

**UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR**



**PROYECTO FIN DE CARRERA**

**DISEÑO DE UN ARRAY DE PARCHES DE ALTA  
GANANCIA SOBRE SIW PARA BANDA KU**

**Guillermo Gálvez Millán**

**Mayo 2014**



# **DISEÑO DE UN ARRAY DE PARCHES DE ALTA GANANCIA SOBRE SIW PARA BANDA KU**

**AUTOR: Guillermo Gálvez Millán  
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**

**Mayo de 2014**



# Resumen

En este proyecto se propone el diseño, construcción y medida de un sistema radiante bidimensional de alta ganancia en la banda Ku (en el rango de 16.3GHz a 17.7GHz) para comunicaciones por satélite sobre tecnología de guía de onda impresa (Substrate Integrated Waveguide, SIW) y con polarización vertical para conseguir un sistema completo de bajo coste y fácil integración al resto de componentes del mismo. Este proyecto es la continuación de trabajos anteriores donde se han abordado diseños de agrupaciones lineales sobre ranuras y parches, obteniendo en ambas resultados satisfactorios. El proyecto se divide en dos principales apartados:

- A. El primero consiste en el rediseño, adaptación y mejora de las prestaciones de un array lineal anteriormente diseñado, para adecuarlo a una fabricación externa a la EPS que permitiría pensar en producciones en serie de la misma. Este array lineal está formado por una estructura de doble parche en tecnología impresa, cuya disposición se ajusta para conformar el diagrama de radiación deseado.
- B. El segundo apartado consiste en el diseño, a partir del array lineal anterior de un sistema radiante bidimensional y una red de alimentación para distribuir la potencia que permita constituir una antena de alta ganancia.

Ambos apartados concluyen con la integración de cada sistema radiante con su transición a coaxial para formar las dos antenas completas. Por último se realiza la construcción, montaje y medida de los prototipos de dichas antenas para su posterior medida en reflexión, su ganancia y su diagrama de radiación, consiguiendo, además de las magnitudes que las caracterizan, una comparativa del diseño de ambas antenas con su prototipo final para comprobar la precisión tanto del diseño como de la construcción.

## Palabras Clave

SIW, guía de onda, microstrip, parches, parámetros S, reflexión, , diagrama de radiación, adaptación, substrato, constante dieléctrica, pérdidas, línea de acoplo, vía, antena, array lineal, array bidimensional, red de alimentación, transición, campo cercano, cámara anecoica.

# Abstract

The objective in this project is to design, manufacture and measure a high gain radiant bidimensional system for satellite communications working in the Ku band (16.3 to 17.7GHz) over Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology with vertical polarization in order to obtain a low-cost and easy-embeddable prototype. This project continues from previous works about slotted and patched arrays, where successfully results have been obtained.

The project has two global parts:

- A. The first part consists in a redesign, adaptation and improvement of a lineal array designed in a previous Career Final Project, making the necessary changes in order to adequate it to an external manufacturing, thinking in a future assembly line production. This lineal array has a 'doubled stacked patch' structure over printed technology, which has to be adjusted to obtain the desired radiation pattern.
- B. The second part consists, using the conclusions from the previous part, in the design of a radiant bidimensional system and a feed network that distributes the power in order to establish a high-gain bidimensional antenna.

Both parts end with the integration, from the design, in two complete antennas or prototypes, which are going to be built by an external company and measured in the anechoic chamber, characterizing them in reflection and radiation and comparing the prototypes with the designed ones.

## Key Words

SIW, waveguide, microstrip, patches, S parameters, reflection, radiation pattern, match, substrate, dielectric constant, losses, coupling line, via, antenna, lineal array, bidimensional array, feed network, transition, near field, anechoic chamber.

## *Agradecimientos*

Primero quiero agradecer a mi tutor José Luís Masa la confianza puesta en mí para realizar este PFC, su ayuda a lo largo de todo el proyecto y la buena relación que ha habido, y que ha estado marcada con el buen humor y el carisma que le caracteriza. Muchas gracias Masa.

También quiero dar las gracias a todos los compañeros y profesores del RFCAS por haber estado en el laboratorio y en la EPS en general, haciendo que las tardes sean más amenas y ayudando siempre que podían. Mención especial a Pablo Sánchez, que además de con una ayuda inestimable contribuía siempre a que el laboratorio fuera el sitio más animado que las simulaciones y los quebraderos de cabeza permitían. Te deseo lo mejor. También quiero agradecer con especial cariño a David que me ayudara a entender su proyecto y a resolver las (incontables) dudas que me surgieron al principio, además de por ser un buen amigo y mejor persona.

No puedo olvidarme tampoco de mis compañeros de carrera, esos que siempre me han acompañado, que han hecho que estos años en la Universidad hayan sido los mejores y que han estado sudando, padeciendo y superando conmigo todos los exámenes y prácticas que han hecho de nosotros lo que somos ahora. Ceci, Juampa, Gon, Diego y Xarlos; sin vosotros esto no habría sido lo mismo.

Fuera del ámbito de la carrera mi primer pensamiento va dirigido hacia mis padres. Por mucho que os dé las gracias no podría llegar a expresar lo que habéis hecho por mí. Gracias por vuestra educación, vuestro cariño, vuestra comprensión y vuestro apoyo, pero sobre todo porque sois los mejores y porque moláis un puñao. También quiero darle las gracias a mi hermano Dani por ser como es. Hermanito, sabes que te quiero un taco, gracias por animarme y por confiar y creer en mí. Os quiero.

No puedo dejarme en el tintero a mis amigos de Tres Cantos, mi gente. Para ellos va dirigido un abrazo enorme (de los de oso) por estar siempre ahí, en los momentos duros y en los maduros, de lunes a domingo, cuando los necesitas y cuando crees que no te hacen falta pero ellos saben que no es verdad. Muchas gracias chic@s.

Tampoco puedo olvidarme de mandar un saludo a toda mi familia; la de sangre, porque gran parte de la culpa de que esté hoy aquí es gracias a ellos, la política, por aguantarme, aceptarme y quererme como soy (un pesao, lo sé), y la del pueblo, Castellote, porque son el claro ejemplo de que aunque la distancia sea grande el cariño y el apoyo lo es más. ¡Viva el Punto y Aparte!

También quiero agradecer a la gente de Deimos su amistad y su simpatía, que aunque solo haya estado en el momento final de mi carrera es gente extraordinaria que ha hecho incluso que me sienta afortunado de ser un becario.

Por último quiero darte las gracias a ti, Loli, que a pesar de todos los quebraderos de cabeza que he tenido, del estrés y de mis momentos de pesimismo siempre has conseguido poner el mundo en pausa y hacerme ver que podía con cualquier cosa. Me has ayudado en todo lo que has podido y, en general, has conseguido que se me pegara un poco de todo lo bueno que tienes. Muchas gracias.



# INDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción .....	13
1.1	Motivación .....	13
1.2	Objetivos .....	13
1.3	Organización de la memoria .....	14
2	Estado del Arte .....	17
2.1	Consideraciones generales sobre antenas .....	17
2.1.1	<i>Bandas de frecuencia y tipos de antenas</i> .....	17
2.1.1.1	Bandas de frecuencia .....	17
2.1.1.2	Tipos de antenas .....	19
2.1.2	<i>Parámetros de diseño y caracterización de antenas</i> .....	20
2.1.2.1	Impedancia de entrada .....	20
2.1.2.2	Ondas de potencia y parámetros S .....	21
2.1.2.3	Adaptación de impedancias .....	23
2.1.2.4	Relación de Onda Estacionaria (ROE) .....	25
2.1.2.5	Diagrama de radiación .....	26
2.1.2.6	Intensidad de radiación (U) .....	28
2.1.2.7	Directividad .....	29
2.1.2.8	Ganancia .....	30
2.1.2.9	Eficiencia de radiación .....	30
2.1.2.10	Polarización .....	30
2.1.2.11	Ancho de Banda .....	31
2.1.3	<i>Elementos radiantes</i> .....	32
2.1.3.1	Parches .....	32
2.1.3.2	Ranuras .....	34
2.2	Teoría de Arrays .....	35
2.2.1	<i>Arrays Lineales</i> .....	36
2.2.2	<i>Arrays Bidimensionales</i> .....	37
2.2.3	<i>Phased Arrays</i> .....	38
2.3	Teoría de Guías de onda .....	39
2.3.1	<i>Modos de propagación</i> .....	39
2.3.1.1	Frecuencia de corte .....	39
2.3.2	<i>Tipos de guías de onda</i> .....	40
2.3.2.1	Guía de onda rectangular .....	40
2.3.2.2	Guía de onda circular .....	41
2.3.3	<i>Alimentación de guías de onda</i> .....	43
2.4	Teoría de Microstrip .....	44
2.4.1	<i>Alimentación en líneas Microstrip</i> .....	45
2.5	Teoría de SIW .....	46
2.5.1	<i>Alimentación en SIW</i> .....	47
2.6	Herramientas de diseño y de simulación .....	49
2.6.1	<i>CST Microwave Studio (2011)</i> .....	49
2.6.2	<i>Advanced Design System (ADS)</i> .....	50
2.6.3	<i>Ensemble 1D Array Synthesis (EnsSym)</i> .....	50

3	Diseño de la Antena Lineal.....	51
3.1	Base del PFC: Antena lineal anterior.....	51
3.1.1	<i>Introducción</i> .....	51
3.1.2	<i>Características generales del proyecto anterior</i> .....	51
3.1.2.1	Estructura de sustratos.....	52
3.1.2.2	Caracterización de la guía de onda.....	52
3.1.2.3	Caracterización de la guía SIW.....	55
3.1.2.4	Alimentación de los elementos radiantes.....	56
3.1.2.5	Distancia entre los elementos.....	57
3.1.2.6	Estructura de los elementos radiantes.....	60
3.1.2.7	Elemento radiante final de la antena.....	62
3.1.2.8	Integración inicial.....	63
3.1.2.9	Transición de la antena.....	64
3.1.3	<i>Conclusiones</i> .....	66
3.2	Rediseño de antena lineal.....	67
3.2.1	<i>Sustratos adhesivos</i> .....	67
3.2.1.1	Estructura de sustratos.....	68
3.2.1.2	Impacto en la propagación. Caracterización de guía de onda.....	68
3.2.1.3	Impacto en la propagación. Alimentación de elementos.....	70
3.2.2	<i>Requisitos de fabricación</i> .....	72
3.2.2.1	Aumento de los taladros.....	72
3.2.2.2	Aumento de los espesores de cobre. Metalización.....	73
3.2.2.3	Impacto en la radiación. Caracterización del elemento radiante.....	74
3.2.3	<i>Rediseño del último elemento radiante</i> .....	75
3.2.4	<i>Transición de la antena</i> .....	76
3.2.4.1	Modificación de la transición de la antena.....	78
4	Integración de la Antena Lineal.....	81
4.1	Modelo de compensación de campo eléctrico cercano radiado.....	83
4.1.1	<i>Definición del modelo</i> .....	83
4.1.2	<i>Aplicación del modelo</i> .....	83
4.1.3	<i>Resultados</i> .....	84
4.2	Gráficas obtenidas mediante las simulaciones.....	85
4.2.1	<i>Diagrama de reflexión</i> .....	85
4.2.2	<i>Diagramas de radiación</i> .....	86
4.2.3	<i>Ganancias</i> .....	93
4.3	<i>Conclusiones</i> .....	93
5	Diseño de la Antena Bidimensional.....	95
5.1	<i>Introducción</i> .....	95
5.2	Diseño de la red de alimentación.....	96
5.2.1	<i>Estructura en T</i> .....	96
5.2.2	<i>Estructura en codo</i> .....	98
5.2.3	<i>Estructura en Y</i> .....	99
5.2.4	<i>Integración de la red de alimentación</i> .....	100
5.3	Diseño de los elementos radiantes.....	102
5.3.1	<i>Campo cercano con la estructura completa</i> .....	103
5.3.2	<i>Campo cercano con estructuras parciales</i> .....	103
5.3.3	<i>Conclusiones</i> .....	104

6 Integración de la Antena Bidimensional.....	105
6.1 Gráficas obtenidas mediante las simulaciones.....	105
6.1.1 Diagrama de reflexión .....	106
6.1.2 Diagramas de radiación .....	106
6.1.3 Ganancias .....	113
6.2 Conclusiones.....	113
7 Construcción, Montaje y Medidas.....	115
7.1 Construcción y montaje .....	115
7.1.1 Antena lineal .....	115
7.1.2 Antena bidimensional .....	116
7.2 Medidas .....	117
7.2.1 Diagramas de reflexión ( $S_{11}$ ) medidos .....	117
7.2.1.1 Reflexión antena lineal .....	117
7.2.1.2 Reflexión antena bidimensional .....	118
7.2.2 Diagramas de radiación medidos .....	118
7.2.2.1 Radiación antena lineal .....	119
7.2.2.2 Radiación de la antena bidimensional .....	122
7.2.3 Ganancias y eficiencias .....	126
7.2.3.1 Ganancia y eficiencia de la antena lineal.....	126
7.2.3.2 Ganancia y eficiencia de la antena bidimensional.....	127
8 Conclusiones y Trabajo Futuro .....	129
8.1 Conclusiones.....	129
8.2 Trabajo futuro .....	131
Bibliografía y Referencias .....	I
Anexos.....	III
A. Fabricación de circuitos impresos.....	III
B. Medidas en la cámara anecoica.....	IV
C. Documentos de construcción y planos.....	IX
D. Presupuesto.....	XXVII
E. Pliego de condiciones .....	XXVIII

## INDICE DE FIGURAS

FIGURA 2-1: ESQUEMA DE SISTEMA CON ANTENA TRANSMISORA-RECEPTORA .....	17
FIGURA 2-2: TIPOS DE ANTENAS EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA DE TRABAJO.....	19
FIGURA 2-3: ANTENA PHASED-ARRAY PARA SISTEMA DE RADAR .....	19
FIGURA 2-4: ANTENA DE ESTACIÓN BASE DE TELEFONÍA MÓVIL .....	19
FIGURA 2-5: ANTENA PARABÓLICA.....	20
FIGURA 2-6: ANTENA DE BOCINA.....	20
FIGURA 2-7: COMPONENTES DE PARÁMETROS S EN UN CIRCUITO DE 2 PUERTAS .....	21

FIGURA 2-8: ANTENA CONECTADA A UN GENERADOR MEDIANTE UNA LÍNEA DE TRANSMISIÓN ....	24
FIGURA 2-9: SISTEMA DE COORDENADAS ESFÉRICAS .....	26
FIGURA 2-10: DIAGRAMAS DE RADIACIÓN 3D DE UNA ANTENA DE DOBLE POLARIZACIÓN .....	26
FIGURA 2-11: DIAGRAMAS DE RADIACIÓN 2D EN COORDENADAS POLAR Y CARTESIANA .....	27
FIGURA 2-12: TIPOS DE DIAGRAMAS EN FUNCIÓN DE SU DIRECTIVIDAD .....	28
FIGURA 2-13: REPRESENTACIÓN DEL DIFERENCIAL DEL ÁNGULO SÓLIDO .....	28
FIGURA 2-14: ELIPSE DE POLARIZACIÓN.....	30
FIGURA 2-15: EJEMPLO DE POLARIZACIÓN LINEAL.....	31
FIGURA 2-16: EJEMPLO DE POLARIZACIÓN CIRCULAR .....	31
FIGURA 2-17: EJEMPLO DE ANTENA MICROSTRIP.....	32
FIGURA 2-18: LÍNEA MICROSTRIP COPLANAR .....	33
FIGURA 2-19: CONECTOR COAXIAL VERTICAL.....	33
FIGURA 2-20: ACOPLAMIENTO POR PROXIMIDAD .....	33
FIGURA 2-21: ACOPLAMIENTO POR RANURA .....	33
FIGURA 2-22: DIAGRAMA DE UNA RANURA .....	34
FIGURA 2-23: ALIMENTACIÓN POR GUÍA DE ONDA .....	34
FIGURA 2-24: ALIMENTACIÓN POR LÍNEA MICROSTRIP .....	34
FIGURA 2-25: ARRAY LINEAL.....	35
FIGURA 2-26: ARRAY PLANO .....	35
FIGURA 2-27: ARRAY CONFORMADO .....	35
FIGURA 2-28: ESQUEMA DE ARRAY LINEAL DE ELEMENTOS EQUISPACIADOS .....	36
FIGURA 2-29: ESQUEMA DE ARRAY BIDIMENSIONAL PLANO, RECTANGULAR Y EQUISPACIADO ...	37
FIGURA 2-30: ESQUEMA DE UN PHASED ARRAY .....	38
FIGURA 2-31: ESQUEMA DE CARTA DE MODOS .....	40
FIGURA 2-32: GUÍA DE ONDA RECTANGULAR .....	40
FIGURA 2-33: ATENUACIÓN DE LOS MODOS EN GUÍA RECTANGULAR .....	41

FIGURA 2-34: GUÍA DE ONDA CIRCULAR.....	41
FIGURA 2-35: FUNCIONES DE BESSEL DE PRIMERA ESPECIE PARA $N=0,1$ Y $2$ .....	42
FIGURA 2-36: ATENUACIÓN DE LOS MODOS EN GUÍA CIRCULAR .....	42
FIGURA 2-37: CONECTOR COAXIAL TIPO SMA .....	43
FIGURA 2-38: MEDIDAS IMPORTANTES EN LA ALIMENTACIÓN DE GUÍA POR COAXIAL .....	43
FIGURA 2-39: LÍNEA MICROSTRIP .....	44
FIGURA 2-40: LÍNEA DE CAMPO ELÉCTRICO DE UNA MICROSTRIP .....	44
FIGURA 2-41: ALIMENTACIONES MICROSTRIP POR COAXIAL.....	45
FIGURA 2-42: ESQUEMA DE ELEMENTOS DE SIW .....	46
FIGURA 2-43: ESQUEMA DE PARÁMETROS DE SIW .....	46
FIGURA 2-44: EQUIVALENCIA ENTRE GUÍA CONVENCIONAL Y SIW .....	47
FIGURA 2-45: ALIMENTACIÓN DE SIW POR COAXIAL.....	48
FIGURA 2-46: TRANSICIÓN DE MICROSTRIP A SIW .....	48
FIGURA 2-47: MODOS DE PROPAGACIÓN EN GUÍA RECTANGULAR Y MICROSTRIP.....	48
FIGURA 2-48: ENTORNO DE DESARROLLO DEL CST .....	49
FIGURA 2-49: ENTORNO DE TRABAJO DE ADS .....	50
FIGURA 2-50: ENTORNO DE TRABAJO DE ENSSYM .....	50
FIGURA 3-1: CONSTRUCCIÓN FINAL DE LA ANTENA DEL PROYECTO ANTERIOR.....	51
FIGURA 3-2: ESTRUCTURA DE LOS DIFERENTES MATERIALES QUE COMPONEN LA ANTENA .....	52
FIGURA 3-3: SECCIÓN TRANSVERSAL DE UNA GUÍA Y SU EQUIVALENCIA EN LÍNEAS DE TRANSMISIÓN PARA EL TRM.....	53
FIGURA 3-4: CONSTANTES DE PROPAGACIÓN DE LOS DIFERENTES DIELECTRICOS EN LA ESTRUCTURA.....	54
FIGURA 3-5: CARTA DE MODOS DE LA ESTRUCTURA .....	55
FIGURA 3-6: ESQUEMA DE ALIMENTACIÓN POR ONDA PROGRESIVA .....	56
FIGURA 3-7: ESTRUCTURA DE ESTUDIO DE ACOPLLO DE CADA ELEMENTO 'K' .....	57
FIGURA 3-8: ESTRUCTURA DE LA ALIMENTACIÓN DEL ARRAY LINEAL ALIMENTADO CON GUÍA ....	58

FIGURA 3-9: ESQUEMA DE ESTRUCTURA ‘DOUBLE STACKED PATCH’ .....	60
FIGURA 3-10: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ESTRUCTURA ‘DOUBLE STACKED PATCH’ .....	61
FIGURA 3-11: VISTA SUPERIOR DEL DISEÑO DEL ÚLTIMO ELEMENTO DEL ARRAY .....	62
FIGURA 3-12: DETALLE DE ELEMENTO DE ACOPLO (A) Y VISTA INFERIOR DEL PLANO DE MASA (B) .....	62
FIGURA 3-13: REFLEXIÓN ( $S_{11}$ ) DEL ELEMENTO 16 EN DB (A) Y EN CARTA DE SMITH (B).....	63
FIGURA 3-14: INTEGRACIÓN DE LOS ELEMENTOS EN EL ARRAY LINEAL .....	63
FIGURA 3-15: DISEÑO EN CST MICROWAVE STUDIO DE LA TRANSICIÓN PROPUESTA.....	64
FIGURA 3-16: VISTA DE LAS PIEZAS METÁLICAS SUPERIOR (A) E INFERIOR (B) DE LA TRANSICIÓN	64
FIGURA 3-17: REFLEXIÓN DE LA TRANSICIÓN EN DB Y EN CARTA DE SMITH.....	65
FIGURA 3-18: COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN DE LA TRANSICIÓN EN DB .....	65
FIGURA 3-19: ANTENA FINAL DISEÑADA EN CST MICROWAVE STUDIO (A) Y UNA VEZ CONSTRUIDA Y ENSAMBLADA (B).....	66
FIGURA 3-20: ESTRUCTURA DE MATERIALES QUE COMPONEN LA ANTENA AL AÑADIR LOS ADHESIVOS.....	68
FIGURA 3-21: CONSTANTES DE PROPAGACIÓN DE LOS DIFERENTES DIELECTRICOS EN LA ESTRUCTURA.....	69
FIGURA 3-22: CARTA DE MODOS DE LA ESTRUCTURA MODIFICADA.....	69
FIGURA 3-23: ESTRUCTURA DE ACOPLO MODIFICADA DEL ELEMENTO ‘K’ .....	70
FIGURA 3-24: IMAGEN DE LA SIMULACIÓN EN CST MICROWAVE STUDIO DE LA OPTIMIZACIÓN 2 A 2.....	71
FIGURA 3-25: ALTURA DE SIW DEL PROYECTO ANTERIOR (A) Y DEL ACTUAL (B).....	72
FIGURA 3-26: ESQUEMA DE LOS TALADROS METALIZADOS DE LA ANTENA ANTERIOR (A) Y DE LA ACTUAL (B) .....	72
FIGURA 3-27: ESQUEMA DE AUMENTO DE ESPESOR DEL COBRE EN EL PROCESO DE GALVANIZADO	73
FIGURA 3-28: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ESTRUCTURA MODIFICADA .....	74
FIGURA 3-29: VISTA DEL DISEÑO DEL ÚLTIMO ELEMENTO RADIANTE.....	75
FIGURA 3-30: DETALLE (A) Y SECCIÓN (B) DE LA VÍA DE ALIMENTACIÓN DEL ÚLTIMO ELEMENTO RADIANTE .....	75
FIGURA 3-31: REFLEXIÓN ( $S_{11}$ ) DEL ELEMENTO FINAL DE LA ANTENA EN DB.....	76

FIGURA 3-32: DISEÑO DE LA TRANSICIÓN.....	76
FIGURA 3-33: TRANSMISIÓN ( $S_{21}$ ) DE LA TRANSICIÓN EN DB .....	77
FIGURA 3-34: REFLEXIÓN ( $S_{11}$ ) DE LA TRANSICIÓN EN DB .....	77
FIGURA 3-35: IMAGEN EN CST MICROWAVE STUDIO DE LA TRANSICIÓN INICIAL INTEGRADA.....	78
FIGURA 3-36: IMAGEN EN CST MICROWAVE STUDIO DE LA TRANSICIÓN FINAL INTEGRADA .....	78
FIGURA 3-37: REFLEXIÓN ( $S_{11}$ ) DE LA TRANSICIÓN MODIFICADA EN DB (A) Y EN CARTA DE SMITH (B) .....	79
FIGURA 3-38: TRANSMISIÓN ( $S_{21}$ ) DE LA TRANSICIÓN MODIFICADA EN DB.....	79
FIGURA 4-1: ANTENA INTEGRADA .....	81
FIGURA 4-2: REFLEXIÓN INICIAL OBTENIDA DE LA ANTENA INTEGRADA.....	81
FIGURA 4-3: DIAGRAMA DE RADIACIÓN INICIAL OBTENIDO Y COMPARADO CON EL TEÓRICO.....	82
FIGURA 4-4: COMPONENTE CONTRAPOLAR A 17GHZ PARA EL PLANO $\phi=90^\circ$ .....	82
FIGURA 4-5: REFLEXIÓN ( $S_{11}$ ) FINAL DE LA ANTENA SIMULADA .....	85
FIGURA 4-6: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR A 16.3 GHZ Vs. DIAGRAMA TEÓRICO Vs. RESULTADOS DEL PFC ANTERIOR .....	86
FIGURA 4-7: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D (A) Y COMPONENTE CONTRAPOLAR A 16.3 GHZ .....	86
FIGURA 4-8: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR A 16.5 GHZ Vs. DIAGRAMA TEÓRICO Vs. RESULTADOS DEL PFC ANTERIOR .....	87
FIGURA 4-9: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D (A) Y COMPONENTE CONTRAPOLAR A 16.5 GHZ .....	87
FIGURA 4-10: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR A 16.8 GHZ Vs. DIAGRAMA TEÓRICO Vs. RESULTADOS DEL PFC ANTERIOR .....	88
FIGURA 4-11: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D (A) Y COMPONENTE CONTRAPOLAR A 16.8 GHZ .....	88
FIGURA 4-12: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR A 17 GHZ Vs. DIAGRAMA TEÓRICO Vs. RESULTADOS DEL PFC ANTERIOR .....	89
FIGURA 4-13: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D (A) Y COMPONENTE CONTRAPOLAR A 17 GHZ .....	89
FIGURA 4-14: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR A 17.2 GHZ Vs. DIAGRAMA TEÓRICO Vs. RESULTADOS DEL PFC ANTERIOR .....	90
FIGURA 4-15: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D (A) Y COMPONENTE CONTRAPOLAR A 17.2 GHZ .....	90
FIGURA 4-16: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR A 17.5 GHZ Vs. DIAGRAMA TEÓRICO Vs. RESULTADOS DEL PFC ANTERIOR .....	91

FIGURA 4-17: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D (A) Y COMPONENTE CONTRAPOLAR A 17.5 GHz .....	91
FIGURA 4-18: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR A 17.7 GHz Vs. DIAGRAMA TEÓRICO Vs. RESULTADOS DEL PFC ANTERIOR .....	92
FIGURA 4-19: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D (A) Y COMPONENTE CONTRAPOLAR A 17.7 GHz .....	92
FIGURA 5-1: IMAGEN GENERAL EN CST MICROWAVE STUDIO DE LOS ELEMENTOS DE LA ANTENA	95
FIGURA 5-2: ESQUEMA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN PROPUESTA.....	96
FIGURA 5-3: DETALLE DE LA ESTRUCTURA EN T.....	97
FIGURA 5-4: REFLEXIÓN ( $S_{11}$ ) DE LA ESTRUCTURA EN T .....	97
FIGURA 5-5: TRANSMISIÓN ( $S_{21} = S_{31}$ ) DE LA ESTRUCTURA EN T.....	97
FIGURA 5-6: DETALLE DE LA ESTRUCTURA DEL CODO .....	98
FIGURA 5-7: REFLEXIÓN ( $S_{11}$ ) DE LA ESTRUCTURA EN CODO.....	98
FIGURA 5-8: TRANSMISIÓN ( $S_{21}$ ) DE LA ESTRUCTURA EN CODO .....	99
FIGURA 5-9: DETALLE DE LA ESTRUCTURA DEL Y.....	99
FIGURA 5-10: REFLEXIÓN ( $S_{11}$ ) DE LA ESTRUCTURA EN Y .....	100
FIGURA 5-11: TRANSMISIÓN ( $S_{21} = S_{31}$ ) DE LA ESTRUCTURA EN Y .....	100
FIGURA 5-12: INTEGRACIÓN DE LA RED DE ALIMENTACIÓN FINAL.....	101
FIGURA 5-13: REFLEXIÓN ( $S_{11}$ ) DE LA RED DE ALIMENTACIÓN.....	101
FIGURA 5-14: TRANSMISIÓN ( $S_{21} \dots S_{91}$ ) DE LA ESTRUCTURA EN Y .....	102
FIGURA 5-15: ESQUEMA DE LOS ELEMENTOS RADIANTES DEL ARRAY BIDIMENSIONAL .....	103
FIGURA 5-16: ESQUEMA DE LA ESTRUCTURA PARCIAL DE ELEMENTOS .....	104
FIGURA 6-1: DISEÑO DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL COMPLETA .....	105
FIGURA 6-2: REFLEXIÓN ( $S_{11}$ ) DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL Vs. LINEAL.....	106
FIGURA 6-3: RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL Vs. COPOLAR DE LA ANTENA LINEAL A 16.3GHz.....	106
FIGURA 6-4: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 16.3GHz.....	107
FIGURA 6-5: RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL Vs. COPOLAR DE LA ANTENA LINEAL A 16.5GHz.....	107
FIGURA 6-6: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 16.5GHz.....	107

FIGURA 6-7: RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL VS. COPOLAR DE LA ANTENA LINEAL A 16.7GHZ.....	108
FIGURA 6-8: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 16.7GHZ.....	108
FIGURA 6-9: RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL VS. COPOLAR DE LA ANTENA LINEAL A 17GHZ.....	109
FIGURA 6-10: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 17GHZ.....	109
FIGURA 6-11: RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL VS. COPOLAR DE LA ANTENA LINEAL A 17.2GHZ.....	110
FIGURA 6-12: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 17.2GHZ.....	110
FIGURA 6-13: RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL VS. COPOLAR DE LA ANTENA LINEAL A 17.5GHZ.....	111
FIGURA 6-14: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 17.5GHZ.....	111
FIGURA 6-15: RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL VS. COPOLAR DE LA ANTENA LINEAL A 17.7GHZ.....	112
FIGURA 6-16: DIAGRAMA DE RADIACIÓN 3D A 17.5GHZ.....	112
FIGURA 7-1: VISTA DE LAS CAPAS CONSTRUIDAS Y DE LA TRANSICIÓN DE LA ANTENA LINEAL...	115
FIGURA 7-2: MONTAJE FINAL DE LA ANTENA LINEAL.....	116
FIGURA 7-3: VISTA DE LAS CAPAS CONSTRUIDAS Y DE LA TRANSICIÓN DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL.....	116
FIGURA 7-4: MONTAJE FINAL DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL.....	117
FIGURA 7-5: REFLEXIÓN ( $S_{11}$ ) MEDIDA Y SIMULADA DE LA ANTENA LINEAL.....	117
FIGURA 7-6: REFLEXIÓN ( $S_{11}$ ) MEDIDA Y SIMULADA DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL.....	118
FIGURA 7-7: INSTALACIÓN DE LAS ANTENAS LINEAL Y BIDIMENSIONAL EN LA CÁMARA ANECOICA.....	118
FIGURA 7-8: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR MEDIDO VS. COPOLAR SIMULADO A 16.3GHZ DE ANTENA LINEAL.....	119
FIGURA 7-9: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR MEDIDO VS. COPOLAR SIMULADO A 16.5GHZ DE LA ANTENA LINEAL.....	119
FIGURA 7-10: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR MEDIDO VS. COPOLAR SIMULADO A 16.8GHZ DE LA ANTENA LINEAL.....	120
FIGURA 7-11: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR MEDIDO VS. COPOLAR SIMULADO A 17GHZ DE LA ANTENA LINEAL.....	120

FIGURA 7-12: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR MEDIDO VS. COPOLAR SIMULADO A 17.2GHZ DE LA ANTENA LINEAL .....	121
FIGURA 7-13: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR MEDIDO VS. COPOLAR SIMULADO A 17.5GHZ DE LA ANTENA LINEAL .....	121
FIGURA 7-14: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR MEDIDO VS. COPOLAR SIMULADO A 17.7GHZ DE LA ANTENA LINEAL .....	122
FIGURA 7-15: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR MEDIDO VS. COPOLAR SIMULADO A 16.3GHZ DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL .....	122
FIGURA 7-16: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR MEDIDO VS. COPOLAR SIMULADO A 16.5GHZ DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL .....	123
FIGURA 7-17: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR MEDIDO VS. COPOLAR SIMULADO A 16.8GHZ DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL .....	123
FIGURA 7-18: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR MEDIDO VS. COPOLAR SIMULADO A 17GHZ DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL .....	124
FIGURA 7-19: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR MEDIDO VS. COPOLAR SIMULADO A 17.2GHZ DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL .....	124
FIGURA 7-20: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR MEDIDO VS. COPOLAR SIMULADO A 17.5GHZ DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL .....	125
FIGURA 7-21: DIAGRAMA DE RADIACIÓN COPOLAR Y CONTRAPOLAR MEDIDO VS. COPOLAR SIMULADO A 17.7GHZ DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL .....	125
FIGURA 7-22: GANANCIA MEDIDA VS SIMULADA Y EFICIENCIA DE LA ANTENA LINEAL.....	126
FIGURA 7-23: GANANCIA MEDIDA VS SIMULADA Y EFICIENCIA DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL	127
FIGURA A-1: MÁQUINA DE FRESADO <i>LPKF PROTOMAT S100</i> .....	III
FIGURA A-2: DIAGRAMA PARA LA OBTENCIÓN DE LOS GERBERS .....	III
FIGURA B-1: PANORÁMICA DE LA CÁMARA ANECOICA .....	IV
FIGURA B-2: MATERIAL ABSORBENTE DEL INTERIOR DE LA CÁMARA ANECOICA .....	IV
FIGURA B-3: ANALIZADOR DE REDES AGILENT E5071C .....	V
FIGURA B-4: CABLES DE MEDIDA AGILENT 85131E.....	V
FIGURA B-5: KIT DE CALIBRACIÓN AGILENT 85052D .....	VI
FIGURA B-6: BASE DE MEDIDAS DAMS 6000.....	VI
FIGURA B-7: AMPLIFICADOR MINI-CIRCUITS ZX60-24-S+ .....	VI
FIGURA B-8: ANTENA DE BOCINA PIRAMIDAL .....	VII

FIGURA B-9: CAPTURA DE PANTALLA DEL SOFTWARE <i>ANTENNA MEASUREMENT STUDIO</i> .....	VII
FIGURA B-10: ESQUEMA DE MONTAJE DE LOS ELEMENTOS EN LA CÁMARA ANECOICA.....	VIII

## INDICE DE TABLAS

TABLA 2-1: BANDA DE FRECUENCIAS .....	18
TABLA 2-2: BANDA DE FRECUENCIAS EN EL RANGO DE LAS MICROONDAS.....	18
TABLA 2-3: DESCRIPCIÓN DE PARÁMETROS <i>S</i> EN UN CUADRIPOLO .....	23
TABLA 3-1: PARÁMETROS OBTENIDOS DE LA ESTRUCTURA <i>SIW</i> .....	55
TABLA 3-2: RESUMEN DE PARÁMETROS DE LA GUÍA <i>SIW</i> .....	55
TABLA 3-3: ACOPLO DE CADA ELEMENTO SEGÚN LA FUNCIÓN DE ALIMENTACIÓN UNIFORME .....	56
TABLA 3-4: AMPLITUDES Y DIMENSIONES DE LOS ELEMENTOS.....	57
TABLA 3-5: DIMENSIONES Y DISTANCIAS DE LOS ELEMENTOS .....	59
TABLA 3-6: AMPLITUD Y DESFASE ENTRE ELEMENTOS DE LOS COEFICIENTES DE ACOPLO .....	59
TABLA 3-7: VALORES DEL ELEMENTO RADIANTE.....	61
TABLA 3-8: DIMENSIONES DE LAS LÍNEAS DE ACOPLO Y SU COEFICIENTE DE ACOPLO RESULTANTE .....	71
TABLA 3-9: DIMENSIONES DE LA ESTRUCTURA RADIANTE ' <i>DOUBLE STACKED PATCH</i> ' .....	74
TABLA 4-1: MODIFICACIONES DE LAS DIMENSIONES DE LAS LÍNEAS DE ACOPLO Y DISTANCIAS ENTRE ELEMENTOS .....	84
TABLA 4-2: GANANCIAS OBTENIDAS VS. GANANCIAS DEL PFC ANTERIOR EN LA BANDA DE TRABAJO .....	93
TABLA 6-1: GANANCIAS ANTENA BIDIMENSIONAL VS. ANTENA LINEAL .....	113
TABLA 7-1: GANANCIAS DE LA ANTENA LINEAL SIMULADA VS. MEDIDA .....	126
TABLA 7-2: GANANCIAS DE LA ANTENA BIDIMENSIONAL SIMULADA VS. MEDIDA.....	127



# 1 Introducción

---

## 1.1 Motivación

Actualmente la tecnología de circuitos impresos está adquiriendo cada vez más importancia en el sector de la radiofrecuencia, pues su gran ventaja es la posibilidad de fabricación de múltiples antenas con un coste total reducido. Además, si los requerimientos que se plantean a la hora de diseñar una antena sobre esta tecnología, tanto de ganancia como de diagrama de radiación, no son posibles de satisfacer con antenas de un solo elemento, es necesario recurrir a las agrupaciones de elementos (arrays) para poder obtener resultados satisfactorios.

La tecnología de diseño de antenas sobre substrato integrado (SIW) permite trabajar a frecuencias de Gigahercios aunando las ventajas de bajas pérdidas de la guía convencional metálica y del bajo coste de fabricación de la tecnología impresa.

Finalmente, uniendo la tecnología SIW con las posibilidades de los arrays se puede pensar en un servicio de comunicación de gran calidad a bajo coste para el usuario, por lo que el desarrollo de este conjunto de tecnologías se intuye muy prometedor.

## 1.2 Objetivos

El objetivo final del proyecto es el diseño, implementación y medida de una antena de parches bidimensional sobre tecnología SIW a partir de una antena lineal de parches de las mismas características. El trabajo se fundamenta en un proyecto anterior realizado en el RFCAS de una antena lineal de 16 elementos sobre SIW, polarización lineal y ganancia de 16 dBi, con un ancho de banda del 6 %. Utilizando esta estructura se realizará un rediseño completo para solucionar el reto tecnológico de la fabricación en términos productivos y poder así pensar en su aplicación directa en el sector empresarial. Una vez finalizado este rediseño de la antena lineal y haciendo uso de ésta, se procederá al diseño de la antena de parches bidimensional. Por último, se realizará la construcción de ambas antenas (la lineal rediseñada y la bidimensional) y se medirán en la cámara anecoica que posee la EPS, comparándose así los resultados medidos con los simulados para constatar la fiabilidad del diseño.

Concretamente, los objetivos específicos a que se realizarán son los siguientes:

### **Antena lineal**

1. Rediseño de los diferentes elementos de la antena lineal para solucionar los cambios derivados de la fabricación externa, así como de las transiciones que permiten la alimentación de la estructura.
2. Integración de todos los elementos para conformar la antena lineal y optimización de ésta para cumplir con los requisitos requeridos.
3. Construcción y medida para observar los resultados de la antena lineal de parches.

# 1- Introducción

---

## **Antena bidimensional**

1. Diseño de la red de alimentación que permita distribuir la potencia entre las agrupaciones de elementos.
2. Integración del array bidimensional de parches a partir de los resultados obtenidos en el array lineal realizado.
3. Construcción y medida para observar los resultados de de la antena bidimensional de parches.

## ***1.3 Organización de la memoria***

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- **Capítulo 1: Introducción**

En este capítulo se describe la motivación, objetivos y organización de este Proyecto Fin de Carrera.

- **Capítulo 2: Estado del Arte**

En este capítulo se hace un repaso al estado del arte de los tipos de antenas, teorías de guías de onda y arrays, tecnología de circuitos impresos y SIW, además de las herramientas utilizadas en este proyecto.

- **Capítulo 3: Diseño de la Antena Lineal**

Aquí se describen tanto las bases de la antena lineal del PFC anterior (en el que se basa este proyecto) como los cambios necesarios a realizar en dicho diseño para adaptarlo a las nuevas restricciones y características (substratos, requisitos de fabricación, etc.).

- **Capítulo 4: Integración de la Antena Lineal**

En este capítulo se combinan las diferentes estructuras para conformar la antena lineal y se presentan los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas con el CST Microwave Studio.

- **Capítulo 5: Diseño de la Antena Bidimensional**

En este capítulo se exponen los diseños de la red de alimentación y del array bidimensional (a partir del lineal) que conforman la antena bidimensional.

- **Capítulo 6: Integración de la Antena Bidimensional**

En este capítulo se combinan las diferentes estructuras para conformar la antena bidimensional y se presentan los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas con el CST Microwave Studio.

# 1- Introducción

---

- **Capítulo 7: Construcción, Montaje y Medidas**

En este capítulo se explica la fabricación de ambos prototipos (lineal y bidimensional) incluyendo su montaje y un estudio detallado de las características obtenidas tras su medida en la cámara anecoica de la EPS.

- **Capítulo 8: Conclusiones y Trabajo Futuro**

Este capítulo hace un resumen de los resultados obtenidos en el diseño y fabricación de ambas antenas y por último realiza una serie de comentarios sobre las posibles líneas futuras para continuar a partir de este proyecto.



# 2 Estado del Arte

## 2.1 Consideraciones generales sobre antenas

Se define una antena como “el dispositivo (generalmente metálico) diseñado con el objetivo de emitir o recibir ondas electromagnéticas hacia el espacio libre”, o como “Aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas” (IEEE Std. 145-1983) [1].

Una buena antena se caracterizará por tener un buen rendimiento de radiación, por poseer un diagrama de radiación adecuado y por estar bien adaptada a la línea de transmisión.

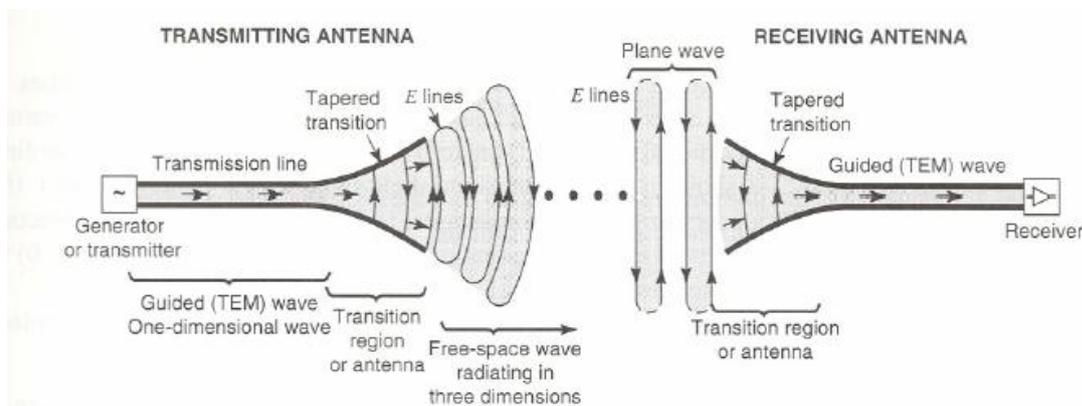


Figura 2-1: Esquema de sistema con antena transmisora-receptora

Estas características, y en particular el carácter más o menos directivo de la antena y la banda de frecuencia de trabajo, van a imponer la existencia de una gran variedad de tipos de antenas.

### 2.1.1 Bandas de frecuencia y tipos de antenas

La banda de frecuencia de trabajo va a definir el tipo de antena a utilizar, e incluso sus propiedades más importantes, porque estas propiedades van a depender del tamaño eléctrico de las antenas, es decir, de la relación entre su longitud (en antenas lineales) y la longitud de onda ( $\lambda=c/f$ , siendo  $c$  la velocidad de la luz en el vacío y  $f$  la frecuencia).

#### 2.1.1.1 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 y abarca el espectro de radiofrecuencia y parte del espectro de microondas.

## 2-. Estado del Arte

SIGLA	DENOMINACION	LONGITUD DE ONDA	GAMA DE FRECUENC.	CARACTERISTICAS	USO TÍPICO
VLF	<b>VERY LOW FRECUENCIES</b> Frecuencias Muy Bajas	30.000 m a 10.000 m	10 KHz a 30 KHz	Propagación por onda de tierra, atenuación débil. Características estables.	ENLACES DE RADIO A GRAN DISTANCIA
LF	<b>LOW FRECUENCIES</b> Frecuencias Bajas	10.000 m. a 1.000 m.	30 KHz a 300 KHz	Similar a la anterior, pero de características menos estables.	Enlaces de radio a gran distancia, ayuda a la navegación aérea y marítima.
MF	<b>MEDIUM FRECUENCIES</b> Frecuencias Medias	1.000 m. a 100 m.	300 KHz a 3 MHz	Similar a la precedente pero con una absorción elevada durante el día. Prevalece propagación ionosférica durante la noche.	RADIODIFUSIÓN
HF	<b>HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias Altas	100 m. a 10 m.	3 MHz a 30 MHz	Prevalece propagación Ionosférica con fuertes variaciones estacionales y en las diferentes horas del día y de la noche.	COMUNICACIONES DE TODO TIPO A MEDIA Y LARGA DISTANCIA
VHF	<b>VERY HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias Muy Altas	10 m. a 1 m.	30 MHz a 300 MHz	Prevalece propagación directa, ocasionalmente propagación Ionosférica o Troposférica.	Enlaces de radio a corta distancia, TELEVISIÓN, FRECUENCIA MODULADA
UHF	<b>ULTRA HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias Ultra Altas	1 m. a 10 cm.	300 MHz a 3 GHz	Solamente propagación directa, posibilidad de enlaces por reflexión o a través de satélites artificiales.	Enlaces de radio, Ayuda a la navegación aérea, Radar, TELEVISIÓN
SHF	<b>SUPER HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias Superaltas	10 cm. a 1 cm.	3 GHz a 30 GHz	COMO LA PRECEDENTE	Radar, enlaces de radio
EHF	<b>EXTRA HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias Extra-Altas	1 cm. a 1 mm.	30 GHz a 300 GHz	COMO LA PRECEDENTE	COMO LA PRECEDENTE

Tabla 2-1: Banda de frecuencias

Banda	Frecuencia		Longitud de onda	
	Mín	Máx	Máx	Mín
L	1 GHz	2 GHz	30 cm	15 cm
S	2 GHz	4 GHz	15 cm	7.5 cm
C	4 GHz	8 GHz	7.5 cm	3.75 cm
X	8 GHz	12.4 GHz	3.75 cm	2.42 cm
Ku	12.4 GHz	18 GHz	2.42 cm	1.66 cm
K	18 GHz	26.5 GHz	1.66 cm	1.11 cm
Ka	26.5 GHz	40 GHz	11.1 mm	7.5 mm
mm	40 GHz	300 GHz	7.5 mm	1 mm

Tabla 2-2: Banda de frecuencias en el rango de las microondas

## 2-. Estado del Arte

### 2.1.1.2 Tipos de antenas

En función de la frecuencia de trabajo se definen cuatro grupos de antenas:

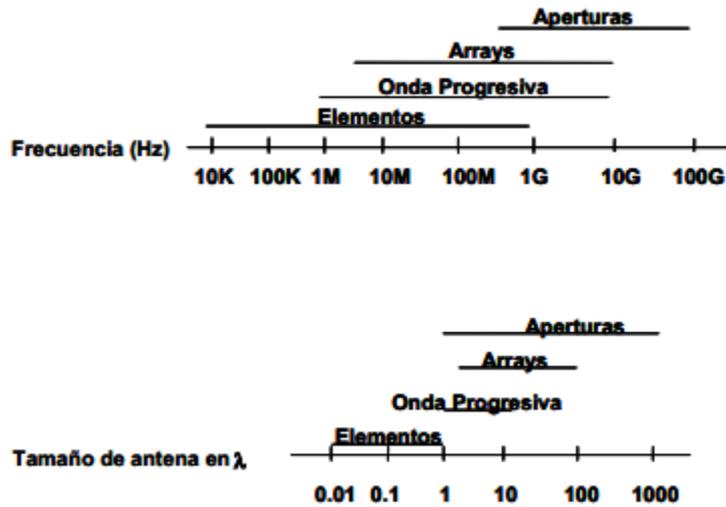


Figura 2-2: Tipos de antenas en función de la frecuencia de trabajo

a) Antenas de Elementos

Son antenas cuyos elementos radiantes son conductores de hilo que tienen una sección despreciable respecto a la longitud de onda. Se utilizan extensamente en las bandas MF, HF, VHF y UHF. Como ejemplos de este tipo de antenas tenemos los monopolos, los dipolos, las antenas en espira o las antenas helicoidales.

b) Antenas de Onda Progresiva

Pueden ser construidas con hilos conductores eléctricamente largos, de varias longitudes de onda. Estas antenas acaban en una carga adaptada o guía eléctrica, que recoge la potencia sobrante para evitar reflexiones. Se usan en las bandas de HF y VHF.

c) Antenas de Array

Las antenas de array están formadas por un conjunto de dos o más antenas idénticas distribuidas y ordenadas de tal forma que en su conjunto se comportan como una única antena con un diagrama de radiación propio.



Figura 2-3: Antena phased-array para sistema de radar



Figura 2-4: Antena de estación base de telefonía móvil

## 2-. Estado del Arte

---

Su característica principal es que su diagrama de radiación puede ser modificado, pudiendo ser adaptado en función de las especificaciones que queramos conseguir. Esto se consigue mediante el control en cada uno de los elementos de su amplitud y su fase de alimentación. Las antenas de array que permiten variar electrónicamente la forma del diagrama de radiación se denominan agrupaciones de barrido electrónico o phased arrays.

### d) Antenas de apertura

Las antenas de apertura se caracterizan por radiar la energía al espacio que les rodea a través de una superficie o apertura. En algunos casos la apertura está perfectamente limitada por paredes metálicas conductoras, como son las bocinas, ranuras sobre placas metálicas, guías de onda abierta.... En otros casos la apertura se define como la porción de superficie frontal plana en la que los campos de la onda toman valores apreciables. Este tipo de antenas posee la propiedad de direccionar y concentrar su haz electromagnético en una dirección concreta.

El ejemplo más conocido de este tipo de antenas son las antenas parabólicas, usadas ampliamente tanto para comunicaciones radio-terrestres como para comunicaciones por satélite, aunque también hay que destacar las antenas de bocina, cuya aplicación es muy frecuente en el rango de las microondas.



Figura 2-5: Antena parabólica



Figura 2-6: Antena de bocina

### ***2.1.2 Parámetros de diseño y caracterización de antenas***

Como regla general, una antena va a ser solamente una parte de un sistema más amplio de telecomunicación, por lo que siempre será necesario caracterizarla con parámetros generales que la describan y que permitan evaluar su efecto sobre el sistema completo, o bien especificar su comportamiento deseado para incluirla en ese sistema.

#### ***2.1.2.1 Impedancia de entrada***

La impedancia de entrada se define como la relación entre tensión y corriente que hay a la entrada de la antena. En notación fasorial de régimen permanente sinusoidal, esta impedancia  $Z_e$  se puede descomponer en una parte real  $R_e$ , llamada resistencia de entrada de la antena, y en una parte imaginaria  $X_e$ , llamada reactancia de entrada de la antena; ambas dependientes generalmente de la frecuencia, cumpliéndose que:

$$Z_e = R_e(\omega) + jX_e(\omega) \quad (2.1)$$

## 2-. Estado del Arte

---

Adicionalmente, la resistencia de la antena se puede interpretar como la suma de dos componentes, la resistencia de radiación  $R_r$ , definida como la pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a la radiación, y la resistencia de pérdidas  $R_L$ , habitualmente debidas a las pérdidas óhmicas que poseen los materiales conductores.

$$R_r(\omega) = R_r + R_L \quad (2.2)$$

Si a la entrada de la antena tenemos una corriente  $I_0$ , podemos definir una potencia de entrada o potencia entregada como  $P_{entregada} = |I_0|^2 \cdot R_r$  y descomponerla en potencia radiada por la antena y potencia disipada en forma de calor como:

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

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

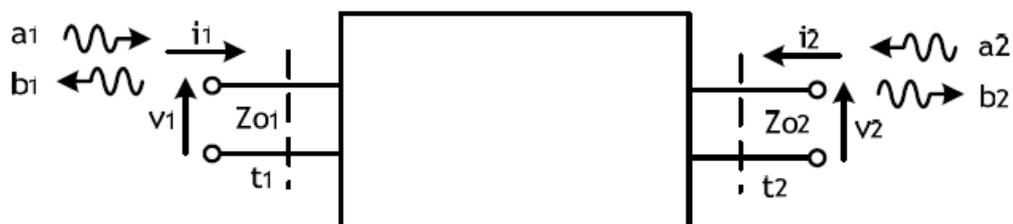
Si el valor de la reactancia  $X_e(\omega)$  es nulo, a una frecuencia determinada, se dice que la antena es resonante.

### 2.1.2.2 Ondas de potencia y parámetros S

A frecuencias bajas la longitud de onda de la señal es mucho mayor que la de los elementos del circuito, pero conforme aumentamos la frecuencia dicha longitud de onda se va haciendo cada vez más pequeña y las leyes de Kirchhoff que se aplican a la circuitería tradicional dejan de tener validez (en un circuito a alta frecuencia no se cumple, por ejemplo, que la diferencia de potencial a lo largo de un transmisor sea la misma). Además, el cálculo de tensiones y corrientes en circuitos de alta frecuencia se vuelve complicado, por lo que la elección de trabajar con potencias es la más sensata por su mayor sencillez en la caracterización y medida.

Por otro lado, sería de gran interés poder seguir utilizando en nuestros circuitos los conceptos de baja frecuencia tales como impedancia, admitancia, tensión o corriente, donde existe una teoría circuital bien establecida.

La herramienta que aúna ambas ideas y nos permite desarrollar el análisis, el diseño y la interpretación de este nuevo modelo conforme a nuestras preferencias es el de los **parámetros S**.



**Figura 2-7: Componentes de Parámetros S en un circuito de 2 puertas**

## 2-. Estado del Arte

---

Los parámetros S caracterizan cualquier red basándose en los niveles de potencia que se perciben en los terminales de dicha red. Un terminal tiene dos puertos, y en cada uno de ellos se definen unas ondas de potencia incidente y reflejada normalizadas:

$$a_i = \frac{v_i + Z_{0i} \cdot i_i}{\sqrt{8Re[Z_{0i}]}} \quad (2.5)$$

$$b_i = \frac{v_i - Z_{0i}^* \cdot i_i}{\sqrt{8Re[Z_{0i}]}} \quad (2.6)$$

Para todos los puertos de la red, las ondas de potencia reflejadas pueden definirse en términos de la matriz de parámetros S y las ondas de potencia incidentes a través de la siguiente ecuación:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdot & \cdot & S_{1n} \\ S_{21} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ S_{n1} & \cdot & \cdot & \cdot & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ a_n \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

Si despejamos la fila j-ésima tendremos que:

$$b_j = S_{j1}a_1 + S_{j2}a_2 + \dots + S_{jN}a_N \quad (2.8)$$

dónde:

$$S_{ji} = \left( \frac{b_j}{a_i} \right)_{para: a_k=0 (\forall k \neq i)} \quad (2.9)$$

Se concluye entonces que para obtener el parámetro  $S_{ij}$  es necesario que todos los puertos de la red se carguen con sus respectivas impedancias características  $Z_{0i}$  a excepción del i-ésimo en el que se conectará un generador capaz de producir la onda incidente.

Para el caso concreto de un cuadripolo (circuito de 2 puertas) la ecuación se simplifica de manera que:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Y si desarrollamos y despejamos los términos  $S_{ij}$  obtenemos entonces:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2.11)$$

## 2-. Estado del Arte

---

De esta manera, la fórmula y el significado de cada parámetro S se explica a continuación:

Parámetro	Fórmula	Descripción
$S_{11}$	$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right _{\text{para: } a_2=0}$	<b>Reflexión a la entrada:</b> Potencia reflejada por el puerto 1 cuando generamos una onda incidente en ese mismo puerto.
$S_{12}$	$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right _{\text{para: } a_1=0}$	<b>Transmisión o ganancia inversa:</b> Potencia obtenida en el puerto 1 cuando generamos una onda incidente en el puerto 2.
$S_{21}$	$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right _{\text{para: } a_2=0}$	<b>Transmisión o ganancia directa:</b> Potencia obtenida en el puerto 2 cuando generamos una onda incidente en el puerto 1.
$S_{22}$	$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right _{\text{para: } a_1=0}$	<b>Reflexión a la salida:</b> Potencia reflejada por el puerto 2 cuando generamos una onda incidente en ese mismo puerto.

**Tabla 2-3: Descripción de parámetros S en un cuadripolo**

Otros parámetros que se utilizan habitualmente y que derivan de los anteriormente descritos son:

$$- |S_{ii}|^2 = \frac{\text{Potencia reflejada en el puerto } i}{\text{Potencia disponible en el puerto } i}$$

$$\text{a) Pérdidas de retorno (dB):} \quad -20 \cdot \log_{10} S_{ii} \quad (2.12)$$

$$- |S_{ii}|^2 = \frac{\text{Potencia reflejada en el puerto } i}{\text{Potencia disponible en el puerto } i}$$

$$\text{b) Pérdidas de inserción (dB):} \quad -20 \cdot \log_{10} S_{ji} \quad (2.13)$$

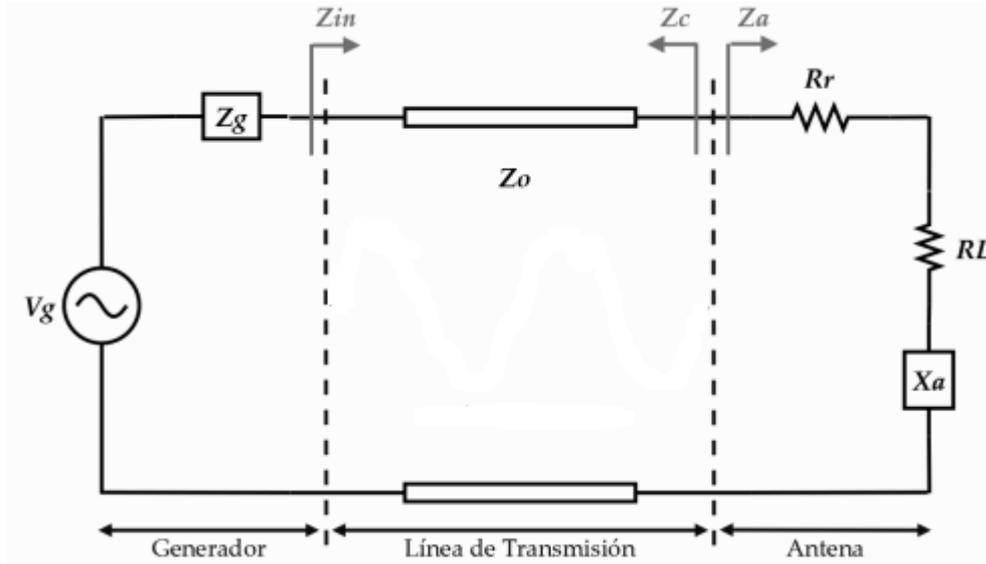
### 2.1.2.3 Adaptación de impedancias

No se puede entender el concepto de antena sin que vaya ligado biunívocamente a una línea de transmisión a través de la cual suministramos la potencia a dicha antena.

Este conjunto de antena + línea de transmisión deberá estar diseñado y especificado de manera que al generar una onda de potencia a través del circuito se consiga una óptima propagación por la línea de transmisión y consigamos que al radiar tengamos la mayor efectividad posible. Por tanto, cuando se diseñan los distintos componentes del sistema hay que conseguir la adaptación de impedancias entre ellos para transferir la máxima potencia.

## 2-. Estado del Arte

Si suponemos un sistema transmisor formado por generador-línea de transmisión-antena:



**Figura 2-8: Antena conectada a un generador mediante una línea de transmisión**

donde:

- a)  $V_g$  = Tensión aportada por el generador
- b)  $Z_g$  = Impedancia del generador  $Z_g = R_g + jX_g$
- c)  $Z_o$  = Impedancia característica de la línea de transmisión
- d)  $Z_a$  = Impedancia de la antena  $Z_a = R_a + jX_a = (R_r + R_L) + jX_a$
- e)  $Z_{in}$  = Impedancia equivalente vista desde el generador  $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$
- f)  $Z_c$  = Impedancia equivalente vista desde la antena  $Z_c = R_c + jX_c$

La potencia que aporta el generador a la entrada de la red de transmisión viene dada por:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 \cdot R_{in} \quad (2.14)$$

Por tanto, la máxima potencia entregada se producirá cuando se maximice el término  $\left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|$ , es decir, cuando  $Z_{in} = Z_g^*$ , y se cumplirá entonces que:

$$P_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_g|^2}{R_g} \quad (2.15)$$

Análogamente, se producirá una transmisión máxima de potencia desde la línea de transmisión a la antena si se cumple que:

$$Z_a = Z_c^* \quad (2.16)$$

## 2-. Estado del Arte

---

Además, como hemos visto en el apartado anterior, el parámetro  $S_{11}$  nos proporciona información acerca de la cantidad de potencia reflejada en el puerto de entrada de la antena. Este parámetro se define, en términos de impedancia, como:

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (2.17)$$

Si queremos minimizar la reflexión se tendrá que cumplir entonces que:

$$Z_a = Z_0 \quad (2.18)$$

De la misma manera, si definimos el coeficiente de reflexión a la entrada del generador, este se definirá como:

$$\Gamma_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \quad (2.19)$$

y para que se cumpla el criterio de mínima reflexión también se tendrá que cumplir que:

$$Z_g = Z_0 \quad (2.20)$$

Por tanto, un sistema completamente adaptado que tenga una máxima potencia entregada, una máxima transferencia de potencia y una mínima reflexión será aquel que cumpla que:

$$Z_a = Z_g = Z_0 \quad \in \mathcal{R}$$

### 2.1.2.4 Relación de Onda Estacionaria (ROE)

Si la línea de transmisión y la carga no están completamente adaptadas se genera una onda reflejada que provocará una interferencia con la onda incidente al transmitirse cada una en un sentido. Como consecuencia de dicha interferencia se originará una onda estacionaria cuya magnitud se define como ROE o SWR (Relación de Onda Estacionaria o Standing Wave Ratio) y cuyo valor es el cociente entre el voltaje máximo y mínimo de la onda estacionaria.

$$ROE = SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.21)$$

La ROE toma valores reales en el intervalo de  $1 \leq ROE \leq \infty$ , siendo 1 una completa adaptación e  $\infty$  una desadaptación total; con lo que gracias a esta magnitud podemos hacernos una idea de la reflexión que se produce en nuestro circuito debido a este fenómeno.

## 2-. Estado del Arte

---

### 2.1.2.5 Diagrama de radiación

El patrón de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales. En la mayoría de los casos, el patrón de radiación es determinado para la región de campo lejano. Se considera campo lejano a la distribución del campo angular que no depende de la distancia de la antena, es decir, en distancias a la antena superiores a  $2 \cdot D^2/\lambda$ , siendo  $D$  la dimensión máxima de dicha antena y  $\lambda$  la longitud de onda de funcionamiento de la misma.

Para representar espacialmente el diagrama de radiación el sistema de referencia que más se utiliza es el sistema de coordenadas esféricas, caracterizado por:

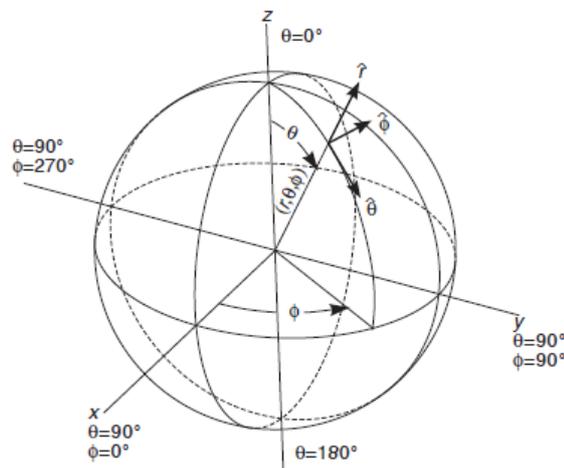


Figura 2-9: Sistema de coordenadas esféricas

siendo  $r$  el radio,  $\theta$  el ángulo polar o colatitud (ángulo respecto al eje  $z$ ) y  $\phi$  el azimut (ángulo respecto al eje  $x$ ).

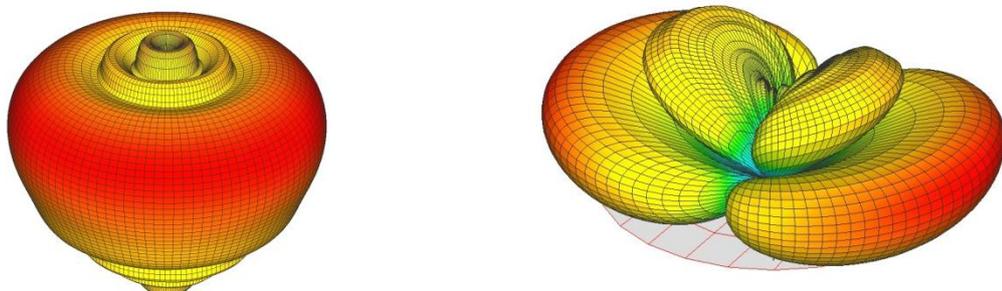


Figura 2-10: Diagramas de radiación 3D de una antena de doble polarización

## 2-. Estado del Arte

Para representar los diagramas de radiación en un sistema de coordenadas 2D podemos optar por utilizar coordenadas polares (espacio representado como una circunferencia dividido en grados) o cartesianas (con la variable angular en el eje de abscisas y la densidad de potencia en el de ordenadas). Las primeras son más apropiadas cuando queremos indicar con mayor claridad la distribución de potencia y cómo se propagan las ondas en el medio, mientras que las segundas se preferirán cuando queramos proporcionar una mejor percepción del nivel de los lóbulos.

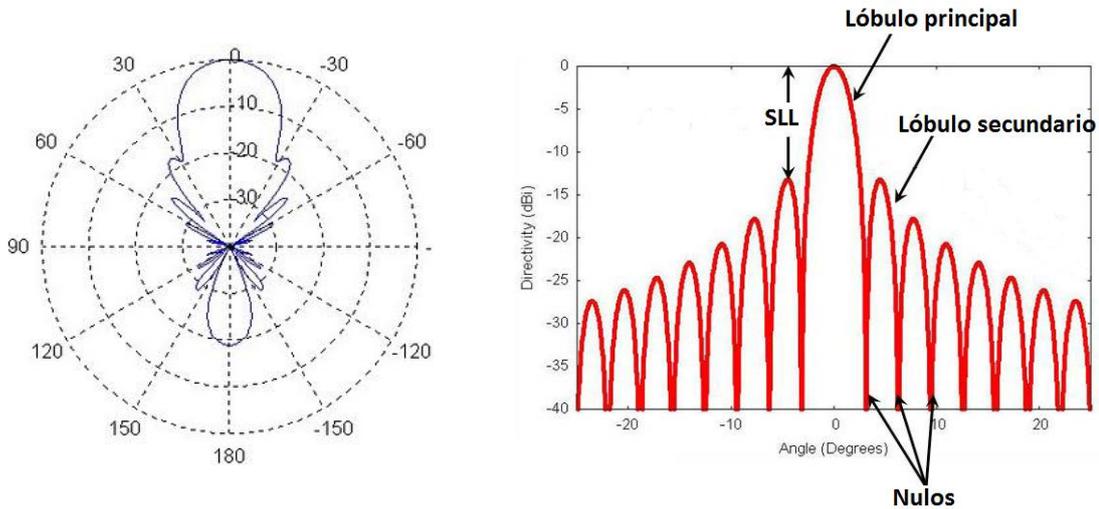


Figura 2-11: Diagramas de radiación 2D en coordenadas polar y cartesiana

Los parámetros más importantes del diagrama de radiación son los siguientes:

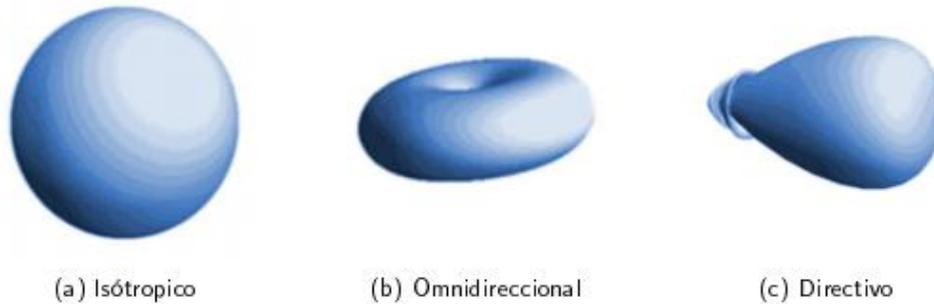
1. **Dirección de apuntamiento:** Dirección del espacio de máxima radiación.
2. **Lóbulo principal:** Es el margen angular en torno a la dirección de máxima radiación. Define la dirección de máximo apuntamiento.
3. **Lóbulos secundarios:** Son los dos máximos relativos que rodean al principal y que tienen una amplitud menor.
4. **Anchura de haz a -3 dB:** Es la separación angular de direcciones en las que el diagrama de radiación de un haz toma el valor de la mitad del máximo. Es muy útil para determinar visualmente la directividad de una antena.
5. **Relación de lóbulo principal a secundario (SLL):** Es el cociente en dB entre el valor máximo del lóbulo principal y el valor máximo del lóbulo secundario.

## 2-. Estado del Arte

---

Dependiendo de la directividad de la radiación podemos diferenciar los diagramas de radiación en:

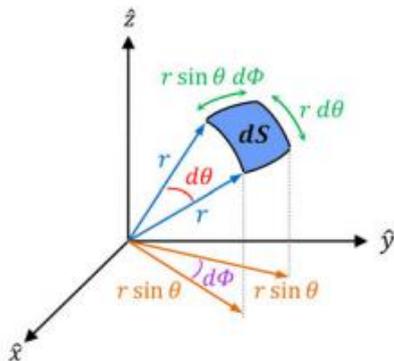
- a) **Isotrópicos:** La potencia radiada es la misma en todas direcciones.
- b) **Omnidireccionales:** Presentan simetría de revolución en torno a un eje.
- c) **Directivos:** El máximo de radiación se concentra en torno a una dirección determinada.



**Figura 2-12: Tipos de diagramas en función de su directividad**

### 2.1.2.6 Intensidad de radiación ( $U$ )

Se define como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido (estereorradián) y es un indicador de la capacidad que tiene la antena para radiar en una determinada dirección. Suele expresarse en situación de campo lejano (independiente de la distancia), y es igual a:



$$U(\theta, \phi) = \frac{\langle S(r, \theta, \phi) \rangle dS}{d\Omega} \quad (2.22)$$

**Figura 2-13: Representación del diferencial del ángulo sólido**

- a)  $\langle S(r, \theta, \phi) \rangle$ : Densidad de potencia radiada o módulo del vector de Poynting, que representa la densidad de flujo de energía electromagnética y se define a partir de los campos eléctrico y magnético como:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.23)$$

## 2-. Estado del Arte

---

b)  $d\Omega$ : Diferencial de ángulo sólido en coordenadas esféricas.

$$d\Omega = \frac{dS}{r^2} = \frac{r^2 \sin \theta d\theta d\phi}{r^2} = \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.24)$$

c)  $dS$ : Diferencial de superficie en coordenadas esféricas.

$$dS = (r \sin \theta d\phi) \cdot (rd\theta) = r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.25)$$

De (2.22), (2.24) y (2.25) obtenemos la expresión final de la intensidad de radiación:

$$U(\theta, \phi) = \frac{\langle S(r, \theta, \phi) \rangle dS}{d\Omega} \quad (2.26)$$

En el caso específico de una antena cuyo diagrama de radiación sea isotrópico, la intensidad de radiación será independiente de los ángulos  $\theta$  y  $\phi$ . Por lo tanto, la potencia radiada por la antena será:

$$P_{rad} = \iint_{d\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \iint_{d\Omega} d\Omega = 4\pi U_0 \quad (2.27)$$

con lo que:

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.28)$$

### 2.1.2.7 Directividad

Llamamos Directividad (D) de una antena a la relación existente entre la intensidad de radiación de una antena en una dirección dada y la intensidad de radiación que produciría una antena isotrópica que radiara con la misma potencia total. Suponiendo condiciones de campo lejano, este valor se puede deducir de las ecuaciones del apartado anterior como:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.29)$$

Como normalmente nos interesa la directividad para su dirección de máximo apuntamiento:

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.30)$$

## 2-. Estado del Arte

### 2.1.2.8 Ganancia

Llamamos ganancia de una antena a la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección y la densidad de potencia que radiaría una antena isotrópica con la misma potencia de entrada  $P_{in}$  que la antena estudiada.

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.31)$$

### 2.1.2.9 Eficiencia de radiación

La eficiencia de radiación de una antena se calcula como el cociente entre la potencia radiada  $P_{rad}$  y la potencia que llega a la antena  $P_{in}$ , y nos da información sobre el rendimiento de radiación del sistema.

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (2.32)$$

Gracias a esta ecuación podemos ver como existe una relación directa entre la ganancia de la antena y su directividad:

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} = \eta_{rad} \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \Rightarrow G(\theta, \phi) = \eta_{rad} D(\theta, \phi) \quad (2.33)$$

### 2.1.2.10 Polarización

Una onda electromagnética es una onda transversal compuesta por un campo eléctrico y un campo magnético simultáneamente, que oscilan perpendicularmente entre sí tal como demuestran las ecuaciones de Maxwell. En cada punto espacial de dicha onda existirá un vector de campo eléctrico que dependerá tanto de la posición como del tiempo. La polarización de una antena en una dirección determinada es la variación temporal del campo radiado en esa misma dirección.

Dependiendo de la variación de dicha posición con respecto al tiempo, tendremos un tipo de polarización u otro. En el caso más general, hablamos de una Elipse de Polarización.

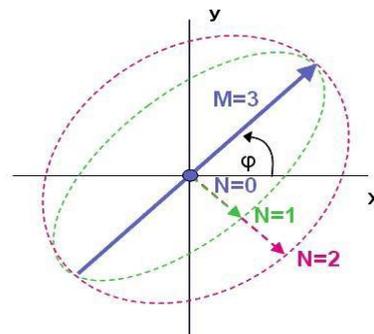


Figura 2-14: Elipse de polarización

## 2-. Estado del Arte

Definimos el parámetro “Relación Axial” o “Axial Ratio” (AR) como el cociente entre el eje mayor (M) y el eje menor (N) de nuestra elipse de polarización.

$$AR = \frac{M}{N} \quad (2.34)$$

Atendiendo a los diferentes valores, los casos más particulares de tipos de polarización usados son:

- a) **Polarización lineal (AR = ∞)**: Se define cuando el vector de campo eléctrico se desplaza a lo largo del tiempo siguiendo un plano fijo. Dependiendo del plano distinguiremos entre polarización horizontal o polarización vertical.

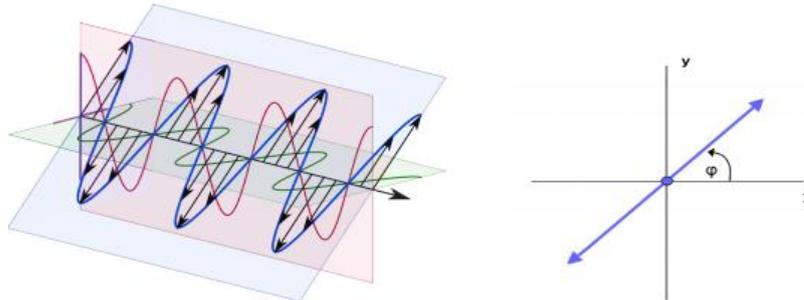


Figura 2-15: Ejemplo de polarización lineal

- b) **Polarización circular (AR = 1)**: Se dice de la polarización cuyo vector de campo eléctrico se desplaza a lo largo del tiempo sobre una circunferencia debido a que sus componentes tienen la misma amplitud pero están desfasadas 90° exactamente. Dependiendo del sentido del giro hablaremos de polarización circular a derechas o polarización circular a izquierdas.

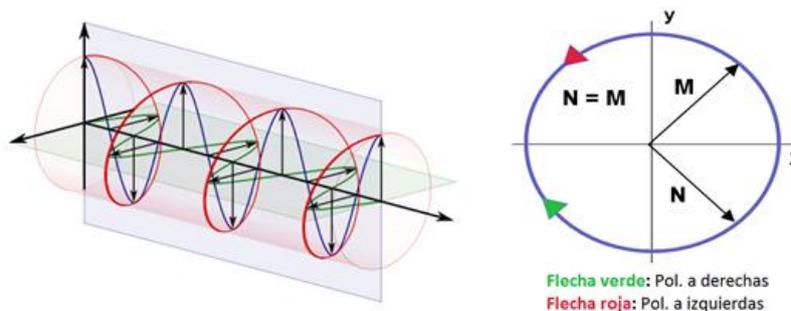


Figura 2-16: Ejemplo de polarización circular

### 2.1.2.11 Ancho de Banda

El ancho de banda de una antena se define como el rango de frecuencias en las que la antena se debe de comportar correctamente, y habitualmente es uno de los parámetros determinantes en el diseño de dichas antenas. Este parámetro se obtiene como el cociente entre la diferencia de frecuencias máxima y mínima dividida entre la frecuencia central de trabajo:

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \cdot 100 \quad (2.35)$$

## 2-. Estado del Arte

---

### 2.1.3 Elementos radiantes

Cada antena, independientemente de sus características siempre poseerá uno o más elementos radiantes. Existen infinidad de tipos y variantes dentro de los elementos radiantes, pero dado que este proyecto se enmarca dentro de las antenas realizables mediante tecnología impresa, nos centraremos en los elementos que más se usan dentro de este grupo, que son los parches y las ranuras.

#### 2.1.3.1 Parches

En un circuito microstrip, generalmente se diseñan las líneas de transmisión de manera que no se disipe demasiada potencia en forma de radiación, aunque eliminar completamente este fenómeno es imposible. Con esta premisa (que siempre se va a tener una pérdida por radiación) surge una nueva aplicación para este tipo de tecnología: la **antena microstrip**.

La antena microstrip se aprovecha de la capacidad radiante de las líneas metálicas y dado que cuanto mayor sea la línea mayor es la pérdida por radiación, el elemento radiante que finalmente se utiliza en esta tecnología es el parche, que no es más que una línea microstrip de dimensiones comparables a  $\lambda$  situada sobre un sustrato que se apoya sobre el plano de masa. Así, se diseñará el parche de manera que esta potencia disipada lo haga con el diagrama de radiación que deseamos. Las formas que pueden tener estos parches son muy numerosas, desde triangulares a elípticas, aunque las más comunes son las rectangulares y circulares.

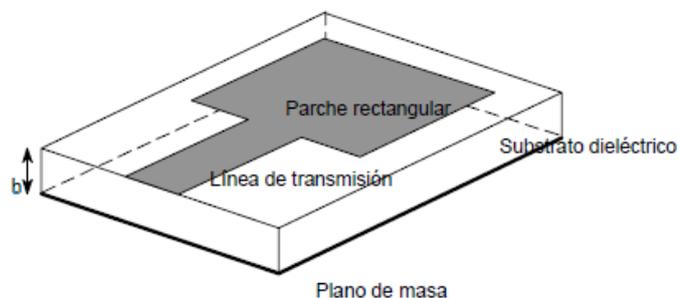


Figura 2-17: Ejemplo de antena microstrip

Las ventajas de este tipo de elementos radiantes radican en su fabricación sencilla y barata, siendo además robustos y fácilmente combinables en circuitos integrados de microondas y en la posibilidad de su diseño para diversas frecuencias y distintas polarizaciones. Por otro lado, los inconvenientes son su potencia limitada, su baja eficiencia y su estrecho ancho de banda, aunque para este último se pueden recurrir a técnicas de agrupación de parches para lograr en conjunto un mayor ancho de banda.

## 2-. Estado del Arte

### Alimentación

Los parches se pueden alimentar de diferentes maneras tal y como se puede observar en las siguientes imágenes:

- Alimentación por línea microstrip coplanar.
- Mediante un conector coaxial vertical que atraviesa el sustrato por el plano de masa.
- Por acoplamiento de la señal en estructuras de varias capas.
- Por acoplamiento por ranura entre la línea y el parche.

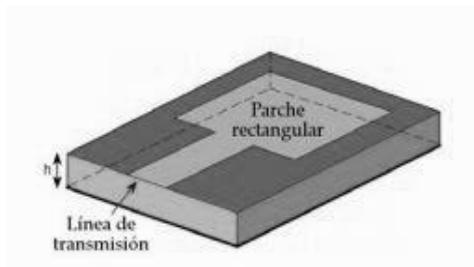


Figura 2-18: Línea microstrip coplanar

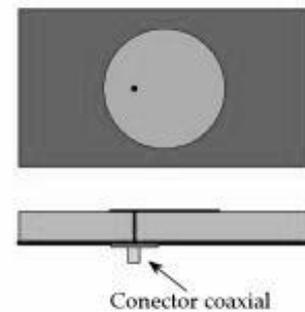


Figura 2-19: Conector coaxial vertical

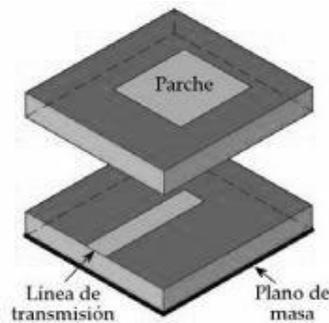


Figura 2-20: Acoplamiento por proximidad

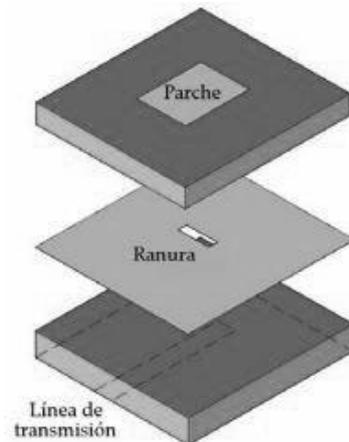


Figura 2-21: Acoplamiento por ranura

Es importante señalar que, en el caso de los parches, la alimentación por microstrip o por coaxial modificará la impedancia del parche, por lo que a la hora de proceder al diseño de una antena de parches hay que tener en cuenta el tipo de alimentación que se va a utilizar y cómo va a afectar a la impedancia de nuestro elemento radiante, ya que una impedancia desadaptada producirá efectos de reflexión y desacople no deseados.

## 2-. Estado del Arte

### 2.1.3.2 Ranuras

Las ranuras se definen como aperturas en el plano de masa de la línea de transmisión por las que se escapa señal en forma de radiación. Son el equivalente eléctrico a un dipolo de longitud equivalente.

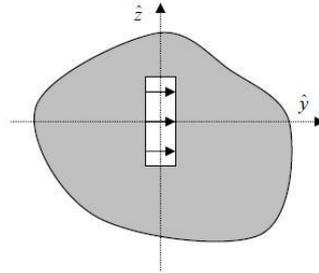


Figura 2-22: Diagrama de una ranura

Estas aperturas se caracterizan por tener una de sus dimensiones de mucho menor tamaño que la longitud de onda de la señal y la otra ligeramente inferior a  $\lambda/2$  para conseguir resonancia.

#### Alimentación

La forma de alimentar a este tipo de elementos radiantes es:

- a) Mediante guía de onda.
- b) Línea microstrip.

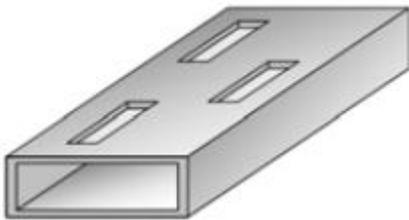


Figura 2-23: Alimentación por guía de onda

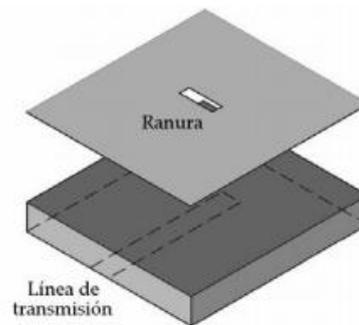


Figura 2-24: Alimentación por línea microstrip

En la alimentación por guía de onda, la potencia radiada dependerá de la posición de la ranura, y ésta acoplará más potencia cuanto más perpendicular se encuentre a las líneas de densidad de corriente que circulan por la guía de onda.

En el caso de la alimentación por microstrip, la ranura se situará en el plano de masa con una línea de transmisión en circuito abierto, a una distancia de  $\lambda/4$  de la ranura.

## 2-. Estado del Arte

### 2.2 Teoría de Arrays

Algunas aplicaciones necesitan una ganancia mayor y diagramas de radiación más directivos que los que puede proporcionar una antena formada por un único elemento radiante. Si bien es cierto que con elementos individuales se podrían conseguir esas características, las dimensiones necesarias para que esto ocurriera tendrían que ser suficientemente grandes, y esto no es posible si queremos antenas integrables en circuitos impresos de pequeño tamaño.

La manera de cumplir con los requisitos de antenas de mayor ganancia y diagramas de radiación más directivos con la restricción de elementos radiantes pequeños es con una configuración de antenas ordenadas en el espacio e interconectadas que radien o reciban la señal como una única antena. A esta configuración de elementos radiantes es a la que llamamos “**Array de antenas**”, y modificando las amplitudes y fases de alimentación de cada elemento conseguimos definir un diagrama de radiación concreto, determinado por las interferencias entre los campos radiados por cada una de las antenas.

Según la distribución de los elementos que componen un array, éstos se pueden clasificar en arrays lineales, arrays planos y arrays conformados.



Figura 2-25: Array lineal



Figura 2-26: Array plano



Figura 2-27: Array conformado

Cualquier array de antenas se caracterizará por su vector de posición ( $\vec{r}_n$ ), las corrientes de alimentación ( $I_n$ ) y el diagrama de radiación de cada elemento unitario ( $\vec{E}_n(\theta, \phi)$ ), de manera que si el diagrama unitario es:

$$\vec{E}_n(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \frac{I_n}{I_0} e^{jk_0 \vec{r}_n \hat{r}} \quad (2.36)$$

El campo radiado por el array se calculará como la suma de los campos radiados por cada uno de los elementos.

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \sum_n \vec{E}_n(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jk_0 \vec{r}_n \hat{r}} \quad (2.37)$$

## 2-. Estado del Arte

En la ecuación (2.37) se observa que el diagrama de radiación de la agrupación es igual al producto del diagrama de la antena básica multiplicado por un factor que tiene en cuenta la interferencia de las  $N$  ondas generadas por las  $N$  antenas. Este factor depende únicamente de la posición de la agrupación, de la alimentación y de la frecuencia de trabajo, y se denomina **Factor de Array**.

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot F_A(\theta, \phi)$$

Esto nos permite separar y tratar de manera independiente el diagrama de radiación de la antena básica y el factor de la agrupación.

Con todo esto, para obtener un diagrama de radiación deseado a partir de un array de elementos unitarios tendremos que tener en cuenta los siguientes parámetros:

- Diagrama de radiación del elemento unitario.
- Posición de los elementos en el espacio.
- Posición relativa de los elementos entre sí.
- Amplitud de alimentación de los elementos.
- Fase de alimentación de los elementos.

### 2.2.1 Arrays Lineales

Se define un array lineal como la agrupación de  $N$  elementos radiantes ubicados en el mismo eje lineal de coordenadas. Los arrays lineales pueden estar formados por el mismo o distinto elemento unitario, y a una misma distancia entre ellos o a distancias diferentes. Por simplicidad se explicará a continuación un array lineal de  $N$  elementos idénticos equiespaciados entre ellos por una distancia  $d$ .

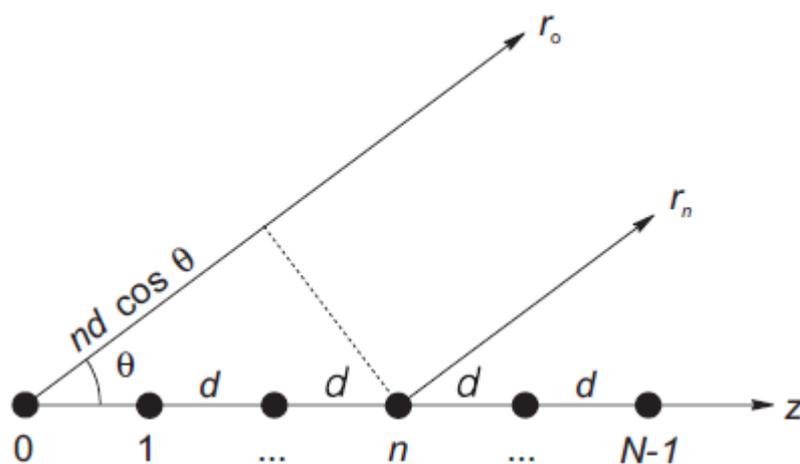


Figura 2-28: Esquema de array lineal de elementos equiespaciados

## 2-. Estado del Arte

---

Con la simplificación a un sistema lineal, las características de la agrupación se definen como:

- Vector de posición:  $\vec{r}_n = n \cdot d \cdot \cos \theta$
- Alimentación:  $A_n = a_n \cdot e^{jn\alpha_n}$

con lo que la fórmula del **factor de array** queda de la siguiente manera:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(k_0 d \cos \theta + \alpha)} \quad (2.38)$$

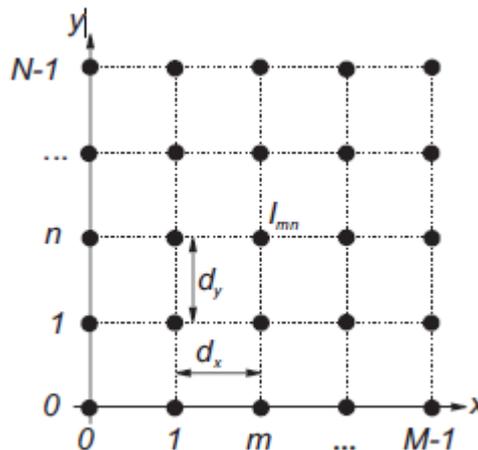
El término  $a_n$  depende en cada caso de la distribución de corriente que tengamos; éstas pueden ser:

- Uniforme  $a_n = 1$
- Triangular  $a_n = \begin{cases} n + 1, & n < \frac{N}{2} \\ N - n, & n \geq \frac{N}{2} \end{cases}$
- Binómica  $a_n = \binom{N-1}{n} = \frac{(N-1)!}{n!(N-1-n)!}$

aunque también se usan amplitudes basadas en series de Taylor, de fase progresiva, etc.

### 2.2.2 Arrays Bidimensionales

Los arrays bidimensionales son agrupaciones en las que los elementos radiantes se sitúan sobre una superficie bidimensional, tanto plana (array plano) como curva (array conformado). Estas agrupaciones de dos dimensiones permiten obtener una gama más amplia de diagramas de radiación, al conformar y dirigir el haz en las dos coordenadas del espacio sin las restricciones que impone la simetría de revolución.



**Figura 2-29: Esquema de array bidimensional plano, rectangular y equiespaciado**

## 2-. Estado del Arte

---

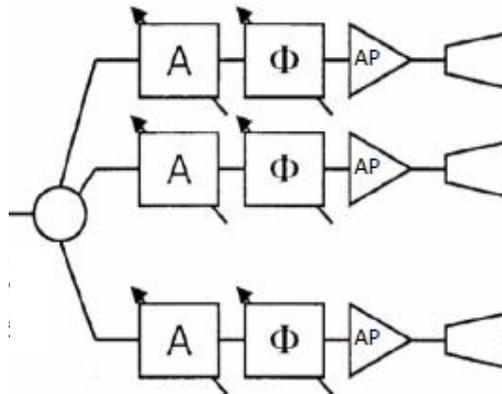
Por analogía con los arrays lineales, el factor de array en el caso de los bidimensionales se define como:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} a_{mn} e^{jm(k_0 d_x \sin \theta \cos \phi + \alpha_x)} e^{jn(k_0 d_y \sin \theta \sin \phi + \alpha_y)} \quad (2.39)$$

Así, el factor de una agrupación plana rectangular podría interpretarse también como el factor de una agrupación lineal en 'x' cuya antena básica es una agrupación lineal en 'y' o viceversa.

### 2.2.3 Phased Arrays

Los phased arrays o arrays adaptativos son un tipo especial de agrupaciones, planas o bidimensionales, que se caracterizan por su capacidad de variar las fases de alimentación de cada elemento en tiempo real y así poder modificar controladamente su diagrama de radiación, dando la posibilidad de eliminar interferencias, mejorar la relación señal a ruido u orientar el haz principal hacia una fuente de señal móvil.



**Figura 2-30: Esquema de un phased array**

En el caso sencillo de una red plana cuyos elementos se excitan con amplitudes reales y positivas y fases progresivas, el cálculo del factor de array se calcula como el producto entre los factores de array independientes del plano X y el plano Y:

$$F_A(\Psi_x, \Psi_y) = F_{A_x}(\Psi_x) \cdot F_{A_y}(\Psi_y) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(k_0 d \cos \theta + \alpha)} \quad (2.40)$$

## 2-. Estado del Arte

---

### 2.3 Teoría de Guías de onda

Una guía de onda se puede emplear en electromagnetismo para denominar a cualquier elemento físico capaz de propagar ondas electromagnéticas a través de su estructura, generalmente formada por un único conductor cerrado en cuyo interior hay uno o más dieléctricos. Estas estructuras poseen gran capacidad para propagar señales de alta potencia con bajas pérdidas, y se siguen utilizando cuando se desean diseños con estas características.

#### 2.3.1 Modos de propagación

Las diferentes soluciones a las ecuaciones de Maxwell (desarrolladas en [2] y [3]) nos proporcionan una clasificación en función de las características de las ondas transmitidas dependiendo de las componentes de campo eléctrico y magnético que éstas tengan.

- a) Modos Transversales Electromagnéticos (TEM): Las componentes de campo electromagnético longitudinales son nulas ( $E_z = H_z = 0$ ). Esta solución solo se da en líneas de transmisión formadas por dos conductores diferenciados (p.Ej: cable coaxial).
- b) Modos Transversales Eléctricos (TE): Estos modos se caracterizan por tener la componente longitudinal eléctrica nula. ( $E_z = 0$ ).
- c) Modos Transversales Magnéticos (TM): Estos modos se caracterizan por tener la componente longitudinal magnética nula. ( $H_z = 0$ ).
- d) Modos Híbridos: Son los modos de propagación que no poseen componentes de campo longitudinales nulas.

En el caso de la guía de onda, al estar formada por un único conductor continuo tendremos modos de propagación eléctricos, magnéticos y/o híbridos, pero nunca podremos tener modos TEM.

##### 2.3.1.1 Frecuencia de corte

Una de las características fundamentales de los modos de propagación es su frecuencia de corte ( $f_c$ ), definida como la frecuencia por debajo de la cual un determinado modo electromagnético no se transmitirá a través de una guía de onda. Esta frecuencia de corte depende únicamente de la morfología de la guía de onda, y dependiendo de nuestra frecuencia de trabajo ( $f_o$ ) y de su rango podremos saber si por el interior de nuestra guía se propagarán uno o más modos electromagnéticos. En función de cada caso podemos distinguir entre:

- A. Monomodo: Solo se propaga un único modo.
- B. Multimodo: Existen varios modos propagándose por la línea de transmisión.

Al primer modo que se propaga por el interior de la línea de transmisión se le llama **modo fundamental**, y al primer modo que no se propaga se le denomina como **modo superior**.

## 2-. Estado del Arte

Para cualquier guía de onda es importante definir su parámetro de **ancho de banda monomodo**, que se define como el rango de frecuencias dentro del cual solo se propaga un único modo, que será el rango que haya desde el modo fundamental hasta el primer modo siguiente.

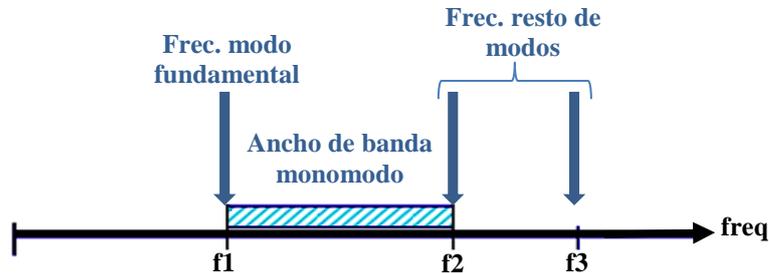


Figura 2-31: Esquema de carta de modos

### 2.3.2 Tipos de guías de onda

Se puede hacer una clasificación de los tipos de guía de onda que existen en función de su geometría; y aunque se pueden realizar guías de onda con cualquier geometría, las estructuras más utilizadas y en las que nos centraremos son las guías de onda rectangulares y las circulares.

#### 2.3.2.1 Guía de onda rectangular

En este tipo de guía se caracteriza por tener una geometría rectangular con los lados de dimensión "a" y "b", cumpliéndose (por convención) que  $a > b$

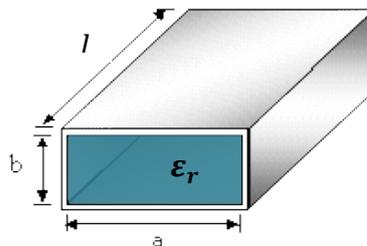


Figura 2-32: Guía de onda rectangular

En una guía rectangular los modos que se propagan son los modos  $TE_{mn}$  y  $TM_{mn}$  que quedan caracterizados por:

A. **Frecuencia de corte:**

$$f_{c,m,n} = \frac{c}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.41)$$

con:

$$c = c_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad \begin{array}{l} TE_{m,n}: m, n \geq 0 \\ TM_{m,n}: m, n \geq 1 \end{array}$$

siendo  $c_0$  la velocidad de la luz en el vacío ( $2,99 \cdot 10^8 \text{ m/s}^2$ ) y  $\epsilon_r$  la permitividad relativa del dieléctrico interior al conductor.

## 2-. Estado del Arte

---

### B. Longitud de onda:

$$\lambda_{g_{m,n}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{m,n}}}{f_0}\right)^2}} \quad (2.42)$$

con:  $\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$

De (2.36) podemos deducir que en cualquier guía rectangular, el modo fundamental de propagación siempre se corresponderá con el modo  $TE_{10}$ , ya que nos da como resultado la frecuencia de corte más pequeña posible.

Otra forma de comprobarlo es fijándonos en la atenuación que sufren los diferentes tipos de modos al propagarse por la guía, siendo el modo  $TE_{10}$  el primero en aparecer.

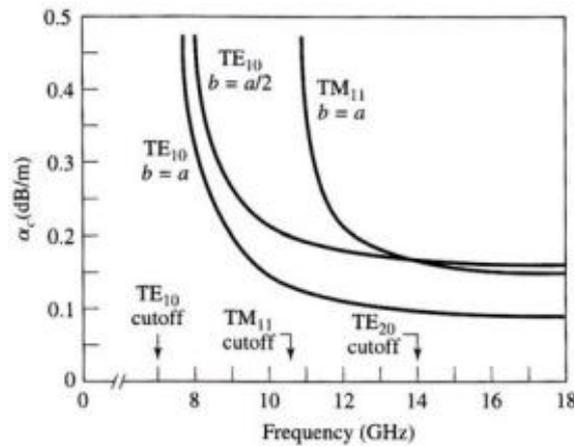


Figura 2-33: Atenuación de los modos en guía rectangular

### 2.3.2.2 Guía de onda circular

En este tipo de guía se caracteriza por tener una geometría circular representada por su radio interior "a"

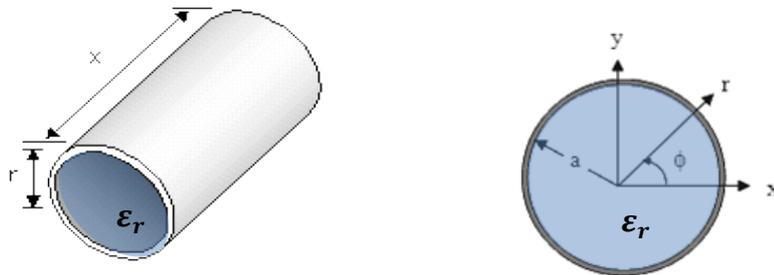


Figura 2-34: Guía de onda circular

En la guía circular los modos que se propagan también son los modos  $TE_{mn}$  y  $TM_{mn}$  y en este caso se caracterizan como:

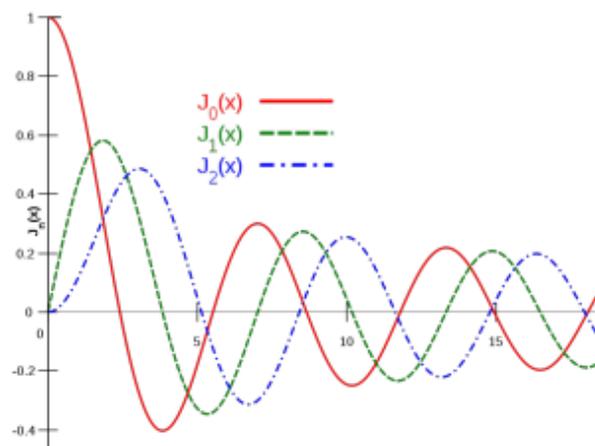
## 2-. Estado del Arte

---

### A. Frecuencia de corte:

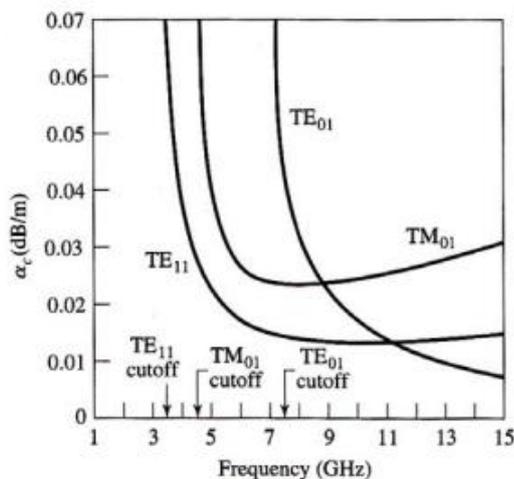
$$\begin{aligned}
 \text{Modos } TM_{nm}: \quad f_{c_{m,n}} &= \frac{p_{mn}}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \\
 \text{Modos } TE_{nm}: \quad f_{c_{m,n}} &= \frac{p'_{mn}}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}}
 \end{aligned}
 \tag{2.43}$$

Siendo  $p_{mn}$  y  $p'_{mn}$  las raíces de las funciones de Bessel:



**Figura 2-35: Funciones de Bessel de primera especie para n=0,1 y 2**

En este caso no se puede deducir tan fácilmente como el caso anterior el modo fundamental de las guías circulares, sin embargo si vemos la gráfica de atenuación (Figura 2-17) podemos ver que el modo fundamental de estas guías es el  $TE_{11}$  seguido de los modos  $TM_{01}$  y  $TE_{01}$ .



**Figura 2-36: Atenuación de los modos en guía circular**

## 2-. Estado del Arte

### 2.3.3 Alimentación de guías de onda

Para realizar la alimentación de la guía de onda se puede recurrir tanto a una transición “microstrip → guía de onda” como a una “coaxial → guía”, aunque en la práctica la segunda opción es la más común, y para ello se utilizan los conectores coaxiales.

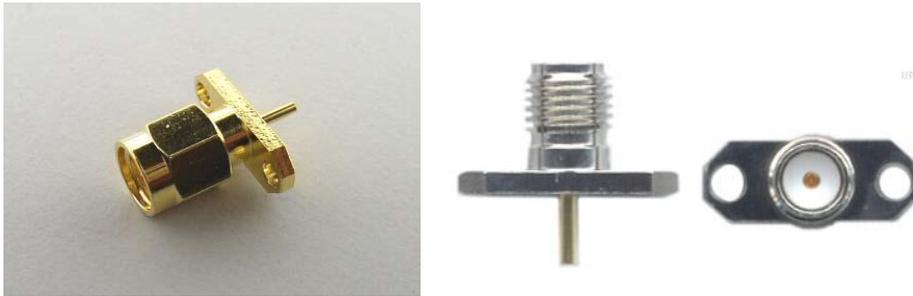


Figura 2-37: Conector coaxial tipo SMA

Para realizar una correcta adaptación entre el coaxial y la guía de onda es importante tener en cuenta dos medidas:

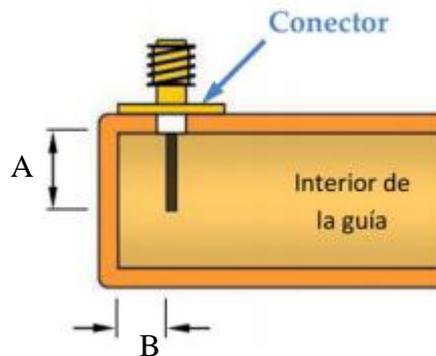


Figura 2-38: Medidas importantes en la alimentación de guía por coaxial

- A. **Medida del alma del coaxial.** Ésta debe de tener una longitud igual a  $\lambda_g/4$  para que actúe como un dipolo en el interior de la guía.
- B. **Distancia del alma a la pared de la guía.** Esta distancia tiene que ser también igual a  $\lambda_g/4$ , para que la onda propagada hacia el extremo contrario a la dirección de propagación se refleje en la pared de la guía y llegue reflejada con una fase igual a la de la onda propagada en el sentido de la transmisión.

## 2-. Estado del Arte

### 2.4 Teoría de Microstrip

Las líneas microstrip son un tipo de medio de transmisión electromagnético que utiliza una línea conductora separada del plano de masa (GND) por un material dieléctrico para propagar las ondas electromagnéticas a lo largo de su superficie.

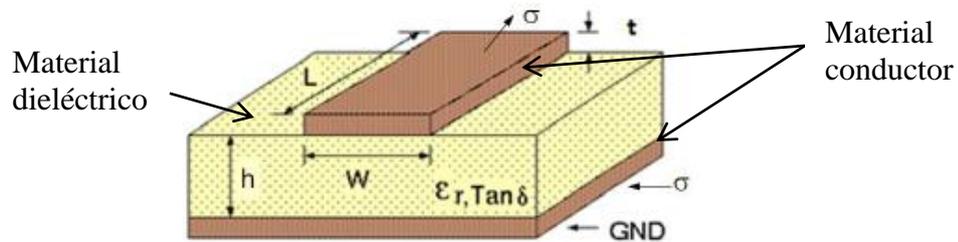


Figura 2-39: Línea Microstrip

donde:

$h$ : Altura de dieléctrico.

$\epsilon_r$ : Constante dieléctrica del material.

$Tan\delta$  : Factor de pérdidas del dieléctrico.

$W$ : Dimensión transversal del conductor de la microstrip.

$L$ : Dimensión longitudinal del conductor de la microstrip.

$t$ : Altura del conductor

$\sigma$ : Factor de pérdidas del conductor

La principal ventaja de las líneas microstrip respecto a cualquier otro medio de transmisión está en que éstas se pueden fabricar con tecnología de circuitos impresos o PCB, tecnología barata, ligera y con gran capacidad de mecanización y producción industrial. Por contrapartida, sus principales inconvenientes están en su limitada capacidad en el manejo de potencia y en que normalmente poseen mayores pérdidas.

La característica más importante de las líneas microstrip a la hora de propagar una onda es que posee dos conductores diferenciados pero no en una superficie completamente cerrada, por lo que a lo largo de ella no se propagará un modo TEM puro, sino que tendremos modos quasi-TEM debido a las líneas de campo que se escapan hacia el medio exterior.

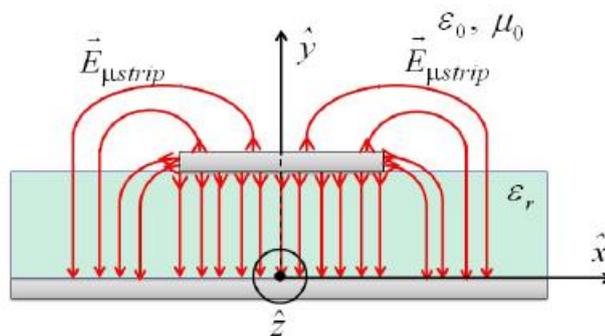


Figura 2-40: Líneas de campo eléctrico de una microstrip

## 2-. Estado del Arte

Este modo quasi-TEM se caracteriza por una constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{refec}$  que se define como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que envuelve completamente a la línea microstrip y que se comporta igual que la combinación de ambos medios. Dicha constante se expresa como:

$$\epsilon_{reff} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0,5} + 0,04 \left( 1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0,5} & \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.44)$$

con lo que la longitud de onda efectiva de la línea microstrip será:

$$\lambda_{\mu strip} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (2.45)$$

### 2.4.1 Alimentación en líneas Microstrip

La opción más utilizada para alimentar las líneas microstrip es mediante un cable coaxial, ya que normalmente son los utilizados como líneas de salida en nuestro generador. Dentro de la alimentación con coaxial, podemos diferenciar entre:

- Alimentación coaxial vertical:** En este tipo de alimentaciones el cable se introduce desde la parte inferior de la línea microstrip, haciendo que el alma del coaxial esté en contacto con la parte superior de la línea (atravesando el dieléctrico) mientras que la parte externa del coaxial lo haga con el plano de masa.
- Alimentación coaxial horizontal:** En este caso el cable se coloca de manera que el alma entre en contacto con un extremo de la línea microstrip y la parte externa con el plano de masa.



Figura 2-41: Alimentaciones microstrip por coaxial

## 2-. Estado del Arte

### 2.5 Teoría de SIW

La tecnología de “*Substrate Integrated Waveguide*” (Guía de onda integrada en sustrato) se basa en la tecnología de guías de onda rectangulares, con la diferencia de que en lugar de implementarse con un único conductor metálico (más pesado, caro y difícil de integrar) se hace utilizando la tecnología microstrip, mediante una estructura sobre sustrato, con dos placas metálicas paralelas transversales y estructuras metálicas laterales (en nuestro caso vías metalizadas) que simulan las paredes de la guía de onda rectangular convencional.

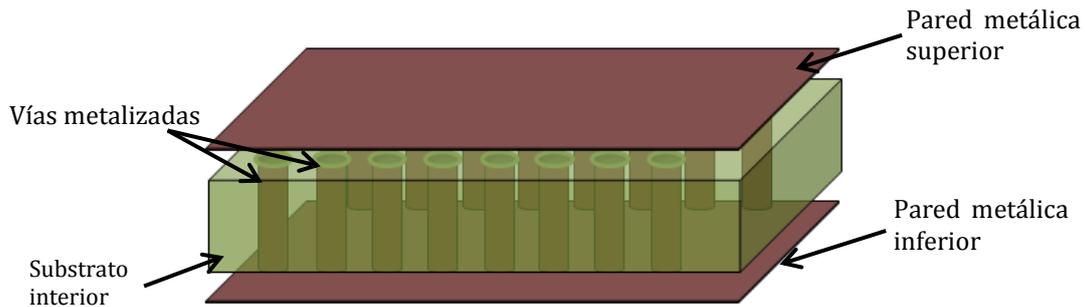


Figura 2-42: Esquema de elementos de SIW

Las guías de onda convencionales se realizan mediante elementos metálicos, lo que las convierte en estructuras pesadas y difíciles de integrar en los circuitos de microondas. Gracias a esta tecnología SIW conseguimos unas buenas características de propagación con bajas pérdidas y simplificamos la integración con circuitos impresos; además de disminuir el peso y coste total de la guía de onda.

Para el diseño de las guías de onda mediante tecnología SIW, los parámetros que tenemos que tener en cuenta son:

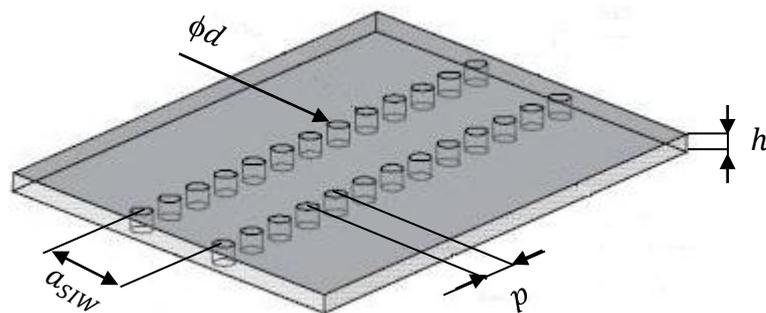


Figura 2-43: Esquema de parámetros de SIW

- Los parámetros ‘ $d$ ’ (diámetros de las vías) y ‘ $p$ ’ (distancia entre vías en la dirección de propagación) tienen que cumplir ciertos requisitos (estudiados en [7]) para no tener grandes pérdidas o comportamientos en la propagación no deseados.

## 2-. Estado del Arte

---

- El parámetro 'b' (altura de la guía de onda) depende mayormente del sustrato o sustratos utilizados.
- El parámetro 'a<sub>SIW</sub>' (anchura de guía SIW) se obtiene mediante una equivalencia con la anchura guía de onda convencional. Ésta se estudia de manera intensiva en [8], y gracias a ella obtenemos una serie de fórmulas de equivalencia entre ambas anchuras con un error de un 1%.

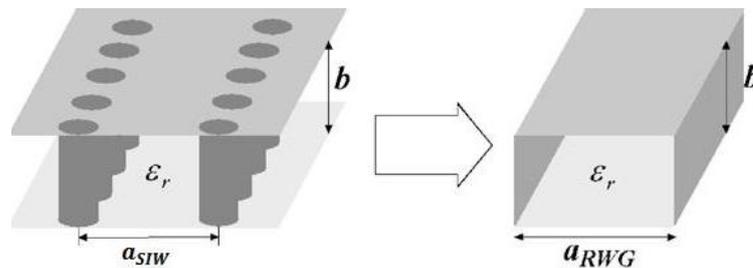
$$\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{\bar{a}}{p} - 1.0684} \quad (2.46)$$

$$\xi_2 = -0.1183 + \frac{1.2729}{\frac{\bar{a}}{p} - 1.2010} \quad (2.42)$$

$$\xi_3 = 1.0082 + \frac{0.9163}{\frac{\bar{a}}{p} + 0.2152} \quad (2.43)$$

$$\bar{a} = \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{(\xi_1 + \xi_2 - \xi_3)}{(\xi_3 - \xi_1)}} \quad (2.44)$$

$$a_{RWG} = a_{SIW} \cdot \bar{a} \quad (2.47)$$



**Figura 2-44: Equivalencia entre guía convencional y SIW**

### 2.5.1 Alimentación en SIW

Como las guías SIW son un tipo de guías de onda, los diferentes métodos de alimentación descritos en 2.3.3 también se pueden utilizar en este tipo de diseños, aunque debido a su naturaleza de circuito impreso, también se puede realizar una alimentación por microstrip.

- a) **Alimentación por coaxial:** Se inserta el coaxial con el alma en el interior del dieléctrico de la guía SIW y la parte externa de éste unida al plano de masa. Como en 2.3.3, tendremos que tener cuidado con las distancias desde el circuito al conector para evitar las reflexiones de la onda.

## 2-. Estado del Arte

---

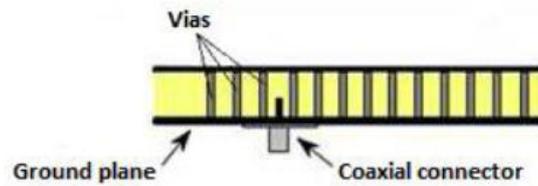


Figura 2-45: Alimentación de SIW por coaxial

- b) **Alimentación por microstrip:** Como las guías SIW utilizan la tecnología de circuitos impresos, podemos aprovechar la misma para alimentar la guía de onda mediante una línea microstrip (cuyo estudio se realiza en [9]).

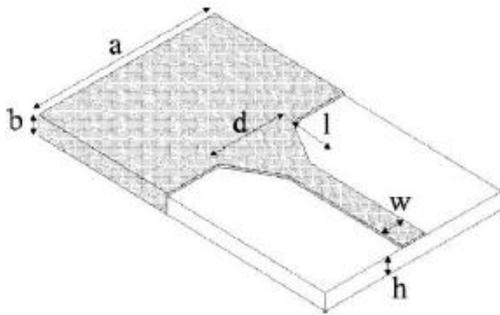


Figura 2-46: Transición de microstrip a SIW

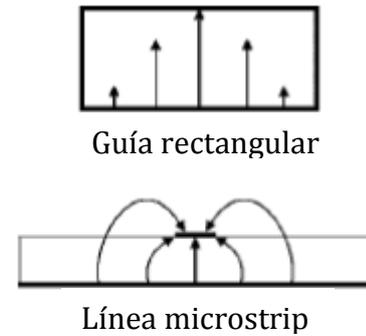


Figura 2-47: Modos de propagación en guía rectangular y microstrip

Como se puede apreciar en la Figura 2-47, ambos modos de propagación son muy parecidos, y en la transición se consigue transformar el modo quasi-TEM de la línea microstrip en el modo fundamental TE<sub>10</sub> de la guía de onda rectangular. Dependiendo de la anchura de la guía (que depende de la frecuencia de corte) y del sustrato (altura y constante dieléctrica), así como la anchura de la línea microstrip (para adecuar su impedancia al sustrato) deberemos modificar los valores 'l' y 'd' de la transición cónica para asegurar una transmisión eficiente y unas bajas pérdidas.

## 2-. Estado del Arte

### 2.6 Herramientas de diseño y de simulación

Las herramientas utilizadas para la realización de este Proyecto Fin de Carrera serán las siguientes:

#### 2.6.1 CST Microwave Studio (2011)



El *CST Microwave Studio* es la herramienta principal en el diseño, desarrollo e implementación de las dos antenas que se van a realizar en este Proyecto Fin de Carrera.

Se trata de un software especializado en la simulación 3D de campos electromagnéticos a altas frecuencias.

Este programa permite el análisis preciso de múltiples dispositivos tales como antenas, filtros, acopladores, estructuras multicapa y efectos de integridad de señal y compatibilidad electromagnética (SI y EMC). La gran versatilidad de este programa hace posible su uso a la hora de la realización de diversidad de diseños.

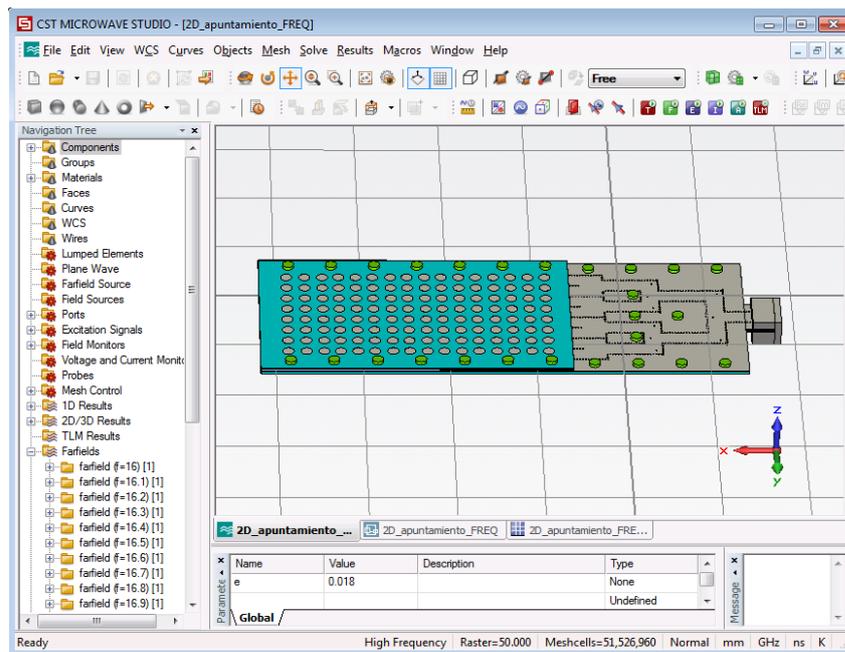


Figura 2-48: Entorno de desarrollo del CST

Además cuenta con una amplia gama de importación y exportación:

- De archivos CAD específicos, que permiten la generación de los planos necesarios que hacen posible la fabricación final del diseño.
- De archivos IGES, de generación de capas 3D para poder manipular individualmente cada elemento de nuestro diseño con un programa de modelado en 3D.
- De archivos .txt que permiten la representación de gráficas calculadas por el CST utilizando un software diferente.

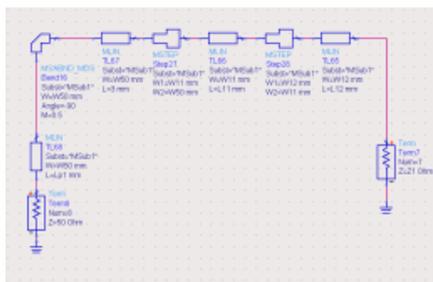
## 2-. Estado del Arte

### 2.6.2 Advanced Design System (ADS)

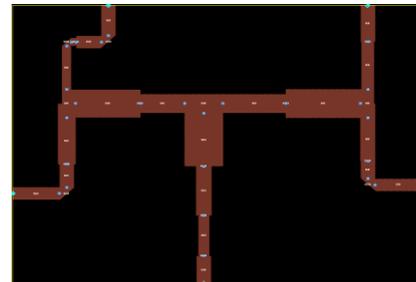


*Advanced Design System (ADS)* es un programa de simulación y diseño multicircuitual que permite trabajar con dispositivos de microondas y radiofrecuencia, así como de aplicaciones digitales de alta velocidad. Con este programa podemos caracterizar gran variedad de dispositivos de telecomunicaciones tales como amplificadores, líneas de transmisión, filtros, resonadores, osciladores, etc.

Este software lleva a cabo simulaciones de gran precisión (circuitualmente) y relativa rapidez basándose en las densas librerías que posee; y además es capaz de trabajar en tiempo real entre los circuitos y las gráficas, lo que le otorga una gran ventaja a la hora del diseño y la optimización.



a) Entorno esquemático



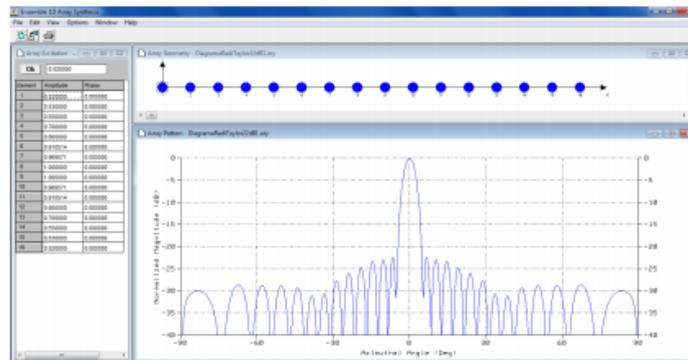
b) Entorno Layout

**Figura 2-49: Entorno de trabajo de ADS**

Una característica muy útil de este programa es la posibilidad de generar los planos constructivos de los circuitos de microstrip (*Layouts*), con lo que se puede examinar el resultado físico del diseño y exportar esos planos para la construcción final de esos circuitos.

### 2.6.3 Ensemble 1D Array Synthesis (EnsSym)

Este software nos permite un modelado sencillo de arrays lineales formados por elementos idénticos.



**Figura 2-50: Entorno de trabajo de EnsSym**

Con él podemos realizar una primera aproximación al diagrama de radiación normalizado del array variando el número de elementos, sus coeficientes de excitación y el espaciado que hay entre ellos.

### 3 Diseño de la Antena Lineal

---

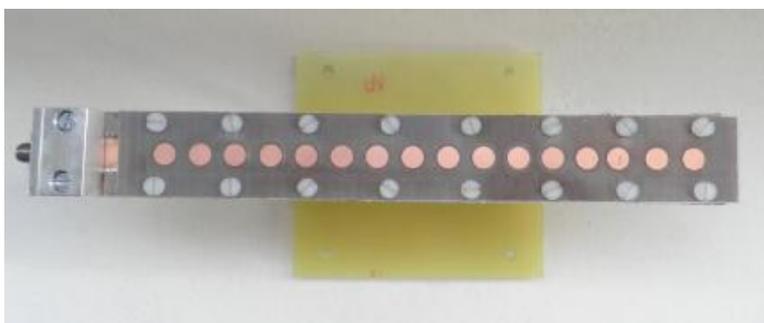
A continuación se exponen 3 subsecciones del proyecto. Primero se realizará una visión del diseño del PFC anterior que supuso la base de este proyecto para luego centrarse en el diseño e integración de la antena lineal realizada en este PFC. Por último se expondrá el diseño e integración de la antena bidimensional que supone la conclusión de la parte de los diseños de antenas.

#### **3.1 Base del PFC: Antena lineal anterior**

El PFC que ahora se realiza es la continuación de otro proyecto anterior titulado "DISEÑO DE UN ARRAY LINEAL DE PARCHES SOBRE GUÍA DE SUSTRATO INTEGRADO PARA BANDA KU" [10] realizado por el alumno de la EPS Don David García Valverde y con el Dr. D. Juan Córcoles Ortega como tutor.

##### **3.1.1 Introducción**

Este proyecto fue el primero en el que se realizó una antena de parches sobre SIW, por lo tanto es imprescindible hacer una descripción de las bases, los modelos, las simulaciones y los resultados que se obtuvieron y que concluyeron con el diseño, construcción y medida de esta antena, en la cual se basa el trabajo posterior desarrollado en este proyecto que ahora se trata.



**Figura 3-1: Construcción final de la antena del proyecto anterior**

##### **3.1.2 Características generales del proyecto anterior**

La antena propuesta consistió en un array lineal de parches alimentados por una guía de onda construida sobre sustrato utilizando la tecnología SIW (descrita en 2.5) con polarización lineal y que trabajara en un rango de entre 16.3 GHz y 17.7 GHz. (perteneciente a la banda Ku de frecuencias descritas en la Tabla 2-2) .

Las características y estructuras más importantes se describen a continuación ya que sin ellas es imposible un entendimiento del trabajo realizado el PFC actual, que se basa en la modificación de éstas para que sea posible su implementación y construcción en una empresa externa a la Escuela Politécnica Superior de la UAM.

## 3- Diseño de la Antena Lineal

### 3.1.2.1 Estructura de substratos

Esta antena estaba formada por una estructura en la que intervienen 4 tipos diferentes de materiales dieléctricos [11], [12] y [13]:

- **TLY-5A 0400 CH/CH**: Substrato de 1.016mm de espesor con capas de cobre de 18 micras en ambas caras. Su constante dieléctrica es  $\epsilon_r=2.17$  y su tangente de pérdidas  $\tan \delta=0.0011$  a 17GHz.
- **TLY-5A 0200 CH/CH**: Substrato de 0.508mm de espesor con las mismas características que el anteriormente descrito.
- **RF-35 0200 CH/CH**: Substrato de 0.508mm de espesor, también con ambas capas de cobre de 18 micras en sus superficies. Su constante dieléctrica es  $\epsilon_r=3.5$  y su tangente de pérdidas  $\tan \delta=0.0029$  a 17GHz.
- **ROHACEL HF**: Plancha de espuma que simula el aire, de 1 mm de espesor con constante dieléctrica  $\epsilon_r \sim 1.045$  y tangente de pérdidas  $\tan \delta \sim 0.0017$  (los parámetros especificados en las hojas de características están indicados a 10GHz, por lo que a 17GHz éstos variarán ligeramente).

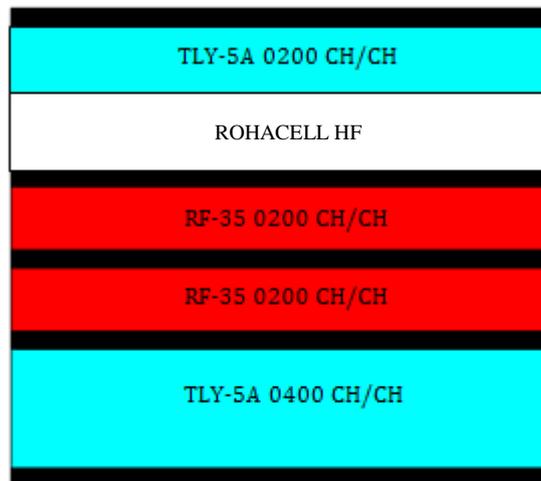


Figura 3-2: Estructura de los diferentes materiales que componen la antena

### 3.1.2.2 Caracterización de la guía de onda

Cuando se diseñan estructuras de guía de onda es necesario establecer los parámetros acordes con la frecuencia de trabajo que tengamos. Los parámetros disponibles en las guías de onda rectangulares son la anchura 'a', la altura 'b' y la constante dieléctrica del interior de la guía,  $\epsilon_r$ .

En el proyecto se pensó que se podría realizar la guía rectangular con un solo dieléctrico uniforme que propagara a través suyo un modo  $TE_{10}$  (ya que es el primer modo que se propaga en este tipo de guías). Al verse que la estructura de acoplo entre la guía de onda y los parches no funcionaba como debería con esta disposición, se introdujo una estructura de dos dieléctricos a través de la misma guía de onda (el TLY-5A 0400 y el RF-35 0200).

Introduciendo 2 constantes dieléctricas diferentes, el modo fundamental que se propaga pasa de ser un modo  $TE_{10}$  puro a denominarse **modo híbrido**.

### 3- Diseño de la Antena Lineal

#### Modos híbridos

Para algunas configuraciones de guía de onda donde se utilizan varios substratos en su interior, los modos TE y TM no satisfacen las condiciones de contorno de la estructura. Por tanto, los modos que se propagan a través de este tipo de guías son una combinación de estos modos TE y TM. A estos modos se les denomina como Modos Híbridos, modos LSE (*Longitudinal Section Electric*) o LSM (*Longitudinal Section Magnetic*).

En el caso particular que se tenía en ese proyecto, el modo propagado en la dirección  $z$  era  $LSM_y$ , ya que la notación 'y' indica que la discontinuidad se produce en ese eje (la superficie de contacto entre los materiales es perpendicular a 'y').

Con este modo híbrido, la componente de  $E_z$  de campo ya no es nula, y aparece una nueva componente de acoplo de potencia en esta dirección (tradicionalmente teníamos solo un acoplo de potencia en  $E_y$ ).

Debido a ese cambio en la potencia acoplada a la estructura, la frecuencia de corte del nuevo modo  $LSM_y$  está entre las dos frecuencias de corte de una estructura similar con cada uno de los dos dieléctricos.

$$\frac{1}{2a\sqrt{\epsilon_2\mu_2}} \leq f_{c_{LSM_{10}}} \leq \frac{1}{2a\sqrt{\epsilon_1\mu_1}} \quad (3.1)$$

Para obtener este valor de frecuencia hay que obtener una constante eléctrica efectiva aplicable a la guía de onda formada por estos 2 substratos. Esto se consigue con el **Método de Resonancias Transversales** (*Transverse Resonance Method*) propuesto en [14].

#### Transverse Resonance Method (TRM)

Se trata de una técnica para obtener la constante de propagación de una guía de onda en la que en su interior hay dos dieléctricos diferentes tomando la sección transversal de la guía como un sistema de líneas de transmisión. Como los campos eléctrico y magnético deben satisfacer la ecuación de ondas [15]; solucionándola tendremos dicha constante de propagación.

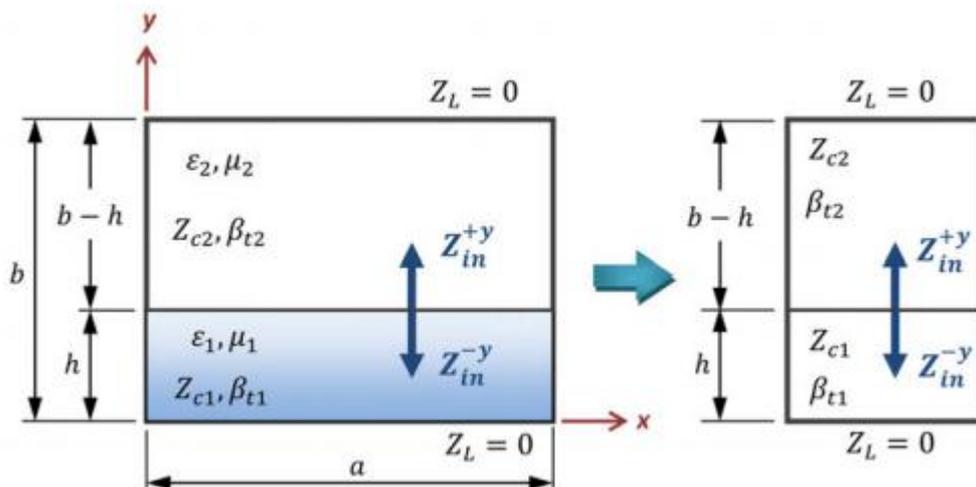


Figura 3-3: Sección transversal de una guía y su equivalencia en líneas de transmisión para el TRM

### 3- Diseño de la Antena Lineal

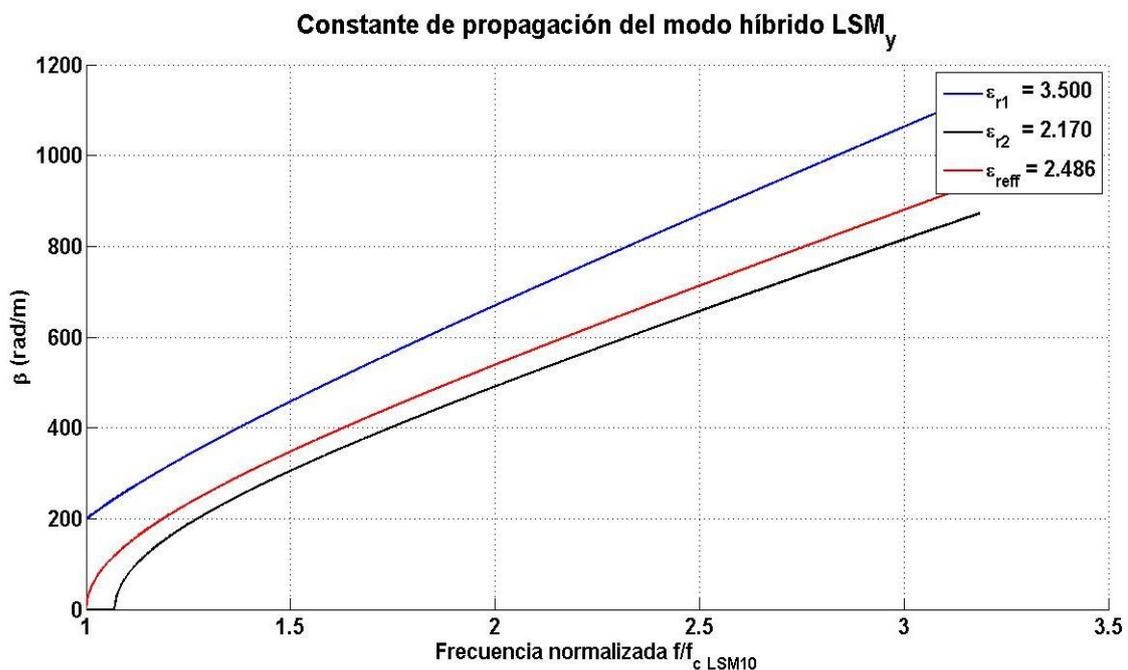
Teniendo en cuenta que cada línea de transmisión estaría cortocircuitada en su carga ( $Z_L = 0$ ), que la constante dieléctrica viene definida por cada material y que en ambos materiales su permeabilidad magnética es  $\mu_r = 1$  se solucionó el TRM obteniendo así la constante dieléctrica efectiva y la frecuencia de corte del modo  $LSM_{10}^y$ :

$$\epsilon_{r_{eff}} = 2.486$$

$$f_{c_{LSM_{10}^y}} = 9.419GHz$$

Así, una vez obtenidos estos valores, la constante de propagación de la estructura completa a 17GHz será de:

$$\beta_z = 467.33 (1/m)$$



**Figura 3-4: Constantes de propagación de los diferentes dieléctricos en la estructura**

Como se puede observar, la constante de propagación efectiva de la guía de onda formada por los 2 dieléctricos siempre estará entre medias de las constantes de propagación de las guías formadas únicamente por uno u otro dieléctrico.

#### Caracterización de la guía rectangular

A efectos prácticos y con lo visto anteriormente, se consideró por tanto que la guía estaba rellena completamente de un material dieléctrico de constante dieléctrica  $\epsilon_{eff}$  y se podía aproximar el modo híbrido  $LSM_y$  generado a un modo  $TE_{10}$ .

Así, haciendo uso de las fórmulas para el cálculo de las frecuencias de corte vistas en 2.3.2.1 y teniendo en cuenta que la altura es significativamente menor que la anchura ( $b \ll a$ ), se realizó el cálculo:

### 3- Diseño de la Antena Lineal

$f_{c_{TE_{10}}}$	9.42GHz
<b>a</b>	10.1 mm
<b>b</b>	1.524mm
$\lambda_{g_{TE_{10}}}$	13.44mm

Tabla 3-1: Parámetros obtenidos de la estructura SIW

Además, la carta de modos más próximos (representación de los modos que se propagan en esta guía de onda en función de la frecuencia) quedó como sigue:

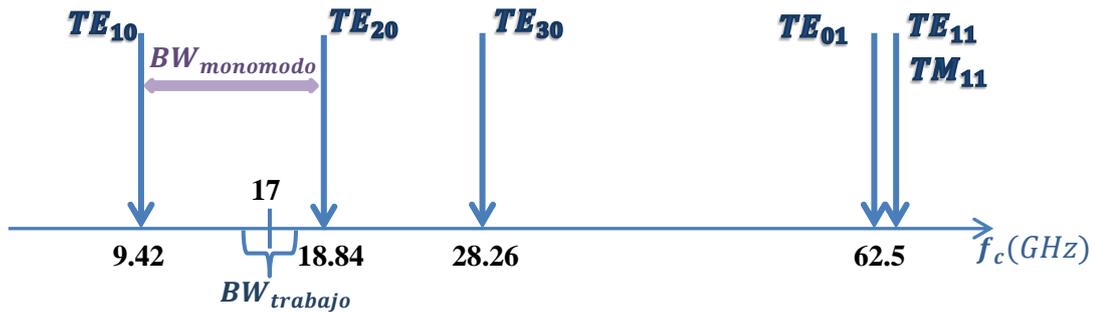


Figura 3-5: Carta de modos de la estructura

#### 3.1.2.3 Caracterización de la guía SIW

El próximo paso una vez que la guía estuvo caracterizada fue realizar el equivalente guía-SIW haciendo uso de las fórmulas vistas en el apartado 2.5.

Se usó un diámetro de vías  $d = 0.8 \text{ mm}$ , y una distancia entre ellas (o periodicidad)  $p = 1.6 \text{ mm} = 2 \cdot d$ ; y haciendo uso de las fórmulas de equivalencia vistas en 2.5 se calculó que:

$$a_{SIW} = 10.6 \text{ mm}$$

Con lo visto entonces en 3.1.2.1, 3.1.2.2 y 3.1.2.3 se caracterizó completamente la guía SIW con los siguientes parámetros:

Parámetro	Valor
$\tan\delta_{TLY-5A} (17 \text{ GHz})$	0.0011
$\tan\delta_{RF-35} (17 \text{ GHz})$	0.0029
$\epsilon_{r_{eff}}$	2.486
$f_{c_{TE_{10}}}$	9.42 GHz
$f_{c_{TE_{20}}}$	18.84 GHz
$\lambda_{g_{TE_{10}}}$	13.44mm
$a_{SIW}$	10.6mm
$b_{SIW}$	1.524mm
$d$	0.8 mm
$p$	1.6 mm

Tabla 3-2: Resumen de parámetros de la guía SIW

### 3- Diseño de la Antena Lineal

#### 3.1.2.4 Alimentación de los elementos radiantes

Una vez caracterizada la guía SIW, encargada de proporcionar potencia a cada uno de los elementos radiantes, otro de los problemas a solucionar era cómo hacer que cada elemento cogiera exactamente la potencia que necesitaba de dicha guía.

Tras un estudio de los tipos de alimentación de los elementos radiantes se tomó la decisión de implementar una estructura de acoplo uniforme mediante vías metalizadas y líneas microstrip alimentadas con una onda progresiva.

#### Alimentación por onda progresiva

Es el fenómeno en el que, en antenas alimentadas por un único extremo, la señal se propaga a lo largo de la estructura y entrega a cada elemento la potencia que necesita.

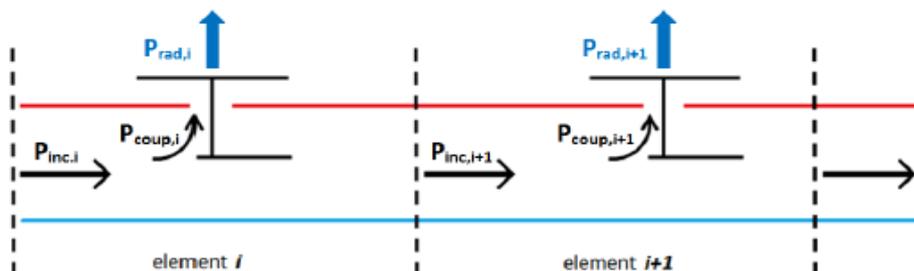


Figura 3-6: Esquema de alimentación por onda progresiva

Como se puede observar, cada línea acopla una cierta cantidad de la potencia total, por lo que cada vez la potencia restante es menor y el siguiente elemento necesita acoplar (proporcionalmente) más cantidad de la señal que recibe.

Teniendo en cuenta que la alimentación elegida es uniforme y que las pérdidas residuales de potencia se estimaban en torno al 2%, se calcularon [16] unos coeficientes de acoplo en relación a la función de alimentación de:

Elemento (k)	Función de alim. ( $F_k$ )	Coefficiente de acoplo ' $S_k$ ' (dB)
1	1	-12.1289
2	1	-11.8544
3	1	-11.5614
4	1	-11.2472
5	1	-10.9084
6	1	-10.5410
7	1	-10.1395
8	1	-9.6972
9	1	-9.2046
10	1	-8.6490
11	1	-8.0117
12	1	-7.2644
13	1	-6.3614
14	1	-5.2199
15	1	-3.6671
16	1	-1.2272

Tabla 3-3: Acoplo de cada elemento según la función de alimentación uniforme

### 3- Diseño de la Antena Lineal

Así, variando las dimensiones de la línea de acoplo (Figura 3-7), se consiguieron unos valores aproximados de los coeficientes de acoplo para cada elemento 'k' (no hacía falta unos valores exactos ya que los acoplos entre elementos iban a modificar este coeficiente) representados en la Tabla 3-4.

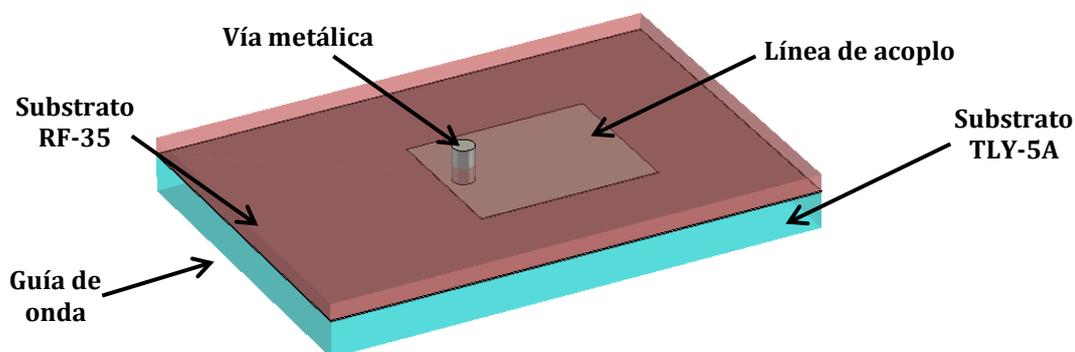


Figura 3-7: Estructura de estudio de acoplo de cada elemento 'k'

Elemento (k)	Coef. de acoplo teórico (dB)	Coef. de acoplo obtenido (dB)	Longitud de línea de acoplo (mm)	Anchura de línea de acoplo (mm)
1	-12.1289	-11.884	0.56 (disco)	0.56(disco)
2	-11.8544	-11.553	0.625(disco)	0.625(disco)
3	-11.5614	-11.269	0.65(disco)	0.65(disco)
4	-11.2472	-11.096	1.2	1.1
5	-10.9084	-10.54	1.35	1.3
6	-10.5410	-10.353	1.35	1.45
7	-10.1395	-9.892	1.6	1.7
8	-9.6972	-9.421	2.2	2.3
9	-9.2046	-8.889	2.9	3
10	-8.6490	-8.438	3.3	3
11	-8.0117	-7.745	3.65	4
12	-7.2644	-6.921	3.95	4
13	-6.3614	-7.016	4	6.5
14	-5.2199	-4.996	4.25	6
15	-3.6671	-3.443	4.4	8.5
16	-1.2272	-1.968	4.55	8.63

Tabla 3-4: Amplitudes y dimensiones de los elementos

#### 3.1.2.5 Distancia entre los elementos

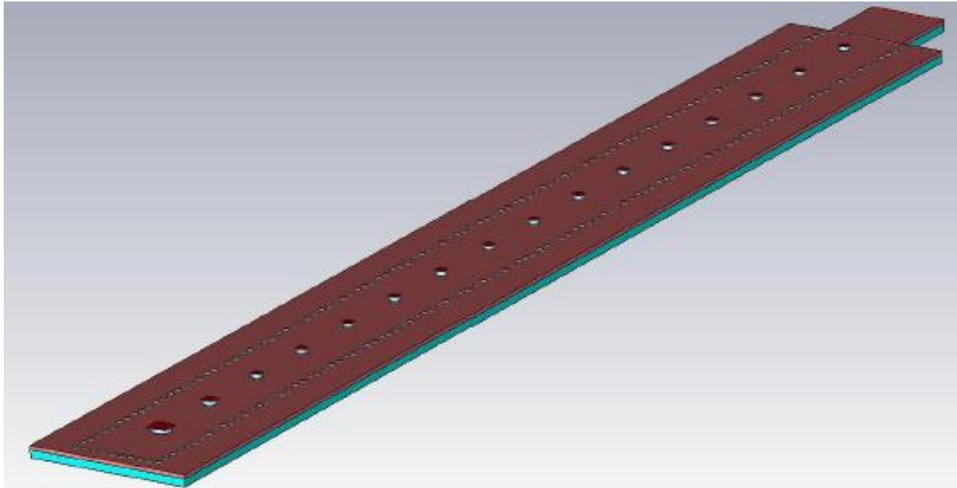
Otro de los parámetros a la hora del diseño del array era la elección de la distancia entre los elementos de la estructura, ya que este parámetro condiciona las características finales de la antena (reflexión de entrada, desfase entre elementos y el diagrama de radiación).

### 3- Diseño de la Antena Lineal

---

El criterio que se tomó fue el de minimizar la reflexión total a la entrada de la estructura, y el parámetro que mejor se adapta a estas necesidades es el de una distancia entre elementos  $d = 3\lambda_g/4$ ; dicha distancia provocará un desfase entre elementos de aproximadamente  $270^\circ$  (o  $-90^\circ$ ).

Una vez tomadas estas decisiones (estructura y caracterización de la guía, alimentación de los elementos radiantes y distancia entre ellos) se pudo proceder a realizar y ajustar la estructura de alimentación total.



**Figura 3-8: Estructura de la alimentación del array lineal alimentado con guía**

Cabe destacar que en el momento en el que ponemos la estructura reflejada en la imagen anterior, los resultados de los coeficientes de acoplo ' $S_k$ ' indicados en la Tabla 3-3 dejan de ser válidos, ya que ahora tenemos coeficientes de acoplo absolutos donde cada elemento debe acoplar la misma potencia para tener la distribución uniforme:

$$P_{rad} = 10 \log_{10} \left( \frac{1}{M} \right) \quad (3.2)$$

siendo para  $M = 16$  elementos:

$$P_{rad} = -12.04 \text{ dB}$$

Otra de las decisiones tomadas una vez simulada la estructura y antes de realizar el ajuste en los elementos fueron:

- Diseñarlos de manera que se centrara en una optimización de la reflexión a la entrada de la antena ( $S_{11}$ ).
- **Realizar la terminación del array lineal como un cortocircuito** en lugar de circuito abierto. Esto supone rediseñar el último elemento como una carga para que acople toda la potencia restante (el diseño del último elemento se verá más adelante en el apartado 3.1.2.7).

Una vez hecho esto, se procedió a ajustar los valores de las dimensiones de las líneas de acoplo y de los coeficientes de acoplo, modificando tanto las dimensiones de las líneas como la distancia entre elementos (alejándolos o acercándolos entre ellos). Los resultados finales fueron los siguientes:

### 3- Diseño de la Antena Lineal

Elemento (k)	Longitud de línea de acoplo (mm)	Anchura de línea de acoplo (mm)	Distancia extra (mm)
1	0.56 (disco)	0.56 (disco)	-
2	0.56(disco)	0.56(disco)	0.24
3	0.585(disco)	0.585(disco)	0.28
4	1.15	1.15	0.06
5	1.2	1.2	0.2
6	1.3	1.4	0.18
7	1.55	1.55	0.88
8	1.85	2.1	0.12
9	2.9	2.8	0.25
10	3.6	3.3	0.35
11	3.9	4.3	0.4
12	4.1	4.95	0.43
13	1.45	7.5	0.44
14	4.55	8.63	-0.1
15	4.55	8.63	0.5
16	-	-	1

Tabla 3-5: Dimensiones y distancias de los elementos

Elemento (k)	Coefficiente de acoplo ' $S_k$ ' (dB)	Diferencia de fase entre elem.
1	-12.259	-
2	-12.167	-83.62
3	-12.158	-81.28
4	-12.276	-84.9
5	-12.181	-83.16
6	-12.116	-77.82
7	-12.356	-81.39
8	-12.203	-77.34
9	-12.24	-70.81
10	-12.152	-75.45
11	-12.248	-77.07
12	-12.248	-72.68
13	-12.303	-72.26
14	-12.04	-67.45
15	-14.143	-80.99
16	-16.235	-110.52

Tabla 3-6: Amplitud y desfase entre elementos de los coeficientes de acoplo

### 3- Diseño de la Antena Lineal

#### 3.1.2.6 Estructura de los elementos radiantes

Otro de los puntos críticos en el diseño de antenas es la elección de los elementos radiantes: en este caso, parches.

Para el cálculo aproximado del radio en el caso de un único parche en función de la frecuencia de trabajo tendremos [17]:

$$r = \frac{F}{\left\{1 + \frac{2t}{\pi\epsilon_r F} \left[ \ln\left(\frac{\pi F}{2t}\right) + 1.7726 \right]\right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (3.3)$$

donde:

$$F = \frac{8.791 \cdot 10^9}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.4)$$

con:

- $\epsilon_r$  = Constante dieléctrica del sustrato
- $t$  = Espesor del sustrato
- $f$  = Frecuencia central de trabajo

Como se puede ver en las fórmulas anteriores, la elección de sustrato determina las dimensiones del parche y además afecta a la radiación de dicho elemento.

Sustratos de mayor espesor proporcionan mejor eficiencia de radiación, aunque generan mayores niveles de ondas superficiales y, por tanto, producen mayores pérdidas.

Como en el caso de los arrays se tienen varios parches colindantes y se intenta que entre ellos se afecten lo menos posible, se eligió un sustrato lo más fino posible (Taconic RF-35 de 0.508 mm); ya que así se minimizaban las ondas superficiales, a costa de sacrificar unos mejores valores de eficiencia de radiación.

Además, las pruebas indicaron que con una estructura de un solo parche no se podían cumplir con los requisitos de ancho de banda (ya que en el mejor de los casos se tiene un ancho de banda del 4% respecto de la frecuencia central, lo que nos daría un rango de 16.32 a 17.68 GHz), por lo que se propuso una estructura de doble parche apilado (double stacked patch) [18], y aunque las expresiones (3.3) y (3.4) dejan de ser válidas en esta situación, sirvieron de punto de partida para las simulaciones.

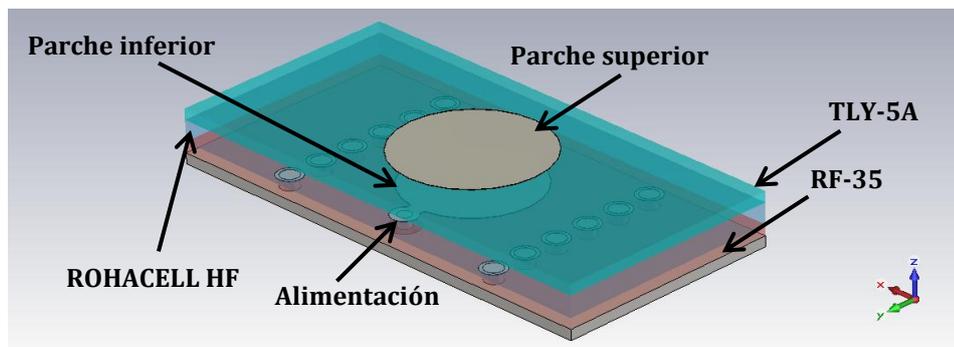


Figura 3-9: Esquema de estructura 'double stacked patch'

### 3- Diseño de la Antena Lineal

Para diseñar esta estructura de forma independiente al resto de la antena se utilizó una alimentación por coaxial (con impedancia característica de  $48 \Omega$ ) y se fueron modificando los radios y la impedancia de los parches para obtener una reflexión que satisficiera los requisitos (por debajo de  $-15\text{dB}$ ). Este ajuste dio como resultado los siguientes valores:

Parámetro	Valor (mm.)
Radio inferior del parche	2.860
Radio superior del parche	3.235
Distancia del centro del parche	3.500
Radio de la corona de soldadura	0.580
Línea de alimentación auxiliar	0.700

Tabla 3-7: Valores del elemento radiante

Como puede verse en la Figura 3-9, para que se pudiera obtener una reflexión aceptable en la estructura la vía de alimentación del parche se tuvo que colocar fuera de éste, por lo que apareció una corona de soldadura (necesaria para la construcción de la vía) y una 'línea de alimentación auxiliar' de anchura  $0.7\text{mm}$ . que unía dicha vía con el parche.

Con esta estructura se simularon 2 diseños diferentes; uno con una vía de alimentación de  $0.6\text{mm}$ . y otro con una de  $0.8\text{mm}$ .

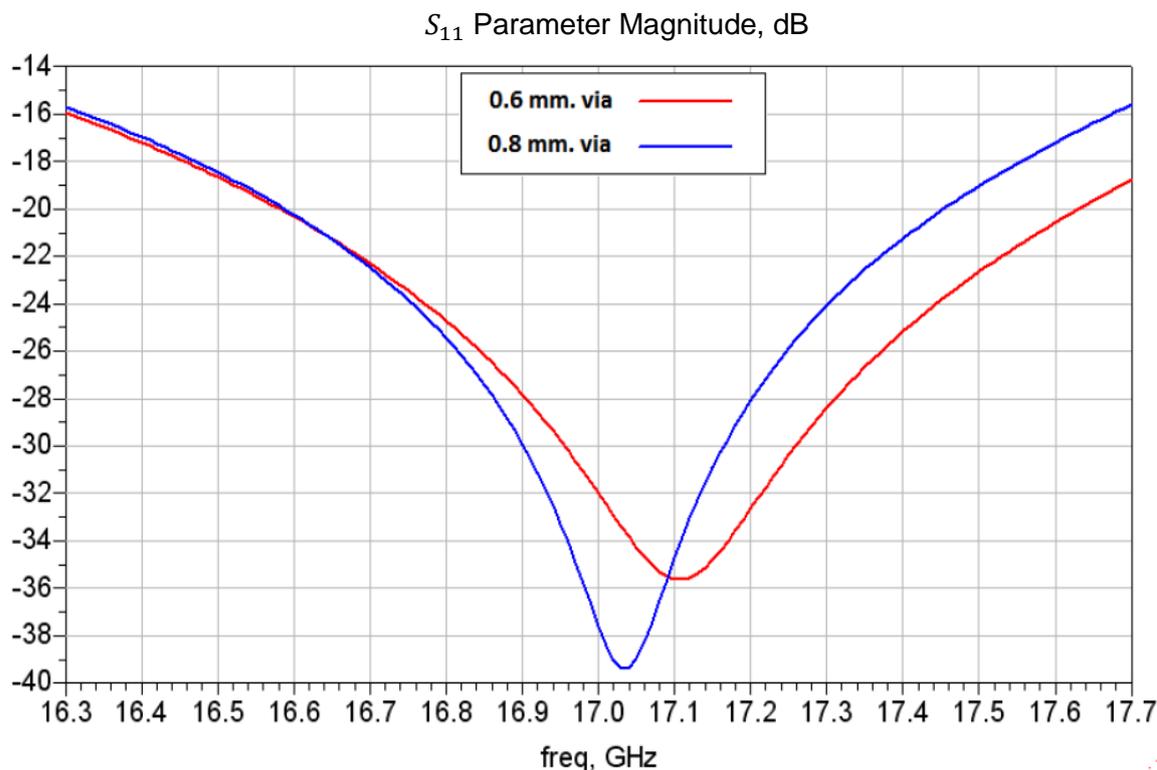


Figura 3-10: Coeficiente de reflexión de la estructura 'double stacked patch'

Aunque la vía de  $0.6\text{ mm}$ . proporcionaba una menor reflexión en los extremos, se prefirió tener un diagrama más centrado y con mejor reflexión a  $17\text{GHz}$ , por lo que se seleccionó el ancho de vía de  $0.8\text{ mm}$ .

### 3- Diseño de la Antena Lineal

#### 3.1.2.7 Elemento radiante final de la antena

Como se ha visto en 3.1.2.4, cuando se diseñó la alimentación del array lineal se decidió que su terminación fuera un cortocircuito en lugar de un circuito abierto, lo que supuso una modificación del último elemento con el objeto de que absorbiera toda la potencia restante de la antena sin que ello afectara a las propiedades del último parche radiante.

La solución que se propuso fue la siguiente:

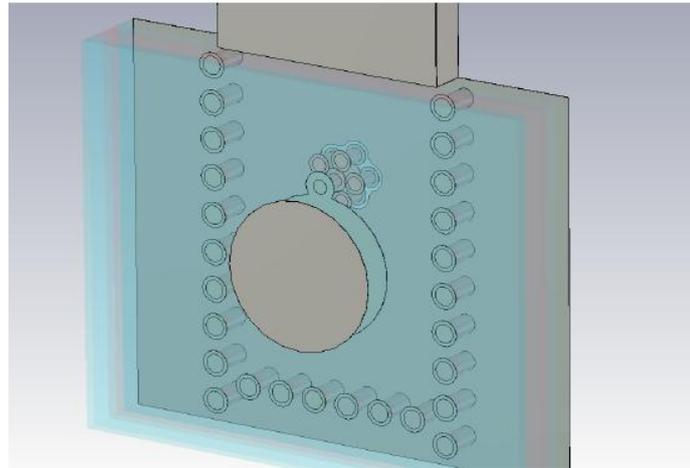


Figura 3-11: Vista superior del diseño del último elemento del array

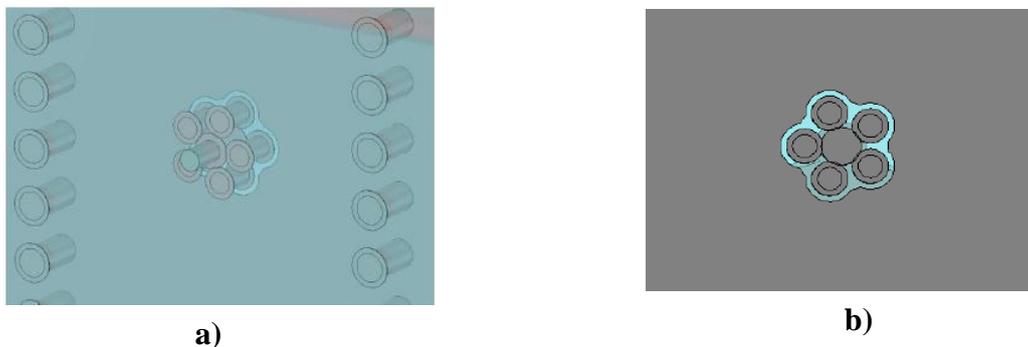


Figura 3-12: Detalle de elemento de acoplo (a) y vista inferior del plano de masa (b)

El elemento se dividía en dos partes: Una estructura de doble parche y otra de alimentación. Por un lado la estructura del doble parche (*double stack patch*) se modificó con respecto al resto de los parches (3.1.2.6) aumentando la corona de soldadura, acercando la vía y eliminando la línea de alimentación auxiliar. Por otro, se sustituyó la estructura de acoplo inicial mediante vías metalizadas (3.1.2.4) por una estructura de 5 ribetes equiespaciados en una circunferencia y dos discos metálicos en ambos extremos del sustrato inferior.

Además, se situó la posición del último elemento a una distancia aproximada de  $\lambda_{g SIW}/2$  del cortocircuito con el objetivo de que la potencia fuera completamente aprovechada (radiada).

### 3- Diseño de la Antena Lineal

Una vez optimizados todos estos parámetros, la reflexión conseguida fue la siguiente:

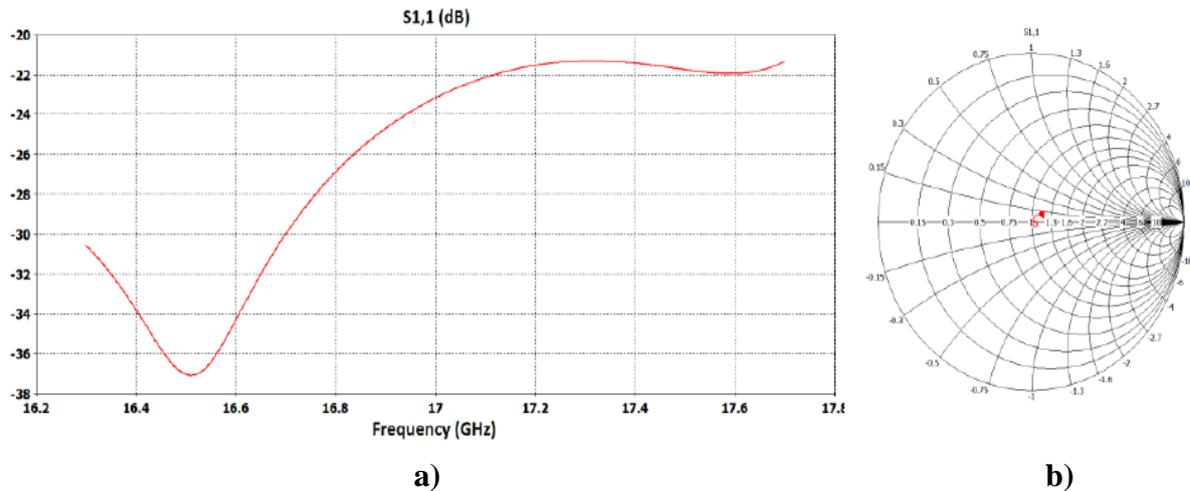


Figura 3-13: Reflexión ( $S_{11}$ ) del elemento 16 en dB (a) y en carta de Smith (b)

Como se puede observar en la figura anterior, con este diseño se consiguió una reflexión menor a -20dB en toda la banda de trabajo, lo que implica una mejor radiación en la antena total.

#### 3.1.2.8 Integración inicial

Cuando ya se tuvieron caracterizados los elementos individuales (explicados en los pasos anteriores) se procedió a la integración de las dos partes de la antena (guía SIW-alimentación y elementos radiantes) con el fin de tener un primer diseño completo de la guía de onda.

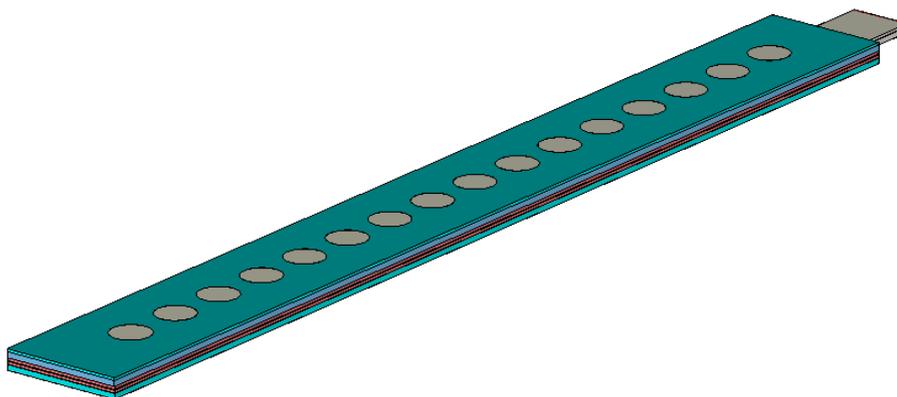


Figura 3-14: Integración de los elementos en el array lineal

A partir de este diseño se realizaron los ajustes y cambios necesarios hasta que se consiguió un diagrama de radiación óptimo con una reflexión a la entrada inferior a -20dB. Ambas características de la antena serán comparadas más adelante con las conseguidas en este PFC.

### 3- Diseño de la Antena Lineal

#### 3.1.2.9 Transición de la antena

Nótese que en la integración de la antena (Figura 3-14) se realizó una alimentación por guía de onda ideal que no se corresponde con la alimentación en un caso real, sino que para alimentar a la antena es necesario realizar antes una transición. Para dicha transición en la alimentación de la antena se utilizó un conector SMA radial [27] unido a una línea microstrip, que luego era la encargada de alimentar a la guía SIW.

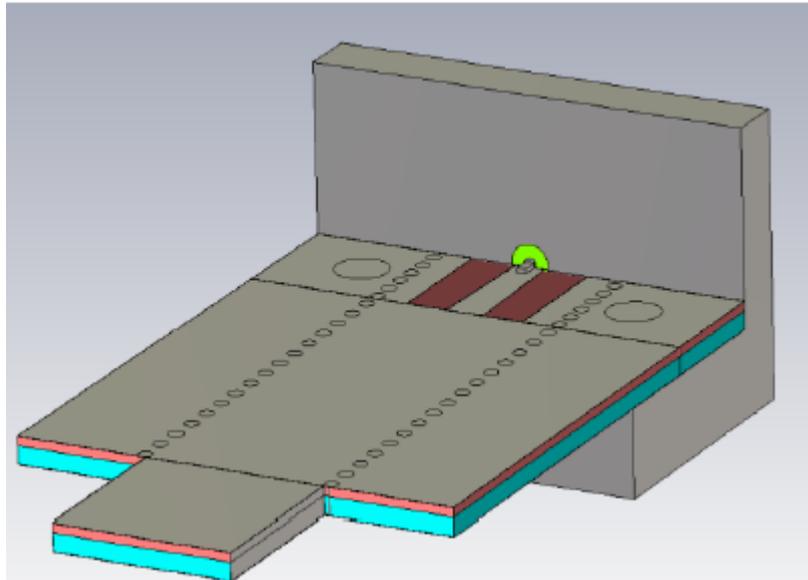


Figura 3-15: Diseño en CST Microwave Studio de la transición propuesta

El problema de este tipo de alimentación recaía sobre la microstrip. Si la línea es suficientemente grande y no hay ningún tipo de elemento aislante, ésta puede radiar potencia, reduciendo significativamente su eficiencia.

Para resolver este problema se propuso un diseño basado en un modelo ya realizado [19] que consistía en dos piezas metálicas, una cubriendo el conductor interior y la línea microstrip y la otra permitiendo la inserción del conector y el ensamblaje de la estructura.

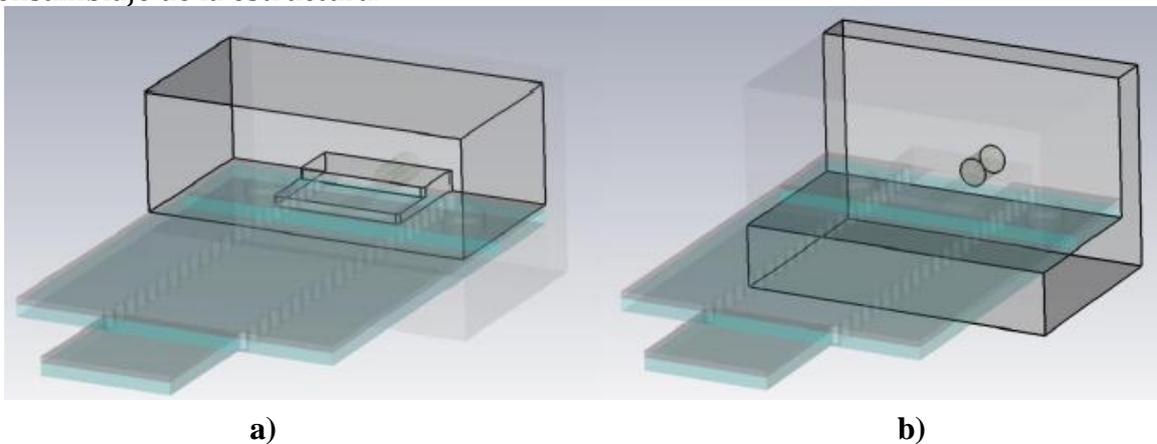


Figura 3-16: Vista de las piezas metálicas superior (a) e inferior (b) de la transición

### 3- Diseño de la Antena Lineal

La función de la línea microstrip es la de realizar un acoplo correcto entre las impedancias del conector SMA y de la guía SIW. Si a esto unimos la pieza metálica superior que aísla esta transición y elimina los problemas de propagación obtenemos una transición con muy buenos valores tanto de reflexión como de transmisión.

En el caso del PFC de David García Valverde, los resultados obtenidos fueron los siguientes:

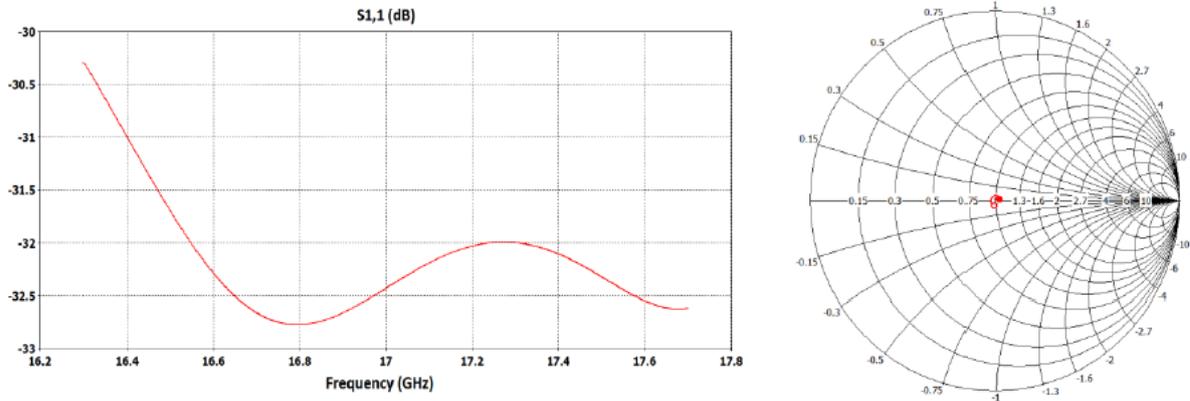


Figura 3-17: Reflexión de la transición en dB y en carta de Smith

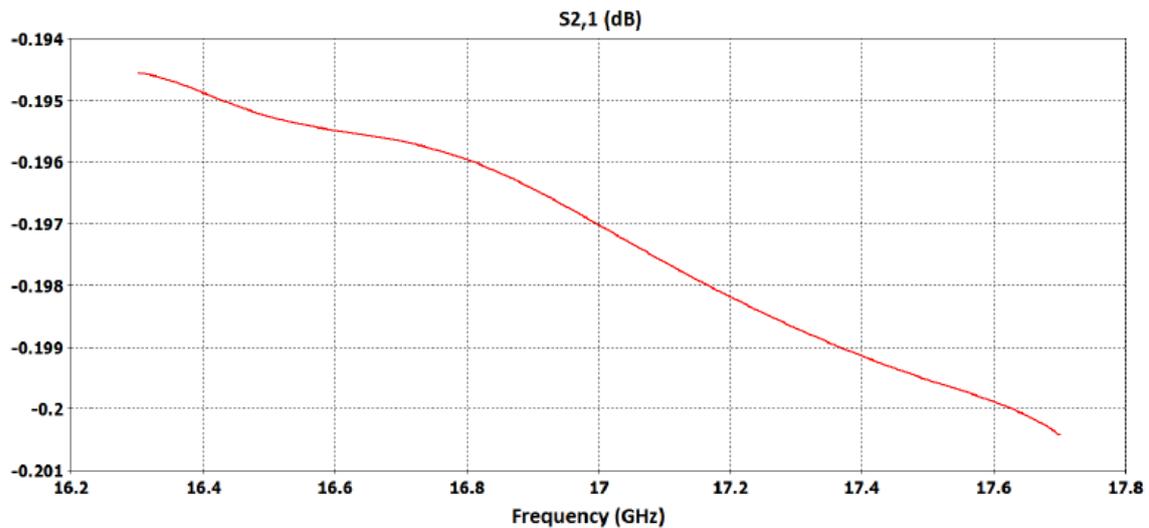


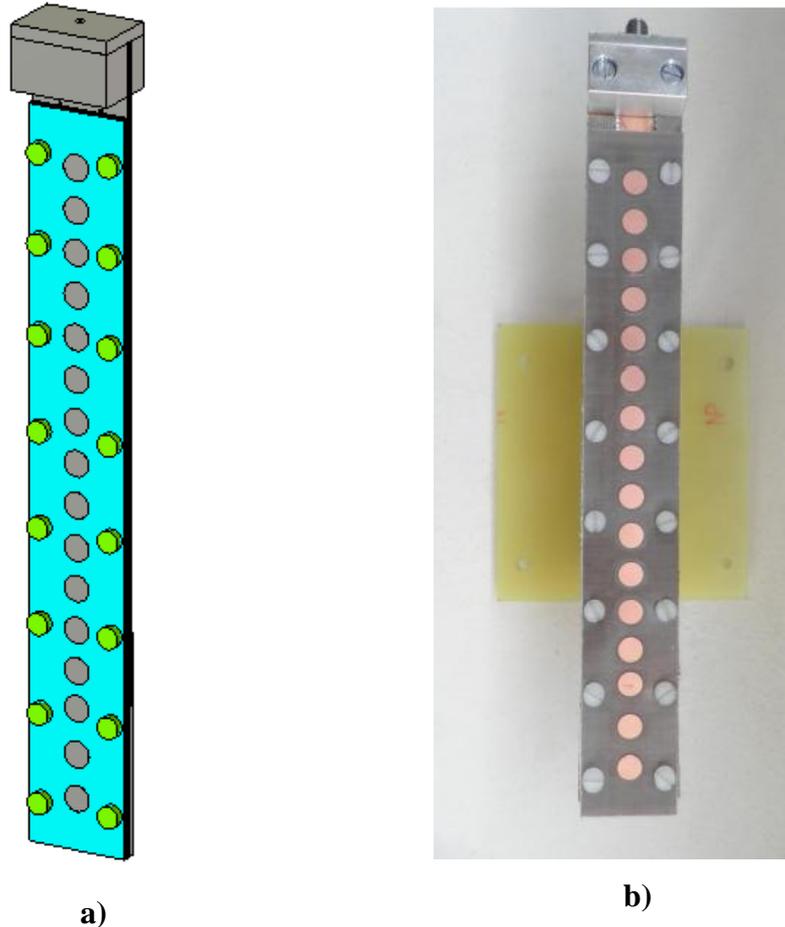
Figura 3-18: Coeficiente de transmisión de la transición en dB

Como se puede ver en las figuras anteriores, la reflexión que se obtuvo como resultado de la transición (ajustando los valores de la línea microstrip) fue menor que -30dB y su coeficiente de transmisión aproximadamente -0.2dB, por lo que su uso en el diseño final implicaría una mínima distorsión de las características de la antena ya integrada.

### 3- Diseño de la Antena Lineal

#### 3.1.3 Conclusiones

El producto del diseño explicado en los pasos anteriores (3.1.2.1 a 3.1.2.9) concluyó en la construcción, ajuste y medida de una antena lineal de parches con unos resultados de radiación y reflexión bastante satisfactorios. (Dichos resultados serán mostrados en las secciones 7.2.1.1 y 7.2.2.1).



**Figura 3-19: Antena final diseñada en CST Microwave Studio (a) y una vez construida y ensamblada (b)**

Debido a estos buenos resultados se propuso el PFC que ahora se presenta, y que tiene por objetivo la mejora y modificación de esta antena para su construcción en una empresa externa y, posteriormente, la evolución de ésta a una antena bidimensional de parches (también construida en una empresa ajena a la EPS).

A continuación, en la siguiente subsección se detallarán las soluciones desarrolladas para implementar estas modificaciones y los resultados obtenidos como consecuencia de ello.

## 3- Diseño de la Antena Lineal

---

### 3.2 Rediseño de antena lineal

Con todo lo visto en la subsección anterior se iniciará ahora el desarrollo de los pasos llevados a cabo que desembocaron en el diseño final de la antena lineal con las modificaciones necesarias para poder ser construida en una empresa externa a la EPS.

Al principio se pensó que al realizar estos cambios no se afectaría sustancialmente a las dimensiones y características de la antena diseñada en el PFC anterior y que por ello no implicaría una complejidad muy alta, pero pronto se vio que aquello no se iba a cumplir.

Para la realización de esas modificaciones se ha consultado durante todo el desarrollo del proyecto con la empresa ELATE S.A. [20] y más concretamente con Don Fernando Gómez, representante de su Departamento Técnico. Ellos nos han dado durante este tiempo las directrices y restricciones que, por construcción, eran imposibles de hacer tal y como estaban o se planteaban, y era necesario un cambio en su diseño.

Dichos cambios necesarios para la construcción, que se desarrollarán a continuación, fueron los siguientes:

- Necesidad de utilizar un sustrato adhesivo para unir las diferentes capas que componen la guía SIW (y modificación del sustrato RF-35 por el RO-4003C LoPro [21]).
- Aumento de la altura de los taladros que componen la guía SIW hasta la capa superior.
- Aumento de los espesores del cobre de algunos elementos debido al método de metalización.
- Modificación del diseño del último elemento radiante.
- Modificación en la transición de la antena.

#### 3.2.1 Substratos adhesivos

Como se puede ver en la subsección 3.1.2.1, la estructura de la antena se componía de 5 capas con diferentes dieléctricos. De dichas capas, las dos primeras (TLY-5A y RF35) formaban la estructura de la SIW, y la tercera (RF-35) la de los parches inferiores.

En el PFC anterior la unión de todas las capas se realizaba mediante tornillos de teflón pasantes a lo largo de toda la estructura, pero tenía el problema de que en esta unión aparecían huecos de aire en las zonas centrales de la estructura (cuyo resultado era una modificación del comportamiento esperado en el diseño) por lo que una de las primeras modificaciones fue sustituir esa unión mecánica mediante tornillos de las capas inferiores por una unión adhesiva entre 2 capas colindantes. A la hora de elegir el sustrato adhesivo es importante tener en cuenta sus características (constante dieléctrica, grosor, pérdidas...) así como las constantes dieléctricas de los sustratos que se quieren pegar.

Para la unión de las dos capas inferiores se eligió un “*bonding film*” CuClad 6250 [22] y para la unión de la capa intermedia con la superior un Prepreg RO-4450B [23].

### 3- Diseño de la Antena Lineal

#### 3.2.1.1 Estructura de substratos

Con estas modificaciones, la estructura de la antena quedaba como se explica a continuación:

- **CuClad-6250 Bonding film:** Substrato adhesivo de 0.0381mm de espesor, constante dieléctrica  $\epsilon_r=2.32$  y tangente de pérdidas  $\tan \delta=0.0015$  a 17GHz.
- **RO-4450B Prepreg:** Substrato adhesivo de 0.12mm de espesor, constante dieléctrica  $\epsilon_r=3.4$  y tangente de pérdidas  $\tan \delta=0.007$  a 17GHz.

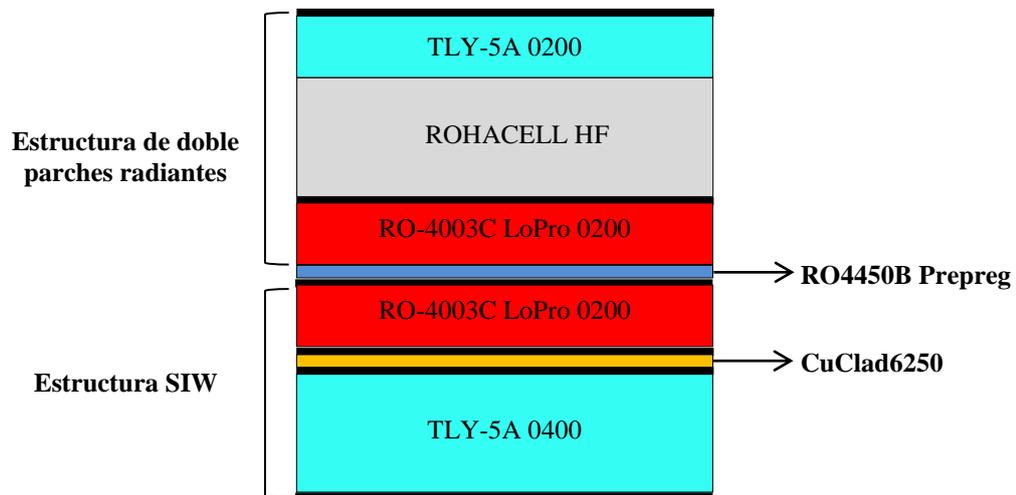


Figura 3-20: Estructura de materiales que componen la antena al añadir los adhesivos

Al introducir el CuClad6250 y el RO4450B estamos modificando las características de propagación por la SIW, por lo que habrá que estudiar el impacto de estos nuevos substratos en caracterización de la guía de onda con los modos híbridos y en la disposición para la alimentación de los elementos radiantes.

#### 3.2.1.2 Impacto en la propagación. Caracterización de guía de onda

El problema que tenemos ahora es el de obtener unas características equivalentes en una propagación por guía de onda en cuyo interior se han introducido 3 substratos diferentes. Las fórmulas indicadas en [14] hacen muy compleja la obtención de estos parámetros, por lo que se opta por una reutilización del *Transverse Resonance Method* (TRM) "modificado" unido a una confirmación experimental. Para poder seguir aplicando el TRM con 3 substratos, lo que hacemos es aplicarlo primero con el TLY-5A y el CuClad6250, y otra vez de nuevo con el resultado del anterior y el RO-4003C.

Haciendo uso de los métodos descritos en 3.1.2.2, realizamos un primer cálculo de la constante de propagación de una guía que tuviera el TLY-5A y el CuClad6250 y obtenemos:

$$\epsilon_{r_{eff}} = 2.174$$

Nótese que debido a la gran diferencia de grosor entre ambos dieléctricos (1.016mm frente a 0.0381mm) la diferencia entre la constante dieléctrica del TLY-5A (2.17) y de los dos dieléctricos no varía significativamente.

### 3- Diseño de la Antena Lineal

Por tanto, podemos suponer que al realizar el cálculo de la constante dieléctrica efectiva final tampoco cambiará apenas con el resultado obtenido en 3.1.2.2.

Al realizar este cálculo se obtiene un resultado de:

$$\epsilon_{reff} = 2.480$$

$$f_{c_{LSM_{10}^y}} = 9.4308GHz$$

y la constante de propagación de esta estructura será:

$$\beta_z = 466.67(1/m)$$

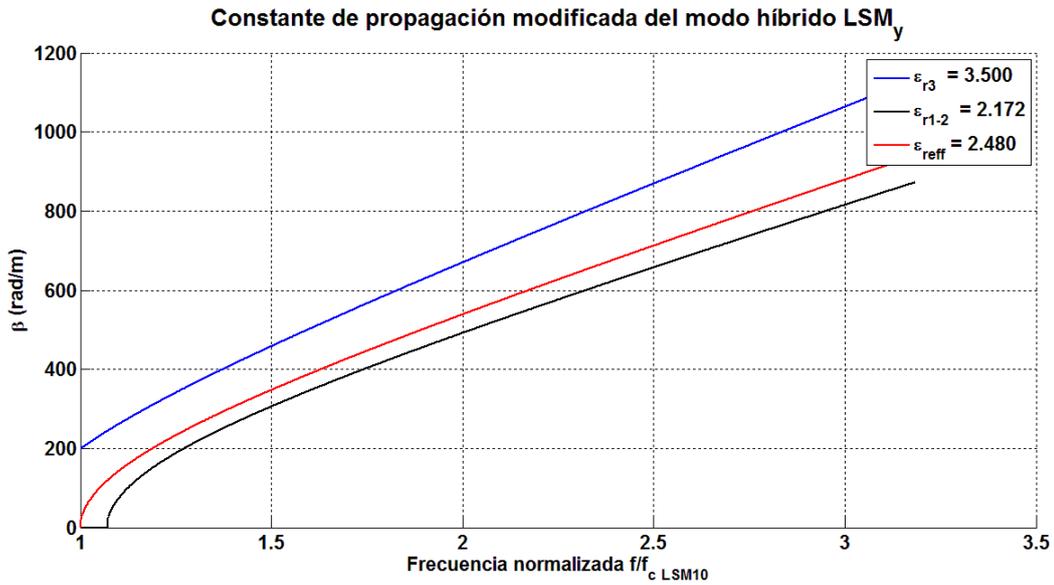


Figura 3-21: Constantes de propagación de los diferentes dieléctricos en la estructura

Análogamente a 3.1.2.2, se puede volver a aproximar el modo híbrido  $LSM_y$  generado a un modo  $TE_{10}$  con las características anteriores.

De este modo se consigue mantener las mismas dimensiones 'a' y 'b' de la guía que en el PFC anterior, ya que tenemos la siguiente carta de modos.

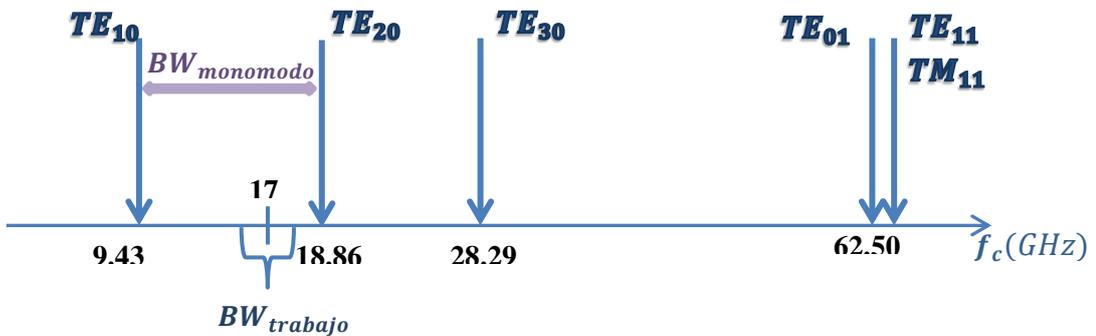


Figura 3-22: Carta de modos de la estructura modificada

### 3- Diseño de la Antena Lineal

Las conclusiones que se sacan de los resultados obtenidos al estudiar la propagación de la onda en la estructura en la que se ha introducido el dieléctrico adhesivo son que, aunque la constante de propagación y la frecuencia de corte se hayan visto modificadas ligeramente por este hecho, se puede seguir realizando una aproximación del modo híbrido al modo  $TE_{10}$  y seguir manteniendo las mismas dimensiones de anchura y altura de la guía SIW.

#### 3.2.1.3 Impacto en la propagación. Alimentación de elementos

Otro de los efectos derivados de la introducción de un nuevo sustrato en la guía SIW es la de la estructura de alimentación de los elementos radiantes.

El tipo de alimentación no varía, y sigue siendo la **alimentación por onda progresiva** (en la que se va entregando a cada elemento la potencia que necesita) con una función de alimentación uniforme y diferencia de fase constante. Los coeficientes de acoplo teóricos calculados tienen que seguir siendo los mismos (Tabla 3-3) pero como ahora la propagación ha cambiado, las dimensiones de las líneas de acoplo cambian.

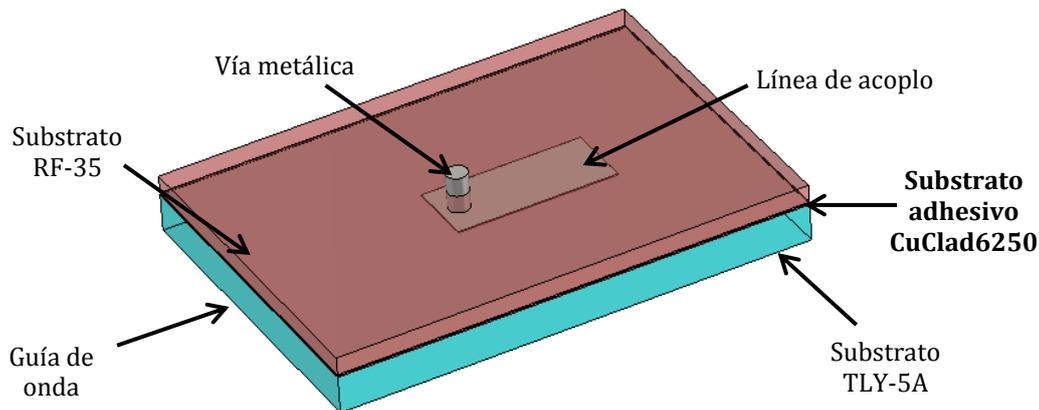


Figura 3-23: Estructura de acoplo modificada del elemento 'k'

Es necesario entonces hacer un cálculo de los nuevos valores de la estructura que nos den las dimensiones correctas de las estructuras de acoplo para que se sigan cumpliendo las especificaciones dadas. Este cálculo se realizará mediante la optimización dos a dos de los elementos.

##### 3.2.1.3.1 Modelo de acoplos: Optimización 2 a 2

Según la literatura sobre los modelos de acoplo y de otros proyectos realizados anteriormente, se ha visto que hay modificaciones en los valores de amplitud y fase de los coeficientes de acoplo debido a los elementos adyacentes en un array. Por tanto, para realizar un ajuste fino de los acoplos y tener en cuenta estos efectos de distorsión debido a las líneas colindantes se realizan las optimizaciones utilizando dos elementos (el elemento en estudio y el siguiente elemento).

### 3- Diseño de la Antena Lineal

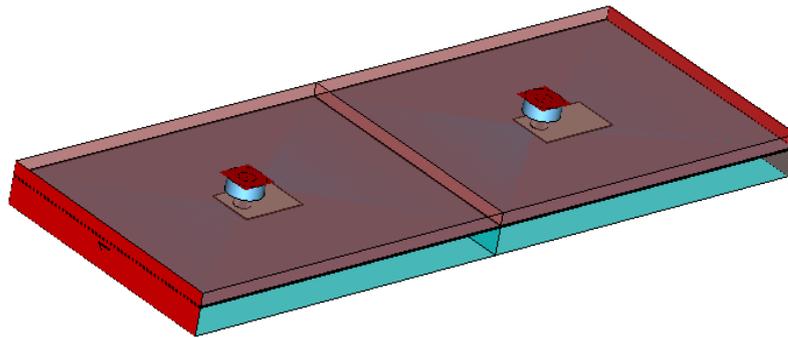


Figura 3-24: Imagen de la simulación en CST Microwave Studio de la optimización 2 a 2

El procedimiento consiste en analizar las secciones de dos elementos consecutivos. Al hacer esto, las amplitudes de los coeficientes se ven afectadas por la línea adyacente, y modifica el valor obtenido en un ajuste individual. Para cada pareja de elementos se modifica la segunda línea de acoplo dejando la primera inmóvil. Cuando se obtiene el valor de acoplo deseado en dicha segunda línea, ésta pasará a convertirse en la primera línea inmóvil del siguiente análisis, realizándose la misma acción de manera iterativa.

Una vez realizado este ajuste se realizó la unión de todos los elementos para obtener los acoplos de la alimentación completa de la antena, obteniendo los siguientes resultados:

Elemento (k)	Longitud de línea de acoplo (mm)	Anchura de línea de acoplo (mm)	Coefficiente de acoplo(dB)
1	0.465 (disco)	0.465 (disco)	-12.11
2	0.53(disco)	0.53(disco)	-12.03
3	0.64(disco)	0.64(disco)	-12.09
4	1.15	1.21	-12.01
5	1.2	1.48	-12.09
6	1.34	1.3	-12.05
7	1.55	1.53	-12.39
8	1.6	1.6	-12.08
9	2	2	-11.87
10	2.1	2.1	-12.04
11	2.4	2.4	-12.07
12	2.9	2.7	-12.23
13	5.9	3.4	-12.18
14	5.9	3.5	-12.12
15	7	4.1	-11.84
16	-	-	-11.47

Tabla 3-8: Dimensiones de las líneas de acoplo y su coeficiente de acoplo resultante

### 3- Diseño de la Antena Lineal

#### 3.2.2 Requisitos de fabricación

##### 3.2.2.1 Aumento de los taladros

Este cambio requerido por la empresa fabricante para que la estructura fuera viable de implementar consistía en aumentar la altura de los taladros de la SIW hasta una capa más arriba de la que conformaba la guía; es decir, hasta la capa de los parches inferiores de la antena.

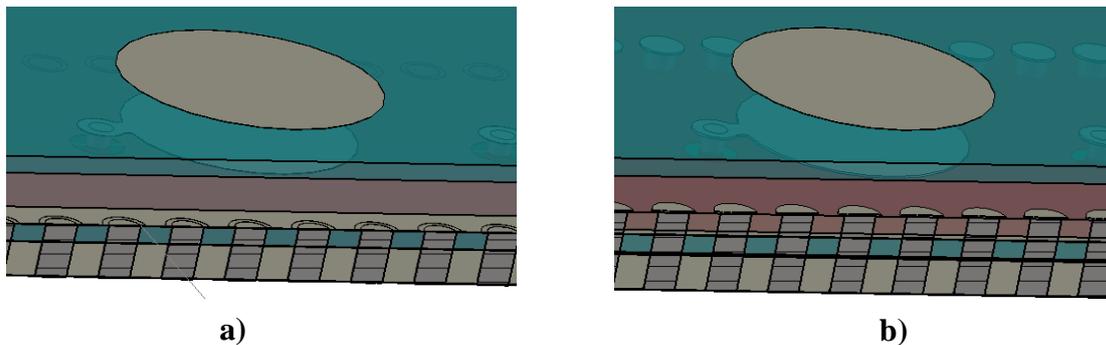


Figura 3-25: Altura de SIW del proyecto anterior (a) y del actual (b)

Este cambio se debía al proceso de fabricación de la antena y a los diferentes tipos de taladros metalizados que poseía:

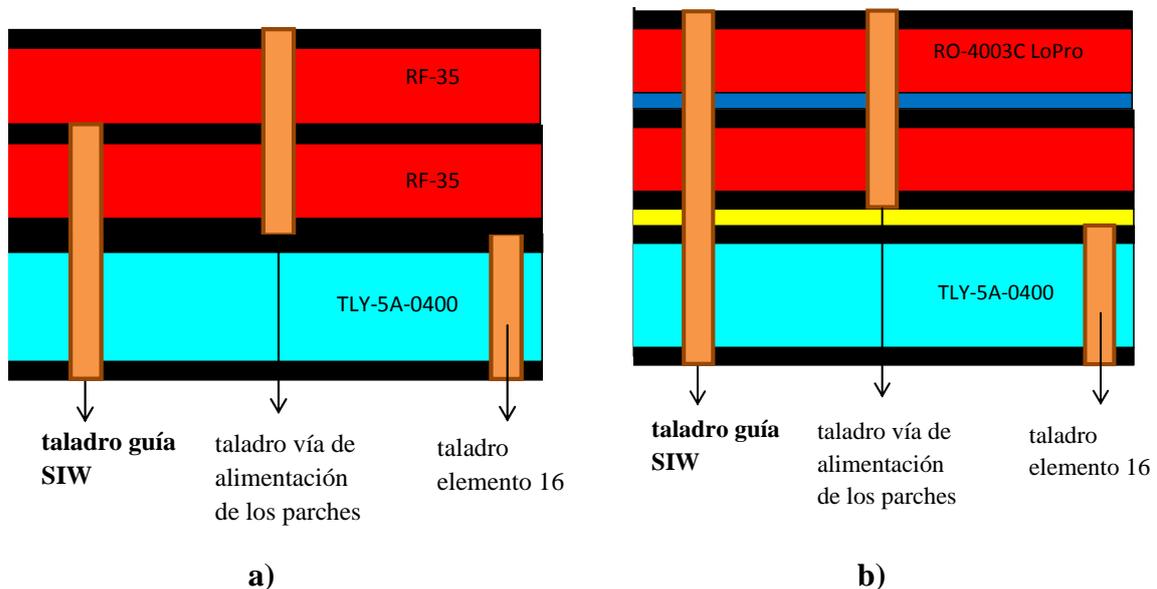


Figura 3-26: Esquema de los taladros metalizados de la antena anterior (a) y de la actual (b)

El proceso de fabricación es el siguiente: primero se realizan los taladros del sustrato inferior; en segundo lugar se unen los dos sustratos RF-35 (pegados con el sustrato adhesivo CuClad6260) y se realizan los taladros de las vías de alimentación de los parches y por último se unen los tres sustratos y se realizan taladros pasantes.

Como se desprende de la figura anterior, la disposición de taladros del modelo inicial era imposible de fabricar, por lo que este cambio era imprescindible.

### 3- Diseño de la Antena Lineal

#### 3.2.2.2 Aumento de los espesores de cobre. Metalización.

Otra de las consecuencias de la fabricación externa es que se va a producir un aumento en el espesor de algunas capas debido al proceso de metalización de los talados.

En la construcción de la antena anterior los taladros metalizados se realizaban insertando remaches a través de las hendiduras, por lo que no había un proceso de metalización propiamente dicho.

En la empresa en la que construirá la antena, para conseguir la metalización se recurre al método de galvanización, que es un proceso electroquímico mediante el cual se hace crecer un metal sobre otro. Como ambos extremos del taladro poseen una corona metálica, el cobre crece a ambos lados y se extiende por el interior de dichos taladros.

Este proceso de metalización es muy eficiente, pero tiene el inconveniente de que el cobre que crece no solo hace que los taladros se metalicen, sino que cualquier elemento que haya se verá afectado por el galvanizado, y como consecuencia los elementos metálicos aumentarán su espesor.

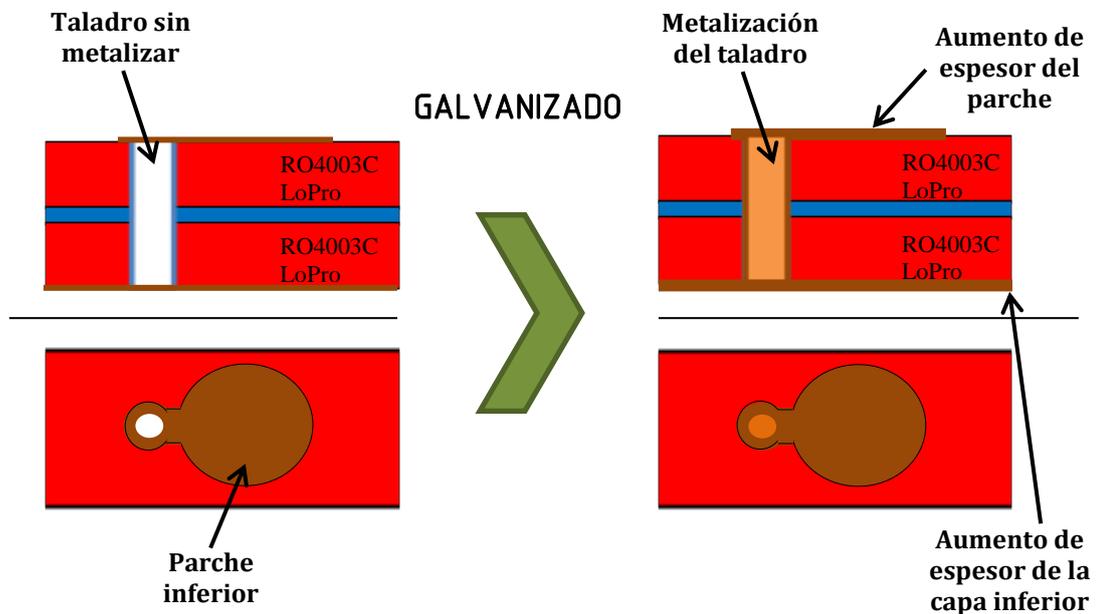


Figura 3-27: Esquema de aumento de espesor del cobre en el proceso de galvanizado

Como se puede ver en la imagen anterior, el proceso de metalización de la vía de alimentación producirá que tanto las vías de acoplo como los parches inferiores de la antena (además de la capa inferior) aumenten su espesor de cobre; y este aumento del espesor dependerá del número de procesos de metalización que se realice en sus caras. En el caso específico de nuestro diseño la capa donde se sitúan los parches inferiores estará expuesta a 2 metalizaciones, una para las vías de alimentación de los parches y otra para los taladros de la guía SIW (ver Figura 3-26), por lo que su espesor final de cobre aumentará hasta las 54micras aproximadamente.

A continuación se realiza un estudio de cómo han podido afectar estos cambios en la estructura radiante de nuestra antena.

### 3- Diseño de la Antena Lineal

#### 3.2.2.3 Impacto en la radiación. Caracterización del elemento radiante

Al haber aumentado la altura de los taladros SIW y el espesor de los parches inferiores (3.2.2.1 y 3.2.2.2) es necesario un análisis de los elementos radiantes para determinar los cambios que hayan podido introducir estas modificaciones en el comportamiento de los elementos radiantes y optimizar sus dimensiones en función de estos cambios.

Como se ha mencionado en el apartado 3.1.2.6, en la estructura de doble parche 'double stacked patch' no se pueden aplicar unas fórmulas cerradas de cálculo de las dimensiones de los parches en función de sus características deseadas, por lo que es necesario un ajuste experimental mediante simulaciones con optimización en reflexión para poder determinar sus medidas. Partiendo de los datos del PFC anterior se realizó dicha optimización, siendo los resultados obtenidos los siguientes:

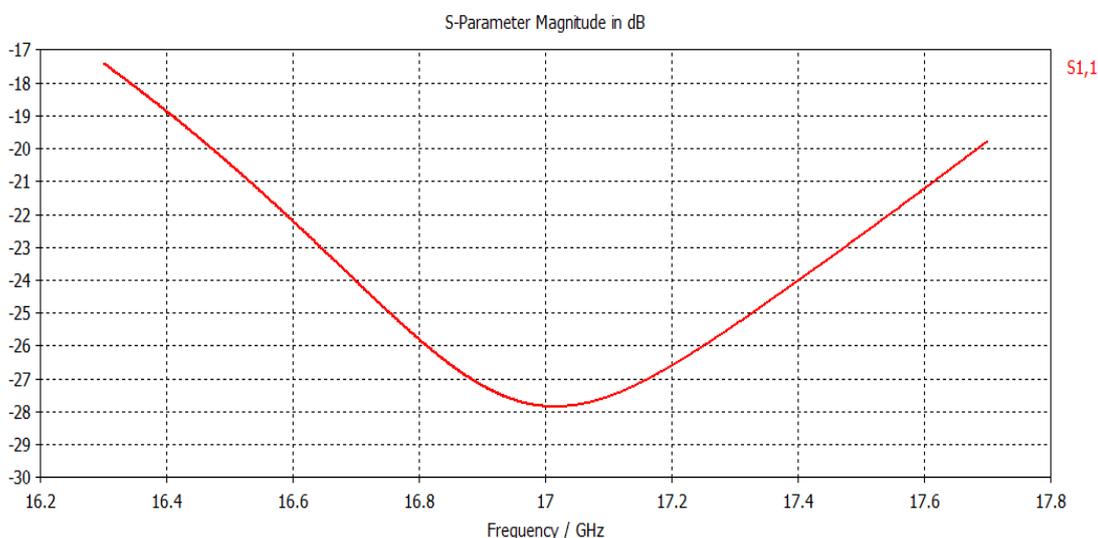


Figura 3-28: Coeficiente de reflexión de la estructura modificada

Radio parche inferior (mm)	Radio parche superior (mm)	Distancia del centro del parche (mm)	Radio del anillo de soldadura (mm)	Ancho de pista extra
2.86	3.235	3.55	0.58	0.7

Tabla 3-9: Dimensiones de la estructura radiante 'double stacked patch'

Como se ve en la figura y en la tabla anteriores, los valores de la estructura no difieren con respecto a los valores del PFC anterior salvo por un cambio en la distancia entre la vía de alimentación y el centro del parche, y se sigue obteniendo un diagrama centrado en 17GHz con una reflexión menor que -15dB en toda la banda de frecuencia.

### 3- Diseño de la Antena Lineal

#### 3.2.3 Rediseño del último elemento radiante

Este cambio vino dado tanto por la empresa como por nuestra parte. Para ellos la complejidad de esta estructura (explicada en 3.1.2.7) les hacía más difícil asegurarnos una construcción íntegra y fiable, por lo que nos instaban a cambiarlo.

Por nuestra parte se vio que en el proyecto anterior esta estructura era un elemento crítico en el diseño de la antena, y que las imprecisiones propias del proceso de fabricación afectaban en gran medida a sus características finales de reflexión.

Tras un estudio intensivo de diferentes métodos para realizar este elemento final se propuso el siguiente diseño:

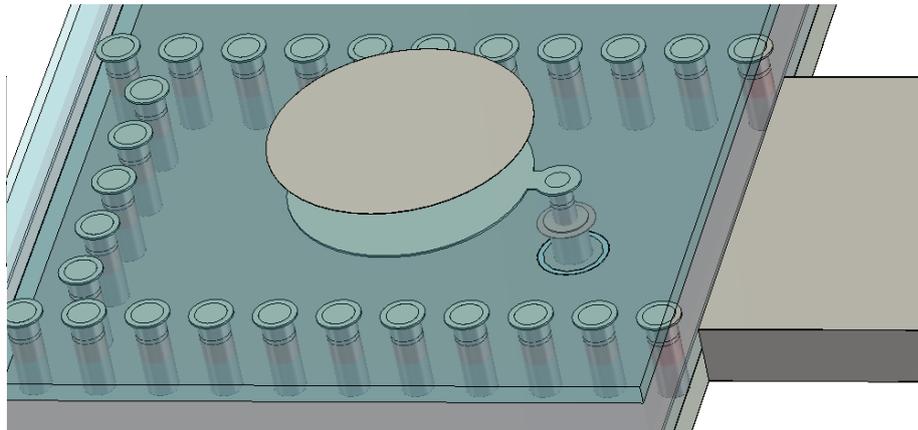


Figura 3-29: Vista del diseño del último elemento radiante

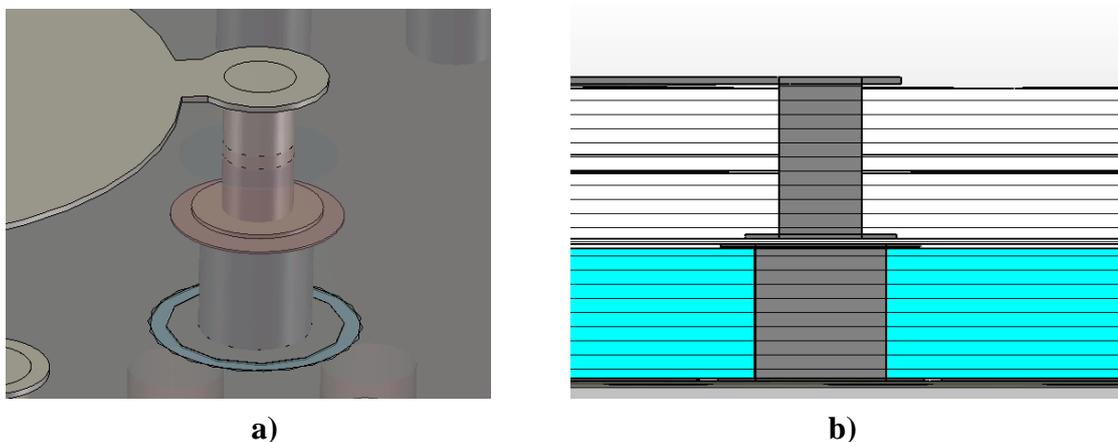


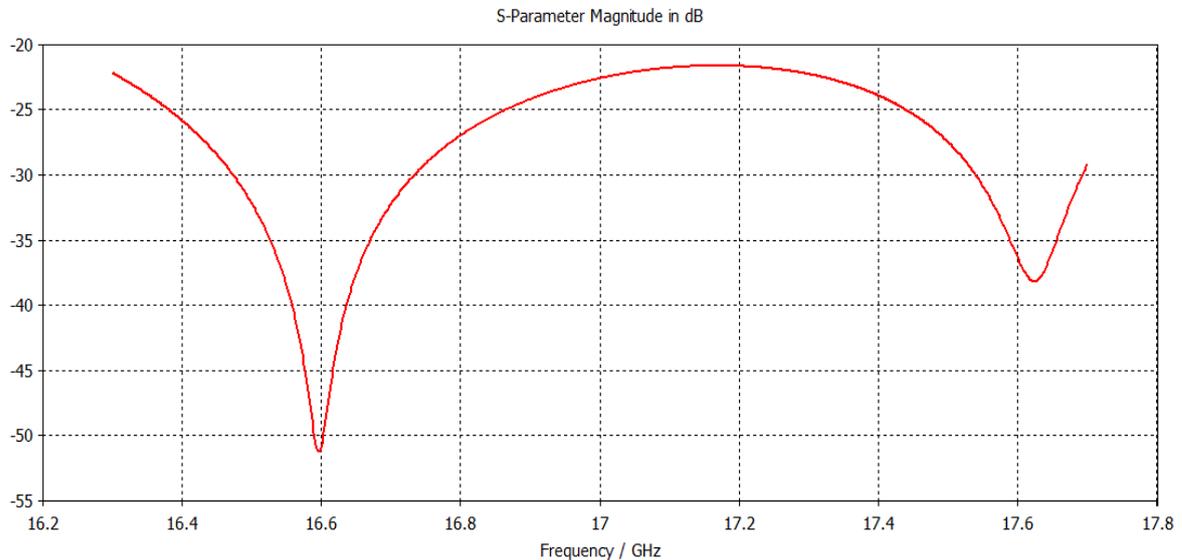
Figura 3-30: Detalle (a) y sección (b) de la vía de alimentación del último elemento radiante

Como se puede apreciar en las figuras anteriores, el elemento consta de dos cilindros de diferentes radios que atraviesan la estructura desde el primer parche radiante de la antena hasta el inferior de la guía SIW. Para cumplir con los requisitos de fabricación explicados en 3.2.2 era imprescindible que el cilindro que sale del parche atravesara los dos substratos RO4003C hasta el interior de la guía SIW, mientras que el segundo cilindro tenía que atravesar el resto (es decir, el substrato TLY-5A) hasta el extremo inferior de la guía.

### 3- Diseño de la Antena Lineal

Para que este diseño cumpliera con los requisitos de reflexión inferior a -20dB en toda la banda, hubo que añadir un anillo a cada extremo de los cilindros y eliminar una corona de cobre en el extremo inferior de la estructura, además de tener que variar ligeramente las dimensiones de la estructura *'double stacked patch'*.

Al optimizar este diseño en reflexión los resultados que se obtuvieron fueron los siguientes:

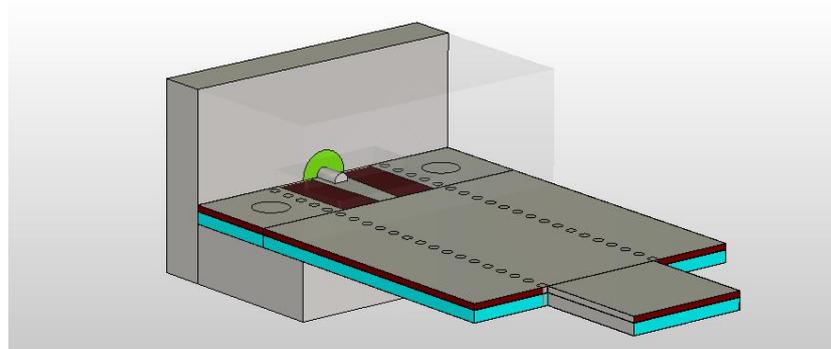


**Figura 3-31: Reflexión ( $S_{11}$ ) del elemento final de la antena en dB**

Como se puede observar, el parámetro de reflexión obtenido para este último elemento se mantiene por debajo de los límites establecidos, por lo que se sigue cumpliendo con los requisitos del diseño.

#### 3.2.4 Transición de la antena

Otro de los últimos elementos a analizar en la estructura es la transición de alimentación de la antena. Como se pretendía no modificar en exceso el proyecto en el que se basa éste y además la transición que se usaba ofrecía unos resultados muy buenos en reflexión, se decidió mantener el diseño original (3.1.2.9), realizando únicamente los cambios necesarios para optimizar la reflexión.



**Figura 3-32: Diseño de la transición**

### 3- Diseño de la Antena Lineal

Tras realizar el ajuste, los resultados obtenidos fueron los siguientes:

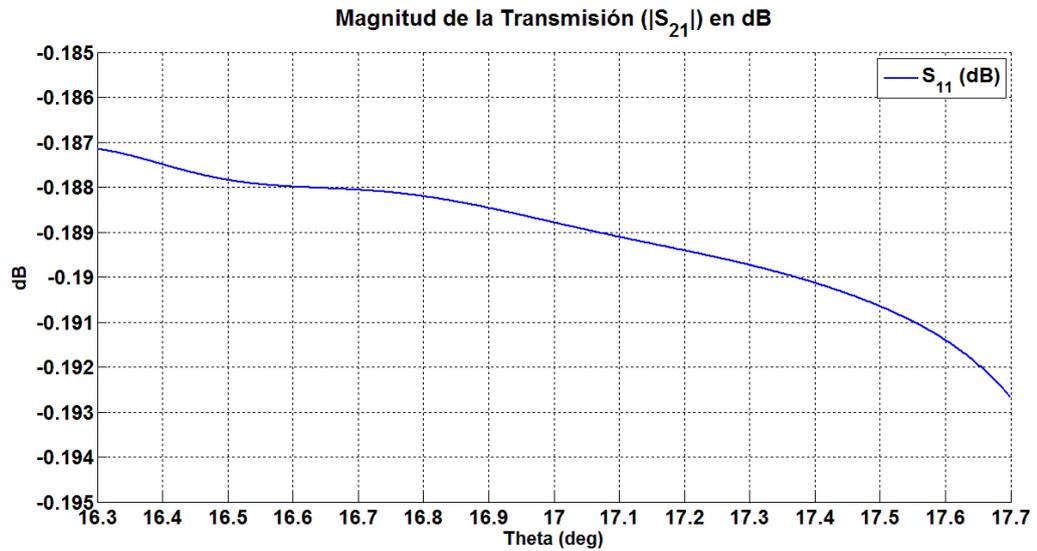


Figura 3-33: Transmisión ( $S_{21}$ ) de la transición en dB

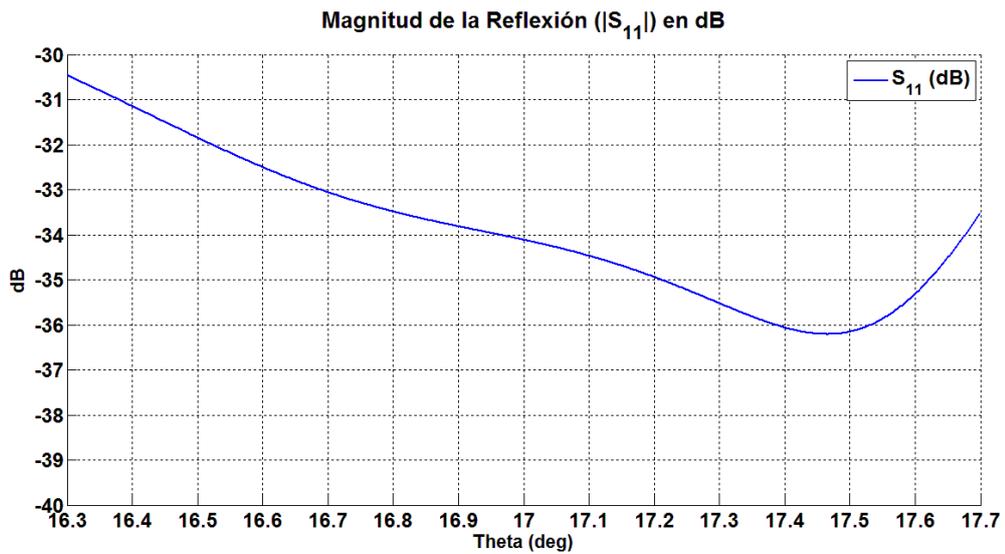


Figura 3-34: Reflexión ( $S_{11}$ ) de la transición en dB

Vemos que al introducir el dieléctrico seguimos teniendo una reflexión por debajo de .30dB, lo que la transmisión de esta estructura cumple con nuestros requisitos de diseño.

Con esta estructura fue con la que se simuló y optimizó el diseño integrado de la antena, que se explicará en la siguiente sección; pero cuando se fueron a mandar los planos a la empresa ELATE S.A. para su construcción final nos comunicaron que había que cambiar esta transición, ya que de este modo era imposible que se construyera.

### 3- Diseño de la Antena Lineal

#### 3.2.4.1 Modificación de la transición de la antena

El último de los cambios requeridos por la empresa ELATE S.A. para poder construir la antena era la modificación de la transición de la alimentación, ya que el proceso de metalización antes citado (3.2.2.2) hacía imposible su viabilidad tal y como estaba diseñada desde un principio.

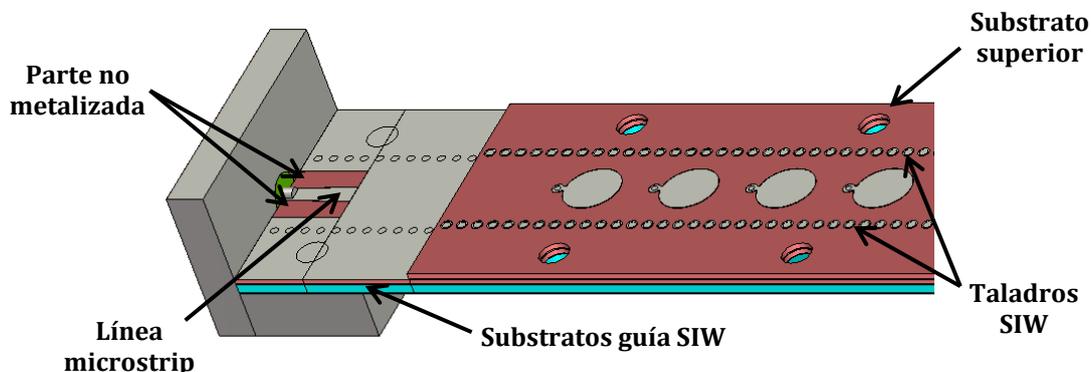


Figura 3-35: Imagen en CST Microwave Studio de la transición inicial integrada

El proceso de construcción y metalización ocurriría de manera que primero se realizaría la unión de los substratos de guía SIW y después se realizaría el retirado de cobre de esa capa que daría lugar a la línea microstrip y los dos huecos no metalizados. A continuación se uniría el substrato superior con los inferiores y se procedería a hacer los taladros de la SIW; y por último se metalizarían dichos taladros y se retiraría el cobre de la capa superior para formar los parches.

El problema está en que al hacer la metalización de los taladros SIW con la estructura ya montada, los huecos no metalizados de la línea microstrip estarían expuestos, por lo que acabarían con una capa metalizada indeseable.

Además, al no estar esa capa metálica en el substrato superior sino en el de la guía SIW, la maquinaria de la que disponía la empresa no permitía retirar dicho cobre a posteriori, por lo que el diseño tenía que cambiarse.

Se decidió buscar una solución en la que se mantuviera el modelo de la transición con conector-microstrip y las dos piezas metálicas [19] y se propuso un diseño prácticamente idéntico al que ya estaba con un importante cambio: la estructura de alimentación estaría por debajo.

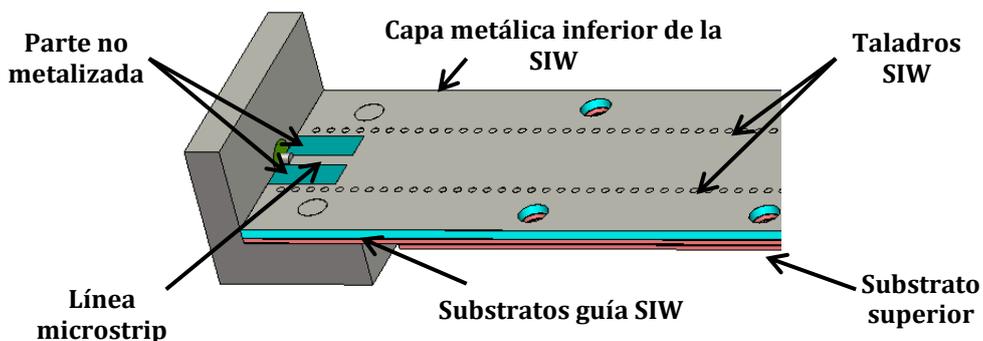


Figura 3-36: Imagen en CST Microwave Studio de la transición final integrada

### 3- Diseño de la Antena Lineal

Con este cambio tan 'simple' se consiguen evitar los problemas de construcción derivados del proceso de metalización, ya que al estar la línea microstrip en la capa inferior no hay problemas de realizar el retirado de cobre al final de todo el proceso.

De todas formas, aunque con este método se conseguía mantener la estructura casi idéntica a la anterior, al estar ahora la línea microstrip sobre el sustrato TLY-5A era necesaria una redimensión y optimización de la transición similar a la realizada en este apartado anterior.

Una vez llevada a cabo dicha optimización en reflexión de la estructura de transición, los resultados obtenidos fueron los siguientes:

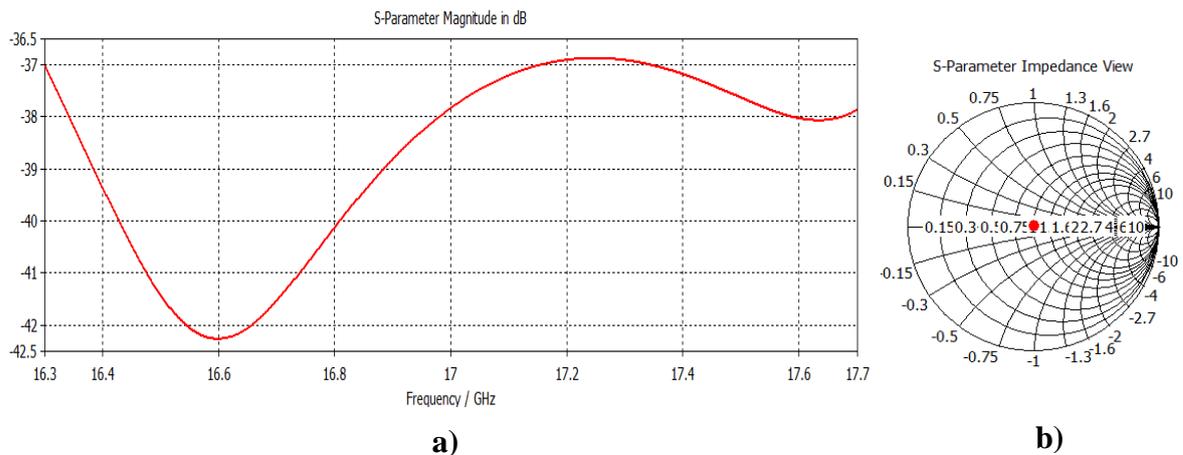


Figura 3-37: Reflexión ( $S_{11}$ ) de la transición modificada en dB (a) y en carta de Smith (b)

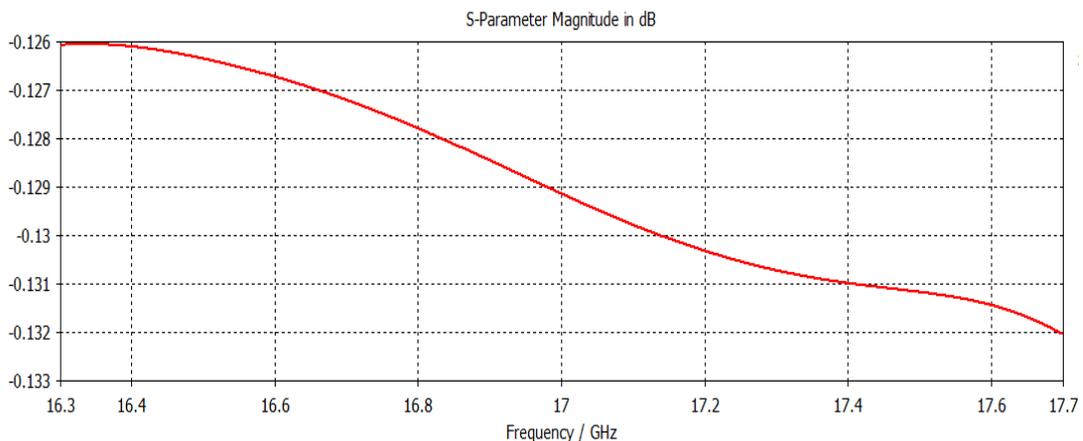


Figura 3-38: Transmisión ( $S_{21}$ ) de la transición modificada en dB

A la vista de los resultados y comparándolos con los obtenidos en el modelo inicial (3.1.2.9) se concluye que el diseño de esta nueva transición ha mejorado los resultados, teniendo una reflexión por debajo de -36.5dB en toda la banda y una transmisión de aproximadamente 0.13dB.



# 4 Integración de la Antena Lineal

Una vez que ya se han realizado los cambios necesarios en cada elemento para adaptarlo a la nueva configuración y características de la antena, se procedió a una integración que dio como resultado el diseño de la estructura final:

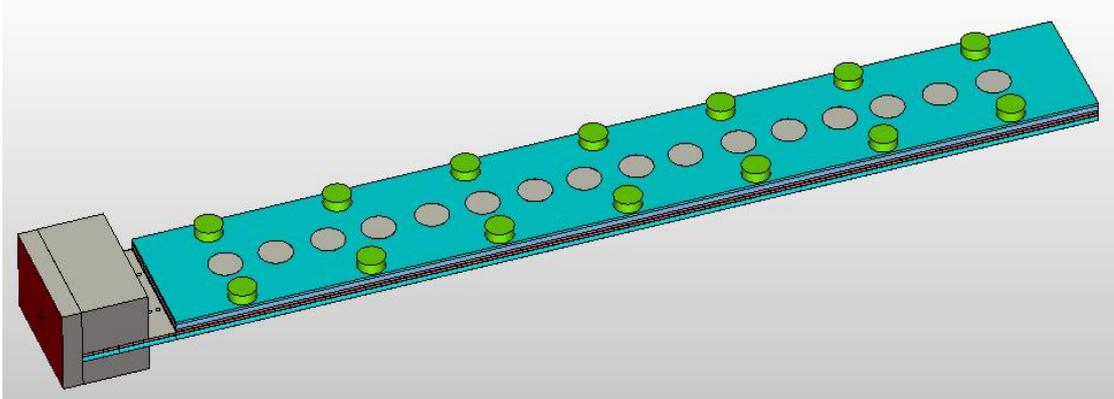


Figura 4-1: Antena integrada

Al hacer la integración, además de los elementos definidos anteriormente (substratos, líneas, parches y la transición) también se han diseñado los tornillos de sujeción. Estos son necesarios ya que, aunque las capas inferiores se unen con substrato adhesivo, los substratos superiores de ROHACELL y TLY-5A irán sujetos mecánicamente mediante estos tornillos de teflón.

Después de simular esta estructura para obtener su reflexión y su patrón de radiación, comparado con el teórico (diagrama de radiación de 16 elementos dada una distribución uniforme y una diferencia de fase de  $\Delta\varphi = -85^\circ$  entre ellos), obtenemos lo siguiente:

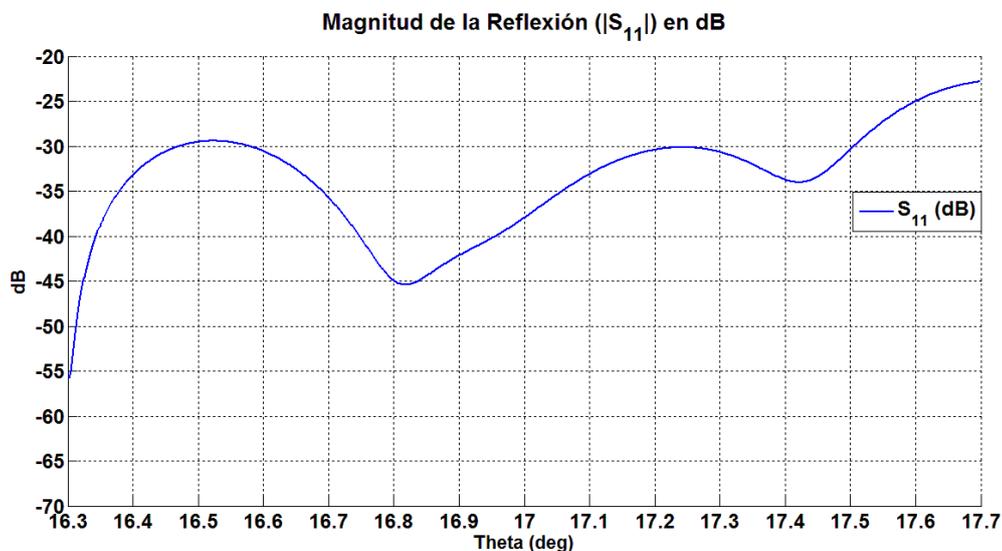


Figura 4-2: Reflexión inicial obtenida de la antena integrada

## 4- Integración de la Antena Lineal

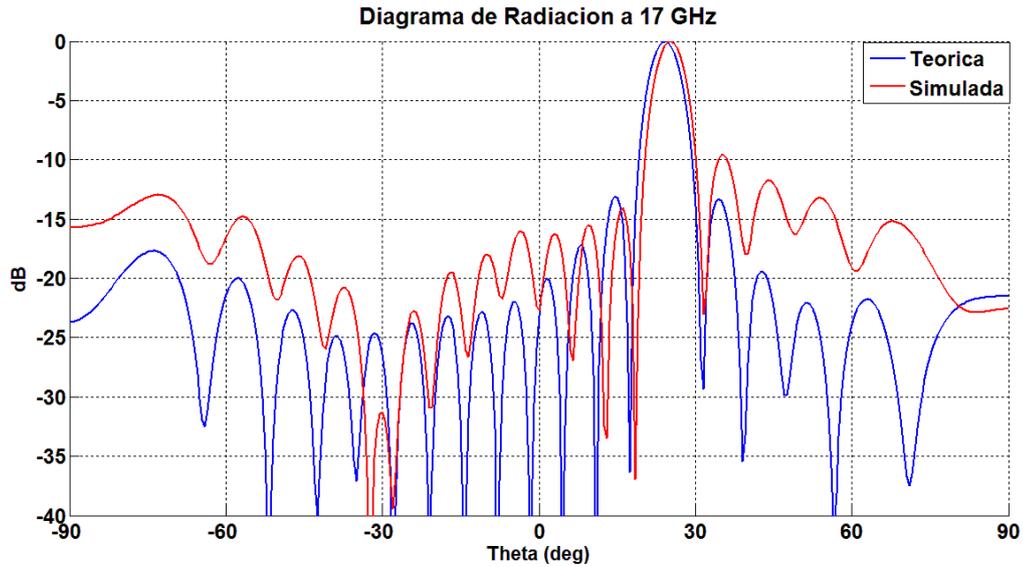


Figura 4-3: Diagrama de radiación inicial obtenido y comparado con el teórico

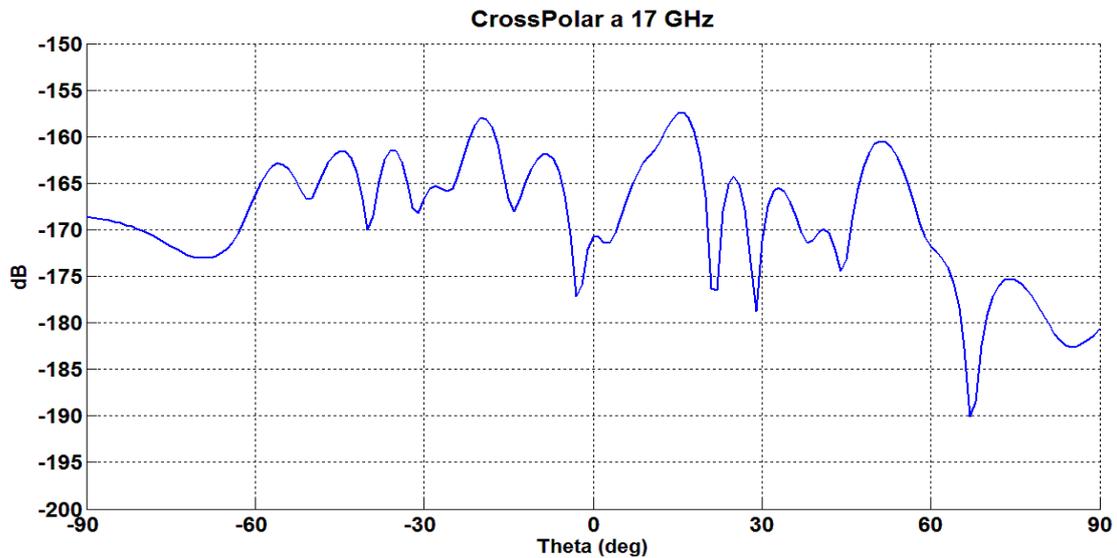


Figura 4-4: Componente Contrapolar a 17GHz para el plano  $\phi=90^\circ$

Como se puede observar en la Figura 4-2 al integrar los elementos en la antena final seguimos manteniendo una reflexión menor a -20dB en toda la banda de frecuencia. Además, la Figura 4-4 nos indica que el valor de componente Contrapolar (la que recibiríamos si tuviéramos una antena con polarización horizontal en lugar de vertical) es despreciable.

El problema que vemos es que el valor del patrón de radiación obtenido (Figura 4-3) difiere sustancialmente respecto del teórico aunque hayamos realizado un ajuste de elementos en la alimentación. Esto es debido a que al integrar todas las estructuras hay muchos efectos de acoplo que aparecen y degradan los coeficientes de acoplo tanto en amplitud como en fase. Por tanto, es necesario realizar un nuevo ajuste que minimice la diferencia entre este diagrama de radiación obtenido y el teórico.

Este último ajuste de toda la antena ya integrada se llevará a cabo mediante el 'modelo de compensación de campo eléctrico cercano radiado'.

## 4- Integración de la Antena Lineal

### 4.1 Modelo de compensación de campo eléctrico cercano radiado

Para subsanar el problema de acoplos mutuos creados al realizar la integración de toda la estructura se recurre a este modelo (llamado *Radiated Electric Near-Field Compensation Model* en [24]) que consiste en utilizar los campos eléctricos radiados a una distancia muy cercana a cada parche para así asegurarnos de que la radiación emitida por cada uno es la deseada. Este modelo permite tener en cuenta los acoplos mutuos que se dan en el interior de la estructura y fijarse solamente en los que se tienen a la salida de cada parche, con lo que una optimización asegurará que los diagramas de radiación obtenidos se asimilen a los teóricos.

#### 4.1.1 Definición del modelo

Si se supone que las pérdidas por reflexión de la antena son muy bajas ( $|S_{ii}|^2 \simeq 0$ ) y que toda la potencia que se introduce a la antena es radiada finalmente por los elementos, se establece que:

$$P_{in} = 1 - |S_{ii}|^2 \simeq 1 \quad (4.1)$$

Por otro lado, si se define la potencia radiada por cada uno de los elementos que componen la antena como el cuadrado del módulo de su campo eléctrico cercano radiado, se tiene entonces que la potencia total radiada será:

$$P_{rad} = \sum_{i=1}^{16} |E_i|^2 \quad (4.2)$$

Por último, de [25] se establece la relación final entre ambas fórmulas, teniendo que la potencia radiada por cada elemento ( $P_k$ ) es la siguiente:

$$P_k = \frac{|E_k|^2}{P_{rad}} \cdot P_{in} \simeq \frac{|E_k|^2}{\sum_{i=1}^{16} |E_i|^2} \cdot 1 = \frac{|E_k|^2}{\sum_{i=1}^{16} |E_i|^2} \quad (4.3)$$

Como en este caso se ha diseñado una antena con una distribución uniforme y cada uno de los 16 elementos recibe la misma potencia, el valor de campo cercano que se tendrá será (en unidades logarítmicas) de:

$$P_k (dB) = 10 \cdot \log\left(\frac{|E_k|^2}{\sum_{i=1}^{16} |E_i|^2}\right) = 10 \cdot \log\left(\frac{1}{16}\right) = -12.0412 \text{ dB}$$

Para hallar el valor del campo cercano en la antena hacemos uso del software CST Microwave Studio, el cual nos permite definir un monitor de campo eléctrico, y lo situamos a una distancia de 0.75 mm de los parches para que una vez realizada la simulación podamos obtener los valores que nos interesen de cada elemento.

#### 4.1.2 Aplicación del modelo

La aplicación de este modelo sigue un proceso iterativo con los siguientes pasos:

## 4- Integración de la Antena Lineal

1. Simular toda la estructura y obtener los valores de campo eléctrico cercano a la superficie de los parches.
2. Mediante un script de *MATLAB* se obtienen los valores de campo eléctrico en la dirección transversal a la de propagación que se encuentren justo encima de los centros de cada parche (16 valores) y se calculan las amplitudes de cada elemento y los desfases entre ellos.
3. Analizando estos resultados, se modifican las dimensiones de las líneas de acoplo microstrip y las distancias entre los elementos para intentar acercarse a los valores ideales de amplitud (-12.0412dB) y fase ( $\Delta\varphi = -85^\circ$ ). Los cambios en las líneas microstrip afectarán fundamentalmente (aunque no exclusivamente) a las amplitudes y las distancias entre elementos a las fases.
4. Repetir la simulación de la estructura e iniciar de nuevo el modelo.

Aunque efectivo, este modelo supone un gran consumo en el tiempo empleado en el proyecto debido a que por cada cambio es necesaria una simulación de toda la antena al completo, a que los efectos de los cambios que se introducen son muy difíciles de predecir (al no ser lineales) y a que hay que ajustar tanto las amplitudes como las fases simultáneamente.

### 4.1.3 Resultados

En la siguiente tabla se muestran las variaciones en las dimensiones antes y después de la aplicación del modelo:

Elem (k)	Dimensiones iniciales			Dimensiones compensadas		
	Long. línea (mm)	Anchura línea (mm)	Dist. elem. (mm)	Long. línea (mm)	Anchura línea (mm)	Dist. elem. (mm)
1	0.465	0.465	0	0.42	0.42	0.3
2	0.53	0.53	0.24	0.595	0.595	-0.2
3	0.64	0.64	0.28	0.64	0.64	0.2
4	1.15	1.21	0.06	1.3	1.2	-0.2
5	1.2	1.48	0.2	1.3	1.1	0.4
6	1.34	1.3	0.18	1.45	1.35	-0.1
7	1.55	1.53	0.88	1.55	1.4	0.2
8	1.6	1.6	0.12	1.95	1.6	-0.4
9	2	2	0.25	1.8	2.15	0.2
10	2.1	2.1	0.35	2.85	2.2	-0.2
11	2.4	2.4	0.4	2.4	2.65	0.4
12	2.9	2.7	0.43	4.5	3.2	-0.2
13	5.9	3.4	0.44	5.5	3.4	0
14	5.9	3.5	-0.1	8.55	3.8	-0.6
15	7	4.1	0.5	8.55	4.17	0.3
16	-	-	1	-	-	0.35

**Tabla 4-1: Modificaciones de las dimensiones de las líneas de acoplo y distancias entre elementos**

## 4- Integración de la Antena Lineal

---

Para la obtención de los resultados finales de este modelo fue necesario aplicar unas 100 veces los pasos anteriormente descritos, aunque la solución a la que se llegó proporcionaba unos resultados muy cercanos a los diagramas teóricos.

Como se puede observar en la tabla anterior, una vez aplicado y realizado el modelo de compensación se han producido importantes cambios tanto en las dimensiones de las líneas de acoplo como en las distancias entre los elementos, todos ellos debidos a las interacciones mutuas fruto de la complejidad y cantidad de estructuras que componen nuestra antena.

### 4.2 Gráficas obtenidas mediante las simulaciones

Una vez que se tuvieron las dimensiones de la antena integrada ya optimizadas a 17GHz, se procedió a realizar las simulaciones de reflexión y diagramas de radiación de toda la antena. Para comprobar la efectividad del método se comparan estos resultados con los del teórico (diagrama de radiación de 16 elementos dada una distribución uniforme y una diferencia de fase de  $\Delta\varphi = -85^\circ$  entre ellos) y además se hace también una comparativa con los resultados obtenidos en el PFC anterior que sirvió de base para este proyecto, con el fin de ver las similitudes o diferencias entre ambas antenas.

Con todo esto, las gráficas que se tienen son las siguientes:

#### 4.2.1 Diagrama de reflexión

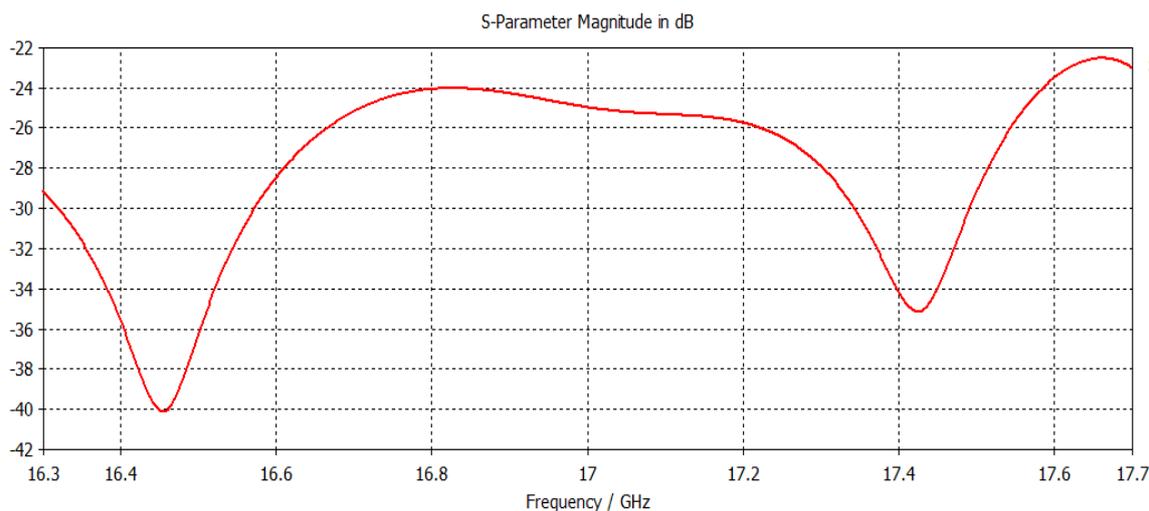


Figura 4-5: Reflexión ( $S_{11}$ ) final de la antena simulada

## 4- Integración de la Antena Lineal

### 4.2.2 Diagramas de radiación

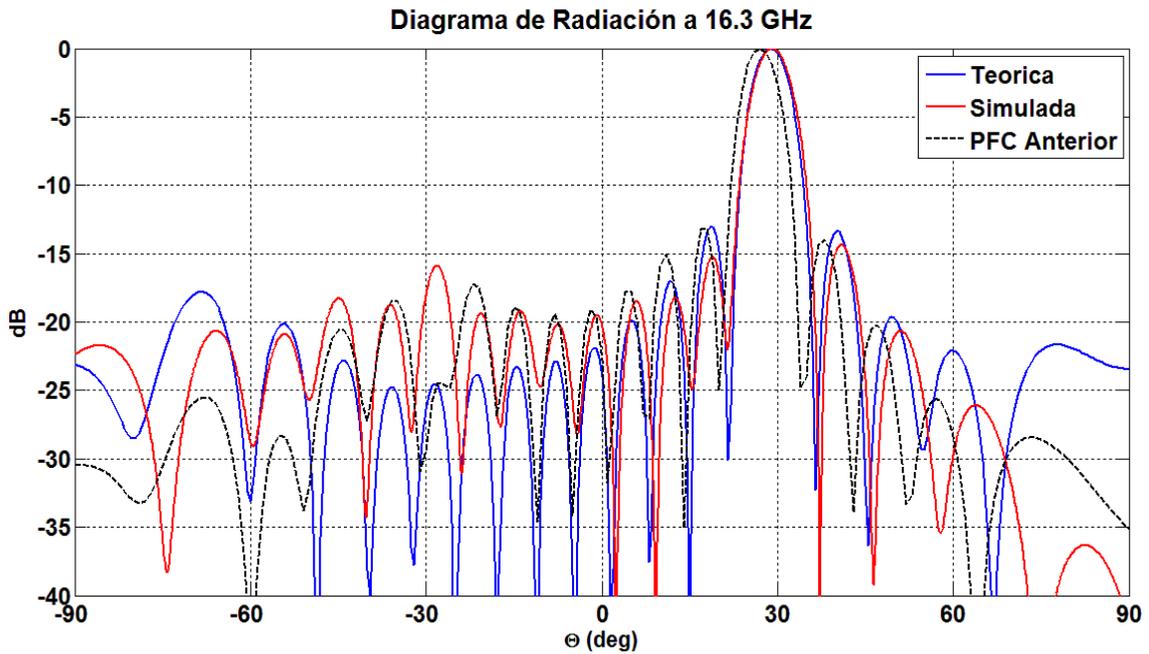


Figura 4-6: Diagrama de radiación copolar a 16.3 GHz Vs. diagrama teórico Vs. resultados del PFC anterior

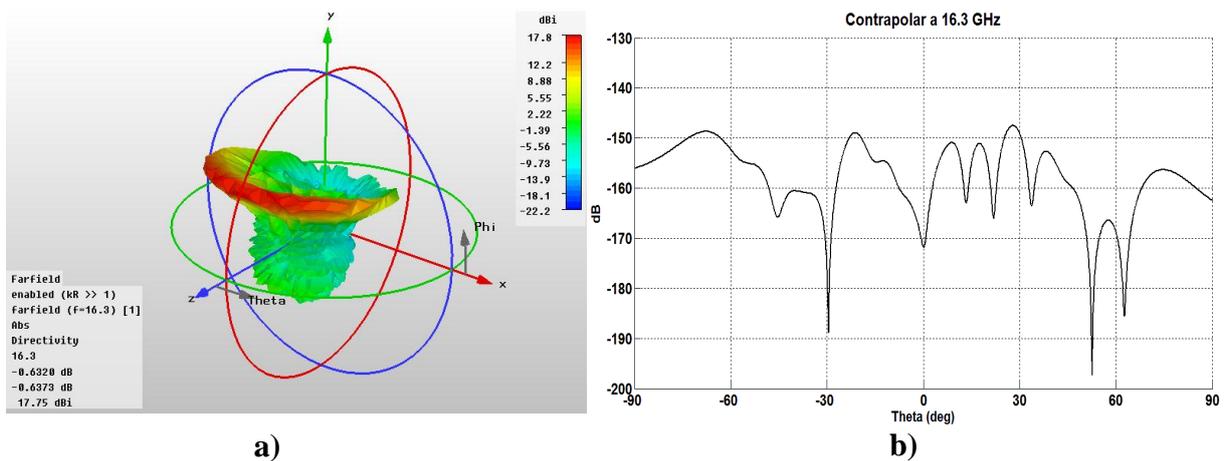
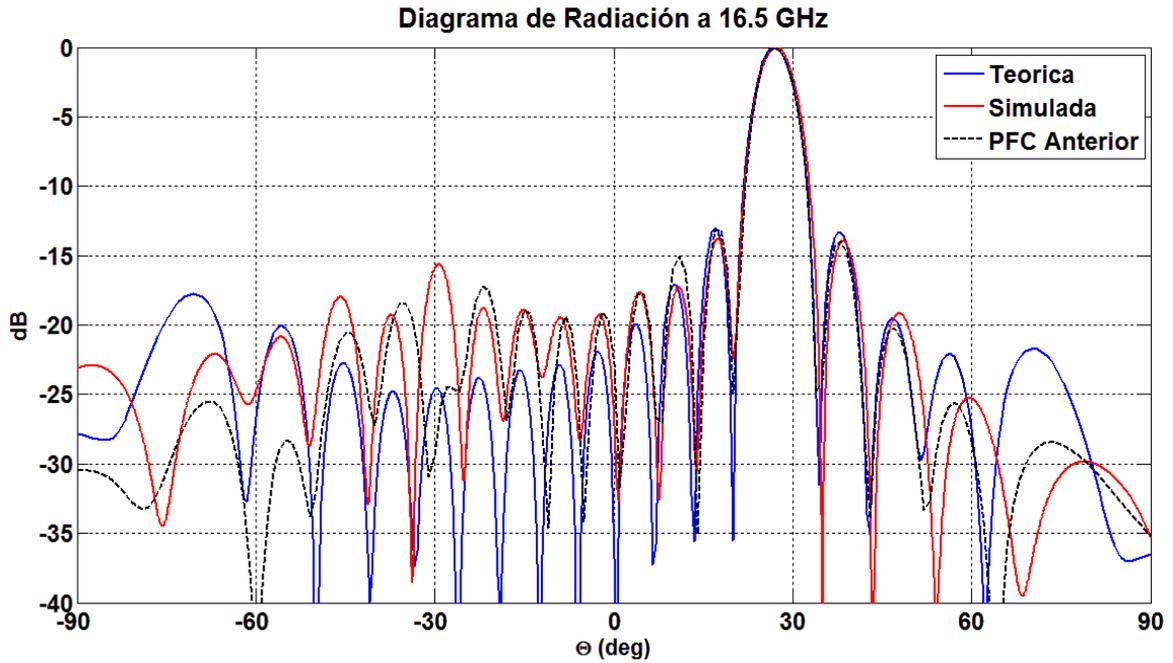
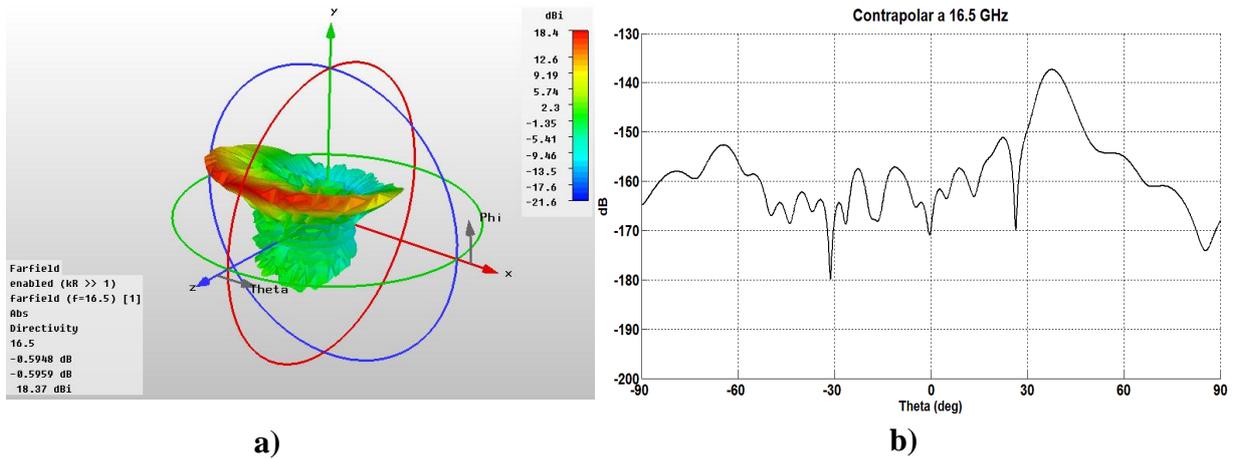


Figura 4-7: Diagrama de radiación 3D (a) y componente contrapolar a 16.3 GHz

## 4- Integración de la Antena Lineal

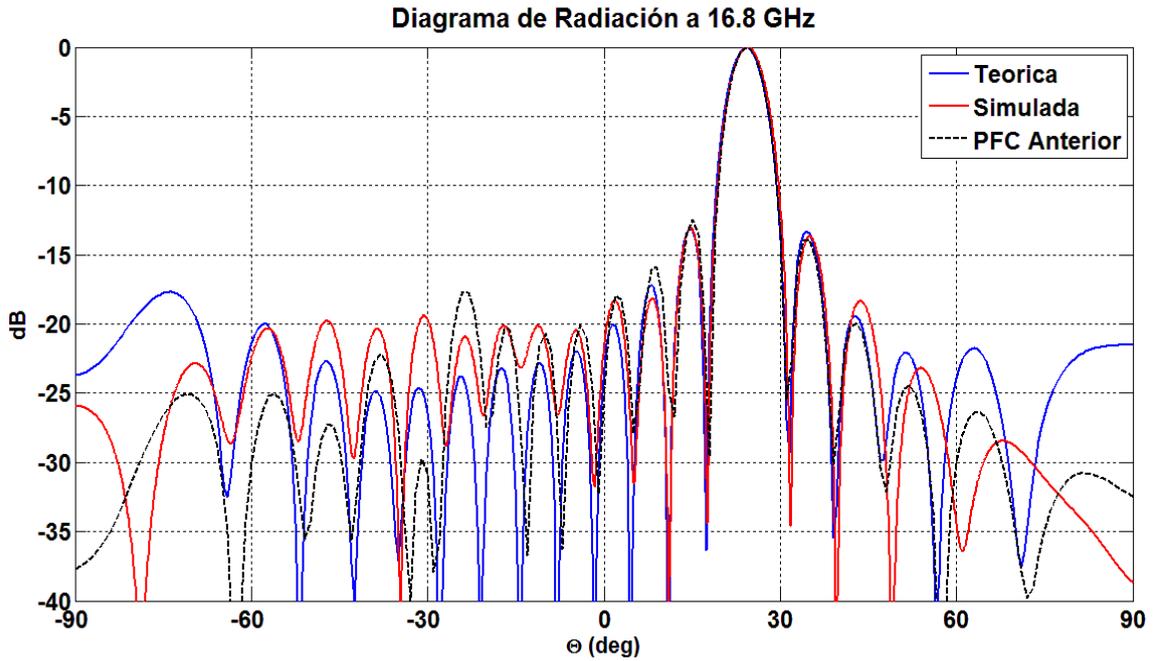


**Figura 4-8: Diagrama de radiación copolar a 16.5 GHz Vs. diagrama teórico Vs. resultados del PFC anterior**

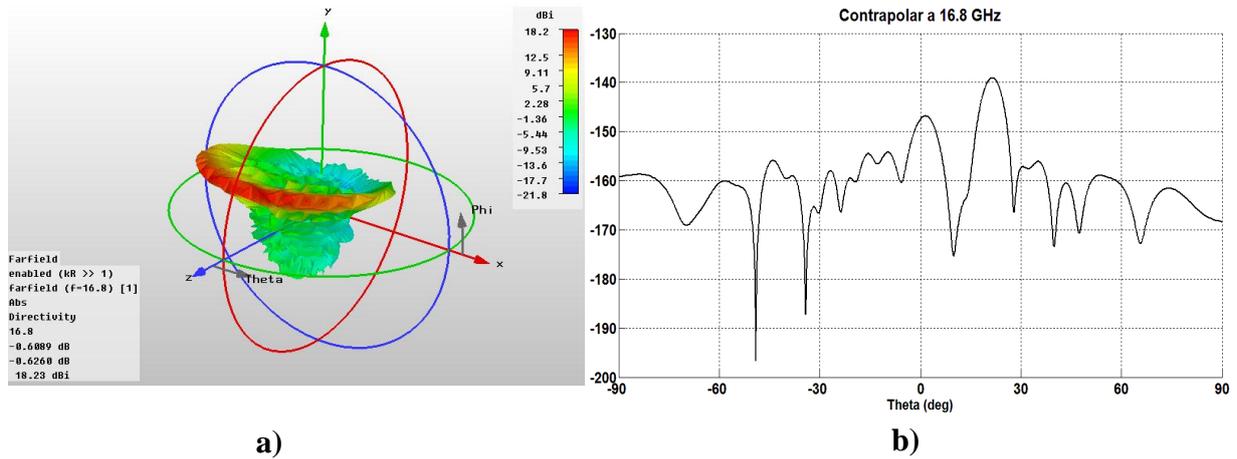


**Figura 4-9: Diagrama de radiación 3D (a) y componente contrapolar a 16.5 GHz**

## 4- Integración de la Antena Lineal

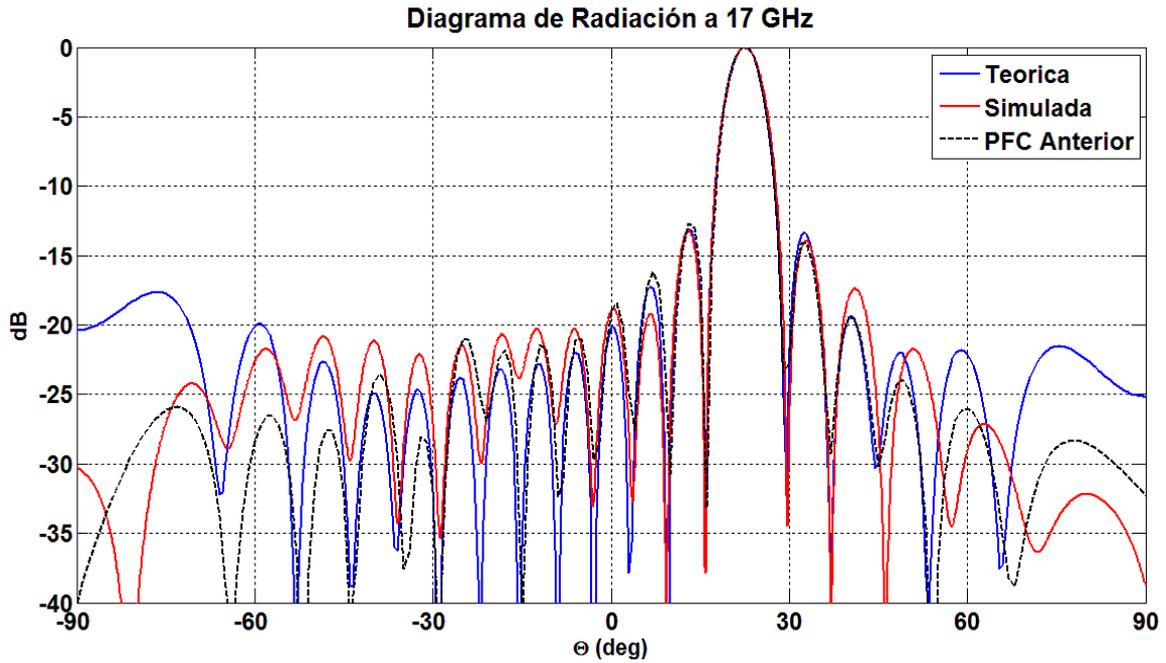


**Figura 4-10: Diagrama de radiación copolar a 16.8 GHz Vs. diagrama teórico Vs. resultados del PFC anterior**

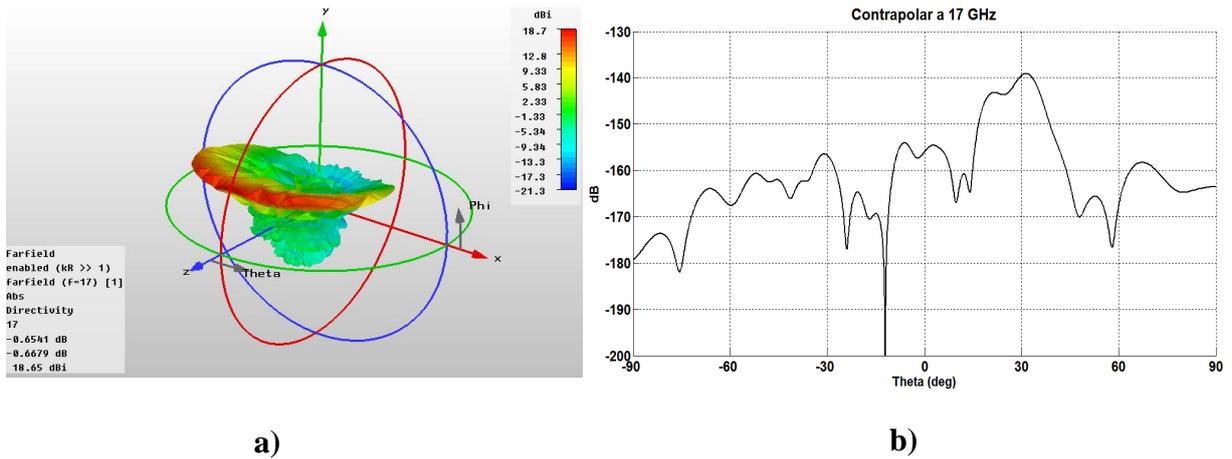


**Figura 4-11: Diagrama de radiación 3D (a) y componente contrapolar a 16.8 GHz**

## 4- Integración de la Antena Lineal

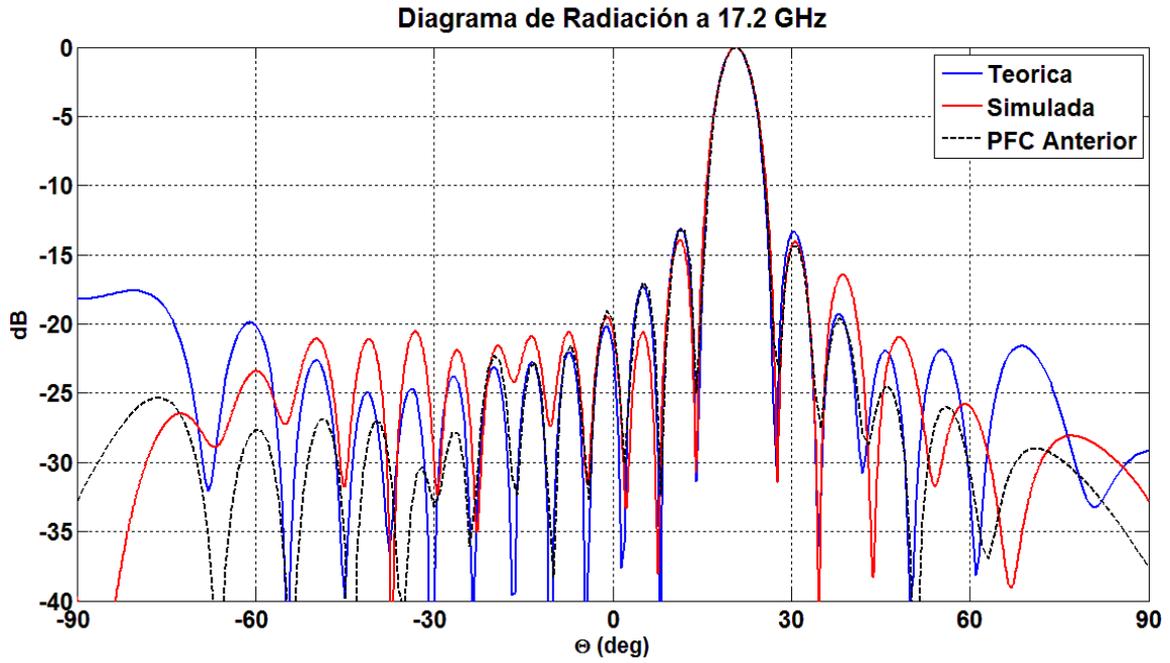


**Figura 4-12: Diagrama de radiación copolar a 17 GHz Vs. diagrama teórico Vs. resultados del PFC anterior**

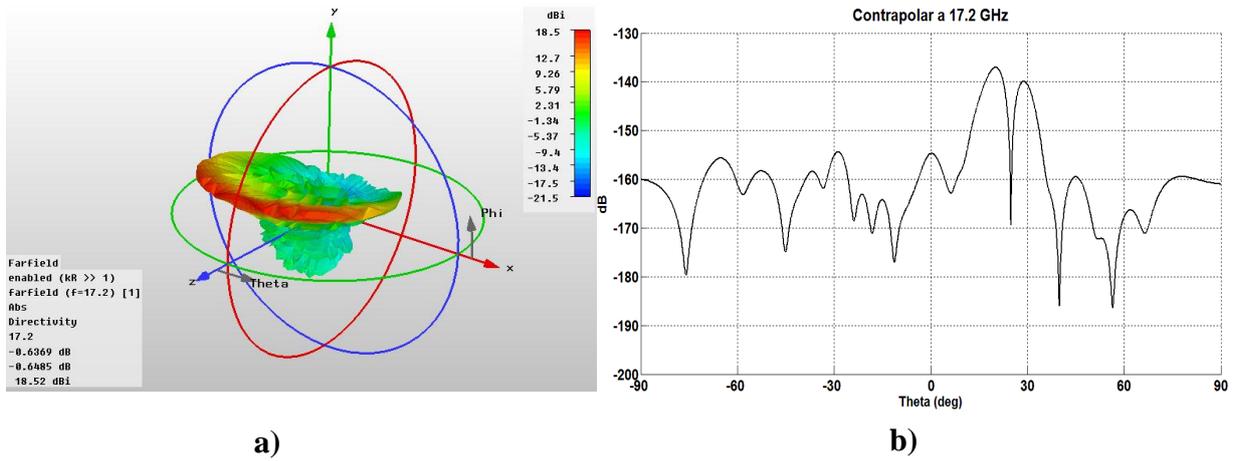


**Figura 4-13: Diagrama de radiación 3D (a) y componente contrapolar a 17 GHz**

## 4- Integración de la Antena Lineal

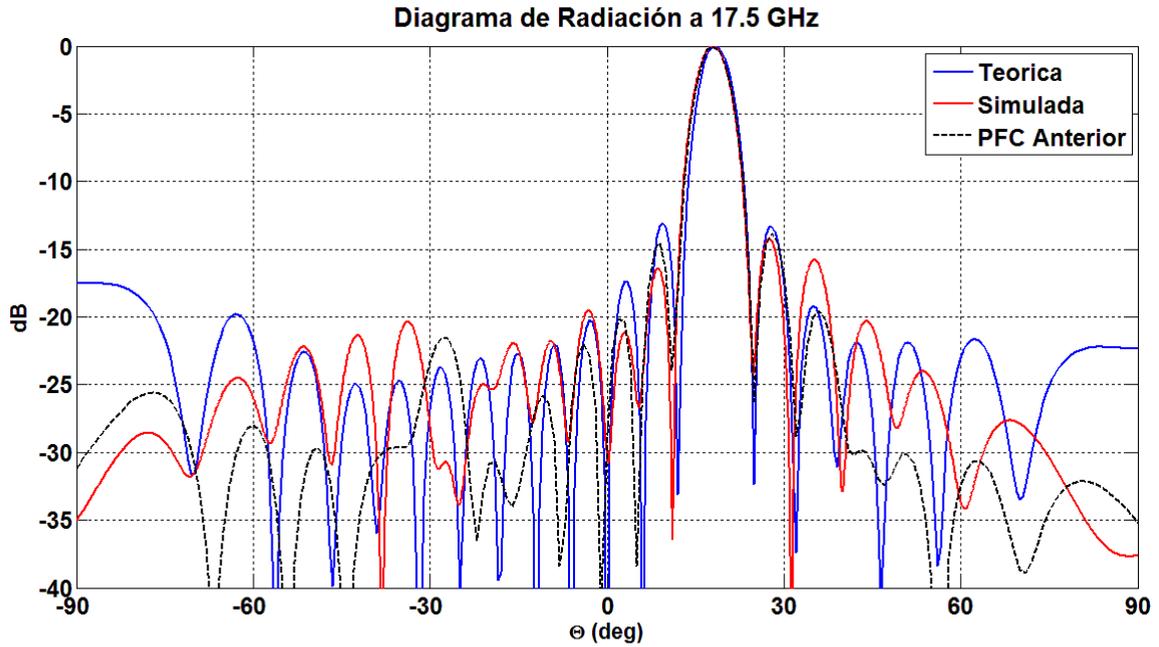


**Figura 4-14: Diagrama de radiación copolar a 17.2 GHz Vs. diagrama teórico Vs. resultados del PFC anterior**

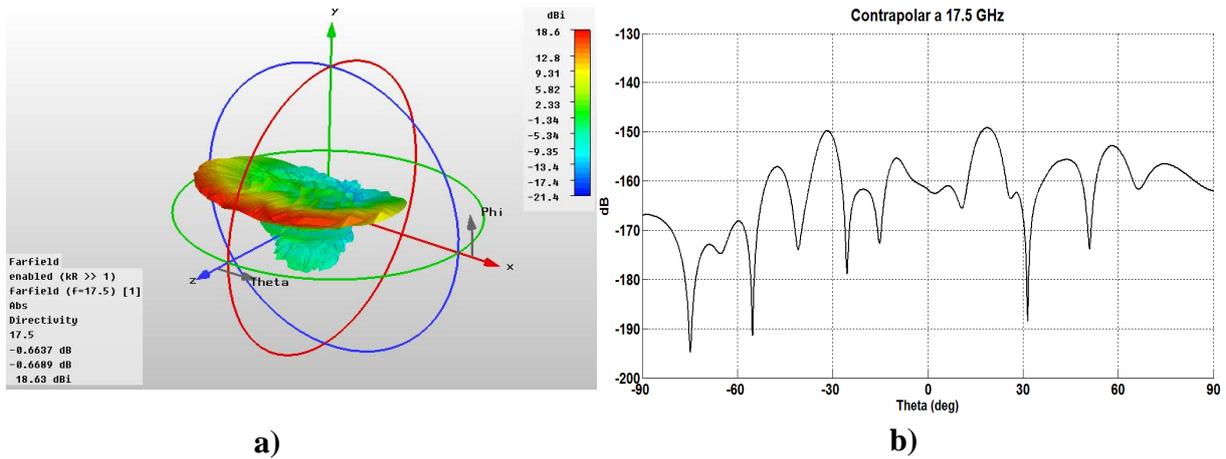


**Figura 4-15: Diagrama de radiación 3D (a) y componente contrapolar a 17.2 GHz**

## 4- Integración de la Antena Lineal



**Figura 4-16: Diagrama de radiación copolar a 17.5 GHz Vs. diagrama teórico Vs. resultados del PFC anterior**



**Figura 4-17: Diagrama de radiación 3D (a) y componente contrapolar a 17.5 GHz**

## 4- Integración de la Antena Lineal

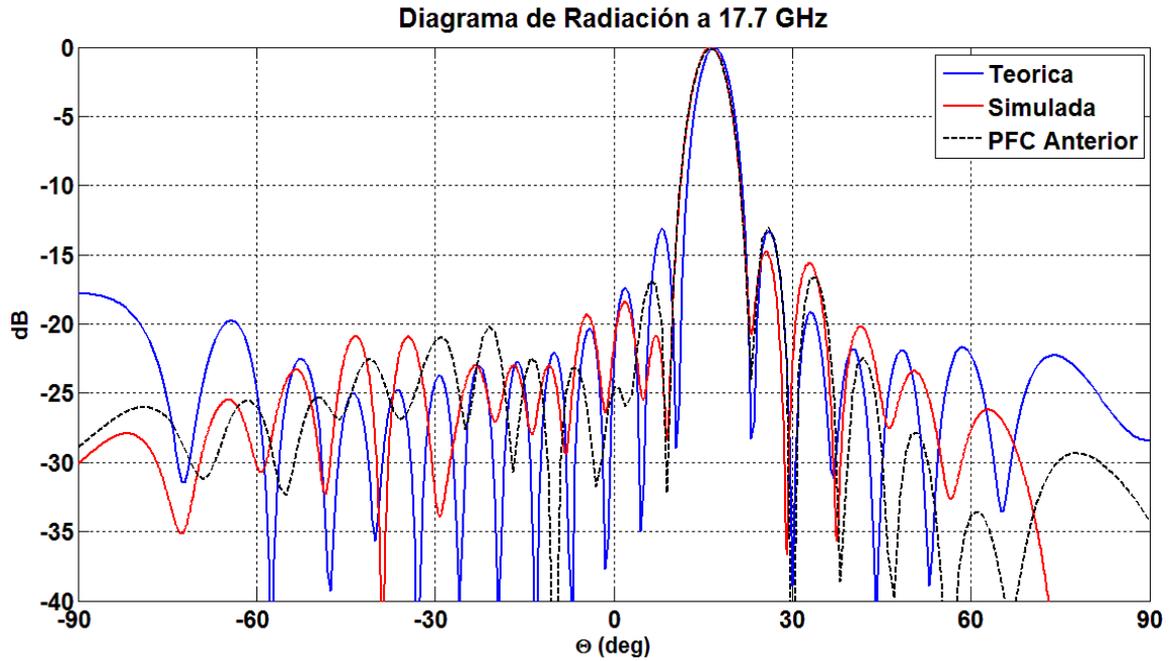


Figura 4-18: Diagrama de radiación copolar a 17.7 GHz Vs. diagrama teórico Vs. resultados del PFC anterior

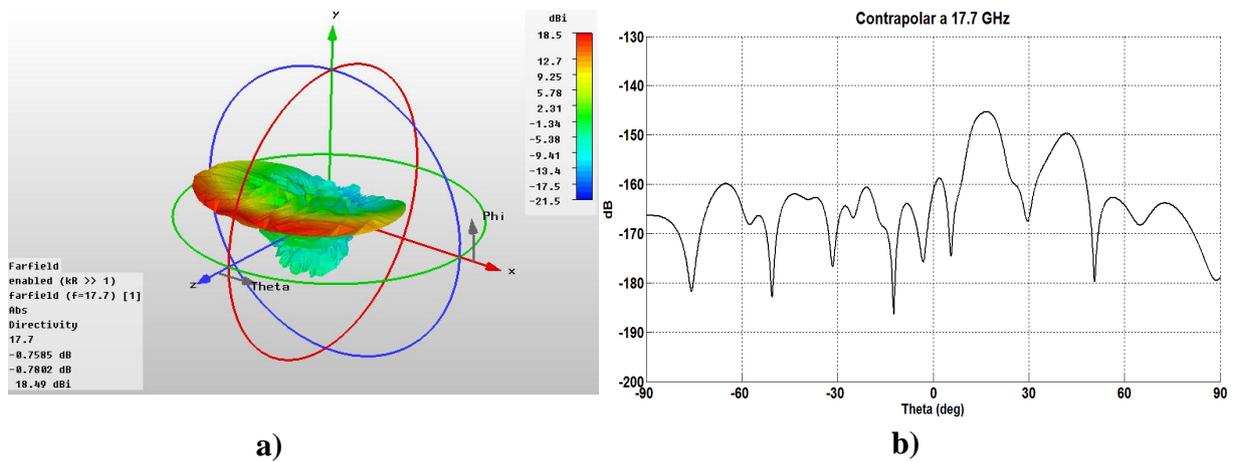


Figura 4-19: Diagrama de radiación 3D (a) y componente contrapolar a 17.7 GHz

## 4- Integración de la Antena Lineal

---

### 4.2.3 Ganancias

Freq. (GHz)	16.3	16.5	16.8	17	17.2	17.5	17.7
Ganancia PFC Anterior (dB)	17.576	17.709	17.835	17.886	17.913	17.808	17.558
Ganancia PFC-Actual (dB)	17.647	17.811	17.971	17.998	18.057	18.002	17.806

Tabla 4-2: Ganancias obtenidas Vs. Ganancias del PFC anterior en la banda de trabajo

### 4.3 Conclusiones

De las gráficas anteriores se pueden desprender las siguientes conclusiones.

Lo primero que vemos es que los resultados de reflexión finales que se han obtenido, aunque han empeorado un poco con respecto a los del PFC anterior siguen siendo buenos, ya que se sigue teniendo unos valores inferiores a -20dB en toda la banda de frecuencia.

En segundo lugar, los resultados de los diagramas de radiación muestran un gran parecido con los diagramas teóricos (y con los del PFC anterior), con lo que se demuestra que la aplicación del modelo de compensación de campo cercano es un método efectivo para realizar el ajuste de toda la estructura integrada. Únicamente se producen desviaciones substanciales en los extremos de nuestra banda de trabajo debido a que, como se ha ajustado el modelo de compensación a 17GHz, cuanto más nos alejemos de la frecuencia central mayor será esta diferencia. No obstante, en estos extremos seguimos teniendo buenos niveles de lóbulos secundarios.

Por otro lado, de las gráficas del campo radiado también se aprecia una pequeña desviación del lóbulo principal en las diferentes frecuencias de trabajo de la estructura. Esto es debido a que, como el factor de array (2.38) depende de la frecuencia (a través de 'k'), el comportamiento de su fase cambiará en función de ésta y por tanto la dirección principal de propagación también variará.

Además de todo esto, también se puede observar que la figura de radiación contrapolar sigue estando en niveles despreciables (por debajo de -135dB en toda la banda), por lo que esta antena tiene muy buena polarización lineal

Por último, vemos que se ha conseguido mejorar la ganancia de toda la antena en toda la banda de trabajo.



# 5 Diseño de la Antena Bidimensional

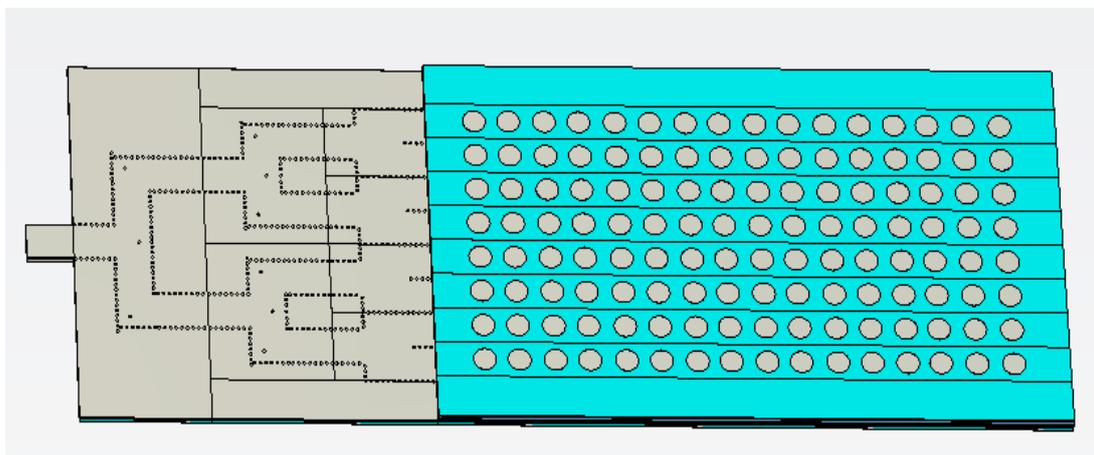
Una vez que ya se diseñó y simuló la antena lineal de parches con los cambios necesarios para su construcción exterior y se vio que los resultados obtenidos cumplían con los requisitos impuestos tanto de reflexión como de diagrama de radiación y de ganancia, tocaba el turno de realizar el diseño de la antena bidimensional de parches, objetivo final de este PFC.

## 5.1 Introducción

Como punto de partida al diseño de esta antena, lo primero que se planteó fueron las dimensiones (en cuanto al número de elementos) que iba a poseer la estructura y la forma de alimentarlos. Teniendo en cuenta los proyectos realizados en el grupo RFCAS con anterioridad se decidió que la antena bidimensional constaría de ocho elementos lineales dispuestos en paralelo y alimentados cada uno de ellos mediante una red de alimentación que dividiera la potencia suministrada desde un único puerto hasta cada uno de dichos elementos.

Estos “*elementos lineales*” no son otra cosa que réplicas de la antena lineal de parches descrita en la sección anterior que se duplican tantas veces como queramos (en este caso, ocho).

Por tanto, la imagen general de dicha antena bidimensional era la siguiente (sin contar con la transición inicial):



**Figura 5-1: Imagen general en CST Microwave Studio de los elementos de la antena**

A la vista de lo anterior se puede deducir que los dos apartados que habrá que solucionar y en los que se dividirá esta sección serán:

- Diseño de la red de alimentación.
- Ajuste de los elementos radiantes.

## 5- Diseño de la Antena Bidimensional

### 5.2 Diseño de la red de alimentación

Para la alimentación del array bidimensional se propone una red de alimentación sobre guía SIW que permita una división uno a 8 de la potencia de entrada. En diseño de esta red de alimentación, basa en el trabajo publicado en [26], se hace uso de diferentes elementos individuales para, combinándolos, componer la estructura final de la red. Estos elementos individuales son:

- Estructura en T: Encargada de dividir la potencia uno a dos modificando la dirección de propagación en  $90^\circ$ .
- Estructura en codo: Implementada para realizar giros de  $90^\circ$  en la red de alimentación con la mínima pérdida de potencia.
- Estructura en Y: Encargada de dividir la potencia uno a dos sin modificar la dirección de propagación.

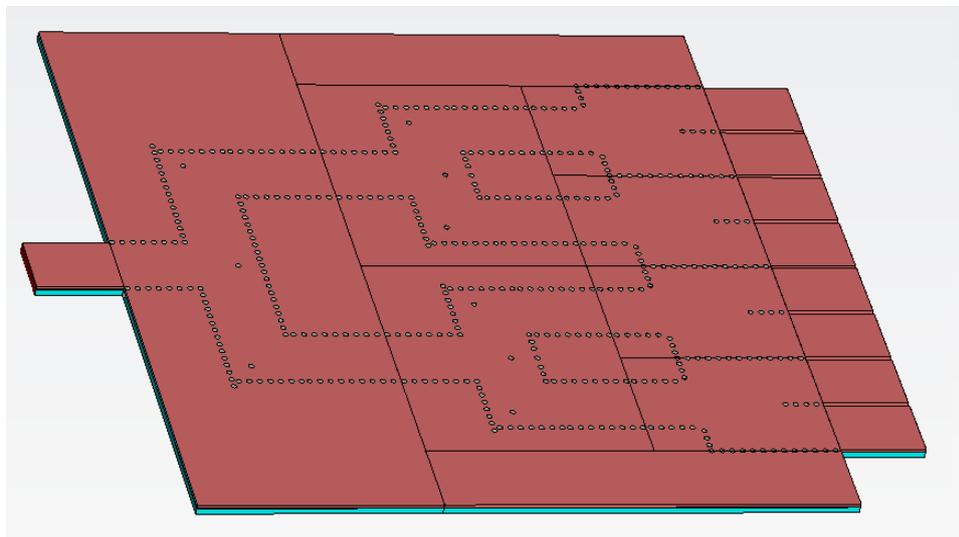


Figura 5-2: Esquema de la red de alimentación propuesta

Además, al inicio de esta red se hará uso de la transición explicada en la sección 3.2.4 como elemento inicial de alimentación, teniendo en cuenta que también en este caso se tuvo que modificar ésta al final del diseño para cumplir con los requisitos de construcción, tal y como se cuenta también en el mismo apartado de dicha sección anterior.

#### 5.2.1 Estructura en T

Esta estructura es la encargada de realizar una división de potencia de -3dB realizando un giro de  $90^\circ$  en la dirección de propagación. El esquema del elemento es el siguiente.

## 5- Diseño de la Antena Bidimensional

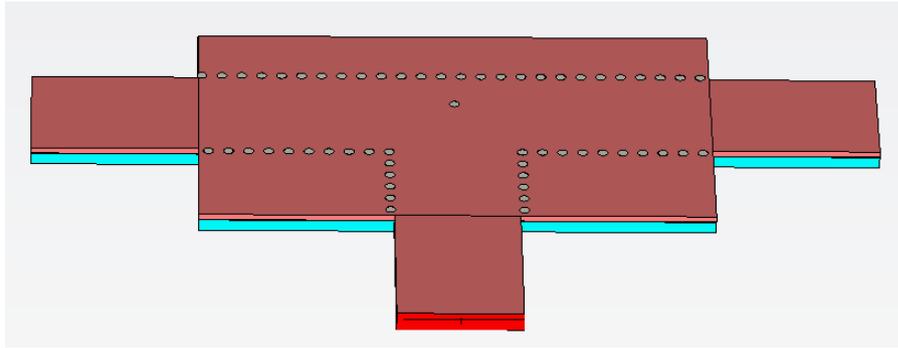


Figura 5-3: Detalle de la estructura en T

Para mejorar la propagación en ambos sentidos se colocó un taladro en el centro de la división, y, optimizando en reflexión las distancias de dicho taladro, se llegó a los siguientes resultados:

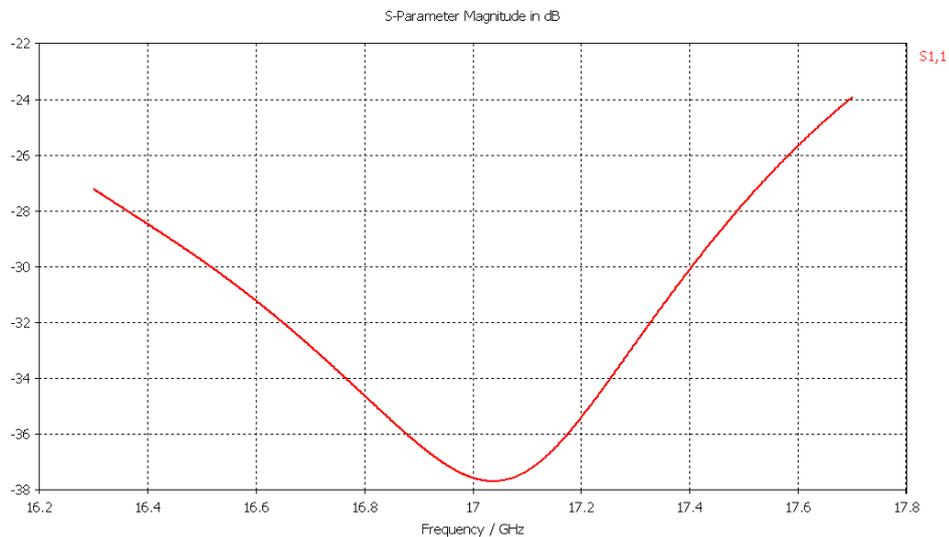


Figura 5-4: Reflexión ( $S_{11}$ ) de la estructura en T

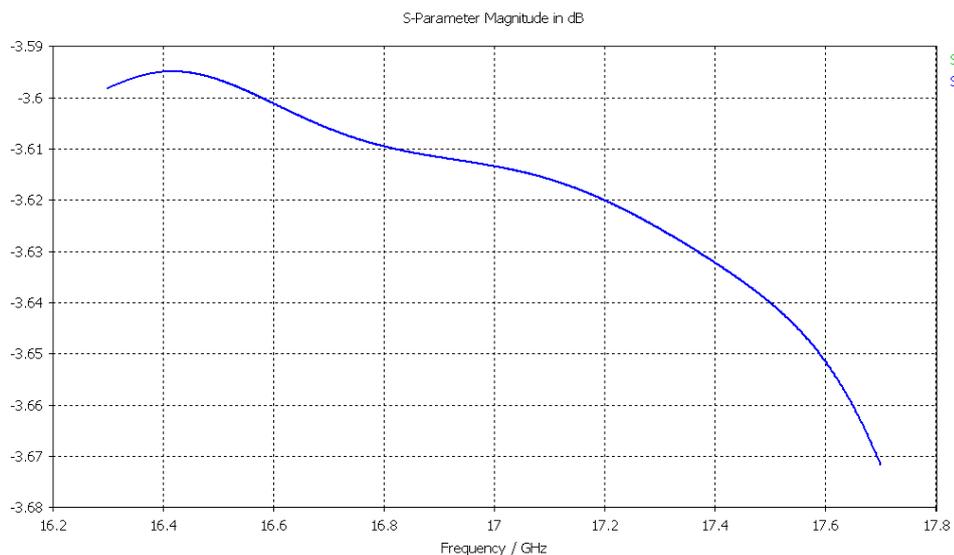


Figura 5-5: Transmisión ( $S_{21} = S_{31}$ ) de la estructura en T

## 5- Diseño de la Antena Bidimensional

Como se puede ver, aunque hay pequeñas pérdidas, los resultados en la transmisión (Figura 5-4) nos dieron unos valores en torno a -3dB, mientras que en reflexión (Figura 5-5) nos situábamos por debajo de los -20dB, tope máximo que se tenía en todo el diseño.

### 5.2.2 Estructura en codo

La finalidad de esta estructura no es otra que la de guiar la onda en un cambio de dirección de 90° manteniendo la máxima potencia posible.

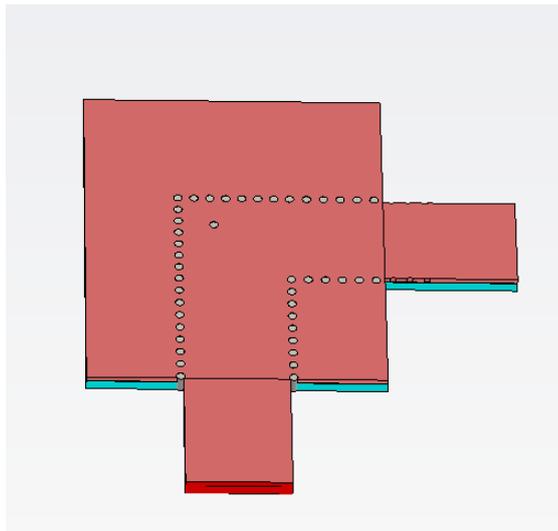


Figura 5-6: Detalle de la estructura del codo

En principio este elemento no debería suponer problemas, pero también fue necesaria la inclusión de un taladro en la esquina para mejorar la propagación y ayudar al giro de la onda de potencia, y, por ello, también fue necesaria una optimización en reflexión. Después de realizarla los resultados obtenidos fueron los siguientes:

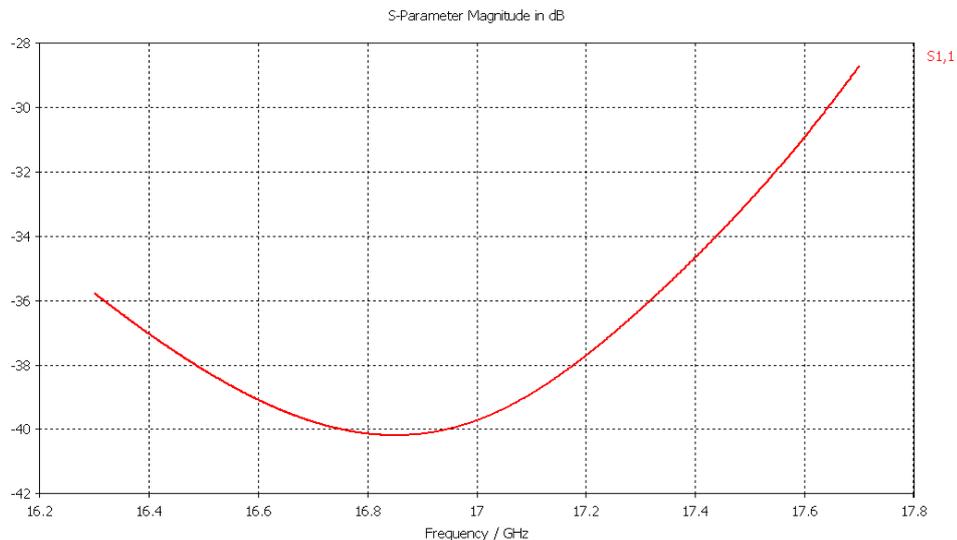


Figura 5-7: Reflexión (S<sub>11</sub>) de la estructura en codo

## 5- Diseño de la Antena Bidimensional

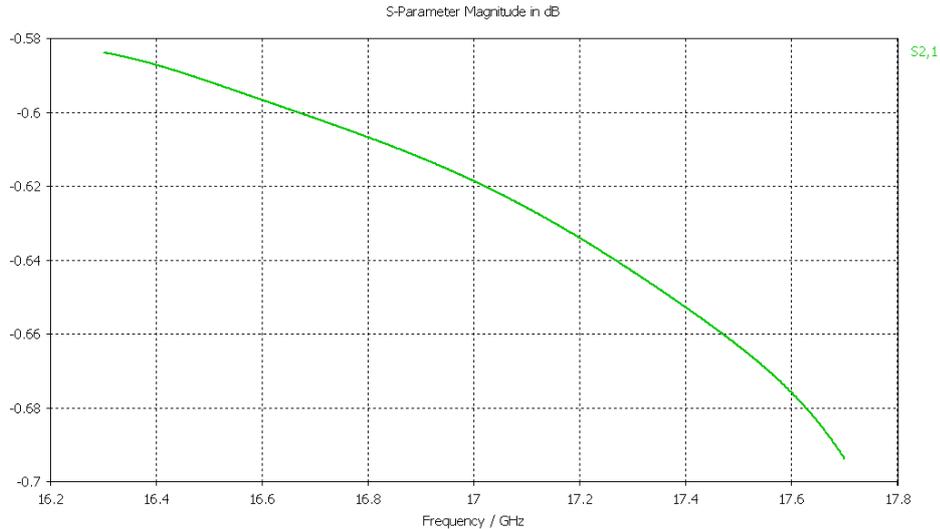


Figura 5-8: Transmisión ( $S_{21}$ ) de la estructura en codo

A la vista de los datos obtenidos se vio que se tenían unas pérdidas de unos 0.64dB en transmisión debidos al cambio de dirección de la onda de potencia, aunque la reflexión de la estructura se situaba por debajo de -30dB casi en su totalidad, por lo que se concluyó que los resultados obtenidos eran satisfactorios.

### 5.2.3 Estructura en Y

Este tercer y último elemento estructural de la red de alimentación se encargaba de realizar una división de potencia de -3dB sin modificar la dirección de propagación.

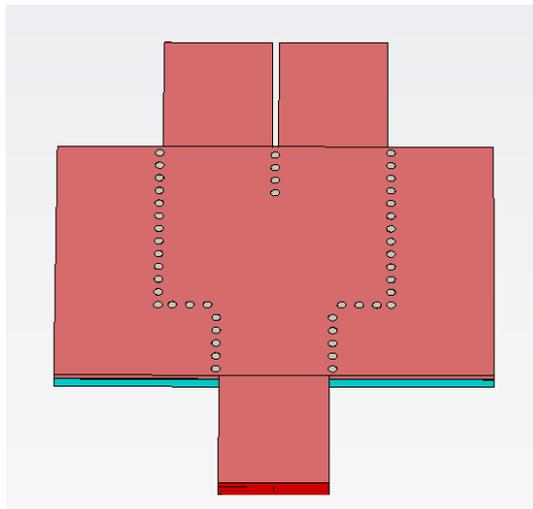


Figura 5-9: Detalle de la estructura del Y

Este elemento es el más sencillo de todos, ya que al no modificar la dirección de propagación no hay casi pérdida de potencia. Después de una pequeña optimización en el número de taladros utilizados para esta división se llegó a los siguientes resultados:

## 5- Diseño de la Antena Bidimensional

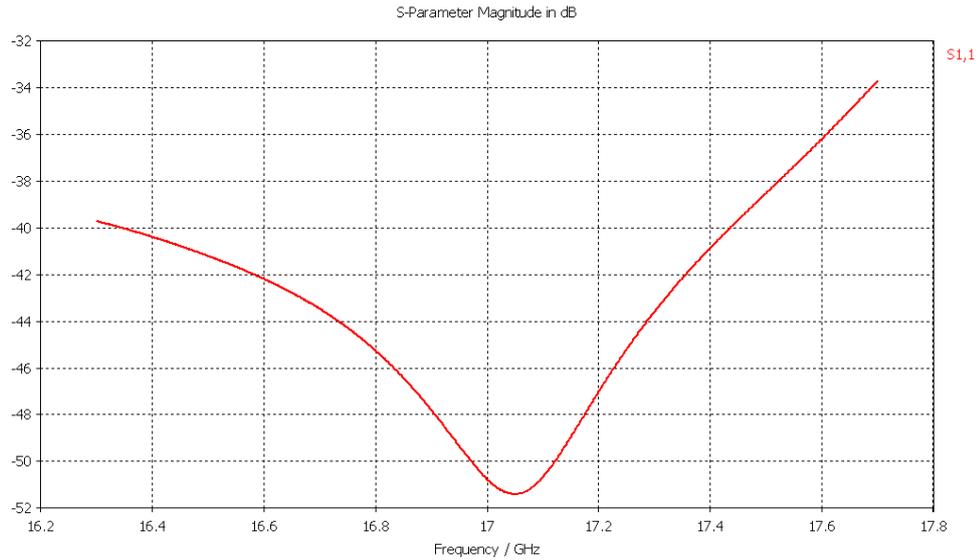


Figura 5-10: Reflexión ( $S_{11}$ ) de la estructura en Y

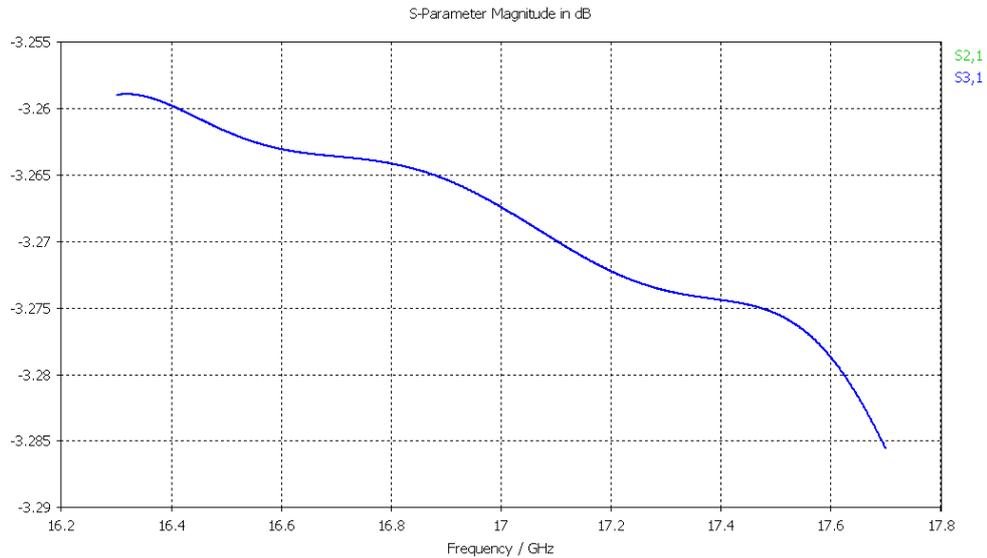


Figura 5-11: Transmisión ( $S_{21} = S_{31}$ ) de la estructura en Y

Se observó que, efectivamente, los resultados obtenidos eran mejores que los de la estructura en T (Figura 5-4 y Figura 5-5) debido a que, como se ha indicado antes, ahora se realizaba una división de potencia de -3dB sin modificar la dirección de propagación de la onda, por lo que ésta apenas se veía afectada por la división.

### 5.2.4 Integración de la red de alimentación

Una vez que se habían analizado y optimizado los elementos individuales que componían la red de alimentación, se procedió a crear la estructura completa necesaria para alimentar el array bidimensional.

El resultado de dicha estructura se expone a continuación:

## 5- Diseño de la Antena Bidimensional

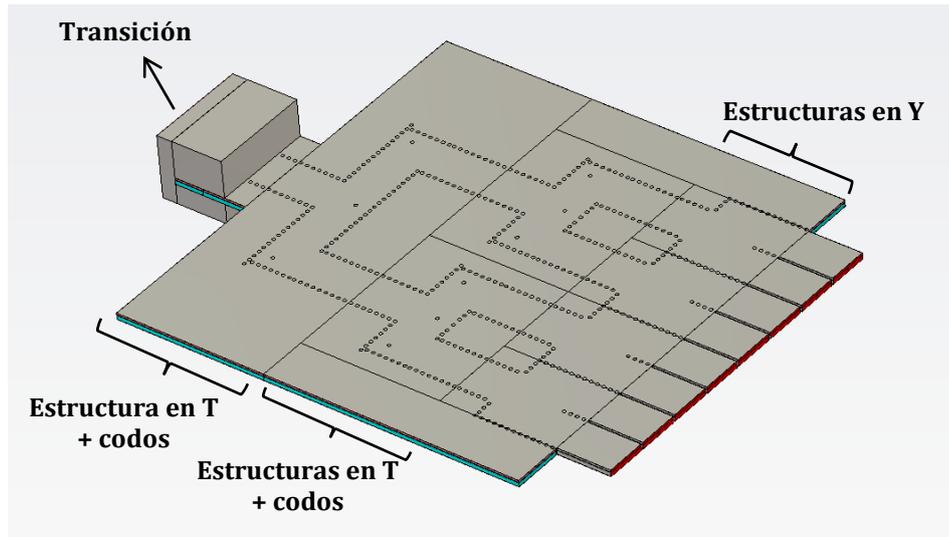


Figura 5-12: Integración de la red de alimentación final

Como se aprecia en la Figura anterior, la red de alimentación completa constaba de tres estructuras en T, cada una de ellas con dos estructuras en codo a cada lado, y de cuatro estructuras en Y, obteniendo finalmente una estructura de división de potencia uno a ocho que permitiera alimentar correctamente a cada uno de los arrays lineales.

También aquí se procedió a realizar una optimización en reflexión de la estructura ya que al unir todos los elementos no se obtuvieron los resultados esperados. Después de hacerla, se consiguieron los siguientes comportamientos en reflexión y transmisión:

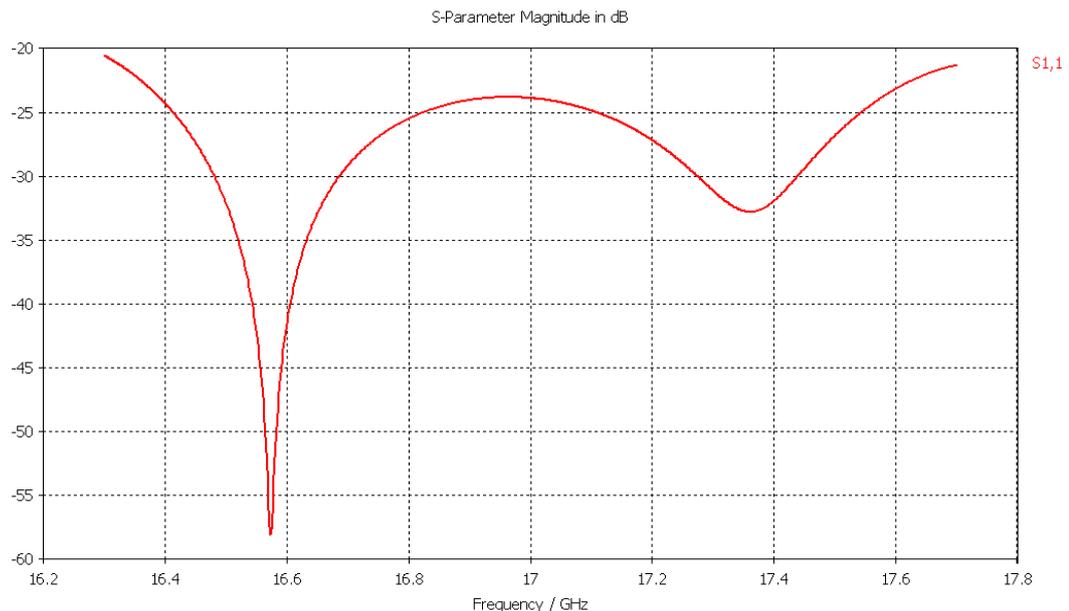
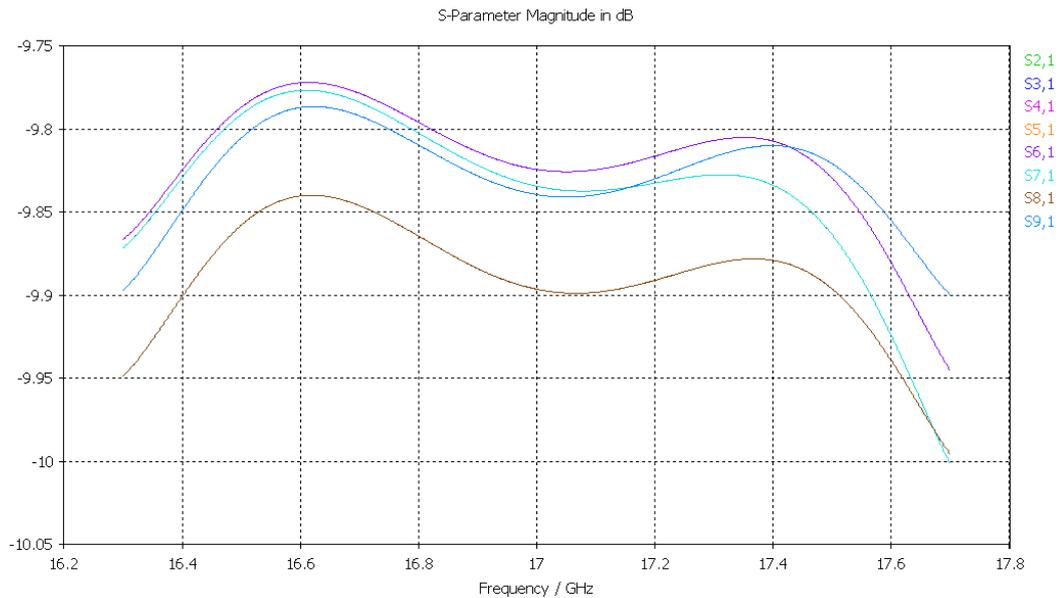


Figura 5-13: Reflexión ( $S_{11}$ ) de la red de alimentación

## 5- Diseño de la Antena Bidimensional



**Figura 5-14: Transmisión ( $S_{21} \dots S_{91}$ ) de la estructura en Y**

A la vista de los resultados se pudo concluir que la optimización en reflexión (Figura 5-13) fue satisfactoria, aunque en transmisión (Figura 5-14) se puede ver que hay una anomalía. A pesar de que en el análisis de los elementos individuales, los parámetros de transmisión eran iguales a ambos lados de salida, al realizar la integración, aunque aparecieron cuatro potencias diferentes a la salida de las ocho vías de alimentación.

Esto se debe a que como no tenemos una pared eléctrica perfecta sino que la estructura de propagación la forman los taladros que componen la SIW, una pequeña parte de la potencia se escapa de cada elemento y se acopla en las estructuras contiguas. Este fenómeno hace que tengamos unas transmisiones ligeramente diferentes entre ellas dependiendo del número de acoplos que puedan sufrir, pero que serán iguales especularmente. Así, los resultados de la transmisión de  $S_{21}$  eran iguales a los de  $S_{91}$ , los de  $S_{31}$  a  $S_{81}$  y así sucesivamente.

De todas formas, aunque ocurra este fenómeno de acoplos se ve que los resultados entre unos parámetros de transmisión y otros difieren en menos de 0.1dB entre ellos, por lo que prácticamente no afectarán al comportamiento global de la antena.

### 5.3 Diseño de los elementos radiantes

Una vez que se diseñó la red de alimentación el paso siguiente era diseñar el array bidimensional de elementos para obtener un diagrama de radiación suficientemente bueno.

Lo primero que se hizo fue, utilizando las medidas finales de la antena lineal, duplicar dicha estructura ocho veces para tener todos nuestros elementos.

## 5- Diseño de la Antena Bidimensional

---

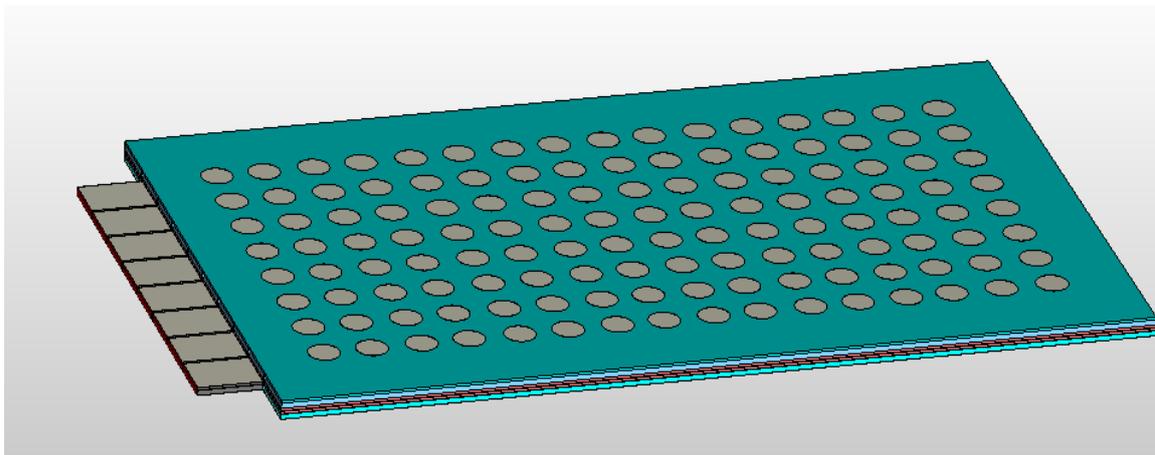


Figura 5-15: Esquema de los elementos radiantes del array bidimensional

Una vez realizado esto, se intentaron dos métodos de optimización de los elementos utilizando el modelo de compensación de campo eléctrico cercano radiado (4.1.1).

### 5.3.1 Campo cercano con la estructura completa

Este modelo de compensación seguía los mismos pasos que el de la sección 4.1, con la diferencia de que ahora se tienen  $16 \cdot 8 = 128$  elementos radiantes. Esto suponía un gran problema debido a que la complejidad de la estructura total había aumentado, y por tanto se aumentaría tanto el tiempo de cada simulación como el número de elementos susceptibles de ser modificados.

Si como se ha dicho en el apartado 4.1.3, para llegar a la solución final de la antena lineal hubo que realizar aproximadamente 100 simulaciones con un tiempo de simulación de 2 horas, ahora se tenía un tiempo de simulación de la estructura de unas 15 horas, por lo que este método era inviable.

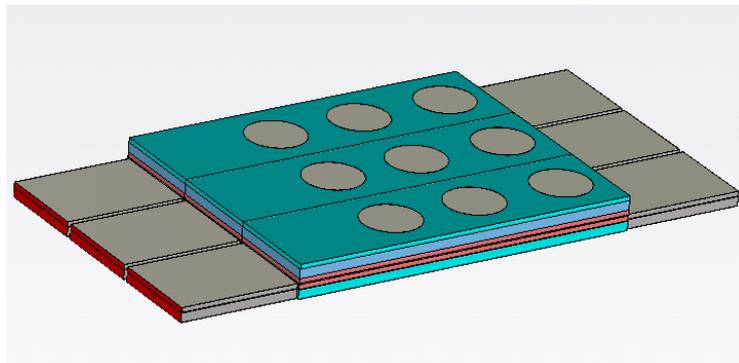
Para poder realizar una optimización de la estructura era necesario o disminuir el tiempo de simulación o reducir el número de elementos modificables en cada iteración.

### 5.3.2 Campo cercano con estructuras parciales

Como el método anterior era inviable desde un punto de vista tanto de recursos como de tiempo necesario, se propuso una optimización mediante estructuras parciales que luego se integrarían entre sí para llegar al resultado final. Estas estructuras parciales estarían compuestas por un array de  $3 \times 3$  elementos radiantes en los que se modificaría únicamente el elemento central, y así poder extrapolar o concluir resultados de cómo afectan los acoplos de los elementos vecinos a dicho elemento central.

## 5- Diseño de la Antena Bidimensional

---



**Figura 5-16: Esquema de la estructura parcial de elementos**

Con esta estructura se ve que cada agrupación lineal de 3 elementos posee alimentación propia, por lo que a la hora de calcular el valor de campo cercano de cada elemento se tendrán que modificar ligeramente las fórmulas explicadas en el apartado 4.1.1.

El método se empezó a desarrollar en este PFC, pero se vio que se podía ahondar con mayor profundidad en estos métodos de optimización parciales para estructuras de parches bidimensionales; por lo que se decidió apartar esta optimización de este proyecto y dejarla como un trabajo futuro de un PFC posterior.

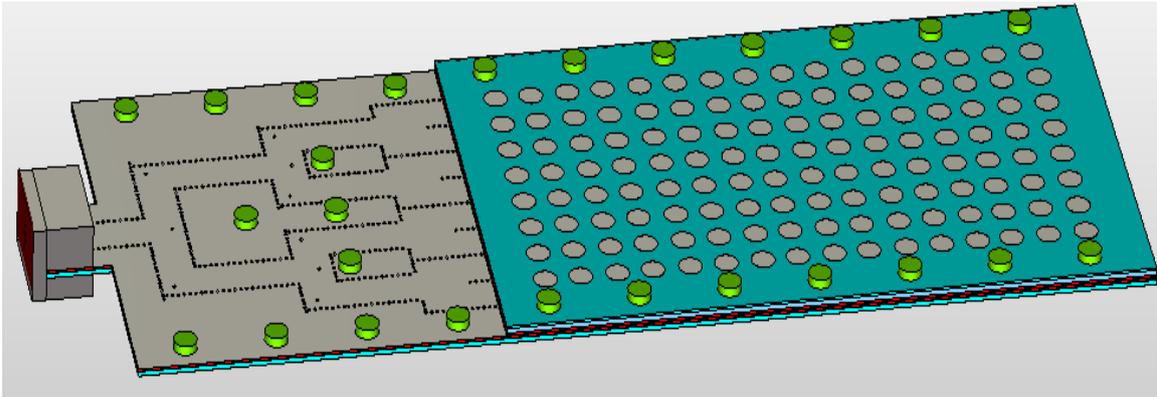
### **5.3.3 Conclusiones**

Llegados a este punto y habiendo visto que el primer método de optimización es irrealizable y que el segundo es lo suficientemente complicado y extenso como para dejarlo como trabajo central de un Proyecto Fin de Carrera posterior a este, se decidió realizar una integración de la antena bidimensional utilizando los valores de la antena lineal sin realizar modificación alguna, ya que esto nos permitía saber los resultados de la aplicación directa de un diseño lineal a uno bidimensional.

Con esta configuración no se obtendría la mejor antena bidimensional posible (que no era el objetivo del proyecto), sino una antena suficientemente buena y que cumpliera con los requisitos. Además, se podía seguir comprobando otro de los objetivos de este proyecto, que era comprobar la fiabilidad de un diseño realizado mediante simulaciones al compararlo con las medidas de la antena construida.

# 6 Integración de la Antena Bidimensional

Una vez que ya se han diseñado tanto la red de alimentación como la estructura radiante bidimensional, se procedió a la integración de ambos elementos para conformar la antena bidimensional de parches, objetivo final de este proyecto.



**Figura 6-1: Diseño de la antena bidimensional completa**

Como se puede observar aquí, al igual que en la antena lineal, también se han incluido los tornillos de teflón que servirán tanto para realizar la sujeción de la capa superior de los parches como para insertar los tornillos necesarios a la hora de realizar las medidas de la cámara anecoica.

Como se ha comentado en la sección anterior, en este caso no se realizaron ajustes por campo cercano, por lo que las medidas que se esperaban de estas simulaciones no serían las óptimas. Sin embargo, a pesar de no haber diseñado la mejor antena, se tendría que ver un diseño con una buena ganancia, lóbulos secundarios suficientemente bajos y una reflexión por debajo, por lo menos, de -15 dB.

### 6.1 Gráficas obtenidas mediante las simulaciones

Las simulaciones que se realizaron fueron las mismas que las que se utilizaron para la antena lineal. Esto es debido a que en las gráficas, se realizará una comparativa entre ambas antenas, lineal y bidimensional, con el fin de poder establecer una relación entre ambas.

Después de simular con el *CST Microwave Studio*, los resultados obtenidos fueron los siguientes:

## 6- Integración de la Antena Bidimensional

### 6.1.1 Diagrama de reflexión

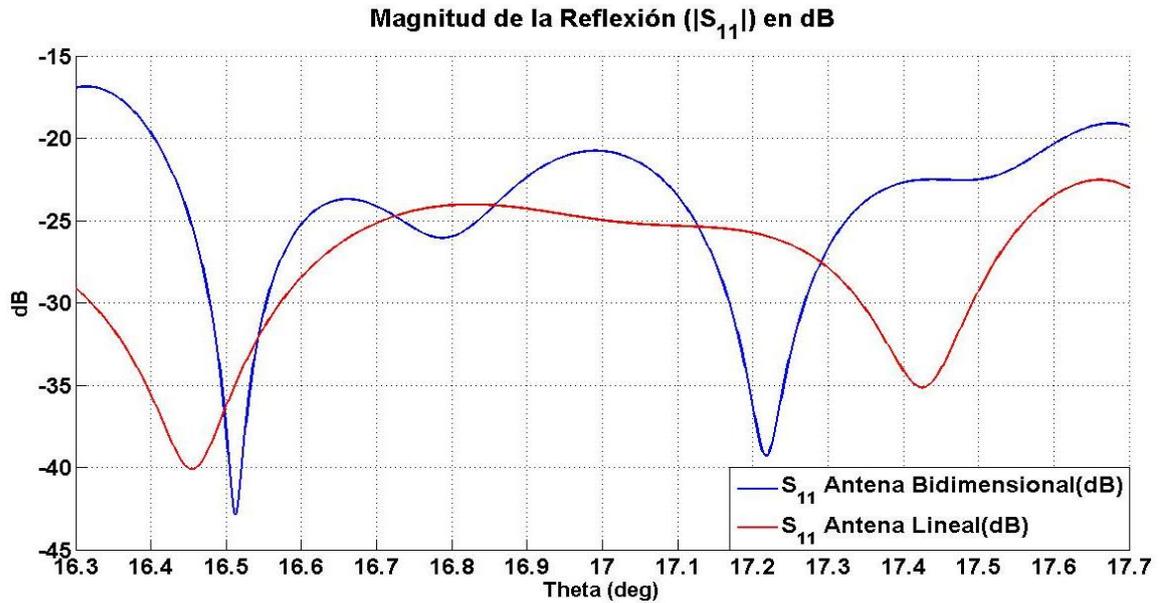


Figura 6-2: Reflexión ( $S_{11}$ ) de la antena bidimensional Vs. lineal

### 6.1.2 Diagramas de radiación

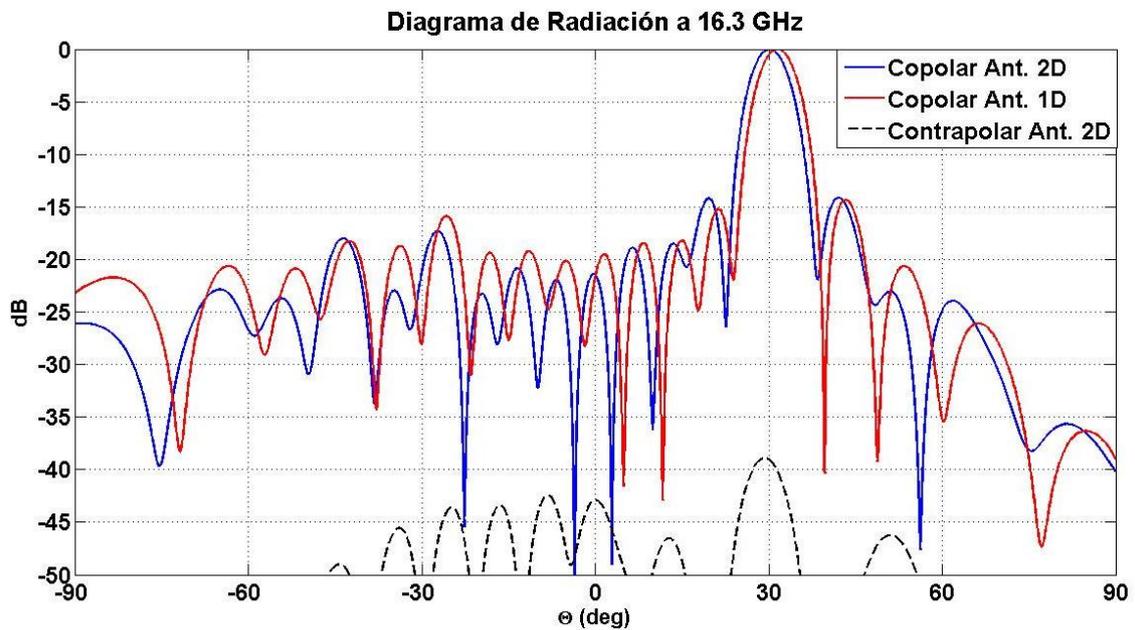


Figura 6-3: Radiación copolar y contrapolar de la antena bidimensional Vs. copolar de la antena lineal a 16.3GHz

## 6- Integración de la Antena Bidimensional

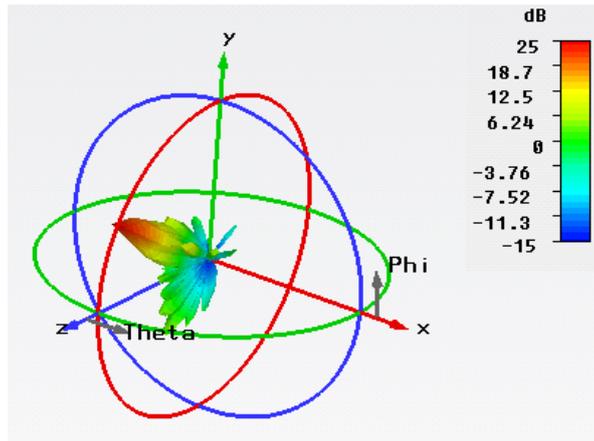


Figura 6-4: Diagrama de radiación 3D a 16.3GHz

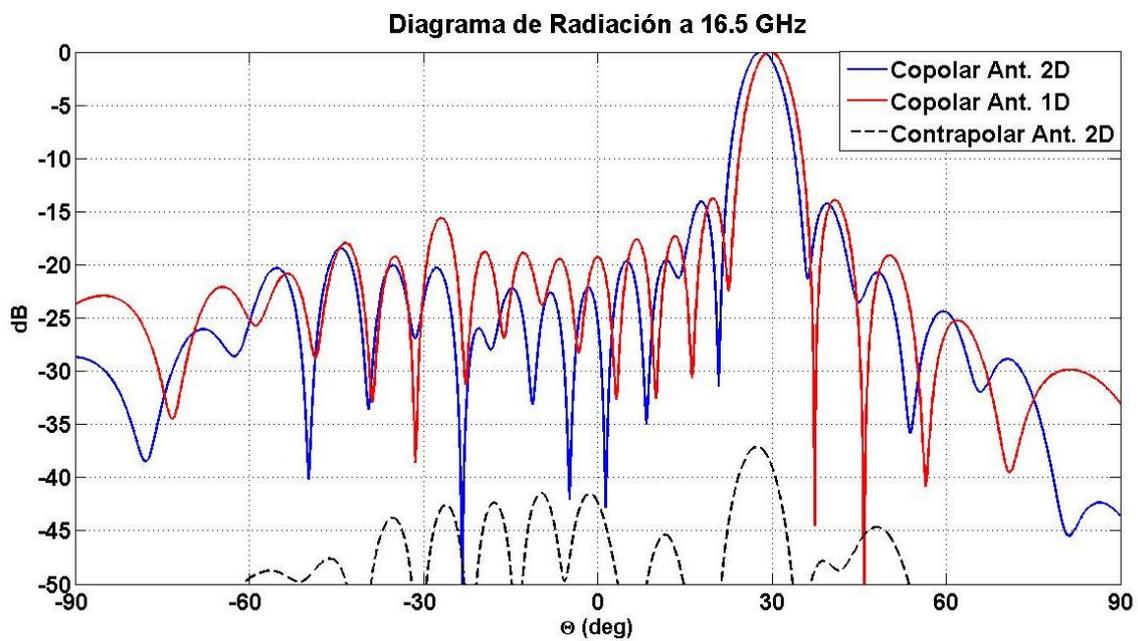


Figura 6-5: Radiación copolar y contrapolar de la antena bidimensional Vs. copolar de la antena lineal a 16.5GHz

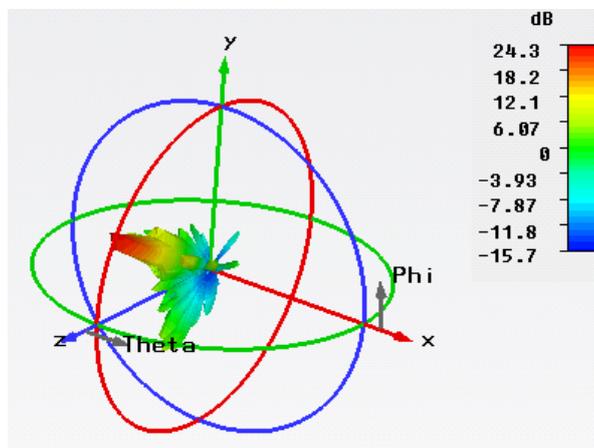


Figura 6-6: Diagrama de radiación 3D a 16.5GHz

## 6- Integración de la Antena Bidimensional

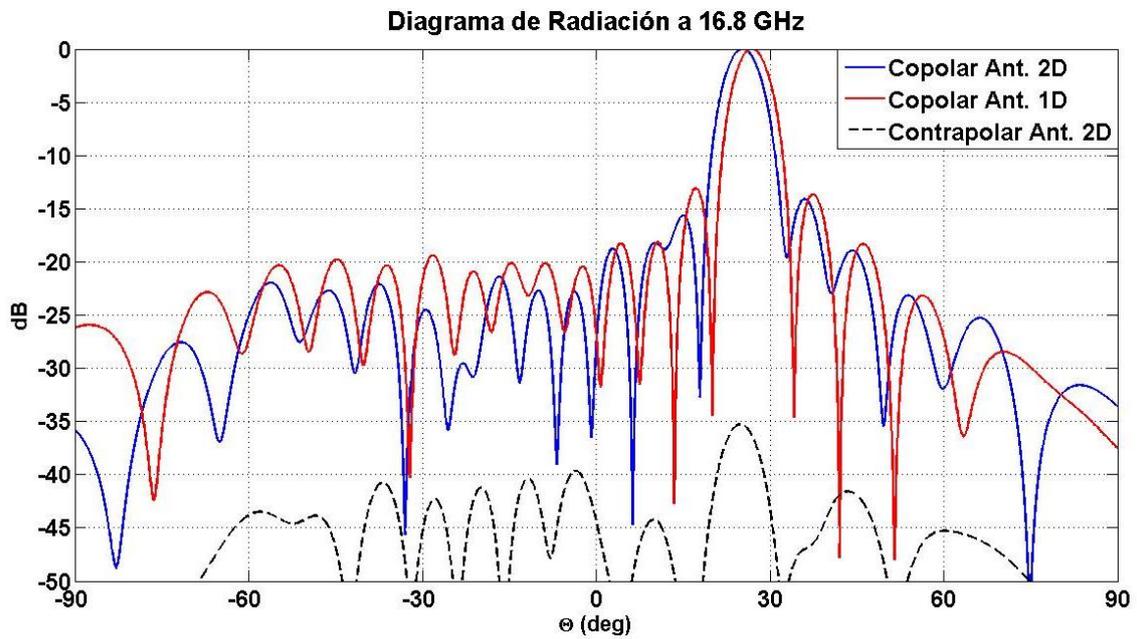


Figura 6-7: Radiación copolar y contrapolar de la antena bidimensional Vs. copolar de la antena lineal a 16.7GHz

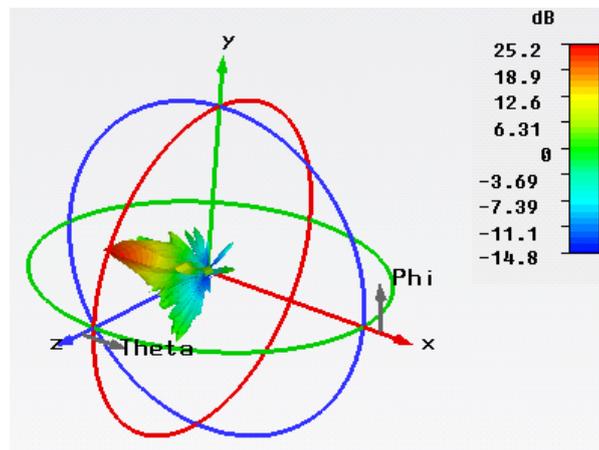


Figura 6-8: Diagrama de radiación 3D a 16.7GHz

## 6- Integración de la Antena Bidimensional

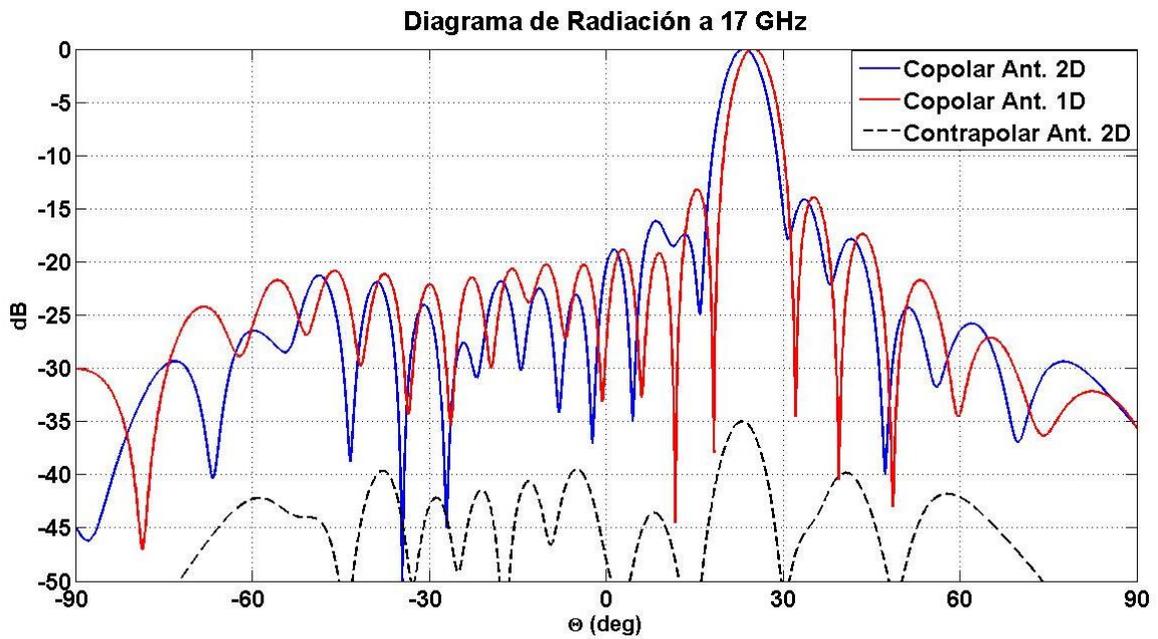


Figura 6-9: Radiación copolar y contrapolar de la antena bidimensional Vs. copolar de la antena lineal a 17GHz

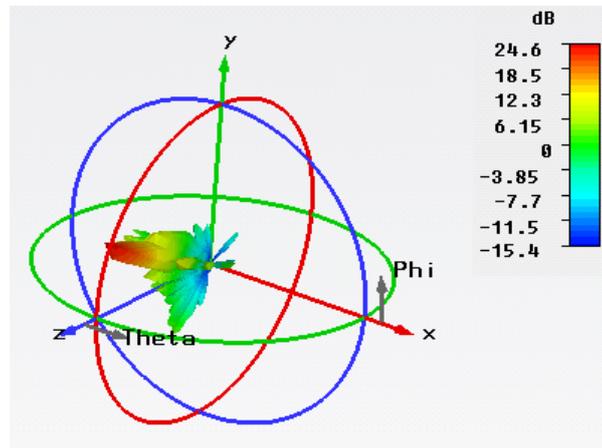


Figura 6-10: Diagrama de radiación 3D a 17GHz

## 6- Integración de la Antena Bidimensional

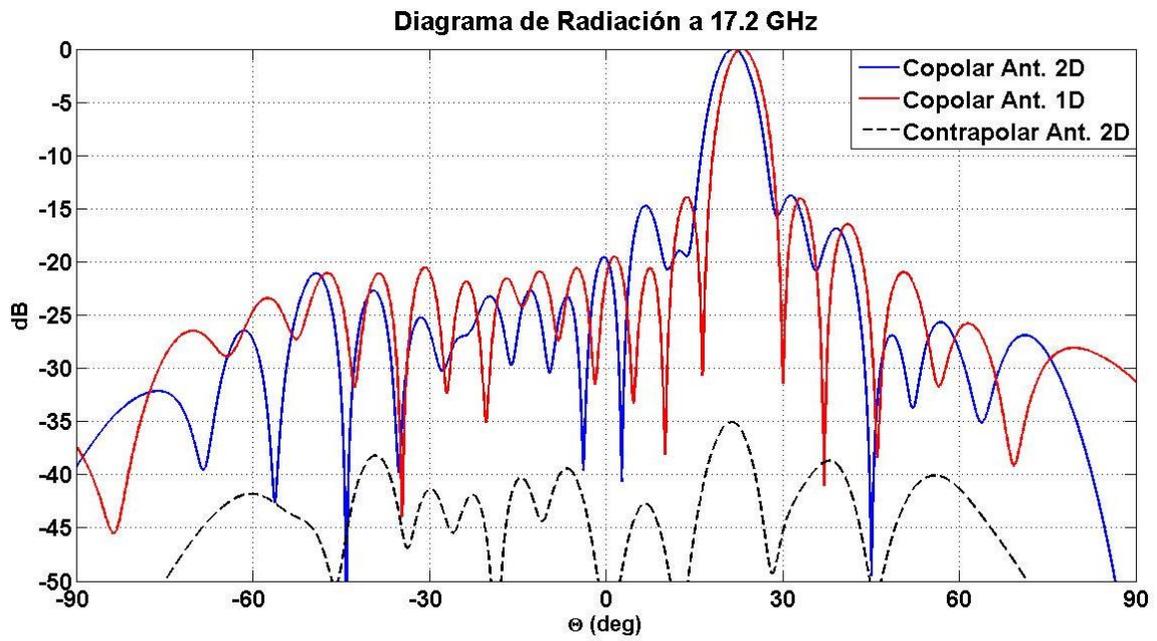


Figura 6-11: Radiación copolar y contrapolar de la antena bidimensional Vs. copolar de la antena lineal a 17.2GHz

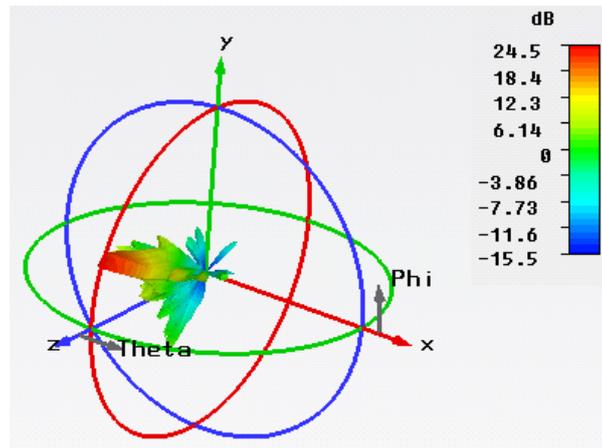


Figura 6-12: Diagrama de radiación 3D a 17.2GHz

## 6- Integración de la Antena Bidimensional

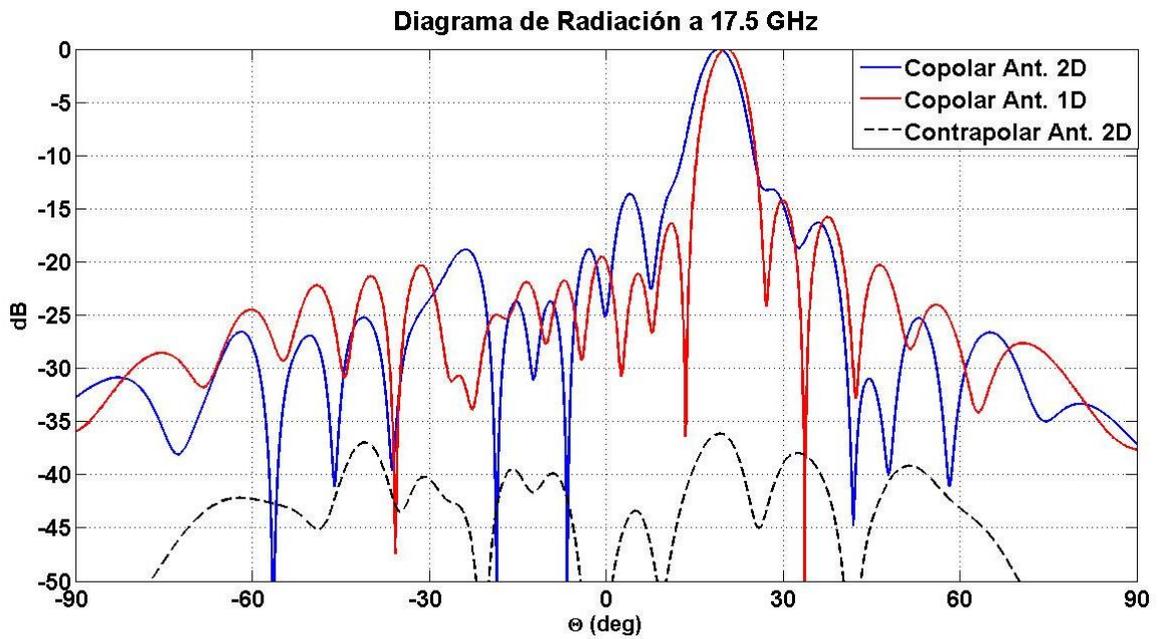


Figura 6-13: Radiación copolar y contrapolar de la antena bidimensional Vs. copolar de la antena lineal a 17.5GHz

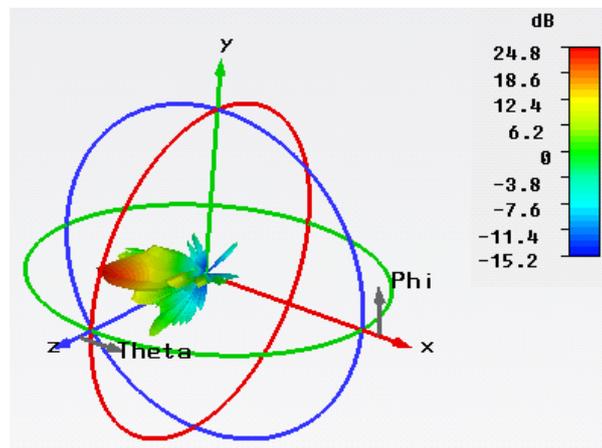


Figura 6-14: Diagrama de radiación 3D a 17.5GHz

## 6- Integración de la Antena Bidimensional

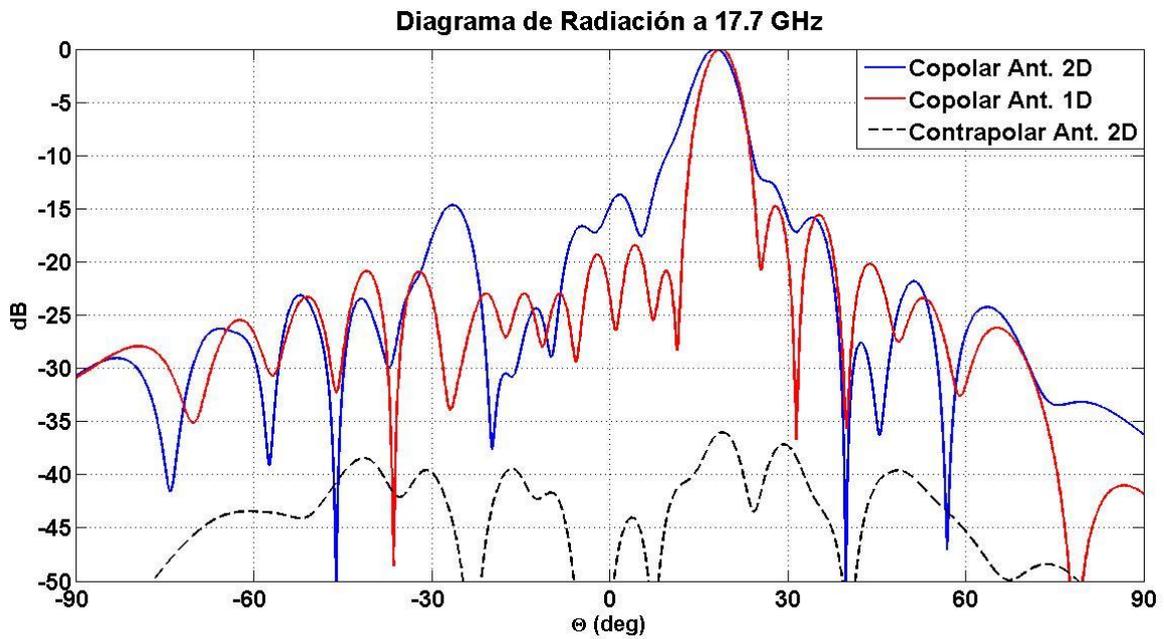


Figura 6-15: Radiación copolar y contrapolar de la antena bidimensional Vs. copolar de la antena lineal a 17.7GHz

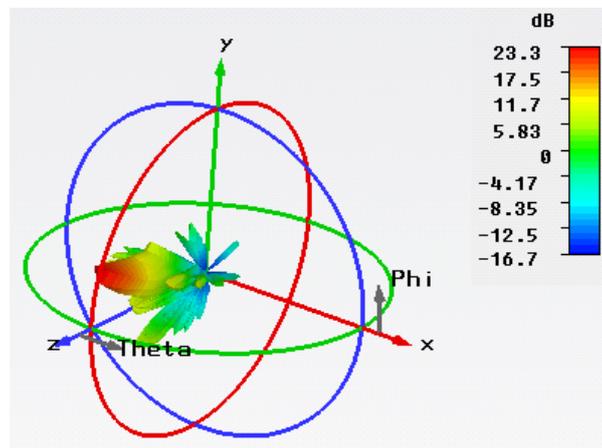


Figura 6-16: Diagrama de radiación 3D a 17.5GHz

## 6- Integración de la Antena Bidimensional

### 6.1.3 Ganancias

Freq. (GHz)	16.3	16.5	16.8	17	17.2	17.5	17.7
Ganancia Ant. Bidimensional(dB)	24.960	25.103	25.242	25.333	25.308	24.997	24.060
Ganancia Ant. Lineal(dB)	17.647	17.811	17.971	17.998	18.057	18.002	17.806

Tabla 6-1: Ganancias antena bidimensional Vs. antena lineal

### 6.2 Conclusiones

De las gráficas anteriores se pueden desprender las siguientes conclusiones.

En la reflexión se ve que se han empeorado los valores con respecto a la antena individual. Este efecto viene dado tanto por la red de alimentación como por el hecho de que no se ha realizado una optimización de la antena bidimensional, y los valores más alejados de la frecuencia central son los que acentúan más este suceso. No obstante los resultados que se tienen siguen siendo buenos, ya que se tiene una reflexión por debajo de -17dB en toda la banda de frecuencia y de -20dB entre 16.4GHz y 17.6GHz.

De los diagramas de radiación se observa que, debido también a que no se ha realizado ningún modelo de acoplos para ajustar los valores de radiación de cada elemento, aparece un pequeño desapuntamiento con respecto a la antena lineal (al igual que aparecía también en esta antena lineal antes de proceder a su ajuste, como se puede ver en la Figura 4-3) y los lóbulos secundarios difieren de manera significativa de los ideales, empeorando más conforme se va aumentando la frecuencia, aunque se tienen valores de SLL (*Side Lobe Level*) aceptables. También se observa que se sigue teniendo el problema de que conforme la frecuencia de trabajo cambia, el apuntamiento del lóbulo principal también se modifica.

En cuanto a la ganancia, aquí sí que se aprecia una mejora significativa con respecto a la antena lineal, consiguiéndose unos valores en torno a 25dB de ganancia en toda la banda de frecuencias. Este resultado es la principal ventaja de los arrays bidimensionales, y en este caso se comprueba que se ha aumentado la potencia en unos 7.5dB.

En definitiva, el objetivo principal del array bidimensional, que era aumentar la ganancia de la antena final, se ha cumplido; aunque debido a que no se ha realizado un ajuste final ni se ha utilizado ningún método de acoplos para mejorar la característica de esta estructura, los valores de reflexión y los lóbulos secundarios de diagrama de radiación han empeorado con respecto a la antena lineal.



# 7 Construcción, Montaje y Medidas

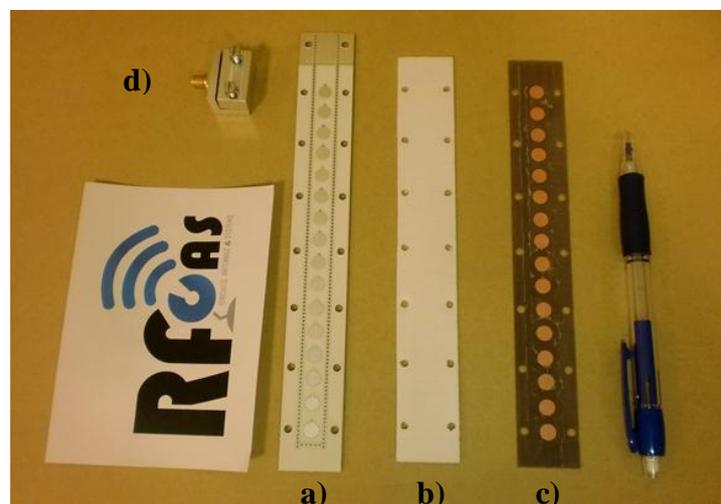
Una vez que ya se tuvieron los diseños finales con los resultados simulados de ambas antenas, llegó en momento de la construcción de los prototipos y su posterior medida, que verificaría la bondad o no de dichos diseños.

### 7.1 Construcción y montaje

Como ya se ha comentado a lo largo de este PFC, la construcción de los prototipos de las antenas se llevó a cabo por la empresa ELATE S.A., y para que esto fuera posible se mandaron tanto los archivos necesarios como los planos de cada una de las capas de cada antena junto con una descripción de su montaje (ver Anexos A y C). Es importante decir que la construcción por parte de dicha empresa excluía la realización de la última capa TLY5-A de los parches superiores de la antena lineal (para su construcción se utilizó la máquina de circuitos impresos de la EPS de la serie 'LKPF ProtoMat S100'), y en ambos casos no se incluía el montaje de dicha última capa ni de la de ROHACELL (ver sección 3.2.1.1 para mayor claridad), por lo que ese último paso se realizó de manera manual en el laboratorio de RFCAS.

#### 7.1.1 Antena lineal

En el caso de la antena lineal se construyeron los siguientes elementos:



**Figura 7-1: Vista de las capas construidas y de la transición de la antena lineal**

- a) Estructura construida por ELATE S.A., que incluye desde la capa inferior de la antena hasta los primeros parches radiantes del 'double stack patch'.
- b) Capa de ROHACELL realizada en el laboratorio RFCAS.
- c) Capa de parches superiores realizada en el laboratorio de circuitos impresos de la EPS.
- d) Transición de la antena formada por el conector SMA y las piezas de acoplo, construida de manera externa a la EPS.

## 7- Construcción, Montaje y Medidas

Con todos estos elementos y utilizando unos tornillos de teflón de 3mm. de diámetro se procedió al montaje final de toda la estructura sobre una placa de fibra de vidrio que nos serviría de anclaje para la medida en la cámara anecoica.



Figura 7-2: Montaje final de la antena lineal

### 7.1.2 Antena bidimensional

De manera análoga a la antena lineal se realizaron exactamente las mismas estructuras para la antena bidimensional, con la diferencia de que en este caso la capa superior de parches de la estructura 'double stack patch' se realizó también de manera externa a la EPS por la empresa ELATE S.A.:

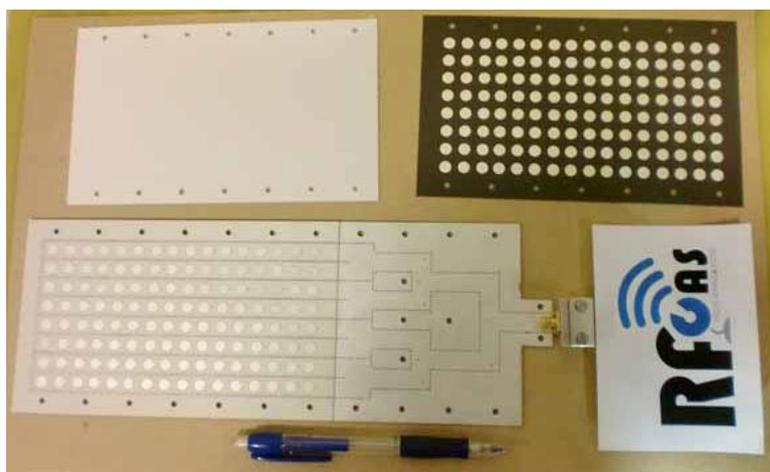


Figura 7-3: Vista de las capas construidas y de la transición de la antena bidimensional

De igual forma se utilizaron los tornillos de teflón de 3mm. de diámetro para el montaje final de la estructura sobre otra placa de fibra de vidrio que serviría de anclaje para la medida en la cámara anecoica.

## 7- Construcción, Montaje y Medidas



Figura 7-4: Montaje final de la antena bidimensional

### 7.2 Medidas

Con ambos prototipos montados se realizaron las medidas para compararlas con los resultados obtenidos mediante las simulaciones. La reflexión de la antena se obtuvo mediante un analizador de redes, mientras que los patrones de radiación se consiguieron gracias a las medidas de la cámara anecoica, ambas propiedad de la EPS.

#### 7.2.1 Diagramas de reflexión ( $S_{11}$ ) medidos

##### 7.2.1.1 Reflexión antena lineal

Los resultados obtenidos comparados con los simulados fueron los siguientes:

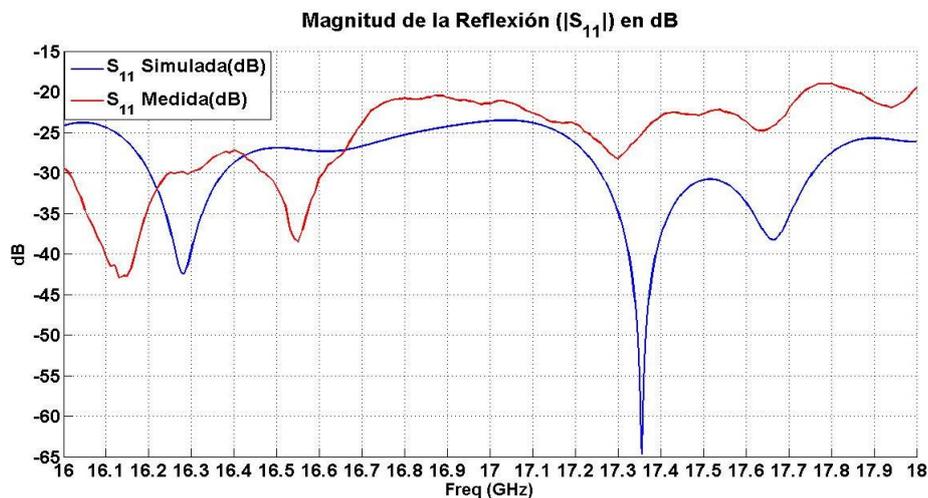


Figura 7-5: Reflexión ( $S_{11}$ ) medida y simulada de la antena lineal

Como se puede ver en la figura anterior, los resultados obtenidos muestran una concordancia bastante parecida entre los máximos de reflexión medidos y simulados en la banda de trabajo de 16.3 a 17.7GHz con una diferencia de unos 5dB. Esta diferencia se debe a que el proceso de fabricación y ensamblaje no es ideal, y se producen pequeñas imperfecciones que afectan al diagrama. No obstante se ha conseguido una reflexión por debajo -20dB en toda la banda de trabajo, con lo que se concluye que se han cumplido los requisitos de simulación y de construcción.

## 7- Construcción, Montaje y Medidas

### 7.2.1.2 Reflexión antena bidimensional

Análogamente a las obtenidas de la antena lineal y utilizando el mismo procedimiento, se realizaron también las correspondientes medidas del prototipo de la antena bidimensional, obteniéndose los siguientes resultados:

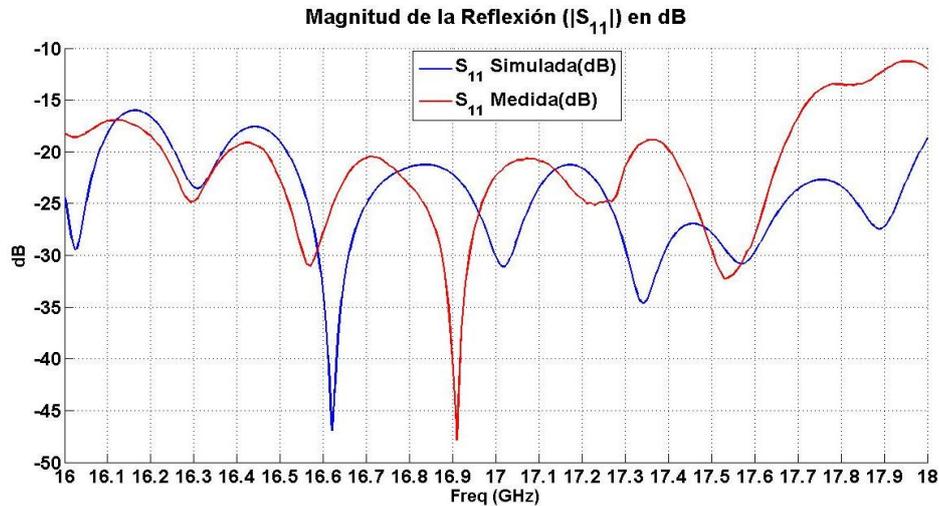


Figura 7-6: Reflexión ( $S_{11}$ ) medida y simulada de la antena bidimensional

En este caso la concordancia entre los resultados obtenidos mediante simulación y medida son mayores que en el caso de la antena lineal, y puede ser debido a que la construcción de los parches superiores de la estructura bidimensional se realizó también de manera externa a la EPS a través de una empresa especializada, por lo que tenía menos imperfecciones que en el caso de la lineal.

### 7.2.2 Diagramas de radiación medidos

Para realizar las medidas de los diagramas de radiación de ambas antenas se utilizó la cámara anecoica de la EPS (UAM) (Ver Anexo B) que permite realizar medidas de 2 a 18 GHz.

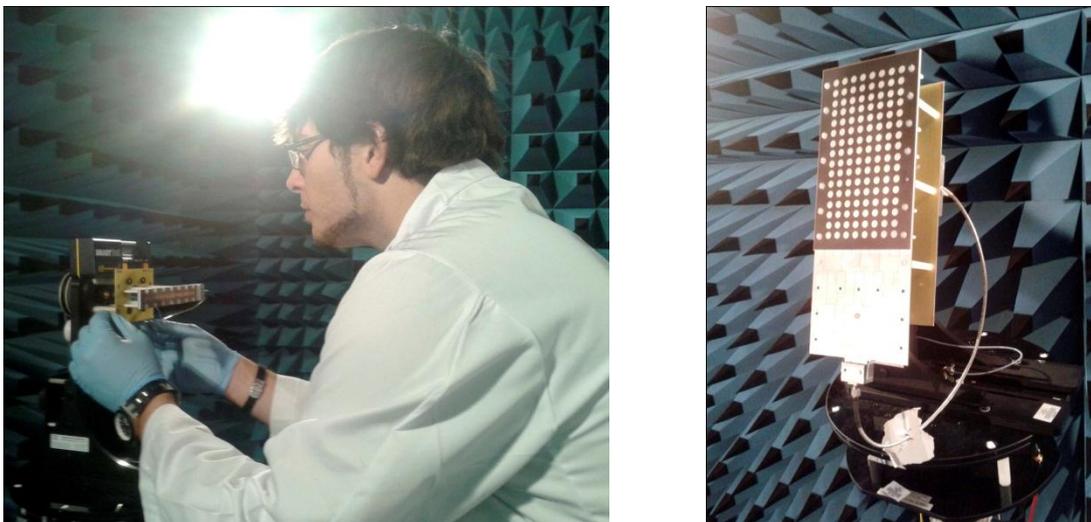


Figura 7-7: Instalación de las antenas lineal y bidimensional en la cámara anecoica

## 7- Construcción, Montaje y Medidas

### 7.2.2.1 Radiación antena lineal

Los resultados obtenidos de las medidas del diagrama de radiación de la antena lineal en la cámara anecoica, comparados con las gráficas obtenidas de las simulaciones fueron las siguientes:

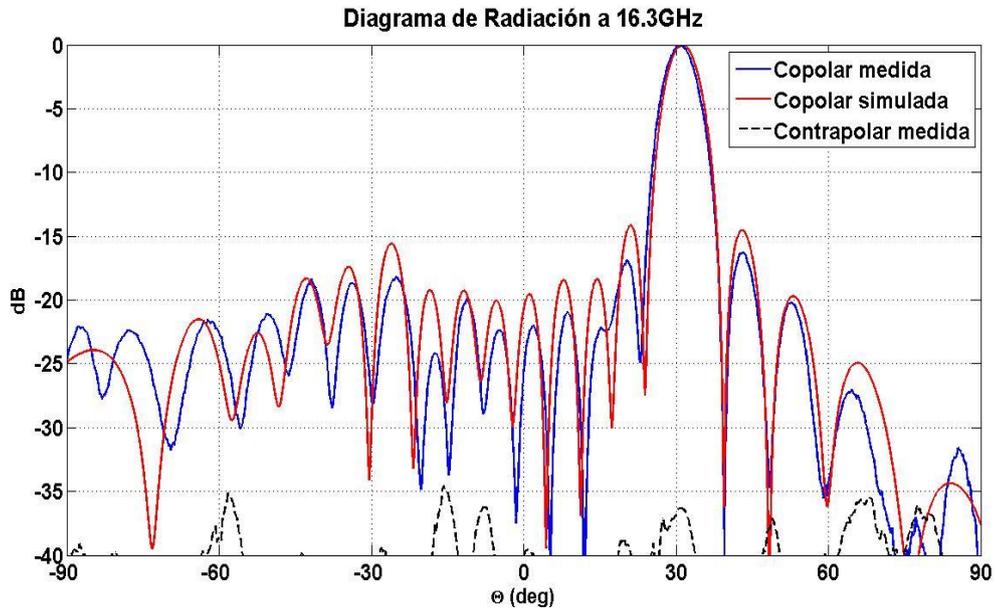


Figura 7-8: Diagrama de radiación copolar y contrapolar medido Vs. copolar simulado a 16.3GHz de antena lineal

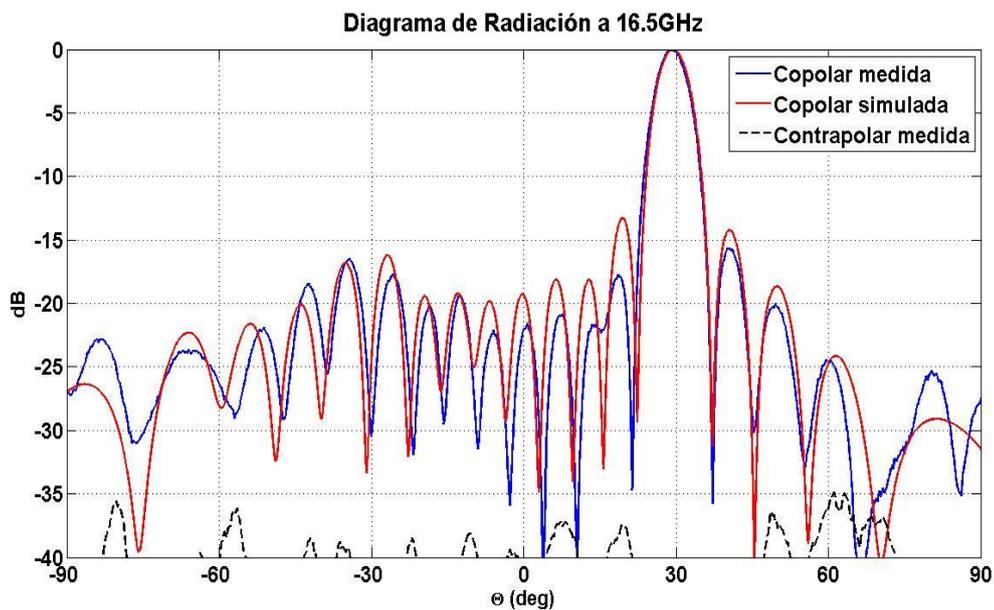
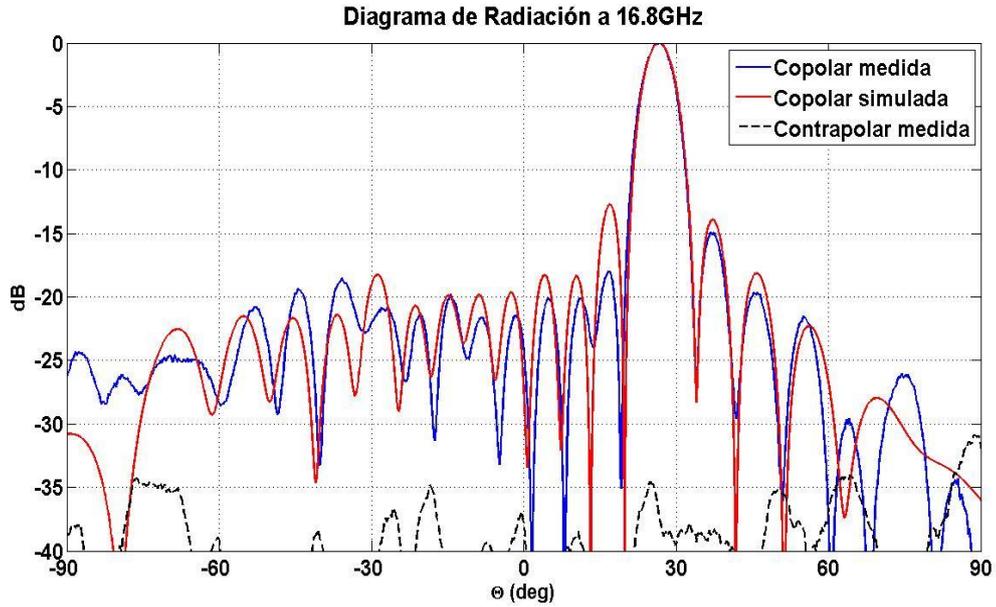
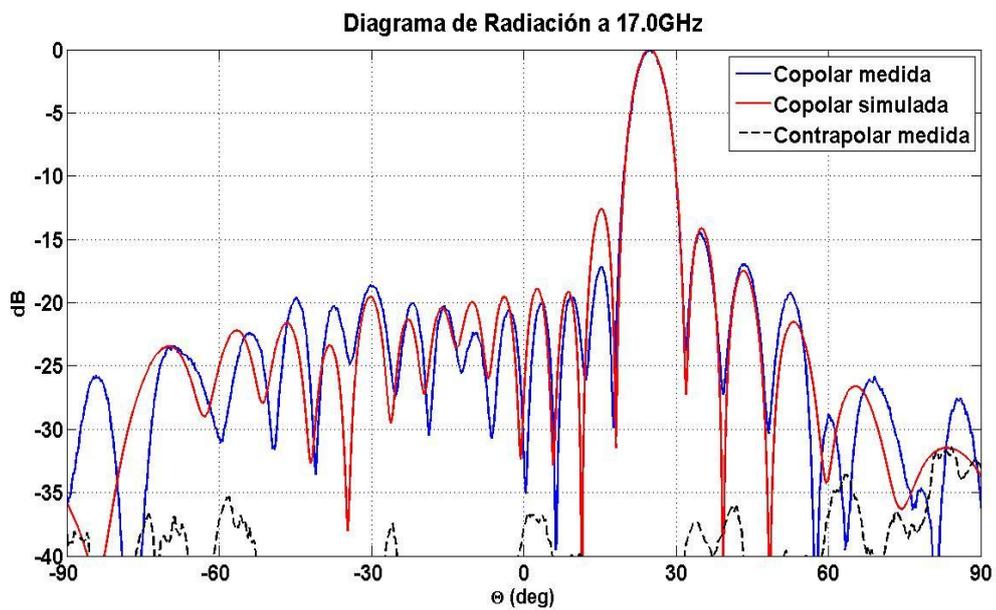


Figura 7-9: Diagrama de radiación copolar y contrapolar medido Vs. copolar simulado a 16.5GHz de la antena lineal

## 7- Construcción, Montaje y Medidas

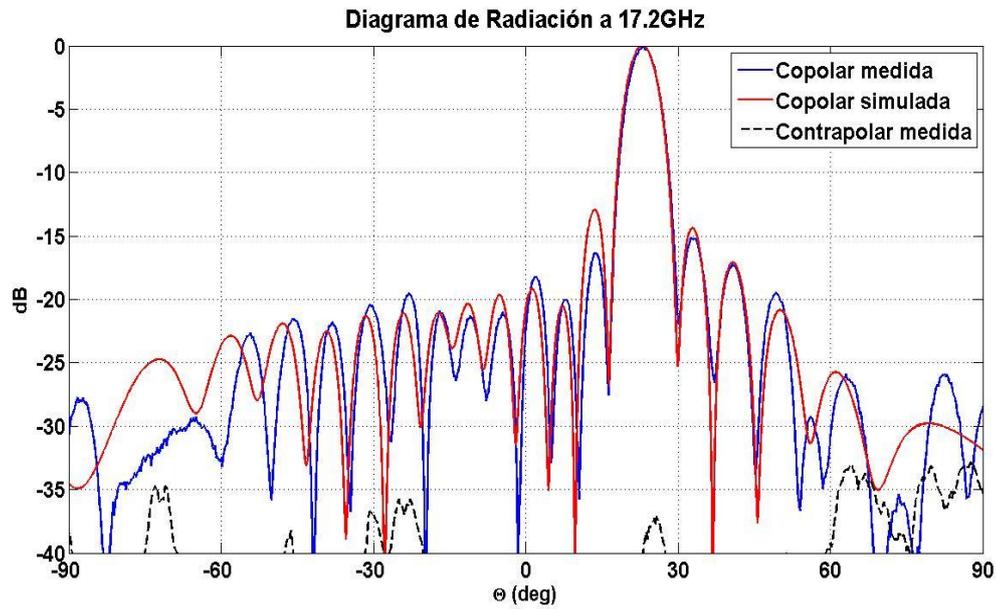


**Figura 7-10: Diagrama de radiación copolar y contrapolar medido Vs. copolar simulado a 16.8GHz de la antenna lineal**

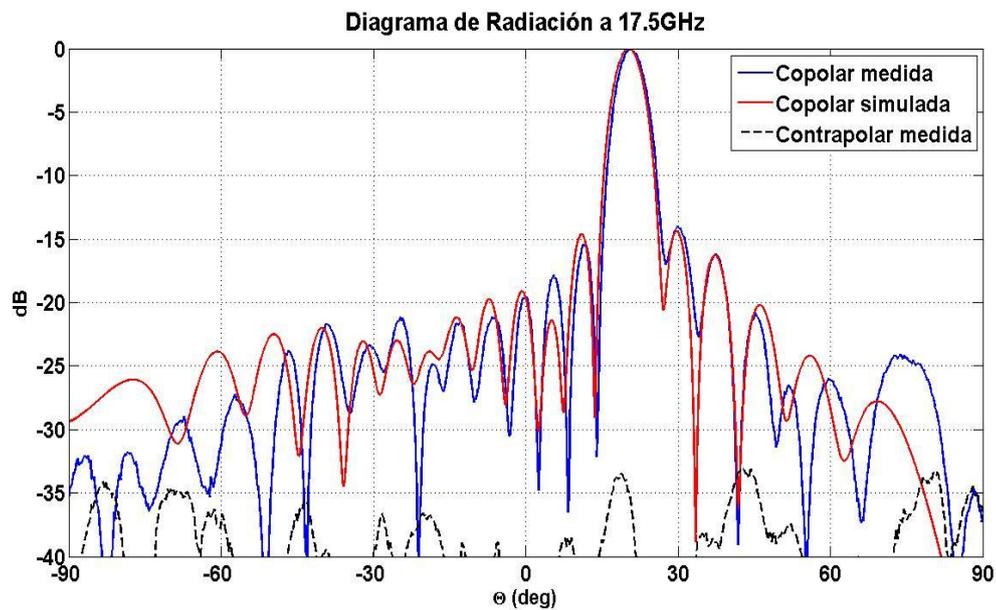


**Figura 7-11: Diagrama de radiación copolar y contrapolar medido Vs. copolar simulado a 17GHz de la antenna lineal**

## 7- Construcción, Montaje y Medidas

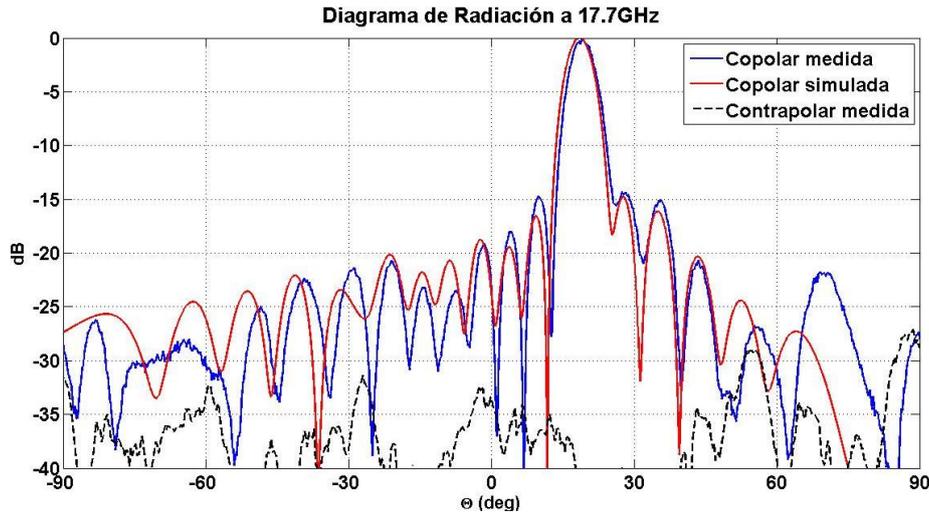


**Figura 7-12: Diagrama de radiación copolar y contrapolar medido Vs. copolar simulado a 17.2GHz de la antenna lineal**



**Figura 7-13: Diagrama de radiación copolar y contrapolar medido Vs. copolar simulado a 17.5GHz de la antenna lineal**

## 7- Construcción, Montaje y Medidas

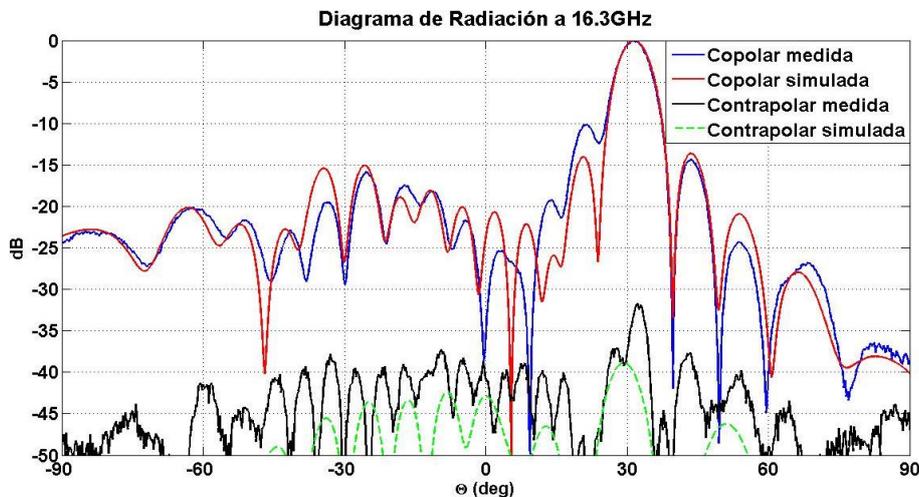


**Figura 7-14: Diagrama de radiación copolar y contrapolar medido Vs. copolar simulado a 17.7GHz de la antena lineal**

Como se puede apreciar en las figuras anteriores, los resultados de la antena lineal medidos en la cámara anecoica son muy similares a los simulados con el *CST Microwave Studio*, e incluso hay una ligera mejoría en cuanto al lóbulo secundario izquierdo. Esto es debido a que se producen desajustes por errores de fabricación de las piezas utilizadas, por imperfecciones de los materiales o por errores en el proceso de construcción del prototipo que afectan al comportamiento de la antena; y en este caso han provocado una ligera mejora de este nivel. Por lo demás se puede decir que los resultados son fidedignos; se sigue teniendo un desapuntamiento en frecuencia a medida que ésta aumenta cuyo comportamiento difiere ínfimamente, y los niveles de radiación contrapolar, aunque no se sitúan a niveles tan bajos como en los resultados de las simulaciones, se pueden considerar casi despreciables.

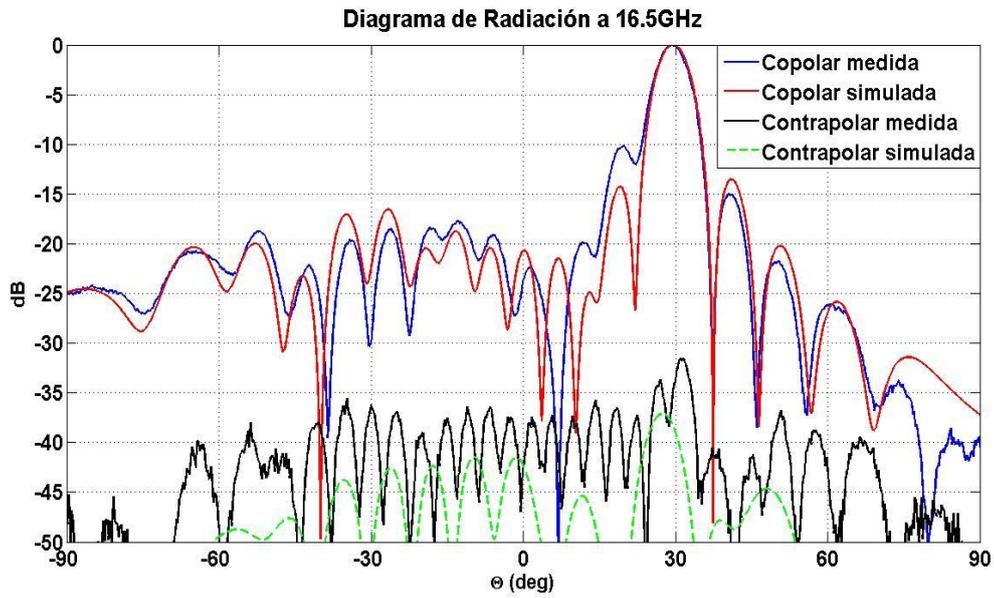
### 7.2.2.2 Radiación de la antena bidimensional

Los resultados obtenidos en las medidas del diagrama de radiación de la antena bidimensional se reflejan en las figuras incluidas a continuación:

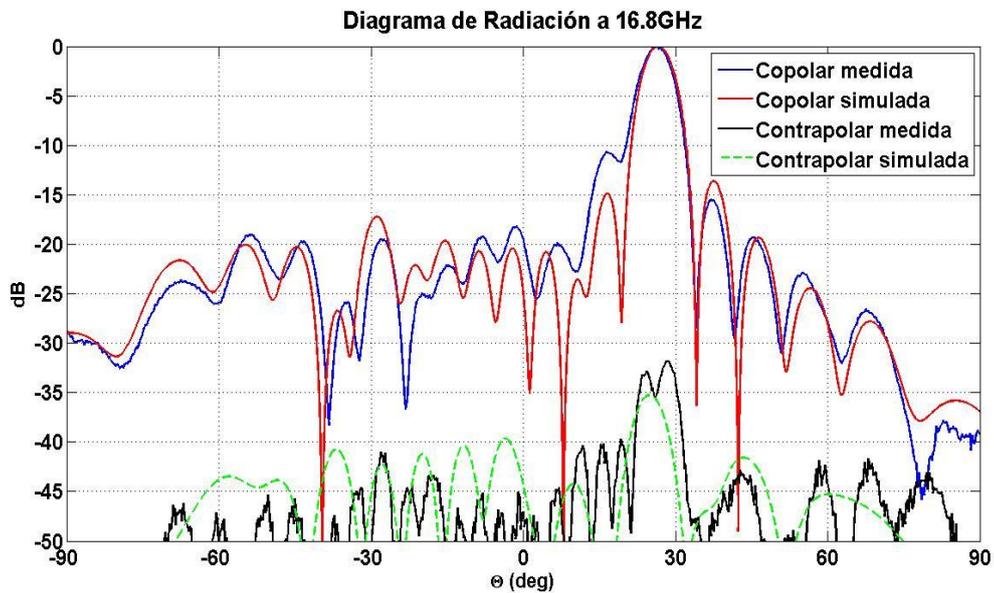


**Figura 7-15: Diagrama de radiación copolar y contrapolar medido Vs. copolar simulado a 16.3GHz de la antena bidimensional**

## 7- Construcción, Montaje y Medidas

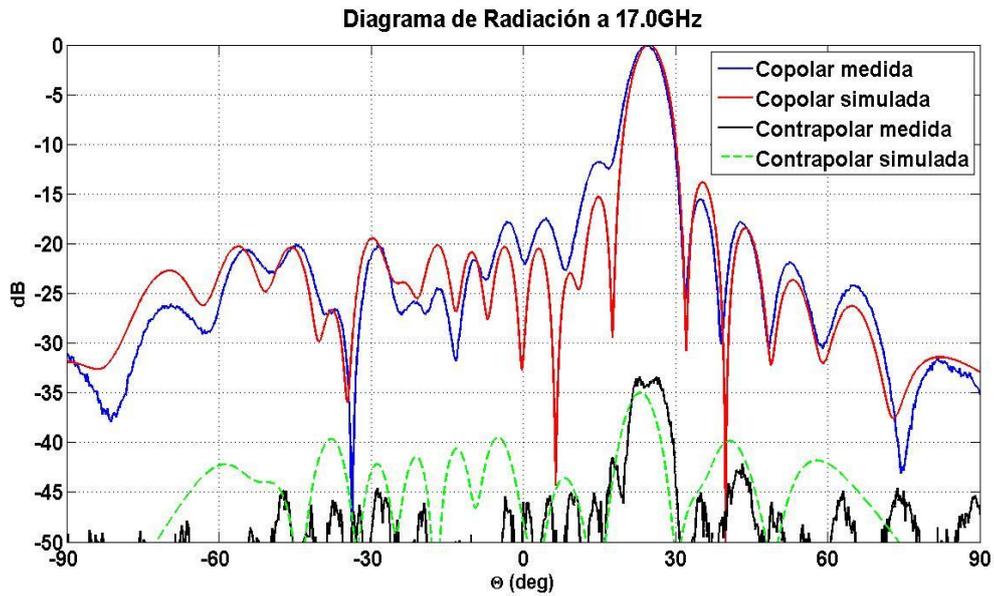


**Figura 7-16: Diagrama de radiación copolar y contrapolar medido Vs. copolar simulado a 16.5GHz de la antenna bidimensional**

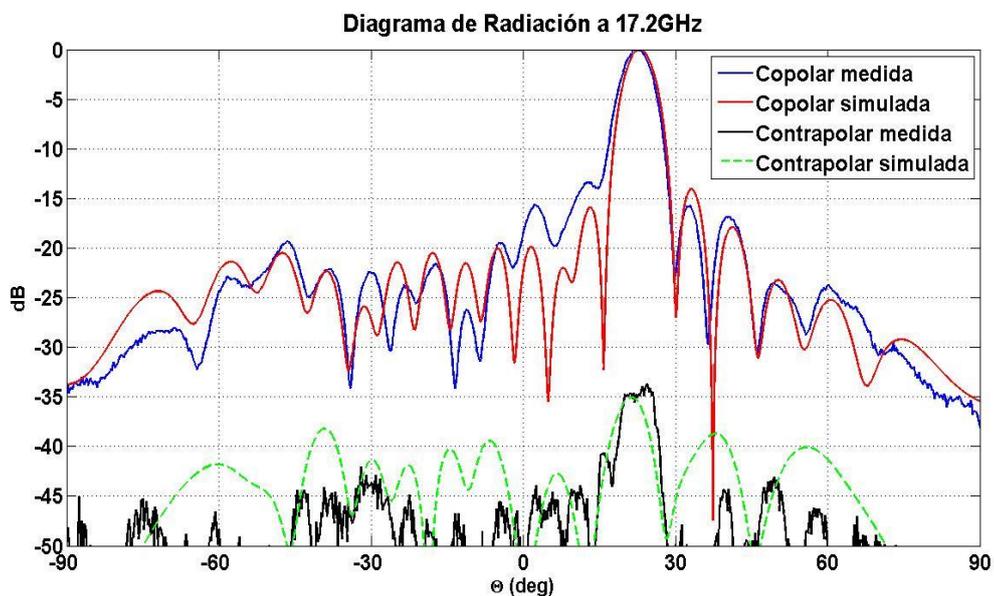


**Figura 7-17: Diagrama de radiación copolar y contrapolar medido Vs. copolar simulado a 16.8GHz de la antenna bidimensional**

## 7- Construcción, Montaje y Medidas

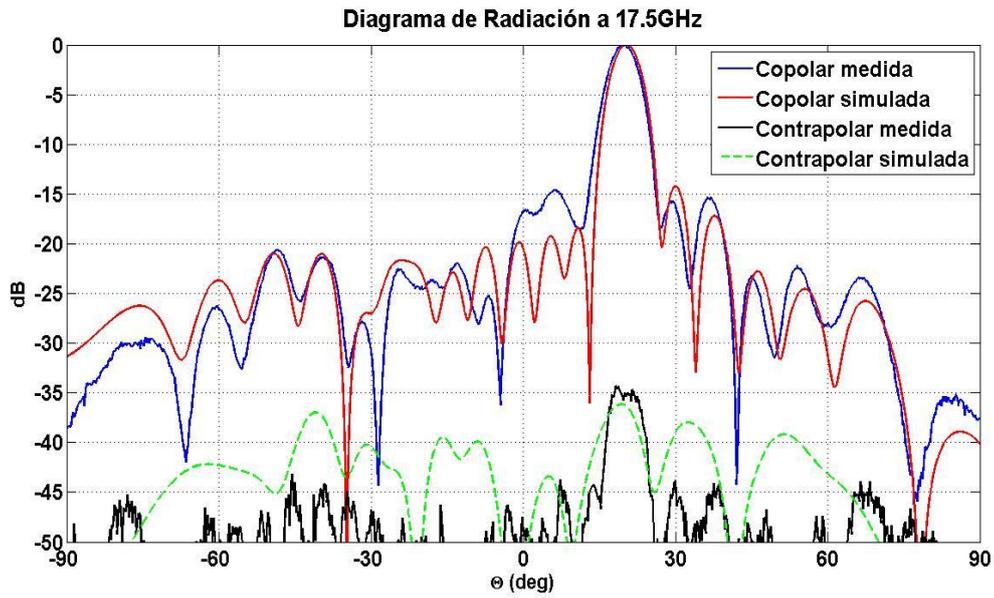


**Figura 7-18: Diagrama de radiación copolar y contrapolar medido Vs. copolar simulado a 17GHz de la antena bidimensional**

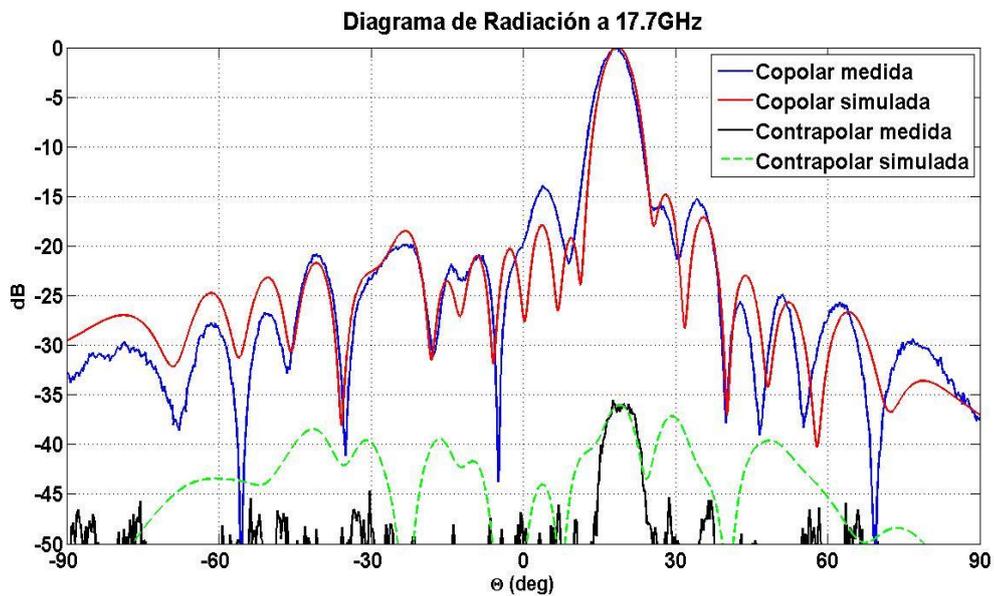


**Figura 7-19: Diagrama de radiación copolar y contrapolar medido Vs. copolar simulado a 17.2GHz de la antena bidimensional**

## 7- Construcción, Montaje y Medidas



**Figura 7-20: Diagrama de radiación copolar y contrapolar medido Vs. copolar simulado a 17.5GHz de la antena bidimensional**



**Figura 7-21: Diagrama de radiación copolar y contrapolar medido Vs. copolar simulado a 17.7GHz de la antena bidimensional**

## 7- Construcción, Montaje y Medidas

En este caso se puede ver que los resultados medidos en la cámara anecoica difieren de manera ligeramente mayor con los simulados que los de la antena lineal. Esto se debe a las mismas razones que en el caso anterior (errores de fabricación, imperfecciones, etc.) con la diferencia de que al ser una estructura mayor y más compleja, estos desajustes provocan un efecto mayor. En cualquier caso se puede hablar de una concordancia bastante buena entre los diagramas medidos y simulados.

Por otra parte se observa que, aunque la radiación contrapolar medida ha aumentado ligeramente con respecto a la obtenida en la antena lineal, estos resultados se siguen manteniendo en niveles muy bajos.

### 7.2.3 Ganancias y eficiencias

Por último, se analizan los valores de ganancia medidos y se calcula la eficiencia de ambas antenas, definida como la relación entre la ganancia máxima simulada y la medida. Ambos resultados se muestran a continuación:

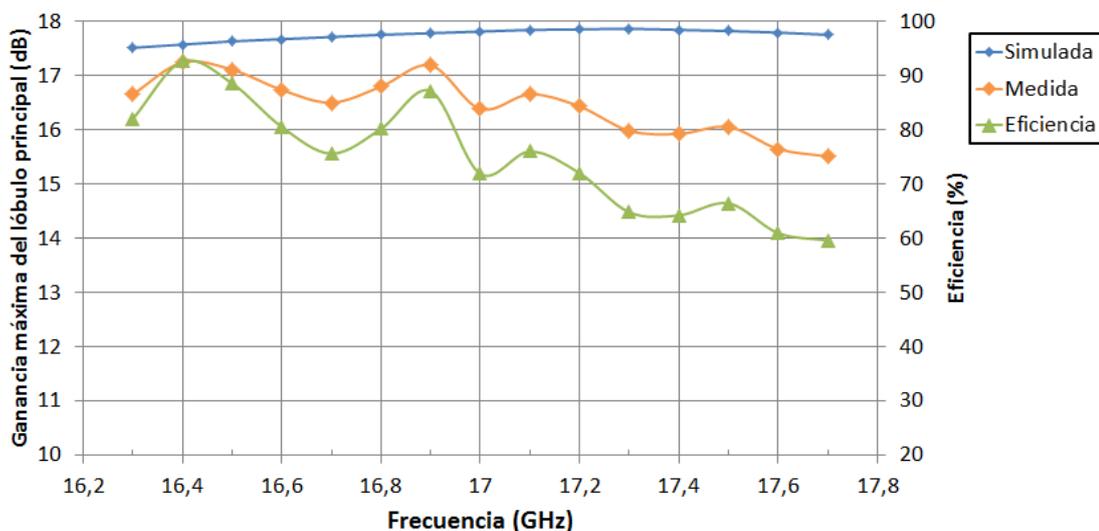
#### 7.2.3.1 Ganancia y eficiencia de la antena lineal

Para la antena lineal se han obtenido estos valores:

Freq. (GHz)	16.3	16.5	16.8	17	17.2	17.5	17.7
Ganancia Simulada(dB)	17,52	17,64	17,76	17,82	17,86	17,83	17,76
Ganancia Medida(dB)	16,662	17,116	16,805	16,388	16,436	16,057	15,512

**Tabla 7-1: Ganancias de la antena lineal simulada Vs. medida**

Si se obtiene la eficiencia en toda la banda de trabajo, el resultado es el siguiente:



**Figura 7-22: Ganancia medida Vs simulada y eficiencia de la antena lineal**

## 7- Construcción, Montaje y Medidas

Como se puede observar, la eficiencia de la ganancia del prototipo de antena lineal construido se sitúa en torno a un 80% para frecuencias inferiores a la frecuencia central y disminuye hasta un 60% en las frecuencias más altas del rango total.

Esto puede ser debido a que uno de los elementos críticos en la ganancia, como es la capa superior de parches, tuvo problemas en su construcción dado su pequeño grosor y su composición (el TLY-5A es bastante endeble), con lo que se produjeron desgastes en dichos parches. Además, las simulaciones llevadas a cabo mediante el *CST Microwave Studio* se realizaron con valores de pérdidas de los materiales que se establecieron en función de las especificaciones de los fabricantes, y éstas no venían para las frecuencias de trabajo utilizadas y hubo que extrapolarlas, con lo que las pérdidas finales podrían ser mayores que las consideradas.

### 7.2.3.2 Ganancia y eficiencia de la antena bidimensional

Para la antena bidimensional, si se comparan las ganancias obtenidas de las medidas en la cámara anecoica con las simuladas, se obtiene:

Freq. (GHz)	16.3	16.5	16.8	17	17.2	17.5	17.7
Ganancia Simulada(dB)	24,809	25,072	25,350	25,484	25,657	25,762	25,735
Ganancia Medida(dB)	24,704	24,829	25,043	25,065	25,193	25,306	25,932

Tabla 7-2: Ganancias de la antena bidimensional simulada Vs. medida

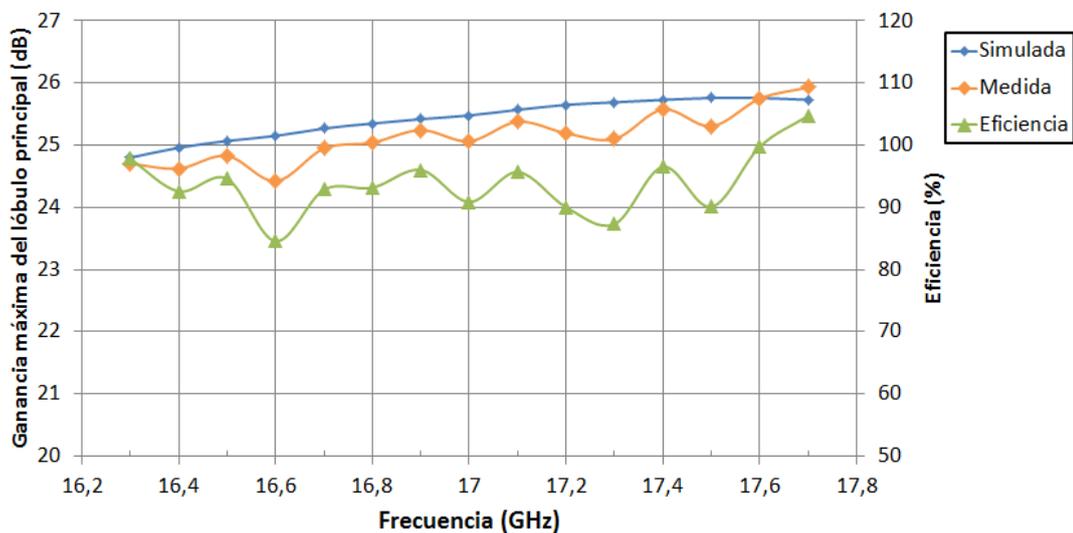


Figura 7-23: Ganancia medida Vs simulada y eficiencia de la antena bidimensional

En este caso se observa que los valores entre las ganancias simuladas y las medidas son mucho más parecidos entre sí, registrándose incluso ganancias medidas por encima de las simuladas a 17.7GHz. con lo que la eficiencia total de este prototipo se sitúa en torno al 95%. La explicación posible a este fenómeno es que en este caso, a diferencia de la antena lineal, la capa de parches superiores se construyó, al igual que el resto de los elementos, a través de una empresa especializada en circuitos impresos.



# 8 Conclusiones y Trabajo Futuro

---

### 8.1 Conclusiones

En este Proyecto Fin de Carrera se han diseñado, construido y medido dos antenas de parches, una lineal y otra bidimensional, ambas con polarización vertical y distribución de potencia uniforme que trabajan en el rango de frecuencias de 16.3GHz a 17.7GHz, perteneciente a la banda *Ku*. La estructura estaba alimentada mediante una guía sobre sustrato integrado (SIW) acabada en cortocircuito con unos elementos radiantes en forma de doble parche apilado (*double stacked patch*).

El PFC ha partido de una antena ya diseñada, resultado de un proyecto fin de carrera anterior realizado también en la EPS, un array lineal de 16 elementos con las mismas características anteriormente citadas, por lo que el primer paso ha sido entender a la perfección cada estructura que componía la antena.

El diseño de la antena lineal se dividió en dos partes: la alimentación sobre SIW y la estructura de los elementos radiantes.

Para la alimentación SIW, se diseñó la guía de propagación mediante una combinación de sustratos: TLY-5A de 400 micras con  $\epsilon_r=2.17$  para la capa inferior y RO-4003C LoPro de 200 micras con  $\epsilon_r=3.5$  para la superior (en el PFC anterior se utilizó un sustrato RF-35 con las mismas características). Para realizar la unión se disponía de un sustrato adhesivo CuClad6250 de 1.5 micras y  $\epsilon_r=2.32$ . (en el anterior se realizaba esta unión mecánicamente mediante tornillos), y a través de la estructura completa se propagaba una onda progresiva encargada de alimentar a los 16 elementos radiantes con una distribución uniforme de potencia. Esta alimentación se llevaba a cabo mediante líneas de acoplo transversales que, a través de unas vías metálicas, eran las encargadas de llevar la potencia desde la SIW hasta los elementos radiantes. Cada línea de acoplo tenía unas dimensiones diferentes en función de la potencia que se quería acoplar para que al final se tuviera implementada la distribución uniforme. Además, para optimizar la reflexión del array lineal, entre cada elemento se estableció una separación de  $3\lambda_g/4$  con una optimización dos a dos.

Para los elementos radiantes, se diseñó una estructura de doble parche apilado (*double stacked patch*) formada por un parche inferior sobre un sustrato RO-4003C LoPro de 200 micras (RF35 en el PFC anterior), una capa de ROHACEL para proveer de soporte mecánico a la estructura y un parche superior sobre un sustrato TLY-5A de 200. Además, se realizó una optimización en reflexión de los parches.

Ambas estructuras se unieron entre sí mediante otro sustrato adhesivo, un Prepreg RO4450B de 0.12 mm. y con  $\epsilon_r=3.4$ , y finalmente se le añadió una transición SMA-microstrip-SIW formada por dos piezas metálicas para evitar radiaciones indeseadas; teniendo así la antena completa.

Una vez integrados todos los elementos se aplicó un modelo de compensación de campo eléctrico mediante campo cercano para optimizar el diagrama de reflexión de la antena. Este modelo de compensación establece una relación entre el campo eléctrico cercano y los coeficientes de acoplo de los elementos. Así, modificando las

## 8- Conclusiones y Trabajo Futuro

---

dimensiones de las líneas de acoplo y las distancias entre cada una se consiguieron compensar los acoplos mutuos y obtener un diagrama de radiación muy parecido al diagrama teórico.

Los resultados del rediseño de la antena lineal reflejaron, en cuanto al diagrama de radiación a 17GHz, un apuntamiento máximo a 25° con 18.65dB de ganancia y una SLL de 13.2dB; y en cuanto al diagrama de reflexión, un coeficiente por debajo de -20dB en toda la banda de trabajo.

En cuanto al diseño de la antena bidimensional, se decidió realizar un array formado por ocho elementos lineales dispuestos en paralelo y alimentados mediante una red de alimentación que dividiera la potencia suministrada desde un único puerto hasta cada uno de los elementos. Por tanto en este apartado del proyecto también se dividió el estudio en dos partes: la elaboración de la red de alimentación y estructuración del array bidimensional.

La red de alimentación se diseñó sobre el mismo sustrato SIW sobre el que funcionaba la antena lineal, y se creó una división de potencia uno a ocho optimizando cada división para crear una estructura final formada por tres divisores en T, cuatro codos y cuatro divisores en Y. A este elemento se le añadió al inicio la misma transición diseñada para la antena lineal, consiguiéndose una reflexión a la entrada inferior a -20dB.

Para la estructuración del array bidimensional se utilizaron ocho réplicas del array lineal dispuestas en paralelo y se estudió aplicar un método de compensación de acoplo global y otro con subestructuras, pero el primero se descartó por conllevar demasiada carga computacional y el segundo por su complejidad, con lo que se dejaron los ocho arrays con las mismas medidas obtenidas después de aplicar el modelo de acoplo en la antena anterior.

Se llevó a cabo la integración de todos los elementos y se realizaron las simulaciones de la antena bidimensional completa, obteniéndose, a 17GHz, un apuntamiento máximo a 22.5° con 25.33dB de ganancia y una SLL de 14.4dB; y en cuanto al diagrama de reflexión, un coeficiente por debajo de -17dB en toda la banda de trabajo y de -20dB entre 16.4GHz y 17.6GHz.

Finalmente, ambos prototipos fueron construidos por una empresa externa a la EPS (ELATE S.A.) casi en su totalidad (exceptuando la capa superior de parches de la antena lineal y las transiciones, que se fabricaron en la EPS), aunque antes hubo que cambiar la parte de la transición por problemas en el proceso de metalización.

Una vez que se recibieron los elementos fabricados se procedió a su montaje y posterior medida en la cámara anecoica de la EPS.

Para el prototipo lineal se obtuvieron unos valores de reflexión cercanos a los simulados, con una ganancia a 17GHz de 16.38dB, un apuntamiento de 25° con un ancho de banda efectivo de 6% (debido al desapuntamiento con la frecuencia que se produce en las antenas con alimentación progresivas) y una eficiencia del 70%.

La antena bidimensional también tenía unos valores de reflexión cercanos a los simulados. Su ganancia a 17GHz era de 25.06dB, con un apuntamiento a 23.5°, un ancho de banda efectivo también del 6% y una eficiencia del 90%.

## 8- Conclusiones y Trabajo Futuro

---

Ambos resultados han sido satisfactorios dadas las medidas obtenidas y su parecido con los diseños. Se ha probado que la construcción mediante una empresa especializada otorga una gran fiabilidad a los prototipos y que el paso a un modelo bidimensional otorga una mejora considerable en ganancia respecto del modelo lineal, aunque también se ha visto que la complejidad en cuanto a su optimización es mucho más complicada que en el modelo lineal.

### ***8.2 Trabajo futuro***

Siguiendo el trabajo llevado en este PFC, el trabajo en un futuro inmediato pasaría por un estudio e investigación de un modelo de compensación de acoplos efectivo para este tipo de antenas y cuyo coste computacional no sea excesivamente alto. El modelo de compensación de campo eléctrico cercano radiado tiene muy buenos resultados, y un estudio de su aplicación a segmentos del array bidimensional podría ser muy interesante. También se podrían buscar otros modelos de compensación que no dependieran del campo cercano, como podría ser un modelo de compensación por haz radiado, ya que se podría automatizar más el proceso de optimización.

Otro posible camino a tomar a partir de este PFC podría ser una modificación de la diferencia de fase a  $270^\circ$  o de la distancia entre elementos a  $\lambda_g$ . Este último cambio permitiría un diseño con polarización circular y doble puerto, aunque es posible que fuera necesario cambiar los substratos de la antena y, con ello, modificar completamente el diseño.

Por último, la construcción de la antena por una empresa especializada ha proporcionado unos resultados muy buenos en cuanto a fiabilidad y calidad del prototipo, por lo que se podría comprobar la bondad de las construcciones de diferentes tipos de antenas sobre substrato integrado en estas empresas. Si los resultados siguen siendo buenos se podría confirmar la aplicación directa de este tipo de antenas en el sector empresarial.



# Bibliografía y Referencias

---

- [1] **Cardama, Jofrerijs, Romeu, Blanch, Ferrando**, Antenas, UPC 2002
- [2] **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.
- [3] **David K. Cheng**. Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería. Addison Wesley, 1997.
- [4] **David M. Pozar**. Microwave Engineering. John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [5] **I.J. Bahl, P. Bhartia**, "Microstrip Antennas", Artech House, Dedham, 1980.
- [6] **Miguel Ferrando Bataller, Alejandro Valero Nogueira**. Antenas. Asignatura impartida en la Universidad Politécnica de Valencia.
- [7] **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.
- [8] **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.
- [9] **D. Deslandes** and **K. Wu**, "Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [10] **D. García Valverde, J. Córcoles**, PFC Diseño de un array lineal de parches sobre guía de sustrato integrado para banda Ku.
- [11] Datasheet TLY-5A Taconic. <http://www.taconic-add.com/pdf/tly.pdf>
- [12] Datasheet RF-35 Taconic. <http://www.taconic-add.com/pdf/rf35.pdf>
- [13] Datasheet ROHACELL HF Evonic  
<http://www.rohacell.com/sites/dc/Downloadcenter/Evonik/Product/ROHACELL/product-information/ROHACELL%20HF%20Product%20Information.pdf>
- [14] **C. A. Balanis**, Advanced Engineering Electromagnetics. John Wiley & Sons Inc, 1989.
- [15] **C. A. Balanis**, Advanced Engineering Electromagnetics, John Wiley & Sons, Inc, 1989, pp. 394-414.
- [16] **J. L. Masa-Campos, S. Klinger, M. Sierra-Pérez**, "Parallel plate patch antenna with internal horizontal coupling lines and  $TE_{N0}$  mode excitation", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, no.7, pp. 2185 – 2189, Julio 2009.
- [17] **C. A. Balanis**, Antenna Theory: Analysis and Design. John Wiley & Sons Inc, 1997.
- [18] **D. M. Pozar** and **D. H. Schaubert**, Microstrip Antennas, John Wiley & Sons, Inc, 1995.

## Bibliografía y Referencias

---

- [19] **P. Chen and W. Hong**, "A Multibeam Antenna Based on Substrate Integrated Waveguide Technology for MIMO Wireless Communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 9, pp. 1813-1821, June 2009.
- [20] Información sobre ELATE S.A. - Circuitos Impresos,  
<http://www.elatesa.com/Principal.htm>
- [21] Datasheet RO-4003C LoPro  
<http://www.rogerscorp.com/documents/1183/acm/RO4000-LoPro-Laminates.pdf>
- [22] Datasheet CuClad 6250 Bonding Film, Arlon,  
<http://materials.ellwest.com/arlon/cuclad62506700.pdf>
- [23] Datasheet RO4450B Rogers,  
<http://www.rogerscorp.com/documents/1850/acm/RO4400-Series-Bondply-Data-Sheet-RO4450B-and-RO4450F-Bondply.pdf>
- [24] **J. L. Masa-Campos, M. Sierra-Perez**, "Linearly Polarized Radial Line Patch Antenna With Internal Rectangular Coupling Patches," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 8, pp. 3049–3052, august 2011.
- [25] **J. L. Masa-Campos, S. Klinger, M. Sierra-Pérez**, "Parallel plate patch antenna with internal horizontal coupling lines and  $TE_{N0}$  mode excitation", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no.7, pp. 2185 – 2189, Julio 2009.
- [26] **P. Sanchez Olivares, J. L. Masa-Campos, J. A. Ruiz-Cruz, and B. Taha-Ahmed**, Progress SIW 2D Planar Array with Four Cross Slots Radiator and Tuning Vias, *Electromagnetics Research PIER C*, Vol. 40, 83-92, 2013.
- [27] Conector SMA radial, Huber Suhner, <http://hubersuhner.com/Products/2443740/>
- [28] LPKF ProtoMat S100, <http://www.lpkf.es/>.
- [29] Datasheet analizador de redes (VNA) Agilent E5071C,  
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5478EN.pdf>.
- [30] Datasheets cables de medida flexibles Agilent 85131,  
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/85131-90009.pdf>.
- [31] Datasheet Kit de Calibración Agilent 85052D 3.5mm,  
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/85052-90079.pdf>
- [32] DAMS Light to Medium Antenna Measurement Systems,  
[http://www.diamondeng.net/PDF/DAMS\\_x000.pdf](http://www.diamondeng.net/PDF/DAMS_x000.pdf).
- [33] Datasheet amplificador Mini-Circuits ZX60-24-S+,  
<http://217.34.103.131/pdfs/ZX60-24+.pdf>
- [34] "Documentación del software de DAMS Antenna Measurement Studio,  
[http://www.diamondeng.net/PDF/software\\_specs.pdf](http://www.diamondeng.net/PDF/software_specs.pdf).

## Anexos

### A. Fabricación de circuitos impresos

En este proyecto se ha realizado la construcción de dos prototipos de antenas de parches con tecnología de sustrato integrado en circuitos impresos. Dicha construcción se ha llevado a cabo en su mayoría en una empresa especializada, aunque parte se ha realizado en el laboratorio de circuitos impresos de la EPS mediante la máquina *LPKF ProtoMat S100* disponible [28], que lleva a cabo la construcción mecánica usando fresadoras de precisión controladas por software.



Figura A-1: Máquina de fresado *LPKF ProtoMat S100*

Tanto para la construcción en la empresa externa como en la EPS, los archivos finales necesarios para poder proceder se obtienen de la siguiente manera.

- 1-. Desde el software de diseño CST Microwave Studio, tomando el diseño a implementar, se exportan por cada una de las caras de cada capa los archivos en formato DXF. Esta característica viene implementada por defecto en el software, que permite exportar como una capa todo lo que se encuentre en el plano  $Z = 0$  del diseño.
- 2-. Para cada sustrato se combinan los DXF de su cara superior e inferior (típicamente, *top* y *bottom*) así como de su contorno (*contour*) y de los taladros (*drill*) que incorpore para formar un solo DXF con esas capas en su interior, utilizando el software de dibujo técnico *AutoCAD*.
- 3-. Mediante el software ADS, se genera a partir del DXF tantos archivos Gerber como capas tenga dicho DXF. Este formato fue creado por Gerber Systems Corporation y es el que se utiliza normalmente en cualquier producción de circuitos impresos.



Figura A-2: Diagrama para la obtención de los gerbers

### **B. Medidas en la cámara anecoica**

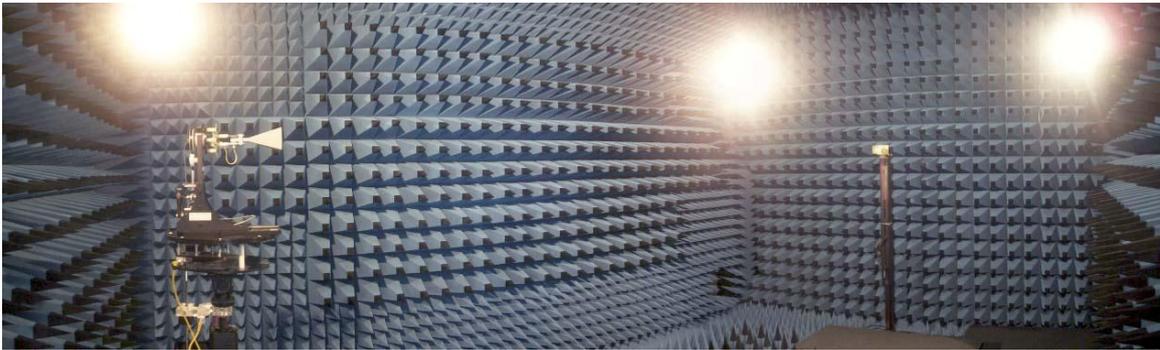
---

El grupo de investigación RFCAS de la EPS, perteneciente a la Universidad Autónoma de Madrid, dispone de una cámara anecoica (construida en 2012) que permite realizar medidas de 2 a 18 GHz.

En radiofrecuencia, una cámara anecoica es un espacio aislado de señales de radiofrecuencia exteriores que cuenta con unos paneles en paredes y techo capaces de absorber completamente las ondas electromagnéticas, haciendo que en su interior se produzcan las condiciones del espacio libre.

Este aislamiento se consigue formando una jaula de Faraday mediante un blindaje metálico en el exterior y a la vez recubriendo el interior con material absorbente electromagnético en forma de pirámide para evitar cualquier tipo de reflexión.

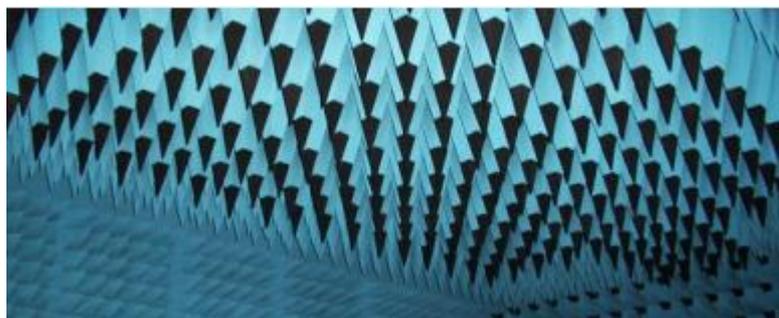
Con todo esto, la cámara anecoica está preparada para caracterizar elementos radiantes en condiciones de espacio libre, así como medidas de otros sistemas (radares, compatibilidad electromagnética, etc.).



**Figura B-1: Panorámica de la cámara anecoica**

Los elementos que componen la cámara anecoica y que se utilizarán en las medidas son:

- **Material absorbente:** Este material consigue atenuar las señales mediante dispersión (debido a su forma piramidal) y absorción (el material es espuma de poliuretano ignífuga cubierta de carbón negro, muy absorbente).



**Figura B-2: Material absorbente del interior de la cámara anecoica**

## Anexos

---

- **Analizador de redes:** Se trata de un equipo que permite medir las propiedades de las redes eléctricas asociadas a la reflexión y la transmisión de señales a través de parámetros de dispersión (parámetros S) y, a partir de éstos, obtener magnitudes tales como la ganancia, pérdidas de retorno, coeficiente de reflexión, etc. En la cámara se dispone de un modelo Agilent E5071C [29] que funciona en un rango desde los 300kHz hasta los 20GHz.



**Figura B-3: Analizador de redes Agilent E5071C**

- **Cables coaxiales de medida:** Se trata de cables Agilent 85131E [30] de alta calidad que se utilizan para realizar las medidas y conexiones para obtener los parámetros S de los dispositivos.



**Figura B-4: Cables de medida Agilent 85131E**

- **Kit de calibración:** Para poder realizar las medidas de los parámetros S en un circuito de radiofrecuencia mediante un analizador de redes primero hay que eliminar las atenuaciones y errores producidos por todo aquello que no sea el propio dispositivo a medir. Para ello es necesario efectuar una calibración que determine y corrija estas discrepancias que alteran la medida real.

Este proceso de calibración se lleva a cabo mediante el kit de calibración (en este caso, el kit Agilent 85052D 3.5mm Economy Calibration Kit [31]) formado por las diferentes terminaciones que éste posee: un circuito abierto, un cortocircuito y una carga de  $50\Omega$ . Estas terminaciones se colocan en los extremos de los cables para conseguir la calibración.

## Anexos

---



Figura B-5: Kit de calibración Agilent 85052D

- **Base de medidas DAMS 6000** [32]: Esta base es en la que se coloca el dispositivo que se quiere medir (idónea para antenas de pequeño tamaño). Está formada por una plataforma giratoria, una serie de motores ajustados mediante un controlador hardware y un conjunto de cables de radiofrecuencia de precisión. Su función es la de efectuar los movimientos controlados del dispositivo dentro de la cámara anecoica de manera remota.



Figura B-6: Base de medidas DAMS 6000

- **Amplificadores:** Para realizar las medidas desde fuera de la cámara anecoica es imprescindible hacer uso de amplificadores de potencia debido a las grandes pérdidas producidas por la longitud de los cables y de radiación. En la EPS se utilizan los amplificadores Mini-Circuits ZX60-24-S+ [33] que operan en la banda de 5 a 20GHz.



Figura B-7: Amplificador Mini-Circuits ZX60-24-S+

## Anexos

- **Antena de bocina piramidal:** Para efectuar una medida en la cámara anecoica se establece un radioenlace entre el dispositivo que se quiere medir y una sonda, que no es más que una antena de ganancia conocida que trabaje a la misma frecuencia y que se toma como referencia para hacer el cálculo una vez obtenidos los resultados. En el caso de este PFC se ha utilizado una antena de bocina piramidal cuyo rango de trabajo es de 12 a 18GHz.

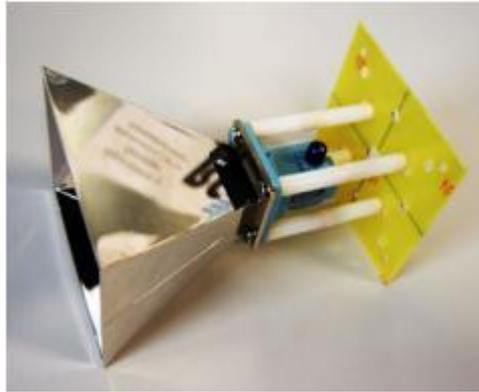


Figura B-8: Antena de bocina piramidal

- **Software de medida:** Para cualquier medida en una cámara anecoica es imprescindible disponer de un software de medida encargado de controlar la plataforma giratoria y obtener los diagramas de radiación. En el caso de la EPS se utiliza el software *Antenna Measurement Studio* [34].

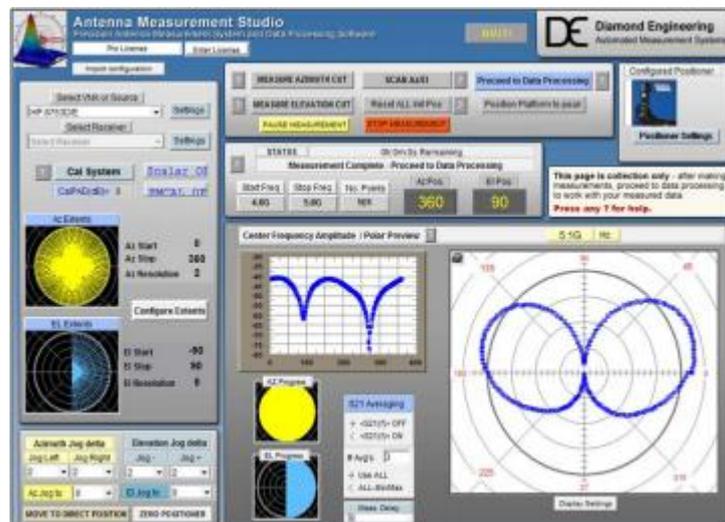
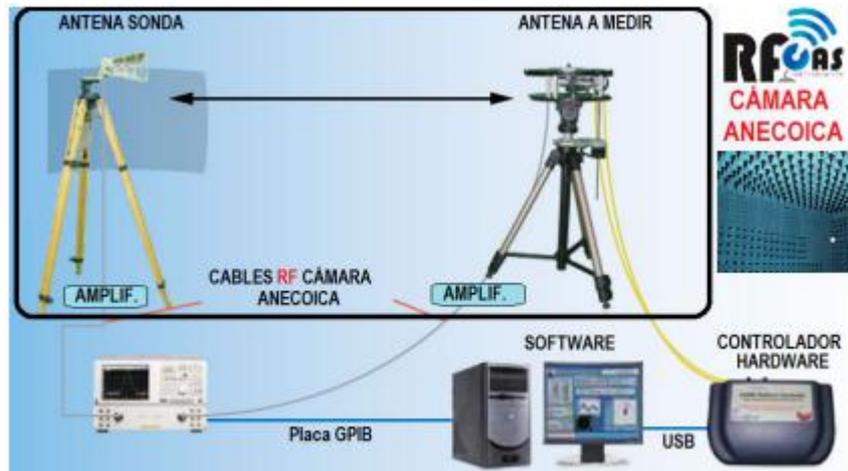


Figura B-9: Captura de pantalla del software *Antenna Measurement Studio*

- **Fuentes de alimentación:** Necesarias para alimentar los amplificadores.
- **Nivel digital y medidor láser:** Importantes para alinear y nivelar las antenas del enlace entre sí.

### Proceso de medida

Una vez que se tienen todos los elementos, para realizar las medidas hay que efectuar el montaje de toda la estructura, descrita en la siguiente figura:



**Figura B-10: Esquema de montaje de los elementos en la cámara anecoica**

Una vez hecho esto se puede iniciar el proceso de medida. Gracias al sistema DAMS y al software disponible, se pueden realizar medidas a diferentes frecuencias de manera simultánea, lo que reduce en gran medida el tiempo de ejecución de cada prototipo. El procedimiento a seguir para efectuar las medidas es el siguiente:

1. Colocar la sonda (en este caso, antena de bocina piramidal en la polarización que se desee medir (horizontal o vertical)).
2. Situar el prototipo en el otro extremo de la cámara anecoica y alinear ambos dispositivos. Asegurarse de que los amplificadores están correctamente conectados y listos para trabajar (necesitan estar un tiempo enchufados para su correcto funcionamiento).
3. Configurar el analizador de redes (rango de frecuencias, número de puntos y parámetros de medida) e iniciar el controlador hardware y el software de medida, configurando en este último la precisión, la polarización y el dispositivo (analizador de redes).

Durante la medida, el software maneja el analizador de redes generando señales de radiofrecuencia y realizando medidas del parámetro deseado ( $S_{21}$  o  $S_{12}$ , seleccionado en la configuración) por cada punto de rotación y en el rango de frecuencias elegido. Asimismo, el propio software controla el giro de la plataforma a través del controlador hardware, tomándose así las medidas oportunas en cada punto. Al final del proceso de medida se obtiene el diagrama de radiación para cada una de las frecuencias elegidas, permitiendo al usuario su almacenamiento en diferentes formatos.

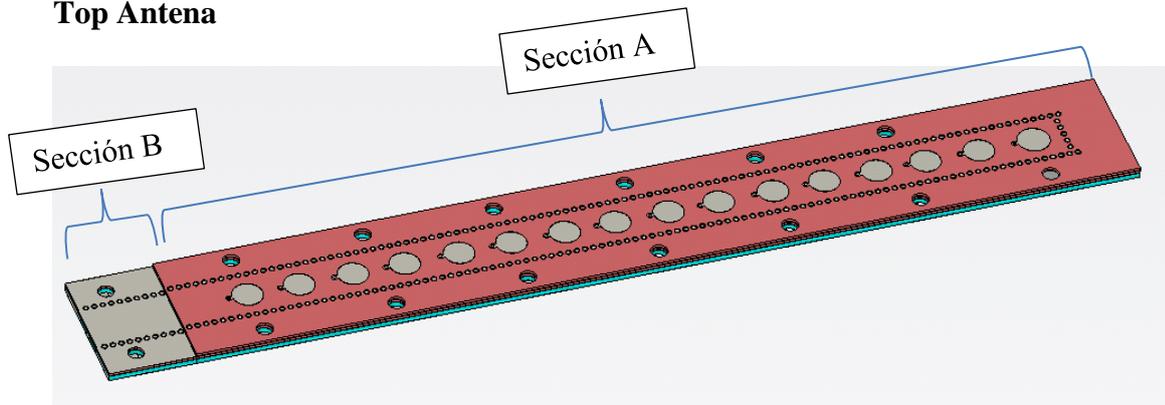
## C. Documentos de construcción y planos

Para la construcción de las estructuras por parte de la empresa externa ELATE S.A. se proporcionaron una serie de explicaciones y documentos que ayudaran a su completo entendimiento. A continuación se muestran todos ellos:

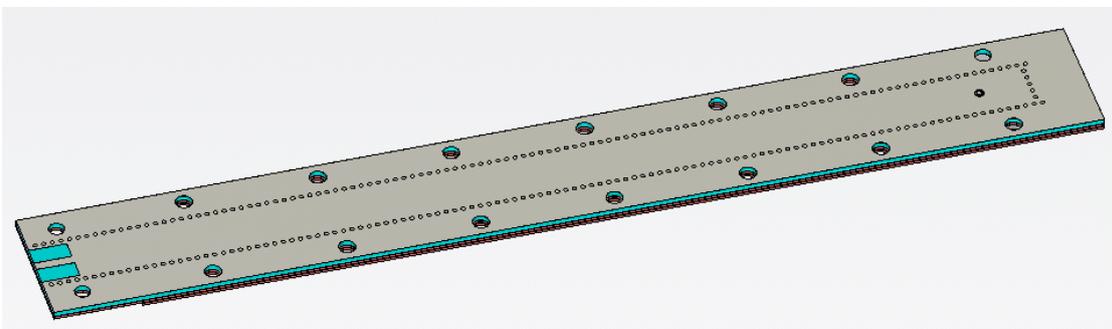
### DOCUMENTO 1: : SIW PATCH ARRAY

Se pretende construir un circuito multicapa, formado por tres sustratos, los cuales han sido nombrados (desde la parte inferior a la superior) como: **SIW\_1**, **SIW\_2** y **PATCH**:

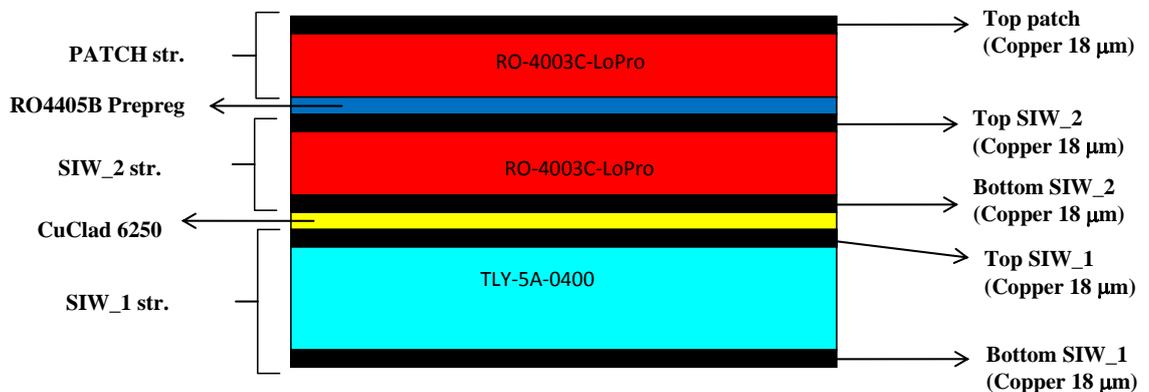
#### Top Antena



#### Bottom Antena

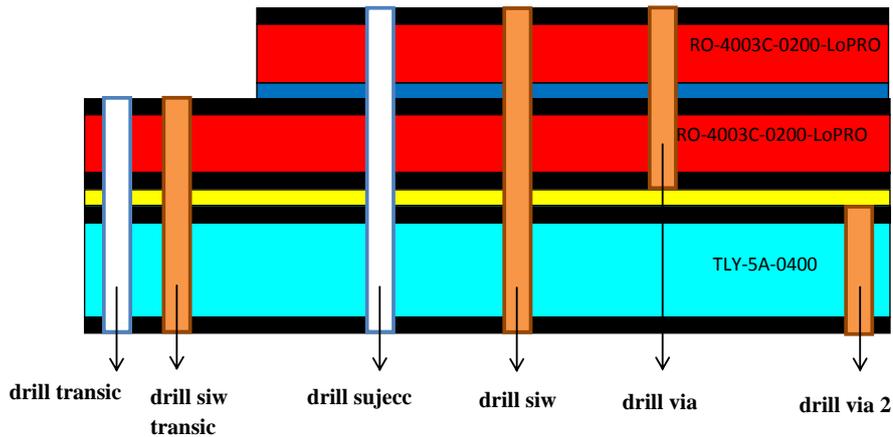


#### - Sección A



## Anexos

Los diferentes tipos de taladros quedarían como se muestra a continuación:



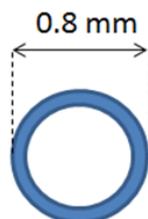
**Taladros blancos:** Sin metalizar.

**Taladros Cobre:** Metalizados.

### La información más detallada de los diferentes tipos de taladros es:

- **drill siw:** Taladros **metalizados** de diámetro 0'8 mm. Taladros que unen las capas de cobre Top patch y Bottom SIW\_1
- **drill siw transición:** Taladros **metalizados** de diámetro 0'8 mm. Taladros que unen las capas de cobre Cottom SIW\_2 y Bottom SIW\_1
- **drill via:** Taladros **metalizados** de diámetro 0'6 mm. Taladros que unen las capas de cobre Top patch y Bottom SIW\_2
- **drill via 2:** Taladros **metalizados** de diámetro 0'95 mm. Taladros que unen las capas de cobre Top SIW\_1 y Bottom SIW\_1
- **drill sujec:** Taladros **no metalizados** de diámetro 3'2 mm. Taladros pasantes desde la capa Top SIW\_1 hasta la capa Bottom SIW\_1
- **drill transic:** Taladros **no metalizados** de diámetro 3'2 mm. Taladros pasantes desde la capa Top SIW\_2 hasta la capa Bottom SIW\_1

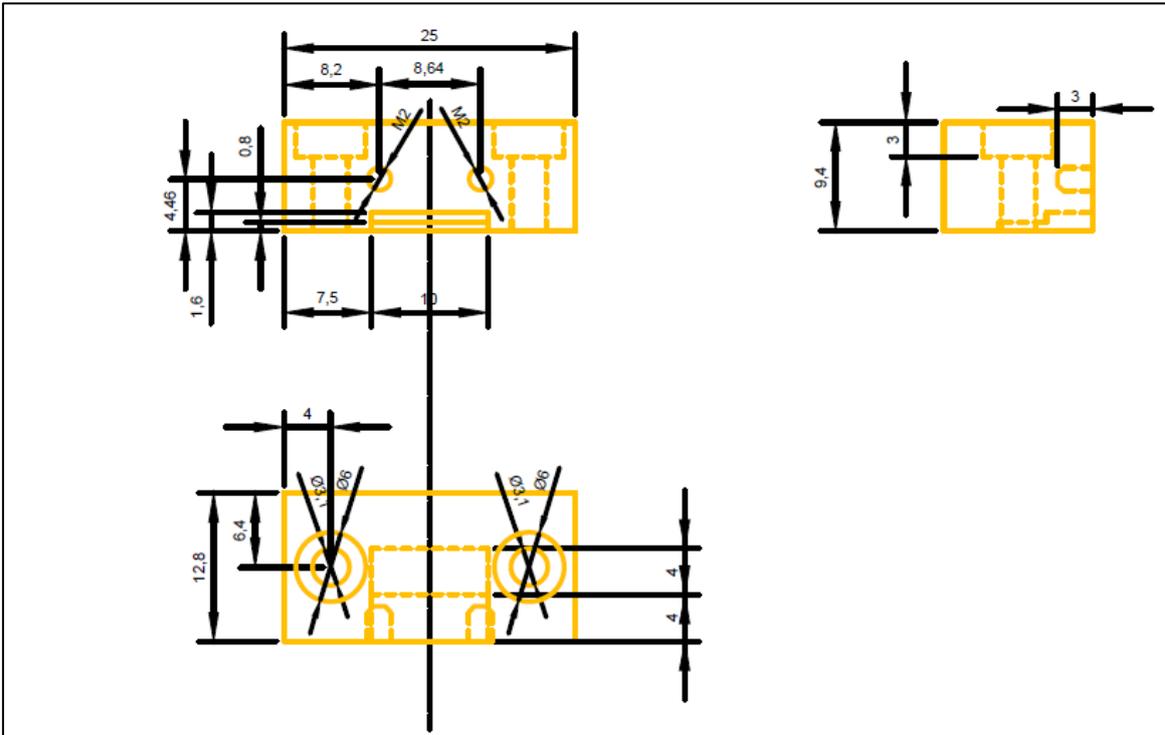
En todos los casos de taladros metalizados, los diámetros 0'6, 0'8 o 0'95 mm están referidos al diámetro físico antes del crecimiento del cobre. Es decir, partiendo de la dimensión indicada, el crecimiento interior de cobre en dichos taladros no es una cota importante para el funcionamiento del sistema. Lo que sí que es de especial trascendencia es el diámetro más exterior de cobre que dicho taladro posea. Este hecho se representa en la imagen ejemplo siguiente (donde la zona sombreada de color azul indica el grosor de la metalización):



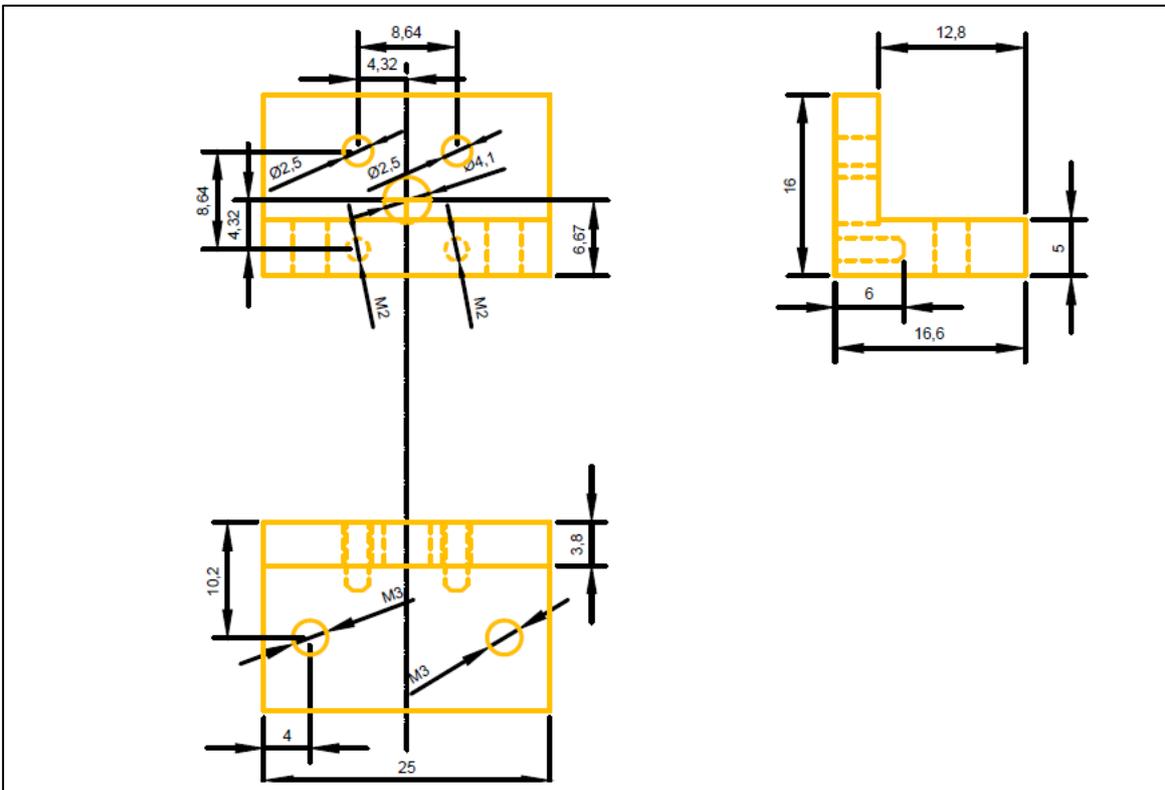
Dimensión de taladros metalizados referida al taladro físico realizado previo crecimiento de cobre.

PLANOS 1: TRANSICIÓN

- Caja vaciado



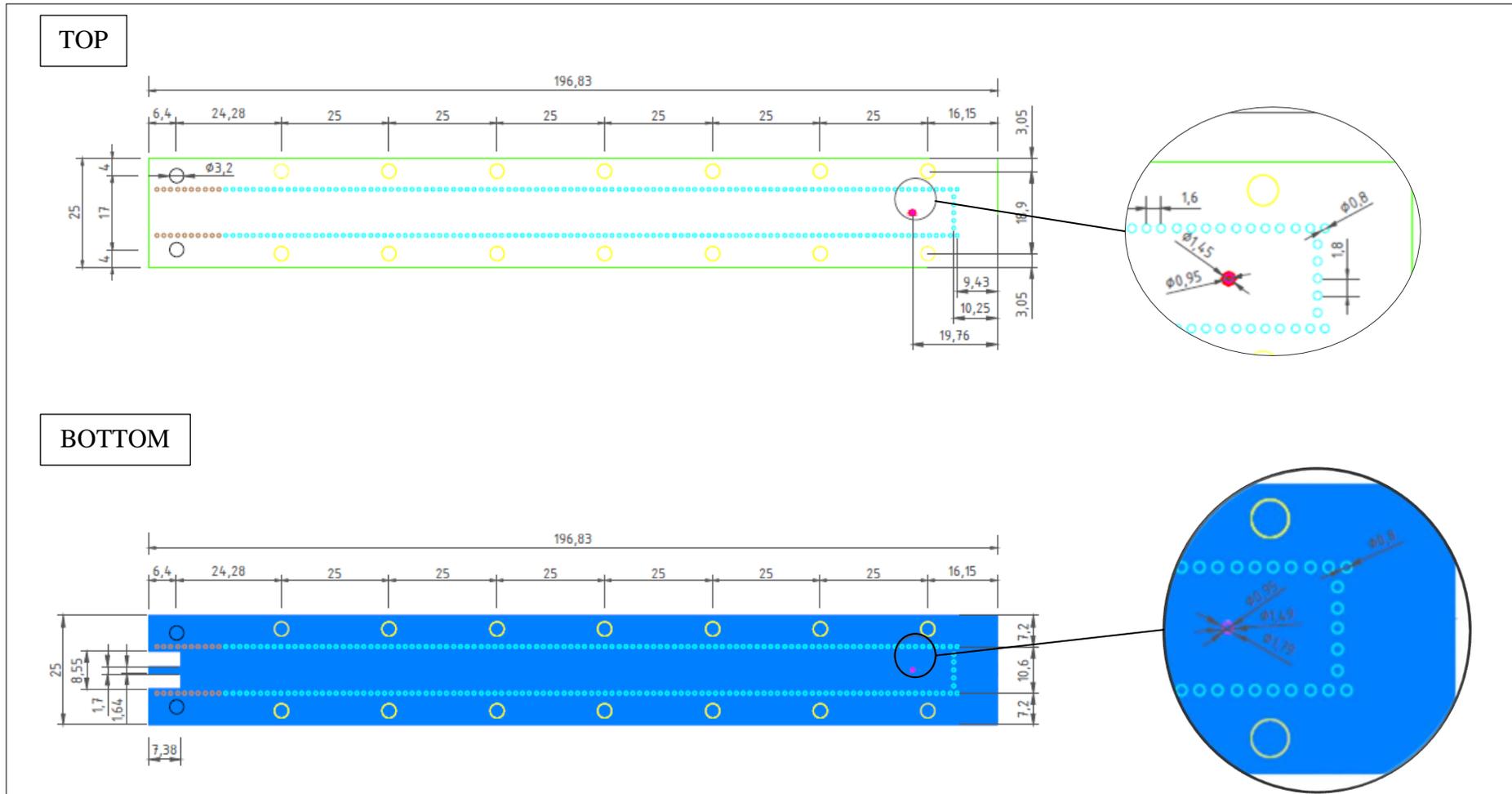
- Pieza L radial



# Anexos

## PLANOS 2: PROTOTIPO LINEAL

- Capa SIW inferior

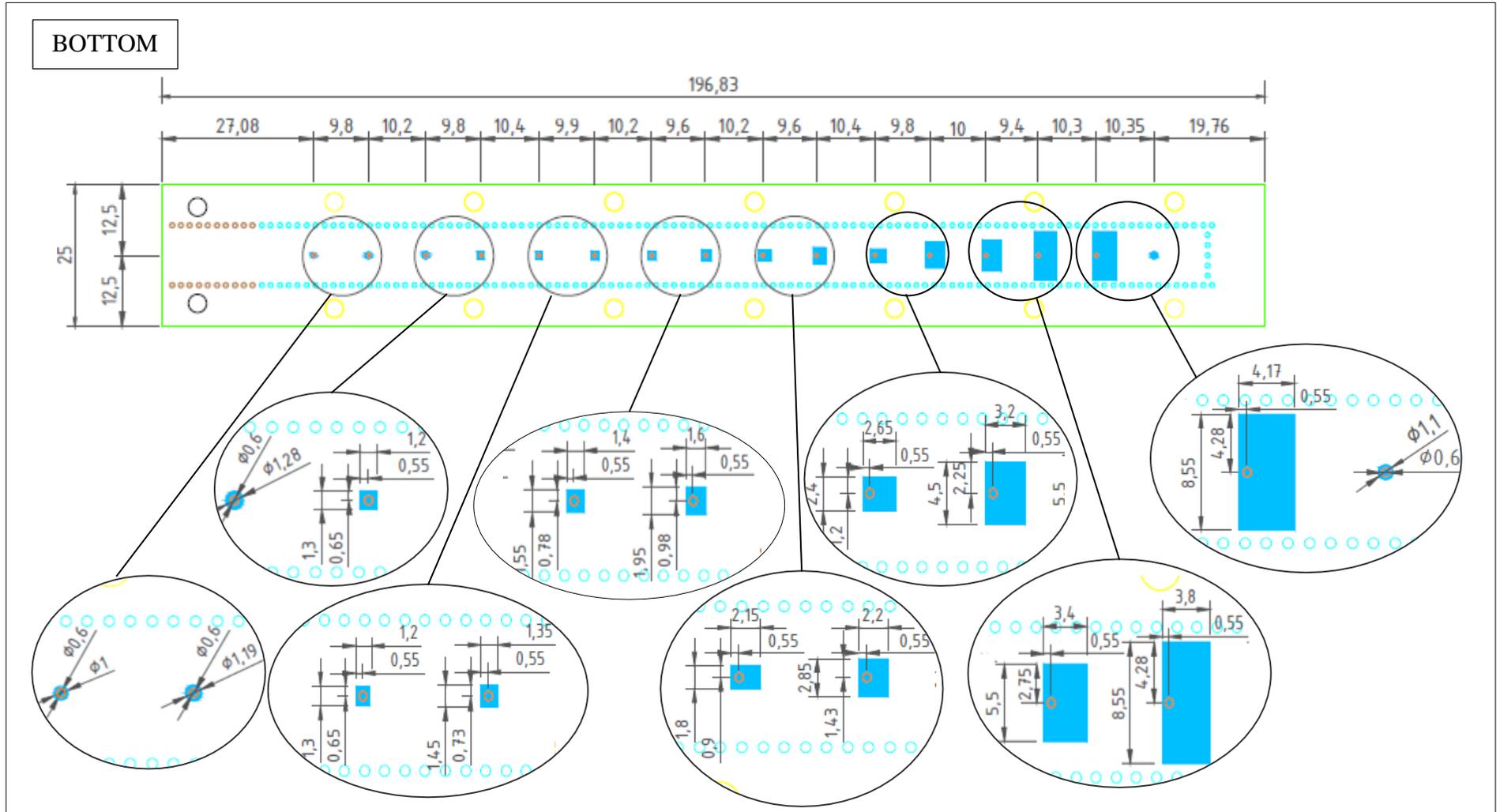


## Anexos

### - Capa SIW superior

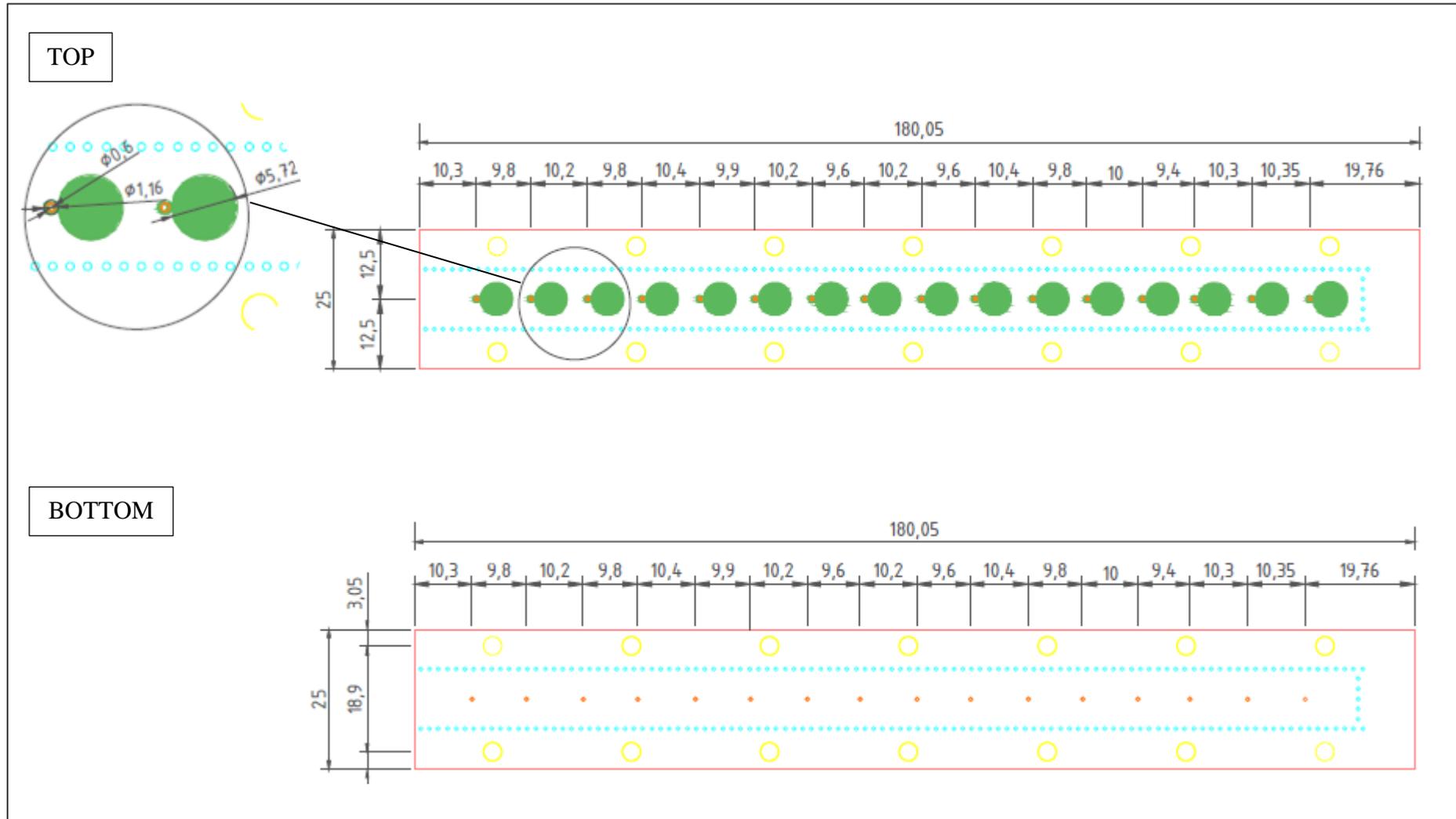


# Anexos



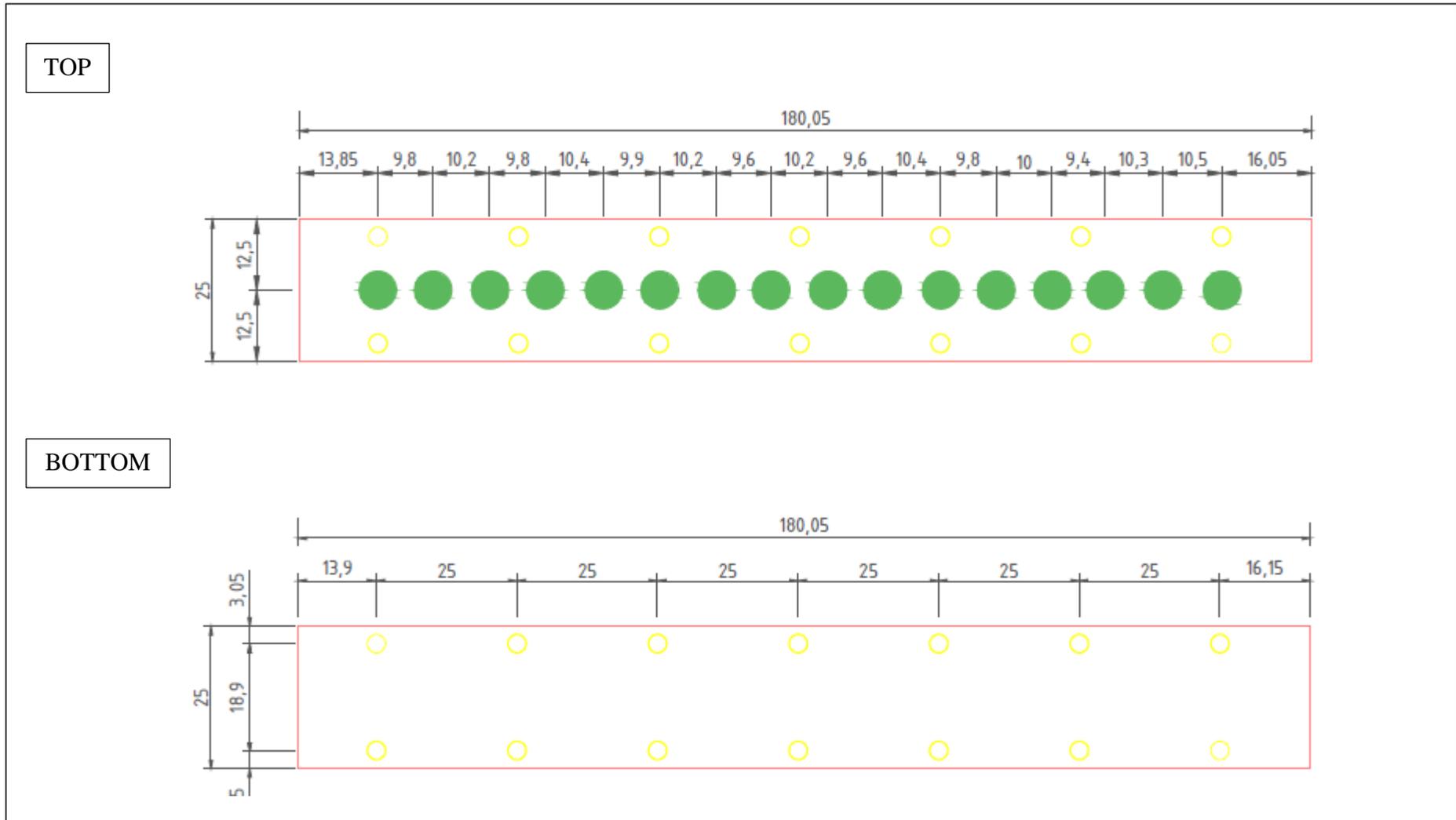
# Anexos

## - Capa parches inferiores



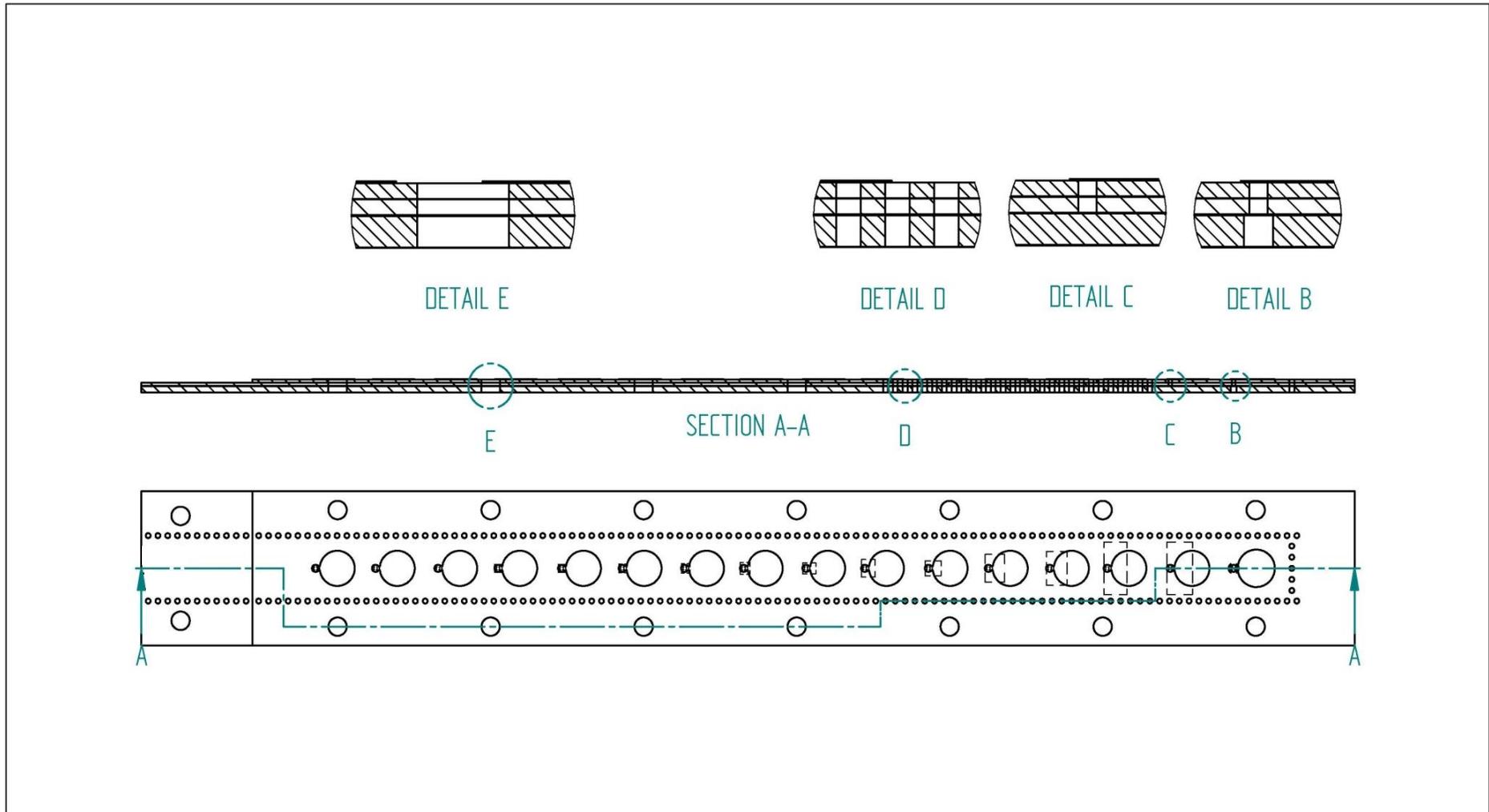
# Anexos

## - Capa parches superiores



## Anexos

- Capas construidas y unidas por ELATE S.A.

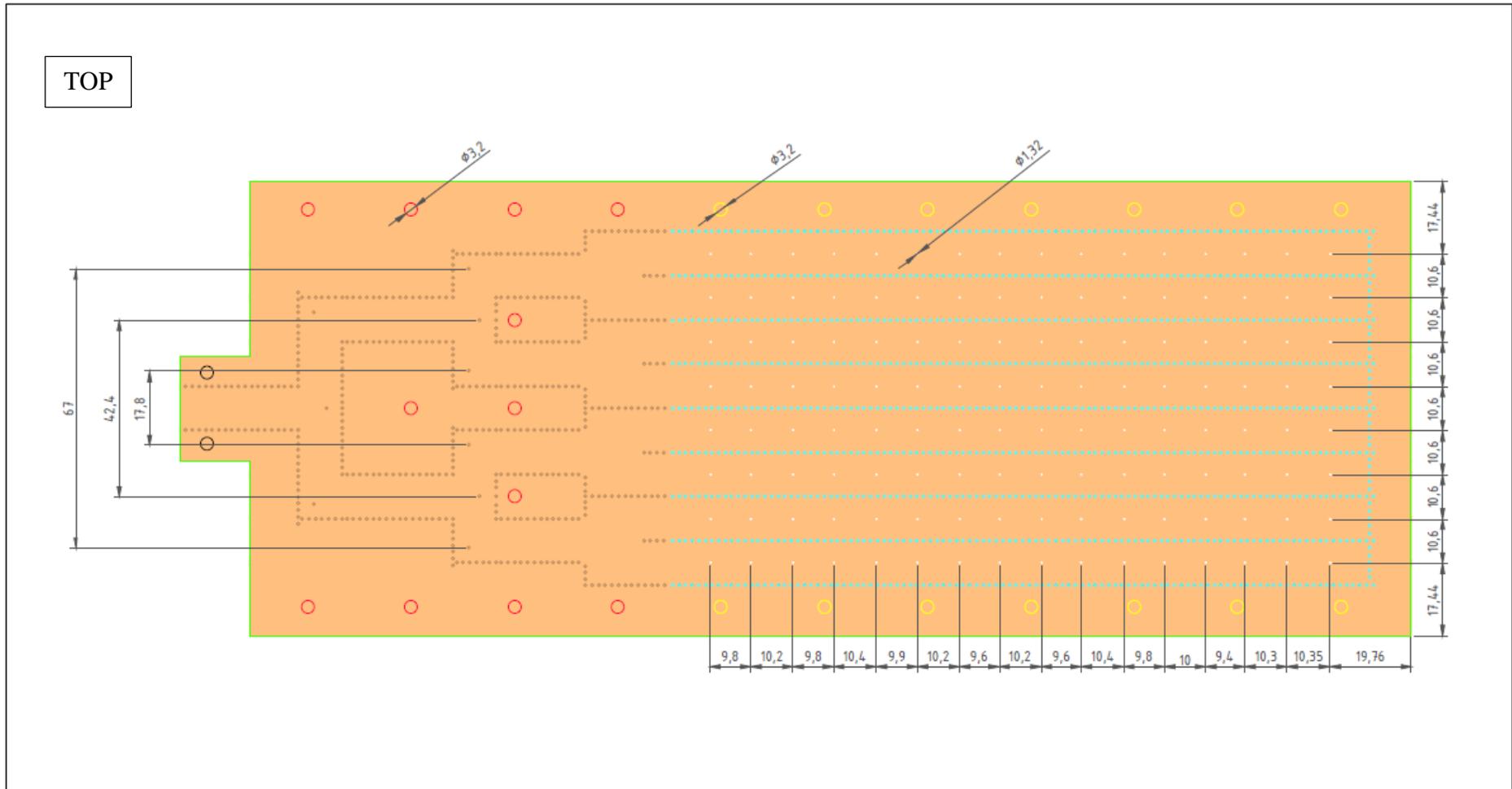




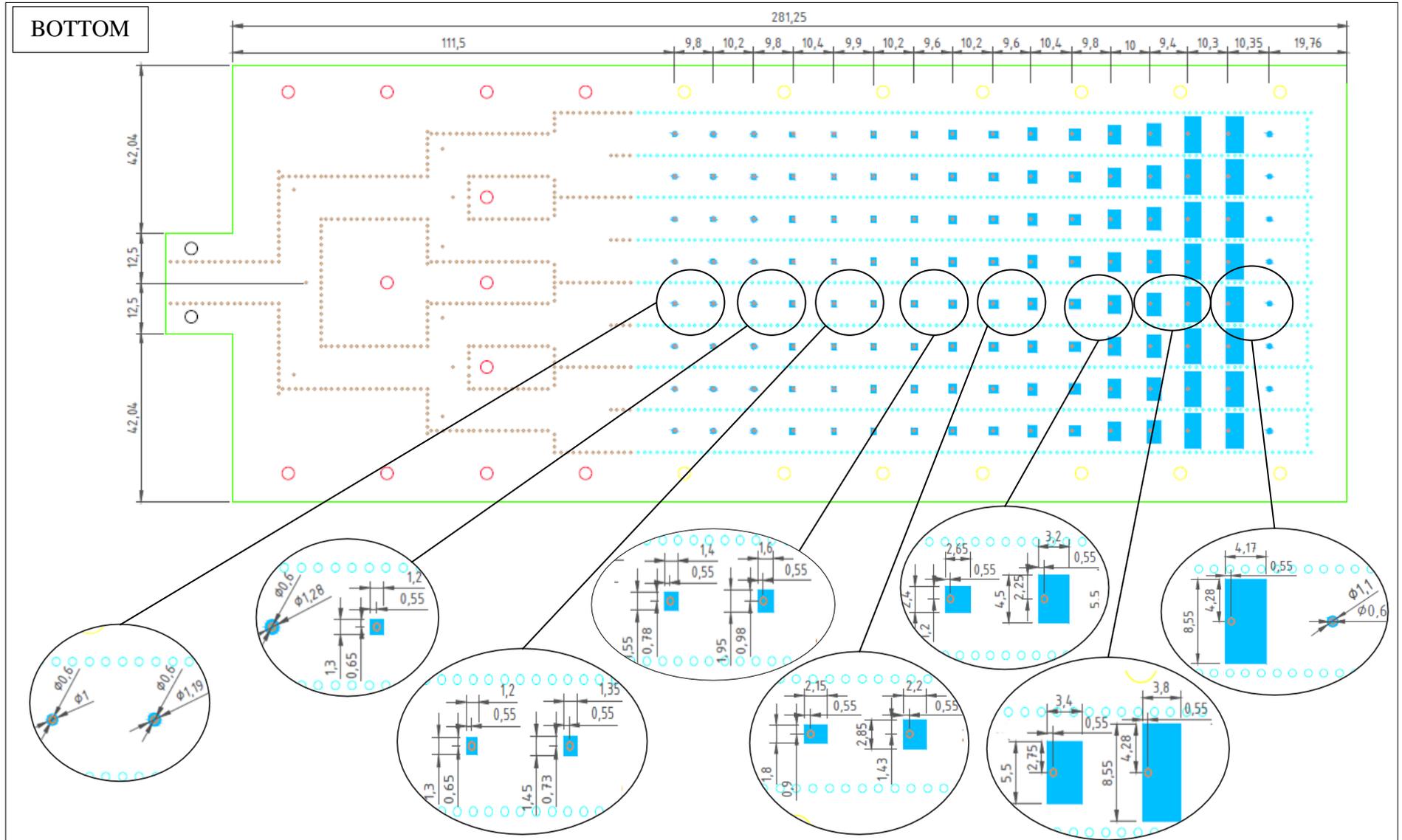


# Anexos

## - Capa SIW superior



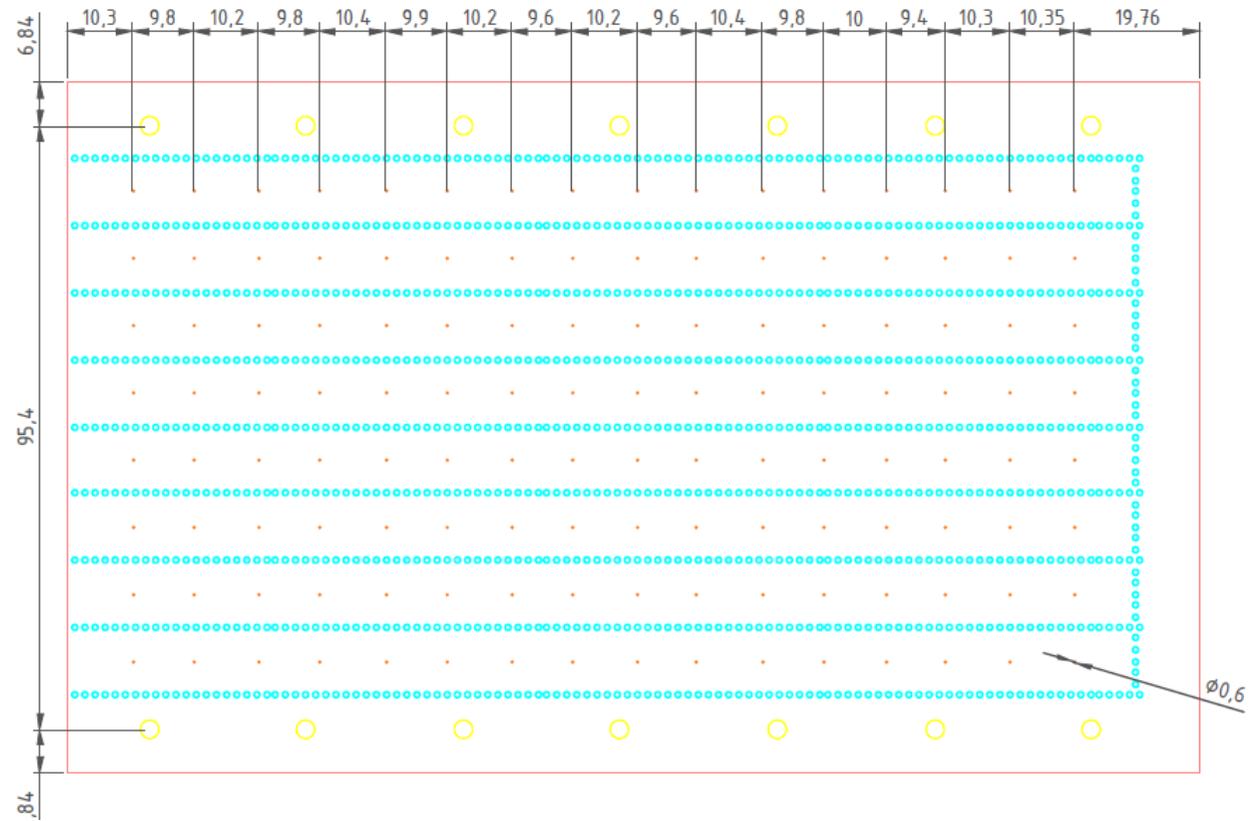
# Anexos





# Anexos

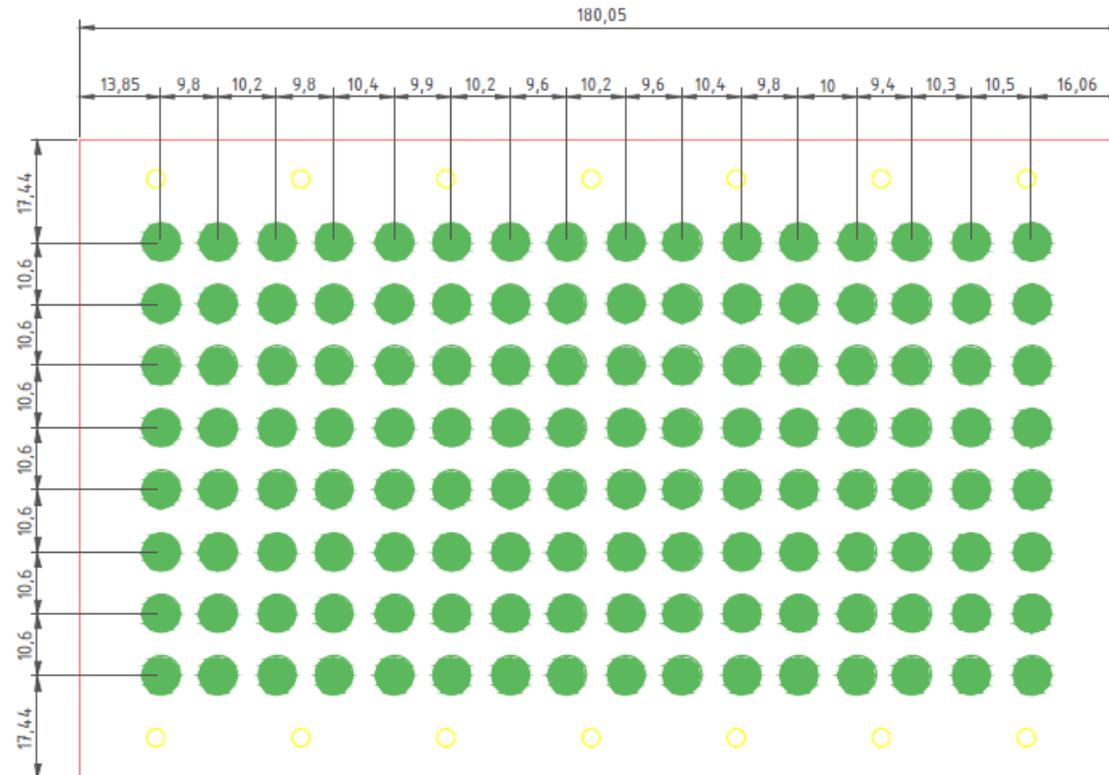
BOTTOM



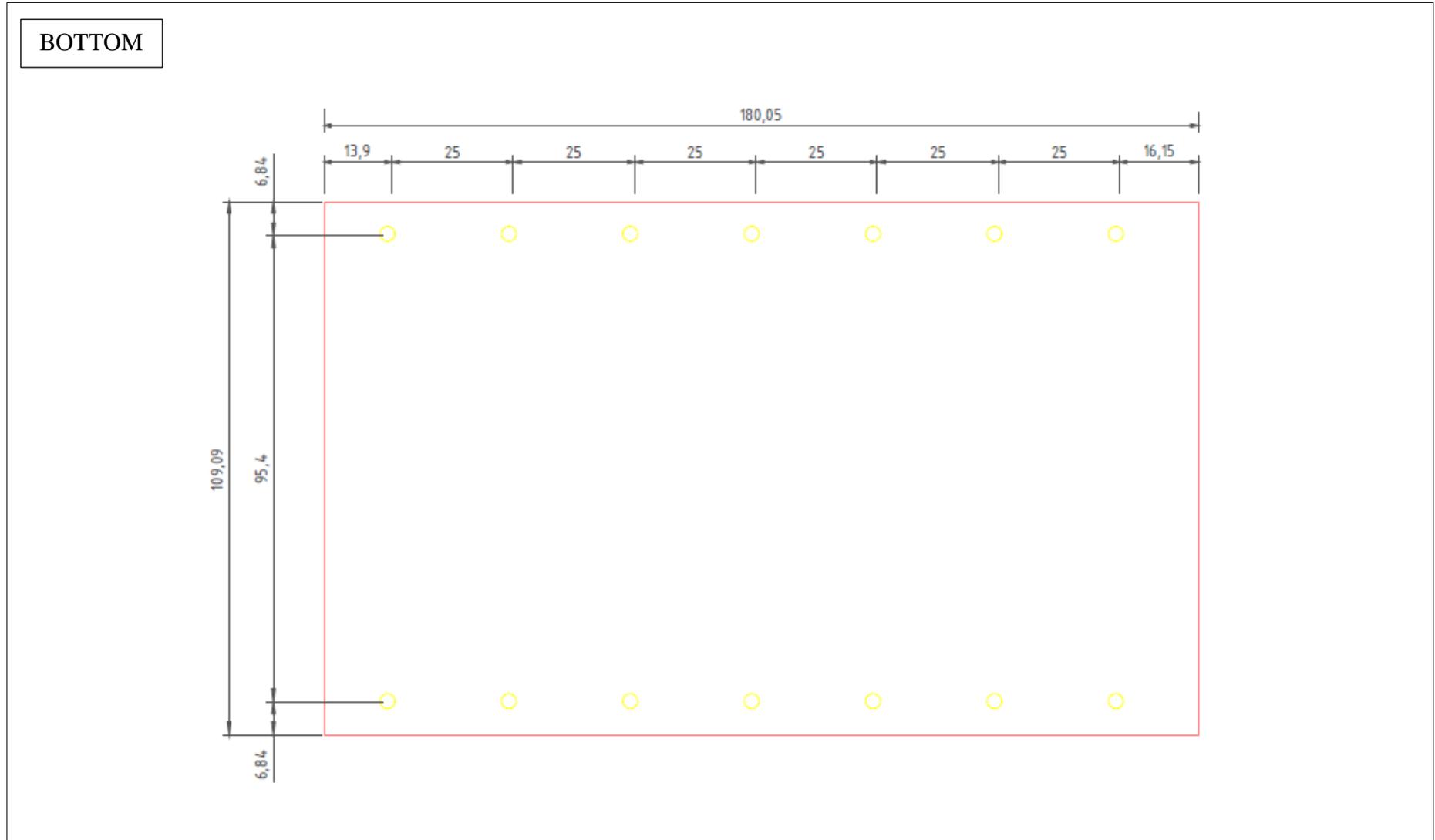
# Anexos

## - Capa parches superiores

TOP

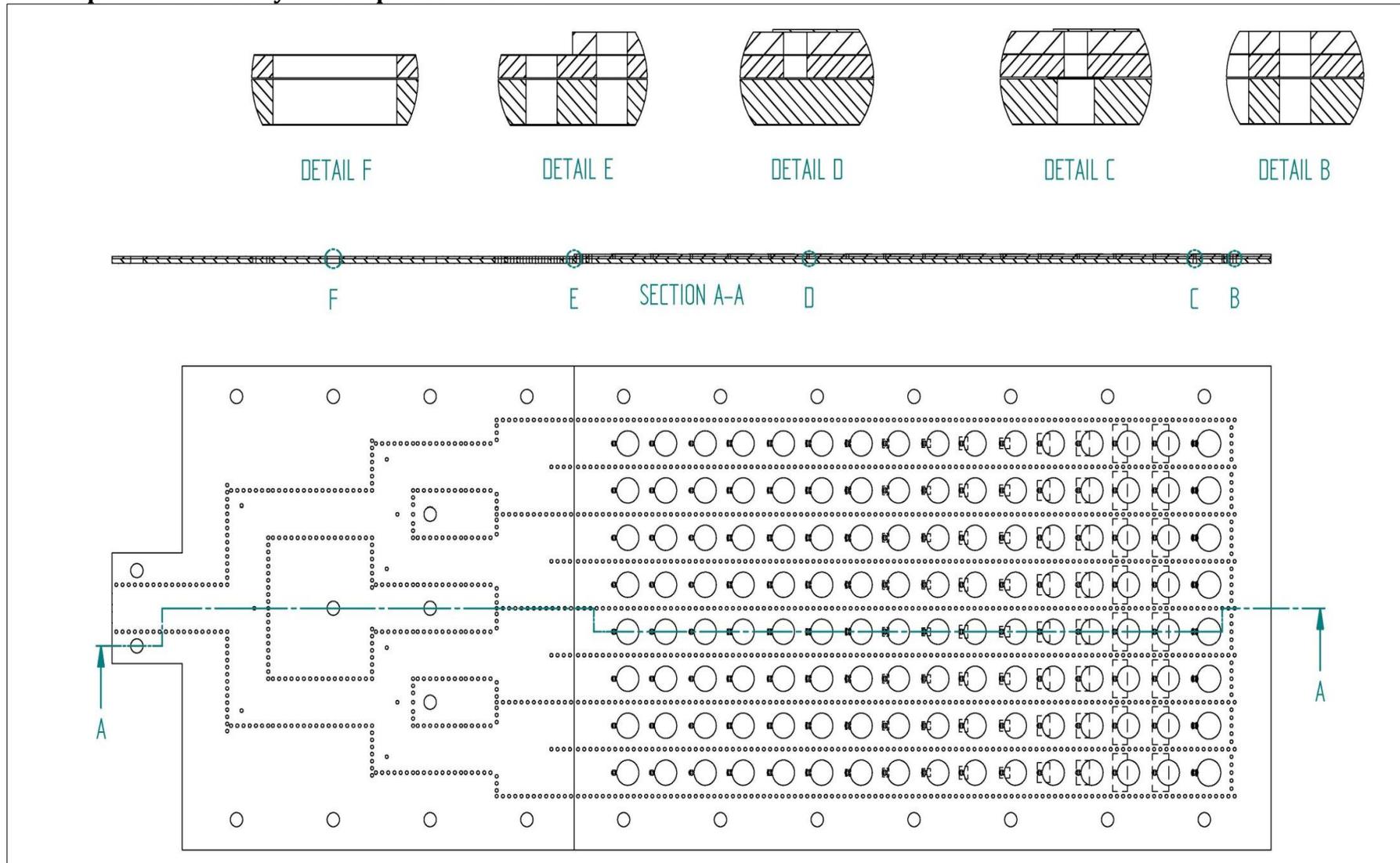


# Anexos



## Anexos

### - Capas construidas y unidas por ELATE S.A.



## D. Presupuesto

---

### 1) Ejecución Material

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 2.000 €
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses ..... 50 €
- Material de oficina ..... 150 €
- Fabricación de prototipos
  - Transiciones ..... 100 €
  - Coste fabricación externa de los dos prototipos ..... 2.762,9 €
- Alquiler máquina fresadora durante 1 mes ..... 4.500 €
- Medidas con el analizador de redes durante 8 h. .... 600 €
- Medidas en cámara anecoica.durante 8 h. .... 1.000 €
  
- Total de ejecución material..... 11.162,9 €

### 2) Gastos generales

- 16 % sobre Ejecución Material ..... 1786,06 €

### 3) Beneficio Industrial

- 6 % sobre Ejecución Material..... 107,16 €

### 4) Honorarios Proyecto

- 1.500 horas a 15 € / hora ..... 22.500 €

### 5) Material fungible

- Gastos de impresión ..... 200 €
- Encuadernación ..... 15 €

### 6) Subtotal del presupuesto

- Subtotal Presupuesto..... 35.771,13 €

### 7) I.V.A. aplicable

- 21% Subtotal Presupuesto ..... 7.511,94 €

### 8) Total presupuesto

- Total Presupuesto ..... 43.283,06 €

Madrid, Mayo de 2014

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Guillermo Gálvez Millán  
Ingeniero Superior de Telecomunicación

### **E. Pliego de condiciones**

---

---

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de un *DISEÑO DE UN ARRAY DE PARCHES DE ALTA GANANCIA SOBRE SIW PARA BANDA KU*. 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.

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

## Anexos

---

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.

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 partida alzada 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.

## Anexos

---

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.

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.

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

## **Anexos**

---

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.