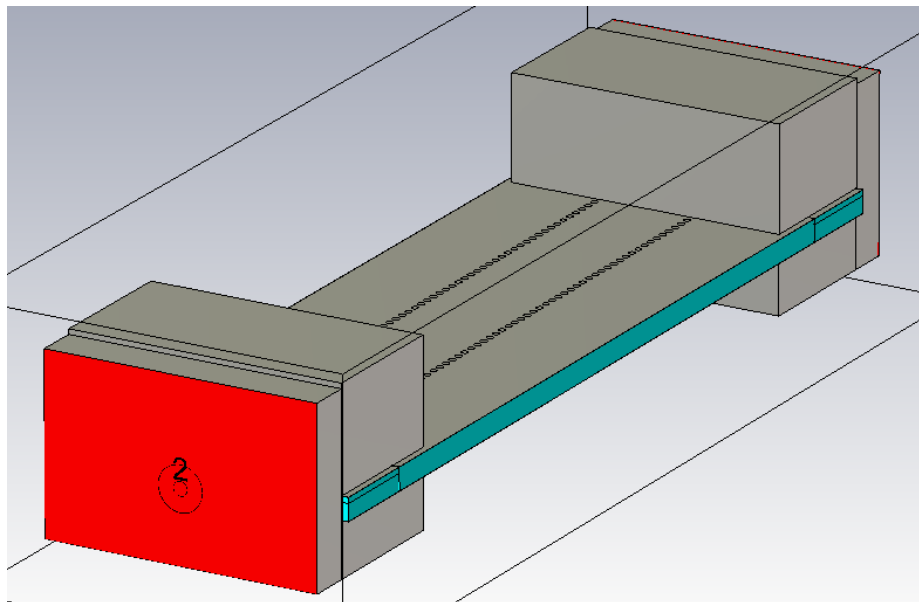


FIGURA 4-17: *BACK-TO-BACK* DE LA TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

4. Diseño de transiciones de alimentación

Tanto los parámetros de transmisión como los de reflexión son muy buenos, consiguiendo un ancho de banda mucho mayor que la propuesta anterior. El hueco de aire introducido por tratarse de un diseño multicapa en la simulación no parece influir negativamente.

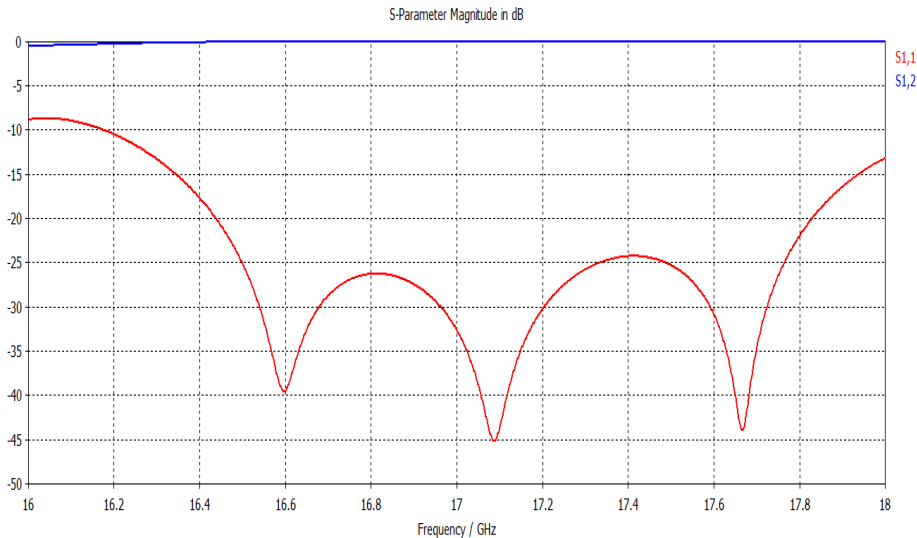


FIGURA 4-18: PARÁMETROS S DE LA TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

El ancho de banda es:

- BW ($S_{11} < -10$ dB) = **1.81 GHz**
- BW ($S_{11} < -20$ dB) = **1.39 GHz**

Los parámetros de la transición se muestran a continuación en la siguiente tabla (4-3):

Parámetro	Dimensión (mm)
Ancho inicial μ strip	1.60
Ancho final μ strip	2.00
Ancho del vaciado superior	4.30

TABLA 4-3: DIMENSIONES DE LA TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

4.3.2. CONSTRUCCIÓN Y MEDIDA

A continuación se procedió a construir la estructura *back-to-back* para comprobar empíricamente su funcionamiento. Debido a que las cajas son piezas costosas y hay disponible un número límite de ellas se fabricó únicamente un prototipo.

4. Diseño de transiciones de alimentación

La caja metálica empleada:

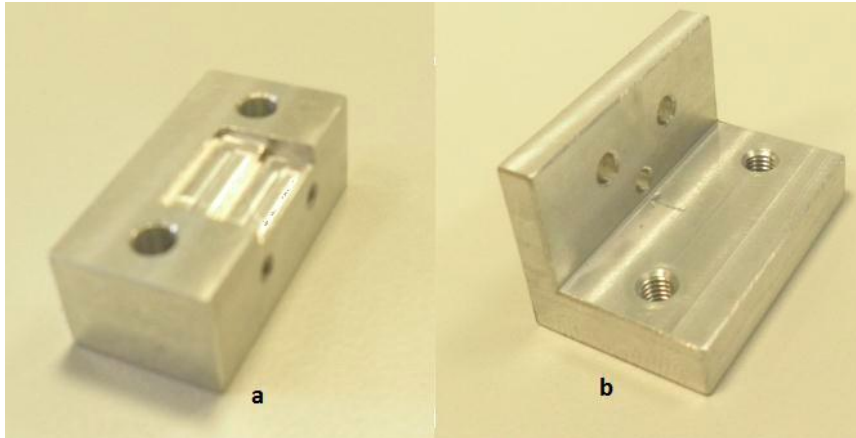


FIGURA 4-19: ESTRUCTURA METÁLICA EMPLEADA: A) CAJA DE VACIADO B) PIEZA DE UNIÓN CONECTOR

Se puede apreciar el escalonamiento que tiene la caja de vaciado. En este diseño dicho escalonamiento es innecesario ya que al estar unido el conector a la lámina inferior y la caja a la superior ya se introduce ahí un vaciado de 0.508 mm.

Una vez extraídos los gerbers del diseño se procede a construirlo en el taller de circuitos impresos y a soldar los remaches y las transiciones SMA a la pista microstrip. La transición *back-to-back* terminada queda así:



FIGURA 4-20: FABRICACIÓN DE LA TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

En la figura 3-45 se puede ver con mayor detalle cómo va soldada la transición SMA a la línea microstrip en la lámina inferior mientras que las vías van en la superior.

4. Diseño de transiciones de alimentación

Para realizar la medidas de sus parámetros de ha empleado el analizador de redes (ANEXO B). Los resultados obtenidos se muestran a continuación:

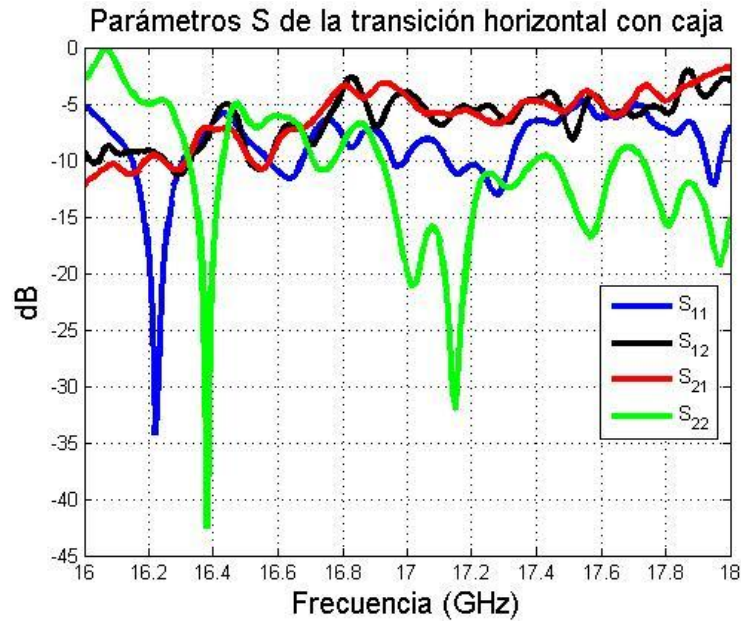


FIGURA 4-21: PARÁMETROS S MEDIDOS DE LA TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA FABRICADA

Los resultados son muy pobres y carentes de validez. El gap de aire que en la simulación no afectaba prácticamente en la adaptación sí tiene un efecto relevante en las medidas con el analizador. Son resultados además bastante inestables ya que el hueco de aire no está optimizado y pequeñas variaciones influyen en la respuesta de la transición.

A continuación se muestran los valores medidos de la reflexión respecto al valor simulado:

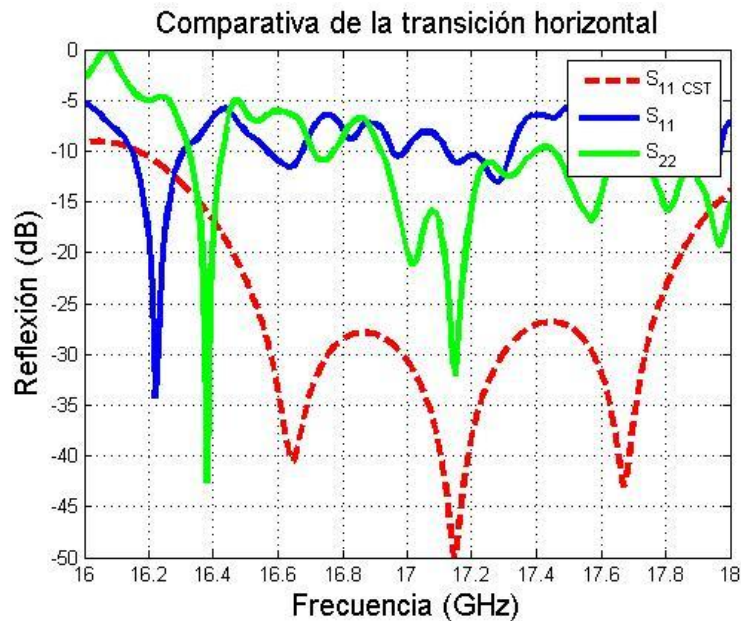


FIGURA 4-22: COMPARATIVA DE LA REFLEXIONES (S_{11}) MEDIDAS RESPECTO A LA SIMULADA DE LA TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

4. Diseño de transiciones de alimentación

Como puede verse, en **rojo**, la reflexión simulada tiene un gran ancho de banda mientras que las medidas realizadas presentan reflexiones puntuales muy estrechas y con poca relevancia.

Este punto fue realizado conjuntamente con *3.4.2 Modelo con transición SMA horizontal-microstrip-SIW apantallada*, donde los resultados obtenidos tampoco fueron muy buenos. Se consiguió una respuesta aceptable para una antena pero no para la otra y en la transición *back-to-back* el resultado mostró que había serios problemas para modelar el gap de aire introducido por utilizar un diseño multicapa de mayor espesor. Dicho gap se podía intentar corregir sobre el diseño ya construido como se ha visto, pero se descartó buscando una solución más robusta que no requiriese manipulación posterior.

4.4. TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW DESPLAZADA

Finalmente, después de la fabricación y medida de la transición con línea microstrip y caja se descartó esa opción y se volvió al diseño inicial con conector SMA vertical intentando corregir los defectos hallados.

Se decidió enfocarlo de una forma diferente, ya que los resultados obtenidos en el diseño *back-to-back* habían mostrado una resonancia de banda estrecha similar a las simulaciones, pero desplazada. Por ello se intentó centrar, de forma empírica ya que mediante CST no se obtenía una respuesta real de la adaptación, la resonancia a 17 GHz.

4.4.1. DISEÑO Y SIMULACIÓN

Para la realización de este prototipo de transición se optó por modificar la distancia entre el conector vertical y el cortocircuito final de la guía. Teóricamente dicha distancia debe ser $\lambda_g/4$, pero al trabajar a unas frecuencias tan altas una décima de milímetro puede ser decisiva y la fabricación puede introducir pequeñas imprecisiones.

Como no se sabía claramente cómo funcionaba el conector vertical en cuanto a su desplazamiento en frecuencia, se propusieron dos diseños modificando la distancia al corto, uno aumentando dicha distancia y otro reduciéndola. Otros parámetros del conector, como la corona de soldadura, el vaciado del cobre...se mantendrían iguales al diseño inicial para obtener una comparativa fiel sobre el comportamiento.

A priori, como se quiere mover a una frecuencia superior la resonancia, cabría esperar que la solución sea reducir la distancia. Esto es debido a que así la longitud eléctrica será menor y por tanto también lo será λ_g , lo cual implicará que la frecuencia de operación aumente que es lo que se está buscando.

4.4.1.1. PRIMER DISEÑO ALEJADO DEL CORTO

En este primer diseño se ha utilizado una distancia al corto: $d_{\text{corto}} = 3.2 \text{ mm}$.

El diseño de la transición *back-to-back* es idéntico al punto 4.2.1.2 variando la distancia de ambos conectores.

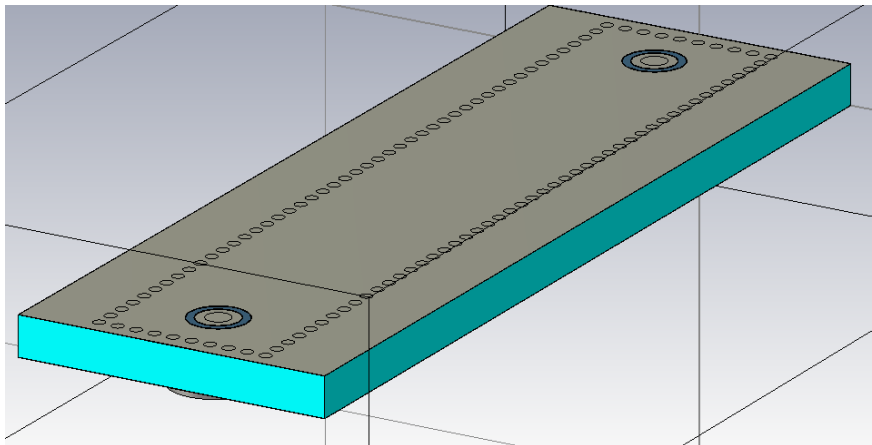


FIGURA 4-23: BACK-TO-BACK DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW ALEJADA DEL CORTO

4. Diseño de transiciones de alimentación

Los parámetros del conector empleados para integrarlo a la SIW se pueden ver en la siguiente tabla (4-4):

Parámetro	Dimensión (mm)
Radio corona de soldadura superior	1.10
Radio vaciado superior	1.50
Radio vaciado inferior	1.75
Distancia al corto	3.20

TABLA 4-4: DIMENSIONES DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW ALEJADA DEL CORTO

Se mantienen los mismos valores de vaciado y soldadura del alma que en diseño original, cambiando como se ha dicho únicamente la posición del conector SMA respecto a la guía.

A continuación se ha realizado la simulación de de este diseño. Meramente es informativa ya que como se ha visto, no se ajusta a la medida posterior realizada con el analizador de redes (ANEXO B).

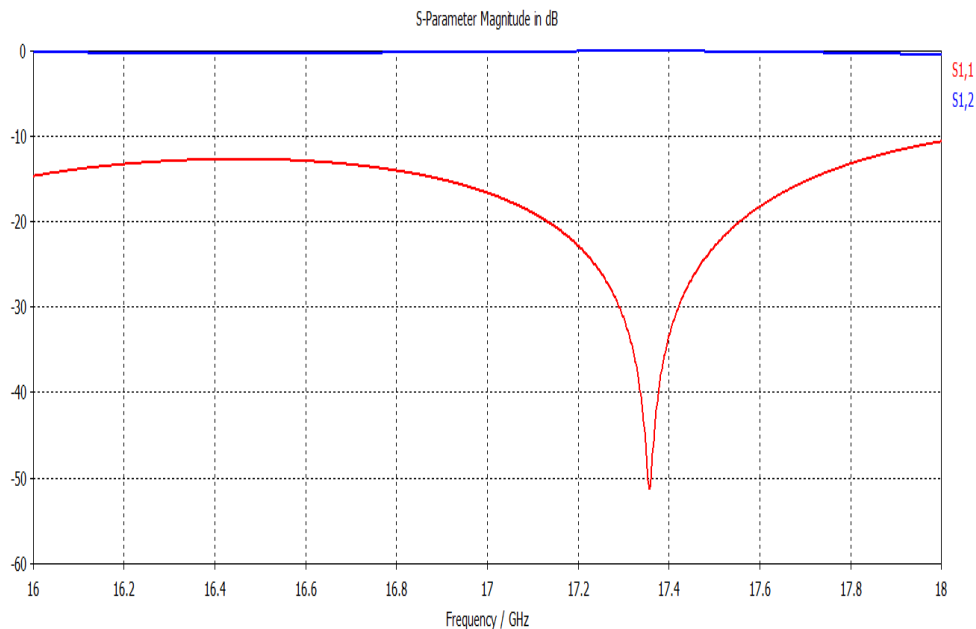


FIGURA 4-24: PARÁMETROS S DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW ALEJADA DEL CORTO

Se aprecia un desplazamiento en banda de la resonancia a una frecuencia superior.

El ancho de banda es:

- BW ($S_{11} < -10$ dB) = **2 GHz** (toda la banda de trabajo)
- BW ($S_{11} < -20$ dB) = **420 MHz**

4. Diseño de transiciones de alimentación

4.4.1.2. SEGUNDO DISEÑO ACERCADO AL CORTO

En este segundo diseño se ha utilizado una distancia al corto: $d_{\text{corto}} = 2.8 \text{ mm}$.

El diseño es análogo al punto anterior modificando únicamente ese parámetro.

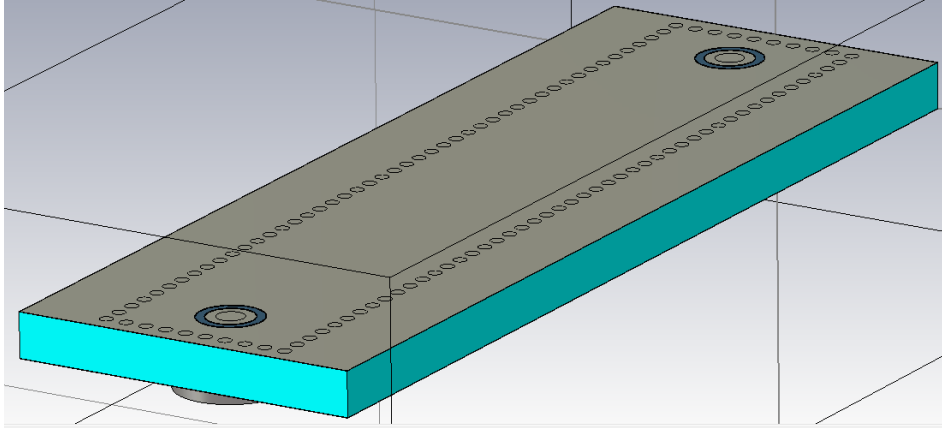


FIGURA 4-25: BACK-TO-BACK DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW ALEJADA DEL CORTO

Su respuesta en frecuencia es la siguiente:

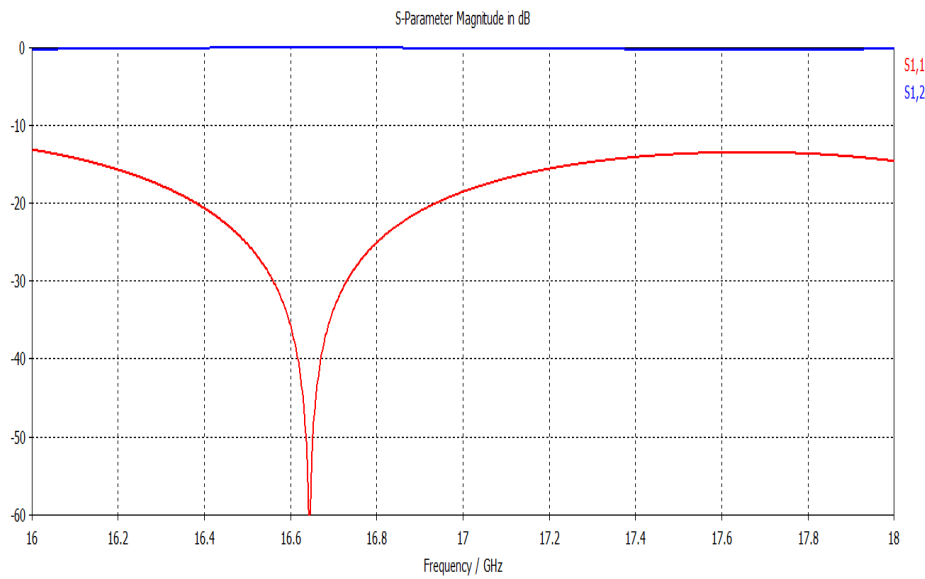


FIGURA 4-26: PARÁMETROS S DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW ACERCADA AL CORTO

En este caso el desplazamiento ha sido a una frecuencia menor, al contrario que en caso anterior.

El ancho de banda es:

- BW ($S_{11} < -10 \text{ dB}$) = **2 GHz** (toda la banda de trabajo)
- BW ($S_{11} < -20 \text{ dB}$) = **570 MHz**

4. Diseño de transiciones de alimentación

Las dimensiones de esta transición se muestran a continuación:

Parámetro	Dimensión (mm)
Radio corona de soldadura superior	1.10
Radio vaciado superior	1.50
Radio vaciado inferior	1.75
Distancia al corto	2.80

TABLA 4-5: DIMENSIONES DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW ACERCADA AL CORTO

4.4.2. CONSTRUCCIÓN Y MEDIDA

Este es el punto clave de este apartado de la memoria y, como se verá posteriormente, la justificación de la transición de alimentación final empleada para los diseños de este PFC.

Al igual que con diseño anteriores, se ha realizado la construcción de los dos prototipos *back-to-back* con conector desplazado en el taller de circuitos impresos (ANEXO A).

Los prototipos fabricados:

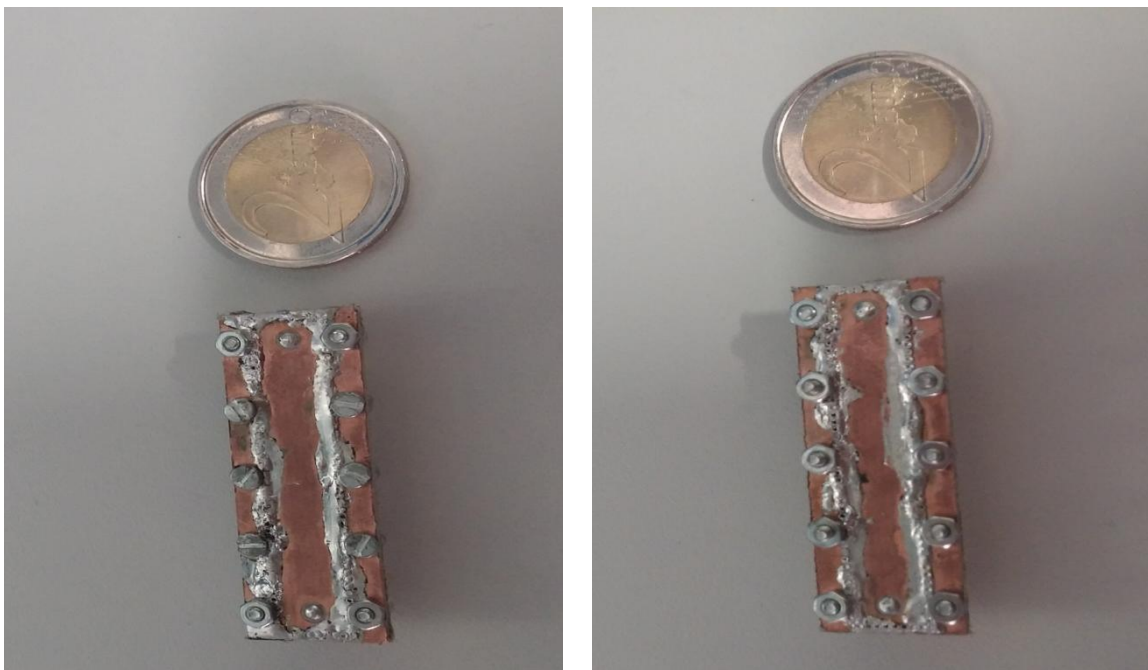


FIGURA 4-27: PROTOTIPOS FABRICADOS *BACK-TO-BACK* DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW DESPLAZADA: A) ACERCADO B) ALEJADO

4. Diseño de transiciones de alimentación

A continuación se muestran los resultados obtenidos tras medir los parámetros S de los prototipos fabricados.

- Conector alejado del corto:

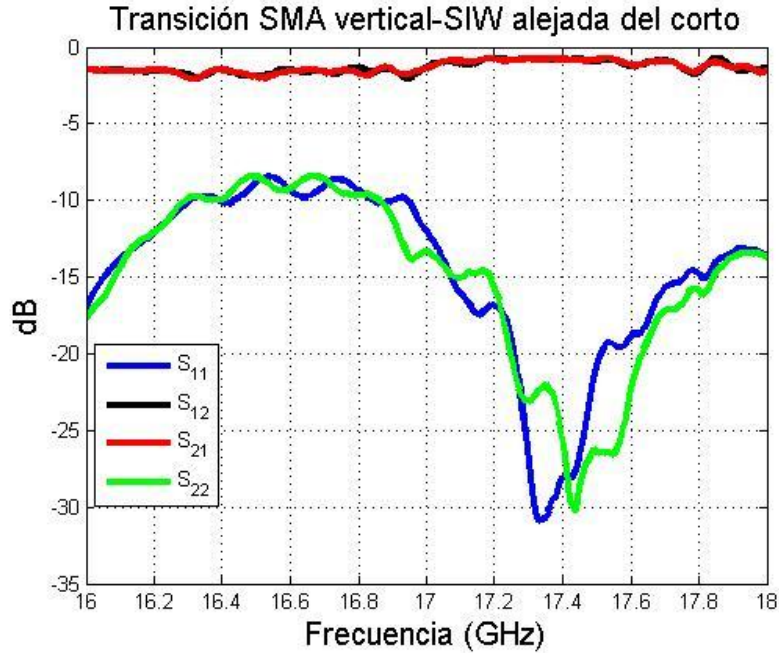


FIGURA 4-28: PARÁMETROS S DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW ALEJADA DEL CORTO FABRICADA

En este caso la resonancia del conector se sitúa a 17.4 GHz. Como se puede ver en la siguiente figura (4-29) se ajusta relativamente bien a los valores obtenidos en la simulación.

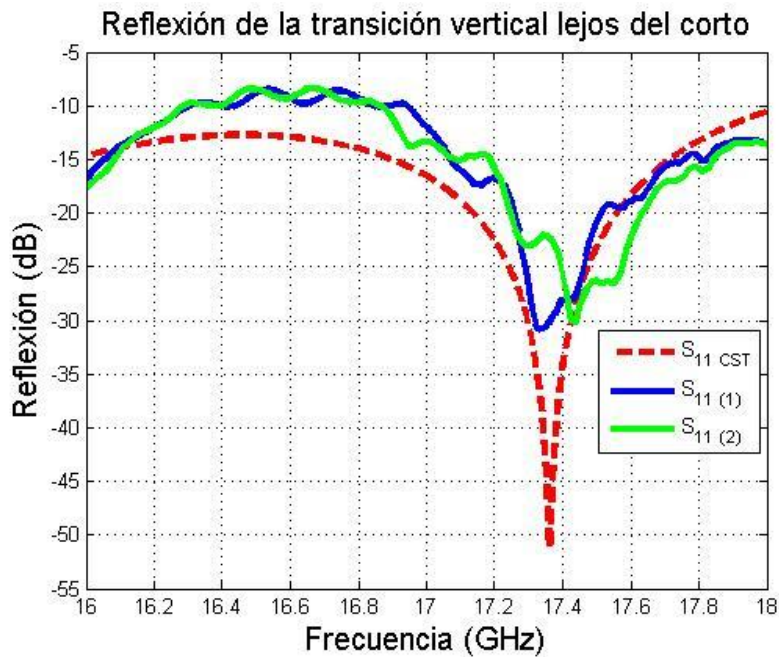


FIGURA 4-29: COMPARATIVA DE LAS REFLEXIONES DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW ALEJADA DEL CORTO FABRICADA RESPECTO A LA SIMULADA

4. Diseño de transiciones de alimentación

- Conector acercado al corto:

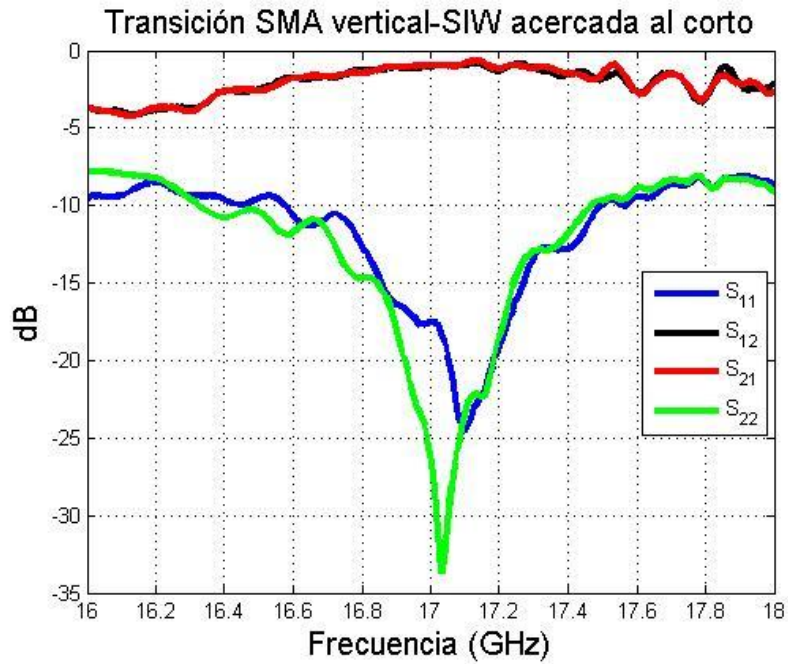


FIGURA 4-30: PARÁMETROS S DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW ACERCADA AL CORTO FABRICADA

En este caso ambas resonancias están situadas a 17 GHz, aunque no coinciden con los resultados de la simulación electromagnética. También se produce repetitividad en este prototipo ya que la reflexión de ambos conectores tiene una forma prácticamente idéntica.

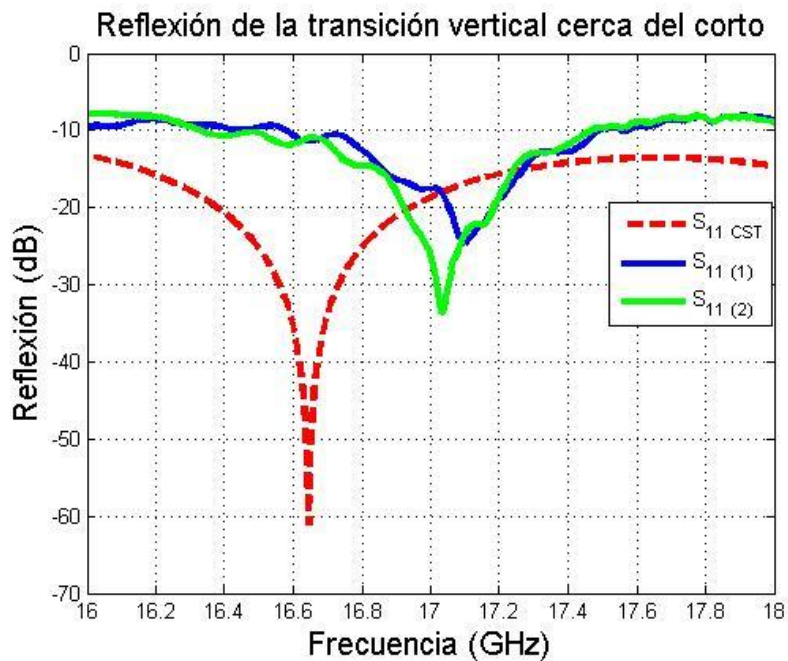


FIGURA 4-31: COMPARATIVA DE LAS REFLEXIONES (S_{11}) DE LA TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW ACERCADA AL CORTO FABRICADA RESPECTO A LA SIMULADA

4. Diseño de transiciones de alimentación

A la vista de los resultados medidos se comprueba que las reflexiones de los prototipos no concuerdan con los valores simulados, presentando dos de los tres diseños realizados un desplazamiento en frecuencia. Por otra parte, la transición acercada al corto muestra una clara resonancia a 17 GHz, similar a la obtenida inicialmente en las simulaciones para el conector vertical:

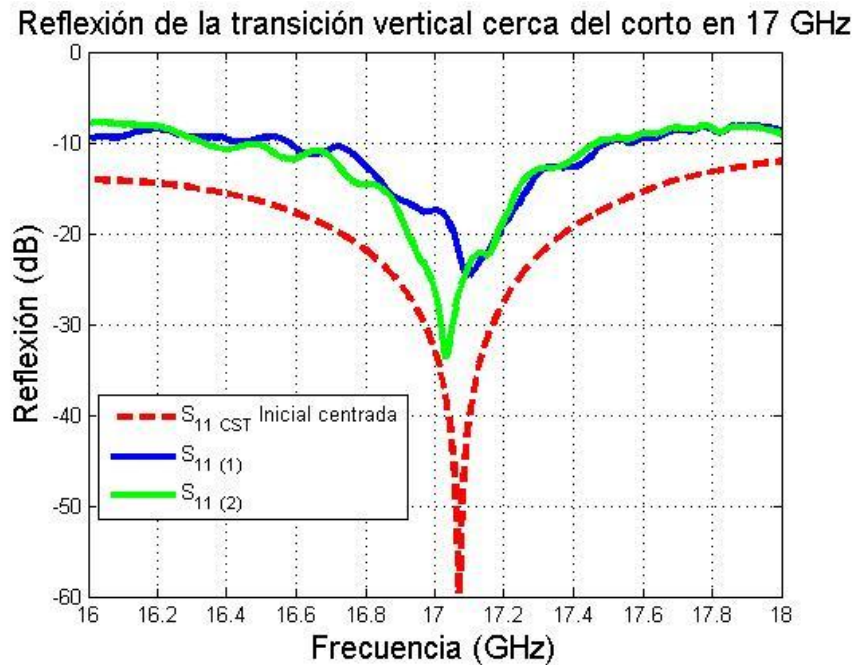


FIGURA 4-32: REFLEXIÓN (S_{11}) SIMULADA INICIAL JUNTO CON LAS REFLEXIONES CENTRADAS A 17 GHz MEDIDAS

El ancho de banda de la transición con conector acercado es:

- BW ($S_{11} < -10\text{ dB}$) :

Transición 1 \rightarrow 16.33 GHz -17.46 GHz = **1.13 GHz**

Transición 2 \rightarrow 16.58 GHz -17.50 GHz = **0.92 GHz**

- BW ($S_{11} < -20\text{ dB}$) :

Transición 1 \rightarrow 16.92 GHz -17.18 GHz = **0.30 GHz**

Transición 2 \rightarrow 16.95 GHz -17.18 GHz = **0.27 GHz**

Son unos valores aceptables, el ancho de banda es menor que en las simulaciones pero es mayor que el ancho de la resonancia de la bocina, por lo que es válido para poderlo integrar a la antena.

4. Diseño de transiciones de alimentación

Las reflexiones simuladas en cambio no se ajustan con precisión al comportamiento real, ya que introducen un desplazamiento en frecuencia que sólo se puede averiguar una vez construido el diseño y medido.

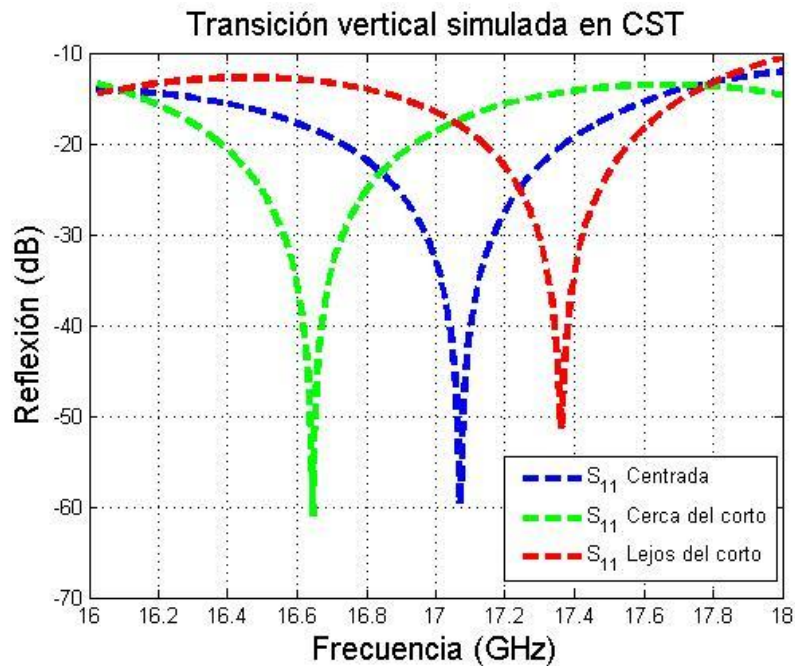


FIGURA 4-33: REFLEXIONES (S_{11}) SIMULADAS DE LAS TRES TRANSICIONES SMA VERTICAL-SIW DISEÑADAS

Por lo tanto, se tomó la decisión de emplear la **transición SMA vertical-SIW acercada al corto**, a 2.8 mm, para la red de alimentación y el array de antenas ya que fue la única transición de alimentación de las fabricadas que presentaba una reflexión medida en 17 GHz y tenía repetitividad ya que sus dos entradas se comportan de forma similar.

5. RED DE ALIMENTACIÓN

5.1. INTRODUCCIÓN

En este punto de la memoria se abordará el diseño, implementación y fabricación de la red de alimentación. Dicha red será utilizada posteriormente para alimentar un array de cuatro antenas de bocina como las estudiadas previamente, aunque en este punto se tratará únicamente la red de alimentación sin incluir las antenas.

La red por tanto tendrá una división de potencia de entrada de 6 dB (1 a 4). La red estará compuesta por diferentes elementos que se diseñarán de forma individual para después combinarlos formando la estructura completa:

- Estructura en *T*: Se encargará de dividir la potencia en -3 dB (1 a 2), modificando además la dirección de propagación 90° . La red de alimentación tendrá 3 estructuras de este tipo.
- Estructura en *codo*: Su función será realizar giros de 90° en la red de alimentación introduciendo las menores pérdidas posibles. Habrá 6 estructuras en *codo*.

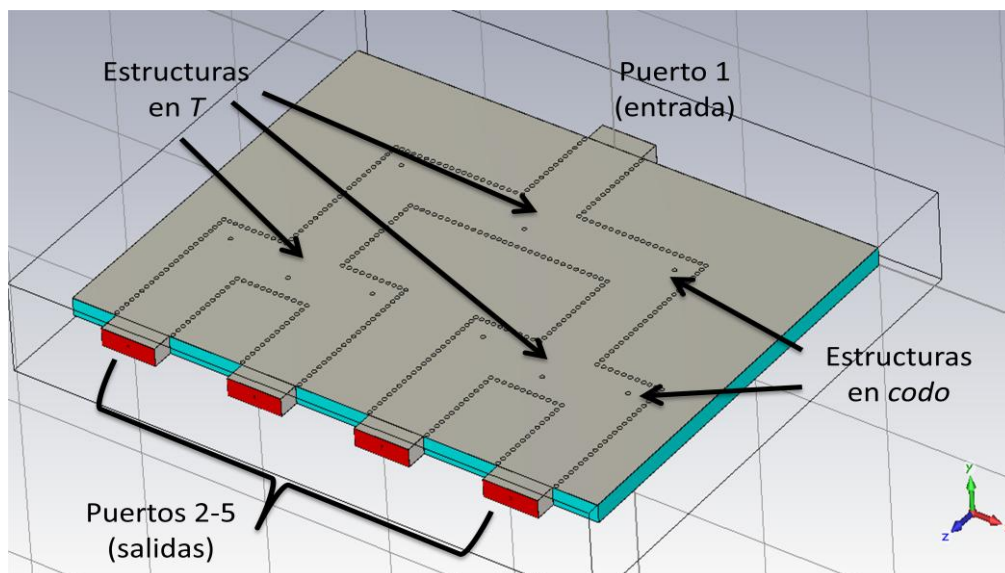


FIGURA 5-1: ESQUEMA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN EN CST

Como transición de entrada se empleará la desarrollada en el punto anterior de la memoria, 4.4. *Transición SMA vertical-SIW desplazada*. Como se ha visto previamente se trata de una transición muy resonante y bastante sensible, pero a cambio ofrece un ancho de banda razonable y está centrada a 17 GHz, además de ser fácil de integrar a la estructura.

5.2. DISEÑO DE LA RED

Puesto que la red irá enfocada a ser utilizada en un array de cuatro elementos radiantes esto condicionará lógicamente su dimensionado ya que debe cumplir una serie de condiciones.

Esta primera premisa implicará que la distancia entre elementos no pueda ser muy grande para que el diagrama de radiación presente una respuesta correcta y los lóbulos laterales no crezcan. En concreto, la anchura total de la red será:

$$A_{red} = A_{elemento} * n_{elementos} = 18.5 \text{ mm} * 4 = 74 \text{ mm} \quad (5.1)$$

Donde la anchura de cada elemento será la apertura de la bocina, cuyo valor es 18.5 mm (tabla 3-4). La anchura real será un poco mayor ya que se debe dejar margen para las vías metalizadas. En concreto, como se verá más adelante, esta distancia será de 80 mm.

Como se ha dicho antes, se desglosará la red completa en elementos más sencillos para así poder diseñarla con mayor precisión y poder optimizar cada tramo de la misma. Así la red se dividirá en codos, un total de 6 codos y *Ts*, de las cuales habrá dos *Ts* simétricas para las salidas 2-3 y 4-5 y una *T* diferente para las salidas 23-45 (siendo 1 la entrada de la red). Para adaptar estas estructuras se emplearán vías de adaptación, que serán vías colocadas de forma estratégica para conducir bien el campo a través de ellas.

Un punto muy importante a destacar sobre el diseño de la red de alimentación es que, al igual que para el elemento unitario, la anchura de SIW será siempre la misma $a_{SIW} = 8.7 \text{ mm}$. Es fundamental mantener la impedancia de la línea a lo largo de toda la estructura para no producir desadaptaciones.

Para todos los diseños se han utilizado puertos en guía onda ideal, ya que la red irá conectada a otros elementos. Únicamente para la red completa se ha utilizado el conector SMA tratado previamente.

5.2.1. ESTRUCTURA EN *T*

Esta estructura se encarga de dividir la potencia en -3 dB realizando un giro de 90° en la dirección de propagación. En la siguiente figura (5-2) se muestra el diseño realizado en CST:

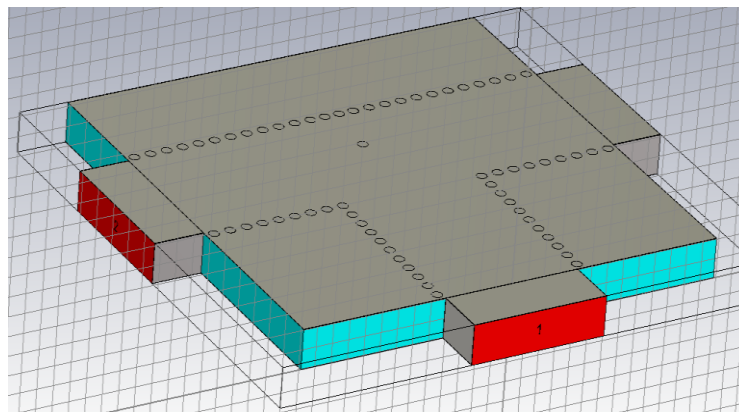


FIGURA 5-2: ESTRUCTURA EN *T* EN CST

5. Red de alimentación

Se situó una vía metalizada en el centro de la estructura para mejorar la propagación en ambos sentidos.

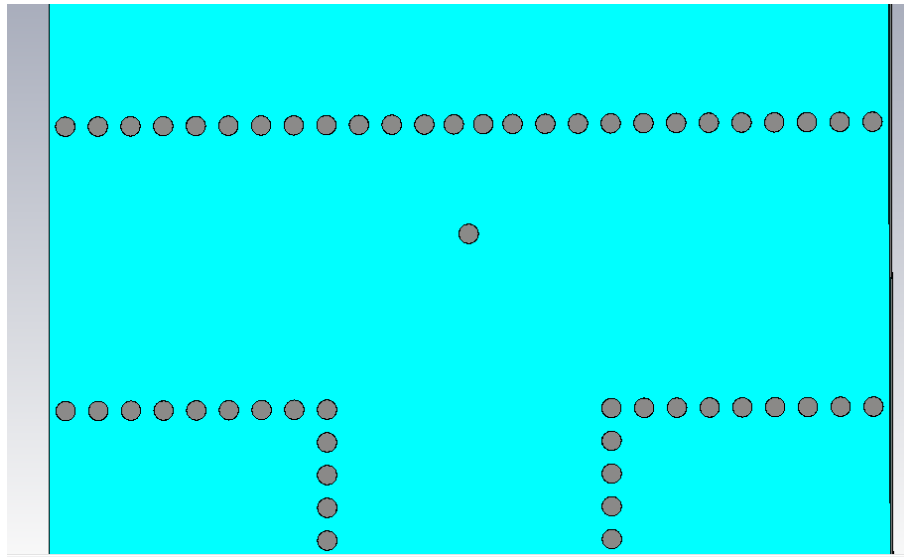


FIGURA 5-3: DETALLE VÍA DE ADAPTACIÓN EN LA ESTRUCTURA EN T

A continuación se muestra la respuesta en frecuencia inicial de esta T:

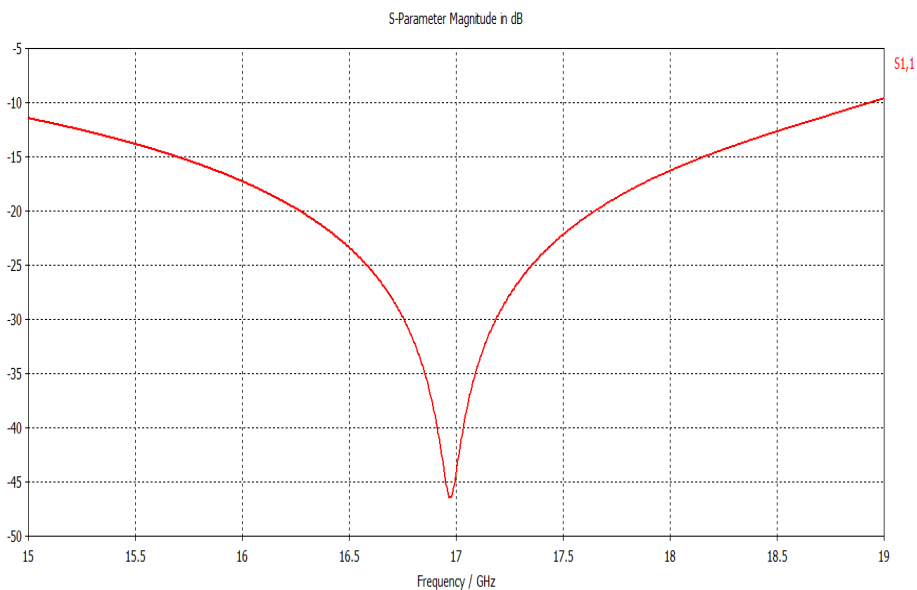


FIGURA 5-4: REFLEXIÓN (S_{11}) INICIAL DE LA ESTRUCTURA EN T

El resultado es bueno, pero ya que la transición SMA y las propias antenas de bocina son elementos muy resonantes, tenemos que obtener una red con respuesta “perfecta” para intentar minimizar su efecto. Por lo tanto, en esta T como en posteriores elementos, se realizarán optimizaciones tratando de obtener las dimensiones precisas de la red para que la reflexión s_{11} sea menor a -20 dB en toda la banda de trabajo, de 16 GHz a 18 GHz.

5. Red de alimentación

En las siguientes figuras (5-5 y 5-6) se muestran la transmisión ($S_{21} = S_{31}$) y la reflexión (S_{11}) después de un proceso de optimización:

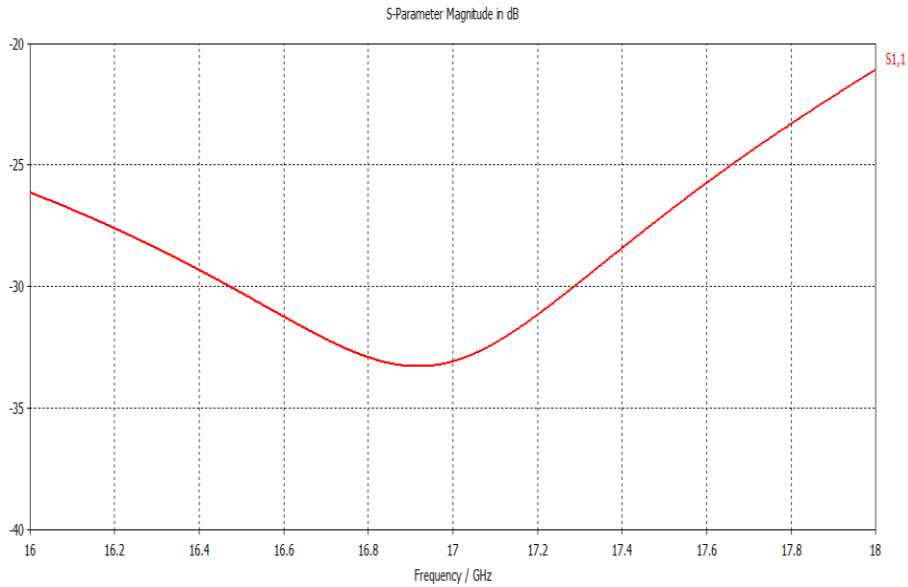


FIGURA 5-5: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA ESTRUCTURA EN T

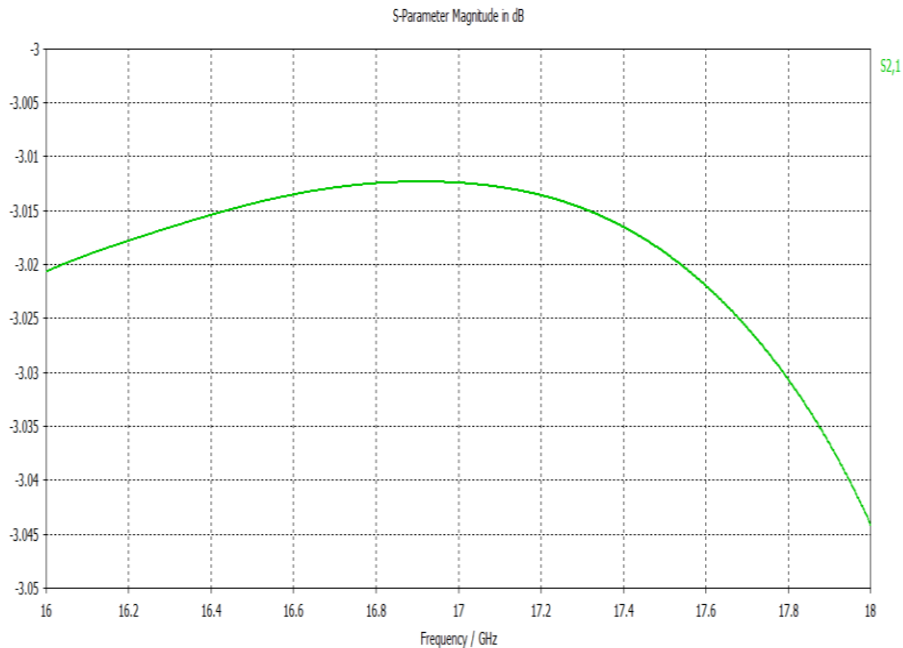


FIGURA 5-6: TRANSMISIÓN ($S_{21} = S_{31}$) DE LA ESTRUCTURA EN T

Como se puede observar, la transmisión presenta unas pequeñas pérdidas y no es exactamente 3 dB. La reflexión cumple los -20 dB propuestos en toda la banda. Este elemento ya estaría listo y posteriormente se añadirá como un único elemento en los siguientes pasos. La distancia de la vía de adaptación respecto al centro de la guía es $d_{\text{vía}T} = 3.35 \text{ mm}$.

5. Red de alimentación

5.2.2. ESTRUCTURA EN *CODO*

La red se compone de varios codos, cuya finalidad es cambiar la dirección de propagación 90° introduciendo las menores pérdidas posibles. Por una parte estarán los codos de la T principal y por otro lado los codos de las Ts secundarias. Se diseñará un único codo para todos los casos, ya que los anchos de la guía SIW son comunes.

La estructura presenta la siguiente forma:

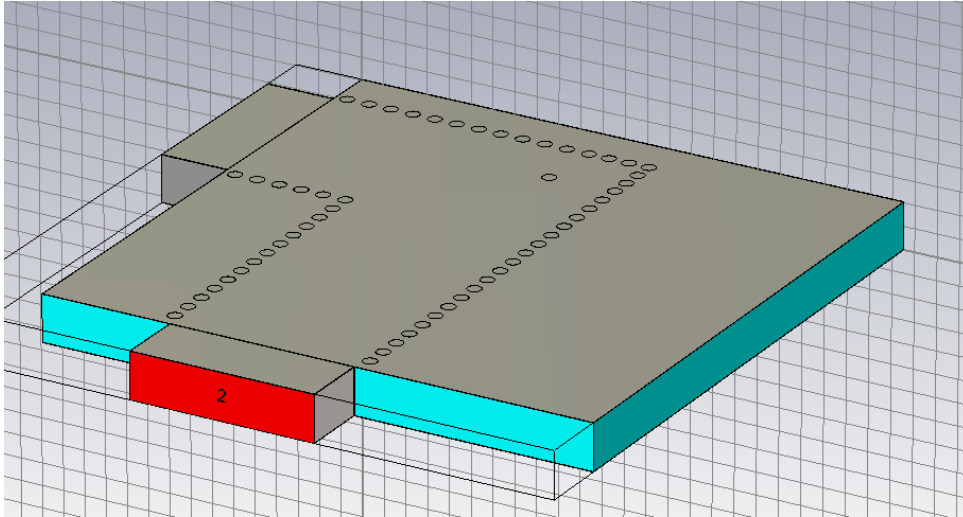


FIGURA 5-7: ESTRUCTURA EN *CODO* EN CST

Esta estructura en codo también necesita una vía de adaptación para conducir bien el campo. Su ubicación la tomaremos usando como referencia la vía de la esquina del codo.

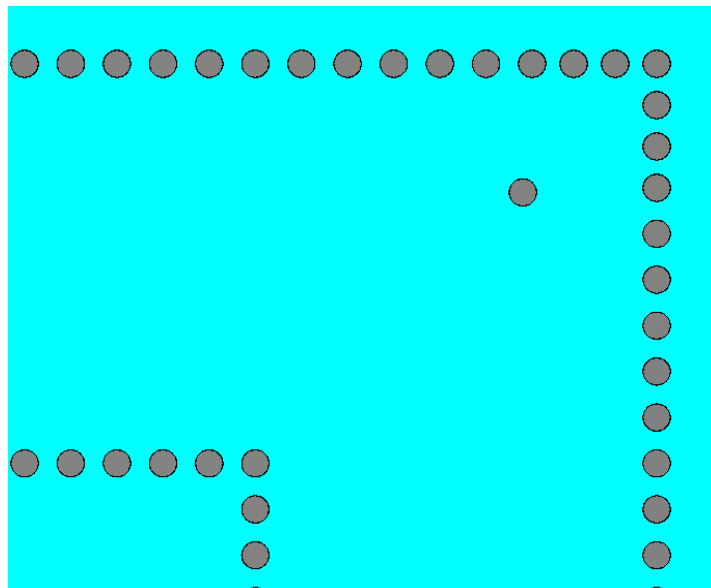


FIGURA 5-8: DETALLE DE LA VÍA DE ADAPTACIÓN EN LA ESTRUCTURA EN *CODO*

5. Red de alimentación

Tras una serie de barridos en frecuencia se ha obtenido la siguiente respuesta:

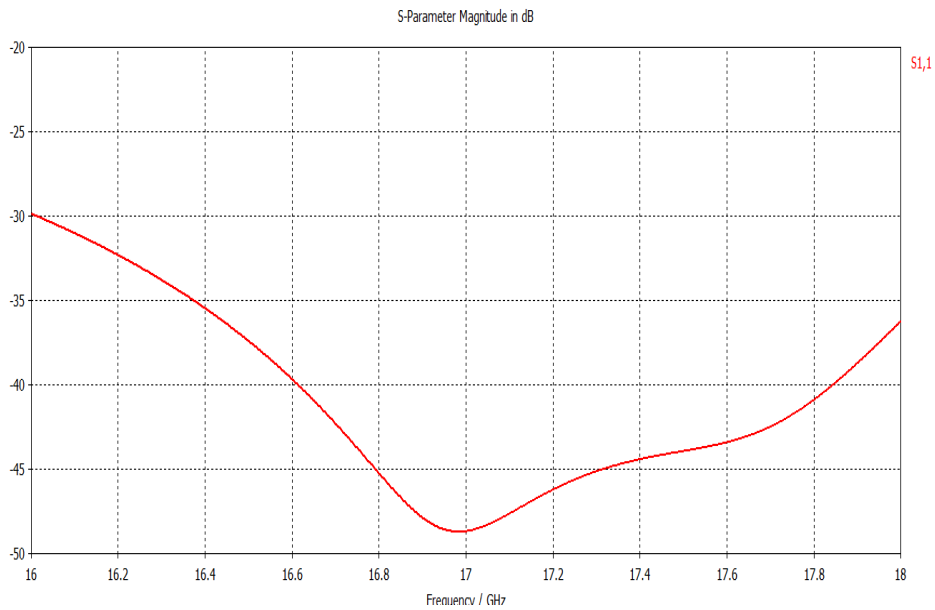


FIGURA 5-9: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA ESTRUCTURA EN *CODO*

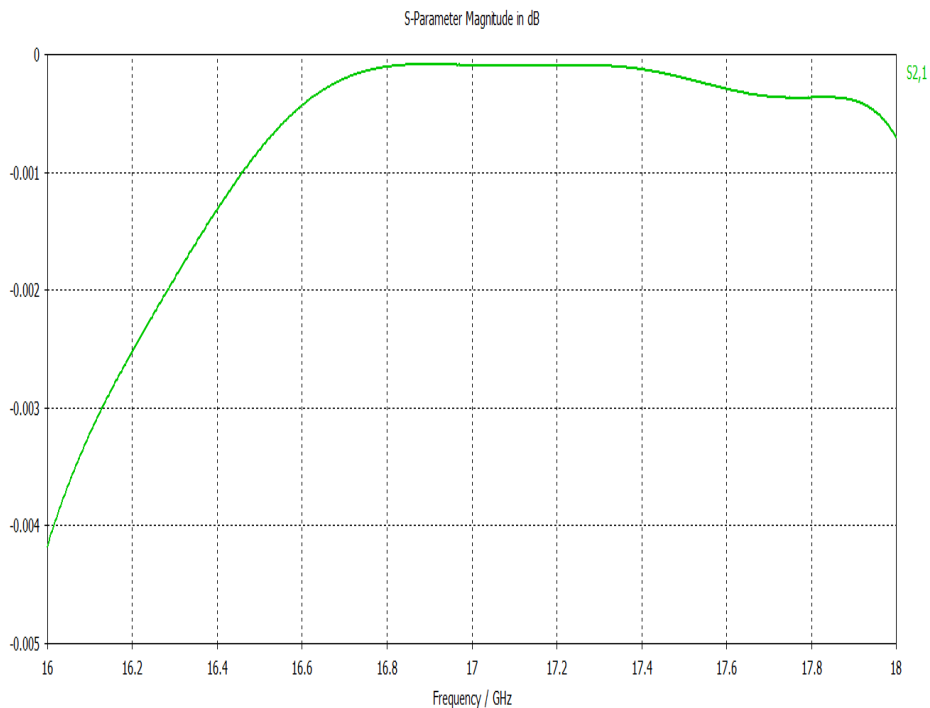


FIGURA 5-10: TRANSMISIÓN (S_{21}) DE LA ESTRUCTURA EN *CODO*

Como se puede observar en la figura 5-9, las pérdidas de transmisión son prácticamente despreciables. La reflexión (figura 5-8) es muy buena y está por debajo de -30 dB en toda la banda, por lo que estos resultados se pueden dar por válidos.

La distancia de la vía de adaptación respecto a la vía de la arista del codo es $d_{\text{viaCodo}} = 4.05 \text{ mm}$.

5. Red de alimentación

5.2.3. ESTRUCTURA $T+CODO$

Llegados a este punto, se pasará a obtener las T_s de alimentación completas, es decir, la T junto con sus codos adyacentes. En este punto del diseño las dimensiones son muy importantes, ya que condicionarán para cumplir el tamaño previsto y por tanto la separación entre antenas adecuada.

Habrán dos T_s iguales, para los puertos 2-3 y 4-5, que corresponderán a las salidas, y una T común de entrada. Se emplearán los elementos obtenidos anteriormente y se añadirá en el caso de la T de entrada un tramo de guía SIW entre ella y los codos para cumplir las dimensiones, en cambio para las T_s de salida será necesario acortar la estructura para que las antenas no queden separadas.

La estructura $T+codo$ de salida se muestra a continuación:

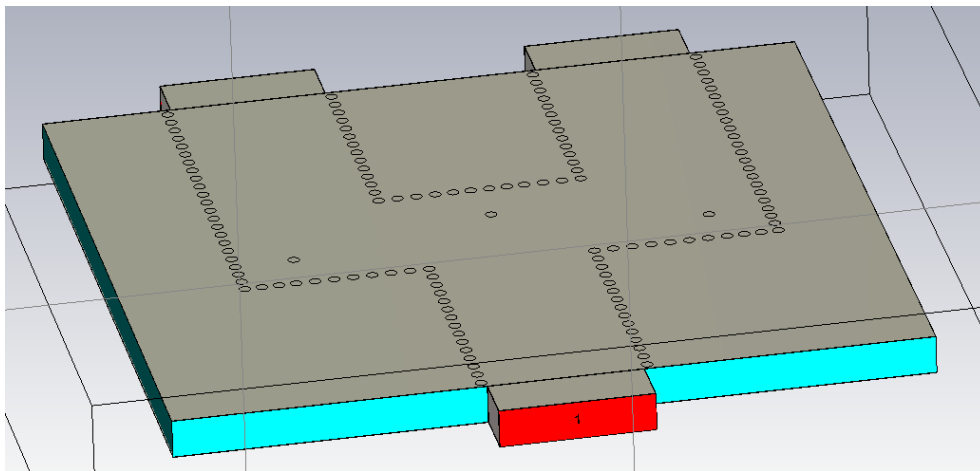


FIGURA 5-11: ESTRUCTURA $T+CODO$ DE SALIDA EN CST

Su respuesta en frecuencia es:

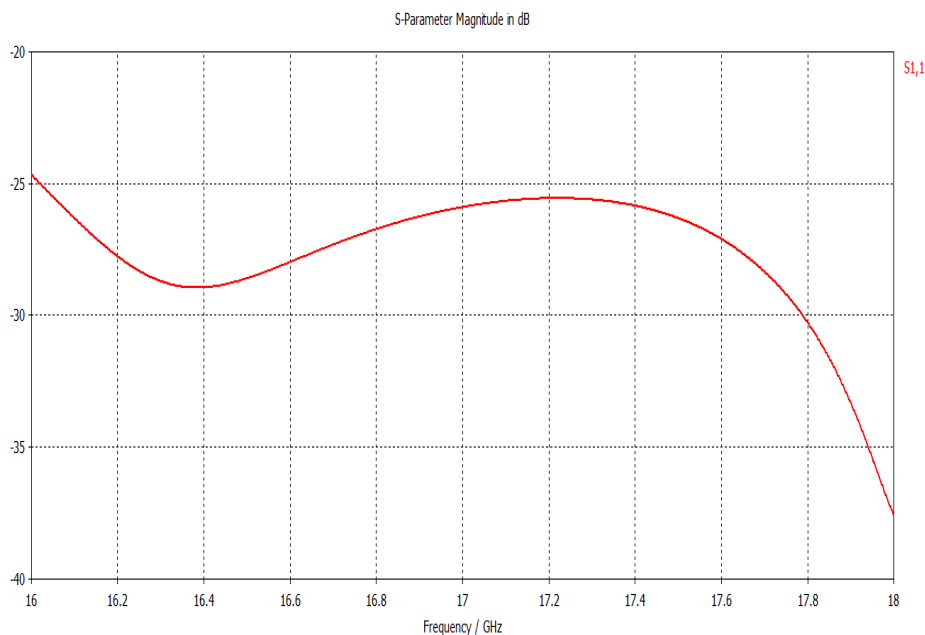


FIGURA 5-12: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA ESTRUCTURA $T+CODO$ DE SALIDA

5. Red de alimentación

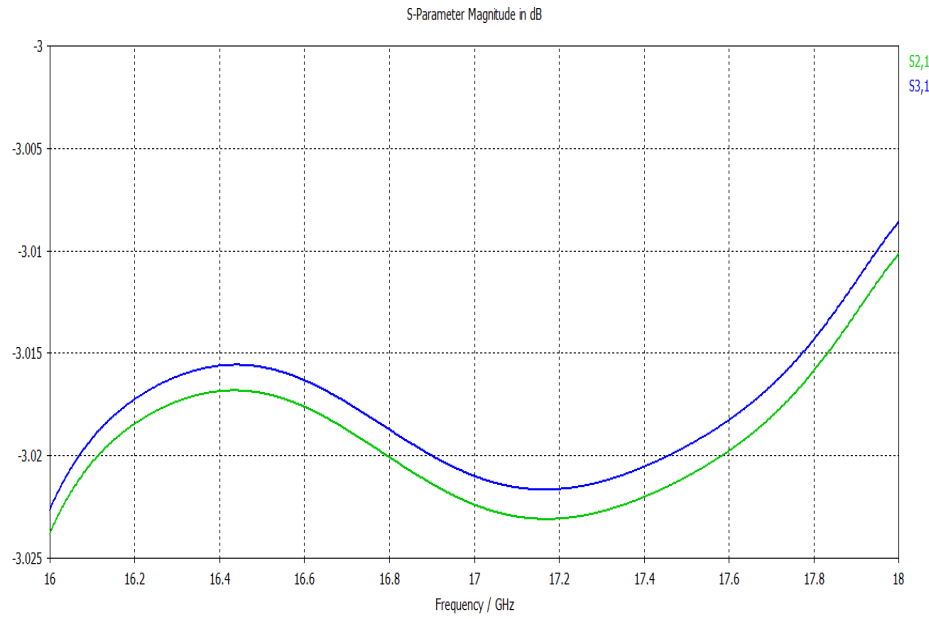


FIGURA 5-13: TRANSMISIÓN (S_{21} , S_{31}) DE LA ESTRUCTURA $T+CODO$ DE SALIDA

Como se puede apreciar, la integración de ambas estructuras sigue manteniendo buenos resultados, con una reflexión inferior a -20 dB en toda la banda y una transmisión de -3 dB con pérdidas despreciables.

A continuación se muestra la estructura completa para la entrada de la red:

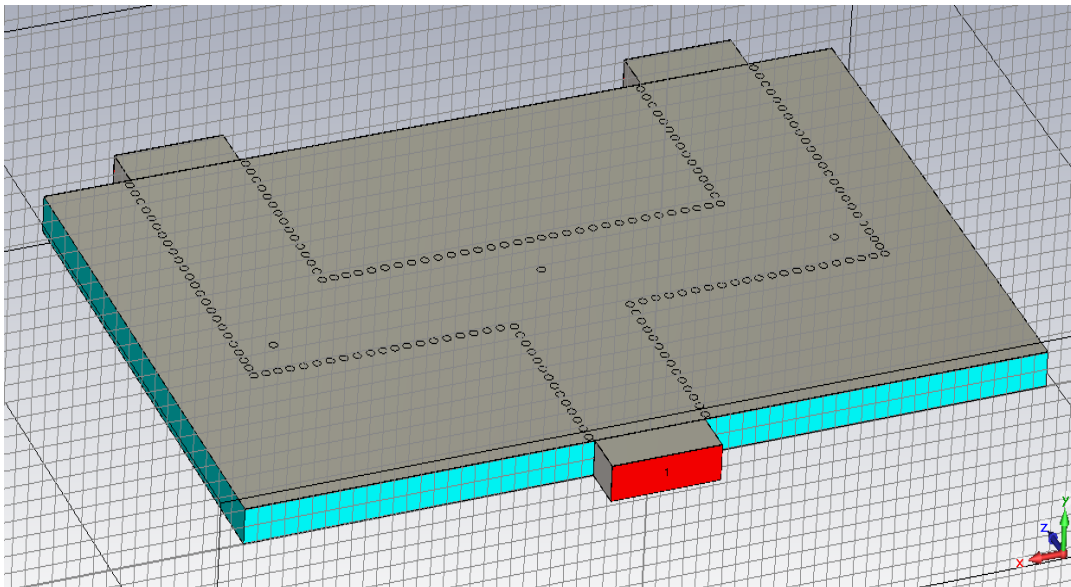


FIGURA 5-14: ESTRUCTURA $T+CODO$ DE ENTRADA EN CST

5. Red de alimentación

Su respuesta en frecuencia es:

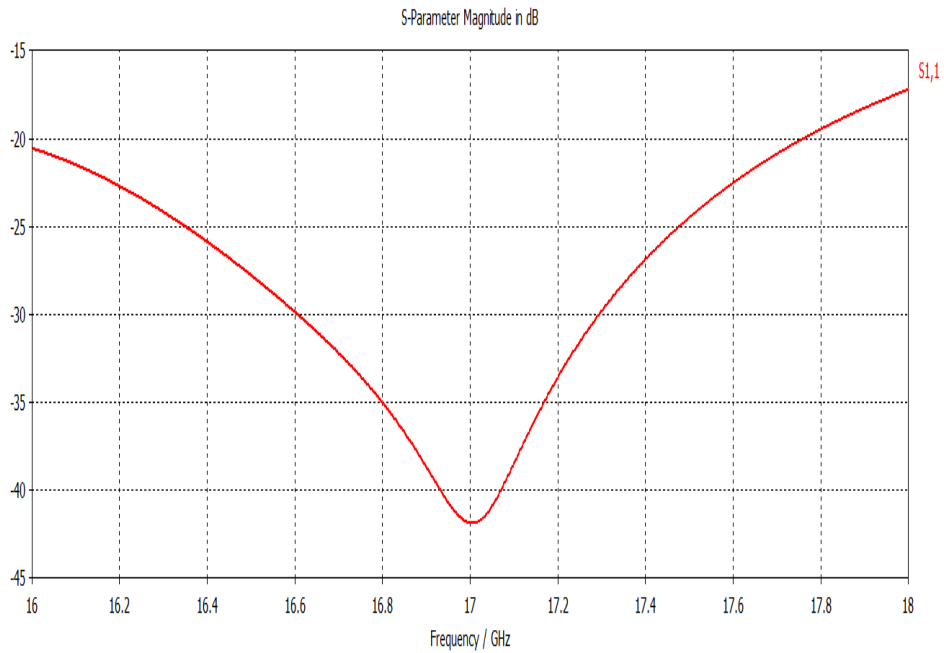


FIGURA 5-15: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA ESTRUCTURA $T+CODO$ DE ENTRADA

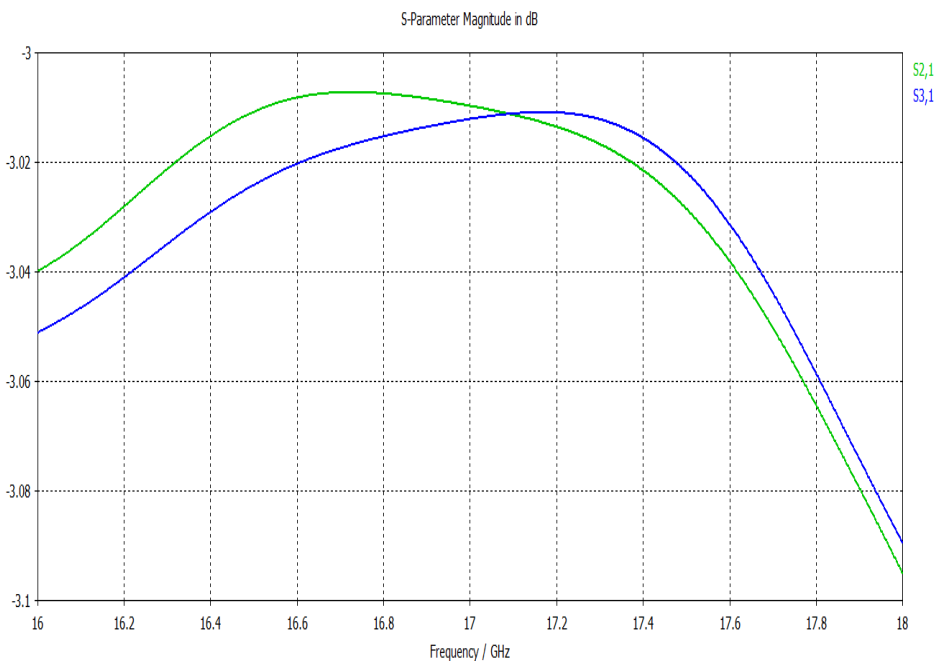


FIGURA 5-16: TRANSMISIÓN (S_{21} , S_{31}) DE LA ESTRUCTURA $T+CODO$ DE ENTRADA

Los resultados son buenos y cumplen los requisitos establecidos, similares a los obtenidos para la estructura de salida.

Llegados a este punto, la red estaría prácticamente completada. El siguiente paso será unir estos elementos y sustituir los puertos de entrada por la transición de alimentación SMA vertical-SIW.

5. Red de alimentación

5.2.4. RED COMPLETA CON PUERTO IDEAL

A partir de los resultados previos, para la red completa se juntarán las estructuras previamente diseñadas junto con unos tramos de guía para permitir que el campo se propague bien. Al ser un diseño tan parametrizado y compacto se podrá introducir pequeñas modificaciones de forma sencilla para poderlo adaptar totalmente.

La red completa se muestra en la siguiente figura (5-17):

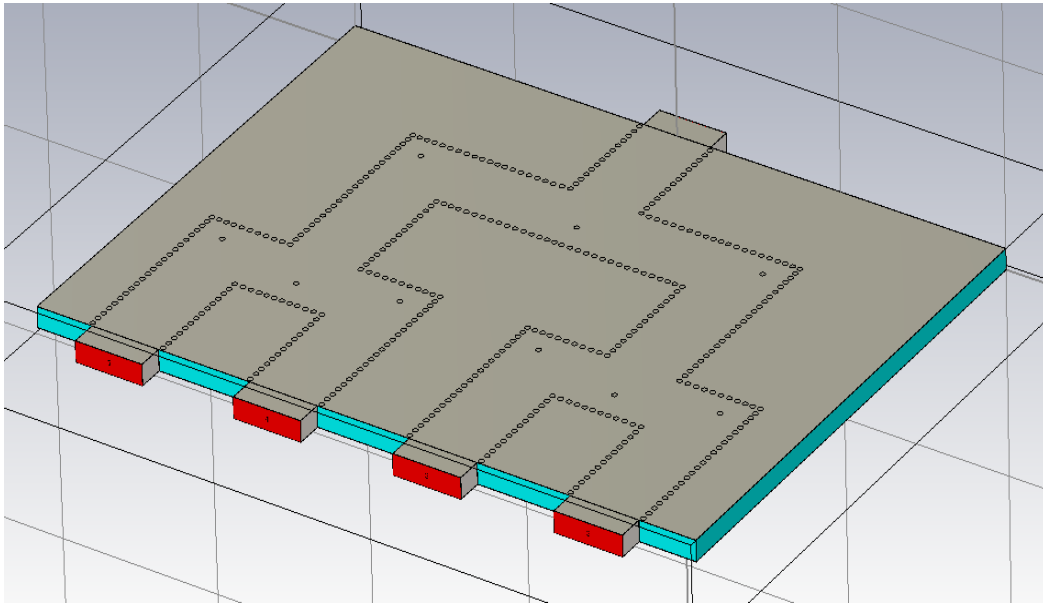


FIGURA 5-17: RED DE ALIMENTACIÓN COMPLETA CON PUERTO IDEAL EN CST

Después de una optimización, dejando las dimensiones idénticas y modificando únicamente la ubicación de las vías de adaptación, se consigue adaptar la estructura completa:

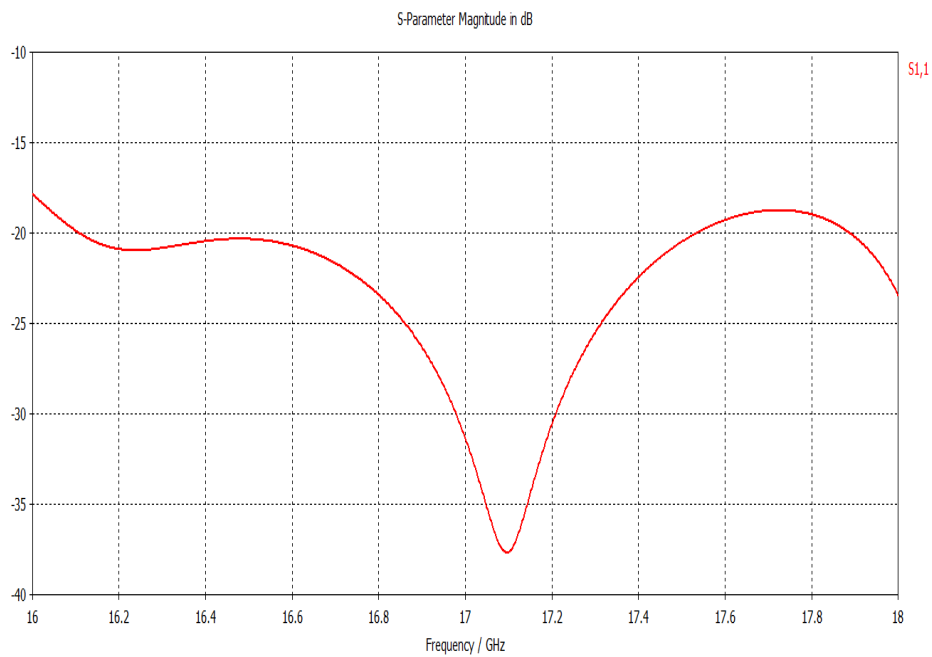


FIGURA 5-18: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CON PUERTO IDEAL

5. Red de alimentación

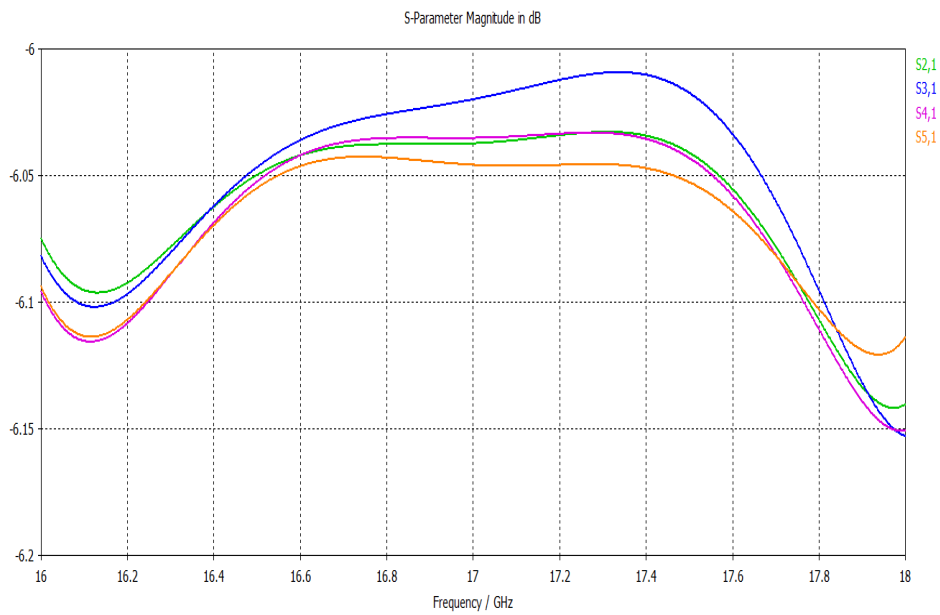


FIGURA 5-19: TRANSMISIÓN (S_{21} , S_{31} , S_{41} Y S_{51}) DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CON PUERTO IDEAL

La reflexión de la red (figura 5-18) está por debajo de 20 dB en prácticamente toda la banda, por lo que la posterior integración con la transición de alimentación no debería dar problemas. La transmisión (figura 5-19) es también muy buena, las pérdidas son 0.15 dB en el peor de los casos.

5.2.5. RED COMPLETA CON TRANSICIONES SMA

Como último punto, se implementará la red con conectores SMA en lugar de puerto en guía onda ideal. Este es un paso relevante ya que posteriormente se construirá este diseño para comprobar el correcto funcionamiento de la red. También se diseñará la red con únicamente entrada mediante conector SMA, que será el caso que se empleará para el array de antenas.

Se empleará la transición SMA vertical-SIW desplazada hacia el corto cuyas características se pueden consultar en la tabla 4-5. Este punto se mantendrá igual, ya que introducir cambios aquí sería una nueva incógnita y en caso de posibles fallos no se sabría si han venido por los nuevos parámetros del conector o por problemas de diseño en la red.

Para las simulaciones en CST se empleará la transición original centrada a 17 GHz, puesto que la desplazada de cara a las simulaciones presenta su resonancia a otra frecuencia, y no serviría para verificar el funcionamiento de la red.

5. Red de alimentación

La red completa, con alimentación con SMA queda así:

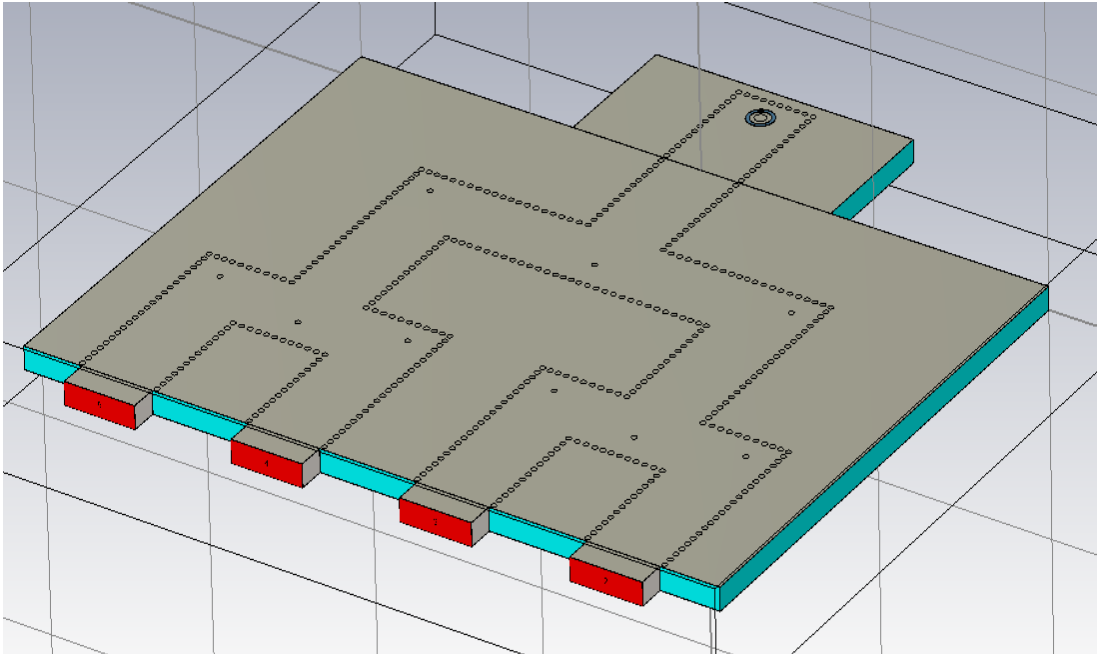


FIGURA 5-20 RED DE ALIMENTACIÓN CON TRANSICIÓN DE ENTRADA SMA VERTICAL-SIW

Su respuesta en frecuencia:

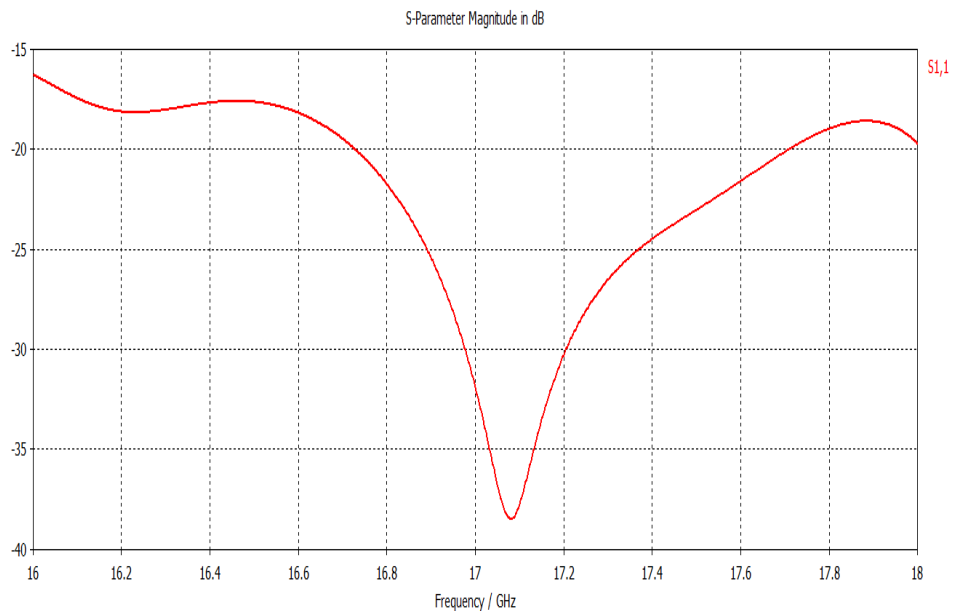


FIGURA 5-21: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CON TRANSICIÓN DE ENTRADA SMA VERTICAL-SIW

5. Red de alimentación

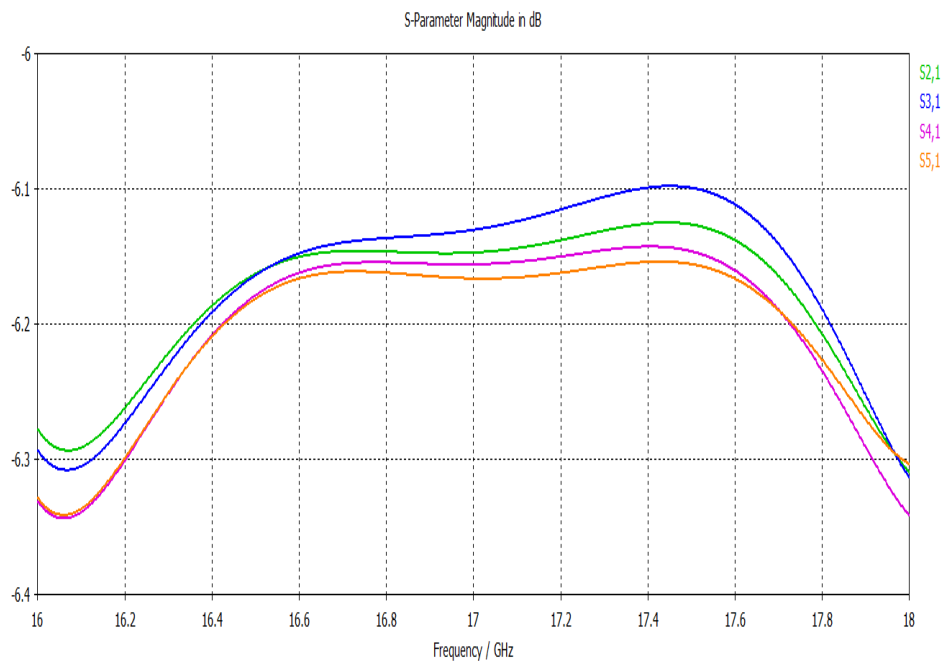


FIGURA 5-22: TRANSMISIÓN (S_{21} , S_{31} , S_{41} , S_{51}) DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CON TRANSICIÓN DE ENTRADA SMA VERTICAL-SIW

Como se puede apreciar en la figura 5-21 la reflexión se ha vuelto mucho más resonante al incluir en el sistema la transición de alimentación. Como se vio previamente, la transición tiene un ancho de unos pocos cientos de MHz (figura 4-31), mientras que la red como elemento aislado (figura 5-18) tiene una respuesta de banda ancha, por lo que al unir ambos elementos el más restrictivo es el que determina la respuesta total.

Los resultados siguen siendo buenos y se cubre toda la banda con una reflexión inferior a -15 dB:

- BW ($S_{11} < -10$ dB) = **2 GHz** (toda la banda de trabajo)
- BW ($S_{11} < -20$ dB) = **920 MHz**

La transmisión es bastante buena, con valores cercanos a los -6 dB ideales. Las pérdidas son de 0.3 dB en el peor de los casos

Esta será la red que se emplee en el siguiente punto de la memoria 6. *Array de antenas de bocina.*

5. Red de alimentación

A continuación ya se han sustituido todos los puertos ideales por conectores SMA, la red queda como se muestra:

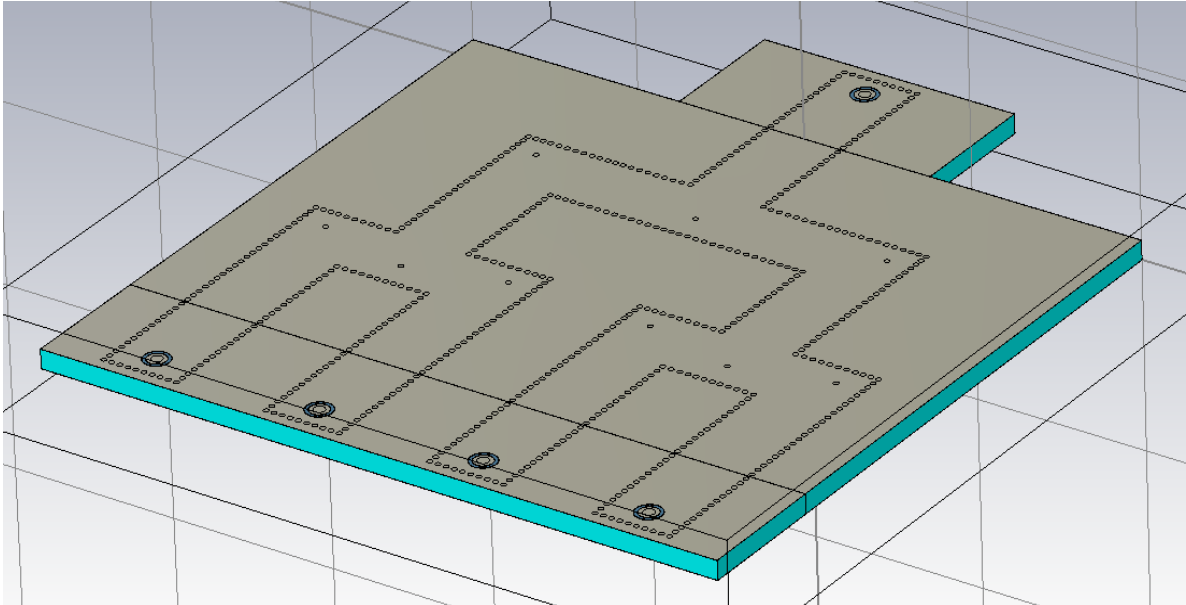


FIGURA 5-23: RED DE ALIMENTACIÓN CON TRANSICIONES DE ENTRADA Y SALIDA SMA VERTICAL-SIW

Tras una simulación se han obtenido los siguientes resultados:

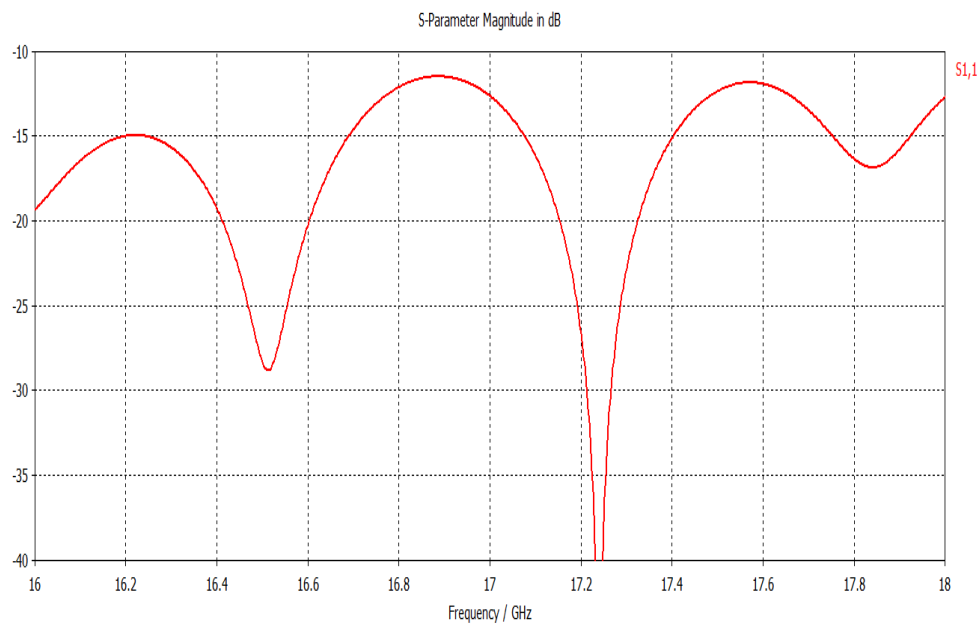


FIGURA 5-24: REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CON TRANSICIONES DE ENTRADA Y SALIDA SMA VERTICAL-SIW

5. Red de alimentación

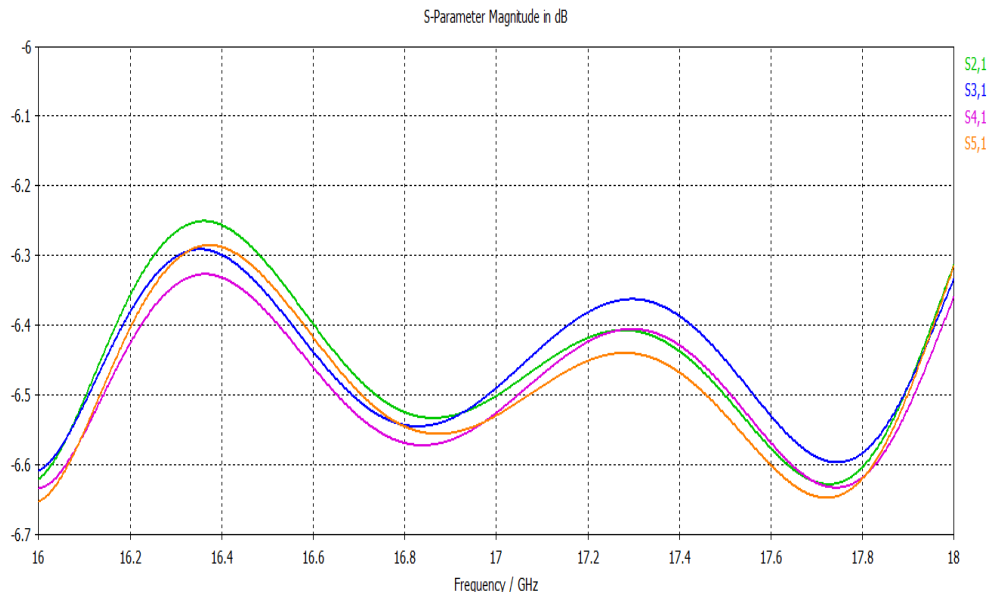


FIGURA 5-25: TRANSMISIÓN (S_{21} , S_{31} , S_{41} , S_{51}) DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CON TRANSICIONES DE ENTRADA Y SALIDA SMA VERTICAL-SIW

Igualmente se observa el mismo fenómeno que en la anterior simulación, al introducir la transición SMA vertical-SIW la respuesta de la red se ha estrechado mucho entorno a la resonancia producida por el conector. Este era el comportamiento esperado y por lo que se diseñó una red que cubriese toda la banda de trabajo, para así poder solventar esta restricción que impone la transición.

El ancho de banda de la red con transiciones de entrada y salida SMA es:

- BW ($S_{11} < -10$ dB) = **2 GHz** (toda la banda de trabajo)
- BW ($S_{11} < -20$ dB) = **380 MHz**

Las pérdidas han aumentado ligeramente y en este caso oscilan entre 0.3-0.5 dB, pero la respuesta de la red sigue siendo buena y, como es lógico, simétrica en las cuatro salidas.

Este diseño con 5 conectores SMA se construirá independientemente para verificar el funcionamiento de la red de alimentación.

5.3. FABRICACIÓN DE LA RED DE ALIMENTACIÓN

En este punto de la memoria se documentará la construcción física de la red de alimentación previamente diseñada (figura 5-23) para así poder verificar su funcionamiento.

Al igual que se ha tratado en puntos anteriores, será una estructura multicapa con dos láminas de sustrato RF35 de constante dieléctrica 3.5, y con espesor 0.508 mm y 1.532 mm. De igual manera, la corona de soldadura se situará en la lámina de mayor grosor para que al soldar no se vea afectada.

Se trata de una estructura muy grande, con un total de 73.5 mm x 80.0 mm, por lo que habrá que hacer especial hincapié en minimizar el gap de aire. Para ello se utilizarán numerosos tornillos metálicos M2. A diferencia de otros diseños, al haber varias pistas de transmisión en el mismo plano y no una única, los tornillos se deberán situar con cuidado para no interferir en las mismas.

A continuación se muestra la estructura después de añadir los tornillos M2. Se han representado como cilindros metálicos con $d = 2$ cm. A tener en cuenta que en este caso hay cinco parejas de tornillos, una en cada entrada/salida para los conectores situados a 6.11 mm.

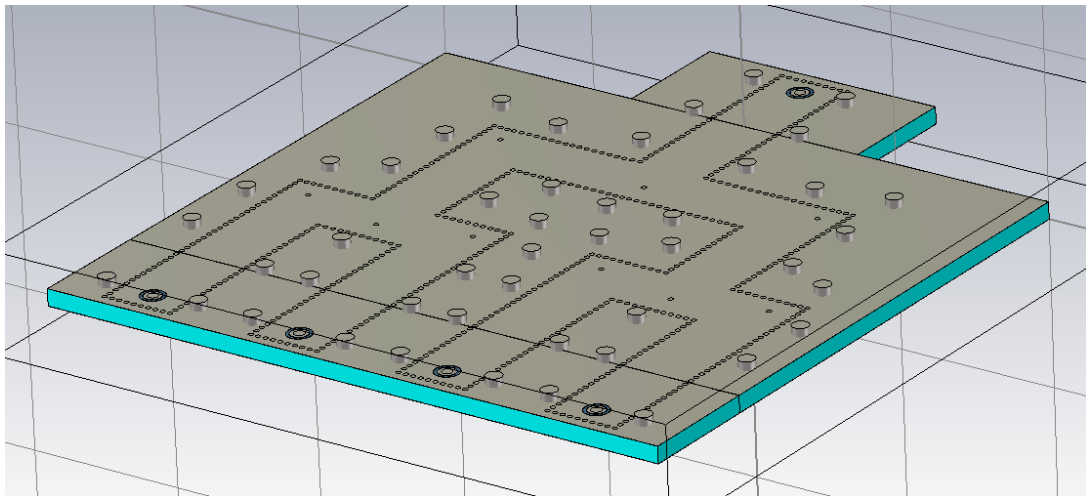


FIGURA 5-26: RED DE ALIMENTACIÓN CON TORNILLOS PARA LA FABRICACIÓN MULTICAPA

Se seguirá el mismo proceso para la fabricación en el Taller de Circuitos Impresos (ANEXO A). Igual que en construcciones anteriores, se ha trasladado el diseño a AutoCAD para establecer cada elemento en su capa de fabricación correspondiente. Después a ADS para obtener los archivos gerber. Una vez obtenidos los gerbers ya se puede pasar a construir.

5. Red de alimentación

Una vez finalizadas las dos capas se procede a atornillar y remachar la placa.

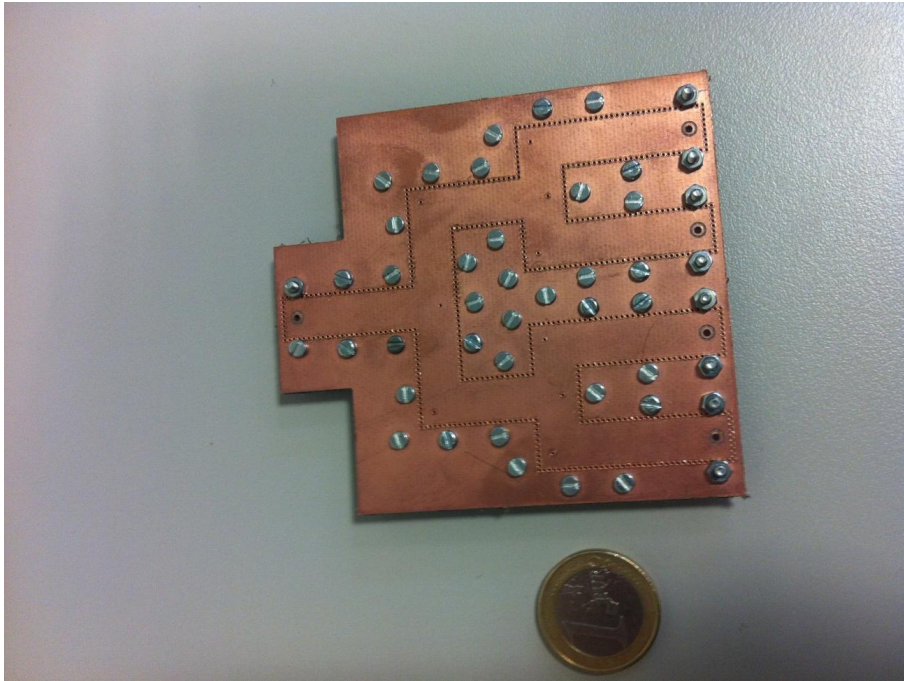


FIGURA 5-27: RED DE ALIMENTACIÓN ANTES DE SOLDAR LAS VÍAS Y LOS CONECTORES

Después se sueldan las vías y por último los conectores. En la siguiente figura (5-28) se muestra la red de alimentación ya terminada:

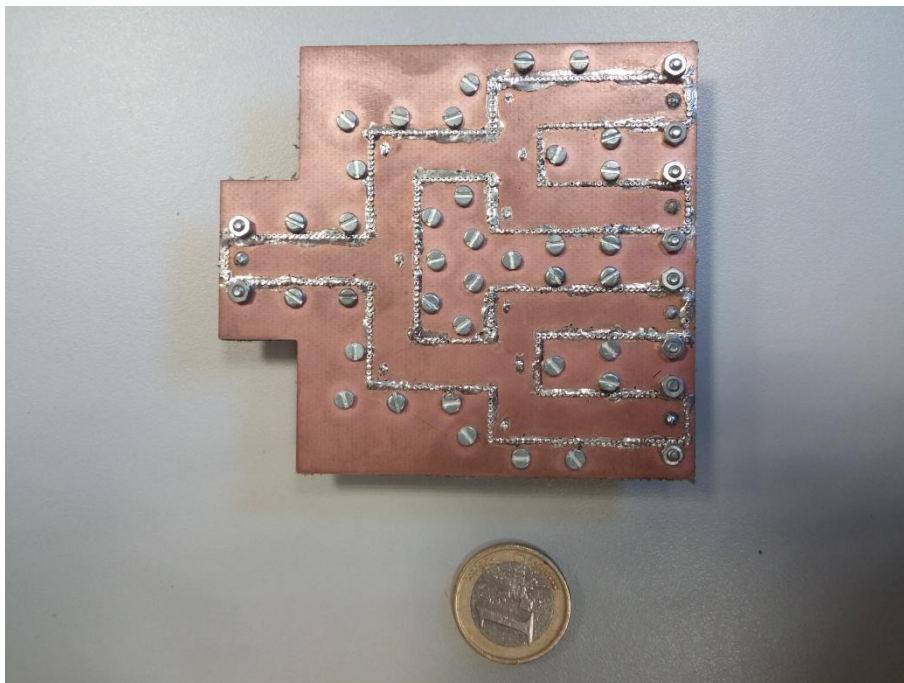


FIGURA 5-28: RED DE ALIMENTACIÓN FABRICADA

5.4. MEDIDAS DE LA RED DE ALIMENTACIÓN

En este punto se mostrarán las medidas de transmisión y reflexión obtenidas mediante el analizador de redes (ANEXO B) de la red de alimentación.

Como se trata de un circuito de una entrada y cuatro salidas se procederá a medir una a una para obtener la reflexión de entrada y la transmisión.

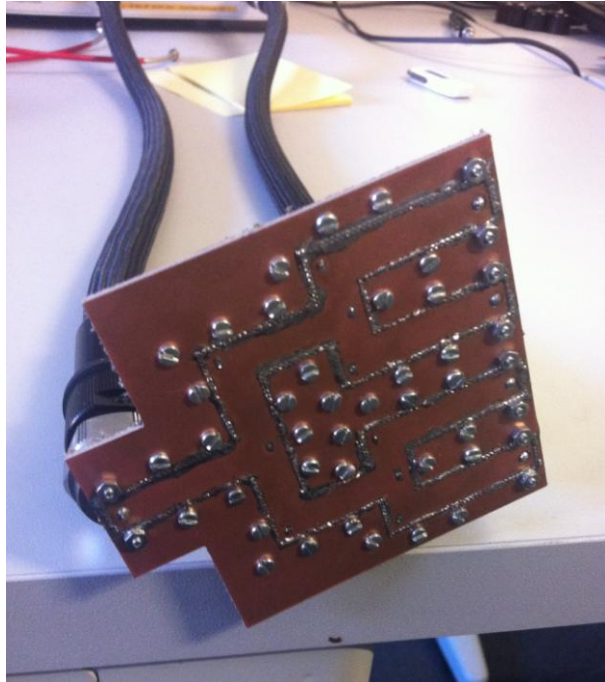


FIGURA 5-29: MEDIDA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CON EL ANALIZADOR DE REDES

Para que la medida sea correcta las salidas que no se utilicen irán conectadas a cargas de 50Ω .

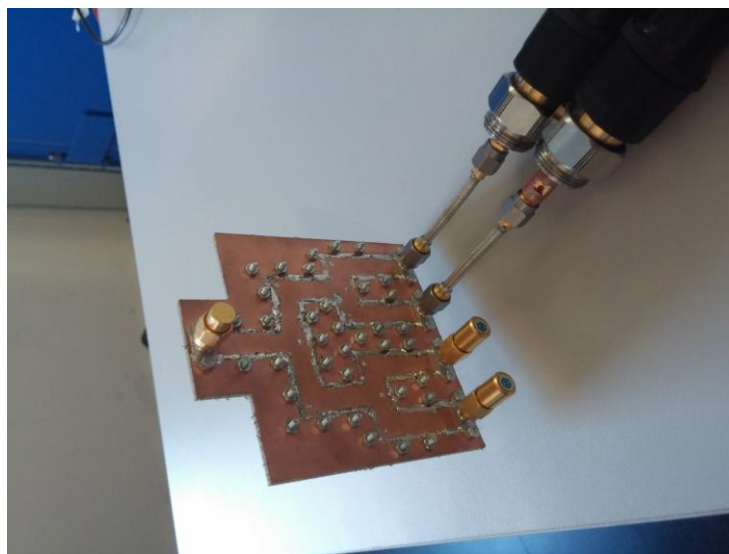


FIGURA 5-30: MEDIDA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN UTILIZANDO LATIGUILLOS Y CARGAS DE 50Ω

5. Red de alimentación

Debido a que los cables empleados son muy gruesos, para medir dos salidas contiguas se utilizarán unos latiguillos de menor tamaño.



FIGURA 5-31: DETALLE DE LOS LATIGUILLOS DEL ANALIZADOR DE REDES

Los resultados obtenidos se muestran a continuación:

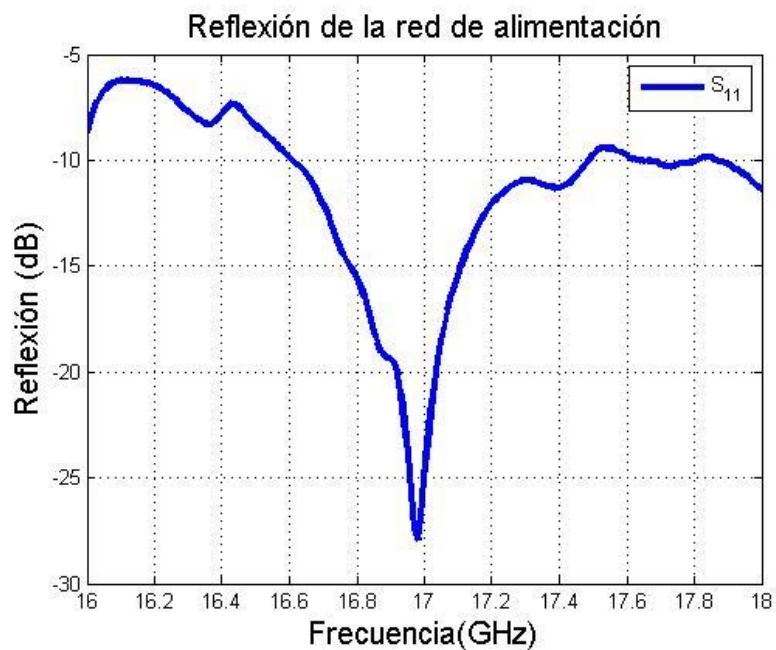


FIGURA 5-32: REFLEXIÓN (S₁₁) MEDIDA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN FABRICADA

La medida obtenida presenta una clara resonancia centrada en 17 GHz, lo cual se puede considerar un éxito ya que era el comportamiento esperado para la red. La respuesta se ha estrechado aún más que en las simulaciones, pero sigue manteniendo la forma prevista.

La red de alimentación es de banda estrecha ya que sus elementos que la componen así lo son. El ancho de banda de trabajo que ofrece es:

- BW (S₁₁ < -10 dB): → 16.61 GHz -17.49 GHz = **880 MHz**
- BW (S₁₁ < -20 dB): → 16.92 GHz -17.04 GHz = **120 MHz**

5. Red de alimentación

La transmisión de la red medida se muestra en la figura 5-33:

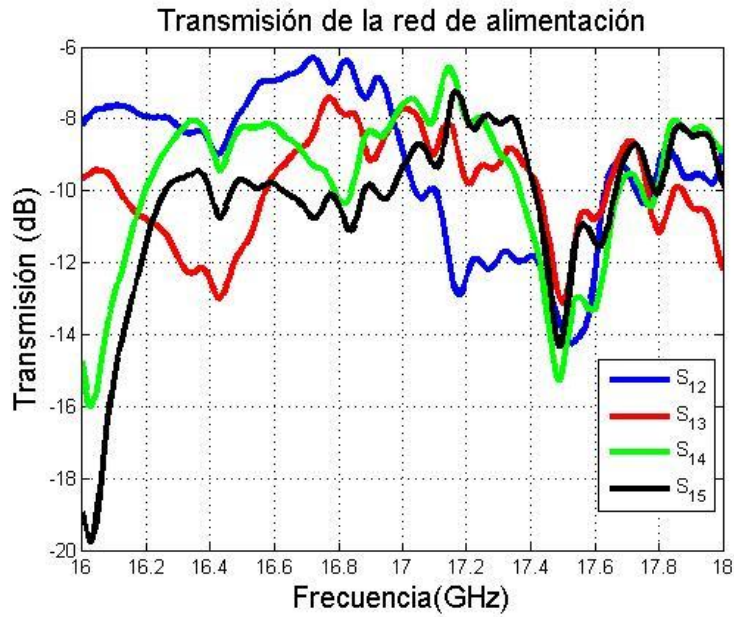


FIGURA 5-33: TRANSMISIÓN (S_{21} , S_{31} , S_{41} , S_{51}) DE LA RED DE ALIMENTACIÓN FABRICADA

La transmisión presenta unas pérdidas de 1-2 dB, respecto a la transmisión ideal que sería -6dB, en la banda de trabajo. Fuera de la banda, a medida que la respuesta de la red se desadapta, las pérdidas aumentan.

En conjunto se puede observar que la respuesta de la red se asemeja mucho a la de la transición de alimentación (figura 4-32), ya que es el elemento más restrictivo del sistema y el que determina por tanto su comportamiento. La red de alimentación como elemento independiente (figura 5-18) tiene un ancho de banda mayor y por tanto no limita el sistema. En la siguiente figura se puede observar en conjunto la reflexión medida de la red completa junto con estos dos elementos:

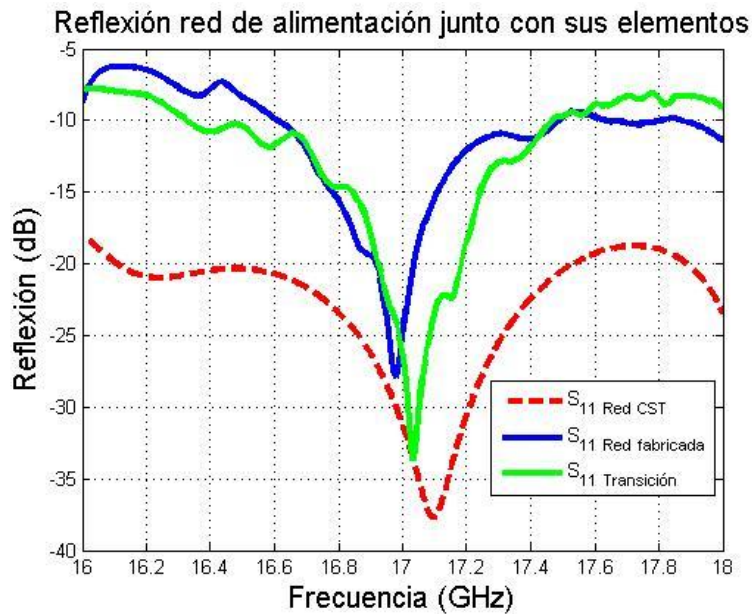


FIGURA 5-34: COMPARATIVA DE LA REFLEXIÓN (S_{11}) DE LA RED DE ALIMENTACIÓN COMPLETA CON SUS ELEMENTOS INDIVIDUALES

6. ARRAY DE ANTENAS DE BOCINA

6.1. INTRODUCCIÓN

Este es el punto final de este PFC. Se explicará aquí la implementación de un array de cuatro antenas de bocina situadas en el plano horizontal.

Primero se tratará de su construcción y simulación virtual, así como sus medidas simuladas de reflexión y diagrama de radiación, por último se construirá en el Taller de Circuitos Impresos de la EPS (ANEXO A) y se realizarán las medidas tanto de reflexión con el analizador de redes como su funcionamiento mediante la cámara anecoica (ANEXO B).

A continuación se muestra un esquema del array diseñado mediante CST:

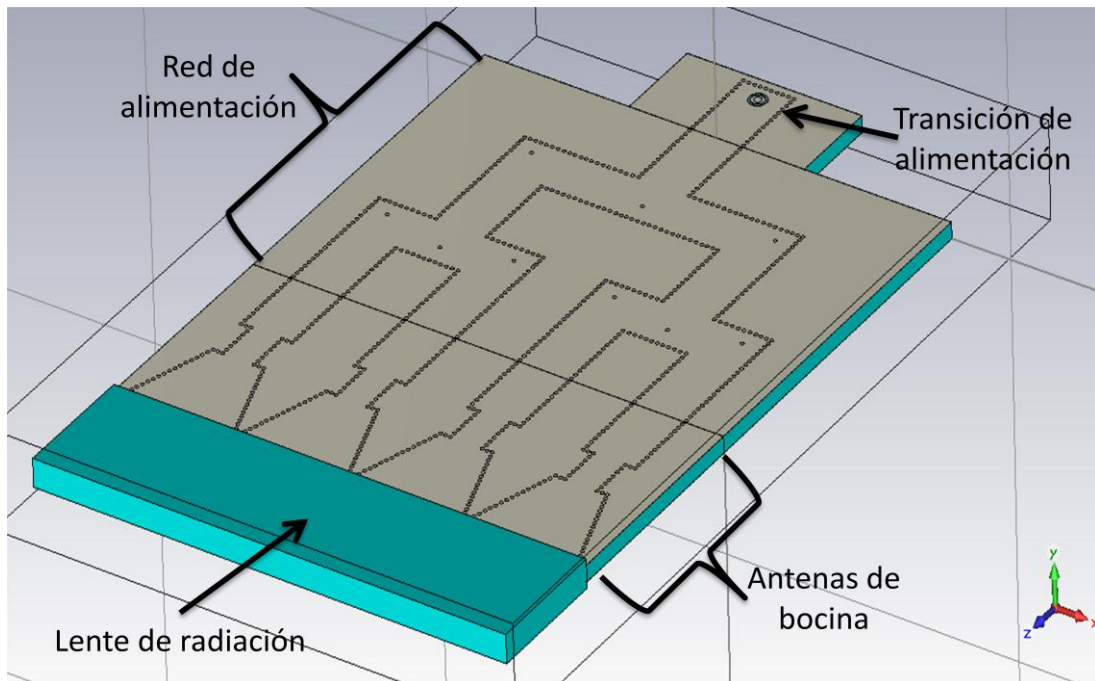


FIGURA 6-1: ESQUEMA DEL ARRAY DE ANTENAS DE BOCINA EN CST

Para la implementación del array se utilizarán los distintos elementos diseñados anteriormente en este proyecto; el elemento unitario, la red de alimentación y la transición de alimentación.

6.2. DISEÑO DEL ARRAY

6.2.1 INTEGRACIÓN DEL ELEMENTO UNITARIO A LA RED DE ALIMENTACIÓN

Se trata de un diseño compacto en el que se utilizará el elemento unitario previamente obtenido (figura 3-23) junto con la red de alimentación diseñada (figura 5-20). Al estar todos los elementos adaptados, en teoría, el funcionamiento debería ser simple e inmediato sin requerir ajustes posteriores. El diseño completo realizado en CST se muestra en la figura anterior (figura 6-1). La lente de radiación se ha unificado como una única pieza común a todas las antenas.

6.2.2 PARÁMETROS DEL ARRAY

A continuación se muestran los parámetros característicos del array; su reflexión y su diagrama de radiación.

6.2.2.1 REFLEXIÓN (S_{11}) DEL ARRAY SIMULADA

Inicialmente se ha obtenido la reflexión empleando la transición SMA vertical-SIW desplazada, cuyas características se pueden consultar en la tabla 4-5. Como cabe esperar, la transición introducirá una desadaptación que no corresponde con su comportamiento real:

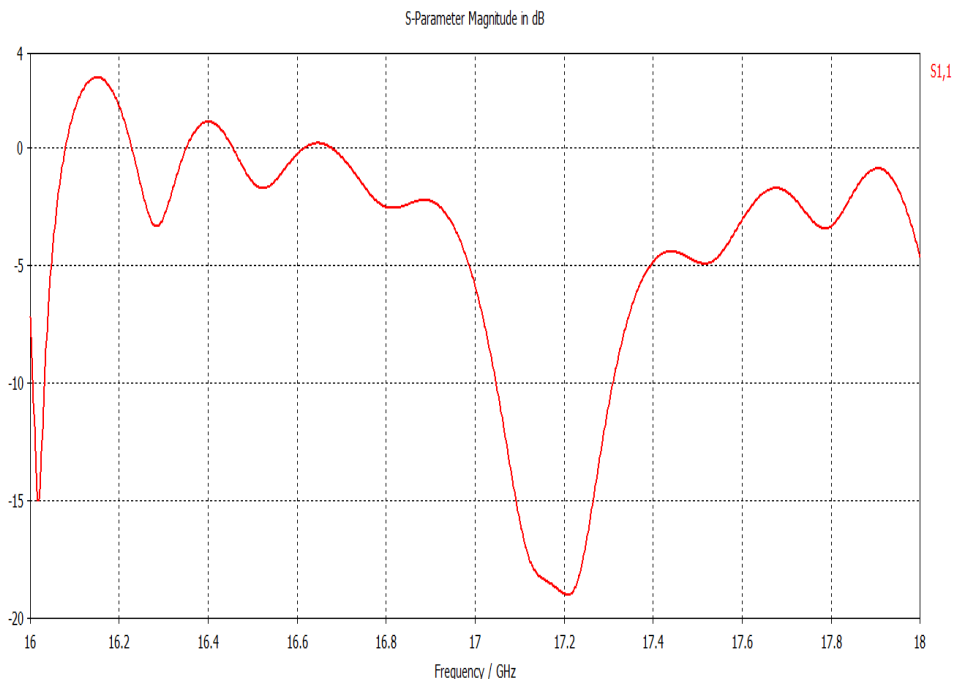


FIGURA 6-2: REFLEXIÓN (S_{11}) DEL ARRAY CON TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW DESPLAZADA

El resultado no es malo, pero como se ha visto la reflexión de la transición deliberadamente no está centrada a 17 GHz por lo que en conjunto estropea la adaptación de la estructura completa.

6. Array de antenas de bocina

Se ha implementado el mismo array con la transición original centrada a 17 GHz, cuyas características se pueden ver en la tabla 4-2. La única diferencia entre ambas transiciones es la distancia a la pared final de vías que hacen el cortocircuito. La reflexión de este array se puede ver en la siguiente figura (6-3):

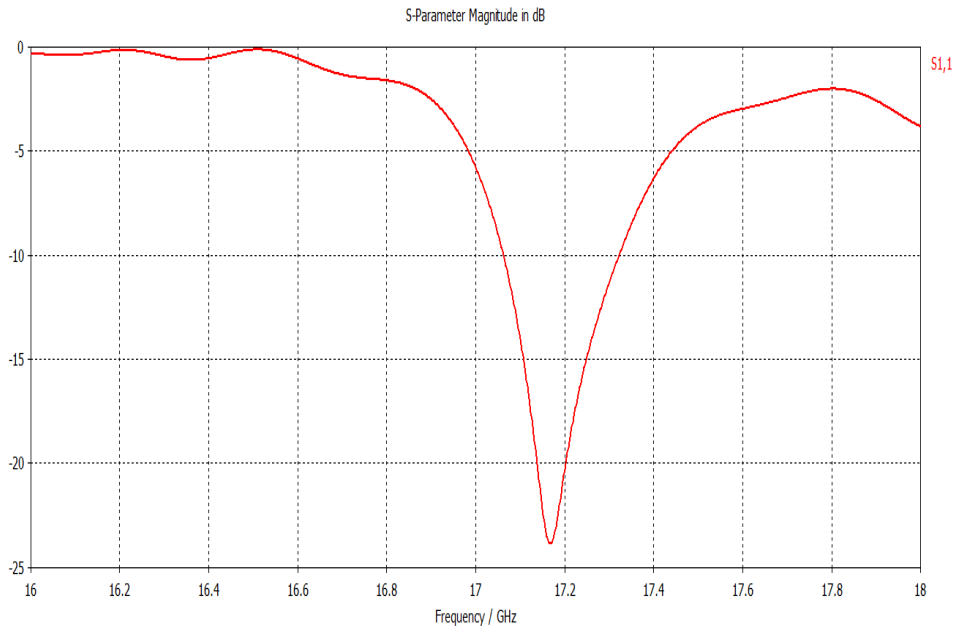


FIGURA 6-3: REFLEXIÓN (S_{11}) DEL ARRAY CON TRANSICIÓN SMA VERTICAL-SIW CENTRADA EN 17 GHZ

En este caso está la respuesta mucho más nítida y se alcanzan mejores valores de reflexión. Se puede considerar muy bueno este resultado obtenido. Se han conseguido centrar ambos picos de la transición y de las antenas a la misma frecuencia, junto con la red de alimentación. Sigue siendo un array muy resonante pero tiene una banda de trabajo operativa con reflexión por debajo de -10 dB de **260 MHz** en ambos casos.

- BW ($S_{11} < -10$ dB):
Transición inicial → 17.06GHz -17.32 GHz = **260 MHz**
Transición desplazada → 17.05 GHz -17.31 GHz = **260 MHz**
- BW ($S_{11} < -20$ dB):
Transición inicial → 17.14 GHz -17.20 GHz = **60 MHz**
Transición desplazada = **0 MHz** (No alcanza valores tan bajos de reflexión)

La respuesta del array fabricado se espera que tenga una reflexión similar, aunque como se ha visto respuesta real de la antena no corresponde con la simulada, por lo que es posible que se muestre desplazada.

6. Array de antenas de bocina

6.2.2.2 CÁLCULO DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN

Se ha obtenido el diagrama de radiación de dos formas, el diagrama del array de cuatro antenas y el diagrama a partir de replicar cuatro veces el elemento unitario a una distancia de 19.5 mm, que es la separación entre antenas en el array (la apertura de la bocina). Con ello se espera obtener resultados muy similares en ambos casos y verificar el funcionamiento del array diseñado.

- Diagrama del array replicado a partir del elemento unitario:

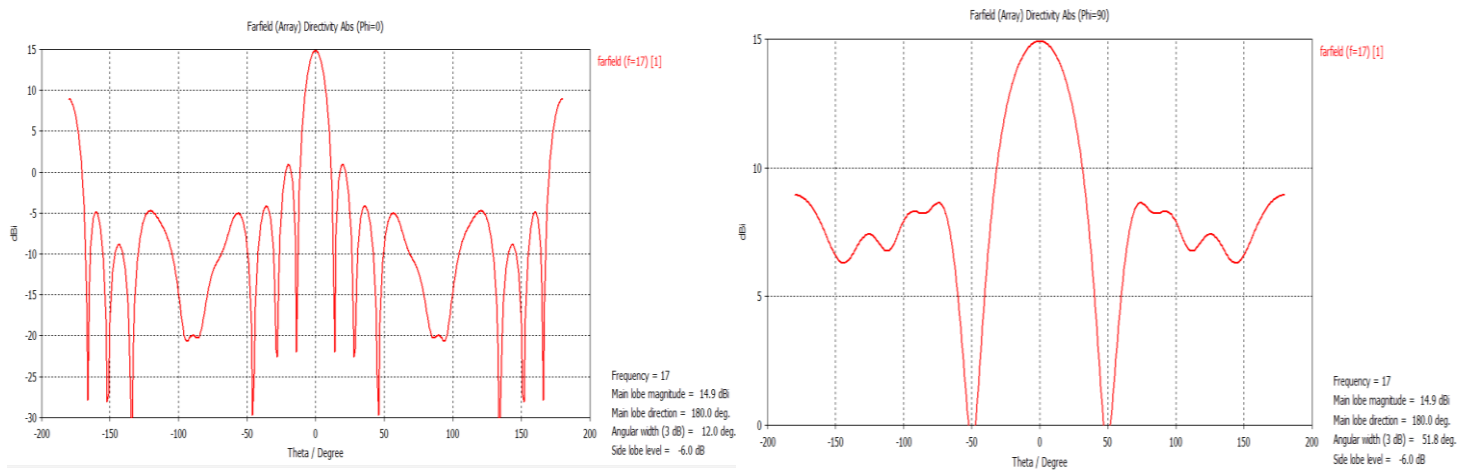


FIGURA 6-4: DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17 GHZ DEL ARRAY A PARTIR DEL ELEMENTO UNITARIO: A) PLANO $\varphi = 0^\circ$ B) PLANO $\varphi = 90^\circ$

Para obtener este diagrama se ha utilizado una opción de CST en el cálculo del diagrama que permite replicar el elemento unitario tantas veces como se quiera a una distancia también introducida.

- Diagrama del array de antenas con red de alimentación

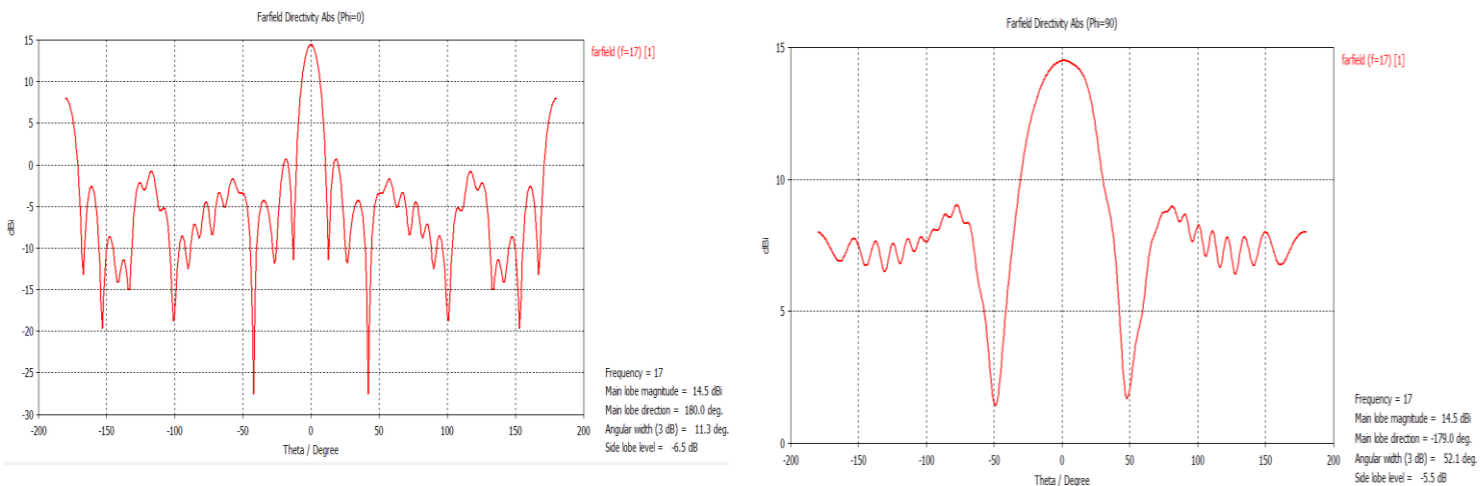


FIGURA 6-5: DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17 GHZ DEL ARRAY DE ANTENAS DE BOCINA: A) PLANO $\varphi = 0^\circ$ B) PLANO $\varphi = 90^\circ$

6. Array de antenas de bocina

En la siguiente tabla (6-1) se muestran los resultados obtenidos en estas simulaciones junto con los del diagrama de radiación de la antena individual:

Parámetro	Elemento unitario	Array replicado	Array de antenas
Ganancia (dB)	9.2	14.9	14.5
BWH_{3dB} (°)	42.8	12.0	11.3
BWE_{3dB} (°)	51.8	51.8	52.1
SLL (dB)	-6.0	-6.0	-6.5

TABLA 6-1: PARÁMETROS DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17GHZ DEL ARRAY DE ANTENAS DE BOCINA

Como se puede observar los resultados son muy parecidos en ambas simulaciones. El haz se ha estrechado mucho respecto al diagrama del elemento unitario (figura 3-25) y la ganancia también ha aumentado, aunque no de forma muy significativa. Este es el comportamiento esperado al agrupar las antenas en un array.

6.3. FABRICACIÓN DEL ARRAY

Una vez estudiado el funcionamiento del array y sus características de radiación, se fabricará en el Taller de Circuitos Impresos de la EPS (ANEXO A).

Se procederá igual que en todas las demás fabricaciones, teniendo en cuenta, al igual que en la red de alimentación, que al ser una estructura tan grande el gap de aire introducido será especialmente crítico. Para intentar minimizarlo se utilizará una gran cantidad de tornillos metálicos M2. Para la sujeción de la lente se utilizarán tornillos de plásticos M3 al igual que la construcción de antenas unitarias.

La estructura final con los tornillos es la siguiente:

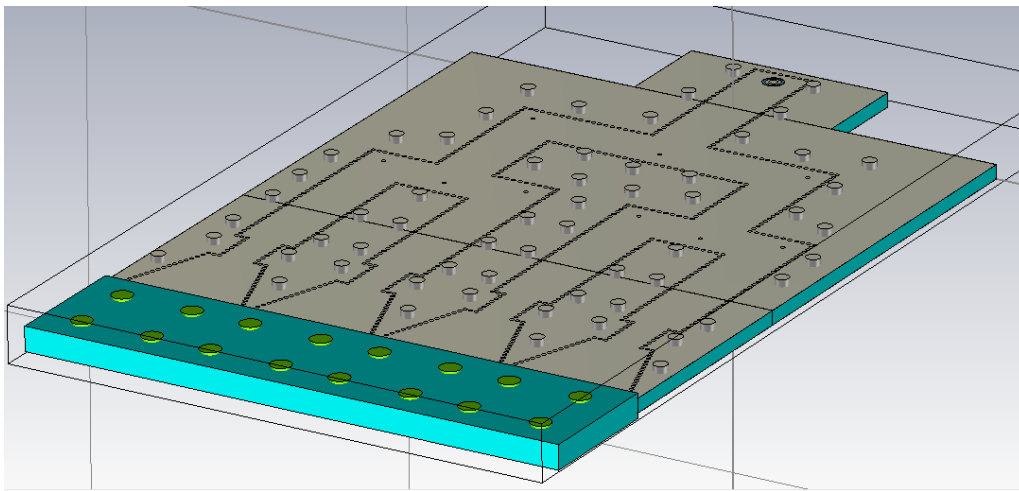


FIGURA 6-6: ARRAY DE ANTENAS DE BOCINA CON TORNILLOS PARA LA FABRICACIÓN MULTICAPA

Una vez obtenidos los gerbers para su fabricación mediante ADS y AutoCad se procede a su fabricación. El array completo, antes de poner las vías metalizadas y soldarlo es así:

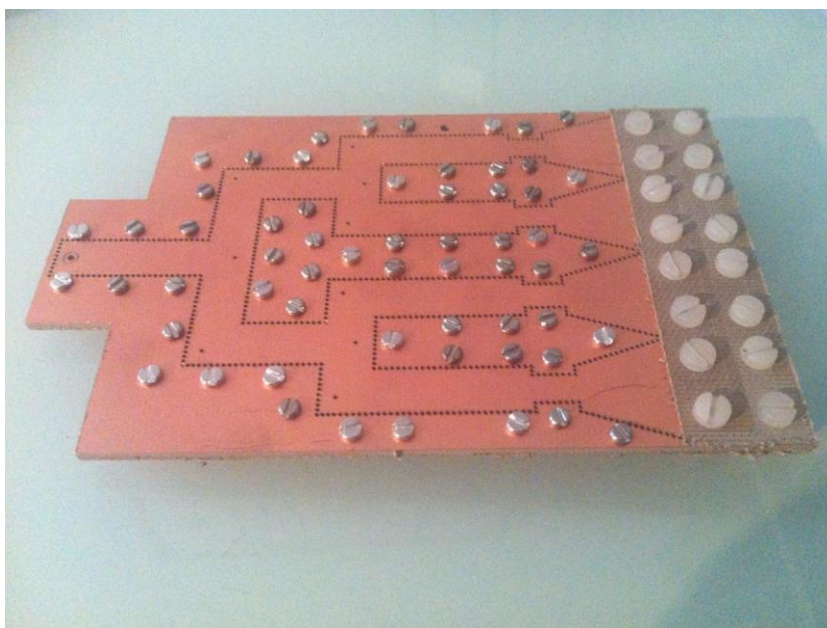


FIGURA 6-7: PROCESO DE FABRICACIÓN DEL ARRAY DE ANTENAS DE BOCINA (SIN REMACHAR)

6. Array de antenas de bocina

Ya terminado, con el conector SMA soldado:

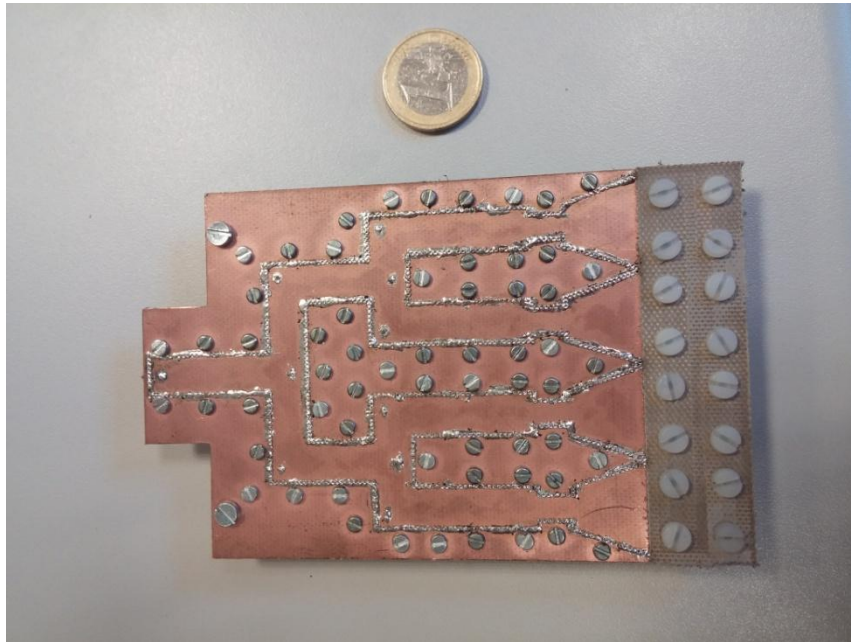


FIGURA 6-8: ARRAY DE ANTENAS DE BOCINA FABRICADO

Ésta es la fabricación final de este PFC, donde junta todos los elementos desarrollados previamente. Sus dimensiones son también mayores; 113 mm x 80 mm. En total este diseño requiere más de 700 vías metalizadas y más de 80 tornillos en total.

6.4 MEDIDAS DEL ARRAY

Al tratarse de un elemento radiante, además de la reflexión con el analizador de redes, también se medirá el diagrama de radiación del array.

6.3.2.1 REFLEXIÓN (S_{11}) DEL ARRAY

La reflexión medida mediante el analizador de redes es la siguiente:

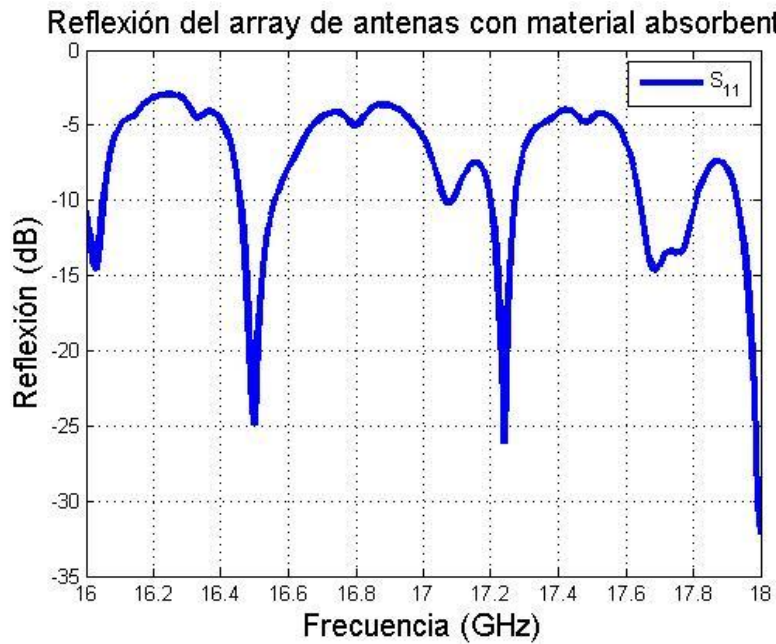


FIGURA 6-9: REFLEXIÓN (S_{11}) DEL ARRAY DE ANTENAS DE BOCINA CON MATERIAL ABSORBENTE

Como se puede observar, el array presenta una banda de trabajo por debajo de -20 dB muy estrecha y desplazada en frecuencia. Para evitar posibles efectos perjudiciales al medir un elemento radiante en un entorno no ideal se realizó la medida aislando el array con material absorbente, similar al que compone la cámara anecoica, para así, por ejemplo, evitar que la energía emitida se reflejara en la mesa del laboratorio:

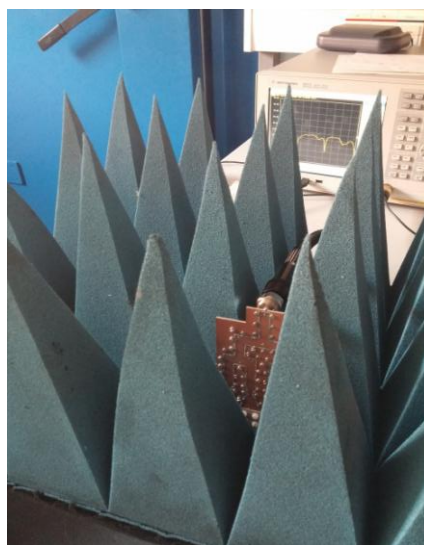


FIGURA 6-10: MEDIDA DE REFLEXIÓN (S_{11}) DEL ARRAY UTILIZANDO MATERIAL ABSORBENTE

6. Array de antenas de bocina

A continuación se muestra una comparativa de las medida realizada junto con la simulada:

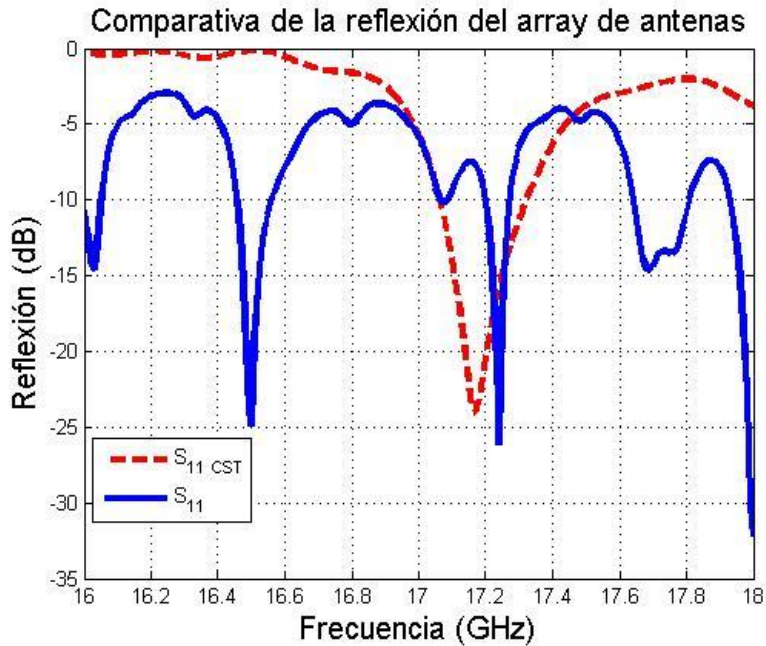


FIGURA 6-11: REFLEXIÓN (S₁₁) MEDIDA DEL ARRAY DE ANTENAS DE BOCINA JUNTO CON LAS SIMULADAS

Con esta última medida se corrobora que la antena de bocina no está centrada en 17 GHz como aparece en las simulaciones. La red de alimentación ofrece un ancho de banda mayor y esto permite "cazar" la resonancia de la antena.

Como se puede observar en la anterior figura, en **rojo** se muestra a 17 GHz la resonancia simulada en CST, mientras que en **azul**, que corresponde a las medida realizada, a esa frecuencia no hay nada. En cambio **aparece a 16.3 GHz una resonancia**, que posiblemente corresponda al comportamiento real de la antena.

El ancho de banda del array de antenas es:

- BW (S₁₁ < -10 dB): → 16.46 GHz -16.57 GHz, 17.20 GHz -17.27 GHz, 17.64 GHz -17.81 GHz, 17.93 GHz -18 GHz = **420 MHz**
- BW (S₁₁ < -20 dB): < **40 MHz**

El ancho de banda por debajo de -10 dB es relativamente ancho, pero poco útil ya que se presenta en varias reflexiones muy estrechas y no de forma continua.

6. Array de antenas de bocina

6.3.2.2 DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ARRAY

A continuación se ha procedido a medir su diagrama de radiación en la cámara anecoica (ANEXO B).

Debido a que el array es un elemento muy grande, para poderlo situar en la plataforma de la cámara y poderlo rotar para medir los distintos planos se le añadió una pieza en la base que permitiese sujetarlo y poderlo girar sin problemas:

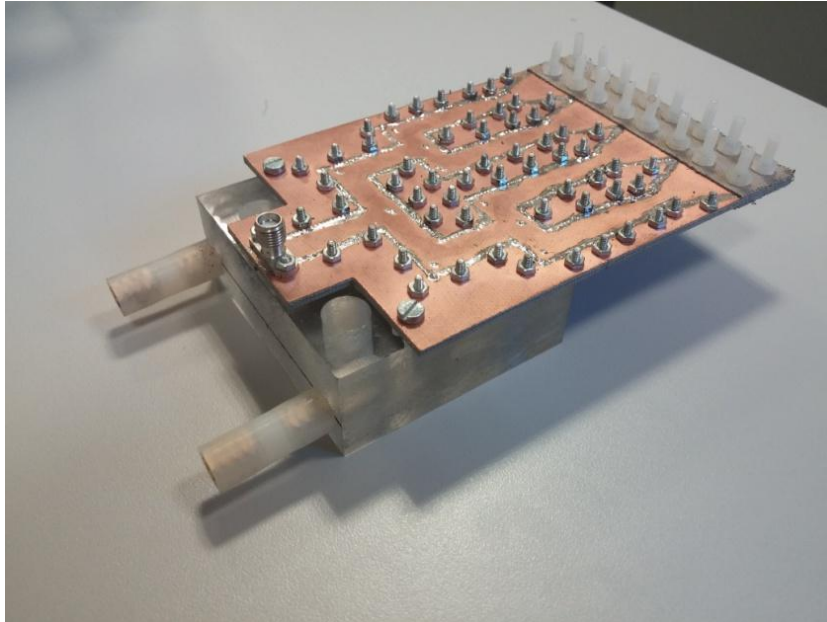


FIGURA 6-12: ARRAY DE ANTENAS DE BOCINA CON PIEZA DE SUJECIÓN PARA LA MEDIDA EN LA CÁMARA ANECOICA

Mediante esta pieza se pudo fijar el array a la plataforma de la cámara y rotarlo para poder medir tanto el plano horizontal como el vertical.

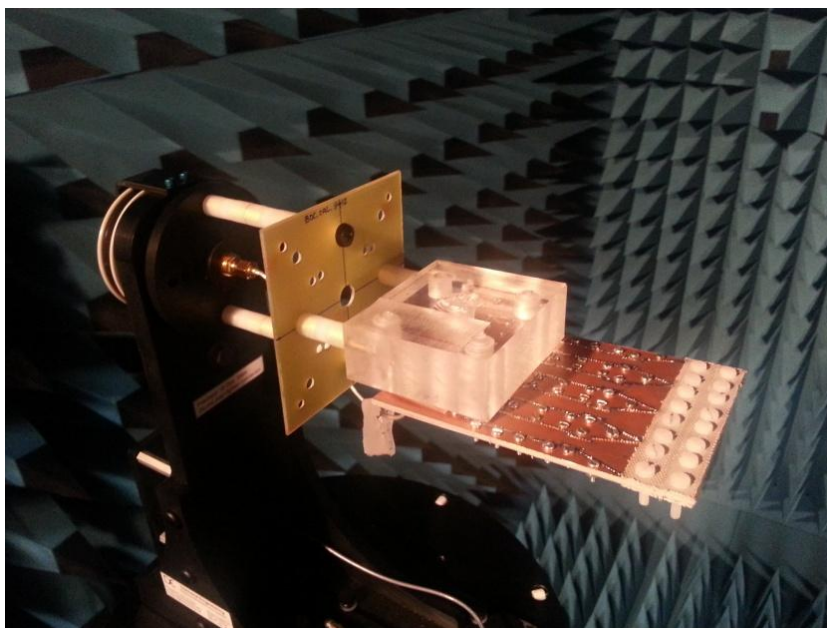


FIGURA 6-13: MEDIDA DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ARRAY

6. Array de antenas de bocina

Nuevamente, el array, al igual que la antena unitaria, está desadaptado a 17 GHz, por lo que la medida del diagrama de radiación a esa frecuencia tiene escaso valor. Pese a ello se realizó junto con la medida a 17.7 GHz, donde se presentan los mejores valores de reflexión.

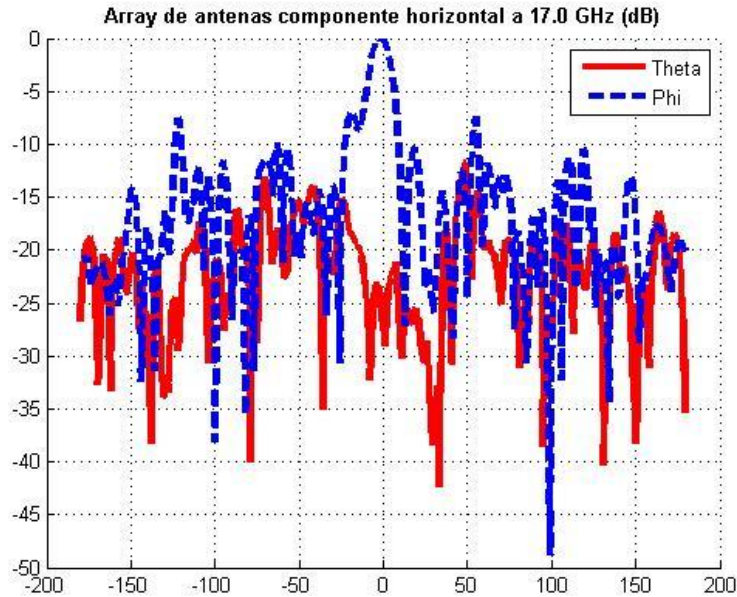


FIGURA 6-14: DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17.0 GHZ DEL ARRAY DE ANTENAS DE BOCINA EN EL PLANO $\phi = 0^\circ$

Como se puede apreciar, el diagrama de radiación es poco nítido y el lóbulo principal no está bien definido ni es simétrico.

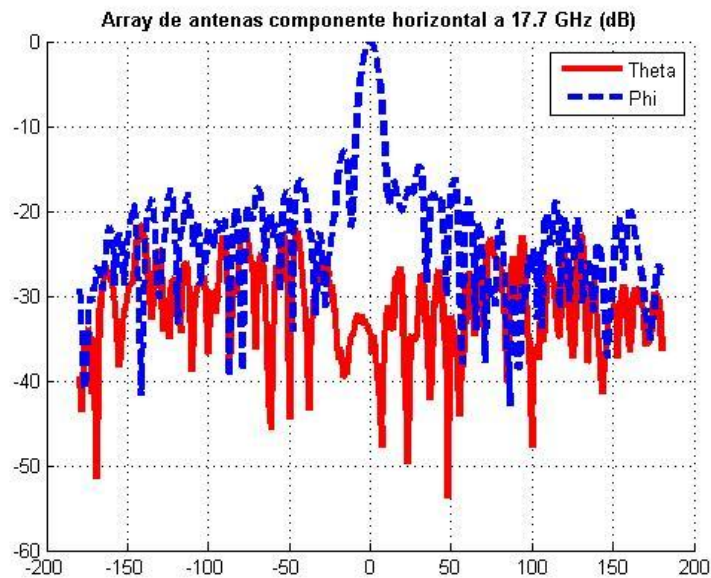


FIGURA 6-15: DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17.7 GHZ DEL ARRAY DE ANTENAS DE BOCINA EN EL PLANO $\phi = 0^\circ$

6. Array de antenas de bocina

En este caso el diagrama es más coherente; el lóbulo principal se ha estrechado mucho respecto a la antena unitaria como consecuencia de la agrupación en array. El ancho de haz a 17.7 GHz es aproximadamente de $BWH_{3dB} \approx 10^\circ$, mientras que en la simulación era de 12° (figura 6-5).

A continuación se representa la ganancia del array, para calcularla se ha seguido el mismo método que en el caso de la antena de bocina individual:

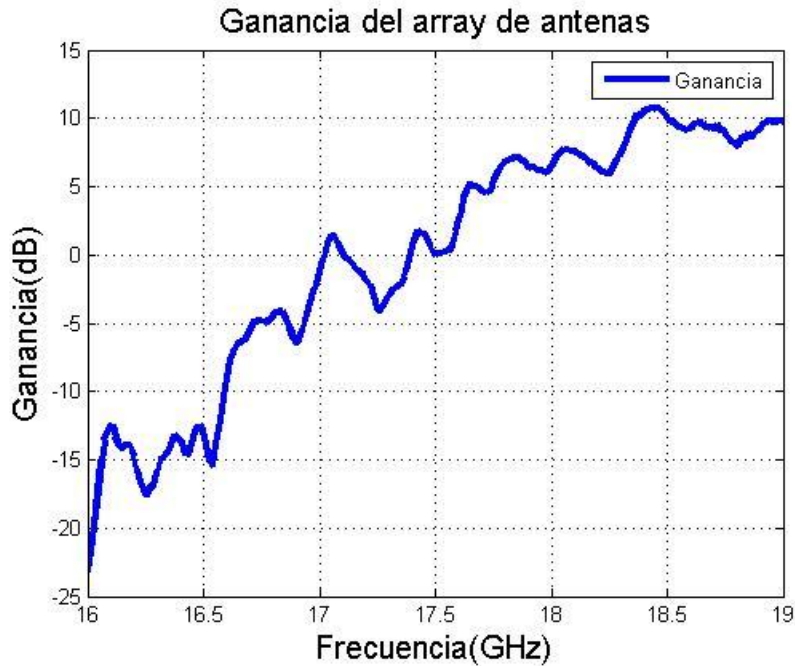


FIGURA 6-16: GANANCIA MEDIDA DEL ARRAY DE ANTENAS DE BOCINA

Los valores son bajos en general. La antena unitaria ofrecía una ganancia de 9.2 dB en simulación y 8.5 dB en la medida (figura 3-37), mientras que el array en las simulaciones tiene una ganancia de 14.5 dB, por lo que este es un mal resultado ya que el array consigue estrechar el haz pero no aumenta apenas la ganancia. En el mejor caso la ganancia es de $G_{array} = 10.7 \text{ dB}$. A 17.7 GHz, que es donde se ha tomado el diagrama de radiación, es de 7.1 dB tan solo.

7. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

7.1. CONCLUSIONES

Este ha sido un Proyecto Fin de Carrera ambicioso, en el que con medios materiales limitados se ha realizado un diseño complejo a alta frecuencia. Se ha trabajado en la banda Ku, de 16.3 GHz hasta 17.7 GHz, y todos los circuitos han sido realizados exclusivamente en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior. Se ha empleado sustrato integrado (SIW) en estructuras multicapa, empleando dos láminas de sustrato de espesores 0.508 mm y 1.524 mm. El material empleado ha sido RF35, con una constante dieléctrica de $\epsilon = 3.5$. En total se han fabricado 12 diseños siendo el objeto de diseño final un array de cuatro antenas de bocina con apertura horizontal.

Como punto de partida se ha realizado un estudio del estado del arte de las antenas de bocina y de la tecnología SIW para ver como se podían combinar en un único elemento que ofreciese las propiedades de este tipo de antenas y tuviese las ventajas que ofrece la fabricación SIW (bajo coste, fácil integración,...). Se ha diseñado inicialmente una antena de bocina en guía de onda convencional. En este diseño se ha visto que para corregir las desadaptaciones de la antena es necesario introducir un iris entre la guía y la bocina. También se ha estudiado la inclusión de una lente de material dieléctrico para mejorar las propiedades de radiación y en vista de los buenos resultados en las simulaciones se ha aplicado a diseños posteriores.

A partir de ese estudio se fijaron las primeras condiciones que se han aplicado al resto del proyecto. Puesto que las antenas de bocina se vuelven más resonantes a medida que una de sus aperturas se estrecha, se maximizó la apertura vertical. Se ha fijado este valor en "b" = 2.048 para todos los diseños. Esta elección se ha debido a que los remaches metalizados usados para conformar la SIW tienen una altura de 2.1 mm, por lo que no se puede exceder ese valor. Por otra parte las láminas de sustrato tienen unas dimensiones estándar, siendo necesario una fabricación multicapa para alcanzar el espesor elegido.

Una vez fijado este parámetro, junto con las dimensiones de la SIW establecidas ($"d" = 0.6$, $"p" = 1$) se ha procedido a diseñar la antena individual de bocina sobre sustrato integrado a partir del modelo en guía de onda convencional. Con este diseño ya se ha podido ver que la antena será de banda estrecha, con aproximadamente 200 MHz de ancho de banda con reflexión por debajo de -10 dB, centrada a 17 GHz.

De forma simultánea se ha ido desarrollando una transición que permita alimentar a la antena. Como transición inicial se ha elegido utilizar un conector SMA vertical-SIW, cuyo diseño e integración es sencillo, aunque su respuesta es muy resonante.

Se han fabricado dos antenas de bocina con esta transición y dos pruebas *back-to-back* para verificar su funcionamiento. Los resultados no han sido del todo satisfactorios. La primera antena ha tenido un funcionamiento correcto en reflexión, aunque con respuesta desplazada posiblemente debido al hueco de aire entre capas, y en radiación, alcanzando valores cercanos a los simulados. La ganancia medida para esta antena es de $G_{\text{antena}} = 8.5$ dB, mientras que el valor simulado ha sido de 9.2 dB. Sin embargo, la segunda antena fabricada no se ha conseguido adaptar. Las pruebas de las transiciones han mostrado que su respuesta real no corresponde a la simulada, estando desplazada la resonancia a 16.6 GHz, además de ser muy sensible y con una fabricación compleja debido a las reducidas dimensiones que emplea.

7. Conclusiones y trabajo futuro

Debido a esto, se ha abandonado de forma temporal esa transición y se ha buscado una alternativa en la transición con conector SMA horizontal-microstrip-SIW apantallada, que es menos sensible y tiene más ancho de banda. Esta transición se ha empleado antes en varios PFC de este departamento con muy buenos resultados, aunque con la diferencia de tratarse de diseños en una única capa.

Con esta transición se han construido dos antenas de bocina y un prototipo *back-to-back*. Los resultados con esta transición tampoco han sido buenos y todos los elementos han salido desadaptados. Esto es debido al hueco de aire que se produce al emplear un diseño multicapa, dicho hueco no afecta en las simulaciones pero en los prototipos medidos ha resultado fatal. Se ha conseguido adaptar parcialmente una antena empleando la caja metálica que apantalla la línea microstrip al revés para que el hueco sea menor, con unos resultados aceptables. Sin embargo no se ha tenido repetitividad al no haberse conseguido para la otra antena.

Finalmente se ha vuelto a emplear la transición SMA vertical-SIW. Se han fabricado dos prototipos *back-to-back* similares al inicial variando la distancia del conector al cortocircuito final de la guía, para de esta forma poder averiguar el comportamiento real de la transición, que difiere de las simulaciones. Con esta prueba se ha conseguido obtener una transición, con el conector más cerca del cortocircuito, con respuesta centrada a 17 GHz. El ancho de banda que ofrece por debajo de -10 dB es entorno a 1 GHz, a -20 dB de 300 MHz.

Se ha fabricado una antena de bocina con esta transición, cuya respuesta ha salido desadaptada, lo cual hace suponer que la respuesta real de la bocina tampoco coincide con las simulaciones y no está su resonancia a 17 GHz.

Posteriormente se ha diseñado una red de alimentación de una entrada y cuatro salidas que será utilizada para el array de antenas. Dicha red se ha diseñado a partir de elementos simplificados; estructuras en *T* y en *codo*. Los resultados obtenidos en las simulaciones han sido muy buenos, siendo la red de banda ancha cuya reflexión cubre toda la banda de trabajo. Se ha fabricado un prototipo de esta red empleando la última transición diseñada. Las medidas de la red han sido satisfactorias, la respuesta ha salido centrada a 17 GHz como se buscaba y el ancho con reflexión inferior a -10 dB es de casi 900 MHz.

Como último punto de este Proyecto se ha diseñado el array de antenas a partir de los elementos previos. La transición empleada ha sido con conector SMA vertical-SIW desplazado, cuya respuesta ha sido verificada mediante la red. Se ha fabricado el array de cuatro antenas y se ha medido en la cámara anecoica de la Escuela; los resultados no han sido buenos y se ha podido comprobar que la respuesta de la antena no está a 17 GHz, por lo que el sistema completo está desadaptado y su reflexión es bastante pobre. Se puede concluir que se ha conseguido adaptar correctamente dos de los tres elementos que componen el array, pero al ser de banda tan estrecha no hay margen de error

Las medidas de radiación han mostrado que el array actúa correctamente estrechando el haz de radiación de la antena, con $BW_{3dB} = 10^\circ$, siendo el ancho de haz de la antena individual 42° . Sin embargo, la ganancia del array obtenida ha sido baja, siendo $G_{array} = 10.7$ dB su valor máximo, mientras que en las simulaciones se ha obtenido 14.5 dB.

7.2. TRABAJO FUTURO

Como principal línea de trabajo futuro a partir de este PFC quedaría obtener la respuesta de la antena individual centrada a 17 GHz. Como se ha visto en los últimos prototipos, la antena presenta su resonancia a otra frecuencia, posiblemente a 17.7 GHz, lo cual no coincide con los valores simulados. Debido a que la transición también es muy resonante, esto supone un gran problema ya que es muy difícil adaptar dos elementos de banda estrecha.

Para ello se puede proseguir mediante la fabricación de distintos prototipos de la antena escalando sus dimensiones, para así ver cómo se va comportando. También se podría tratar de diseñar una transición de banda más ancha, aunque como se ha visto para un diseño multicapa esto no es nada sencillo.

Otro punto importante de mejora futura consistiría en tratar de minimizar los errores de fabricación, ya que añaden una variable extra de complejidad e impiden tener una respuesta clara y precisa de los elementos fabricados. A continuación se dejan algunas soluciones posibles para ello:

➤ **Sustrato empleado:**

Un punto básico de la dificultad de este proyecto y los errores de fabricación ha sido el hecho de tratarse de una estructura multicapa con unas dimensiones fijas e “intocables”. Al ser una estructura multicapa, además de aumentar la complejidad del diseño y los costes notablemente, introduce huecos de aire indeseados cuyo comportamiento es muy difícil de prever.

Por otra parte, como se ha dicho previamente, al usar vías de 2.1 mm la altura está limitada por este tamaño. Esto es una gran restricción ya que la antena de bocina mejora su comportamiento a medida que se expanden sus dimensiones y por eso tiene un comportamiento de banda tan estrecha.

Como posibles soluciones se podría emplear otro sustrato, con una constante dieléctrica mayor al de RF35 ($\epsilon_r = 3.5$), para minimizar los efectos antes mencionados de banda estrecha. La solución obvia de emplear láminas de sustrato de mayor espesor no es tan sencilla, ya que se venden por estándares comerciales siendo 1.524 mm las de mayor espesor.

➤ **Transiciones de alimentación:**

Otro punto crítico de este PFC, y al que posiblemente más tiempo se le ha dedicado, ha sido la transición de alimentación. Es un elemento crítico ya que, aunque a veces permite corregir las desadaptaciones del circuito, es muy sensible y requiere una gran precisión su fabricación.

7. Conclusiones y trabajo futuro

En este PFC este hecho se ha agravado por el hecho de ser multicapa, lo que ha limitado las opciones descartando la transición SMA horizontal con caja, que había dado muy buenos resultados en PFCs anteriores puesto que no es excesivamente sensible y tiene un ancho de banda grande, pero aquí el hueco de aire es fatal para su correcto comportamiento. La transición SMA vertical empleada, por el contrario, tiene un ancho de banda muy reducido, lo que aplicado a un elemento resonante puede ser fuente de desadaptaciones. Es muy sensible también, emplea una corona de soldadura de unas décimas de milímetro en la que cualquier pequeño cambio puede estropearlo.

Por lo tanto, aquí existe un margen de trabajo amplio para poder introducir cambios que mejoren los resultados de forma notable. Como por ejemplo volver a la transición SMA horizontal rediseñando la caja metálica.

➤ **Limitaciones técnicas:**

Como se ha dicho antes, este ha sido un proyecto ambicioso que ha tratado, con presupuesto muy reducido, llevar a cabo un diseño complejo multicapa a 17 GHz. Se ha realizado exclusivamente en las instalaciones de la EPS, con todo lo que ello implica y la falta de precisión inevitable que se produce frente a mandar a fabricar fuera a una empresa externa. Por lo que esa podría ser una solución, aunque mucho más costosa y posiblemente más lenta, para solventar los errores que pueden venir de aquí.

A partir de estos tres puntos habría un trabajo por delante muy interesante en el que se podría retomar este PFC para mejorar los resultados obtenidos en la fase de fabricación y conseguir resultados tangibles en el diseño de antenas de bocina sobre SIW.

También hay mucho margen de trabajo en otros enfoques. Pudiendo ser objeto de estudio otro tipo de agrupaciones de antenas de bocina, así como abarcar el diseño e implementación de antenas de bocina piramidales con apertura en ambos planos E y H.

REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA

Referencias y bibliografía

- [1] **José Luis Masa Campos, Jorge Alfonso Ruiz Cruz.** Antenas y circuitos de alta frecuencia, 2009. *Asignatura de máster impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.*
- [2] **David M. Pozar.** Microwave Engineering. *John Wiley & Sons, Inc, 2005.*
- [3] **David K. Cheng.** Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería. *Addison Wesley, 1997.*
- [4] **D. Deslandes and K. Wu,** "Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of Substrate Integrated Waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, pp. 2516-2526, June 2006.
- [5] **L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu and T. J. Cui,** "Simulation and experiment on SIW slot array antennas," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 446-448, Sept. 2004.
- [6] **H. Wang, D. Fang, B. Zhang, W. Che.** "Dielectric Loaded Substrate Integrated Waveguide (SIW) H-Plane Horn Antennas" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* vol. 58, no. 3, Mar 2010
- [7] **A.R. Mallahzadeh, S. Esfandianpour.** "Wideband H-Plane Horn Antenna Bases on Ridge Substrate Integrated Waveguide (RSIW)" *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, 2012
- [8] Placas de sustrato de la marca Taconic, se pueden consultar en: <http://www.taconic-add.com/pdf/rf35.pdf>
- [9] Remaches tubulares de cobre para el metalizado de vías, se pueden consultar en http://www.bungard.de/old/deutsch1/spanisch/seiten/m_dknieten.htm
- [10] **W. Che, B. Fu, P. Yao, Y. Chow.** "Substrate Integrated Waveguide Horn Antenna With Dielectric Lens" *Microwave and Optical Technology Letters.* vol. 49, no. 1, Jan 2007
- [11] Se pueden consultar en: <http://www.hubersuhner.com/en/Products/Radio-Frequency/Connectors> o <http://es.rs-online.com/web/>
- [12] **Remachadora FAVORIT** de la marca BUNGARD, se puede consultar en: <http://www.bungard.de/>
- [13] **Estación de soldadura** de la marca JBC, se puede consultar en <http://www.jbctools.com/>
- [14] **Maquina de fresado de PCBs** de la marca LPKF, se puede consultar en: <http://www.lpkf.com/>
- [15] **Software de creación de PCBs** de la marca LPKF <http://www.lpkf.es/productos/creacion-rapida-prototipos-pcb/software/index.htm>
- [16] **Pablo Sánchez Olivares:** Proyecto Fin de Carrera: 'Diseño de un array lineal plano con guía de alimentación en sustrato integrado para banda Ku' .Septiembre 2011.
- [17] **Guillermo Gálvez Millán:** Proyecto Fin de Carrera: 'Diseño de un array de parches de alta ganancia sobre SIW para banda Ku' .Mayo 2014.

ANEXOS

A. FABRICACIÓN DE CIRCUITOS IMPRESOS

En este anexo se detallará el proceso de fabricación empleado para los circuitos construidos en este PFC. Se ha realizado completamente en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

A.1. INTRODUCCIÓN

La tecnología de sustrato impreso SIW tiene como principales ventajas su bajo coste respecto a la guía de onda tradicional y su fabricación más sencilla. Este tipo de circuitos se puede realizar mediante técnicas de circuitos impresos. Existen dos métodos para su fabricación:

- **Método químico:** Consiste en emplear una máscara con las pistas que tendrá el circuito. Se aplica dicha máscara al sustrato y se introduce en una disolución de cloruro férrico. Esto hará que en las zonas no cubiertas con la máscara se elimine el cobre.
- **Método mecánico:** Este método emplea una fresadora de precisión controlada por software. Esta fresadora, mediante distintas herramientas, quita el cobre deseado y además puede realizar taladros. Es más limpio y seguro que el otro método ya que no utiliza productos químicos, aunque tiene menor precisión.

Se utilizará el método mecánico para la construcción de circuitos que es el que disponemos en las instalaciones Taller de Circuitos Impresos de la Escuela Politécnica Superior.

A.2. PROCESO

El proceso de fabricación de un circuito de RF se puede resumir en los siguientes puntos:

- 1) Inicialmente se parte del diseño final en *CST Microwave Studio Design*. Se exportan los archivos DXF del circuito de los planos superior e inferior. En este PFC, al ser todos los circuitos multicapa, habrá que hacer este proceso dos veces para obtener los DXF de las dos láminas. El plano "interior" de la lámina irá completamente vacío de cobre, únicamente contendrá los taladros necesarios.
- 2) Mediante la herramienta de dibujo *AutoCad* se combinan los archivos DXF. Se definen las capas de trabajo que posteriormente se utilizarán para fabricar (top, bottom, drill y contour). De nuevo, el proceso será doble para cada una de las láminas. En este punto se introduce una pequeña holgura en los diámetros de los taladros respecto a los valores importados del diseño en CST, para que así los tornillos y las vías puedan entrar sin deformar el circuito.

ANEXO A

- 3) A continuación, mediante ADS (*Advanced Design System*) se obtienen los archivos Gerber necesarios para el software de fabricación.
- 4) A partir de este paso el proceso se realizará exclusivamente en el Taller de Circuitos impresos, ya que el PC conectado a la máquina de fabricación es el único que tiene el software adecuado. En este paso, mediante el programa *CircuitCam*, se importan los archivos Gerber para obtener un archivo LMDR. Para ello se indicarán las herramientas que usará en cada paso y como actuará la fresadora LPKF. Más adelante se explicarán los distintos tipos de herramientas que tiene la fresadora.
- 5) Con el programa *Board Master* se controla la comunicación entre el usuario y la fresadora. Primero se abre el archivo LMDR generado y se añade a un archivo JOB que contiene la información relativa a la placa de sustrato. A partir de aquí comienza el proceso de fabricación. Generalmente se empieza por la capa Bottom para continuar después por Top, Drill y finalmente Contour, donde se realiza el corte para separar el nuevo circuito de la placa.
- 6) Una vez obtenido el circuito impreso, para realizar un circuito en SIW se introducirán las vías metalizadas mediante la remachadora. Al tratarse de circuitos multicapa este paso es especialmente importante para intentar reducir al máximo el hueco de aire entre ambas capas.
- 7) Por último, se realiza la soldadura del circuito. Primero se soldarán todas las vías para unir las en el mismo plano. Después, se soldará el conector al circuito. Por ejemplo, para en el caso de un conector SMA, se soldará el alma a la corona de soldadura.

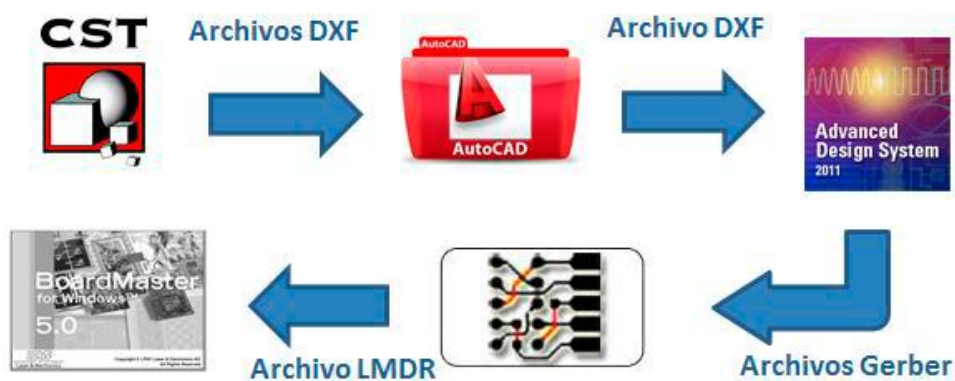


FIGURA A-1: ESQUEMA DE FABRICACIÓN A PARTIR DE UN DISEÑO EN CST

A.3. INVENTARIO

A continuación se muestra una relación de los materiales y herramientas empleados:

- Placas de sustrato RF-35 de Taconic de espesor 0.508 mm, 0.762 mm y 1.524 mm [8].
- Remachadora y vías de BUNGARD para el metalizado de taladros [9] y [12].
- Conectores SMA y semicirculares [11].
- Tornillos y tuercas de métrica M2 de metal y M3 de plástico.
- Estación profesional de soldadura [13].
- Máquina de fresado de circuitos impresos LPKF ProtoMat S100 [14].
- Software de control CircuitCAM y Board Master [15].
- Otras herramientas (juego de lijas, destornilladores...).



FIGURA A-2: MÁQUINA DE FRESADO DE CIRCUITOS IMPRESOS LPKF PROTOMAT S100

Las herramientas empleadas por la máquina LPKF se pueden clasificar de la siguiente forma:

- **Universal Cutter:** Se utiliza principalmente para marcar el contorno del circuito. También se puede emplear para eliminar el cobre. Son herramientas cónicas, dependiendo de la profundidad de trabajo de la máquina quitarán cobre en mayor o menor medida. Esto sirve también para ajustar la máquina, ya que la altura adecuada será cuando quiten el cobre predeterminado.

ANEXO A

- **End Mill:** Se utilizan para eliminar grandes superficies de cobre. Tiene una precisión escasa, pero permiten limpiar la placa rápidamente.
- **End Mill RF:** Al contrario que las herramientas End Mill comunes, éstas son especiales para la fabricación de circuitos de microondas. Permiten quitar cobre de manera muy precisa para poder realizar pistas de RF de décimas de mm.
- **Spiral Drill:** Conjunto de herramientas de taladro de gran precisión.
- **Contour router:** Realizan el corte del circuito de la placa en el paso final de la fabricación. También se utilizan para realizar grandes taladros dónde las herramientas Spirall Drill no llegan, como por ejemplo para tornillos M3.

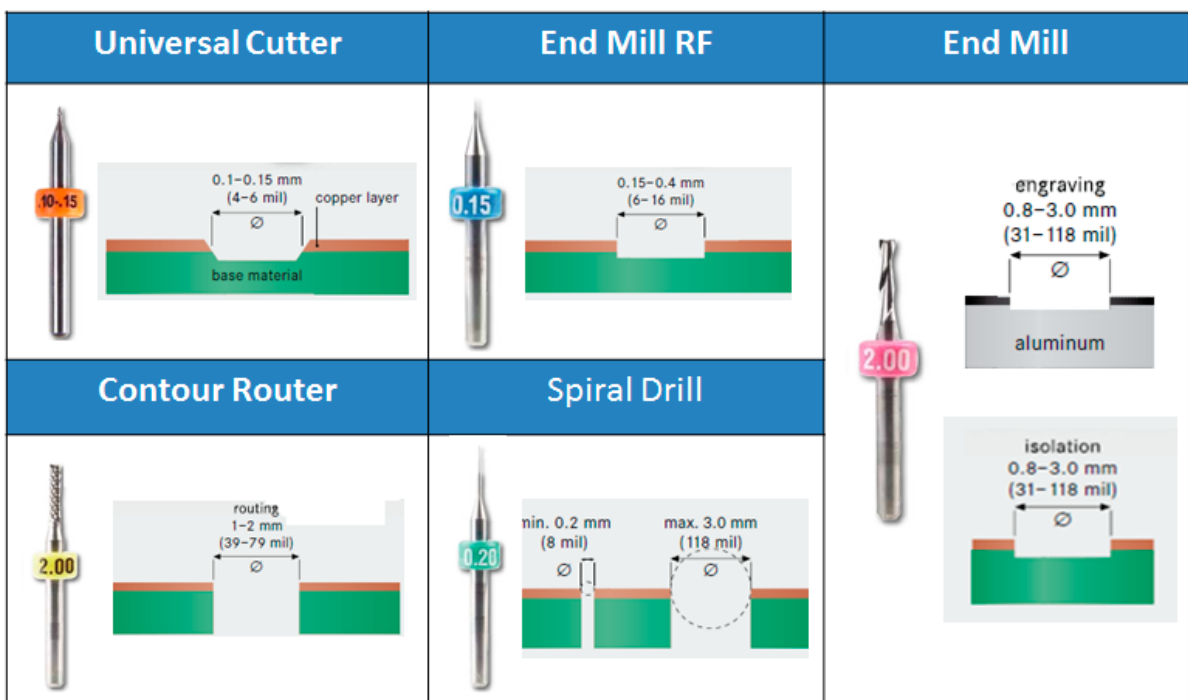


FIGURA A-3: HERRAMIENTAS EMPLEADAS EN LA MÁQUINA FRESADORA

B. CÁMARA ANECOICA

Para realizar todas las medidas empíricas de este PFC se ha utilizado la cámara anecoica del grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Se pueden realizar medidas en ella de hasta 20 GHz.

B.1. INTRODUCCIÓN

Una cámara anecoica es un recinto cerrado, en el que se busca aislar completamente las señales de radiofrecuencia exteriores interferentes, para poder realizar medidas de elementos radiantes y poderlos caracterizar adecuadamente en condiciones similares a las de espacio libre.

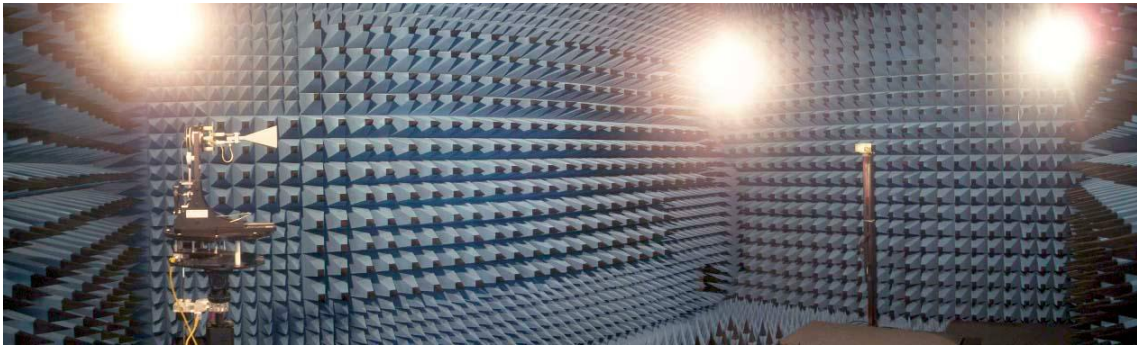


FIGURA B-1: CÁMARA ANECOICA DEL GRUPO RFCAS DE LA EPS (UAM)

Para ello se basa en el funcionamiento de la jaula de Faraday, dicha jaula es una estructura completamente apantallada en la que se consigue una atenuación total de los campos incidentes, absorbiendo toda la energía que incide en sus paredes.

El interior está recubierto por un material absorbente con el que se consigue impedir que ocurran efectos de multitrayecto en las antenas medidas. Este material está compuesto de espuma de poliuretano cargada con partículas de carbón, con una geometría piramidal para realizar una buena transición con el aire.



FIGURA B-2: MATERIAL ABSORBENTE PIRAMIDAL DE LA CÁMARA ANECOICA

B.2. EQUIPAMIENTO

A continuación se explicará brevemente las principales herramientas para la medida de elementos radiantes de las que dispone la cámara anecoica.

Analizador de redes:

Los parámetros S son fundamentales para el estudio de un circuito de RF. Muchas propiedades de dichos circuitos se pueden obtener mediante los parámetros S: Ganancia, coeficiente de reflexión, SWR (relación de onda estacionaria), etc... El analizador de redes es una herramienta que permite analizar en profundidad las propiedades de las redes eléctricas y obtener la respuesta de las señales eléctricas en reflexión y transmisión, es decir, los parámetros S.

Para la realización de este PFC se ha utilizado el analizador proporcionado por el grupo RFCAS, modelo E5071C de Agilent. Tiene dos puertos y permite trabajar en un rango de frecuencias desde 300 KHz hasta 20 GHz.



FIGURA B-3: ANALIZADOR DE REDES AGILENT E5071C

Kit calibración:

Para realizar la medida de los parámetros S de una red eléctrica se necesita corregir las posibles imprecisiones introducidas por elementos externos como los cables o los conectores. Para ello, antes de realizar una medida, es necesario realizar una calibración del analizador de redes. Mediante esta calibración se pretende reducir los efectos debido a estos errores y conocer los parámetros de dispersión del circuito con mayor precisión.

El estándar de calibración utiliza cuatro “terminaciones” de prueba:

- OPEN: Red abierta
- SHORT: Red en corto circuito
- BROADBAND LOAD: Red con carga
- THRU: Red conectada

ANEXO B

Durante la calibración estas terminaciones se conectan a los puertos del analizador para que éste pueda establecer los valores adecuados para cada caso.

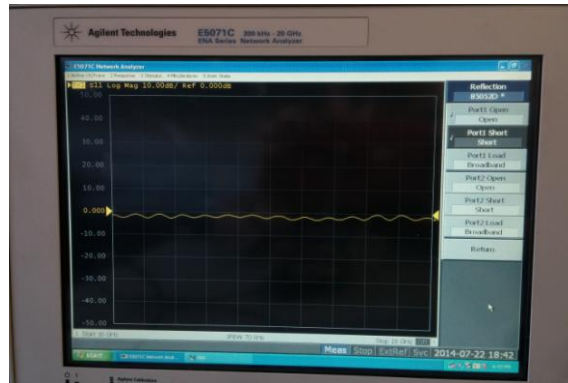


FIGURA B-4: ANALIZADOR DE REDES DURANTE EL PROCESO DE CALIBRACIÓN

El kit de calibración empleado ha sido el *HP/Agilent 85052D 50 Ohm 3.5 mm calibration kit 9GHz*.



FIGURA B-5: KIT DE CALIBRACIÓN AGILENT 85052D

Cables:

Los cables utilizados para conectar el analizador al circuito de estudio son muy importantes, ya que existen diferentes tipos según el rango de frecuencias de trabajo. El modelo utilizado para todas las medidas de este PFC ha sido *3.5 mm Flex F-M Test Port Cable de Agilent*. Estos cables permiten realizar medidas desde DC hasta 26.5 GHz.



FIGURA B-6: CABLES DE MEDIDA AGILENT 85131E

ANEXO B

Antena sonda:

En el laboratorio se dispone de distintas antenas sonda según el rango de frecuencia de operación. Puesto que se trabajará en la banda Ku de 16 GHz a 18 GHz la antena empleada será una antena de bocina piramidal, con ancho de banda de 12GHz hasta 20 GHz.

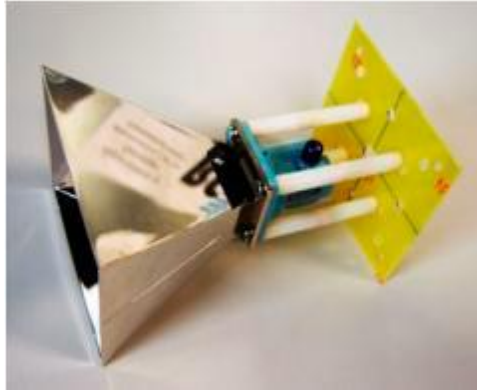


FIGURA B-7: ANTENA DE BOCINA PIRAMIDAL DE REFERENCIA

Plataforma orientable DAMS 6000:

Consiste en una plataforma giratoria donde se sitúan los elementos a medir junto con los dispositivos necesarios para controlar su elevación y azimuth.

El sistema por el cual se orienta la antena bajo estudio es de tipo acimutal. Se hace de esta forma ya que proporciona bastantes ventajas debido a que el sistema de coordenadas coincide con el centro de la antena.

Con ello, todo queda referenciado a ese centro virtual y este centro describe una rotación que genera un barrido completo en todas las posibles coordenadas.



FIGURA B-8: PLATAFORMA GIRATORIA DAMS 6000

ANEXO B

Software de medida:

El software empleado es *DAMS Antenna Measurement Studio*. Se encarga de dirigir la plataforma giratoria DAMS 6000 para realizar el barrido y así obtener el diagrama de radiación de la antena. También controla el analizador de redes.

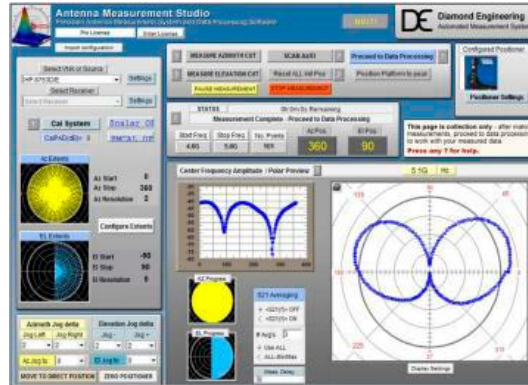


FIGURA B-9: ENTORNO DE TRABAJO DEL SOFTWARE ANTENNA MEASUREMENT STUDIO

Amplificadores operacionales Mini-Circuits ZX60-24-S+:

Debido a que se producen muchas pérdidas por radiación en el interior de la cámara, además de por la inclusión de otros elementos externos como los cables de medida, es necesario amplificar la señal RF. Hay distintos tipos de amplificadores según la banda de frecuencia en la que se vaya a trabajar, estos en concreto funcionan de 5 GHz hasta 20 GHz.



FIGURA B-10: AMPLIFICADOR MINI-CIRCUITS ZX60-24-S+

Fuente de alimentación externa Promax FAC-662B:

Su función es administrar potencia los amplificadores.



FIGURA B-11 FUENTE DE ALIMENTACIÓN PROMAX FAC-662B

B.3. PROCESO DE MEDIDA

En el siguiente esquema se muestra el montaje necesario para realizar la medida de una antena:

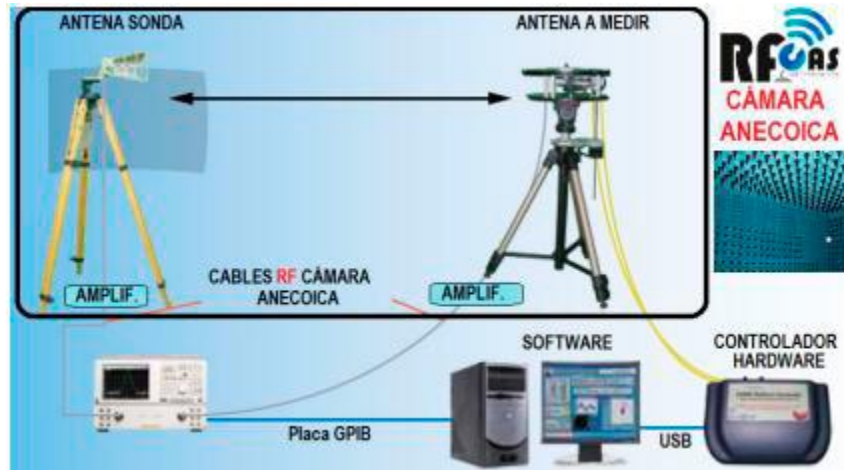


FIGURA B-12: ESQUEMA DE MONTAJE DE LA CÁMARA ANECOICA

Como se muestra, se utiliza una antena calibrada que actúa como sonda y hace de referencia para la medida de radiación de la antena que se quiere caracterizar. Por otra parte, los cables RF se conectan con el analizador de redes, que a su vez está conectado al PC que dispone del software *DAMS Antenna Measurement Studio*. En caso de ser necesario, se incluirán los amplificadores entre cada antena.

El proceso de medida se puede resumir de la siguiente manera:

1. El primer paso es seleccionar la antena sonda en función de la frecuencia de trabajo. Como se ha dicho previamente, se ha elegido la antena sonda con un rango de frecuencia de 12 GHz hasta 20 GHz. Hay que colocarla según la polarización a medir (horizontal o vertical).
2. Después, hay que encender los amplificadores de la cámara y alinear la antena sonda elegida con la antena de estudio.
3. Configurar el analizador de redes. Se definirá en este paso el ancho de banda y los parámetros de medida. Los parámetros S permiten obtener los diagramas de radiación, el parámetro S_{21} será entre la antena emisora y la receptora.
4. A continuación se encenderá el controlador hardware de la plataforma y se iniciará el software de medida. En este paso se indicará el analizador de redes utilizado, el tipo de rotación (en elevación o en azimuth) y el número de puntos empleados.
5. Finalmente ya se puede empezar a realizar la medida. Es muy importante que estén las puertas de la cámara herméticamente cerradas para realizar una medida correcta. El propio software, mediante el dispositivo hardware, hace que la plataforma vaya girando y tomando medidas en cada iteración.

C. PLANOS DE CONSTRUCCIÓN

En este anexo se mostrarán los planos de los principales diseños fabricados. Puesto que se trata de un diseño multicapa se deberá trabajar con dos láminas de sustrato RF35; en la siguiente figura se muestra un esquema de cómo van agrupadas las capas en todos los diseños realizados:

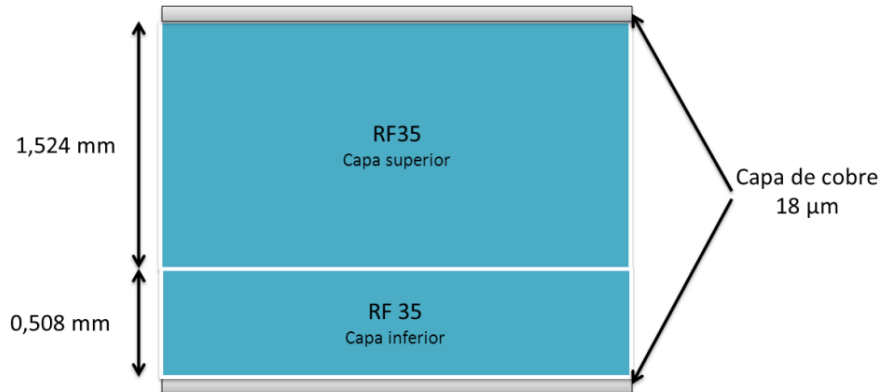


FIGURA C-1: ESTRUCTURA MULTICAPA

La capa superior irá limpia de cobre por abajo mientras que la inferior no tendrá cobre por arriba, para que el conjunto completo se comporte como una única pieza. Por ello se mostrará únicamente los planos del *top*, que irá referido a la parte de arriba de la capa superior y los del *bottom*, que se referirán a la parte de debajo de la capa inferior. Las otras dos caras de las capas no contienen información relevante ya que van vacías de cobre y únicamente tienen los taladros que atraviesen la estructura.

Para la lente de radiación de las antenas se emplearán dos láminas adicionales de RF35. A continuación se muestra un esquema de la estructura:

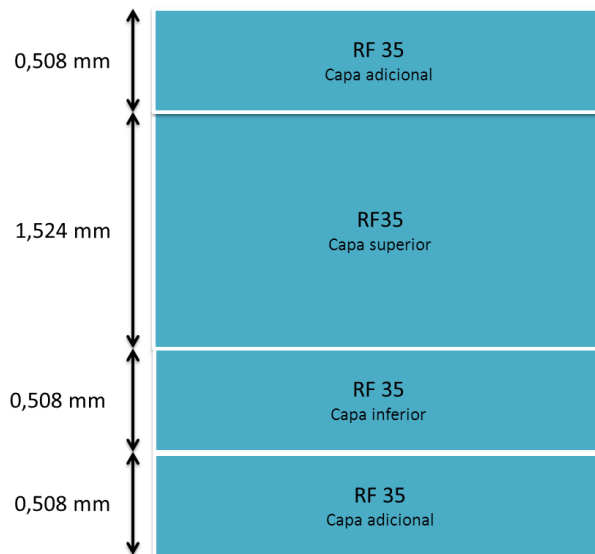


FIGURA C-2: ESTRUCTURA MULTICAPA EMPLEADA PARA LA LENTE DE RADIACIÓN

En este caso todas las láminas irán limpias de cobre y se las tratará de igual forma como una única pieza.

C.2 TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

La transición horizontal tiene un tratamiento especial respecto al resto las construcciones ya que tiene un vaciado en la capa de sustrato de menor espesor. En este caso se situará la capa de 0.508 mm arriba y la de 1.524 mm abajo. La pista microstrip irá sobre la parte superior de la capa de 1.524 mm.

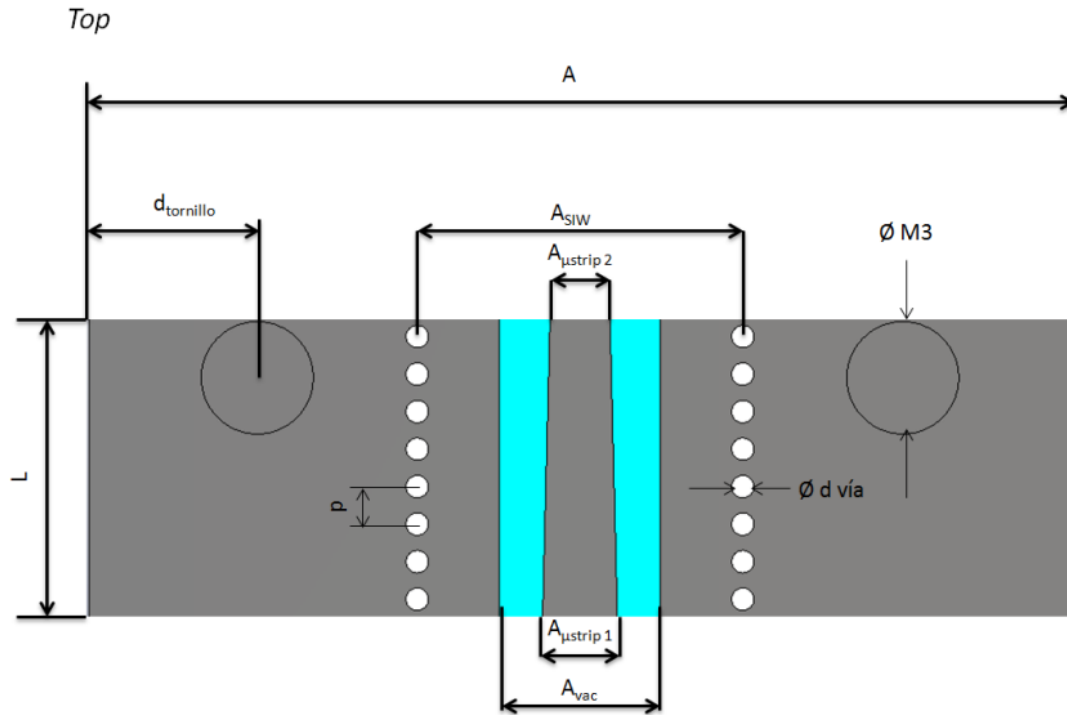


FIGURA C-4: TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA ACOTADA (TOP)

Como se ha dicho, la pista y el vaciado corresponden a la capa de 1.524 mm. El resto de la estructura es común a ambas capas y excepto por esa zona ambas irán totalmente vacías de cobre por el centro. En la siguiente tabla (C-2) se muestran sus dimensiones:

Parámetro	Dimensión (mm)
d vía	0.60
p	1.00
A_{μstrip 1}	2.00
A_{μstrip 2}	1.80
L_{μstrip}	7.10
M3	3.00
A	26.25
A_{SIW}	8.70
A_{vac}	4.30
L	8.00
d_{tornillo}	4.50

TABLA C-2: DIMENSIONES DE LA TRANSICIÓN SMA HORIZONTAL-MICROSTRIP-SIW APANTALLADA

C.3 ANTENA DE BOCINA

A continuación se muestran los planos de la antena de bocina. Esta antena irá posteriormente conectada, por el tramo en guía, a una de las dos transiciones de alimentación mostradas en los apartados anteriores.

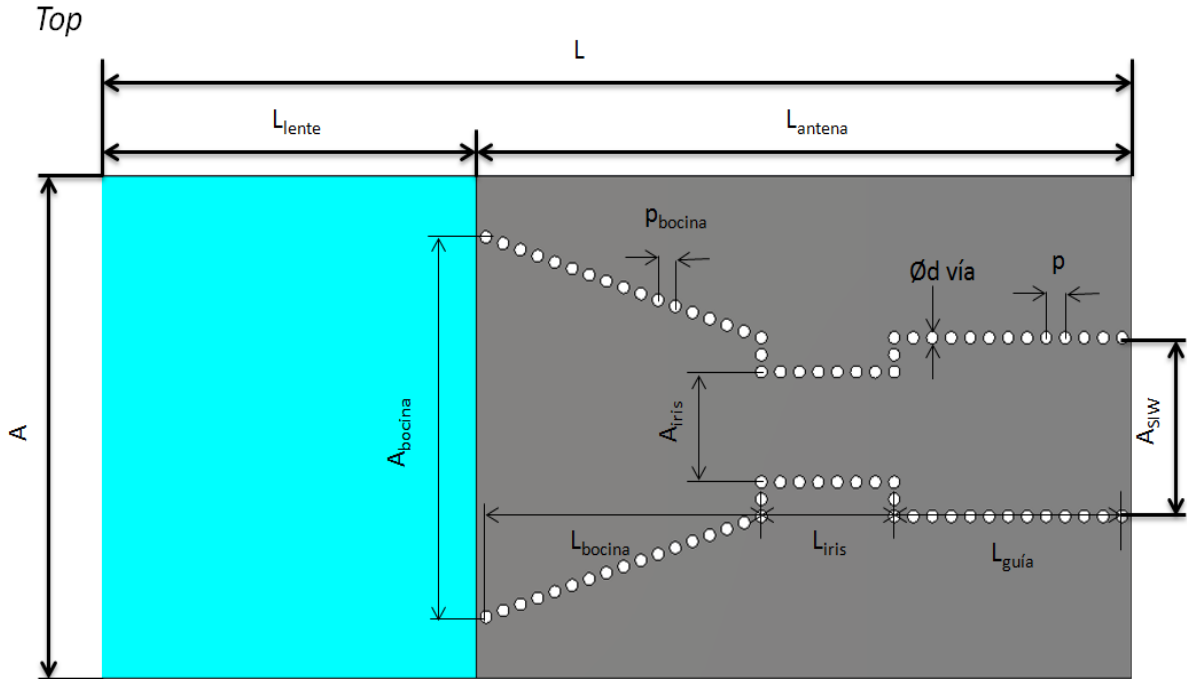


FIGURA C-7: ANTENA DE BOCINA ACOTADA (TOP)

La antena es simétrica por arriba y por abajo, por lo que sólo se muestra la vista superior. Al introducir la transición para la alimentación sí se producen diferencias entre capas.

En la siguiente tabla se muestran sus dimensiones:

Parámetro	Dimensión (mm)
d vía	0.60
p	1.00
P_{bocina}	0.96
A	24.50
A_{siw}	8.70
A_{iris}	5.37
A_{bocina}	18.50
L	54.50
L_{antena}	30.00
L_{guía}	12.00
L_{iris}	7.00
L_{bocina}	16.00
L_{lente}	20.00

TABLA C-3: DIMENSIONES DE LA ANTENA DE BOCINA

PRESUPUESTO

Presupuesto

1. Ejecución material

- Compra de ordenador personal (Software incluido)2.000€
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses50€
- Material de oficina200€
- Material de fabricación de circuitos impresos
 - Conectores SMA200€
 - Sustrato de circuitos impresos500€
- Alquiler de la máquina fresadora durante 1 mes4.800€
- Herramienta remachadora y remaches450€
- Medidas con el analizador de redes durante 15 días4.000€
- Medidas en la cámara anecoica durante 5 días1.500€

Total ejecución material.....13.700€

2. Gastos generales

- 16% sobre Ejecución Material.....2.192€

3. Beneficio Industrial

- 6% sobre Ejecución Material.....822€

4. Honorarios Proyecto

- 1.200 horas a 20€/hora.....24.000€

5. Material fungible

- Gastos de impresión.....250€
- Encuadernación.....20€

6. Subtotal del presupuesto

- Subtotal Presupuesto.....40.984€

7. I.V.A aplicable

- 21% sobre Subtotal Presupuesto.....8.606,64€

8. Total presupuesto

- Total Presupuesto.....49.590,64€

Madrid, septiembre de 2014

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Luis Ignacio Rubio Mejía

Ingeniero de Telecomunicación

PLIEGO DE CONDICIONES

Pliego de condiciones

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, “**Diseño de antenas de bocina sobre SIW**”. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

Condiciones generales

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.

2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.

3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.

4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.

5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.

Pliego de condiciones

6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.

7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.

8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.

9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.

10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección.

Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.

Pliego de condiciones

11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partidaalzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.

Pliego de condiciones

18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.

19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.

20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma, por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.

21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.

22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.

23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de Octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrata" y anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

Condiciones particulares

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.

2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.

3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.

4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.

5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.

6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.

Pliego de condiciones

7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.

8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.

9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.

10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.

11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.

12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.