

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

**DISEÑO DE AGRUPACIONES DE ANTENAS
ALIMENTADAS CON REDES CORPORATIVAS EN
TECNOLOGÍA DE GUÍA DE ONDA**

**Alfonso Tomás Muriel Barrado
Ingeniería de Telecomunicación
JULIO 2015**

DISEÑO DE AGRUPACIONES DE ANTENAS ALIMENTADAS CON REDES CORPORATIVAS EN TECNOLOGÍA DE GUÍA DE ONDA

**AUTOR: Alfonso Tomás Muriel Barrado
TUTOR: José Luis Masa Campos**



**Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS).
Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones.
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Julio de 2015**

Resumen.

Tradicionalmente en el grupo de investigación RFCAS se han diseñado redes de alimentación de diversa índole, como son por ejemplo redes tipo serie o paralelo en tecnología microstrip o SIW. Sin embargo, para el caso de redes en tecnología de guía de onda la distribución tipo serie ha sido la más utilizada debido al ahorro de espacio que conlleva frente a la de tipo paralelo. De hecho, agrupaciones en paralelo distribuidas sobre el plano E ni siquiera han sido estudiadas. En el presente documento se ha procedido a analizar el comportamiento de distintas agrupaciones de antenas alimentadas por redes corporativas en tecnología de guía de onda.

Se ha partido de la hipótesis de que el elemento unitario de las agrupaciones a estudiar se iba a comportar de manera adecuada cuando fuera replicado a lo largo de las diferentes estructuras que se han propuesto. De este modo se han podido extraer las conclusiones pertinentes sobre el comportamiento de las distintas redes diseñadas, independientemente del tipo de array que ha sido alimentado con ellas.

Como elemento radiante se ha tomado uno perteneciente al grupo de investigación RFCAS ya diseñado y medido, el cual consiste en un parche circular microstrip apilado sobre una ranura rectangular microstrip para polarización lineal, que es alimentado a través de una guía de onda rectangular estándar WR-51. El diseño ha sido optimizado para la porción superior de la banda Ku del espectro radioeléctrico, de 16 a 18 GHz.

Las estructuras en guía que se han propuesto han sido dos arrays lineales de 4 elementos, uno de ellos en plano H y el otro en plano E. Por lo tanto, gran parte del trabajo que se ha realizado ha tratado sobre el modelado de los distintos elementos de que se componen las redes de alimentación corporativas que alimentan dichos arrays, tales como uniones en T, en Y o codos en ambos planos.

Todos los diseños planteados han sido construidos y medidos como paso posterior a la etapa de diseño.

Finalmente, se ha diseñado una transición de guía de onda a conector coaxial para el caso del plano H, debido a la imposibilidad de cargar todos los puertos de la red a su impedancia característica para medirla en transmisión. Dicha transición ha sido replicada por 4 en una única pieza, lo que ha permitido caracterizar el array de elementos radiantes y la red de alimentación corporativa por separado. Con todo esto se ha realizado un estudio muy completo de los elementos de que se compone la antena plano H, y se ha verificado si el parámetro de adaptación de la citada antena se corresponde con el de la red de alimentación y el array de parches sobre ranuras medidos por separado.

Palabras clave.

Red de alimentación corporativa, microstrip, SIW, guía de onda, parche, ranura, estándar WR-51, polarización lineal, banda Ku, plano E, plano H, unión en T, unión en Y, codo, SMA, impedancia característica, parámetro de adaptación.

Abstract.

Several kind of feeding networks had been conventionally designed in RFCAS research group, such as serial or parallel network based on microstrip or substrate integrated waveguide (SIW) technology. Nevertheless, waveguide technology had been mainly used in serial feeding structures design owing to their space-saving properties in comparison to parallel example. As a matter of fact, E-plane parallel arrays had been never studied at RFCAS. In the present document different array antenna configurations fed by corporate waveguide feeding networks are analyzed.

As a starting point, it is assumed that the single element of all array antennas would behave appropriately when it is replicated along the different proposed structures. This way, conclusions about all designed networks had been drawn regardless of which array antenna type was being fed.

The selected radiating element belongs to RFCAS and it is already designed and measured. It consists of a circular microstrip patch stacked to a microstrip slot fed by a standard WR-51 waveguide for linear polarization. Designed antenna is optimized for upper Ku band part, from 16 to 18 GHz.

Proposed waveguide structures are two 4-element linear arrays, one at H-plane and E-plane respectively. Therefore, outlining both E-plane and H-plane elements such as T-junctions, Y-junctions and bends became the major part of the developed work.

All the presented designs have been manufactured and measured.

Finally, a coaxial to waveguide transition has been designed for H-plane antenna due to output load matching is not physically possible. This transition is repeated 4 times in a single piece, so both array of radiating elements and corporate waveguide feeding network are accessible to be measured separately. All this leads to an exhaustive characterization of the elements which form part of the complete H-plane array antenna. Adaptation coefficient is measured from complete antenna input port. It is also estimated by joining both array of radiating elements and corporate waveguide feeding network S-parameters so this measures can be validated.

Key words.

Corporate feeding network, microstrip, SIW, waveguide, patch, slot, WR-51 standard, linear polarization, Ku-band, E-plane, H-plane, T-junction, Y-junction, bend, SMA, load matching, adaptation coefficient.

Agradecimientos

Los éxitos logrados en la vida, como el buen vino, saben mejor con los años, pero mejor aun cuando no se trasiegan en soledad. Acabar la carrera con este Proyecto Fin de Carrera, que me ha absorbido durante mis 25 años aquí en este planeta, es para mí un éxito, y me gustaría compartirlo con la gente que, en mayor y en menor medida, ha ayudado a vaciar la botella.

A José Luis, el jefe, el profe, el padre y el amigo. Todos ellos me han enseñado, y de todos ellos me llevo algo en la mochila para el futuro. Simplemente GRACIAS.

A mi laboratorio, al RFCAS, a mis guerreros de las antenas y los filtros, a mis espartanos del campo eléctrico y magnético. Sin vosotros no habría sido lo mismo. Me gustaría dedicar una línea a cada uno de vosotros, lástima que esté escribiendo esto a unos minutos de entregar la memoria xD. Cómo no, siempre al límite.

A mis amigos, a todos y cada uno de ellos. A mis amigos de toda la vida, los de la Elipa, los de Madroñera, los del baloncesto, los de la carrera, los de un día y mil noches. Gracias por apoyarme, gracias por ser mi auténtica y verdadera familia.

A ti, morena, sí, a ti. Porque sin ti, está mal hecho el mundo.

A mi madre, a su espíritu incansable de lucha, sin el cual no habría sido capaz de impulsarme hasta estas cotas. A su paciencia y su sentido de la honradez, a su nobleza, cualidades que sin ninguna duda han forjado el carácter que me hierve en las entrañas. Gracias Madre.

A mi padre, que está en el cielo. Mi vida quedó por siempre marcada aquél 7 de julio en el que te marchaste, pero mi espíritu se hizo fuerte. Llevaré tu apellido en mi bandera y la clavaré en todas las cimas que corone. Gracias Padre.

*“Donde no hay amor, no hay nada”
Salvador Muriel, mi abuelo*

*Alfonso T. Muriel Barrado
Julio 2015*

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	1
1.1	Motivación.....	1
1.2	Objetivos.....	2
1.3	Organización de la memoria.....	2
2	Estado del arte	5
2.1	Introducción.....	5
2.2	Conceptos básicos de antenas.....	5
2.2.1	Concepto de antena.....	5
2.2.2	Bandas de frecuencias.	6
2.2.3	Tipos de antenas.	7
2.2.3.1	Antenas de elementos.....	7
2.2.3.2	Antenas de onda progresiva.....	7
2.2.3.3	Antenas de array.....	8
2.2.3.4	Antenas de apertura.....	9
2.2.4	Parámetros básicos de una antena.....	10
2.2.4.1	Impedancia de entrada.....	10
2.2.4.2	Parámetros de dispersión (parámetros S (scattering)).....	11
2.2.4.3	Adaptación.....	13
2.2.4.4	Relación de onda estacionaria.....	14
2.2.4.5	Diagrama de radiación.....	14
2.2.5	Intensidad de radiación, directividad y ganancia.....	17
2.2.5.1	Intensidad de radiación.....	17
2.2.5.2	Directividad.....	18
2.2.5.3	Ganancia.....	18
2.2.6	Eficiencia.....	19
2.2.7	Polarización.....	19
2.2.8	Ancho de banda (BW).....	20
2.3	Teoría de guías de onda.....	21
2.3.1	Modos de propagación.....	21
2.3.2	Tipos de guías de onda.....	23
2.3.2.1	Guía de onda rectangular.....	23
2.3.2.2	Guía de onda circular.....	24
2.3.3	Alimentación en guía de onda.....	26
2.4	Teoría microstrip.....	27
2.4.1	Alimentación microstrip.....	28
2.4.1.1	Sonda coaxial vertical.....	28
2.4.1.2	Sonda coaxial horizontal.....	28
2.5	Elementos radiantes.....	29
2.5.1	Ranuras.....	29
2.5.1.1	Alimentación en ranuras mediante guía de onda.....	29
2.5.1.2	Alimentación en ranuras mediante línea microstrip.....	30
2.5.2	Parches.....	30
2.6	Arrays de antenas.....	32
2.6.1	Arrays lineales.....	34
2.6.2	Arrays planos.....	35
2.6.3	Phased arrays.....	35
2.7	Herramientas software de diseño y simulación.....	36
2.7.1	CST Studio Suite.....	36

2.7.2	Advanced design system (ADS).....	37
2.7.3	AutoCAD.....	38
2.7.4	Solid Edge.	38
2.7.5	MATLAB.	39
3	Elemento unitario	41
3.1	Introducción.....	41
3.2	Estructura de la antena.....	41
3.3	Prototipo fabricado: medidas y resultados.	42
3.4	Conclusiones.....	45
4	Configuración plano H	47
4.1	Introducción.....	47
4.2	Red de alimentación en plano H.....	47
4.2.1	Consideraciones previas.	47
4.2.2	Unión en T.....	49
4.2.1	Codo.	53
4.2.2	Unión en Y.	56
4.2.3	Unión en T más codos.	59
4.2.4	Unión en Y más codos.....	61
4.2.5	Red de alimentación completa.....	62
4.2.6	Fabricación del prototipo.....	64
4.3	Array de elementos radiantes en plano H.....	67
4.3.1	Diseño del array.....	67
4.3.1.1	Acoplo mutuo entre elementos.	68
4.3.1.2	Parámetro de reflexión pasiva.	69
4.3.1.3	Parámetro de reflexión activa.	69
4.3.1.4	Diagrama de radiación estimado.	70
4.3.2	Fabricación del array.	73
4.4	Módulo de medida.....	73
4.4.1	Proceso de diseño.	74
4.4.1.1	Diseño de la transición de guía de onda a coaxial.....	74
4.4.1.2	Diseño del prototipo.	78
4.4.2	Etapas de construcción.....	79
4.4.3	Medidas del módulo.	82
4.4.4	Medidas de la red de alimentación.	84
4.4.5	Medidas del array.	89
4.5	Integración entre red y array: Agrupación final en plano H de 4 elementos.....	93
4.5.1	Integración en simulación: Efecto Lente.	93
4.5.2	Integración en medida: Resultados.....	97
5	Configuración plano E.....	103
5.1	Introducción.....	103
5.2	Red de alimentación plano E.....	103
5.2.1	Consideraciones previas.	103
5.2.2	Unión en T.....	105
5.2.3	Unión en T más codos.	108
5.2.4	Unión en Y.	110
5.2.5	Red de alimentación completa.....	113
5.2.6	Fabricación del prototipo.....	116
5.3	Array de elementos radiantes en plano E.....	119
5.3.1	Diseño del array.....	119
5.3.1.1	Opción de rediseño 1: aumento de la distancia entre elementos.	122

5.3.1.2 Opción de rediseño 2: tiras de compensación de acoplos mutuos sobre sustrato.....	125
5.3.1.3 Opción de rediseño 3: re-optimización del elemento unitario.....	128
5.3.2 Fabricación del array.	135
5.4 Integración final entre red y array: Agrupación final en plano E de 4 elementos.	136
5.4.1 Integración en simulación: Efecto Taper.....	136
5.4.2 Integración en medida: Resultados.....	142
6 Conclusiones y trabajo futuro.....	147
6.1 Conclusiones.....	147
6.2 Trabajo futuro.....	149
Referencias.....	151
Anexos.....	I
A Planos.	I
A.1 Partes metálicas de los diseños.....	I
A.2 Circuitos impresos.	I
B Fabricación de circuitos impresos.	XIII
B.1 Tipos de fabricación de circuitos impresos.	XIII
B.2 Proceso de construcción de los circuitos impresos.....	XIV
B.3 Material utilizado para la construcción de los circuitos impresos.....	XV
C Medida en cámara anecoica (EPS UAM).....	XVII
C.1 Concepto.....	XVII
C.2 Elementos de la cámara anecoica de la EPS.....	XVII
C.3 Estructura completa.	XXIII
C.4 Proceso de medida.	XXIII
D Regiones de campo radiado.....	XXV
E Publicaciones.....	XXVII
F Presupuesto.....	XXIX

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 2-1: ANTENA GSM DE ESTACIÓN BASE	5
FIGURA 2-2: RADIOTELESCOPIO ARIES XXI EN EL CENTRO ASTRONÓMICO DE YEBES (DE 40 METROS DE DIÁMETRO)	5
FIGURA 2-3 : CLASIFICACIÓN DE ANTENAS SEGÚN SU MODO DE RADIACIÓN	7
FIGURA 2-4 : ANTENA MONOPOLO ENGANCHADA A SISTEMA ROUTER COMERCIAL.....	7
FIGURA 2-5: ANTENA LOG-PERIÓDICA	7
FIGURA 2-6: ARRAY LINEAL DE DOBLE PARCHE APILADO ALIMENTADO POR RED SERIE EN GUÍA DE ONDA	8
FIGURA 2-7: DISTINTOS ARRAYS DE PARCHES EN TECNOLOGÍA IMPRESA (MICROSTRIP)	8
FIGURA 2-8: ESQUEMA DE FUNCIONAMIENTO DE UN SISTEMA CON ANTENA INTELIGENTE	9
FIGURA 2-9: PARABÓLICA OFFSET RECEPTORA DE TELEVISIÓN SATELITAL	9
FIGURA 2-10: ANTENA DE BOCINA PIRAMIDAL	9
FIGURA 2-11: ANTENA DE BOCINA CÓNICA CORRUGADA.....	9
FIGURA 2-12: ANTENA DE RANURAS SOBRE GUÍA DE ONDA.....	10
FIGURA 2-13: ELEMENTO RANURADO EN TECNOLOGÍA MICROSTRIP.....	10
FIGURA 2-14: RED DE DOS PUERTOS: ONDAS DE POTENCIA INCIDENTES Y REFLEJADAS	11
FIGURA 2-15: GENERADOR CONECTADO A ANTENA MEDIANTE LÍNEA DE TRANSMISIÓN	13
FIGURA 2-16: SISTEMA DE COORDENADAS ESFÉRICO.....	15
FIGURA 2-17: DIAGRAMAS DE RADIACIÓN EN DOS DIMENSIONES	16
FIGURA 2-18: TIPOS DE DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN 3D	17
FIGURA 2-19: DIFERENCIAL DE ÁNGULO SÓLIDO EN COORDENADAS ESFÉRICAS	17
FIGURA 2-20: ELIPSE DE POLARIZACIÓN	19
FIGURA 2-21: POLARIZACIÓN LINEAL	19
FIGURA 2-22: POLARIZACIÓN CIRCULAR.....	20
FIGURA 2-23: EJEMPLO DE GUÍA DE ONDA CUADRADA	21
FIGURA 2-24: CARTA DE MODOS GENÉRICA	23

FIGURA 2-25: GUÍA DE ONDA RECTANGULAR	23
FIGURA 2-26: COEFICIENTE DE ATENUACIÓN A_c EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA DE LOS 3 PRIMEROS MODOS DE UNA GUÍA RECTANGULAR DE $A = 2$ CM, OBTENIDA DE [14].	24
FIGURA 2-27: GUÍA DE ONDA CIRCULAR	24
FIGURA 2-28: FUNCIONES DE BESSEL DE PRIMERA ESPECIE PARA $N = 0, 1$ Y 2	25
FIGURA 2-29: COEFICIENTE DE ATENUACIÓN A_c EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA DE LOS 3 PRIMEROS MODOS DE UNA GUÍA CIRCULAR DE $R = 2.54$ CM, OBTENIDA DE [14].....	25
FIGURA 2-30: CONECTOR COAXIAL.....	26
FIGURA 2-31: LONGITUD Y POSICIÓN DE LA SONDA COAXIAL.....	26
FIGURA 2-32: TECNOLOGÍA MICROSTRIP.....	27
FIGURA 2-33: ALIMENTACIÓN MICROSTRIP MEDIANTE SONDA COAXIAL VERTICAL	28
FIGURA 2-34: ALIMENTACIÓN MICROSTRIP MEDIANTE SONDA COAXIAL HORIZONTAL	28
FIGURA 2-35: REPRESENTACIÓN ESQUEMÁTICA DE UNA RANURA	29
FIGURA 2-36: GRADO DE ACOPLAMIENTO EN RANURA SOBRE GUÍA EN FUNCIÓN DE SU ORIENTACIÓN CON RESPECTO A LAS LÍNEAS DE CORRIENTE QUE CIRCULAN POR SU INTERIOR.	29
FIGURA 2-37: ESQUEMA DE ALIMENTACIÓN DE RANURA MEDIANTE LÍNEA MICROSTRIP.....	30
FIGURA 2-38: EJEMPLO DE ANTENA DE PARCHE MICROSTRIP RECTANGULAR ALIMENTADO MEDIANTE SONDA COAXIAL VERTICAL.	31
FIGURA 2-39: MÉTODOS DE ALIMENTACIÓN DE ANTENAS DE PARCHE.....	32
FIGURA 2-40: DISTINTOS TIPOS DE ARRAYS DE ANTENAS	33
FIGURA 2-41: ARRAY LINEAL DE N ELEMENTOS EQUIESPACIADOS UNA DISTANCIA D	34
FIGURA 2-42: ESQUEMA DE UN ARRAY PLANO DE $M \times N$ ELEMENTOS SOBRE EL PLANO XY	35
FIGURA 2-43: RADAR CONSTRUIDO CON PHASED ARRAYS PAVE PAWS EN ALASKA.....	36
FIGURA 2-44: ENTORNO DE DESARROLLO Y SIMULACIÓN CST.....	37
FIGURA 2-45: ENTORNO DE DESARROLLO ADS	37
FIGURA 2-46: ENTORNO DE DESARROLLO AUTOCAD	38
FIGURA 2-47: ENTORNO DE DESARROLLO SOLID EDGE	39
FIGURA 2-48: ENTORNO DE DESARROLLO MATLAB.....	39

FIGURA 3-1: ESTRUCTURA DEL ELEMENTO RADIANTE	41
FIGURA 3-2: PROTOTIPO DE ANTENA FABRICADO	42
FIGURA 3-3: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN MEDIDO Y SIMULADO DEL ELEMENTO RADIANTE	43
FIGURA 3-4: DIAGRAMAS DE RADIACIÓN NORMALIZADOS PARA DISTINTAS FRECUENCIAS	43
FIGURA 3-5 : GANANCIA, DIRECTIVIDAD Y EFICIENCIA DE LA ANTENA EN SIMULACIÓN Y MEDIDA	44
FIGURA 4-1 : EJEMPLO DE GUÍA DE ONDA RECTANGULAR.....	47
FIGURA 4-2: CARTA DE LOS 7 PRIMEROS MODOS PARA LA GUÍA DE ONDA ESTÁNDAR WR-51.....	48
FIGURA 4-3: EJEMPLO DE UNIÓN EN T EN PLANO H	50
FIGURA 4-4: DISTINTAS DISCONTINUIDADES EN LA TRANSICIÓN DE LA UNIÓN EN T EN PLANO H..	50
FIGURA 4-5 : EFECTO EN S_{11} DE UN ESTRECHAMIENTO EN LA ENTRADA DE LA TRANSICIÓN	51
FIGURA 4-6 : EFECTO EN S_{11} DE UN AUMENTO PROGRESIVO DE LA PENETRACIÓN DEL SEPTUM	52
FIGURA 4-7 : DISEÑO FINAL DE LA UNIÓN EN T EN PLANO H.....	52
FIGURA 4-8 : RESULTADOS EN SIMULACIÓN DEL MODELO FINAL DE LA UNIÓN EN T EN PLANO H..	53
FIGURA 4-9: EJEMPLO DE CODO EN PLANO H	53
FIGURA 4-10: EFECTO EN S_{11} DE UNA VARIACIÓN DE LA POSICIÓN EN Z DEL PRIMER GIRO EN EL CODO	54
FIGURA 4-11 : EFECTO EN S_{11} DE UNA VARIACIÓN DE LA POSICIÓN EN X DEL SEGUNDO GIRO EN EL CODO	54
FIGURA 4-12: DISEÑO FINAL DE CODO EN PLANO H.....	55
FIGURA 4-13: RESULTADOS EN SIMULACIÓN DEL MODELO FINAL DE CODO EN PLANO H	55
FIGURA 4-14: EJEMPLO DE UNIÓN EN Y EN PLANO H.....	56
FIGURA 4-15 : EFECTO EN S_{11} DE UNA VARIACIÓN EN LONGITUD DE LA TRANSICIÓN DE LA UNIÓN EN Y.....	57
FIGURA 4-16 : EFECTO EN S_{11} DE UNA VARIACIÓN EN POSICIÓN EN X DE LA ESQUINA DE LA UNIÓN EN Y.....	57
FIGURA 4-17: DISEÑO FINAL DE UNIÓN EN Y EN PLANO H.....	58
FIGURA 4-18: RESULTADOS EN SIMULACIÓN DEL DISEÑO FINAL DE Y EN PLANO H.....	58
FIGURA 4-19: ESTRUCTURA CANÓNICA DE UNIÓN EN T: MODOS DE ORDEN SUPERIOR EN EL SUELO	59

FIGURA 4-20: DISEÑO FINAL DE UNIÓN EN T MÁS CODOS A SU SALIDA EN PLANO H	59
FIGURA 4-21: RESULTADOS EN SIMULACIÓN DEL DISEÑO FINAL DE UNIÓN EN T MÁS CODOS A SU SALIDA.....	60
FIGURA 4-22: ANÁLISIS DE MODOS SUPERIORES EN LA ESTRUCTURA CON LA LONGITUD FINAL EN LA ENTRADA	60
FIGURA 4-23: ANÁLISIS DE MODOS SUPERIORES EN LA ESTRUCTURA CON LA LONGITUD FINAL EN LA SALIDA.....	61
FIGURA 4-24: AMPLITUD DEL MODO TE_{20} FRENTE A VARIACIONES EN LA LONGITUD DE SALIDA DE LA UNIÓN EN T MÁS CODOS	61
FIGURA 4-25: MOTIVACIONES POR LAS QUE LA UNIÓN EN Y MÁS CODOS EN PLANO H RESULTA POCO APROPIADA PARA ESTUDIAR	62
FIGURA 4-26: DISEÑO FINAL DE RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA 1-4 EN PLANO H EN GUÍA DE ONDA WR-51	62
FIGURA 4-27: RESULTADOS EN SIMULACIÓN DEL DISEÑO FINAL DE RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA 1-4 EN PLANO H EN GUÍA DE ONDA WR-51	63
FIGURA 4-28: ANÁLISIS DE MODOS SUPERIORES EN LA RED PLANO H CON LA LONGITUD FINAL EN LA SALIDA.....	63
FIGURA 4-29: DISEÑO FINAL DE PROTOTIPO DE RED DE ALIMENTACIÓN 1-4 EN PLANO H EN GUÍA DE ONDA WR-51	64
FIGURA 4-30: ESTÁNDAR PARA EL FLANGE DE UNA GUÍA WR-5, OBTENIDA DE [21]	65
FIGURA 4-31 : TRANSICIÓN COAXIAL A GUÍA DE ONDA PARA LA ALIMENTACIÓN DE LA RED DE CORPORATIVA.....	65
FIGURA 4-32: PROTOTIPO DE RED DE ALIMENTACIÓN 1-4 EN PLANO H EN ESTÁNDAR DE GUÍA WR-51.....	66
FIGURA 4-33 : PROYECTO CST ASOCIADO AL ELEMENTO UNITARIO.....	67
FIGURA 4-34: PROYECTO CST ASOCIADO AL ARRAY DE ELEMENTOS RADIANTES EN PLANO H.....	68
FIGURA 4-35: ACOPLO MUTUO ENTRE ELEMENTOS PARA CADA UNO DE LOS PARCHES EN SIMULACIÓN	68
FIGURA 4-36: REFLEXIÓN PASIVA PARA CADA PARCHÉ DEL ARRAY DE ELEMENTOS RADIANTES. ..	69
FIGURA 4-37: PARÁMETRO DE REFLEXIÓN ACTIVA EN SIMULACIÓN PARA EL ARRAY EN PLANO H	70
FIGURA 4-38: ORIENTACIÓN DE LA ANTENA EN PLANO H EN COORDENADAS CARTESIANAS Y ESFÉRICAS.....	71
FIGURA 4-39: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA AGRUPACIÓN PLANO H, EN PLANO E Y PLANO H, PARA LAS FRECUENCIAS CENTRAL Y EXTREMO DE LA BANDA DE TRABAJO	72

FIGURA 4-40: CONSTRUCCIÓN: SUSTRATOS Y PLANCHA DE <i>FOAM</i> PARA PLANO H.....	73
FIGURA 4-41: MUESTRA DE LA IMPOSIBILIDAD FÍSICA DE CONECTAR LAS PUERTAS DE SALIDA DE LA RED CON CARGAS EN GUÍA DE ONDA.....	74
FIGURA 4-42: DISEÑO INICIAL DE LA TRANSICIÓN DE GUÍA DE ONDA A COAXIAL	75
FIGURA 4-43: IMPEDANCIA DEL PUERTO DE SALIDA DE LA TRANSICIÓN ENTRE GUÍA DE ONDA Y COAXIAL	75
FIGURA 4-44: DISEÑO FINAL DE TRANSICIÓN DE GUÍA DE ONDA A COAXIAL	76
FIGURA 4-45: RESULTADOS EN SIMULACIÓN DEL DISEÑO FINAL DE TRANSICIÓN DE GUÍA DE ONDA A COAXIAL.	76
FIGURA 4-46: EFECTO EN S_{11} DE UN ESCALÓN EN LA ARISTA INFERIOR DEL CORTO, MODIFICADO EN ALTURA Y LONGITUD.	77
FIGURA 4-47: EFECTO EN S_{11} DE UN ESCALÓN EN LA ARISTA SUPERIOR DEL CORTO, MODIFICADO EN LONGITUD	77
FIGURA 4-48: DISEÑO FINAL DE PROTOTIPO DE 4 TRANSICIONES EN PLANO H DE GUÍA DE ONDA WR-51 A CONECTOR COAXIAL.	78
FIGURA 4-49: PROTOTIPO FINAL DE 4 TRANSICIONES EN PLANO H DE GUÍA DE ONDA A COAXIAL ..	80
FIGURA 4-50: PROCESO DE CORTE Y OPTIMIZADO MANUAL DE LOS CONECTORES COAXIALES.	82
FIGURA 4-51: MEDIDA DE UNO DE LOS CONECTORES FINALES.....	82
FIGURA 4-52: PARÁMETRO DE REFLEXIÓN DE LA TRANSICIÓN DE GUÍA DE ONDA A SMA PARA LOS DOS TIPOS DE CONECTORES MANIPULADOS	83
FIGURA 4-53: RESULTADOS EN SIMULACIÓN DE LA TRANSICIÓN DISEÑADA CUANDO SE MODIFICA LIGERAMENTE SUS PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS	84
FIGURA 4-54: SIMULACIÓN DEL DISEÑO EN RED Y EN RED CON MÓDULO DE MEDIDA: RESULTADOS	85
FIGURA 4-55: PROTOTIPOS DE RED DE ALIMENTACIÓN Y MÓDULO DE MEDIDA CONECTADOS	85
FIGURA 4-56: RESULTADOS EN MEDIDA Y SIMULACIÓN DEL MÓDULO DEL PARÁMETRO DE REFLEXIÓN DE LA RED DE ALIMENTACIÓN	86
FIGURA 4-57: COMPARATIVA ENTRE EL PARÁMETRO DE REFLEXIÓN MEDIDO PARA LA RED DE ALIMENTACIÓN Y PARA UNA DE LAS TRANSICIONES FABRICADAS EN 4.4.2 EN CADA CASO ...	87
FIGURA 4-58: RESULTADOS EN MEDIDA DE LOS PARÁMETROS S EN TRANSMISIÓN DE LA RED DE ALIMENTACIÓN PARA CADA TIPO DE TRANSICIÓN. PUERTO 3 DE REFERENCIA.	88
FIGURA 4-59: PROCESO DE MEDIDA DE LOS PARÁMETROS S ENTRE PUERTAS DE SALIDA	89

FIGURA 4-60: RESULTADOS EN SIMULACIÓN DEL DISEÑO DEL ARRAY Y DEL DISEÑO DEL ARRAY ENGANCHADO A LAS TRANSICIONES DE COAXIAL A GUÍA DE ONDA	90
FIGURA 4-61: PROTOTIPOS DE ARRAY DE ELEMENTOS RADIANTES Y MÓDULO DE MEDIDA CONECTADOS	91
FIGURA 4-62: MEDIDA DE LOS PARÁMETROS S DEL ARRAY DE ELEMENTOS RADIANTES, RESULTADOS	92
FIGURA 4-63: DISTINTAS COMBINACIONES DE TORNILLOS DE NYLON CON SU DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN PLANO H	94
FIGURA 4-64: INTEGRACIÓN DE RED DE ALIMENTACIÓN Y ARRAY DE ELEMENTOS RADIANTES: RESULTADOS EN SIMULACIÓN EN REFLEXIÓN Y RADIACIÓN DE LA AGRUPACIÓN FINAL EN PLANO H	95
FIGURA 4-65: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA AGRUPACIÓN FINAL EN PLANO H PARA EL MODO FUNDAMENTAL Y LOS 6 MODOS DE ORDEN SUPERIOR CONSIDERADOS	97
FIGURA 4-66: INTEGRACIÓN FINAL DE LOS PROTOTIPOS DE RED DE ALIMENTACIÓN Y ARRAY DE ELEMENTOS RADIANTES EN PLANO H	98
FIGURA 4-67: PROCESO DE MEDIDA DE LA AGRUPACIÓN FINAL EN PLANO H EN REFLEXIÓN: RESULTADOS	99
FIGURA 4-68: PROCESO DE MEDIDA DE LA AGRUPACIÓN FINAL EN PLANO H EN RADIACIÓN: RESULTADOS	101
FIGURA 4-69: GANANCIA, DIRECTIVIDAD Y EFICIENCIA DE LA AGRUPACIÓN FINAL EN PLANO H .	102
FIGURA 5-1: CARTA DE LOS 7 PRIMEROS MODOS PARA LA GUÍA DE ONDA ESTÁNDAR WR-51.....	104
FIGURA 5-2: EJEMPLO DE UNIÓN EN T EN PLANO E.....	105
FIGURA 5-3: EFECTO EN S_{11} DE UN AUMENTO PROGRESIVO EN LA ANCHURA DEL SEPTUM	106
FIGURA 5-4: EFECTO EN S_{11} DE UN AUMENTO PROGRESIVO EN LA APERTURA DEL CHAFLÁN DEL SEPTUM.....	106
FIGURA 5-5 : DISEÑO FINAL DE LA UNIÓN EN T EN PLANO E.....	107
FIGURA 5-6 : RESULTADOS EN SIMULACIÓN DEL MODELO FINAL DE LA UNIÓN EN T EN PLANO E	107
FIGURA 5-7: DISEÑO FINAL DE LA UNIÓN EN T MÁS CODOS EN PLANO E	108
FIGURA 5-8: RESULTADOS EN SIMULACIÓN DEL MODELO FINAL DE LA UNIÓN EN T MÁS CODOS EN PLANO E.....	109
FIGURA 5-9: ANÁLISIS DE MODOS SUPERIORES EN LA ESTRUCTURA CON LA LONGITUD FINAL EN LA ENTRADA	109
FIGURA 5-10: ANÁLISIS DE MODOS SUPERIORES EN LA ESTRUCTURA CON LA LONGITUD FINAL EN LA SALIDA.....	110

FIGURA 5-11: AMPLITUD DEL MODO TE/TM ₁₁ FRENTE A VARIACIONES EN LA LONGITUD DE SALIDA DE LA UNIÓN EN T MÁS CODOS	110
FIGURA 5-12: EJEMPLO DE UNIÓN EN Y EN PLANO E.....	111
FIGURA 5-13: EFECTO EN S ₁₁ DE UNA REDUCCIÓN PROGRESIVA EN LA LONGITUD DEL SEPTUM....	111
FIGURA 5-14: EFECTO EN S ₁₁ DE UNA VARIACIÓN EN POSICIÓN EN Z DE UN SEGUNDO GIRO EN LA TRANSICIÓN DE LA UNIÓN EN Y	112
FIGURA 5-15: DISEÑO FINAL DE LA UNIÓN EN Y EN PLANO E	112
FIGURA 5-16: RESULTADOS EN SIMULACIÓN DEL MODELO FINAL DE LA UNIÓN EN Y EN PLANO E	113
FIGURA 5-17: DISEÑO FINAL DE RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA 1-4 EN PLANO E EN GUÍA DE ONDA WR-51	114
FIGURA 5-18: RESULTADOS EN SIMULACIÓN DEL DISEÑO FINAL DE RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA 1-4 EN PLANO E EN GUÍA DE ONDA WR-51	114
FIGURA 5-19: DISEÑO DE RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA AUXILIAR A 0.75· λ_0	115
FIGURA 5-20: RESULTADOS DEL DISEÑO DE RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA AUXILIAR A 0.75· λ_0	115
FIGURA 5-21: ANÁLISIS DE MODOS SUPERIORES EN LA RED PLANO E CON LA LONGITUD FINAL EN LA SALIDA.....	116
FIGURA 5-22: DISEÑO FINAL DE PROTOTIPO DE RED DE ALIMENTACIÓN 1-4 EN PLANO E EN GUÍA DE ONDA WR-51	117
FIGURA 5-23: PROTOTIPO DE RED DE ALIMENTACIÓN 1-4 EN PLANO E EN ESTÁNDAR DE GUÍA WR-51.....	118
FIGURA 5-24: PROYECTO CST ASOCIADO AL ARRAY DE ELEMENTOS RADIANTES EN PLANO E	119
FIGURA 5-25: ACOPLO MUTUO ENTRE ELEMENTOS EN SIMULACIÓN PARA CADA UNO DE LOS PARCHES	120
FIGURA 5-26: PARÁMETROS DE REFLEXIÓN EN SIMULACIÓN DEL ARRAY DE ELEMENTOS RADIANTES SOBRE PLANO E	120
FIGURA 5-27: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA AGRUPACIÓN PLANO E, EN PLANO E Y PLANO H, PARA LAS FRECUENCIAS CENTRAL Y EXTREMO DE LA BANDA DE TRABAJO	121
FIGURA 5-28: PROCESO SIMPLIFICADO DE REDISEÑO PARA LA OPCIÓN N° 1.....	123
FIGURA 5-29: RESULTADOS PARA LA OPCIÓN DE REDISEÑO N° 1.....	124
FIGURA 5-30: RESULTADOS PARA LA OPCIÓN DE REDISEÑO N° 1 PARA UN ANCHO DE BANDA DE 4 GHZ.....	125

FIGURA 5-31: DISTINTOS EJEMPLOS DE TIRAS METÁLICAS SOBRE SUSTRATO PARA COMPENSACIÓN DE ACOPLOS MUTUOS	125
FIGURA 5-32: DISTINTAS COMBINACIONES DE TIRAS METÁLICAS EN DOBLE SEMI-CORONA CIRCULAR	127
FIGURA 5-33: SIMULACIÓN DE RED DE ALIMENTACIÓN MÁS SIMULACIÓN DE ARRAY DE PARCHES CON TIRAS COMBINADO EN ADS	127
FIGURA 5-34: CONFIGURACIÓN EN PARCHE <i>DUMMIE</i> : EJEMPLO Y RESULTADOS.....	128
FIGURA 5-35: ACOPLO MUTUO ENTRE ELEMENTOS EN SIMULACIÓN PARA CADA UNO DE LOS PARCHES REAJUSTADOS.....	129
FIGURA 5-36: PARÁMETROS S PARA EL PARCHE NÚMERO 2 EN MÓDULO Y FASE	129
FIGURA 5-37: PARÁMETROS DE REFLEXIÓN EN SIMULACIÓN DEL ARRAY REAJUSTADO SOBRE PLANO E	130
FIGURA 5-38: SUMA DE PARÁMETROS DE REFLEXIÓN ACTIVA EN CST.....	131
FIGURA 5-39: ORIENTACIÓN DE LA ANTENA EN PLANO E EN COORDENADAS CARTESIANAS Y ESFÉRICAS.....	131
FIGURA 5-40: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA AGRUPACIÓN PLANO E REAJUSTADA, EN PLANO E Y PLANO H, PARA LAS FRECUENCIAS CENTRAL Y EXTREMO DE LA BANDA DE TRABAJO	132
FIGURA 5-41: CONEXIÓN DE LOS PARÁMETROS S DE RED DE ALIMENTACIÓN EN CST Y ARRAY REDISEÑADO EN CST	133
FIGURA 5-42: SIMULACIÓN <i>FULL-WAVE</i> DE LA INTEGRACIÓN COMPLETA DE RED MÁS ARRAY.....	133
FIGURA 5-43: REFLEXIÓN A LA ENTRADA DEL CONJUNTO CUANDO SE ACERCAN RED Y ARRAY... 134	
FIGURA 5-44: RESUMEN DE COEFICIENTES DE REFLEXIÓN OBTENIDOS A LA ENTRADA DE LA INTEGRACIÓN ENTRE RED Y ARRAY	134
FIGURA 5-45: RESULTADOS PARA EL REAJUSTE DEL ELEMENTO UNITARIO DENTRO DEL CONJUNTO RED MÁS ARRAY	135
FIGURA 5-46: CONSTRUCCIÓN: SUSTRATOS Y PLANCHA DE <i>FOAM</i> PARA PLANO E	136
FIGURA 5-47: INTEGRACIÓN DE RED DE ALIMENTACIÓN Y ARRAY DE ELEMENTOS RADIANTES: RESULTADOS EN SIMULACIÓN EN REFLEXIÓN Y RADIACIÓN DE LA AGRUPACIÓN FINAL EN PLANO E.....	137
FIGURA 5-48: COMPROBACIÓN DEL EFECTO LENTE EN LA AGRUPACIÓN FINAL EN PLANO E	138
FIGURA 5-49: MODIFICACIÓN DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17 GHz CON LA LONGITUD DE SALIDA DE LA RED	139
FIGURA 5-50: LEY DE ALIMENTACIÓN DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CONFORME VA AUMENTANDO LA LONGITUD DE SALIDA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA PARA 17 GHz	140

FIGURA 5-51: DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA AGRUPACIÓN FINAL EN PLANO E PARA EL MODO FUNDAMENTAL Y LOS 6 MODOS DE ORDEN SUPERIOR CONSIDERADOS	141
FIGURA 5-52: INTEGRACIÓN FINAL DE LOS PROTOTIPOS DE RED DE ALIMENTACIÓN Y ARRAY DE ELEMENTOS RADIANTES EN PLANO E.....	142
FIGURA 5-53: PROCESO DE MEDIDA DE LA AGRUPACIÓN FINAL EN PLANO E EN REFLEXIÓN: RESULTADOS	142
FIGURA 5-54: PROCESO DE MEDIDA DE LA AGRUPACIÓN FINAL EN PLANO E EN RADIACIÓN: RESULTADOS	144
FIGURA 5-55: GANANCIA, DIRECTIVIDAD Y EFICIENCIA DE LA AGRUPACIÓN FINAL EN PLANO E .	145
FIGURA 6-1: NIVEL DE ACOPLOS MUTUOS (CALCULADO Y MEDIDO) ENTRE DOS ANTENAS MICROSTRIP ALIMENTADAS MEDIANTE COAXIAL EN FUNCIÓN DE LA SEPARACIÓN ENTRE LOS MISMOS Y EL PLANO SOBRE EL QUE SE COLOCAN., EXTRAÍDA DE [23], VOLUMEN 1, PÁGINA 448	149
FIGURA A-1: PLANO DE LA BASE DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA EN PLANO H.....	II
FIGURA A-2: PLANO DE LA TAPA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA EN PLANO H.....	III
FIGURA A-3: PLANO DE LA BASE DEL MÓDULO DE MEDIDA EN PLANO H MEDIANTE TRANSICIÓN DE GUÍA WR-51 A COAXIAL.....	V
FIGURA A-4: PLANO DE LA TAPA DEL MÓDULO DE MEDIDA EN PLANO H MEDIANTE TRANSICIÓN DE GUÍA WR-51 A COAXIAL.....	VI
FIGURA A-5: PLANO DEL ÚTIL DE CORTE PARA EL TEFLÓN DE LOS CONECTORES COAXIALES DEL MÓDULO DE MEDIDA.....	VII
FIGURA A-6: PLANO DE LA BASE DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA EN PLANO E	VIII
FIGURA A-7: PLANO DE LA TAPA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA EN PLANO E	IX
FIGURA A-8: DISEÑO DEL FICHERO GERBER PARA LAS RANURAS EN PLANO H	XI
FIGURA A-9: DISEÑO DEL FICHERO GERBER PARA LOS PARCHES EN PLANO H	XI
FIGURA A-10: DISEÑO DEL FICHERO GERBER PARA LAS RANURAS EN PLANO E.....	XI
FIGURA A-11: DISEÑO DEL FICHERO GERBER PARA LOS PARCHES EN PLANO E.....	XII
FIGURA B-1: MÁQUINA DE FRESADO DE PCBs <i>LPKF PROTO</i> MAT <i>S100</i> , PROPIEDAD DE LA ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR DE LA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID	XIII
FIGURA B-2: DIAGRAMA DEL PROCESO SOFTWARE PARA LA GENERACIÓN DE UN ARCHIVO DE CONSTRUCCIÓN GERBER.....	XIV
FIGURA C-1: CÁMARA ANECOICA DE LA EPS DE LA UAM	XVII
FIGURA C-2: MATERIAL ABSORBENTE PIRAMIDAL DE LA CÁMARA ANECOICA DE LA EPS	XVIII

FIGURA C-3: ANALIZADOR DE REDES <i>AGILENT E5071C</i> PROPIEDAD DE LA EPS	XVIII
FIGURA C-4: KIT DE CALIBRACIÓN <i>AGILENT 85052D 3.5MM ECONOMY CALIBRATION KIT</i> PROPIEDAD DE LA EPS.....	XIX
FIGURA C-5: KIT DE CALIBRACIÓN <i>FLANN MICROWAVE LTD CALIBRATION KIT 19703</i>	XX
FIGURA C-6: CABLES DE MEDIDA RF <i>AGILENT 85131E/F/H</i> CON CONECTORES NMD DE 3.5 MM	XX
FIGURA C-7: NIVEL Y MEDIDOR DISPONIBLES EN LA CÁMARA ANECOICA	XX
FIGURA C-8: SISTEMA DE MEDIDA DE ANTENAS <i>DAMS 6000</i>	XXI
FIGURA C-9: CAPTURA DE PANTALLA DEL SOFTWARE <i>ANTENNA MEASUREMENT STUDIO</i> DE <i>DAMS</i>	XXI
FIGURA C-10: AMPLIFICADOR <i>MINI-CIRCUITS ZX60-24-S+</i>	XXII
FIGURA C-11: FUENTE DE ALIMENTACIÓN <i>PROMAX FAC-662B</i>	XXII
FIGURA C-12: ANTENA DE BOCINA PIRAMIDAL UTILIZADA COMO SONDA DE 12 A 18 GHz CON TRANSICIÓN DE GUÍA A COAXIAL Y SOPORTE PARA LA TORRE DE MEDIDA	XXII
FIGURA C-13: ESQUEMA GENERAL DE LA CÁMARA ANECOICA DE LA EPS (UAM).....	XXIII

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2-1: BANDAS DE FRECUENCIAS RADIO POR LA UIT	6
TABLA 2-2: BANDA DE FRECUENCIAS EN EL RANGO DE LAS MICROONDAS POR EL IEEE.....	6
TABLA 2-3: DESCRIPCIÓN DE LOS PARÁMETROS S PARA UNA RED DE DOS PUERTAS.....	12
TABLA 3-1: DIMENSIONES DEL ELEMENTO RADIANTE	42
TABLA 3-2: ANCHO DE HAZ A -3 DB SIMULADO Y MEDIDO PARA PLANOS E Y H	44
TABLA 4-1: PRINCIPALES PARÁMETROS DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA AGRUPACIÓN EN H72	
TABLA 4-2: VALORES DE DISEÑO DE LA TRANSICIÓN GUÍA DE ONDA A COAXIAL	76
TABLA 4-3: OFFSET APRECIADO PARA LA SEGUNDA TRANSICIÓN DESCUBIERTA.....	83
TABLA 4-4: PRINCIPALES PARÁMETROS DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN SIMULACIÓN DE LA AGRUPACIÓN FINAL EN PLANO H.....	96
TABLA 4-5: PRINCIPALES PARÁMETROS DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN MEDIDA DE LA AGRUPACIÓN FINAL EN PLANO H.....	101
TABLA 5-1: PRINCIPALES PARÁMETROS DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA AGRUPACIÓN EN E	121
TABLA 5-2: DIMENSIONES INICIAL Y RE-OPTIMIZADA PARA EL ELEMENTO UNITARIO	130
TABLA 5-3: PRINCIPALES PARÁMETROS DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA AGRUPACIÓN EN PLANO E REAJUSTADA	132
TABLA 5-4: PRINCIPALES PARÁMETROS DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN SIMULACIÓN DE LA AGRUPACIÓN FINAL EN PLANO E	138
TABLA 5-5 PRINCIPALES PARÁMETROS DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN MEDIDA DE LA AGRUPACIÓN FINAL EN PLANO E	144
TABLA 6-1: MEDIDAS DE LOS PROTOTIPOS DE LAS AGRUPACIONES DE ANTENAS: COMPARATIVA EN VOLUMEN	148
TABLA A-1: LISTAS DE TALADROS PROPORCIONADAS AL TALLER EXTERNO PARA LA BASE Y LA TAPA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA EN PLANO H	IV
TABLA A-2: LISTAS DE TALADROS PROPORCIONADAS AL TALLER EXTERNO PARA LA BASE Y LA TAPA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA EN PLANO E.....	X
TABLA B-1: HERRAMIENTAS DISPONIBLES EN EL PLOTTER DE CIRCUITOS IMPRESOS LPKF.....	XV

1 Introducción

A lo largo del presente documento se lleva a cabo una descripción detallada del proyecto de fin de carrera que trata sobre la investigación del comportamiento de distintas configuraciones de agrupaciones de antenas alimentadas por redes corporativas en tecnología de guía de onda, para la banda de frecuencias de 16 a 18 GHz, y en estándar de guía de onda WR-51. El desarrollo del mismo se ha llevado a cabo en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid, si bien todas las partes relativas al mecanizado del aluminio que conforma las redes se llevaron a cabo en un taller externo.

1.1 Motivación.

La tendencia general en las sociedades modernas actuales se inclina hacia unos requerimientos en términos de comunicación cada vez más exigentes: velocidades de transmisión cada vez más altas, tamaños de dispositivos cada vez más reducidos, precios cada vez más competitivos, etcétera. Todo ello ha propiciado la investigación, desarrollo y evolución de nuevas tecnologías en el campo de las telecomunicaciones que satisfagan este tipo de demandas, mejorando en consecuencia la calidad del servicio percibido por el usuario.

En múltiples ocasiones, las antenas de un solo elemento no son capaces de satisfacer este tipo de requerimientos, en ganancia o diagrama de radiación. Dado este caso, se acuden a otro tipo de soluciones basadas en agrupaciones de antenas, en las que se replica el elemento unitario a lo largo de un eje, sobre una superficie o en un volumen arbitrario, logrando un comportamiento de la antena conjunta muy por encima de la individual, en función de su número de elementos, su separación y su ley de alimentación. Además, éste es el punto de partida de lo que se conoce como antenas inteligentes.

Cuando los requerimientos del sistema de comunicaciones son de alta frecuencia y un alto manejo de potencia [1-3], se recurre a redes de alimentación en tecnología de guía de onda convencional. Sin embargo, este tipo de tecnología incrementa el tamaño de los diseños y los costes asociados, en comparación con otro tipo de tecnologías como SIW [4] o microstrip [5].

Por otro lado, las antenas fabricadas en tecnología microstrip, como las antenas de parche o de ranura, cuentan con excelentes características debido a su reducido tamaño, su bajo coste, su diversidad de polarización [6] y su alto grado de escalabilidad (fabricación a gran escala). A pesar de todas las ventajas que proporcionan, sufren de grandes pérdidas en el dieléctrico de la red de alimentación a medida que la frecuencia aumenta [7], derivando en un decaimiento de la ganancia de la antena.

Las agrupaciones de antenas en tecnología microstrip alimentadas por redes en tecnología de guía de onda son una buena elección cuando se quiere resolver el problema de la ganancia. Varios autores han utilizado este tipo de configuración, como por ejemplo agrupaciones de ranuras alimentadas mediante guía de onda [8], agrupaciones de parches circulares alimentados en guía de onda a través de líneas de acoplo [9], a través de sondas verticales [10] o a través de aperturas, como ranuras de acoplo [11].

Se propone aunar estos dos tipos de tecnología, microstrip para los elementos radiantes y guía de onda convencional para la red de alimentación, en dos tipos distintos de agrupaciones de antenas, una lineal en plano H y otra lineal en plano E, en las que se comparte el mismo elemento radiante [11]. De este modo, se consigue aprovechar las propiedades beneficiosas de ambas tecnologías para caracterizar las ventajas e inconvenientes de cada una de ellas.

Los tipos de redes de alimentación que se suelen utilizar en estos casos son de tipo serie, debido a que reducen el espacio frente a las redes de tipo paralelo o corporativo por la reducción de espacio que reportan. Sin embargo, la respuesta en ancho de banda que ofrecen es menor en comparación con las redes corporativas. Por lo tanto, se van a utilizar redes de alimentación corporativas en tecnología de guía de onda, con el resto de diseño de reducir al máximo posible su tamaño.

1.2 Objetivos.

El objetivo principal de este proyecto fin de carrera es el diseño, construcción y medida de dos agrupaciones lineales de antenas, las cuales comparten el mismo elemento unitario [11] y cuyo número de elementos es de cuatro para las dos. Una de las agrupaciones se va a distribuir en línea sobre el plano H y la otra sobre el plano E. La banda de frecuencias en la que se trabaja va a ser de 16 a 18 GHz (porción superior de la banda Ku), y las redes de alimentación van a utilizar el estándar de guía de onda WR-51.

Para llevar a buen término el objetivo propuesto, se realiza una subdivisión del mismo en tareas más específicas:

- ✓ Diseño, optimización y construcción de las redes de alimentación corporativas en guía de onda de las dos agrupaciones de antenas que se van a considerar en el proyecto. Dentro de las etapas de diseño se realiza un proceso secuencial de las estructuras que forman parte de dichas redes: uniones en T, uniones en Y o codos, en ambos planos.
- ✓ Diseño, caracterización y construcción de los arrays de elementos radiantes que van a ser alimentados por las redes mencionadas anteriormente.
- ✓ Integración física y en simulación entre las redes de alimentación corporativas y sus respectivos arrays de elementos radiantes.

De este modo se consigue caracterizar de manera muy completa y exhaustiva ambas agrupaciones de antenas.

Adicionalmente, para el caso del plano H, se diseña, construye y mide un módulo adicional que permite medir en transmisión la red de alimentación corporativa en plano H y su array de elementos radiantes de manera independiente.

1.3 Organización de la memoria.

En esta memoria se detalla todo el trabajo realizado a través de los siguientes capítulos:

- ✓ **Capítulo 1: Introducción.**
Presentación de las motivaciones que han impulsado el proyecto, los objetivos que persigue y de qué forma se va a estructurar la memoria.

- ✓ **Capítulo 2: Estado del arte.**
Una vista panorámica del estado del arte actual en el mundo de la radiofrecuencia en general, y de las antenas en particular. En él se tratan temas como teoría de antenas en array, de antenas en microstrip o de guías de onda.
- ✓ **Capítulo 3: Elemento unitario.**
Presentación del elemento unitario en el que se apoya todo este proyecto fin de carrera. Se detallan sus principales características, dimensiones y los resultados que de él se obtuvieron.
- ✓ **Capítulo 4: Configuración plano H.**
Diseño completo y fabricación de la agrupación lineal en plano H. Este capítulo se subdivide a su vez en:
 - Diseño, caracterización y fabricación de la red de alimentación en plano H.
 - Diseño, caracterización y fabricación del array de elementos radiantes en plano H.
 - Diseño, caracterización, fabricación y evaluación del módulo adicional de medida en plano H. Medida por separado de la red de alimentación y el array de elementos radiantes.
 - Integración física y en simulación entre la red y el array: medida del prototipo final de agrupación en plano H.
- ✓ **Capítulo 5: Configuración plano E.**
Diseño completo y fabricación de la agrupación lineal en plano E. Este capítulo se estructura de manera muy similar al capítulo anterior, con la salvedad de que no se diseña ni construye un módulo de medida adicional.
- ✓ **Capítulo 6: Conclusiones y trabajo futuro.**
En este último capítulo se presentan las principales conclusiones extraídas del proyecto desarrollado, se sugieren posibles mejoras del mismo, y se añaden unas líneas de trabajo futuro que se pueden seguir en proyectos que traten un tema similar.

2 Estado del arte

2.1 Introducción.

En este capítulo se va a hacer un breve repaso sobre los distintos conceptos básicos necesarios para el análisis del trabajo desarrollado durante este proyecto fin de carrera, así como del estado del arte de las distintas tecnologías que se han empleado en el mismo, tales como teoría de guías de onda, teoría microstrip, teoría de antenas en array, etcétera.

2.2 Conceptos básicos de antenas.

2.2.1 Concepto de antena.

Según el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE, Institute of Electric and Electronic Engineers), se define antena como todo dispositivo (típicamente metálico) capaz de radiar y recibir ondas de radio electromagnéticas, que además adapta la salida del transmisor o la entrada del receptor al medio.

Una primera clasificación de las clases de antena que se pueden establecer es según la relación que guardan las mismas entre sus dimensiones físicas y la longitud de onda λ de la señal de radiofrecuencia que emiten y/o reciben, relación de la que dependerán las características de la misma [12].

- ✓ Denominamos **antenas elementales** a aquellas cuyas dimensiones son mucho menores en comparación con la longitud de onda ($d \ll \lambda$).
- ✓ Por el contrario, si las dimensiones son del orden de media longitud de onda ($d \sim \lambda/2$), las **antenas** pasan a designarse como **resonantes**.
- ✓ Por último, llamamos **antena directiva** a aquella cuyas dimensiones son mucho mayores en comparación con la longitud de onda ($d \gg \lambda$).



Figura 2-1: Antena GSM de estación base



Figura 2-2: Radiotelescopio ARIES XXI en el Centro Astronómico de Yebes (de 40 metros de diámetro)

Por otra parte, para que una antena goce de un buen comportamiento, habrá de estar bien adaptada a la línea de transmisión, ser eficiente y poseer un diagrama de radiación adecuado a las necesidades de la aplicación donde vaya a ser implantada.

2.2.2 Bandas de frecuencias.

Las bandas de frecuencias son todas aquellas secciones del espectro electromagnético asignadas a un mismo uso dentro de la disciplina de las radiocomunicaciones. Servicios similares se colocan dentro de la misma banda de modo que el uso del espectro sea lo más eficiente posible evitando interferencias. El espectro de estas bandas está determinado por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU, International Telecommunication Union) y el uso dado a cada banda regulado por el mismo organismo. Estas bandas abarcan desde el espectro de radiofrecuencia hasta parte del espectro de microondas.

Sigla	Denominación	λ	f	Ejemplos
ELF	Extremely low frequency	> 100 km	< 3 kHz	
VLF	Very low frequency	(100 - 10) km	(3 - 30) kHz	Radioayuda, sónar
LF	Low frequency	(10 - 1) km	(30 - 300) kHz	Navegación aérea y marítima
MF	Medium frequency	(1000 - 100) m	(0.3 - 3) MHz	Radiodifusión AM
HF	High frequency	(100 - 10) m	(3 - 30) MHz	Comunicaciones a media y larga distancia
VHF	Very high frequency	(10 - 1) m	(30 - 300) MHz	TV, radiodifusión FM
UHF	Ultra high frequency	(1000 - 100) mm	(0.3 - 3) GHz	TV, satélite, radar
SHF	Super high frequency	(100 - 10) mm	(3 - 30) GHz	Radar, microondas
EHF	Extra high frequency	(10 - 1) mm	(30 - 300) GHz	Radar, enlaces radio

Tabla 2-1: Bandas de frecuencias radio por la UIT

En el rango de las microondas tenemos otro tipo de clasificación dada por el IEEE, que se presenta a continuación:

Banda	f	λ
L	(1 - 2) GHz	(30 - 15) cm
S	(2 - 4) GHz	(15 - 7.5) cm
C	(4 - 8) GHz	(7.5 - 3.75) cm
X	(8 - 12) GHz	(3.75 - 2.42) cm
Ku	(12 - 18) GHz	(2.42 - 1.66) cm
K	(18 - 27) GHz	(1.66 - 1.11) cm
Ka	(27 - 40) GHz	(11.1 - 7.5) mm
mm	(40 - 300) GHz	(7.5 - 1) mm

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

Existen otras clasificaciones como por ejemplo la hecha por la OTAN, con una subdivisión del espectro electromagnético de 0 hasta 100 GHz en 13 bandas diferentes de frecuencias, nombradas desde la A hasta la M.

2.2.3 Tipos de antenas.

Según [13], podemos clasificar las antenas según el modo de radiación de cada una. En la imagen se puede ver las frecuencias típicas de trabajo que tiene cada una:

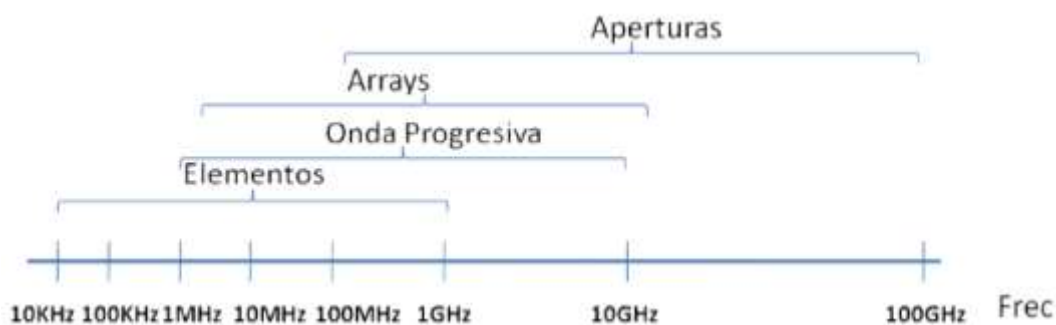


Figura 2-3 : Clasificación de antenas según su modo de radiación

2.2.3.1 Antenas de elementos.

Utilizan como elementos radiantes conductores en forma de hilo. La dimensión de estos hilos conductores es despreciable en comparación con la longitud de onda de la señal que transmiten y/o reciben. Monopolos, dipolos, antenas en espira (o de cuadro) o antenas helicoidales son ejemplos de este tipo de antenas. Se suelen encuadrar típicamente en las bandas MF, HF, VHF, UHF,



Figura 2-4 : Antena monopolo enganchada a sistema router comercial



Figura 2-5: Antena Log-Periódica

El análisis de este tipo de antenas se realiza a partir de las corrientes que circulan por los conductores que componen la antena.

2.2.3.2 Antenas de onda progresiva.

Son antenas de banda ancha en las que se genera una onda progresiva sobre una estructura radiante eléctricamente larga (de varias longitudes de onda). La onda va perdiendo potencia por radiación a medida que progresa por la estructura, por lo que es común tener

este tipo de antenas adaptadas a su salida (terminado en carga, o con guías eléctricas). La forma más típica que adopta es la antena en V y su extensión en la antena rómbica.

2.2.3.3 Antenas de array.

Una antena de array se define como un conjunto de antenas idénticas alimentadas desde un terminal común mediante redes lineales, y cuya distribución en el espacio es tal que se comportan como una única antena con un diagrama de radiación característico.

Una característica importante a destacar de las antenas en array es que su diagrama de radiación es modificable mediante el control de la magnitud y la fase de la señal que alimenta a cada uno de los elementos de la agrupación, además de lograr aumentar la ganancia frente a las antenas individuales.

Según su estructura geométrica pueden clasificarse en agrupaciones lineales, agrupaciones planas (rectangulares o circulares), conformadas, en 3D, etcétera.

Según el tipo de red que suministra la señal a la antena de array, las podemos clasificar también en agrupaciones pasivas (con un haz o multihaz), activas o adaptativas.



Figura 2-6: Array lineal de doble parche apilado alimentado por red serie en guía de onda

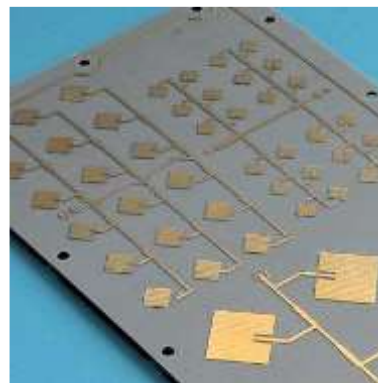


Figura 2-7: Distintos arrays de parches en tecnología impresa (microstrip)

Una aplicación muy interesante de este tipo de antenas a nivel de aplicación es lo que se conoce como antenas inteligentes, que podemos definir como cualquier agrupación adaptativa de múltiples antenas que mejoran el rendimiento de cualquier sistema de comunicaciones inalámbricas. Son capaces tanto a nivel hardware como software de conformar el diagrama para favorecer direcciones de apuntamiento y minimizar direcciones interferentes (ver Figura 2-8).

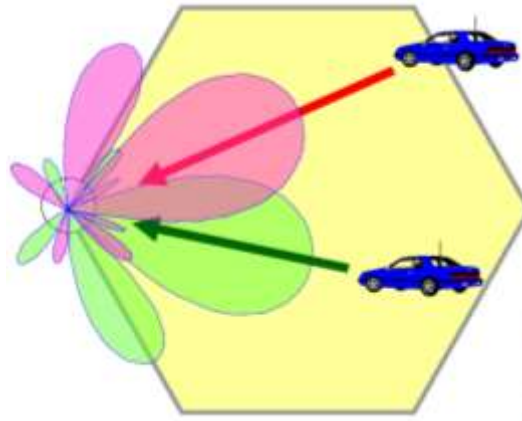


Figura 2-8: Esquema de funcionamiento de un sistema con antena inteligente

2.2.3.4 Antenas de apertura.

Las antenas de apertura son aquellas antenas que utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético, de manera que son capaces de concentrar la emisión y/o recepción de su estructura radiante en una determinada dirección u otra.

El modelo más célebre de este tipo de antenas es la antena parabólica (ver Figura 2-9), muy extendida en ámbitos tales como enlaces punto a punto o en comunicaciones por satélite. El haz generado por el alimentador se refleja en la superficie parabólica (llamada reflector) convirtiendo los frentes de onda esféricos en frentes de onda planos produciendo ondas más coherentes que otra clase de antenas. El funcionamiento en recepción es el mismo, invirtiendo el orden de los pasos. Su análisis se basa en métodos ópticos.

Otro ejemplo destacable de antenas de apertura son las bocinas, antenas de muy alta ganancia y gran ancho de banda, que son utilizadas en el rango de microondas (ver Figuras 2-10 y 2-11).

Por último, cabe mencionar las antenas en ranura (slots), que se pueden implementar tanto en guía de onda (ver Figura 2-12) como en tecnología microstrip (ver Figura 2-13).



Figura 2-9: Parabólica offset receptora de televisión satelital



Figura 2-10: Antena de bocina piramidal

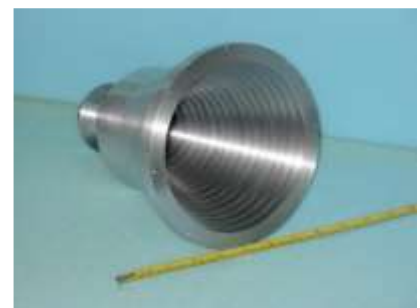


Figura 2-11: Antena de bocina cónica corrugada

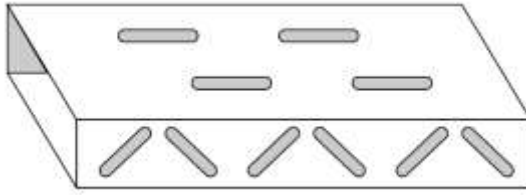


Figura 2-12: Antena de ranuras sobre guía de onda



Figura 2-13: Elemento ranurado en tecnología microstrip

2.2.4 Parámetros básicos de una antena.

Son aquellos parámetros que pueden ser medidos y definidos de acuerdo con el standard del IEEE 145-1973.

Desde el punto de vista del sistema, permiten tratar a la antena como una caja negra, caracterizándolo tanto con parámetros circuitales (impedancia, coeficiente de adaptación, coeficiente de reflexión, eficiencia, ancho de banda, etcétera) como direccionales (directividad, ganancia, diagrama de radiación, polarización, etcétera).

2.2.4.1 Impedancia de entrada.

La impedancia de entrada de una antena se define como la relación existente entre la tensión y la corriente presente en sus terminales de entrada. Se suele denotar como Z_{ant} o Z_a .

Dicha impedancia de entrada $Z_a(\omega)$ es un número complejo, con parte real $R_a(\omega)$ denominada resistencia de la antena, y de parte imaginaria $X_a(\omega)$ llamada reactancia de la antena. Ambas magnitudes dependen de la frecuencia (2.1).

$$Z_a(\omega) = R_a(\omega) + jX_a(\omega) \quad (2.1)$$

La resistencia R_a representa disipación de potencia en la antena, la cual puede subdividirse en dos resistencias: resistencia de radiación en la antena, representada por R_r , y resistencia de pérdidas (en conductores y en dieléctricos), representada por R_{perd} (2.2).

$$R_a = R_r + R_{perd} = R_r + (R_{perd,c} + R_{perd,d}) \quad (2.2)$$

Esta división nos permite conocer qué parte de la potencia ha sido radiada por la antena, P_r (2.3), y qué parte de la potencia se disipa en forma de calor, P_{perd} (2.4). El término I_0 es el valor de la corriente en el terminal de entrada de la antena.

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

$$P_{perd} = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_{perd} \quad (2.4)$$

Por otra parte, si la parte imaginaria de la impedancia de entrada de la antena $X_a(\omega)$ toma valor nulo para alguna frecuencia, se puede decir que la antena es resonante a dicha frecuencia. Por lo general se diseña con este fin.

2.2.4.2 Parámetros de dispersión (parámetros S (scattering)).

Todo circuito eléctrico lineal puede ser caracterizado mediante diferentes tipos de parámetros matriciales, tales como las matrices de parámetros Z , Y , H o T (también conocidos como $ABCD$). Sin embargo, aunque estos parámetros son válidos a cualquier frecuencia de operación, están referidos a magnitudes de tensión y corriente, cuyo valor a alta frecuencia es difícil de precisar [14] (los cortocircuitos y los circuitos abiertos dejan de ser estables).

Una manera más adecuada de abordar el problema consiste en utilizar los parámetros S o de dispersión, los cuales están referidos a otro tipo de magnitudes más útiles en el rango de radiofrecuencia y microondas como son las ondas de potencia. Dichos parámetros S también cambian con la frecuencia que deberá de ser suministrada, pero relacionan los niveles de potencia que se perciben en los terminales del circuito según las ondas de potencia incidente a_i y reflejada b_i . Las ondas de potencia incidente a_i se definen en dirección entrante a los puertos de la red, y las ondas de potencia reflejada b_i en dirección saliente de los puertos de la red (ver Figura 2-14).

De este modo es posible caracterizar circuitos de alta frecuencia de una manera más sencilla, como lo son por ejemplo las antenas. Podemos considerar una antena como una red de dos puertas, la primera de ellas como el puerto de entrada físico de la misma (cuyo valor típico de resistencia de entrada suele ser de 50Ω), y la segunda como el puerto físico por donde al antena radia (ver Figura 2-14).

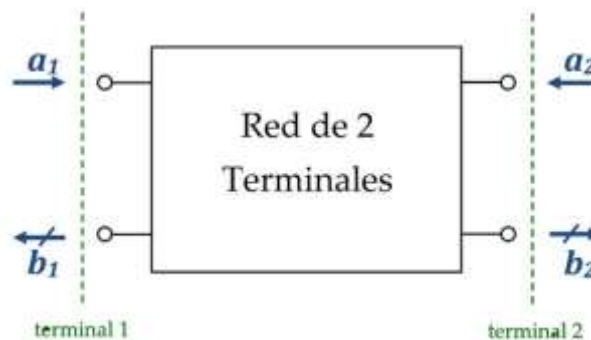


Figura 2-14: Red de dos puertos: ondas de potencia incidentes y reflejadas

A continuación se detalla el modo de proceder para calcular la matriz de parámetros S de un circuito de dos puertas. Es importante aclarar que el método expuesto es extrapolable a cualquier red de mayor número de puertas, se detalla de esta manera para facilitar la explicación, y porque la presente memoria trata en su mayor parte sobre antenas, que son circuitos de dos puertas.

En una red de dos puertas existen cuatro parámetros S . La relación entre las ondas de potencia incidentes, reflejadas y la propia matriz de parámetros S viene dada por la expresión 2.5.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \Big|_{Z_{ref}} + \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Es importante destacar que los parámetros S de cualquier circuito siempre han de estar referenciados a una impedancia de referencia que denotaremos por Z_{ref} .

Si expandimos las matrices tenemos el siguiente sistema de ecuaciones:

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

Para el cálculo del parámetro S_{ji} han de cargarse todas las puertas del circuito con una carga de impedancia idéntica a la impedancia característica del puerto, a excepción de la puerta i -ésima, en la se encontrará enganchado un generador que será el encargado de excitar la onda de potencia incidente a_i . El resto de ondas incidentes serán por tanto cero. Si despejamos de 2.6, tenemos el siguiente parámetro S :

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

En la siguiente tabla se muestran todos los parámetros S de una red de 2 puertas, añadiendo una pequeña explicación del significado físico de cada uno de ellos:

Parámetro S	Denominación	Descripción	Fórmula
S_{11}	Reflexión a la entrada	Relación entre la onda de potencia reflejada en el terminal 1 y la onda de potencia incidente generada en el terminal 1	$S_{11} = \left(\frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0}$
S_{12}	Transmisión o ganancia inversa	Relación entre la onda de potencia reflejada en el terminal 1 y la onda de potencia incidente generada en el terminal 2	$S_{12} = \left(\frac{b_1}{a_2} \right)_{a_1=0}$
S_{21}	Transmisión o ganancia directa	Relación entre la onda de potencia reflejada en el terminal 2 y la onda de potencia incidente generada en el terminal 1	$S_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0}$
S_{22}	Reflexión a la salida	Relación entre la onda de potencia reflejada en el terminal 2 y la onda de potencia incidente generada en el terminal 2	$S_{22} = \left(\frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0}$

Tabla 2-3: Descripción de los parámetros S para una red de dos puertas

Otros parámetros de utilidad para la caracterización del circuito que se derivan de estos parámetros S son:

✓ **Pérdidas de retorno:** $L_R = 10 \log_{10}(s_{ii})$ [dB] (2.8)

✓ **Pérdidas de inserción:** $L_I = 10 \log_{10}(s_{ji})$ [dB] (2.9)

2.2.4.3 Adaptación.

Para cualquier tipo de configuración (emisión o recepción) en el que se vaya a utilizar la antena, ésta va a estar conectada con el transmisor y/o receptor mediante una línea de transmisión.

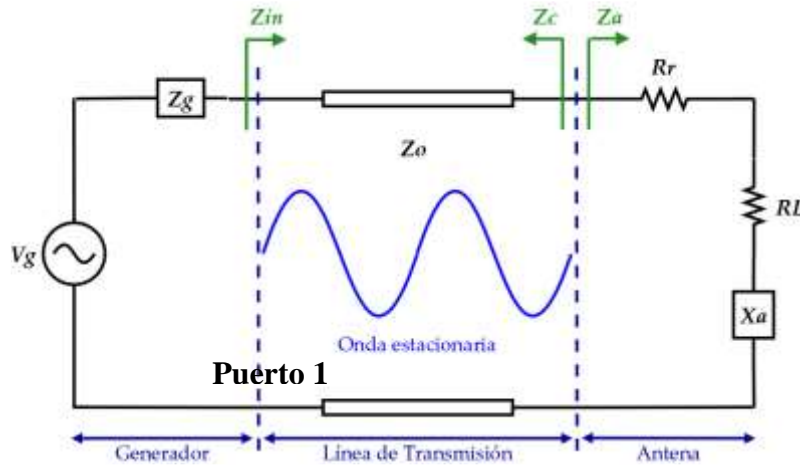


Figura 2-15: Generador conectado a antena mediante línea de transmisión

En el apartado anterior se comentaba la idea que nos da el parámetro s_{11} sobre la reflexión de señal presente en el puerto 1. Si las ondas de potencia definidas son lo que se conoce como ondas de potencia no generalizadas, las cuales están referidas a la impedancia característica de la línea de transmisión en ese puerto (Z_0), y tomamos como puerto 1 de la Figura 2-15 la entrada de la línea de transmisión (desde donde se ve una impedancia de Z_0) podemos hacer una equivalencia entre el parámetro s_{11} del circuito y las impedancias de carga Z_a y característica de línea Z_0 . Es lo que se conoce como coeficiente de reflexión, bien a la entrada de la antena Γ_a o a la entrada de la línea de transmisión Γ_{in} (existen textos en los que este parámetro es denotado con la letra ρ).

$$\Gamma_a = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.10)$$

Por otro lado, en la figura 2-15 podemos ver el esquema básico de un generador de impedancia $Z_g = R_g + jX_g$ conectado a una antena de impedancia $Z_a = R_a + jX_a = (R_r + R_{perd}) + jX_a$ mediante una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 . La impedancia que "ve" el generador se denota como $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ (donde se ha definido el puerto 1 de entrada), y la potencia de entrada que entra en la red se define como:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (2.11)$$

La máxima transferencia de potencia se produce cuando tenemos situación de adaptación conjugada en la entrada de la línea de transmisión, es decir, cuando $Z_g = Z_{in}^*$. En este sentido, el generador entrega a la línea de transmisión la máxima potencia disponible y podemos conocer la expresión de la misma sustituyendo en 2.11.

$$P_{max} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g^* + Z_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_g|^2}{R_g} \quad (2.12)$$

De donde podemos definir el coeficiente de adaptación a la entrada de la antena y el coeficiente de adaptación a la entrada del conjunto de antena más línea de transmisión (2.13):

$$\rho_a = \frac{Z_a - Z_c^*}{Z_a + Z_c} \quad \rho_{in} = \frac{Z_{in} - Z_g^*}{Z_{in} + Z_g} \quad (2.13)$$

En [14] se explica cómo si la impedancia a la que se referencia los parámetros S del circuito es igual a la impedancia característica de la línea de transmisión ($Z_{ref} = Z_0$), se puede afirmar que el parámetro s_{11} del circuito es el parámetro de reflexión en el puerto de entrada. Si además, la impedancia de referencia de los parámetros S es igual también a la impedancia del generador conjugada ($Z_{ref} = Z_g^*$) el parámetro s_{11} equivaldría también al coeficiente de adaptación a la entrada del circuito.

Es importante destacar que obtener un coeficiente de reflexión nulo ($\Gamma_{in} = 0$) no implica que estemos que condiciones de máxima transferencia de potencia ($\rho_{in} = 0$). Únicamente en el caso en el que Z_g , Z_a y Z_0 sean reales e idénticas estaremos en las condiciones anteriormente mencionadas.

2.2.4.4 Relación de onda estacionaria.

Si no estamos en condiciones de nula reflexión, en el interior de la línea de transmisión se genera en su interior una interferencia entre las ondas incidente y reflejada dando lugar a una onda estacionaria (*standing wave*) que ilustra perfectamente la Figura 2-15.

Se define la *ROE* (Relación de Onda Estacionaria) o *SWR* (*Standing Wave Ratio*) como el cociente entre los valores máximo y mínimo de la onda de tensión estacionaria:

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma_a|}{1 - |\Gamma_a|} = \frac{1 + |s_{11}|}{1 - |s_{11}|} \text{ siempre que } Z_{ref} = Z_g^* \quad (2.14)$$

Este parámetro nos da una idea de cómo de bien están adaptados carga (antena) y línea de transmisión en términos de reflexión. Puede deducirse que la *SWR* toma valores reales en el intervalo $1 \leq SWR < \infty$, siendo el valor 1 el caso de reflexión nula.

Este parámetro suele verse con frecuencia en la literatura como *VSWR* (*Voltage SWR*).

2.2.4.5 Diagrama de radiación.

Definimos como diagrama de radiación la representación gráfica de las características de radiación de la antena en función de las coordenadas angulares del espacio.

Dicho diagrama está definido en regiones de campo lejano (*far-field*), siendo éste la distribución angular de campo que no depende de la distancia a la antena. Se considera región de campo lejano a toda aquella porción del espacio que cumpla:

$$r > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.15)$$

Donde D es la dimensión máxima de la antena, λ la longitud de onda de trabajo y r la distancia a la antena.

El sistema de referencia utilizado mayoritariamente para representar el diagrama de radiación el sistema de coordenadas esféricas, definido por tres coordenadas (Figura 2-16):

- ✓ **Radio r :** distancia al origen.
- ✓ **Ángulo polar o colatitud θ :** ángulo con respecto al eje z .
- ✓ **Azimut φ :** ángulo con respecto al eje x .

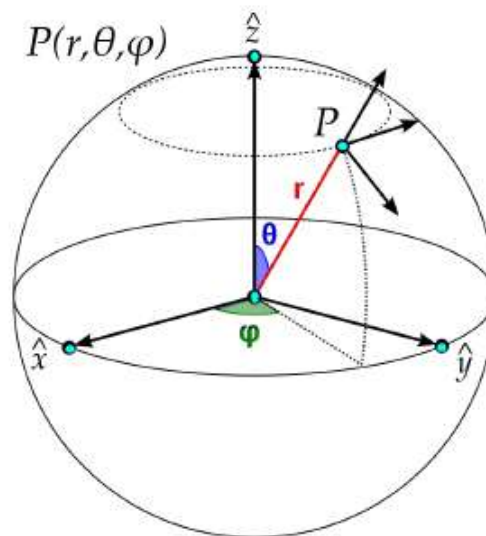
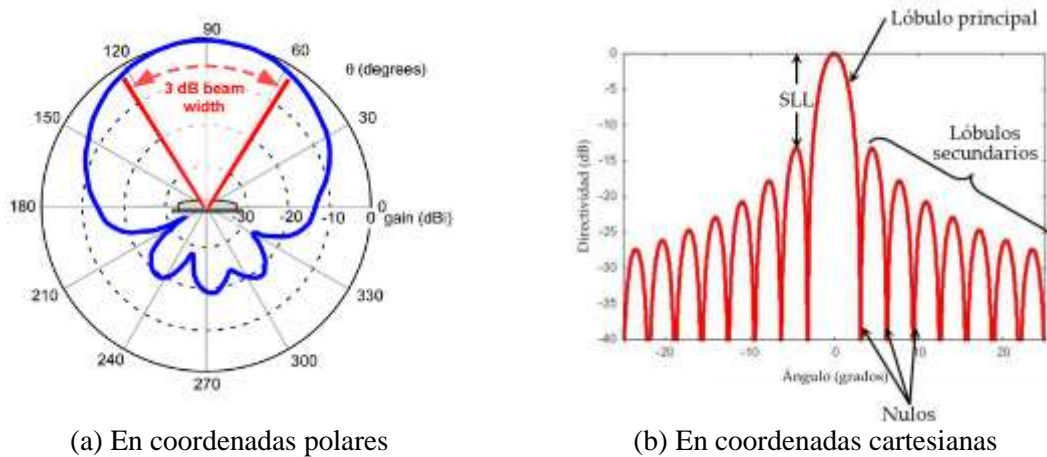


Figura 2-16: Sistema de coordenadas esférico

Podemos representar el diagrama de radiación directamente en 3D, pero tenemos otro tipo de representaciones más útiles para nuestros propósitos como son las representaciones en 2D en forma de curvas de nivel o planos de corte. De todos los planos de corte posible se suelen utilizarlos denominados plano E y plano H .

Definimos como plano E aquel plano del espacio que contiene a la dirección de máxima radiación y al vector de polarización de la antena (contiene al vector de campo eléctrico \vec{E}). El plano H se define como aquel plano del espacio que también contiene a la dirección de máxima radiación y que es ortogonal al plano E . De la explicación podemos deducir que la intersección de ambos planos da lugar a la dirección de máxima radiación de la antena.

Para representar estos cortes en 2D tenemos dos alternativas, representarlos en coordenadas polares, o en coordenadas cartesianas. Cada una de ellas nos proporcionará un tipo de información u otro de manera más evidente. La representación en coordenadas polares (ver Figura 2-17a) muestra cómo se reparte la radiación angularmente en el espacio representa como una circunferencia. Podemos ver de forma muy clara la distribución de potencia de la antena. En coordenadas cartesianas por el contrario (ver Figura 2-17b) podemos apreciar de forma más clara el nivel de lóbulos secundarios de la antena.



(a) En coordenadas polares

(b) En coordenadas cartesianas

Figura 2-17: Diagramas de radiación en dos dimensiones

2.2.4.5.1 Parámetros del diagrama de radiación.

De entre todos los parámetros característicos de una antena, podemos destacar los siguientes:

- ✓ **Dirección de apuntamiento:** es la dirección de máxima radiación de la antena.
- ✓ **Lóbulo:** porción del diagrama delimitada por zonas de radiación más débiles.
- ✓ **Lóbulo principal:** lóbulo que contiene la dirección de máxima radiación (ver Figura 2-17b).
- ✓ **Lóbulos secundarios:** son todos aquellos lóbulos que no son el principal. Separados por nulos, suelen ser de menor magnitud (ver Figura 2-18b).
- ✓ **Lóbulos laterales:** lóbulos secundarios que se encuentran adyacentes al principal.
- ✓ **Anchura de haz a -3 dB:** intervalo angular en el que la densidad de potencia radiada es mayor o igual a la mitad de la potencia máxima. Figura muy útil para determinar la directividad de la antena. Se denota típicamente como θ_{-3dB} (ver Figura 2-17a).
- ✓ **Relación lóbulo principal a secundario (SLL):** relación entre el lóbulo principal y los lóbulos laterales (*Side Lobe Level*) (ver Figura 2-17b).

2.2.4.5.2 Tipos de diagrama de radiación.

Existen tres diagramas típicos que se suelen encontrar dependiendo de las características de la antena:

- ✓ **Isotrópico:** se radia la misma densidad de potencia en todas las direcciones espaciales (ver Figura 2-18a).
- ✓ **Omnidireccional:** son direccionales en un plano e isotrópicos en el otro (ver Figura 2-18b).
- ✓ **Directivo o tipo pincel:** el máximo de radiación está concentrado en una dirección del espacio determinada (ver Figura 2-18c).

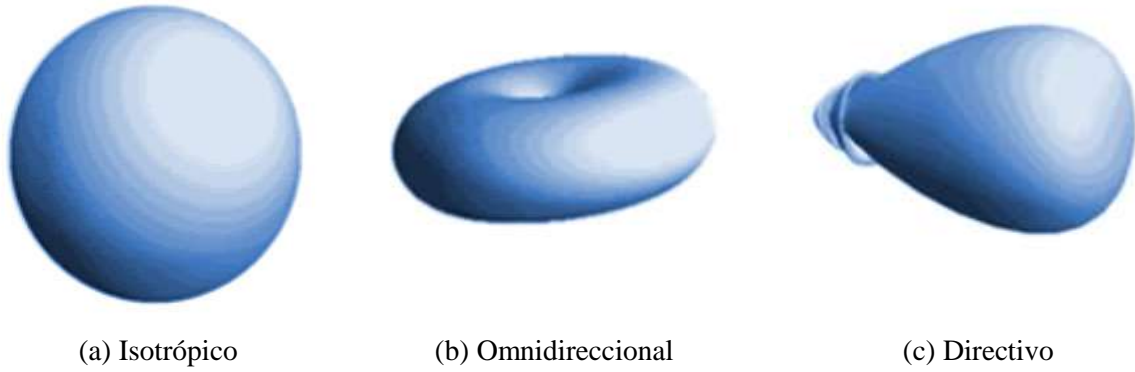


Figura 2-18: Tipos de diagrama de radiación en 3D

2.2.5 Intensidad de radiación, directividad y ganancia.

2.2.5.1 Intensidad de radiación.

Se define como intensidad de radiación U a la potencia que radia la antena por ángulo sólido $d\Omega$ (2.16, 2.17 y figura 2-19). Se define en condiciones de campo lejano y representa la capacidad de una antena para radiar energía en una determinada dirección [15]. Su definición formal se presenta en 2.18.

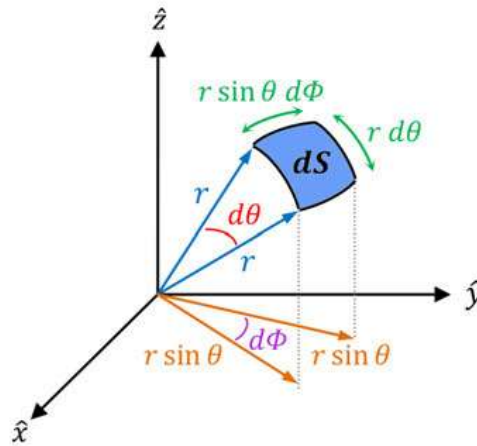


Figura 2-19: Diferencial de ángulo sólido en coordenadas esféricas

$$dS = (r \sin \theta d\phi)(r d\theta) = r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.16)$$

$$d\Omega = \frac{dS}{r^2} = \frac{r^2 \sin \theta d\theta d\phi}{r^2} = \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.17)$$

$$U(\theta, \phi) = \frac{\langle S(r, \theta, \phi) \rangle dS}{d\Omega} = r^2 \langle S(r, \theta, \phi) \rangle \quad (2.18)$$

S es el módulo del vector de Poynting, el cual representa la densidad de flujo de energía electromagnética (tasa de transferencia de energía por unidad de área (W/m^2)) y se define a partir de los vectores de campo eléctrico \vec{E} y magnético \vec{H} :

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.19)$$

Si tenemos el caso de una antena con diagrama de radiación isotrópico, la intensidad de radiación no depende de los ángulos θ y ϕ , en cuyo caso la expresión de la potencia radiada quedaría de la siguiente forma:

$$P_{rad} = \iint_{d\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \iint_{d\Omega} d\Omega = 4\pi U_0 \quad (2.20)$$

Si despejamos U_0 obtenemos:

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.21)$$

2.2.5.2 Directividad.

Se define como directividad D a la relación existente entre la intensidad de radiación U y la intensidad de radiación que produciría una antena de referencia isotrópica U_0 . Está definida también en términos de campo lejano, y su expresión formal se puede deducir a partir de 2.21:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.22)$$

Suele ser común hablar de directividad en el valor de máximo apuntamiento:

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

2.2.5.3 Ganancia.

Se define como ganancia G a la relación entre la intensidad de radiación de la antena en cuestión y la intensidad de radiación que produciría una antena de referencia isotrópica a cuya entrada le llegara la misma potencia de entrada P_{in} que la antena bajo estudio. La potencia de entrada de ambas antenas por tanto es la misma.

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.24)$$

Se suele medir en decibelios isotrópicos (dB_i). Es una unidad de medida idéntica a los tradicionales decibelios (dB), la i únicamente hace referencia al tipo de antena que estamos tomando como referencia en la medida de ganancia (la isotrópica en este caso).

$$G_{dB_i} = 10 \log_{10}(G) = 10 \log_{10} \left(4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \right) \quad (2.25)$$

Se pueden utilizar otro tipo de antenas de referencia, como por ejemplo la antena de dipolo de media onda. En este caso la unidad de medida es dB_d , referida a un dipolo, y que podemos expresar en términos de la G_{dB_i} del siguiente modo:

$$G_{dB_d} = G_{dB_i} - 2'15 \text{ dB} \quad (2.26)$$

2.2.6 Eficiencia.

Definimos eficiencia de radiación a la relación existente entre la potencia radiada por la antena P_{rad} y la potencia que hay a su entrada P_{in} . Este parámetro nos da una noción del rendimiento que presenta la antena en cuestión:

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

Este parámetro nos permite, además, relacionar la directividad y la ganancia de la antena, definidas en el apartado anterior:

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

2.2.7 Polarización.

Se conoce como polarización de una antena a la polarización del vector de campo eléctrico en la dirección de máxima radiación. Se puede ver como la figura que traza en el tiempo, y para una dirección fija, el extremo del vector de campo radiado y su sentido de giro, visto por un observador desde la antena.

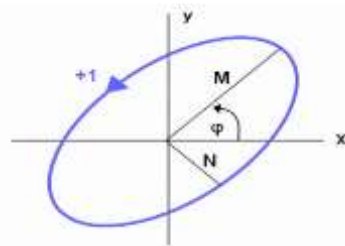


Figura 2-20: Elipse de polarización

La polarización es, de manera general, elíptica (ver Figura 2-20), sin embargo, existen ciertos casos particulares:

- ✓ **Lineal:** el campo que se proyecta sobre el plano del observador lo hace sobre una recta. Se produce cuando las componentes x e y del campo eléctrico están en fase (0°) o en contrafase (180°). Puede ser vertical (VP) u horizontal (HP) si el segmento proyectado se sitúa en uno de los ejes (ver Figura 2-21).

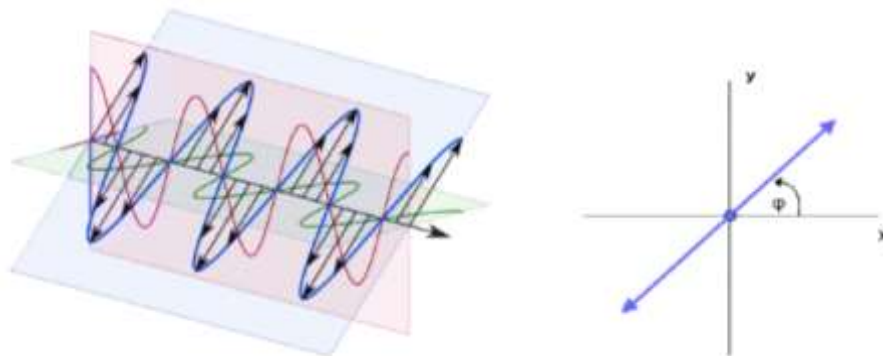


Figura 2-21: Polarización lineal

- ✓ **Circular:** el extremo del campo proyectado sobre el plano del observador se mueve sobre una circunferencia. En este caso las componentes de campo tienen la misma amplitud y están desfasadas 90° exactamente. El movimiento puede ser circular a izquierdas (*Left Hand Circularly Polarized LHCP*) o circular a derechas (*Right Hand Circularly Polarized RHCP*) dependiendo del sentido de giro (desfase de $\pm 90^\circ$).

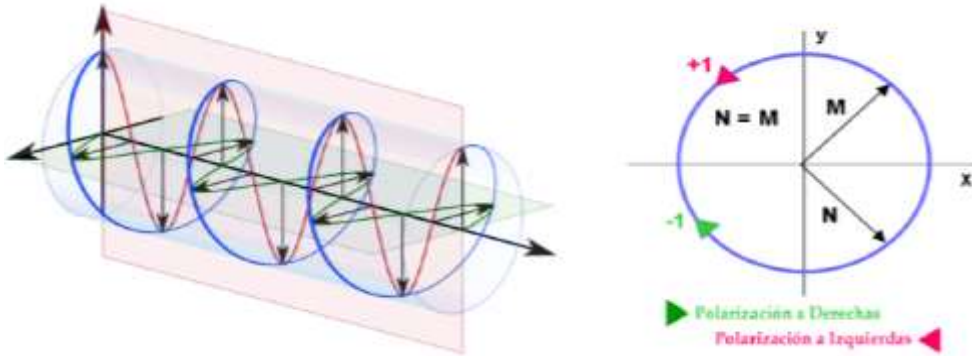


Figura 2-22: Polarización circular

Definimos como relación axial al parámetro que relaciona los ejes mayor y menor de la elipse de polarización. Nos es de utilidad a la hora de conocer qué tipo de polarización tiene la antena (2.29).

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

Puede tomar valores en el intervalo real $1 \leq AR \leq \infty$. Un $AR = 1$ implica polarización circular, mientras que un $AR = \infty$ implica polarización lineal. EL resto de valores posible implican polarización elíptica.

El vector de campo eléctrico puede expresarse también como contribución de otras dos componentes ortogonales entre sí: la componente copolar (*Co-Polarization CP*) o componente deseada y la componente contrapolar (*Cross-Polarization XP*).

2.2.8 Ancho de banda (BW).

Debido a las características finitas inherentes a la geometría de las antenas, las propiedades de las mismas van a mantenerse dentro de un rango de frecuencias de operación, donde los requisitos del sistema o aplicación en la que la antena va a utilizarse se cumplen (por ejemplo, una adaptación de antena a -10 dB). La expresión del porcentaje de ancho de banda (*Bandwidth BW*) es la que sigue:

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

Donde f_{max} es la frecuencia máxima de operación, f_{min} es la frecuencia mínima de operación y f_0 la frecuencia central.

2.3 Teoría de guías de onda.

En electromagnetismo y telecomunicaciones, una guía de onda es cualquier estructura física que es capaz de guiar ondas electromagnéticas.

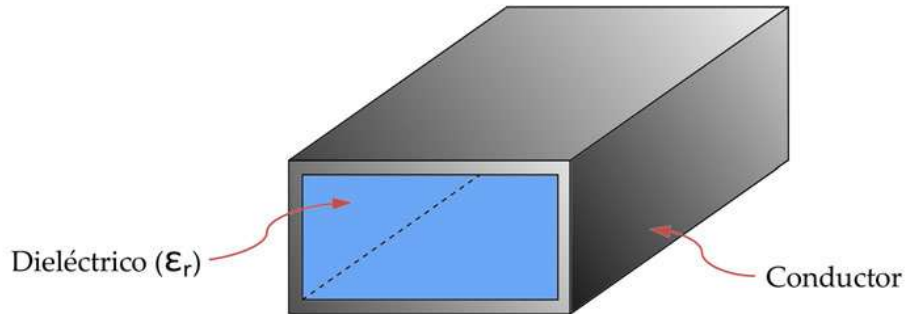


Figura 2-23: Ejemplo de guía de onda cuadrada

En el rango de las microondas, cierto tipo de líneas de transmisión como por ejemplo los cables coaxiales no son capaces de cumplir con los requerimientos de bajas pérdidas que imponen los sistemas de telecomunicación para transportar la información sin errores. Se hace necesario por lo tanto disponer de otro tipo de línea de transmisión capaz de transportar señales a muy alta frecuencia sin apenas disipación de energía: las guías de onda (ver Figura 2-23). Toda la teoría relativa a la caracterización matemática de las guías de onda está ampliamente estudiada en [14]. Aquí se va a hacer un breve resumen sobre ella.

2.3.1 Modos de propagación.

Asumiendo que la línea de transmisión se encuentra en condiciones libres de fuentes ($\vec{J} = 0$, $\vec{M} = 0$, $\rho = 0$) y que el medio se caracteriza mediante ϵ y μ , las ecuaciones de Maxwell pueden escribirse (en su forma fasorial) de la siguiente manera:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H} \quad (2.31)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon \vec{E} \quad (2.32)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad (2.33)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (2.34)$$

Dónde:

- ✓ ω es la frecuencia angular de la señal.
- ✓ $\mu = \mu_0\mu_r$ con μ la permeabilidad magnética absoluta, μ_0 la permeabilidad magnética en el vacío y μ_r la permeabilidad magnética relativa al medio.
- ✓ $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$ con ϵ la constante dieléctrica absoluta, ϵ_0 la constante dieléctrica en el vacío y ϵ_r la constante dieléctrica relativa al medio.

La solución al sistema anterior de dos ecuaciones (2.31 y 2.32) con dos incógnitas \vec{E} y \vec{H} da lugar a lo que conocemos como ecuación de ondas o de Helmholtz para los dos campos:

$$\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0 \quad (2.35)$$

$$\nabla^2 \vec{H} + k^2 \vec{H} = 0 \quad (2.36)$$

Con $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = \frac{2\pi}{\lambda}$ constante de propagación.

Estas ecuaciones de ondas dan lugar a un infinito número de soluciones para los campos \vec{E} y \vec{H} a las que denominamos **modos de propagación**. Una onda electromagnética que se propaga por el interior de la línea de transmisión puede excitar más de un modo a la vez.

Denominamos componente transversal de un campo a aquella componente ortogonal a la dirección de propagación (por ejemplo, E_x , E_y , H_x y H_y en una guía de onda rectangular orientada según z) y componente longitudinal a aquella componente paralela a la dirección de propagación (E_z y H_z en el ejemplo anterior). Como se explica en [14] y en [16], la clasificación de los modos de propagación se hace en función de qué componentes de campo (transversales o longitudinales) se anulan:

- ✓ **Modos Transversales Electromagnéticos (TEM):** no contienen ninguna componente de campo longitudinal ($E_z = H_z = 0$). Únicamente se excitan en líneas de transmisión construidas con dos o más conductores como el caso de cables coaxiales, líneas microstrip, líneas bifilares, etcétera.
- ✓ **Modos Transversales Eléctricos (TE):** no contienen ninguna componente longitudinal eléctrica ($E_z = 0$ y $H_z \neq 0$).
- ✓ **Modos Transversales Magnéticos (TM):** no contienen ninguna componente longitudinal magnética ($E_z \neq 0$ y $H_z = 0$).
- ✓ **Modos híbridos:** son aquellos modos en los que no se anula ninguna componente longitudinal de ninguno de los campos ($E_z \neq 0$ y $H_z \neq 0$). Se dan en estructuras que presentan distintas constantes dieléctricas, que provocan que los modos TE y/o TM no satisfagan las condiciones de contorno de la ecuación de ondas. Suelen darse, por ejemplo en la fibra óptica.

Debido a que las guías de onda se componen de un único conductor cerrado que confina la onda electromagnética, suponemos que únicamente se van a propagar modos transversales eléctricos y magnéticos (ya hemos visto que pueden aparecer modos híbridos, combinaciones de éstos, si aparecen discontinuidades en el medio dieléctrico).

Teóricamente, en una guía de onda existen todos los modos. Dependiendo de si la frecuencia de corte f_c del modo está por encima o por debajo de la frecuencia central f_0 a la que se excite la guía de onda dicho modo se propagará por ella o no. Si $f_0 < f_c$, decimos que el modo tiene una constante de atenuación tal que no se propaga, y se denomina modo evanescente.

Denominamos **modo fundamental** de la guía al modo de menor frecuencia de corte. Se denomina modo superior aquel inmediatamente superior al modo que se está propagando.

Dependiendo del rango de frecuencias de operación de la guía de onda, esta trabajará en monomodo si únicamente se propaga en ella el modo fundamental, o multimodo si se propagan más modos a parte del modo fundamental.

Definimos ancho de banda monomodo ($BW_{monomodo}$) al ancho de banda tal que por la guía únicamente se propaga el modo fundamental (ver Figura 2-24).

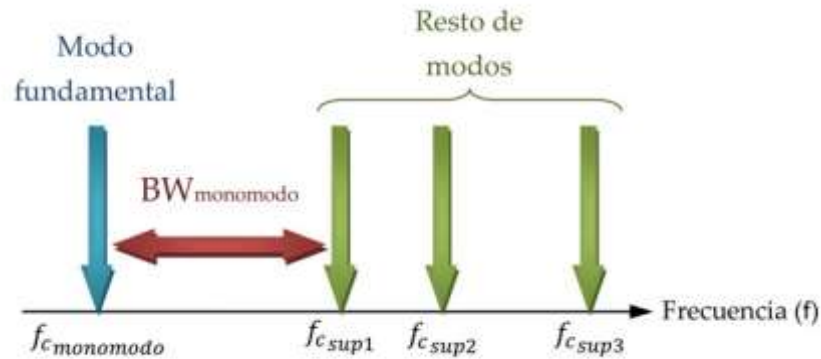


Figura 2-24: Carta de modos genérica

2.3.2 Tipos de guías de onda.

La sección transversal de las guías de onda puede ser de cualquier tipo, siendo las guías rectangulares y circulares las más comunes.

2.3.2.1 Guía de onda rectangular.

Es aquella guía de onda cuya sección tiene forma rectangular. Al lado mayor del rectángulo se le denomina a , y al menor b (ver Figura 2-25).

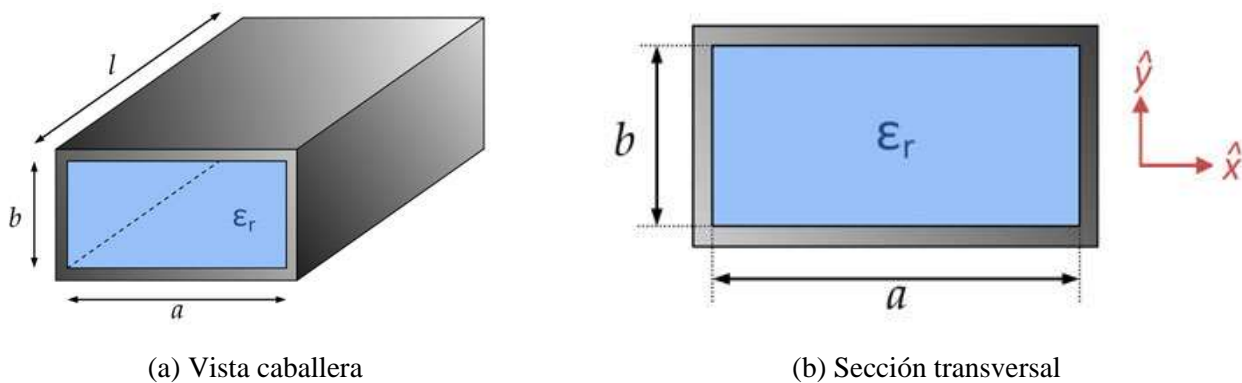


Figura 2-25: Guía de onda rectangular

Los modos que se propagan por este tipo de guía son los modos transversal eléctrico TE_{mn} y transversal magnético TM_{mn} , donde los subíndices m y n identifican al modo. El cálculo de las frecuencias de corte se corresponde con la expresión 2.37.

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad \begin{array}{l} TE_{m,n}: m, n \geq 0 \\ TM_{m,n}: m, n \geq 1 \end{array} \quad c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.37)$$

Donde c es la velocidad de la luz en el medio dieléctrico que rellena la guía y $c_0 \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ la velocidad de la luz en el vacío.

La longitud de onda en el interior de la guía de onda rectangular se calcula como se indica a continuación:

$$\lambda_{g_{m,n}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{m,n}}}{f_0}\right)^2}} \quad \lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.38)$$

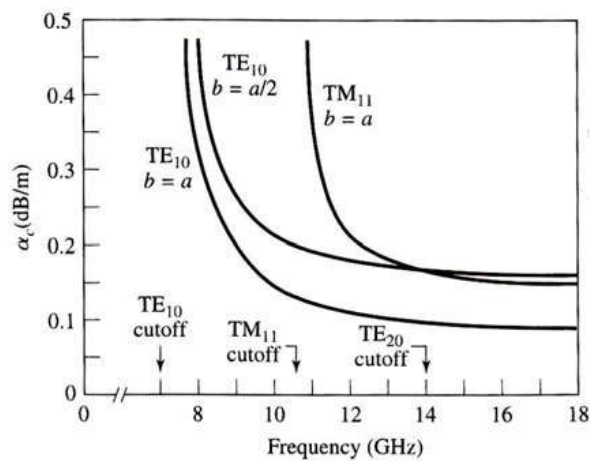


Figura 2-26: Coeficiente de atenuación α_c en función de la frecuencia de los 3 primeros modos de una guía rectangular de $a = 2 \text{ cm}$, obtenida de [14].

En este tipo de guías de onda siempre se va a asumir que $a > b$, por lo tanto se puede deducir de 2.38 que el modo fundamental es el TE_{10} ($m = 1, n = 0$). En la figura 2-26 se ilustra el coeficiente de atenuación $\alpha_c [dB/m]$ de los primeros modos de la guía rectangular en función de la frecuencia.

2.3.2.2 Guía de onda circular.

La sección de este tipo de guía tiene forma circular de radio r .

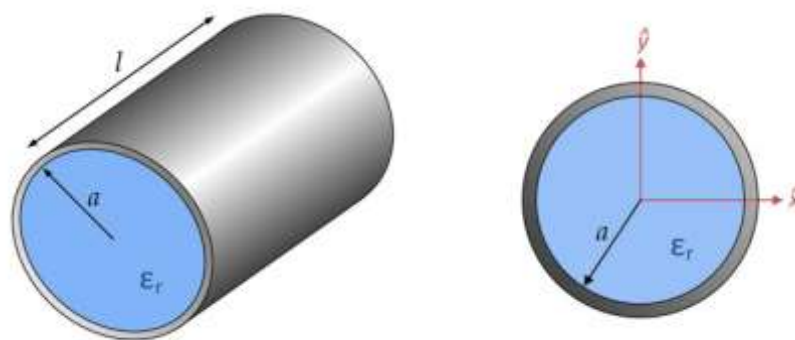


Figura 2-27: Guía de onda circular

En este caso, el cálculo de las frecuencias de corte de los modos que se propagan por la guía circular responde a otro tipo de expresiones:

$$\text{Modos } TM_{m,n}: f_{c_{m,n}} = \frac{p_{m,n}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.39)$$

$$\text{Modos } TE_{m,n}: f_{c_{m,n}} = \frac{p_{m,n}'}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.40)$$

Donde $p_{m,n}$ y $p_{m,n}'$ son las raíces de las funciones de Bessel y las raíces de la primera derivada de las funciones de Bessel respectivamente (ambas de primera especie): $J(p_{m,n}) = 0$ y $J'(p_{m,n}') = 0$. Como ejemplo ilustrativo adjuntamos las funciones de Bessel de primera especie para $n = 0, 1$ y 2 :

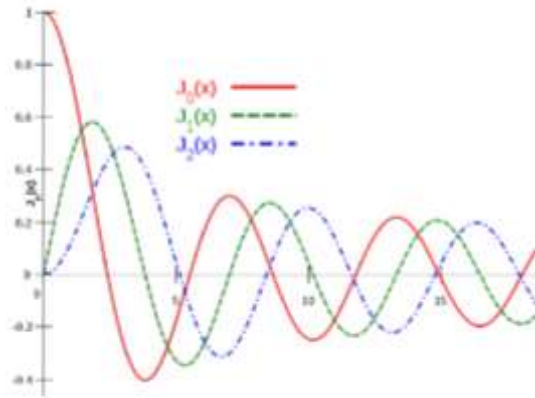


Figura 2-28: Funciones de Bessel de primera especie para $n = 0, 1$ y 2

En la figura 2.29 se ilustra, al igual que para el caso de la guía de onda rectangular, el coeficiente de atenuación α_c [dB/m] en función de la frecuencia de los primeros modos que se propagan por la guía circular. De las raíces de las funciones y la derivada de las funciones de Bessel, podemos deducir que el modo fundamental de la guía circular es el TE_{11} , seguido del TM_{01} , y seguido a su vez del TE_{01} .

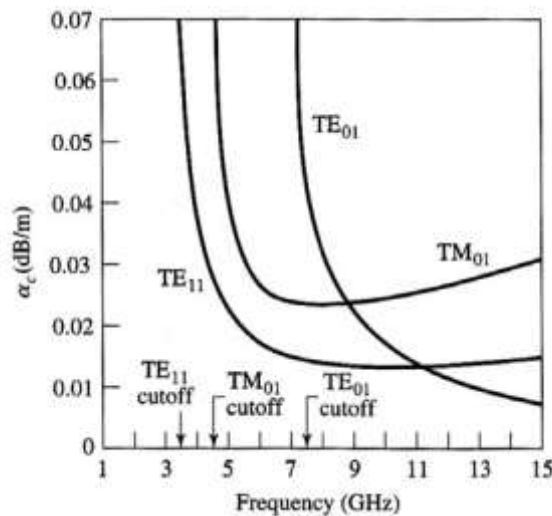


Figura 2-29: Coeficiente de atenuación α_c en función de la frecuencia de los 3 primeros modos de una guía circular de $r = 2.54$ cm, obtenida de [14]

2.3.3 Alimentación en guía de onda.

La forma más habitual de alimentar una guía de onda es introduciendo por una de sus caras laterales una sonda en forma de conector coaxial (ver Figura 2-30). Los conductores exteriores de la guía y del conector se acoplan dando lugar al plano de masa de éste último, mientras que el conductor interior del conector se introduce en el interior de la guía y actúa a modo de antena monopolo.

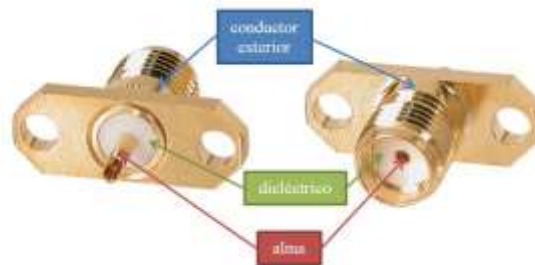


Figura 2-30: Conector coaxial

La posición del conector con respecto al cortocircuito de la guía de onda, y la longitud del alma del mismo van a determinar la cantidad de potencia que vamos a adaptar al interior de la guía con respecto a la que le entregamos al conector a la frecuencia central f_0 .

El alma del conector coaxial es uno de los parámetros a optimizar y ajustar. La longitud de onda en el interior de la guía será de λ_g .

Por otra, parte, el conector debe colocarse a una distancia de $\lambda_g/4$ del cortocircuito de la guía de onda. Esto es así debido a que un cortocircuito desplazado una longitud eléctrica de $\lambda_g/4$ es un circuito abierto, que conectado en paralelo con la impedancia característica de la guía de onda, da la misma impedancia que la que se tenía en principio, por lo tanto, no afecta a la estructura.

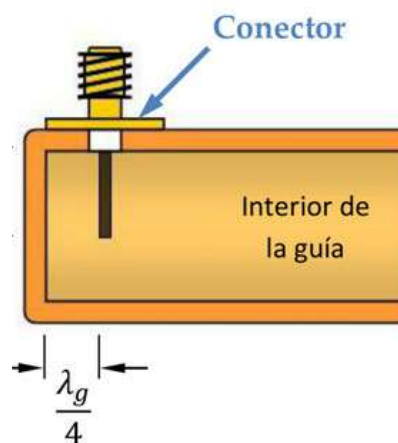


Figura 2-31: Longitud y posición de la sonda coaxial

2.4 Teoría microstrip.

Una línea microstrip se define como una línea de transmisión fabricada sobre tecnología de sustrato impreso, que es la que transporta la señal de microondas. Consiste en una fina tira o lámina (*strip*) de material conductor de espesor t y anchura W sobre la que se imprime el circuito de microondas diseñado, separado de otra lámina que trabaja como plano de masa por una capa de altura h de material dieléctrico de constante ϵ_r llamado sustrato (ver Figura 2-32a).

La utilización de este tipo de tecnología frente a la tecnología convencional de guía de onda en que es más barato, ligero y compacto. Además, puede ser manufacturado con tecnología de fabricación de PCBs (*Printed Circuit Boards*). Sin embargo, no es capaz de manejar grandes cantidades de energía, presentan mayores pérdidas, y, al no ser una estructura de guiado de onda completamente cerrada, es susceptible de interferir y ser interferida con/por otros sistemas además de captar mucho más ruido.

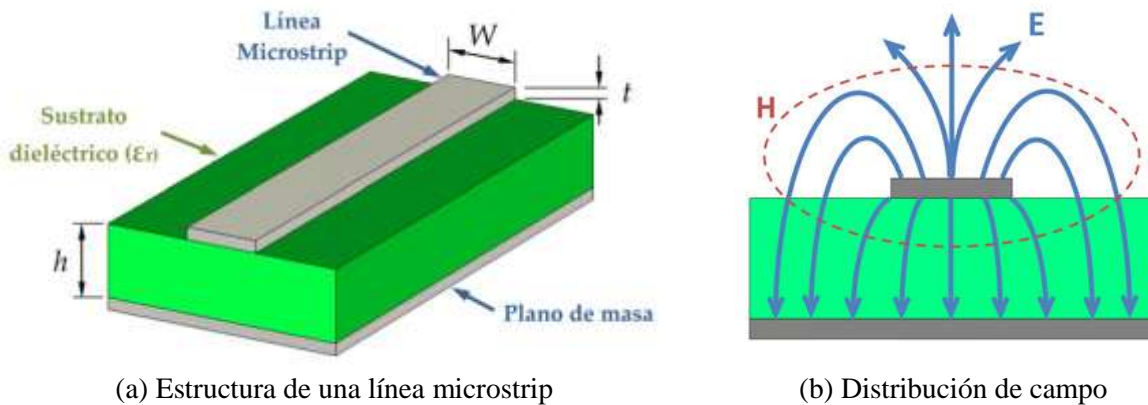


Figura 2-32: Tecnología microstrip

Como ya se ha comentado, este tipo de línea presenta dos conductores perfectamente diferenciados, la línea superior sobre la que se imprime el circuito de microondas y el plano de masa. Por tanto, los modos que van a estar presentes en este tipo de estructuras son los modos transversales electromagnéticos (TEM). Sin embargo, y como ya se adelantó en el apartado sobre modos, la distribución de campos en la línea microstrip se encuentra entre dos medios dieléctricos distintos (ver Figura 2-32b). Este hecho complica bastante el análisis y la caracterización de este tipo de líneas [14]. De esta manera, el modo TEM que se propaga por dicha línea no va a ser un modo TEM puro, sino que es lo que se denomina un modo quasi-TEM.

Con esta nueva estructura, surge una definición muy útil de constante dieléctrica, que en función de los parámetros físicos del sustrato, aglutina las dos constantes dieléctricas presentes en una sola, denominada constante dieléctrica efectiva $\epsilon_{r_{eff}}$:

$$\epsilon_{r_{eff}} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-0,5} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right], & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-0,5}, & \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.41)$$

De esta manera podemos calcular aproximadamente cuál es la longitud de la onda que viaja por la línea microstrip:

$$\lambda_{\text{microstrip}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (2.42)$$

2.4.1 Alimentación microstrip.

Existen diversos métodos de alimentar líneas microstrip. Los más comunes son los que utilizan conector coaxial.

2.4.1.1 Sonda coaxial vertical.

De manera equivalente a la que utilizamos el conector para alimentar en guía de onda, podemos acceder verticalmente para alimentar la línea microstrip. El conductor exterior se une al plano de masa y el interior a la línea superior perforando el sustrato (ver Figura 2-33).

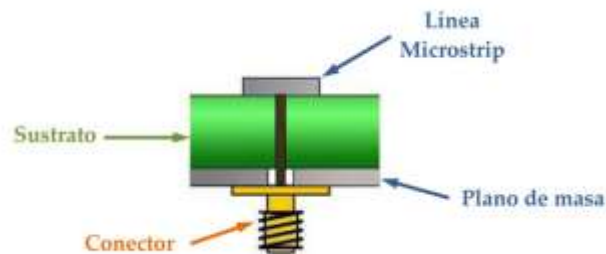


Figura 2-33: Alimentación microstrip mediante sonda coaxial vertical

La relación de distancias entre el alma del conector y el final de la pista es un parámetro de diseño a retocar de modo que se consiga ajustar la impedancia de entrada para lograr un buen nivel de adaptación.

2.4.1.2 Sonda coaxial horizontal.

Otra forma de alimentar la línea microstrip es acceder horizontalmente con el conector, de modo que el conductor exterior se conecte con el plano de masa y el interior con la pista microstrip (ver Figura 2-34).

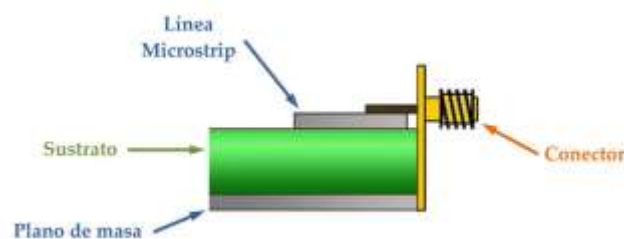


Figura 2-34: Alimentación microstrip mediante sonda coaxial horizontal

A muy altas frecuencias, este esquema de alimentación adolece de dejar el alma del conector desnuda, pudiendo ocasionar radiaciones indeseadas hacia el exterior. En [17] podemos ver cómo paliar este problema en gran medida.

2.5 Elementos radiantes.

Los elementos radiantes que se pueden utilizar en una antena pueden ser de diversos tipos. En este apartado se va a hablar de dos tipos de elementos fabricados sobre tecnología impresa muy comunes [18]: las ranuras y los parches.

2.5.1 Ranuras.

Se define ranura (*slot*) como una apertura en uno de los planos de masa de la línea de transmisión. A través de esta apertura la señal se escapa en forma de radiación. Se corresponden eléctricamente con un dipolo de longitud equivalente (ver Figura 2-35).

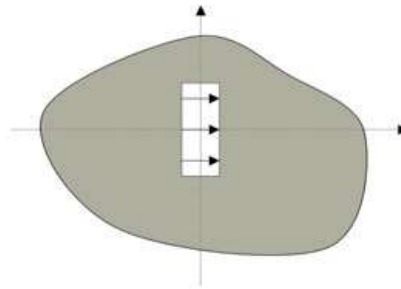


Figura 2-35: Representación esquemática de una ranura

Como guía resumida de diseño, una de las dimensiones de la ranura debe ser mucho menor que la longitud de onda λ de la señal que le ataca y la otra ligeramente inferior a media longitud de onda para lograr resonancia.

2.5.1.1 Alimentación en ranuras mediante guía de onda.

En este apartado vamos a ver cómo se alimentan las ranuras en guía de onda. El patrón de la ranura se imprime en una de las caras de la guía mediante perforación. Esta ranura interrumpe el paso de las líneas de corriente que circulan por el conductor interior de la guía dando lugar a un acoplamiento de señal desde la guía hacia la ranura. Cuanto más perpendicular se encuentre la dimensión mayor de la ranura a las líneas de corriente a las que impide el paso, mayor será el acoplamiento de señal que adquiere.

En la Figura 2-36 se muestran distintos tipos de orientación de ranuras sobre guía de onda.

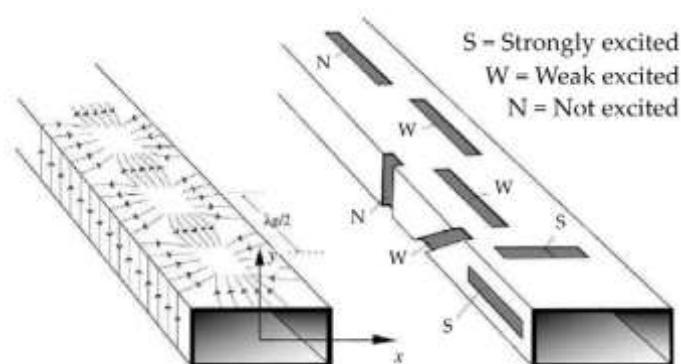


Figura 2-36: Grado de acoplamiento en ranura sobre guía en función de su orientación con respecto a las líneas de corriente que circulan por su interior.

Según su orientación, podemos clasificar a las ranuras en tres tipos:

- ✓ **Ranura S (excitación fuerte):** dispuestas a lo largo del eje x en la cara de mayor anchura de la guía y a lo largo del eje y en la otra, ambas centradas respecto a su centro. Acoplará niveles altos de potencia debido a que las líneas de corriente en estas zonas circulan perpendiculares a la dimensión mayor de la ranura, en la dirección de propagación.
- ✓ **Ranura N (excitación nula):** similares a las ranuras de tipo S, pero dispuestas perpendicularmente a ellas, de manera que la corriente circula paralela a la dimensión mayor de la ranura, y no acoplará ningún nivel de potencia.
- ✓ **Ranura W (excitación débil):** orientadas de la misma manera que las ranuras tipo N, pero desplazadas hacia uno de los bordes laterales de la guía, de manera que irán acoplando más potencia cuanto más se acerquen a él. Esto sucede porque desde el centro al borde de la cara de la guía las líneas van girando progresivamente hasta llegar a los 90° . En el caso de la cara de menor anchura, podemos ver que lo que se hace con la ranura es rotarla progresivamente, dado que las líneas circulan todas en la misma dirección.

2.5.1.2 Alimentación en ranuras mediante línea microstrip.

La ranura se perfora en el plano de masa, y la línea microstrip termina en circuito abierto a una distancia de la ranura por determinar, que actúa dentro del circuito como un stub. Si esta longitud es menor que $\lambda_{\text{microstrip}}/4$ actuaría en el circuito como un stub con una impedancia imaginaria pura negativa en paralelo a la ranura. De suceder al contrario y estar por encima de $\lambda_{\text{microstrip}}/4$, la impedancia de la línea sería imaginaria pura positiva, también en paralelo a la ranura (Figura 2-37).

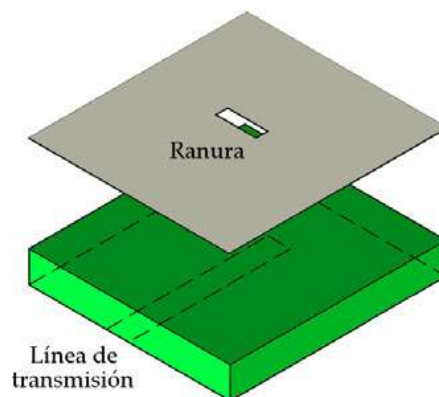


Figura 2-37: Esquema de alimentación de ranura mediante línea microstrip

2.5.2 Parches.

El objetivo inicial con el que se concibieron las líneas microstrip fue el de transportar señales de alta frecuencia en una tecnología de menor tamaño y coste que la tradicional guía de onda. Por tanto, la pérdida de potencia por radiación no figuraba entre sus principales propiedades a conseguir. Sin embargo, ya se ha comprobado que este fenómeno es imposible que no ocurra, con lo que surge una nueva aplicación para la tecnología microstrip: las antenas impresas.

El ejemplo más representativo de este tipo de antenas son las antenas de parche (*patch*), en las que las dimensiones de la pista microstrip se incrementan al orden de λ sobre el sustrato que se apoya en el plano de masa. El criterio de diseño del parche en cuanto a tamaño y forma conducirá a que la radiación que emita el parche lo haga del modo que se desee.

Existen distintos tipos de parche dependiendo de su forma, desde los más habituales, como cuadrados, rectangulares y circulares, hasta otro tipo de esquemas como triangulares, elípticos y otros perfiles arbitrarios.

El mayor inconveniente de este tipo de antenas es el limitado ancho de banda que presentan. Existen diseños de antenas de parche más elaborados, en los que se apilan varias estructuras radiantes entre sí con zonas de resonancia muy próximas en frecuencia, de modo que la antena completa presente una respuesta en ancho de banda mayor.

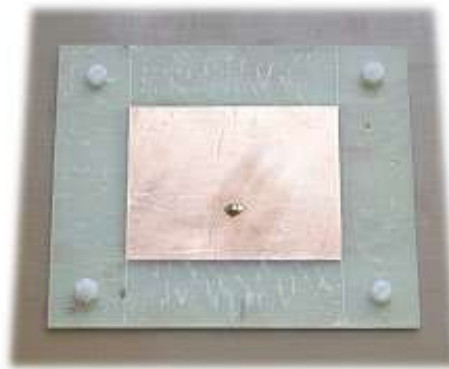


Figura 2-38: Ejemplo de antena de parche microstrip rectangular alimentado mediante sonda coaxial vertical.

Por otro lado, sobre la alimentación de antenas de parche se puede proceder de muchas maneras, como por ejemplo:

- ✓ **Alimentación mediante línea microstrip** en el mismo plano que el parche (ver Figura 2-39a).
- ✓ **Alimentación mediante sonda coaxial vertical**, del mismo modo que podemos alimentar las líneas de transmisión en microstrip (ver Figuras 2-32 y 2-39b).
- ✓ **Alimentación por proximidad** a líneas de transmisión en estructuras multicapa (ver Figura 2-39c).
- ✓ **Acoplamiento por ranura** entre línea microstrip y parche (ver Figura 2-39d).

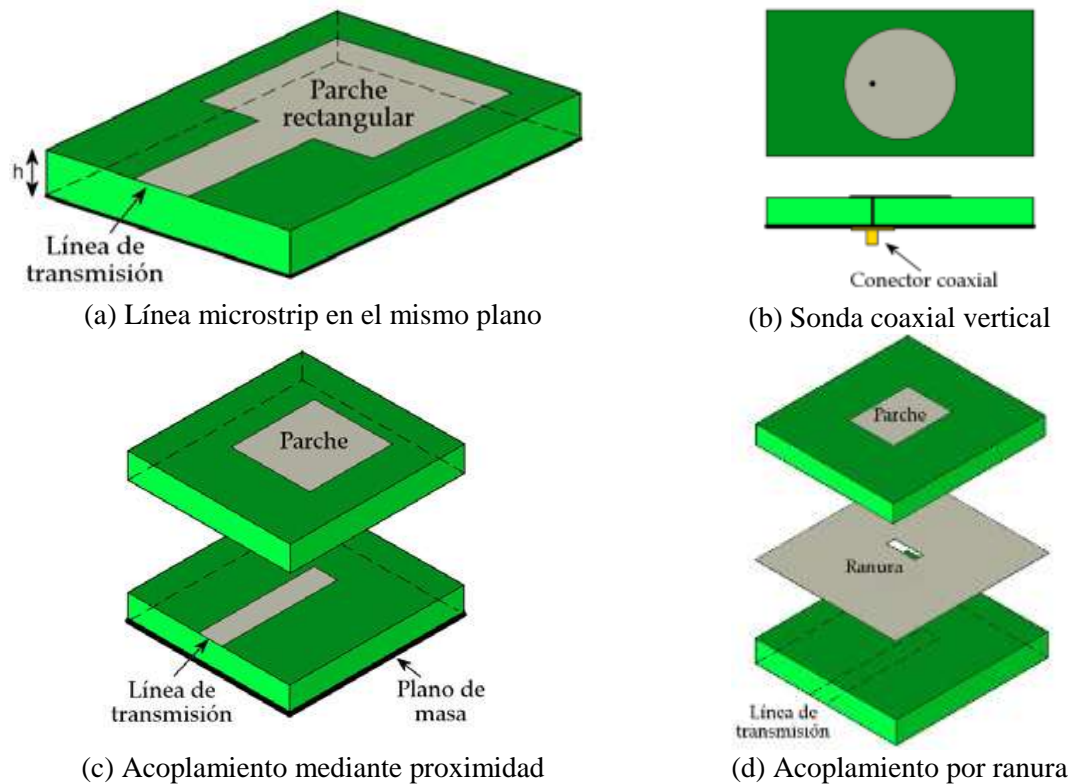


Figura 2-39: Métodos de alimentación de antenas de parche

2.6 Arrays de antenas.

El diagrama de radiación de antenas constituidas por un solo elemento es relativamente ancho y ofrece niveles bajos de ganancia si lo comparamos con otras opciones de diseño. La mayoría de enlaces de comunicaciones de larga distancia imponen requisitos de alta ganancia y diagramas de radiación estrechos. Como alternativa surge lo que conocemos como arrays de antenas, agrupaciones de elementos radiantes que mediante su acción conjunta logran satisfacer los requisitos anteriormente mencionados.

Consideramos que una agrupación de antenas conforma un array si el espaciado entre elementos es el mismo a lo largo de la agrupación, y si los citados elementos son todos idénticos.

En función de la geometría de la agrupación, podemos distinguir entre distintos tipos de arrays:

- ✓ **Array lineal:** los elementos radiantes se colocan a lo largo de una recta (ver Figura 2-40a).
- ✓ **Array plano:** los elementos se sitúan sobre una superficie siguiendo el mismo patrón bidimensional. Estos patrones pueden ser reticulares o, como se puede ver en la Figura 2-40b, circulares.
- ✓ **Array conformado:** los elementos se ubican sobre formas específicas como cilindros, esferas o poliedros diversos para lograr un diagrama de radiación conformado a las especificaciones que requiera la aplicación, por ejemplo cubrir distintas zonas terrestres mediante satélite (ver Figura 2-40c).



Figura 2-40: Distintos tipos de arrays de antenas

Un array queda definido por los siguientes parámetros:

- ✓ **Vectores de posición de los elementos:** $\vec{r}_i = x_i \hat{x} + y_i \hat{y} + z_i \hat{z}$
- ✓ **Corrientes de alimentación:** I_i
- ✓ **Diagrama de radiación del elemento unitario** que compone el array en el centro de coordenadas: $\vec{E}_e(\theta, \phi)$.

El campo radiado por el elemento i -ésimo se calcula mediante la expresión (2.43):

$$\vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) A_i e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} \quad (2.43)$$

$$A_i = \frac{I_i}{I_0} \quad (2.44)$$

$$\hat{r} = \sin \theta \cos \phi \hat{x} + \sin \theta \sin \phi \hat{y} + \cos \theta \hat{z} \quad (2.45)$$

Donde I_0 es la corriente de entrada al array, A_i es el coeficiente de alimentación complejo del elemento i -ésimo del array y \hat{r} es el vector unitario de posición en coordenadas cartesianas en función de θ y de ϕ .

El campo radiado por la agrupación completa se calcula como la suma de los campos radiados por cada uno de los elementos que lo componen:

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \sum_i \vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) F_A(\theta, \phi) \quad (2.46)$$

Donde $F_A(\theta, \phi)$ es lo que se conoce como **Factor de Array** (2.47).

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} \quad (2.47)$$

De esta manera, podemos controlar las propiedades del diagrama de radiación mediante:

- ✓ Disposición geométrica de los elementos del array.
- ✓ Espaciado relativo entre estos elementos.
- ✓ Coeficiente de alimentación que excita cada uno de éstos.
- ✓ Diagrama de radiación del elemento unitario.

2.6.1 Arrays lineales.

Como ya se ha comentado anteriormente, los elementos radiantes se ubican a lo largo de una línea recta. Existen dos tipos de array dependiendo del espaciado relativo entre los elementos: arrays equiespaciados y arrays no equiespaciados.

Si tenemos un array lineal de N elementos equiespaciados una distancia d en el eje z , el factor de array de la agrupación se calcula de la siguiente manera (ver Figura 2-41):

$$\left. \begin{array}{l} \vec{r}_i = i dz \rightarrow \hat{r} \cdot \vec{r}_i = i d \cos \theta \\ A_i = a_i e^{j\alpha_i} \end{array} \right\} F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_i} = \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{j(i k_0 d \cos \theta + \alpha_i)} \quad (2.48)$$

Dependiendo de qué propiedades se le quieran otorgar al diagrama de radiación del array, deberemos alimentarlo de distinta manera. A continuación se presentan las leyes de alimentación más comunes:

- ✓ **Fase progresiva:** $A_i = a_i e^{-j(i \cdot \alpha)}$
- ✓ **Uniforme en amplitud y fase:** $A_i = 1 \quad \forall i$
- ✓ **Uniforme en amplitud y fase progresiva:** $A_i = e^{-j(i \cdot \alpha)}$
- ✓ **Amplitud simétrica y decreciente desde los elementos centrales a los del borde (tipo taper).**
- ✓ **Amplitud basada en series de Taylor, etcétera.**

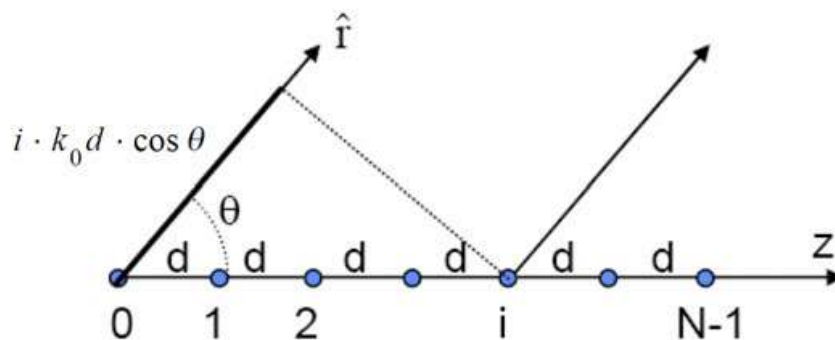


Figura 2-41: Array lineal de N elementos equiespaciados una distancia d

2.6.2 Arrays planos.

En este tipo de antenas de array, los elementos se ubican sobre una retícula en dos dimensiones. Presentas un grado de libertad más de diseño del diagrama de radiación frente a los arrays lineales, dado que permiten apuntar el diagrama de radiación a cualquier punto del espacio.

En la Figura 2-42 se presenta el esquema de distribución de los elementos radiantes en un array de este tipo, y en 2.49 la expresión de su factor de array. Hay que destacar que en la expresión dada en (2.49) se ha supuesto una ley de alimentación separable en fase (las fases de alimentación en un plano y en el otro son independientes), con una separación entre elementos también separable. No sucede así para el caso de la amplitud de alimentación. Esto se expone de esta manera debido a la Figura 2-42, que da pie a este tipo de configuración.

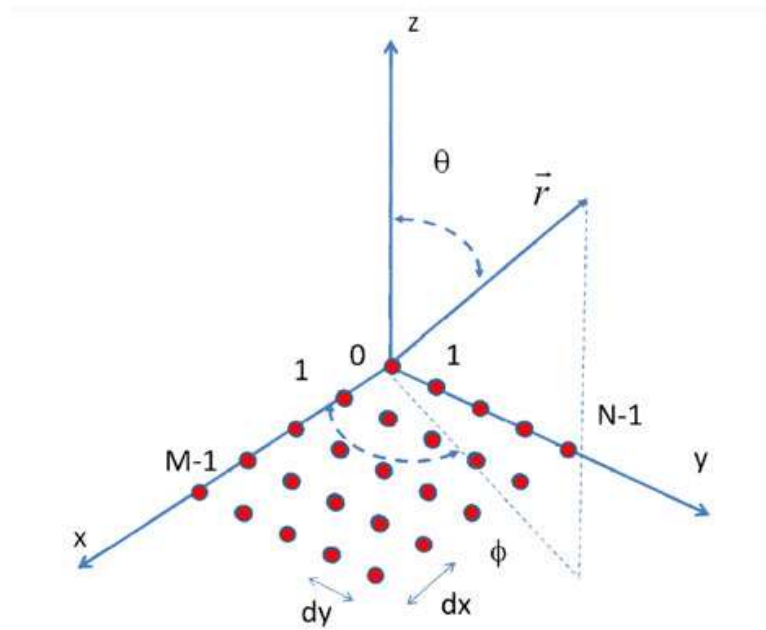


Figura 2-42: Esquema de un array plano de MxN elementos sobre el plano XY

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} A_{mn} e^{j \cdot m \cdot k_0 \cdot d_x \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi + \alpha_x} e^{j \cdot n \cdot k_0 \cdot d_y \cdot \sin \theta \cdot \sin \phi + \alpha_y} \quad (2.49)$$

2.6.3 Phased arrays.

Denominamos *phased array* o array de exploración a aquel array, ya sea lineal o plano, capaz de variar el desfase relativo entre elementos por sí solo con el propósito de controlar el diagrama de radiación del conjunto.

De esta manera, controlando el desfase progresivo α de un array lineal se tiene la capacidad de barrer todo un plano. Equivalentemente para un array plano, controlando los desfases progresivos en cada eje α_x y α_y podemos hacer un barrido de todo el espacio hacia el que apunta. Gracias a sus propiedades, este tipo de antenas son muy utilizadas en aplicaciones de radar (ver Figura 2-43).



Figura 2-43: Radar construido con phased arrays PAVE PAWS en Alaska

El factor de array de una red plana dispuesta sobre una retícula en el plano XY con coeficientes de alimentación reales y positivos en amplitud y fase progresiva se calcula como el producto entre los factores de array marginales en un plano y en el otro, siendo ambos independientes entre sí (2.50). En este tipo de configuración, sí que se toma la ley de alimentación en amplitud de tipo separable ($A_{mn} = a_m \cdot a_n$), con vectores que controlen por separado filas y columnas.

$$\left. \begin{aligned} A_{mn} &= a_m e^{-jm\alpha_x} a_n e^{-jn\alpha_y} \\ \Psi_X &= k_0 d_x \sin \theta \cos \phi + \alpha_x \\ \Psi_Y &= k_0 d_y \sin \theta \sin \phi + \alpha_y \end{aligned} \right\} F_A(\Psi_X, \Psi_Y) = \left[\sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{j \cdot m \cdot \Psi_X} \right] \cdot \left[\sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j \cdot n \cdot \Psi_Y} \right] \quad (2.50)$$

$$F_A(\Psi_X, \Psi_Y) = F_{A_x}(\Psi_X) \cdot F_{A_y}(\Psi_Y)$$

El gran inconveniente de este tipo de arrays es que dificultan el escaneo de porciones del espacio próximos al plano donde se encuentra dispuesto el array. Para lograr una cobertura completa de 360° es necesario acudir a diseños conformados, en los que se colocan estas agrupaciones sobre estructuras poliédricas, como por ejemplo la que se ve en la Figura 2-43, que es piramidal.

2.7 Herramientas software de diseño y simulación.

2.7.1 CST Studio Suite.



La herramienta CST Studio Suite especializada en simulación 3D de problemas electromagnéticos y el diseño de dispositivos de alta frecuencia ha sido el principal recurso software utilizado a lo largo del desarrollo de este proyecto fin de carrera. En el grupo de investigación RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid se dispone de la versión 2014.

Dispositivos de alta frecuencia tales como filtros, resonadores, antenas, acopladores, estructuras multicapa o fenómenos de integridad de señal o de compatibilidad

electromagnética pueden ser diseñados y simulados gracias a esta herramienta. Además, permite al diseñador importar y exportar los modelos diseñados. De esta manera, podemos generar ficheros CAD o IGES para generar los planos de los diseños en programas como AutoCAD o Solid Edge. Este esquema de operación es el que se ha seguido como paso previo a la construcción de los diseños de las redes de alimentación en 3D, además del prototipado de los sustratos sobre los que se imprimen los elementos radiantes en 2D.

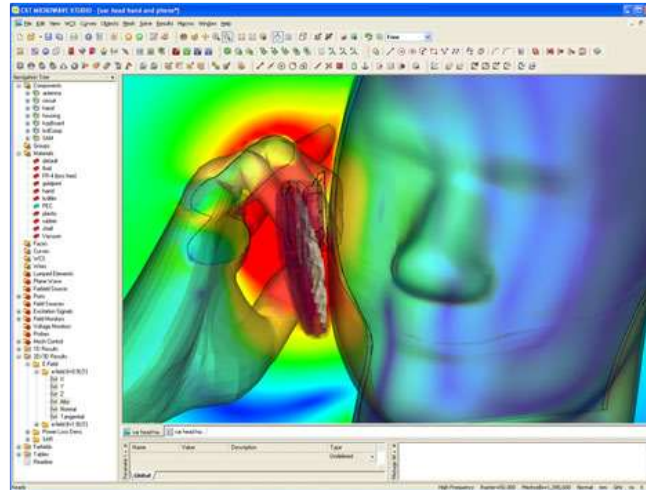


Figura 2-44: Entorno de desarrollo y simulación CST

2.7.2 Advanced design system (ADS).

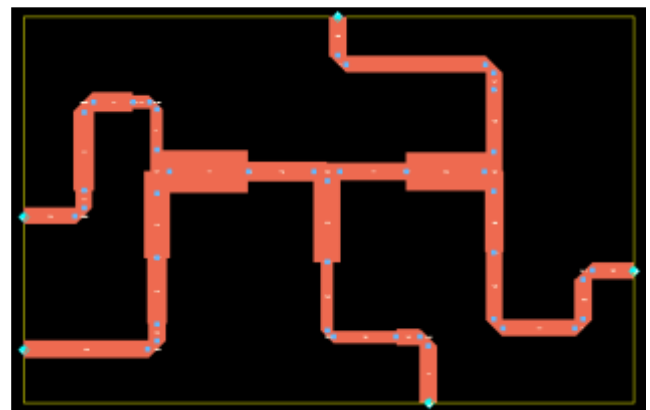


Esta herramienta software desarrollada por Agilent Technologies permite el diseño y simulación desde el punto de vista circuital de dispositivos de radiofrecuencia, microondas y aplicaciones digitales de alta velocidad, entre otras. También está disponible en el grupo de investigación RFCAS, en su versión 2011.10.

Cabe destacar que este programa cuenta con una numerosa cantidad de librerías para el diseño de circuitos, para incluir cualquier dispositivo diseñado en forma de caja negra a través de sus parámetros S, para el diseño de líneas microstrip o incluso para la caracterización de enlaces de televisión digital o de telefonía móvil en distintas tecnologías, entre otras muchas. Permite la personalización de los resultados obtenidos y también es capaz de generar *layouts* de los circuitos diseñados (Figura 2-45).



(a) Circuito esquemático



(b) Layout

Figura 2-45: Entorno de desarrollo ADS

Durante el desarrollo del proyecto ha sido de inmensa utilidad a la hora de comprobar la respuesta de los parámetros S del conjunto de un diseño en particular a partir de la de los diseños por separado. Este hecho ha supuesto un ahorro de tiempo considerable, pues permite no recurrir a la herramienta de simulación electromagnética, la cual tarda mucho más tiempo en arrojar los resultados que se deseaban calcular.

2.7.3 AutoCAD.

Herramienta de diseño asistido por computadora (*Computer Aided Design*) para el dibujo 2D y modelado 3D. Es desarrollado y comercializado actualmente por la empresa AutoDesk, y reconocido a nivel mundial gracias a su amplia capacidad de edición que hace posible el dibujo digital de planos de edificios o el diseño de imágenes en 3D.

Particularmente para el desarrollo del proyecto ha sido útil para el tratamiento de los ficheros 2D que nos devuelve CST de los patrones a imprimir sobre sustrato, como paso previo a la generación de los ficheros de fabricación (gerber) en ADS.

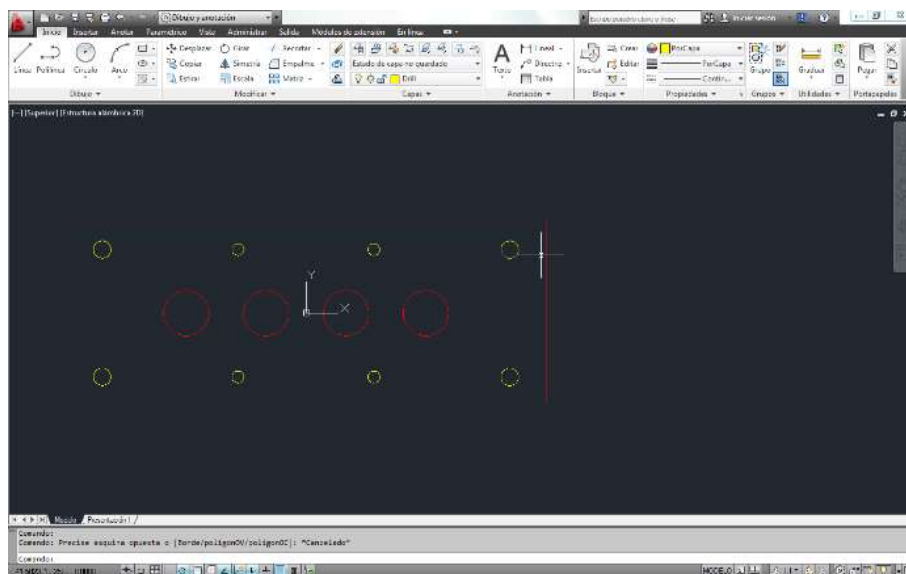


Figura 2-46: Entorno de desarrollo AutoCAD

2.7.4 Solid Edge.

Herramienta de diseño asistido por computadora para el modelado de piezas en 3D. Permite el tratamiento de distintos materiales, doblado de chapas, ensamblado de estructuras e incluso soldaduras. Desarrollado por Siemens PLM Software.

En el desarrollo del proyecto ha resultado de vital importancia a la hora de generar los planos de construcción de las redes de alimentación diseñadas en CST.

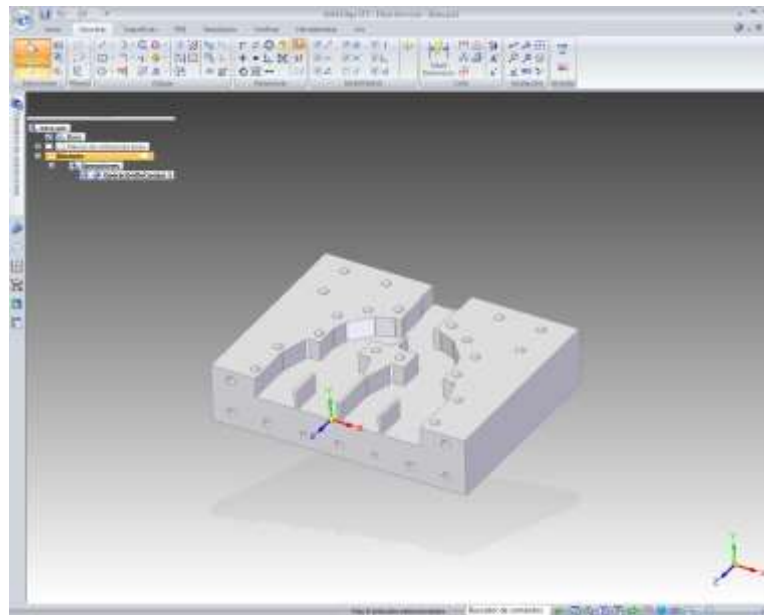
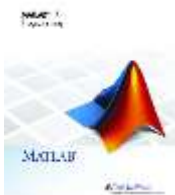


Figura 2-47: Entorno de desarrollo Solid Edge

2.7.5 MATLAB.



Esta herramienta de software matemático ofrece un sinfín de aplicaciones para el manejo de datos en forma matricial, representación de resultados y funciones además de diversos toolkits para una manipulación más específica como pueden ser el tratamiento de imágenes o entornos de radiofrecuencia.

Desarrollado por Mathworks, en el grupo de investigación RFCAS se cuenta con la versión 2014 del mismo. Ha sido de especial ayuda tanto a la hora de realizar pequeños cálculos como de representar los resultados obtenidos en las simulaciones y en las medidas, permitiendo un amplio abanico de posibilidades como añadir varios ejes o superponer distintas gráficas cualesquiera.

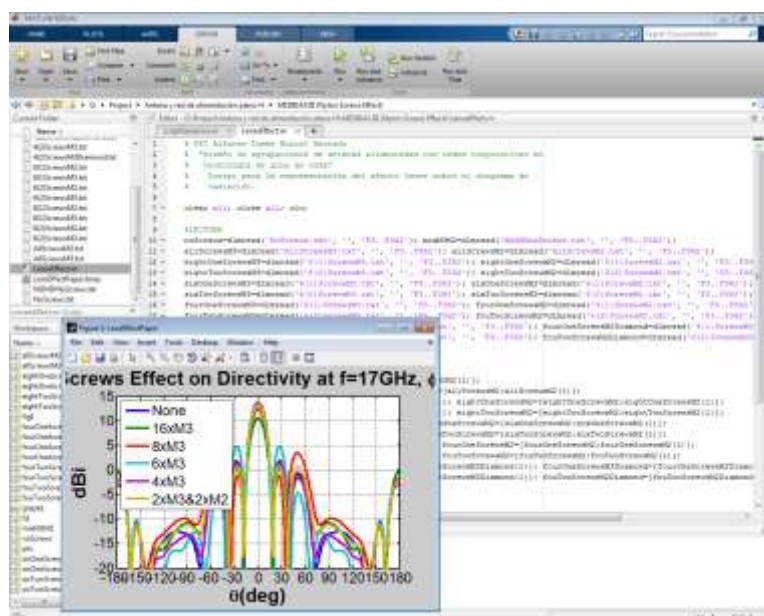


Figura 2-48: Entorno de desarrollo MATLAB

3 Elemento unitario

3.1 Introducción.

En este capítulo de la memoria se presenta la estructura y características de la antena que se va a utilizar como elemento radiante en las agrupaciones de antenas diseñadas y construidas en las secciones siguientes.

Dicho elemento ha sido previamente diseñado y testeado por otro miembro del grupo de investigación RFCAS y todo lo referente a este apartado está incluido en su trabajo [11]. Se ha optado por utilizar esta antena debido al excelente comportamiento que presenta, al hecho de que no había sido insertada en ningún array en el trabajo previo y a que en el diseño de las redes que van a alimentar estos arrays se requieren de estructuras en guía de onda, que son el pilar fundamental sobre el que se apoya este proyecto. Esto es así porque el elemento ha sido diseñado para ser alimentado en guía de onda rectangular WR-51.

En primer lugar se presenta la estructura del elemento radiante, se continúa hablando sobre la construcción de la misma para terminar discutiendo los resultados experimentales que se obtuvieron y las conclusiones que de ellos se pudieron extraer tanto para la propia antena, como para que resulte apropiada para ser incluida en un array en pasos posteriores.

3.2 Estructura de la antena.

El elemento radiante en cuestión consiste en una estructura multicapa, formada por un parche microstrip circular alimentado por ranura por medio de una guía de onda rectangular WR-51. Los sustratos donde se encuentran la ranura y el parche respectivamente están separados entre sí una cierta distancia. En la figura 3-1, extraída de [11], podemos ver un dibujo esquemático de la configuración de la antena.

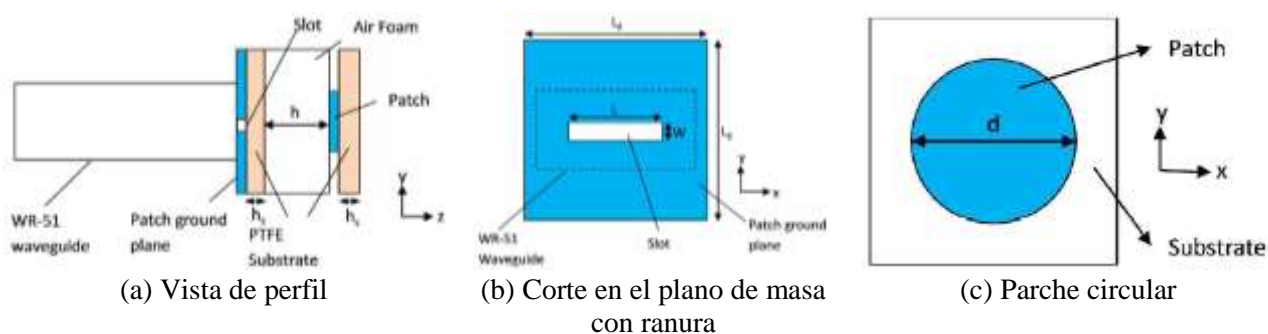


Figura 3-1: Estructura del elemento radiante

Durante el diseño (y posterior construcción) se ha utilizado un sustrato de PTFE (politetrafluoroetileno, más conocido por el nombre comercial de teflón) de TACONIC, el TLY-5A [19], de 0.5 mm de grosor y de una sola capa cobre de 0.018 mm de espesor. En este sustrato es donde se imprimirán posteriormente el parche y la ranura. Para simular el gap de aire presente entre los dos sustratos se ha utilizado una plancha de espuma o *foam* ROHACELL HF [20] de espesor h (se usa también por cuestiones mecánicas). En la tabla 3-1 se puede contemplar todas las medidas del elemento diseñado.

Parámetro	Valor
Longitud de la ranura (L)	9,5 mm
Anchura de la ranura (W)	2 mm
Diámetro del parche (d)	8 mm
Espesor del sustrato (h_s)	0.5 mm
Constante dieléctrica del sustrato (ϵ_r)	2,17
Distancia del gap entre sustratos (h)	3 mm
Longitud del plano de masa del parche (L_g)	31 mm

Tabla 3-1: Dimensiones del elemento radiante

Este elemento radiante ha sido diseñado para funcionar en el extremo superior de la banda Ku, con una frecuencia central de 17 GHz y 2 GHz de ancho de banda. Además, radia con una polarización lineal vertical según \hat{y} . La ranura ha sido centrada en la boca de la guía, de manera que está orientada ortogonalmente a la distribución de campo del modo fundamental de la misma (TE_{10}). Como se comentó en el estado del arte en la sección referente a ranuras, la longitud de la que empleamos aquí se ha diseñado a una distancia cercana a $\lambda_0/2$, distancia a la que la ranura alcanza la resonancia a la frecuencia central de diseño.

3.3 Prototipo fabricado: medidas y resultados.

Tras la etapa de diseño, un prototipo fue fabricado y medido. En la Figura 3-2 se pueden observar las imágenes de dicho prototipo.

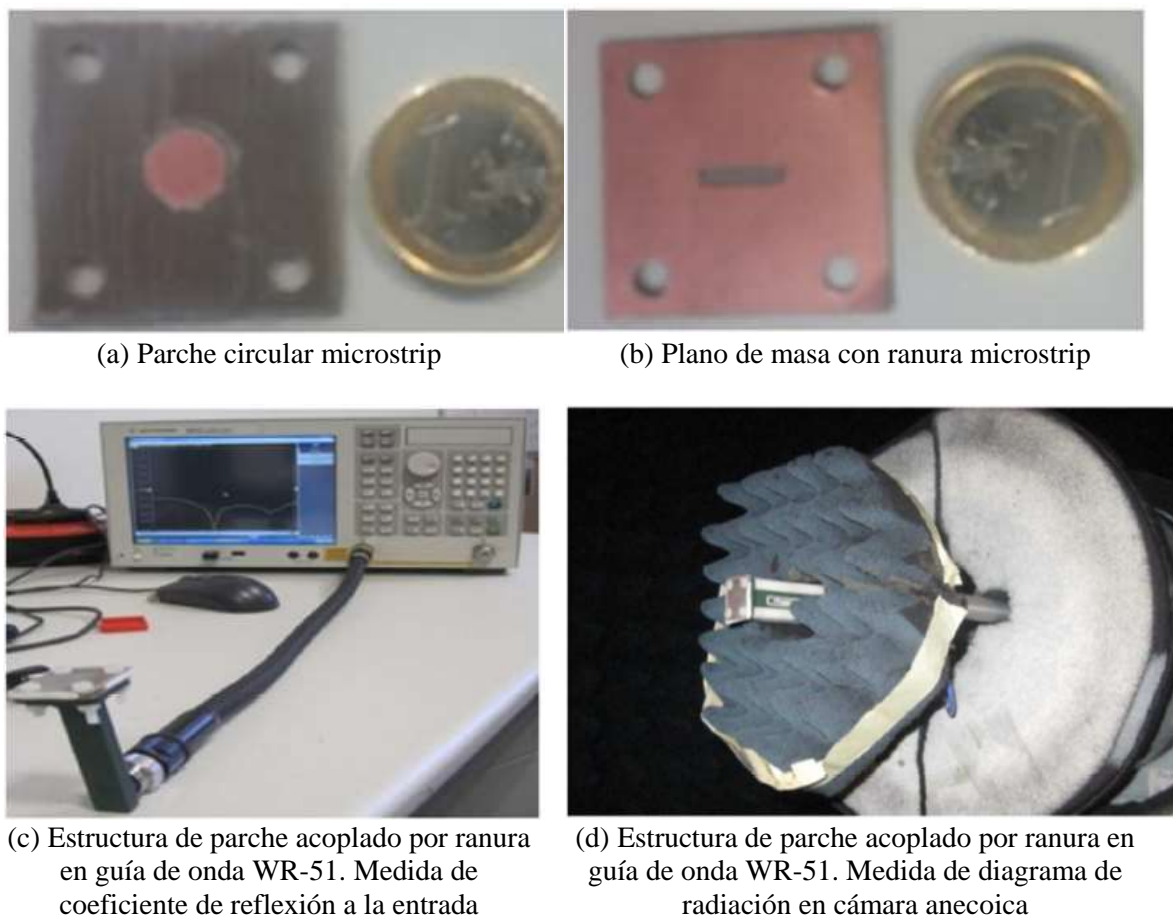


Figura 3-2: Prototipo de antena fabricado

A continuación se presentan los resultados obtenidos tanto en simulación como en medida de la antena diseñada y del prototipo fabricado:

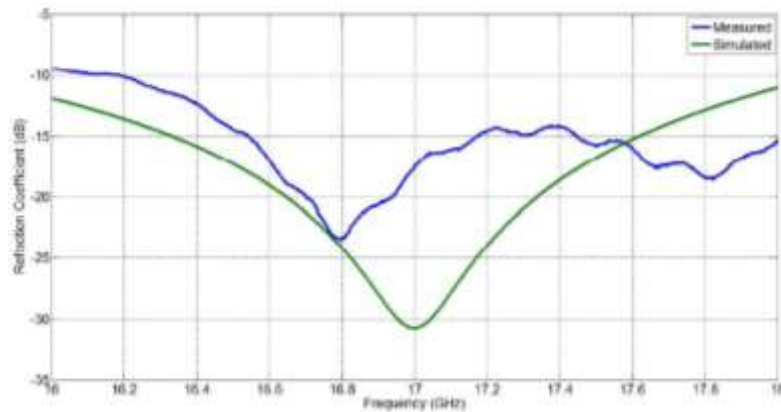
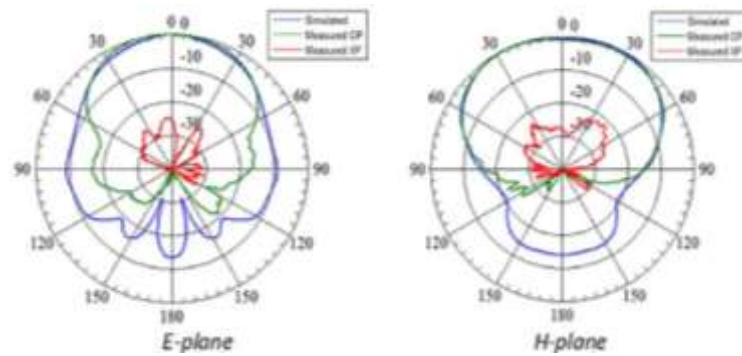
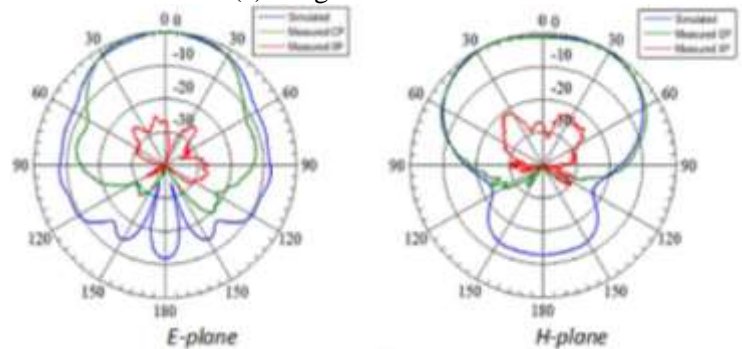


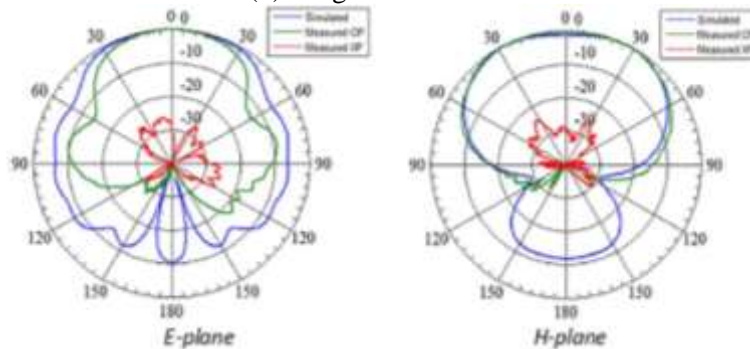
Figura 3-3: Coeficiente de reflexión medido y simulado del elemento radiante



(a) Diagrama a 16.3 GHz



(b) Diagrama a 17 GHz



(c) Diagrama a 17.7 GHz

Figura 3-4: Diagramas de radiación normalizados para distintas frecuencias

Se puede apreciar que el coeficiente de reflexión (Figura 3-3) medido se asemeja razonablemente bien con el que predice la simulación. A pesar de ello, se observa un desplazamiento en banda de dicho coeficiente, debido probablemente al ensamblado manual de la estructura multicapa mediante tornillos de nylon. Además, hay que tener en cuenta la tolerancia presente en el mecanizado de los sustratos, así como del foam necesario para separarlos. Aun así, se consigue una buena respuesta en ancho de banda, cercano al 13% si se sigue un criterio de VSWR de 2:1.

Con respecto a los resultados obtenidos para el diagrama de radiación (Figura 3-4), comentar que se refleja una muy buena correspondencia entre los resultados en simulación y en medida, sobre todo para el caso del plano H. Para el caso del plano E se comprueba un estrechamiento del ancho de haz a -3 dB en la medida con respecto a la simulación (ver Tabla 3-2), debido a los efectos de borde generados por un plano de masa insuficientemente grande, los cuales no fueron pronosticados con exactitud. A pesar de ello se obtiene un buen nivel de radiación contrapolar, por debajo de los -25 dB.

Nótese que los resultados tomados en la cámara anecoica correspondientes a la radiación trasera de la antena han de ser descartados con motivo del propio sistema de medida, que impone como obstáculo la torre donde se coloca la antena a dicha radiación.

Plano\Frecuencia	16.3 GHz	17 GHz	17.7 GHz
E Simulado	65.7°	74.8°	85.8°
E Medido	71°	68.5°	63.5°
H Simulado	104.4°	103.2°	103°
H Medido	108°	104°	105.5°

Tabla 3-2: Ancho de haz a -3 dB simulado y medido para planos E y H

De los resultados anteriores obtenemos los parámetros de ganancia y eficiencia de la antena en toda la banda de trabajo (Figura 3-5).

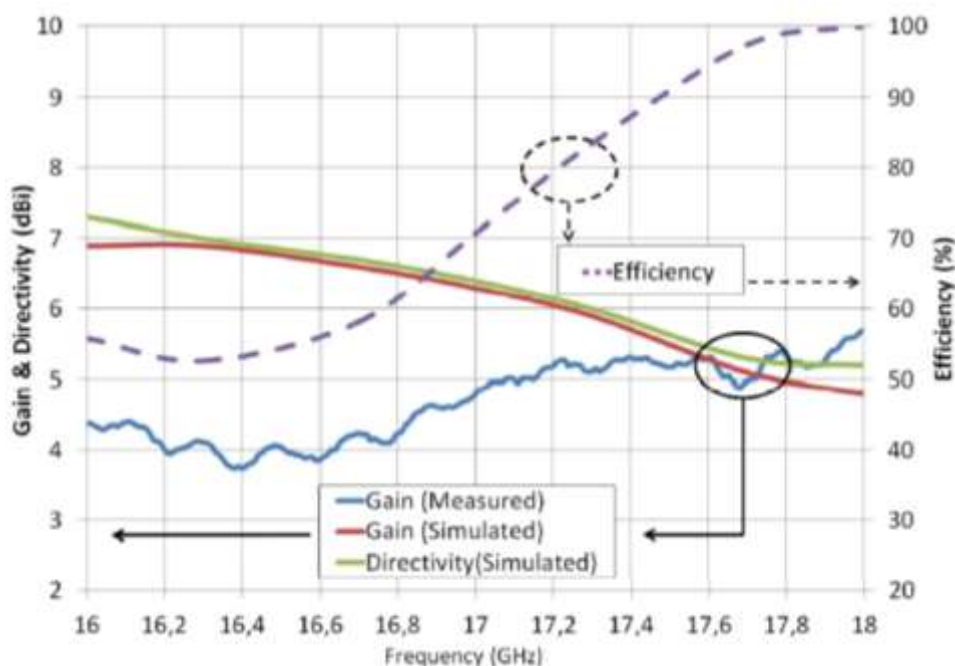


Figura 3-5 : Ganancia, directividad y eficiencia de la antena en simulación y medida

De la gráfica anterior podemos extraer una última conclusión: la onda de superficie que se propaga por el sustrato es mayor que la que se esperaba en simulación. Las diferencias entre la directividad y la ganancia simuladas son muy pequeñas, con lo que cabría esperar que la degradación a consecuencia de este efecto sea mínima. Se puede comprobar que esto no ocurre así, y que la ganancia sufre de una caída de hasta 3 dB en algunas zonas de la banda de frecuencias en la que se trabaja.

3.4 Conclusiones.

De los resultados obtenidos a partir de las simulaciones y de las medidas de este elemento unitario, podemos concluir que pese a los efectos de onda de superficie que aparecen más acentuados en medida de lo que se esperaba, se consigue un rendimiento de antena óptimo en una banda de frecuencias entre 16.2 GHz y 18.4 GHz. Se obtiene una ganancia de pico de 5.7 dBi a 18 GHz, con una buena eficiencia de radiación.

Al final del trabajo se propone incluir este elemento en arrays alimentados en red corporativa en guía de onda, para verificar si este tipo de estructuras consiguen mejorar el comportamiento de la antena unitaria. Como se ha comentado en la introducción de este apartado, es a partir de este punto donde comienza verdaderamente el trabajo desarrollado en este proyecto fin de carrera.

4 Configuración plano H

4.1 Introducción.

A partir de este cuarto capítulo se comienza a detallar todo el trabajo elaborado durante el proyecto fin de carrera. Particularmente, en esta sección se detalla todo lo referente al proceso de diseño, construcción y medida de una agrupación a lo largo del plano H de 4 elementos radiantes idénticos al presentado anteriormente.

Se comienza con una exposición del proceso de diseño de la red de alimentación corporativa, deteniéndose en cada uno de los elementos que la componen, tales como codos, uniones en T o uniones en Y en estructura de guía de onda. Tras completar el modelo final de la red, se prosigue a detallar su proceso de fabricación.

A continuación, se presenta todo lo relativo al diseño y fabricación del array de elementos radiantes.

Con los elementos que componen la antena, se hace necesario un módulo de medida adicional para caracterizar ambos por separado. Aquí se detallan las fases de diseño y fabricación de este módulo, así como las medidas individuales de la red y el array de elementos.

Para terminar este capítulo se presentan los resultados obtenidos tras la integración de la red de alimentación corporativa y el array de elementos unitarios.

4.2 Red de alimentación en plano H.

4.2.1 Consideraciones previas.

En esta sección se van a comentar todos los aspectos de diseño en relación con el diseño de la red de alimentación en plano H. Como punto de partida, se va a trabajar en la misma banda de frecuencias en la que se trabajó en su momento para el caso del elemento unitario:

$$f_{\text{diseño}} = 17 \text{ GHz con } BW = 2 \text{ GHz} \quad (4.1)$$

Además, dicho elemento ha sido diseñado para ser alimentado en estándar de guía de onda WR-51, cuyas dimensiones y características derivadas de ellos son las siguientes:

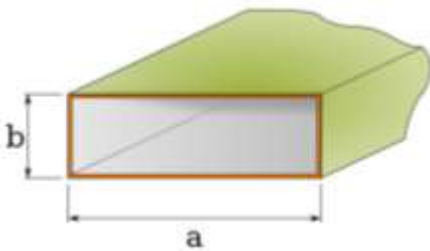


Figura 4-1 : Ejemplo de guía de onda rectangular

$$a = 12.954 \text{ mm} \quad (4.2)$$

$$b = 6.477 \text{ mm} \quad (4.3)$$

$$\text{Medio dieléctrico aire } \epsilon_r = 1 \quad (4.4)$$

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f_c} = 17.6 \text{ mm} \quad (4.5)$$

$$f_{c_{TE10}} = \frac{c_0}{2a\sqrt{\epsilon_r}} = 11.579 \text{ GHz} \quad (4.6)$$

$$\lambda_{g_{TE10}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{TE10}}}{f_c}\right)^2}} = 24.1 \text{ mm} \quad (4.7)$$

A continuación se muestra la carta de modos para la guía de onda rectangular en estándar WR-51, con el modo fundamental y los 6 modos de orden inmediatamente superior. Más adelante se realizará una caracterización de las estructuras en guía diseñadas con los modos considerados en esta carta, por lo que se añaden los índices que CST asignará a cada uno de ellos entre paréntesis.

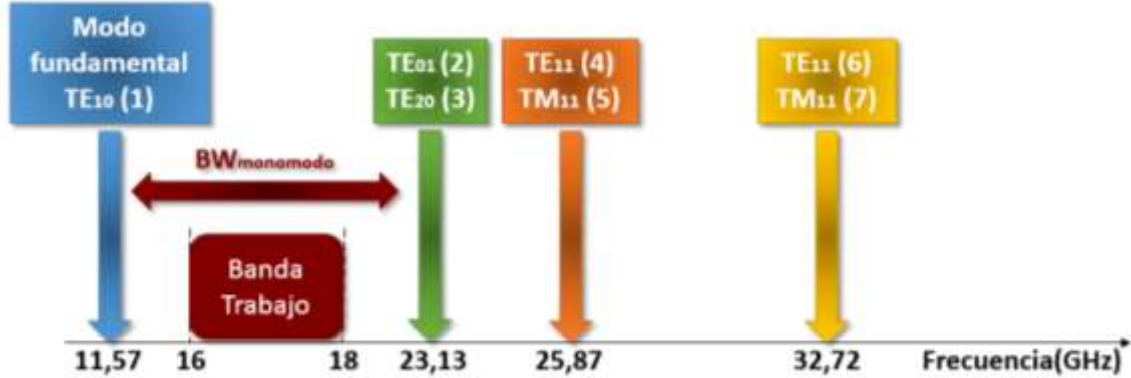


Figura 4-2: Carta de los 7 primeros modos para la guía de onda estándar WR-51

Debido a que la red de alimentación y posterior antena se van a construir, se toma como decisión incluir únicamente 4 elementos radiantes en la agrupación, de manera que el proceso de diseño no se complique en exceso, además del coste del proceso de fabricación. Por tanto, la **red de alimentación corporativa** que aquí se presenta es de **1-4**.

Por último mostramos el concepto que se ha pasado a denominar av_H (4.8), el cual se define como la relación en tanto por ciento entre la dimensión de la guía paralela al plano en el que se replica el elemento radiante (plano sobre el que la red reparte la señal) y la longitud de onda en el vacío λ_0 a la frecuencia central de diseño.

$$av_H = \frac{a}{\lambda_0} = 73.41 \% \quad (4.8)$$

Este parámetro será de enorme utilidad a la hora de dimensionar la separación entre elementos pues informa acerca de lo siguiente: para una separación entre elementos de $0.74 \cdot \lambda_0$ existirían unas paredes físicas entre guías de onda de salida de anchura w_H (4.9):

$$w_H = (0.74 - av_H) \cdot \lambda_0 = 0.0059 \cdot \lambda_0 = 0.1038 \text{ mm} \quad (4.9)$$

Estas dimensiones de anchura de pared entre guías no van a dar **problemas** en simulación con paredes eléctricas perfectas (PEC). **En fabricación** sin embargo van a ser críticas, pues el proceso de mecanizado del aluminio no conseguiría alcanzar tal precisión sin partir el material.

Con respecto a la **separación entre elementos** que finalmente se estableció, se estimó que una **pared de 1 mm entre guías** de salida iba a ser suficiente como para que el mecanizado del aluminio fuese seguro, por lo tanto:

$$av_{1mm} = \frac{(a + 1mm)}{\lambda_0} = 79.28 \% \cong 80 \% \rightarrow d_{elementos} = 0.8 \cdot \lambda_0 \quad (4.10)$$

En 4.10 se observa la **limitación** tan fuerte que tenemos **en espacio** para colocar los elementos unitarios. Podría haberse dado mayor porcentaje en longitudes de onda λ_0 a la distancia entre elementos, pero ello conllevaría a una ampliación del margen visible en el diagrama de radiación de la antena, que de no controlarse derivaría en obtener réplicas del lóbulo principal en el mismo, los denominados *grating lobes*.

A pesar de no poder controlar la distancia entre elementos, uno de los objetivos principales del diseño ha consistido en **minimizar el máximo espacio posible** que ocupa. Uno de los inconvenientes de las redes corporativas es precisamente que aumentan el espacio físico que ocupan frente a las redes tipo serie. Es por ello que uno de los retos de diseño es optimizar este aspecto.

Los distintos elementos que van a formar parte de la red van a introducir discontinuidades a lo largo de la red, las cuales pueden excitar **modos de orden superior** en la guía que en principio deberían ser **evanescentes**. Este efecto también es analizado y controlado, con el objetivo de reducir al máximo las dimensiones del conjunto.

La separación entre elementos va determinar además las **dimensiones máximas de ciertas partes de los elementos de la red**. Es por ello por lo que no se realizan análisis de modos en todas las puertas posibles de los diseños, como se verá con más detalle en secciones posteriores.

Nótese que en esta primera fase de diseño lo que se modela en el software CST y se puede ver en las figuras es el interior de la guía, es decir, el vaciado de aire que genera. Todo lo que no se muestra en las imágenes el software lo entenderá como pared eléctrica perfecta (PEC).

4.2.2 Unión en T.

El primer paso dado en el diseño de la red de alimentación corporativa consistió en el modelado del primer divisor que se ve desde la entrada, la unión en T. El objetivo de este tipo de unión es repartir la señal que se excita a la entrada con misma amplitud y fase a cada una de las salidas (dado que la red que se está diseñando es corporativa), que giran físicamente 90° a izquierda y derecha con respecto a la entrada. De la forma que toma proviene el nombre de unión en T.

Con las dimensiones de guía proporcionadas anteriormente se persigue obtener una estructura como la que se muestra en la Figura 4-3.

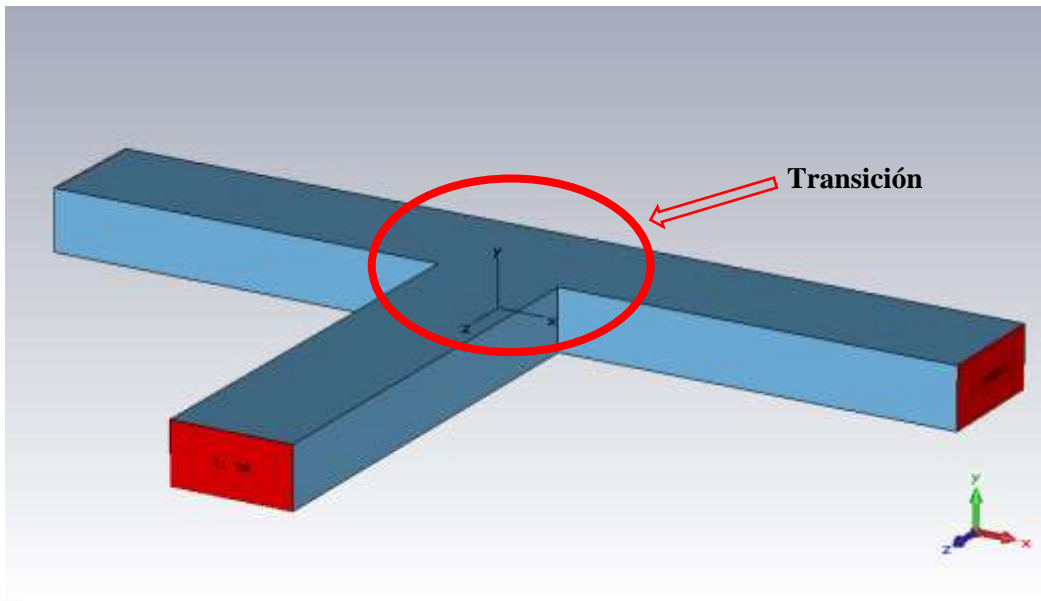


Figura 4-3: Ejemplo de unión en T en plano H

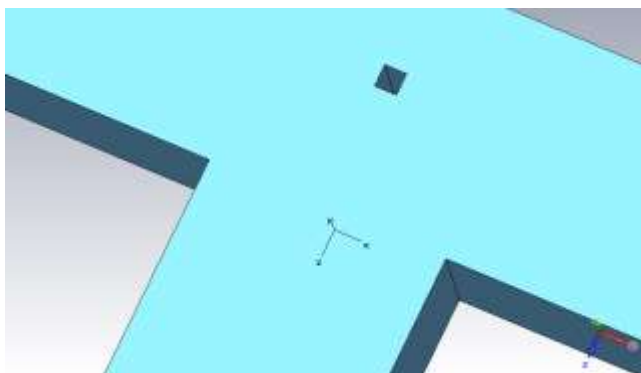
A partir de aquí, el proceso de diseño ha consistido en **añadir discontinuidades alrededor de la transición** que une el puerto de entrada con los puertos de salida. Dichas discontinuidades pueden ser desde pequeños estrechamientos (Figura 4-4a) o ensanchamientos (Figura 4-4b) en la parte más cercana de la guía de entrada a la transición, pasando por postes metálicos en la zona central de la misma (Figura 4-4c) hasta salientes provenientes su la pared posterior (Figura 4-4d), clase que recibe en algunas partes de la literatura el nombre de *septum*.



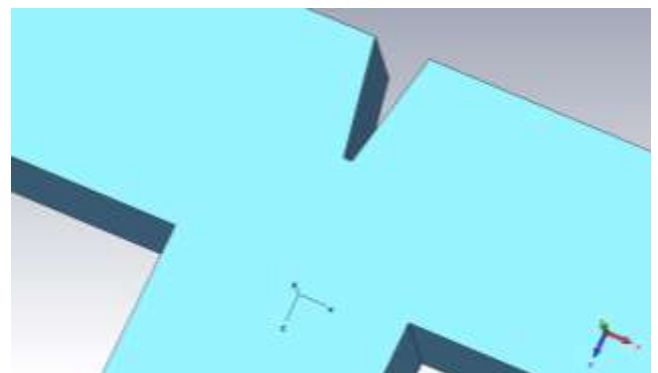
(a) Estrechamiento a la entrada de la transición



(b) Ensanchamiento a la entrada de la transición



(c) Poste macizo en la zona central de la transición



(d) Transición con septum

Figura 4-4: Distintas discontinuidades en la transición de la unión en T en plano H

Cada una de estas discontinuidades, con sus parámetros asociados tales como anchura, longitud, pendiente o posición van a modificar los parámetros S de la estructura de 3 puertos. En particular, se ha tomado como **criterio de diseño** (tanto en esta estructura como en el resto de este PFC) el de conseguir el **menor coeficiente s_{11} posible en amplitud**, de manera que toda la señal que se excite en la entrada se transmita en misma amplitud y fase a sus salidas, y no se pierda por reflexión y/o adaptación (según el caso), dando lugar a una unión en T ineficiente.

Un punto muy importante a la hora de implementar estas discontinuidades es que deben ser **mecanizables**. De nada sirve diseñar una discontinuidad de tamaño del orden de décimas de milímetro que adapte muy bien si la herramienta de fresado no es capaz de mecanizarla a tal precisión. Por este motivo muchas pruebas fueron descartadas del modelo final, como por ejemplo el macizo en el centro de la transición, susceptible de ser partido en el proceso.

Se quiere resaltar también el hecho de que cada una de las combinaciones de discontinuidades que se han probado han sido diseñadas de manera **simétrica** con respecto al eje transversal. De esta manera se asegura un reparto equitativo en amplitud y fase, y podemos centrarnos únicamente en el módulo del parámetro s_{11} , como se ha comentado con anterioridad.

Se adjuntan como ejemplo los efectos que producen algunas de estas discontinuidades sobre el parámetro s_{11} en amplitud, tanto en dB como en carta de Smith. Estos resultados se muestran a modo de ejemplo partiendo del diseño final de unión en T:

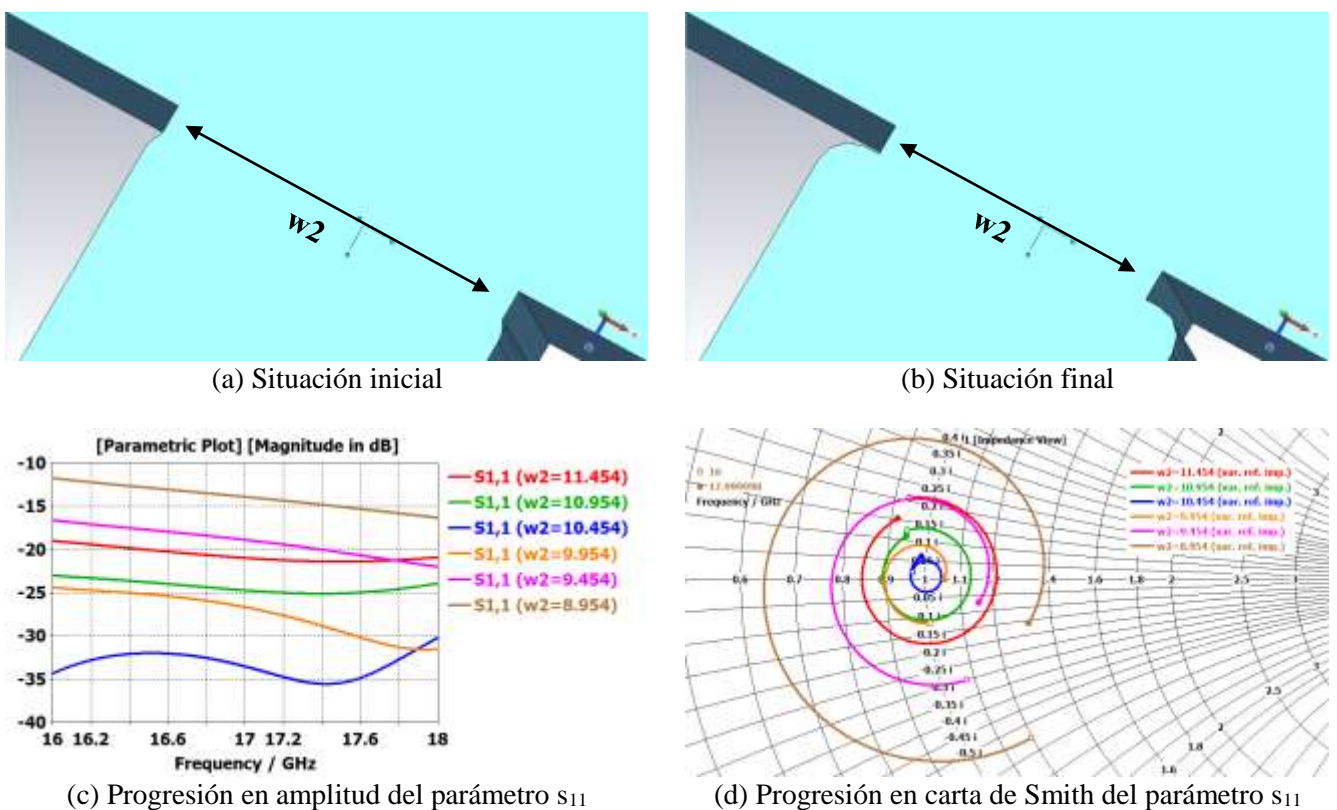


Figura 4-5 : Efecto en s_{11} de un estrechamiento en la entrada de la transición

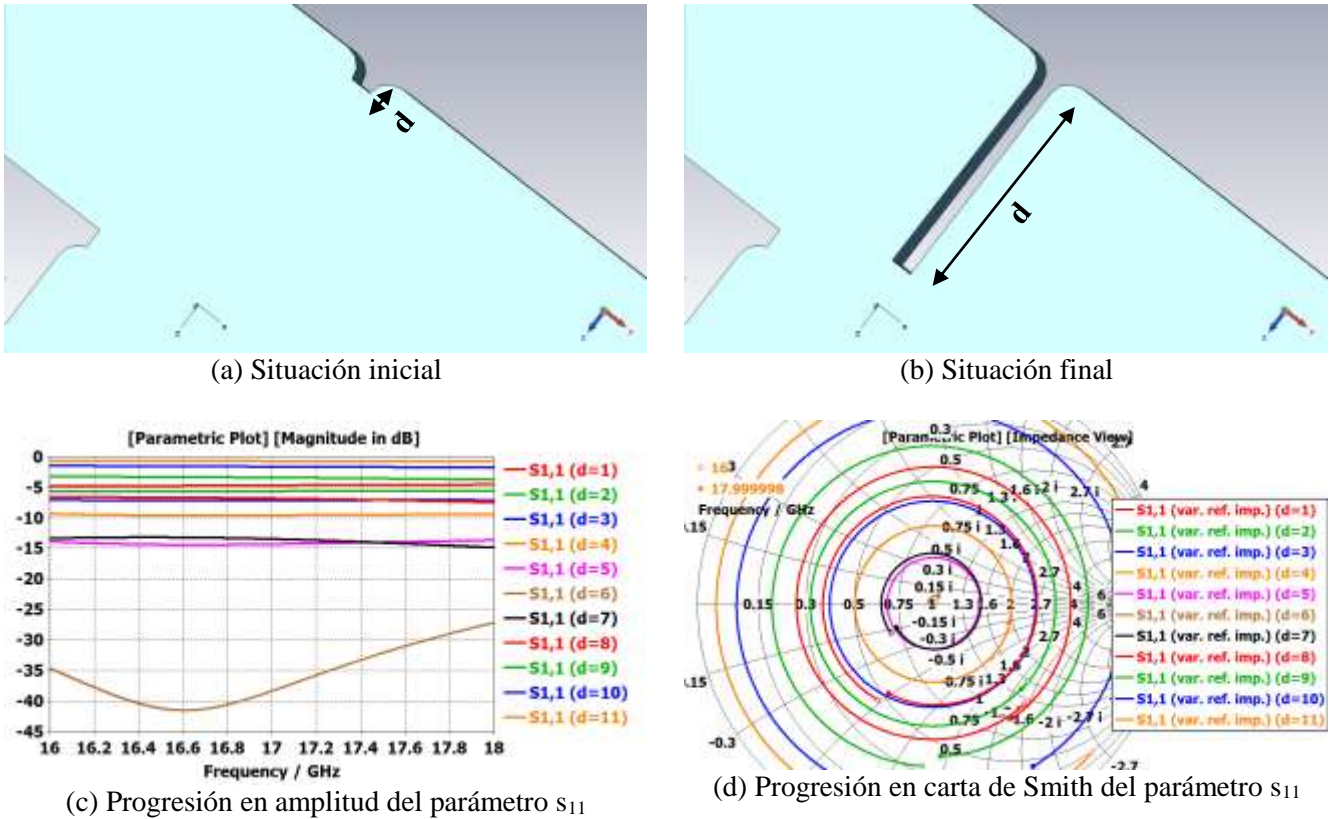


Figura 4-6 : Efecto en S_{11} de un aumento progresivo de la penetración del septum

Teniendo en cuenta los efectos de cada una de las discontinuidades, y habiéndose realizado un considerable número de combinaciones de las mismas en la transición, se lleva a cabo un proceso de **optimización** de la estructura. Teniendo en cuenta los movimientos en carta de Smith que producen cada una de las discontinuidades, se logró alcanzar el objetivo de diseño. Los pasos previos a este proceso de optimización no se mostrarán ni en este apartado ni en los subsiguientes.

El **diseño final** de unión en T final que conseguimos es el que se muestra en la Figura 4-7, con dos estrechamientos progresivos a la entrada de la transición, y un *septum* rectangular terminado en chaflán. Este chaflán ha mostrado ser vital para obtener un resultado tan favorable. En la Figura 4-8 se proporciona también la respuesta en frecuencia de la misma.

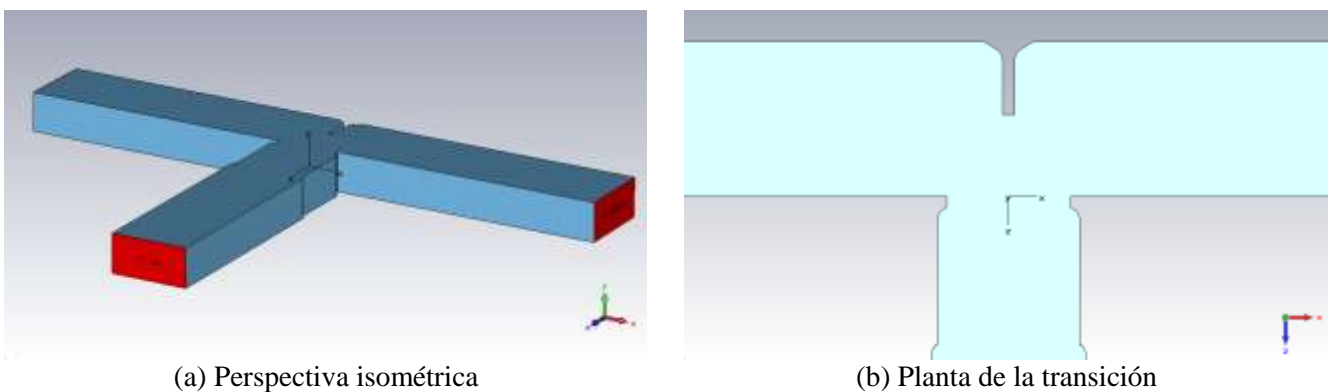
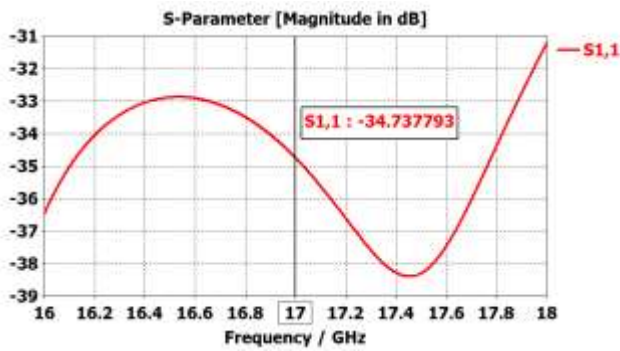
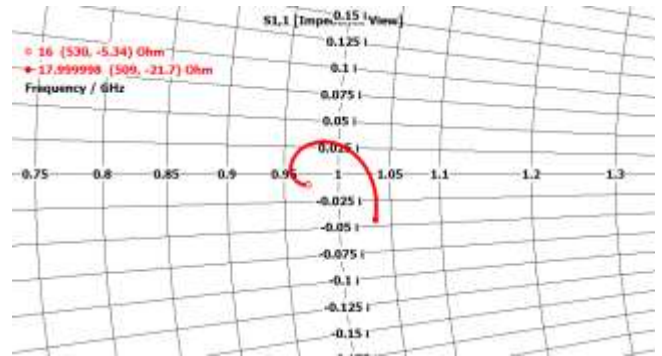


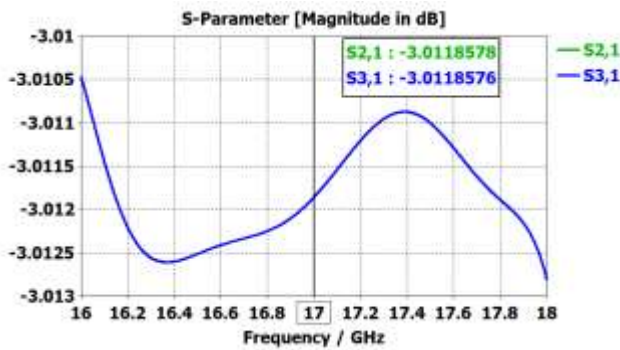
Figura 4-7 : Diseño final de la unión en T en plano H



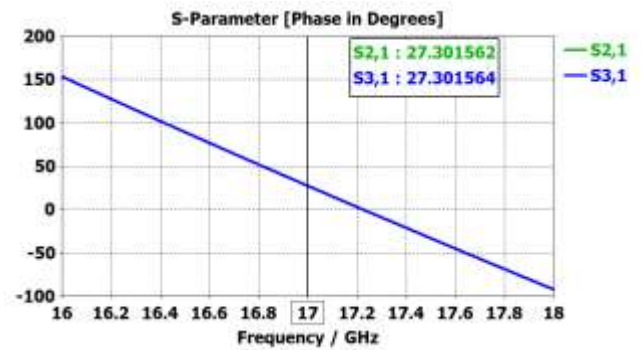
(a) Módulo del parámetro S_{11}



(b) Parámetro S_{11} en carta de Smith



(c) Módulo de los parámetros S de transmisión



(d) Fase de los parámetros S de transmisión

Figura 4-8 : Resultados en simulación del modelo final de la unión en T en plano H

Como comentario adicional, las aristas redondeadas que se ven en las imágenes se modelaron a modo de que se tenga en cuenta la precisión de la herramienta al mecanizar esquinas por su parte cóncava.

4.2.1 Codo.

La siguiente estructura que se diseñó fue el codo, necesario para guiar la señal de entrada en la unión en T en la misma dirección, reajustando el giro físico que impone.

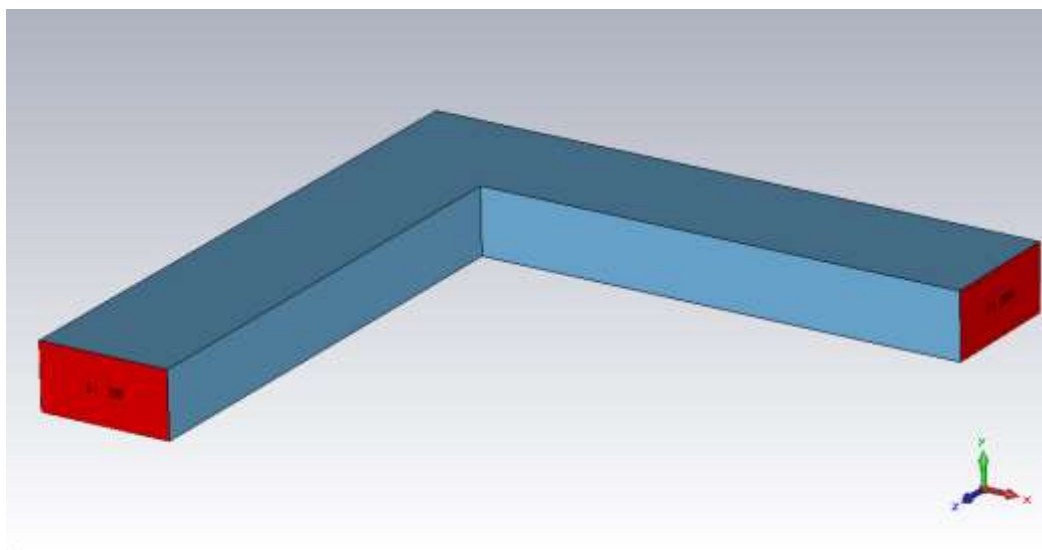
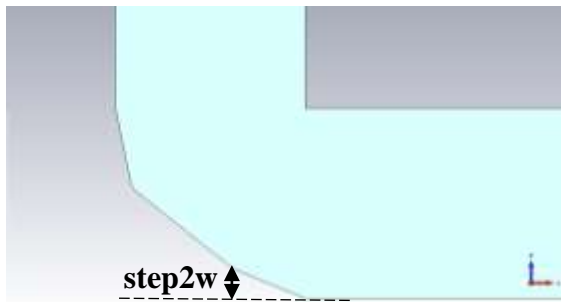
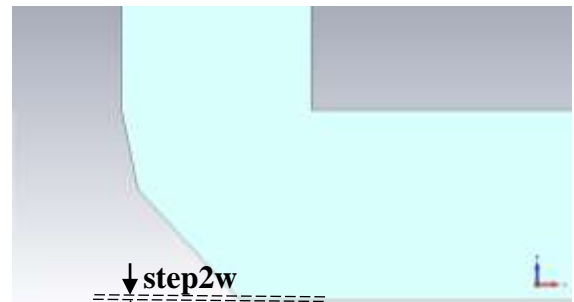


Figura 4-9: Ejemplo de codo en plano H

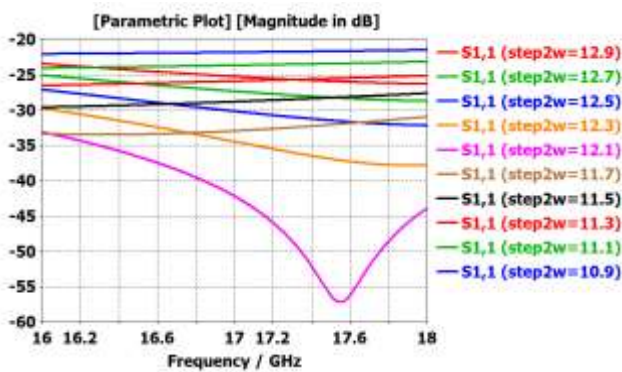
La zona de transición, al igual que en el caso de la T, ha sido optimizada utilizando distintas combinaciones de discontinuidades, como son por ejemplo el suavizado del giro de 90° con uno, dos o tres cambios progresivos menos pronunciados. En la Figura 4-9 y en la Figura 4-10 se presentan un par de ejemplos del efecto de los mismos.



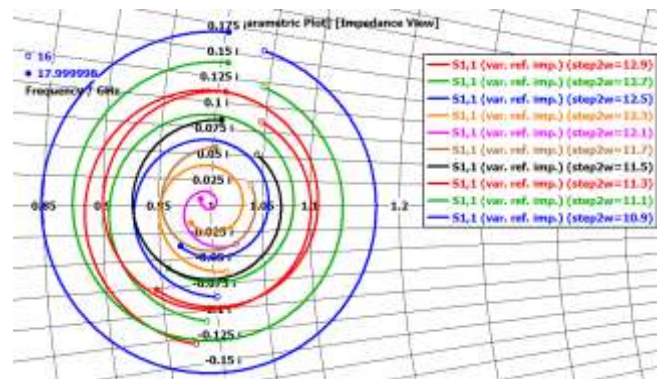
(a) Situación inicial



(b) Situación final

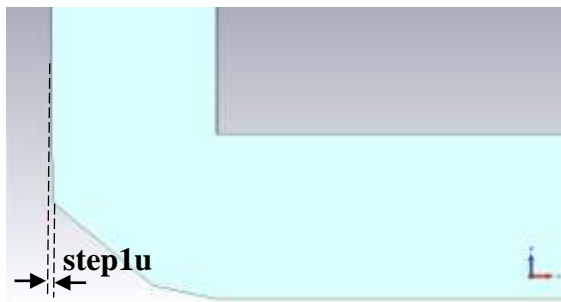


(c) Progresión en amplitud del parámetro S_{11}

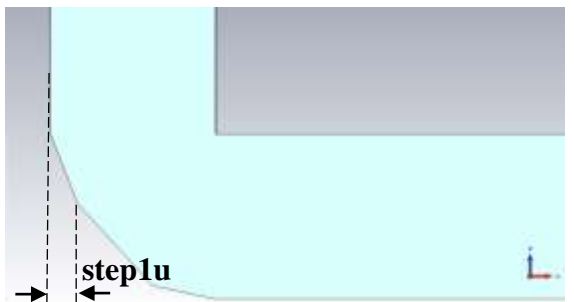


(d) Progresión en carta de Smith del parámetro S_{11}

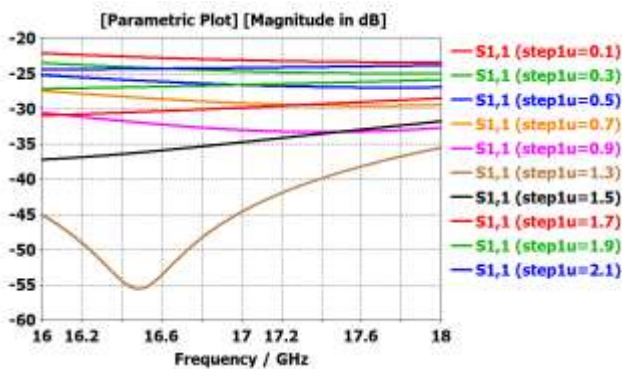
Figura 4-10: Efecto en S_{11} de una variación de la posición en z del primer giro en el codo



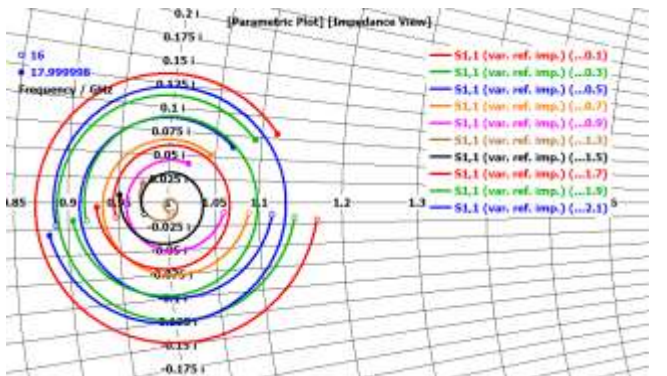
(a) Situación inicial



(b) Situación final



(c) Progresión en amplitud del parámetro S_{11}



(d) Progresión en carta de Smith del parámetro S_{11}

Figura 4-11 : Efecto en S_{11} de una variación de la posición en x del segundo giro en el codo

Tras el proceso de optimización el resultado final de diseño de codo es el que se enseña en la Figura 4-12, con dos discontinuidades presentes en el giro de 90° y en la Figura 4-13 los resultados que se obtienen.

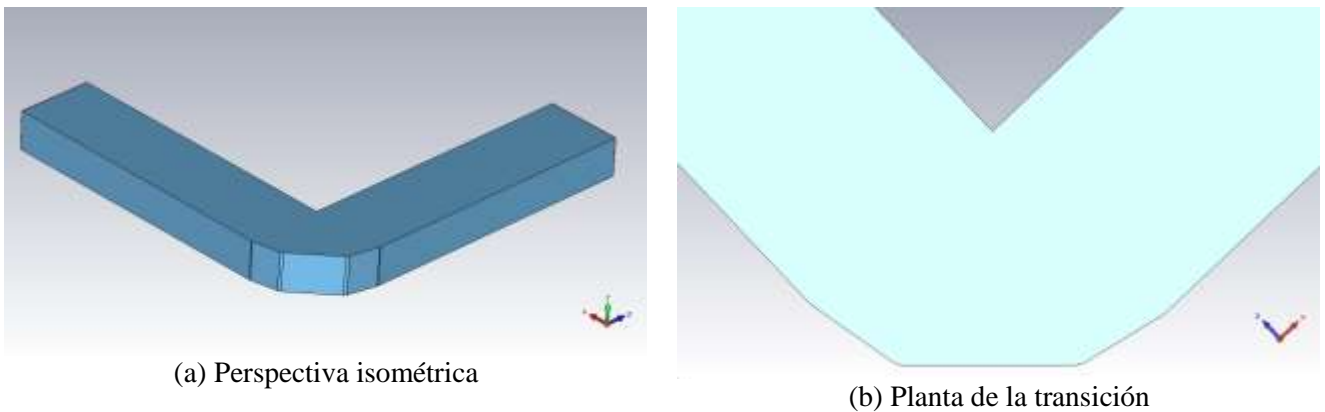


Figura 4-12: Diseño final de codo en plano H

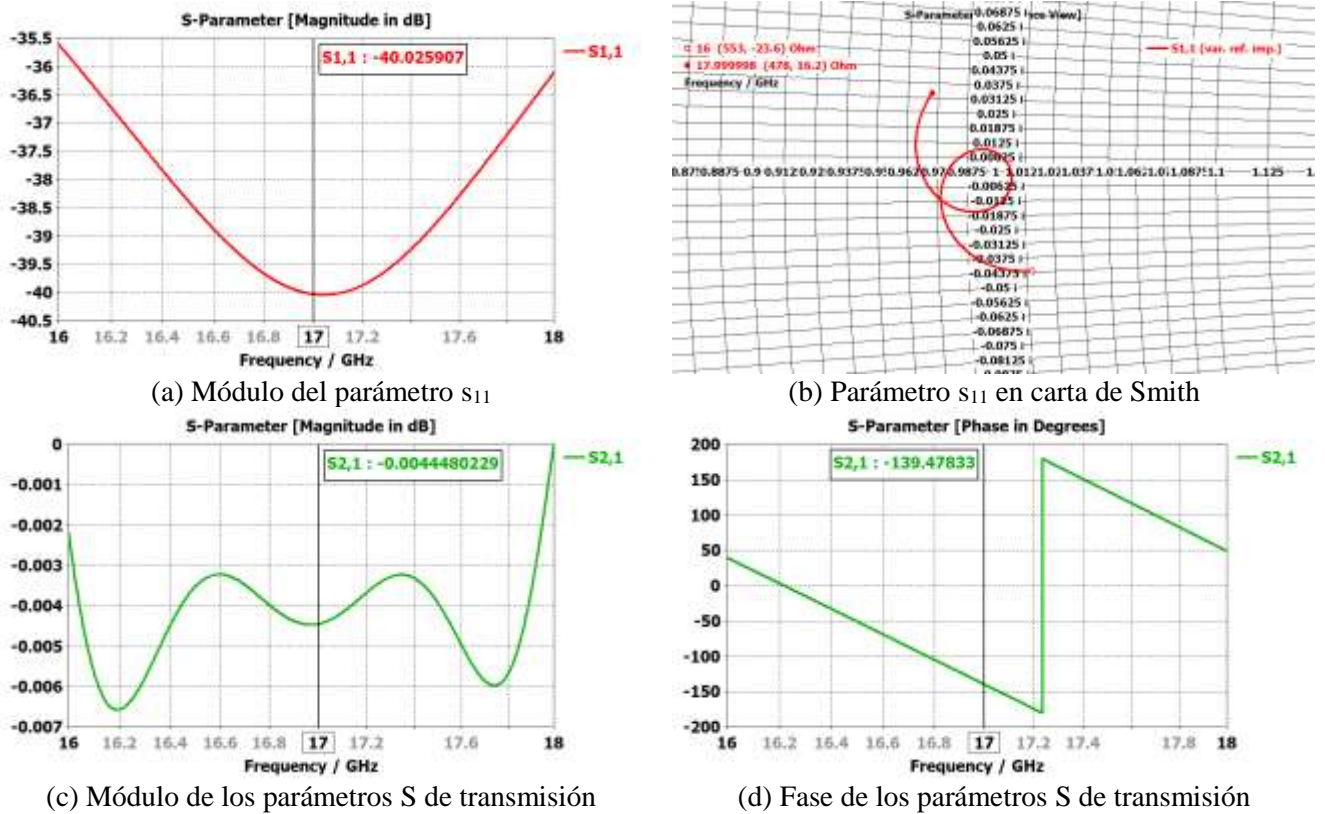


Figura 4-13: Resultados en simulación del modelo final de codo en plano H

4.2.2 Unión en Y.

Debido a las restricciones presentes en la separación entre elementos, es decir, no poder alejarse de la distancia fijada en 4.9, se hace imposible colocar los elementos radiantes únicamente a base de uniones en T y codos. Esto ocurre debido a que el codo añade a las dos salidas de la unión en T como mínimo una longitud de a (4.2) en el eje en el que se disponen los elementos radiantes. Es decir, en el mejor de los casos, los elementos radiantes estarían separados una longitud de $2a$, que de 4.8 se deduce que es superior a la longitud de onda λ_0 :

$$\frac{2a}{\lambda_0} = 2 \cdot av_H = 146.82 \% \rightarrow ¡d_{elementos} > \lambda_0! \quad (4.11)$$

Por este motivo se hace necesario el diseño de una nueva estructura, que permita disponer los elementos radiantes a la longitud que se ha establecido. Este nuevo elemento, denominado unión en Y, se puede ver como una superposición de una unión en T y dos codos. Al igual que para el caso de la T, el nombre proviene de la forma que adquiere.

La estructura inicial que se desea optimizar es la que se muestra en la Figura 4-14:

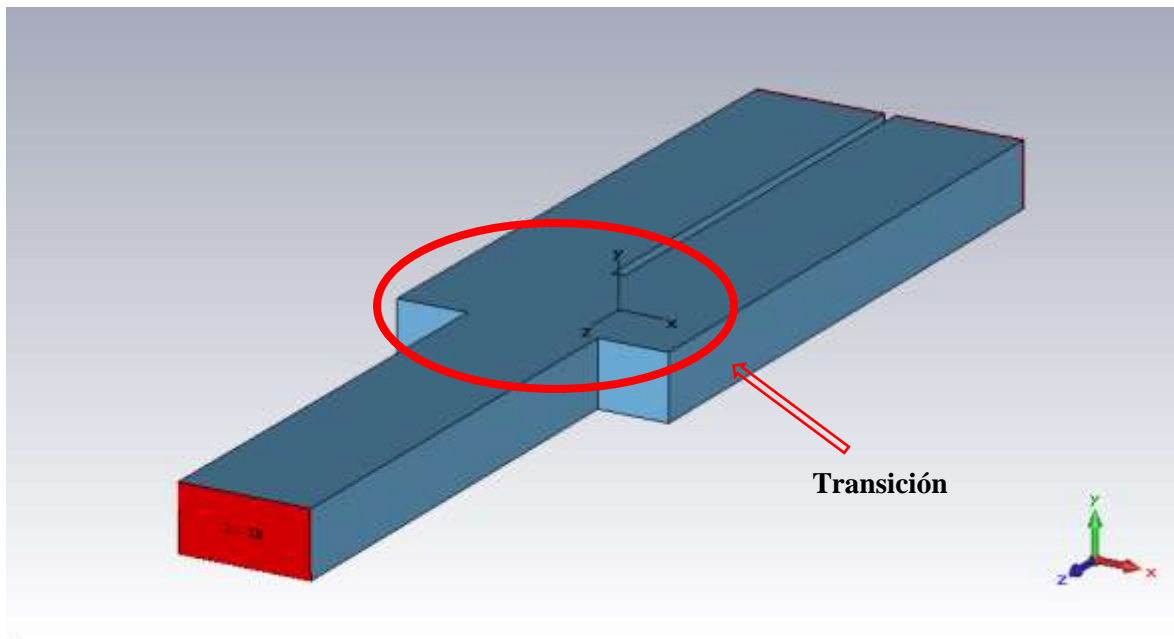
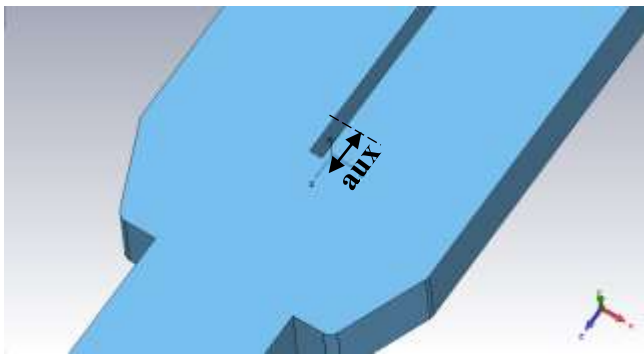
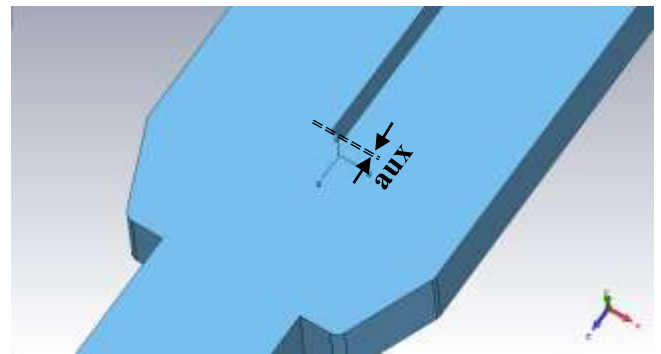


Figura 4-14: Ejemplo de unión en Y en plano H

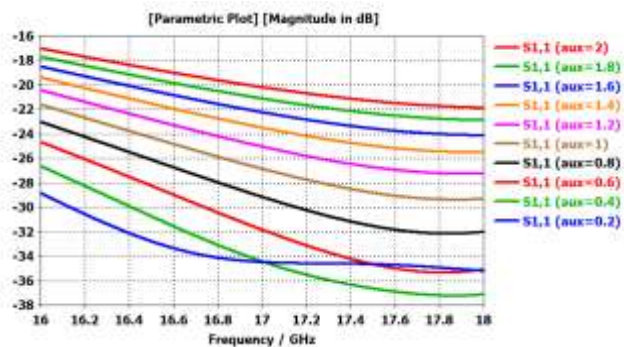
Se ha seguido el mismo proceso de diseño: se añaden **discontinuidades, simétricas y mecanizables** en la **transición** para **optimizar** el **parámetro s_{11}** en amplitud (analizando los efectos en carta de Smith). Se probaron discontinuidades como acercar o alejar la pared entre guías (ver Figura 4-15) o realizar un diseño similar al del codo en las esquinas más alejadas de la entrada (ver Figura 4-16).



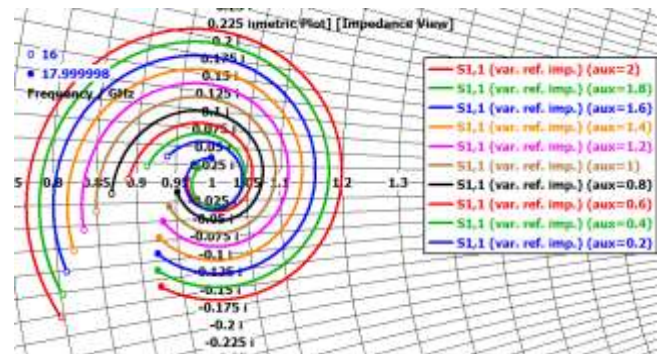
(a) Situación inicial



(b) Situación final

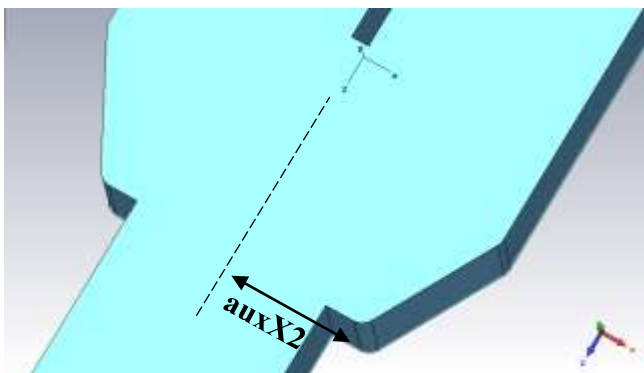


(c) Progresión en amplitud del parámetro s_{11}

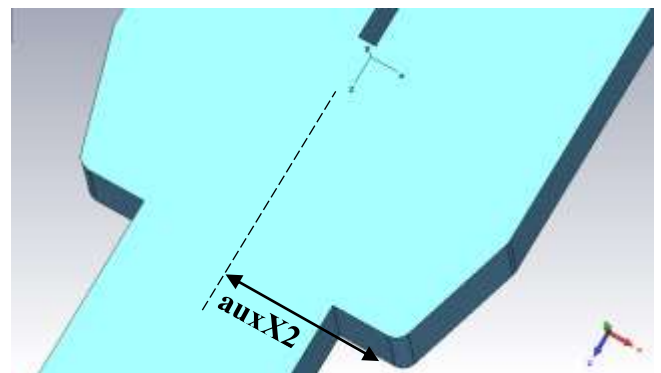


(d) Progresión en carta de Smith del parámetro s_{11}

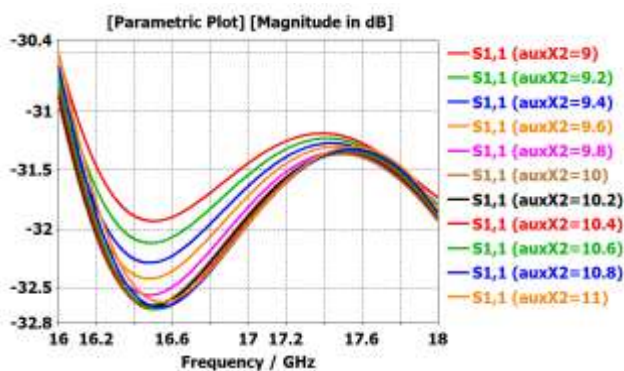
Figura 4-15 : Efecto en s_{11} de una variación en longitud de la transición de la unión en Y



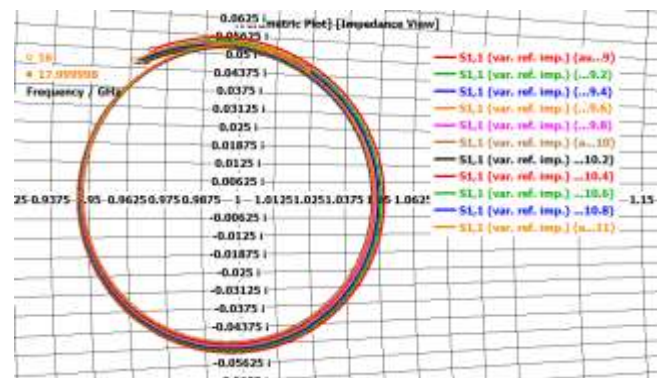
(a) Situación inicial



(b) Situación final



(c) Progresión en amplitud del parámetro s_{11}



(d) Progresión en carta de Smith del parámetro s_{11}

Figura 4-16 : Efecto en s_{11} de una variación en posición en X de la esquina de la unión en Y

Se realiza también un proceso de **optimización** de la estructura. El diseño final de unión en Y es el que se muestra en la Figura 4-17. Los resultados en simulación de su respuesta en frecuencia se añaden a continuación, en la Figura 4-18.

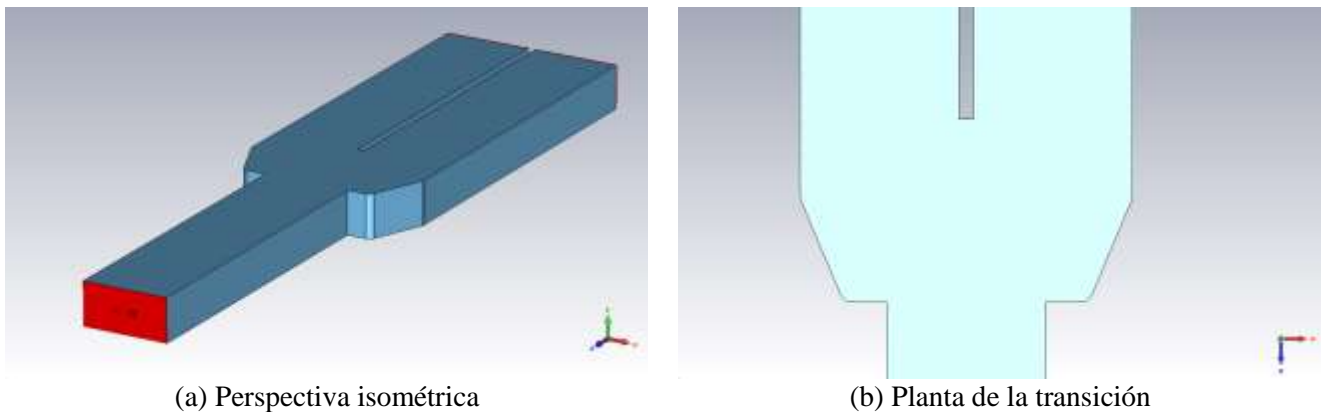


Figura 4-17: Diseño final de unión en Y en plano H

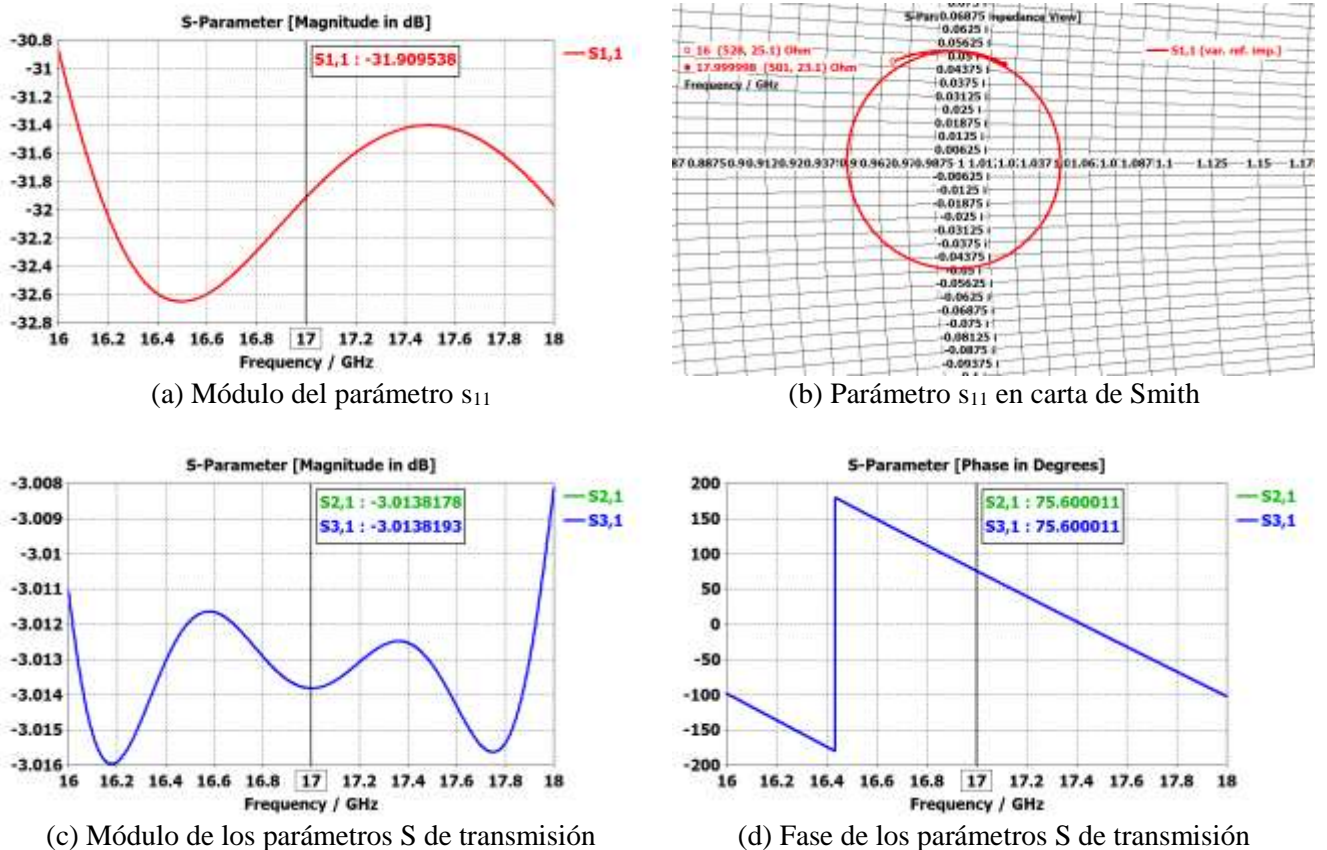
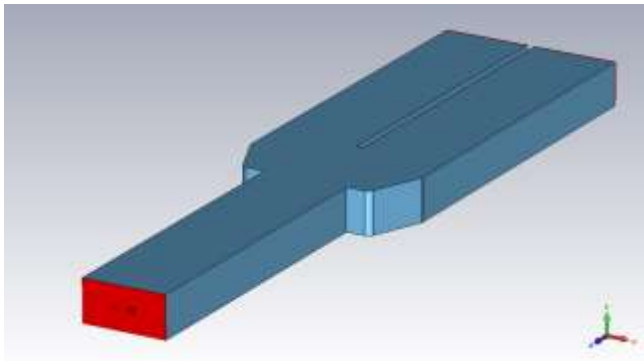
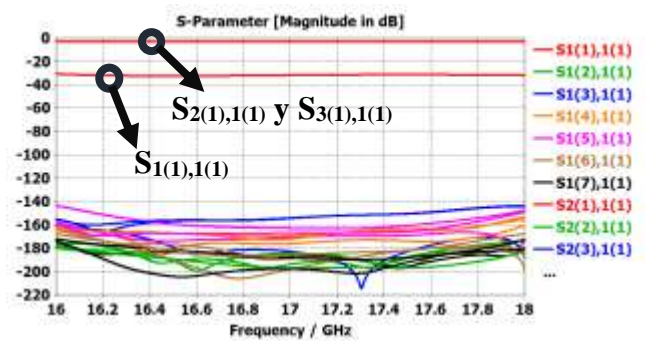


Figura 4-18: Resultados en simulación del diseño final de Y en plano H

Hasta este punto todas las estructuras que se presentan son estructuras canónicas, es decir, que tienen los puertos de entrada y salida muy alejados de la zona de transición. Por lo tanto, los modos de orden superior que se consideran en 4.2.1 están en el suelo (no se propagan). Se adjunta como ejemplo en la Figura 4-19 el ejemplo propio para la unión en Y, aunque el resultado para las otras dos estructuras presentadas es cualitativamente similar.



(a) Estructura canónica



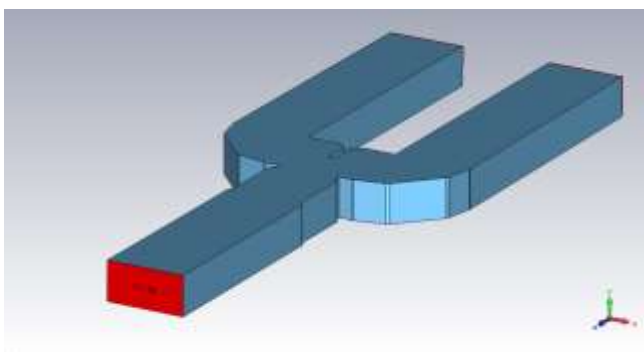
(b) Módulo de los parámetros $S_{X(X),1(1)}$

Figura 4-19: Estructura canónica de unión en T: modos de orden superior en el suelo

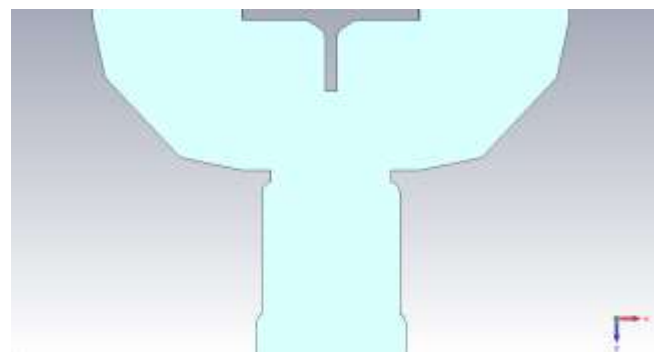
4.2.3 Unión en T más codos.

Como se comentó en las consideraciones previas de este capítulo, la separación entre elementos fija la longitud de salida de la unión en T, y por extensión la distancia entre ella y los codos (ver Figura 4-20). Con el objetivo de **optimizar** el **espacio** que ocupa la entrada de la unión en T y la salida de los codos, se va a analizar la **propagación de modos superiores** en la estructura, para asegurar además que no llegan a la unión en Y.

Al insertar los codos en la unión en T, se vuelve a hacer un proceso de re-optimización previo al análisis en el que se va a centrar esta sección. El diseño final de T más codos se muestra a continuación, con los resultados que se obtienen:

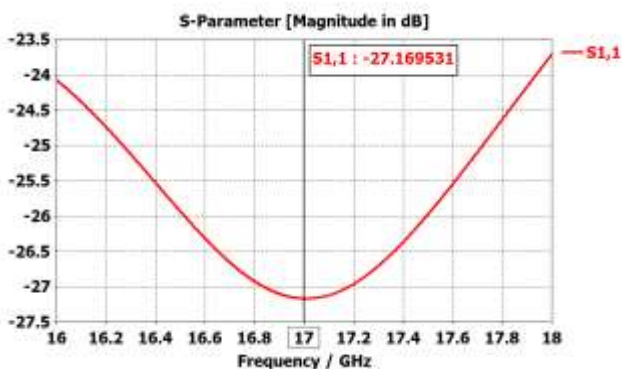


(a) Perspectiva isométrica

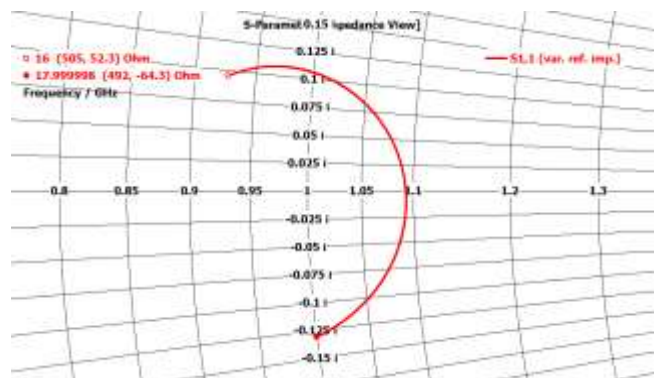


(b) Planta de la transición

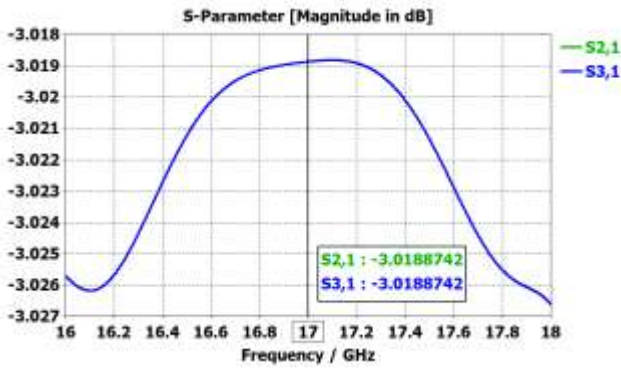
Figura 4-20: Diseño final de unión en T más codos a su salida en plano H



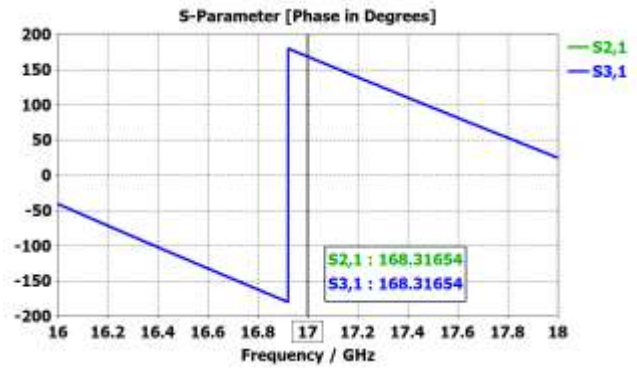
(a) Módulo del parámetro S_{11}



(b) Parámetro S_{11} en carta de Smith



(c) Módulo de los parámetros S de transmisión



(d) Fase de los parámetros S de transmisión

Figura 4-21: Resultados en simulación del diseño final de unión en T más codos a su salida

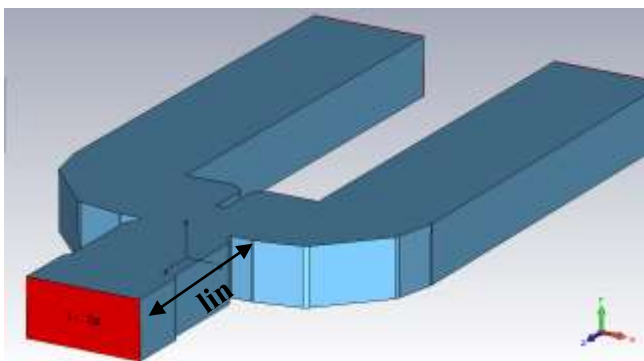
En vistas a reducir las dimensiones totales de la estructura final, se realiza una optimización de la longitud de entrada y de la salida de la unión en T más codos.

En este punto es importante resaltar que acercar demasiado las puertas de entrada y/o salida a las discontinuidades diseñadas puede llevar a excitar modos de orden superior en la guía. Por lo tanto, el criterio de optimización de dichas dimensiones es el siguiente: el módulo de los parámetros S de los modos cruzados entre el fundamental y los de orden superior esté por debajo de -60 dB, siendo el modo fundamental el que se excita en la entrada.

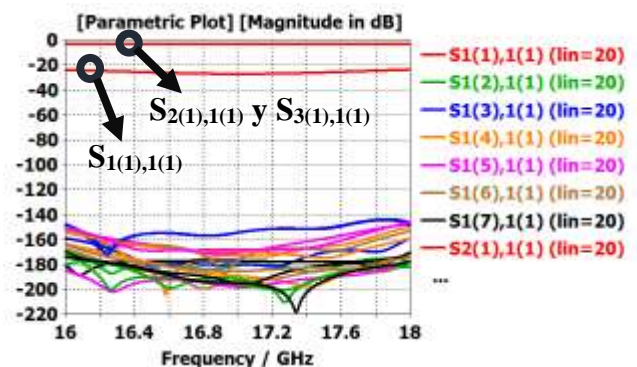
$$|S_{x(x),1(1)}| < -60 \text{ dB} \quad (4.12)$$

Siendo los parámetros entre paréntesis los modos que se están teniendo en cuenta en el parámetro de transmisión. Por ejemplo, $|S_{2(5),1(1)}|$ es el módulo del parámetro $|S_{2,1}|$, entendiéndose cuánta potencia del quinto modo de orden superior sale por el puerto 2 cuando se excita en el puerto de entrada el modo fundamental de la guía. Se realiza un análisis de la estructura con 6 modos de orden superior.

Con respecto a la reducción en la distancia de entrada, en la Figura 4-22 se muestran la estructura con la longitud final de entrada y los resultados en el módulo de los parámetros S cruzados con el modo fundamental.



(a) Resultado final de la estructura en la entrada



(b) Módulo de los parámetros $S_{X(X),1(1)}$

Figura 4-22: Análisis de modos superiores en la estructura con la longitud final en la entrada

Se procede de la misma forma para la salida de la estructura, de donde se obtienen los siguientes resultados:

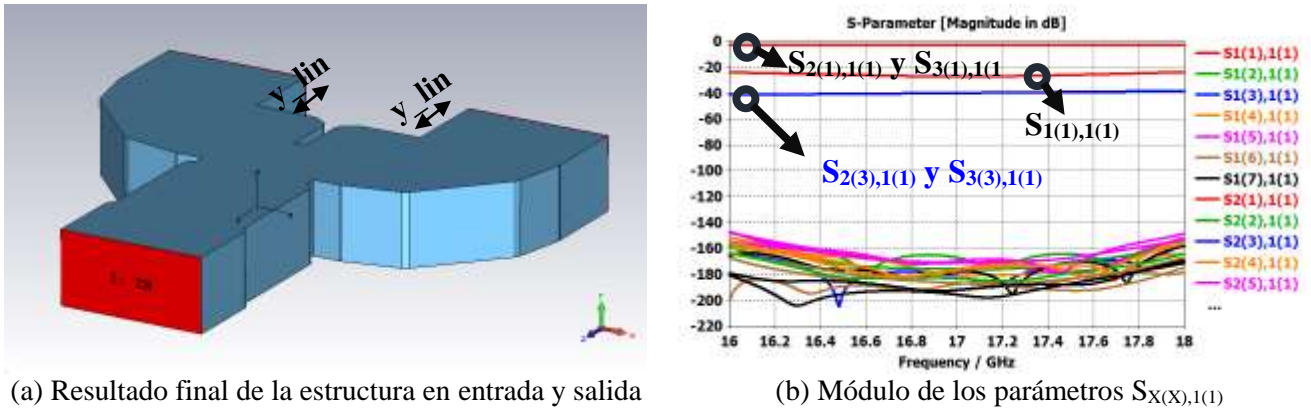


Figura 4-23: Análisis de modos superiores en la estructura con la longitud final en la salida

De este modo se demuestra que a las uniones en Y que se enganchen a la salida de esta estructura no les van a llegar modos de orden superior que no sean evanescentes. Sin embargo, el segundo modo de orden superior, el modo TE_{20} , comienza a tener relevancia con respecto a los demás (para ambas puertas de salida). Quiebra el criterio establecido en este apartado, aunque se mantiene en niveles razonables de -40 dB. Dado que la optimización en este caso mantiene un compromiso entre la excitación de modos superiores y la reducción de las dimensiones de la red, se tomará como bueno el resultado presentado. Durante el proceso se comprobó que, además, eran necesarias unas longitudes de salida considerables (Figura 4-24), para mantener el modo TE_{20} por debajo de -60 dB (idéntico para puerto 3).

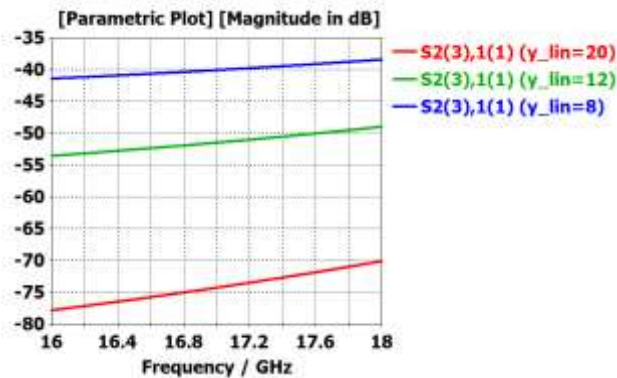


Figura 4-24: Amplitud del modo TE_{20} frente a variaciones en la longitud de salida de la unión en T más codos

4.2.4 Unión en Y más codos.

Para el caso de la unión en Y, el estudio de los efectos de añadirle los codos diseñados, la re-optimización de la estructura y el estudio de modos superiores al tratar de reducir el tamaño en su entrada y sus salidas no tiene mucho sentido porque:

- ✓ Se ha realizado una re-optimización previa para el caso de la unión en T más codos, por tanto, tiene más sentido integrar la unión en Y en la estructura anterior para ya si tratar de re-optimizar la estructura completa.
- ✓ Para el caso del estudio de modos superiores en la reducción de tamaño de la entrada y las salidas, las dimensiones de entrada de la unión en Y más codos están ya prefijadas

por la distancia entre elementos, y las de salida tiene más sentido estudiarlas también en la estructura final de red de alimentación.

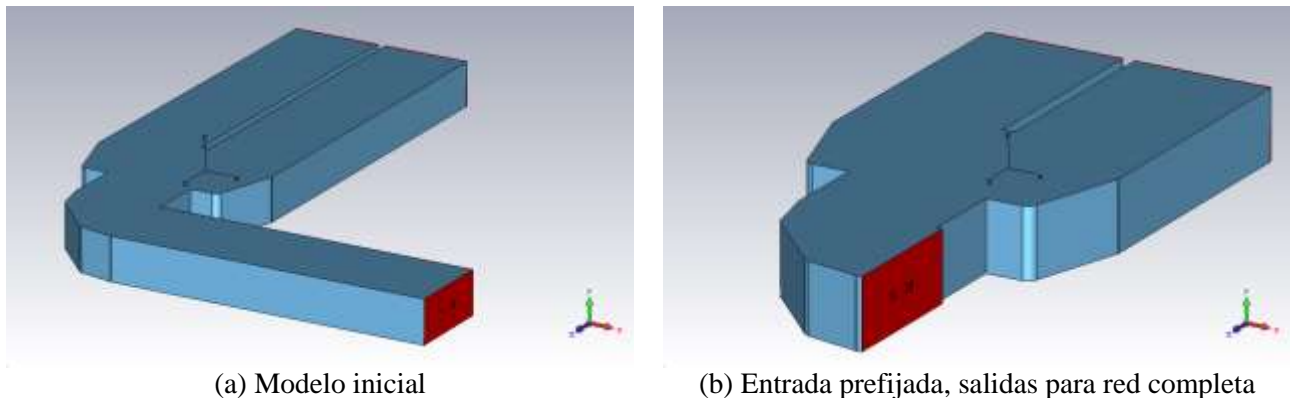


Figura 4-25: Motivaciones por las que la unión en Y más codos en plano H resulta poco apropiada para estudiar

Por lo tanto, el siguiente paso es la integración final de los tres elementos diseñados, con la seguridad de que no va a existir ninguna interacción perjudicial para la estructura que no se haya tenido en cuenta.

4.2.5 Red de alimentación completa.

Una vez se tienen en cuenta todos los efectos que se comentan con anterioridad, pasamos a conectar todos los componentes diseñados. Se vuelve a realizar un proceso de reajuste y re-optimizado en este proceso. En la figura 4-26 se puede ver el patrón diseñado de la red de alimentación corporativa 1-4 en guía de onda.

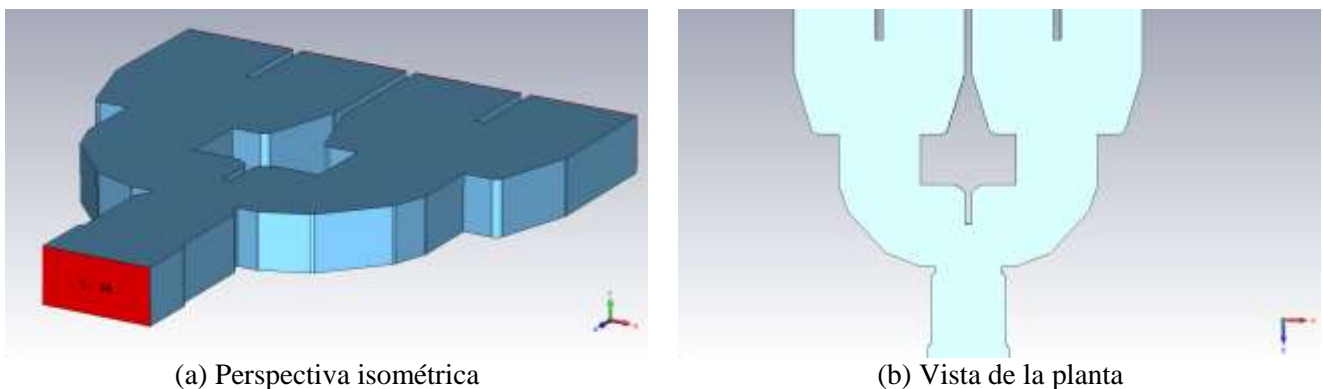
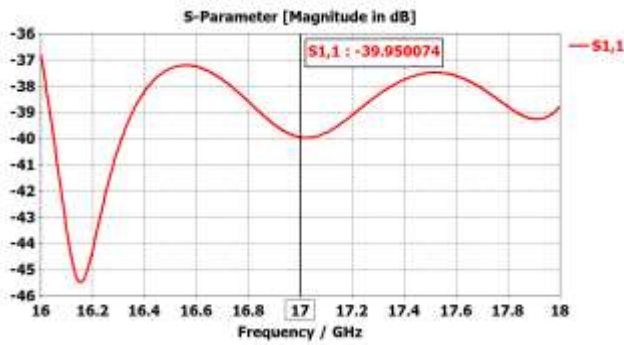
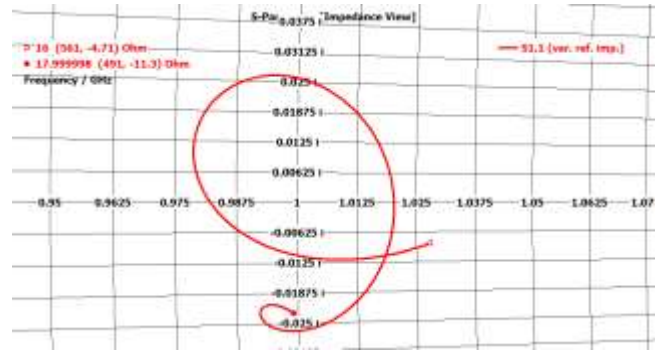


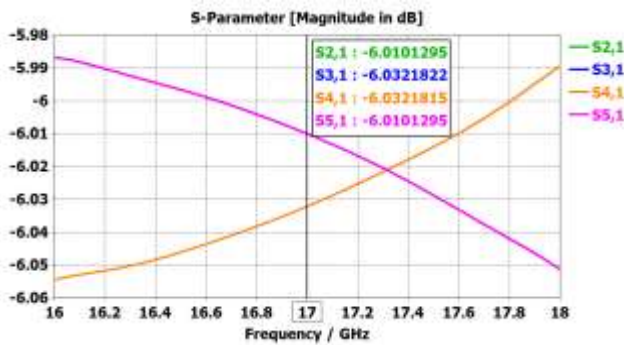
Figura 4-26: Diseño final de red de alimentación corporativa 1-4 en plano H en guía de onda WR-51



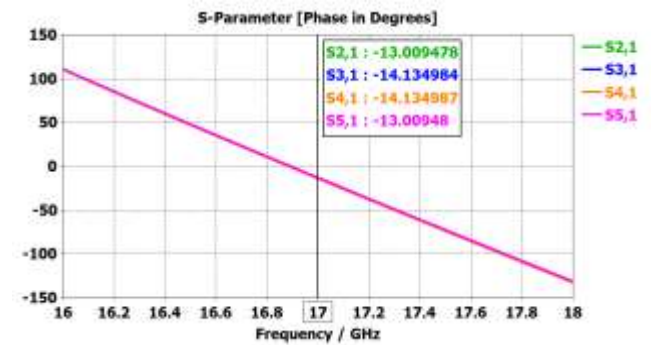
(a) Módulo del parámetro S_{11}



(b) Parámetro S_{11} en carta de Smith



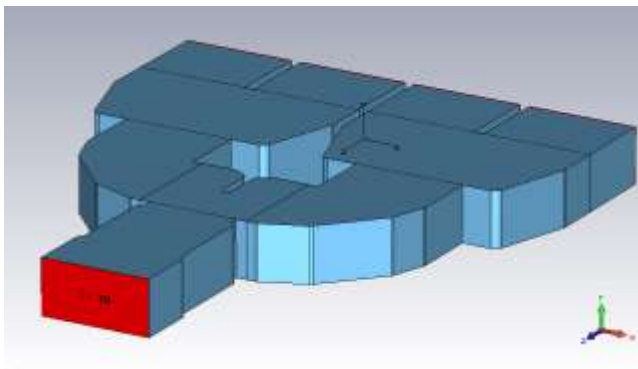
(c) Módulo de los parámetros S de transmisión



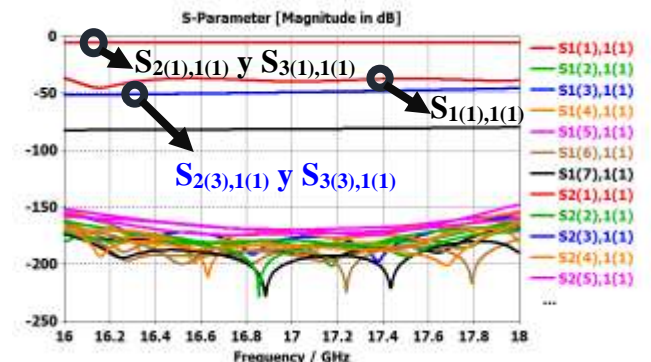
(d) Fase de los parámetros S de transmisión

Figura 4-27: Resultados en simulación del diseño final de red de alimentación corporativa 1-4 en plano H en guía de onda WR-51

De la misma manera que para la integraciones parcial de unión en T con codos, se hace un estudio de propagación de modos superiores en la estructura de red de alimentación tratando de reducir al máximo la longitud de las puertas de salida. Ya se vio que en la integración parcial de unión en Y más codo no tenía mucho sentido. Los resultados finales obtenidos se presentan en la Figura 4-28.



(a) Resultado final de la red ajustada a la salida



(b) Módulo de los parámetros $S_{X(X),1(1)}$

Figura 4-28: Análisis de modos superiores en la red plano H con la longitud final en la salida

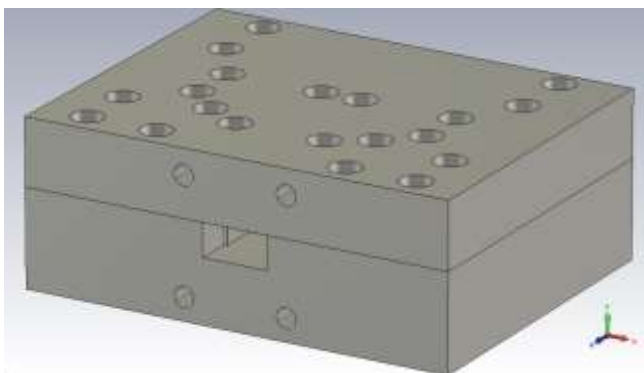
Se comprueba cómo el segundo modo de orden superior TE_{20} sigue teniendo relevancia en la estructura final, aunque ligeramente inferior que para el caso de la unión en T más codos. A pesar de ello, se decide mantener el diseño y se tolera el nivel en amplitud de dicho modo. El compromiso entre su amplitud y la reducción de espacio que se consigue decanta la balanza hacia la segunda opción. No obstante, el resto de modos de orden superior

cumplen con el criterio antes impuesto, y el que no lo cumple se sigue manteniendo por debajo de -40 dB.

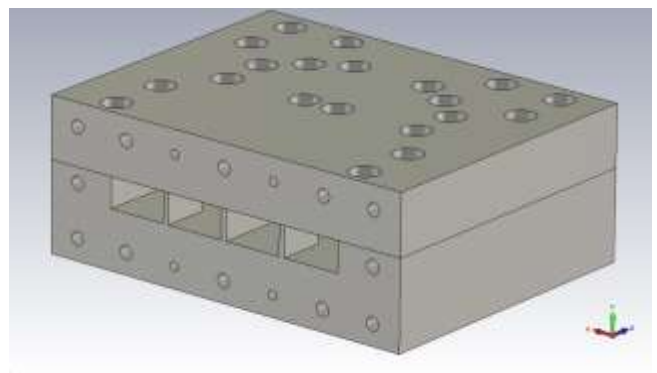
4.2.6 Fabricación del prototipo.

Con el patrón en guía de onda ya diseñado el siguiente paso fue el de construir un prototipo del mismo con el propósito de contrastar los datos recogidos en las simulaciones con la realidad. Esta construcción fue llevada a cabo en un taller de mecanizados externo a la Escuela Politécnica Superior.

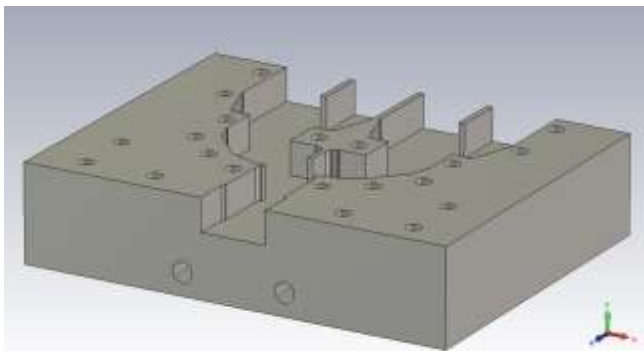
El proceso de construcción comienza con el diseño en 3D del metal donde va a ser mecanizada la red de alimentación. Este diseño consiste en un conjunto de dos piezas: la base donde se ubica toda la red a excepción de la pared superior de la misma, que está constituida por la tapa (ver Figura 4-29).



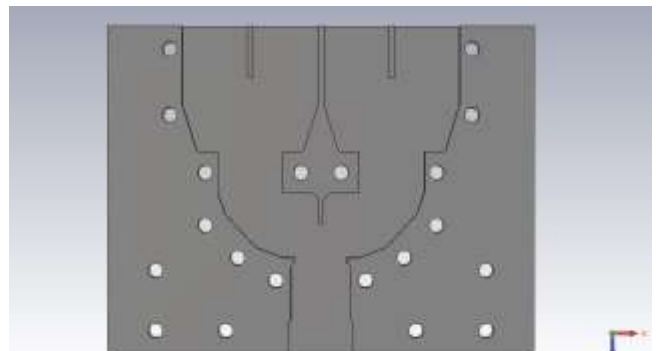
(a) Vista isométrica de la entrada del diseño



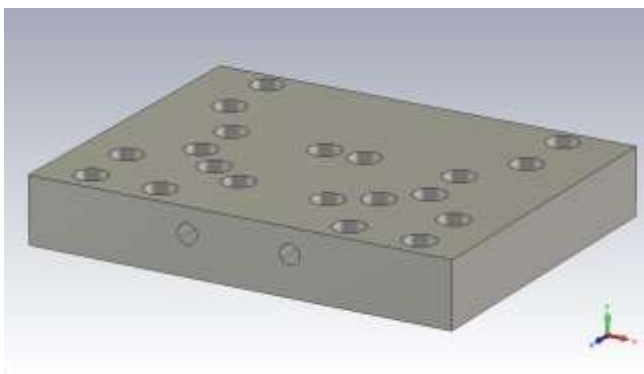
(b) Vista isométrica de las salidas del diseño



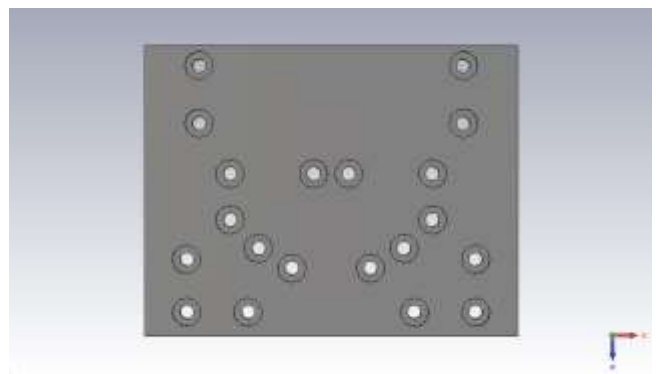
(c) Vista isométrica de la base del diseño



(d) Vista de la planta de la base del diseño



(e) Vista isométrica de la tapa del diseño



(f) Vista de la planta de la tapa del diseño

Figura 4-29: Diseño final de prototipo de red de alimentación 1-4 en plano H en guía de onda WR-51

Las dos piezas del modelo se van a fijar con tornillos de M3. Para ello se modelan los taladros que se pueden ver en todas las figuras, en el eje transversal a las piezas. La tapa cuenta con un vaciado (Figura 4-29f) en la parte superior para enterrar las cabezas de los tornillos, de manera que éstos no afecten al comportamiento de la antena (sean por así decirlo, “invisibles” para ella).

En la cara frontal tanto de la tapa como de la base se añaden cuatro taladros de M4 (Figura 4-29a), ajustados al estándar WR-51 [21] (Figura 4-30) para poder asegurar a la red el flange de entrada de la transición con la que se va a alimentar (Figura 4-31).

Flann Standard Flanges	Non-Standard Flanges
WG19 R180 WR51 UDR 180	Full details on request UDR 180
A.....31.00	
E.....11.25	
F.....10.29	
Holes.....4 x 4.085 dia	

Figura 4-30: Estándar para el flange de una guía WR-5, obtenida de [21]



Figura 4-31 : Transición coaxial a guía de onda para la alimentación de la red de corporativa

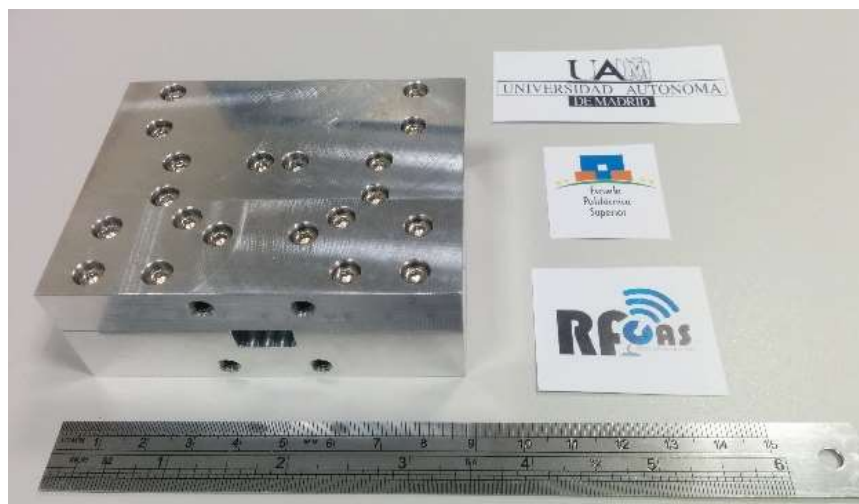
Los taladros que se añaden a la salida del modelo se corresponden con los necesarios para poder sujetar tanto el array de elementos radiantes como el módulo de medida, componentes de los que se hablará en detalle más adelante. Por el momento sólo resaltar que se hicieron todos los taladros M3 posibles alrededor de las bocas de las guías de onda de salida a excepción de 4, que son de M2. Los taladros M3 tienen por objetivo sujetar lo mejor posible el módulo de medida, mientras que sólo algunos de ellos junto con los M2 harán lo correspondiente con la parte radiante. Esta particularidad se razonará en el momento en el que se integren los dos diseños de red y array, para conformar la antena en array final.

La siguiente fase del proceso de fabricación fue tratar el diseño del prototipo mediante el software Solid Edge, con la intención de acotarlo en unos planos. Estos planos son los que posteriormente se envían al taller de mecanizado para su construcción. En el Anexo A del presente documento se adjuntan los planos de los diseños. Por cuestiones de sencillez, las medidas del patrón de la red de alimentación en guía no fueron acotados en ellos, sino que se adjuntó el fichero IGES del modelo, a partir del cual se puede mecanizar el patrón en el material.

El tipo de metal utilizado para la fabricación del prototipo es aluminio. En las siguientes imágenes se presentan las fotografías tomadas del prototipo fabricado.



(a) Base y tapa: vista de la planta



(b) Conjunto: vista de la entrada



(c) Conjunto: vista de las salidas

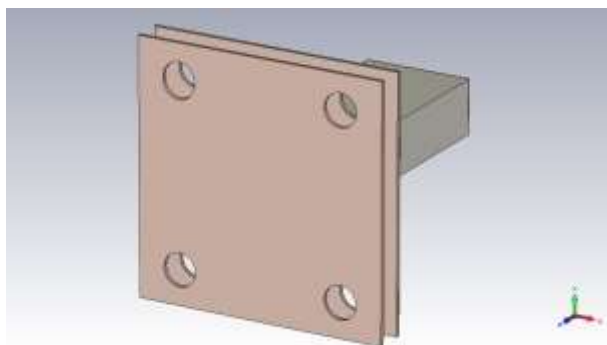
Figura 4-32: Prototipo de red de alimentación 1-4 en plano H en estándar de guía WR-51

4.3 Array de elementos radiantes en plano H.

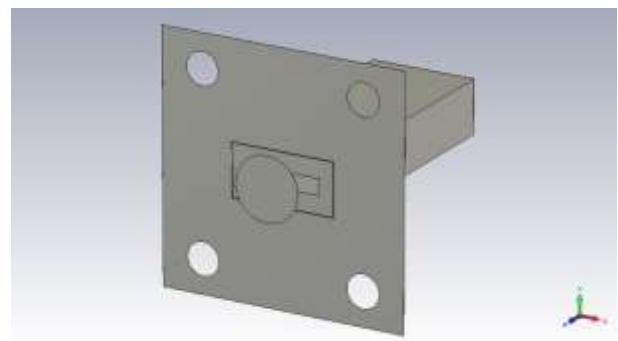
La siguiente iteración en el diseño de la agrupación en plano H es el diseño, análisis y posterior fabricación de la parte radiante de la misma. Se parte del proyecto inicial donde se caracterizaba el elemento unitario (Capítulo 3).

4.3.1 Diseño del array.

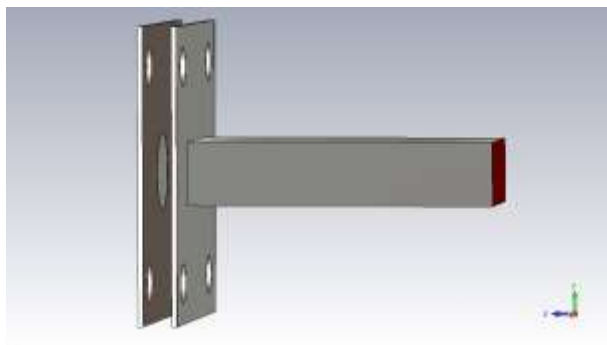
A partir del proyecto donde se encuentra el elemento unitario (Figura 4-33) se procede a replicarlo por cuatro a lo largo del plano H (Figura 4-34) a la distancia entre elementos que ya se fijó en 4.10. Cada uno de los elementos tiene su propio puerto de entrada, de manera que se pueda analizar en simulación el acoplo mutuo presente entre elementos o la reflexión activa en cada uno de ellos.



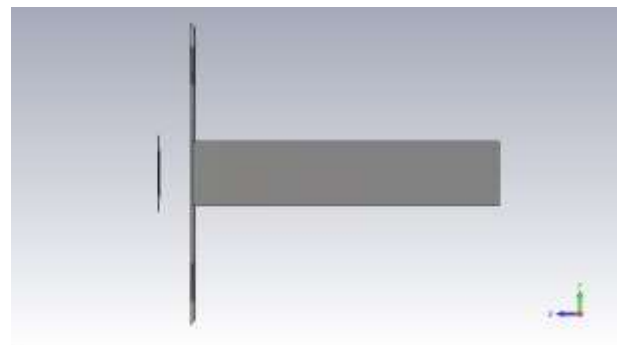
(a) Vista isométrica con sustratos



(b) Vista isométrica sin sustratos

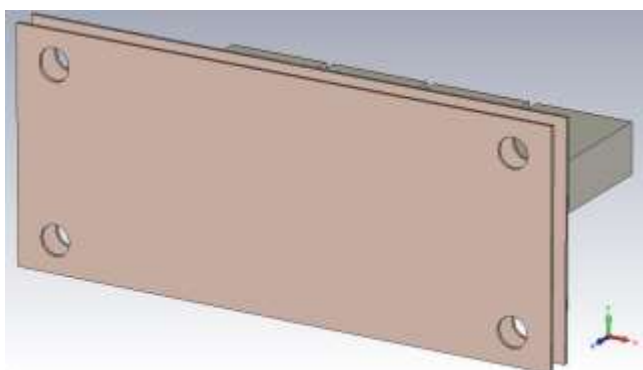


(c) Vista de perfil con sustratos

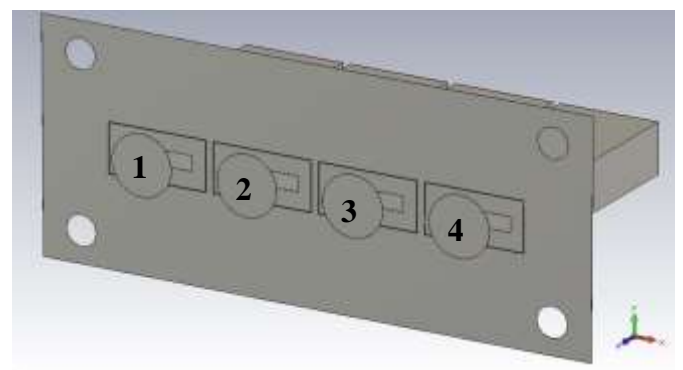


(d) Vista de perfil sin sustratos

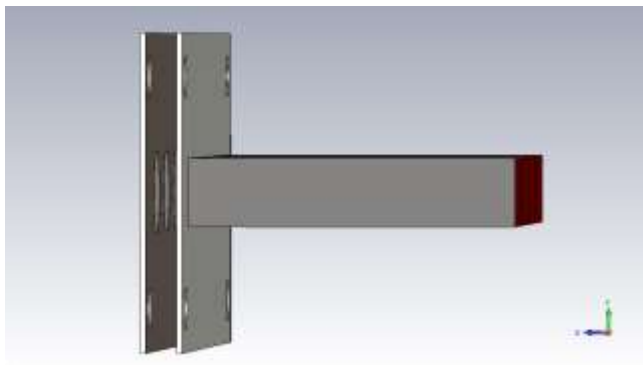
Figura 4-33 : Proyecto CST asociado al elemento unitario



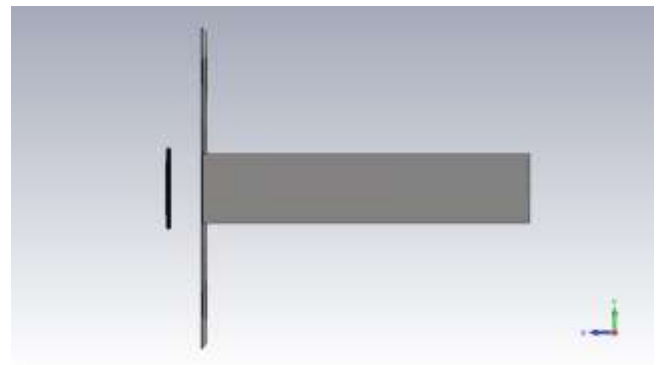
(a) Vista isométrica con sustratos



(b) Vista isométrica sin sustratos



(c) Vista de perfil con sustratos



(d) Vista de perfil sin sustratos

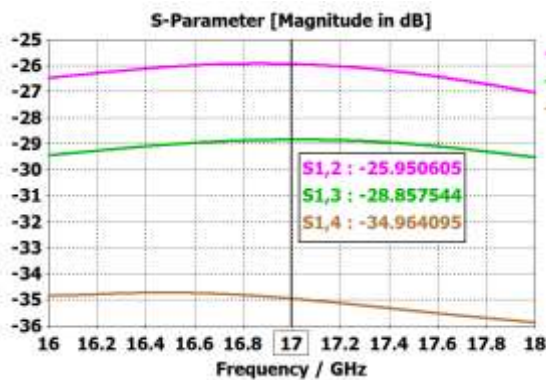
Figura 4-34: Proyecto CST asociado al array de elementos radiantes en plano H

Los resultados en simulación que se presentan a continuación los podemos dividir en las siguientes categorías:

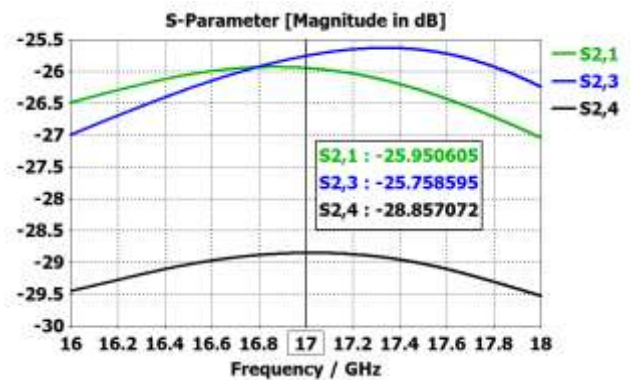
4.3.1.1 Acoplo mutuo entre elementos.

Se considera como acoplo mutuo entre elementos como el nivel de señal, en módulo y fase, que se acopla entre los parches i -ésimo y j -ésimo. Dado que la simulación aquí presentada tiene un puerto por cada elemento radiante, este parámetro se corresponderá, en módulo y fase, con 4.13. A continuación se muestran los resultados para los acoplos mutuos que recibe cada parche de sus parches vecinos (Figura 4-35).

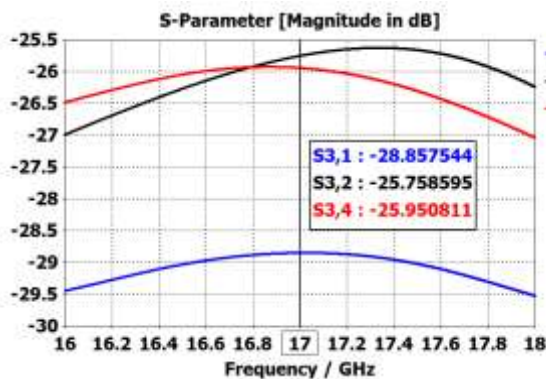
$$s_{ij}|_{i \neq j}, \forall j \quad (4.13)$$



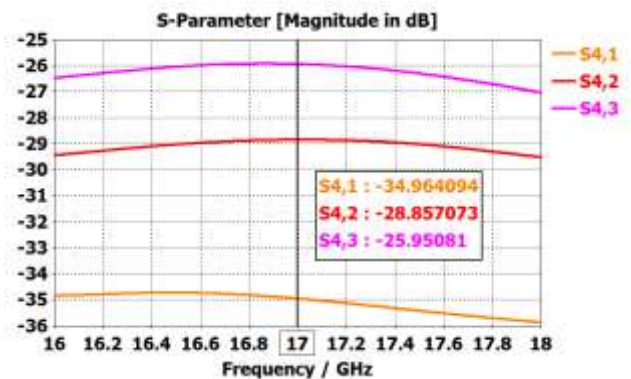
(a) Parche 1



(b) Parche 2



(c) Parche 3



(d) Parche 4

Figura 4-35: Acoplo mutuo entre elementos para cada uno de los parches en simulación

4.3.1.2 Parámetro de reflexión pasiva.

Este parámetro informa sobre la reflexión que se produce a la entrada de cada uno de los elementos radiantes del array cuando el resto de los elementos está presente, pero no alimentado. Se quiere resaltar que este parámetro no es el mismo que el parámetro de reflexión del elemento aislado, dado que el hecho de que el resto de elementos del array esté presente, aunque no estén siendo alimentados, modifica la impedancia del elemento (de manera no activa). Se corresponde en simulación para el parche i -ésimo con el parámetro (4.14). En la Figura 4-36 se muestran los resultados para la reflexión pasiva de cada elemento del array.

$$S_{ii}, \forall i \quad (4.14)$$

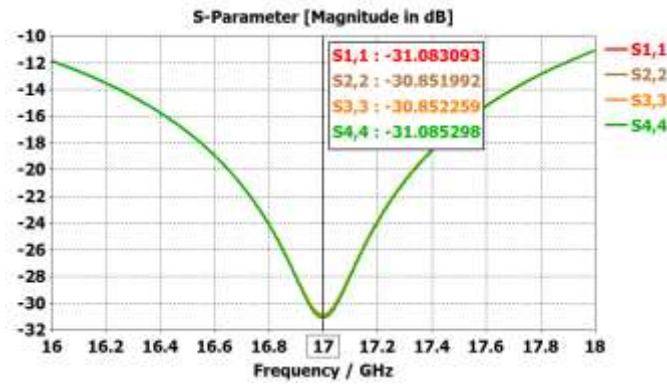


Figura 4-36: Reflexión pasiva para cada parche del array de elementos radiantes.

4.3.1.3 Parámetro de reflexión activa.

El parámetro de reflexión activa informa también de la reflexión que se produce a la entrada de cada uno de los elementos del array, pero esta vez teniendo en cuenta que el resto de elementos del array están siendo alimentados también. Se define en función de las ondas de potencia incidente y reflejada para cada uno de los elementos del array. Por ejemplo, para el parche número 2, en condiciones de $Z_{ref} = Z_0$:

$$\Gamma_2 = \frac{b_2}{a_2} \quad (4.15)$$

Por otro lado, la definición de matriz de parámetros S es la que sigue:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

Si expandimos (4.16) para la segunda entrada, se obtiene:

$$b_2 = s_{21} \cdot a_1 + s_{22} \cdot a_2 + s_{23} \cdot a_3 + s_{24} \cdot a_4 \quad (4.17)$$

A continuación, para conocer el parámetro de reflexión a la entrada del segundo parche, ponemos en común (4.15) y (4.17):

$$\Gamma_2 = \frac{b_2}{a_2} = s_{21} \cdot \frac{a_1}{a_2} + s_{22} + s_{23} \cdot \frac{a_3}{a_2} + s_{24} \cdot \frac{a_4}{a_2} \quad (4.18)$$

Para una red de tipo corporativo, la ley de alimentación es uniforme, la cual toma la siguiente forma:

$$a_i = 1, \forall i \quad (4.19)$$

De la expresión anterior, se deduce a partir de (4.18) que el coeficiente de reflexión activa a la entrada del parche 2 toma la siguiente forma:

$$\Gamma_2 = s_{21} + s_{22} + s_{23} + s_{24} \quad (4.20)$$

Que es la suma compleja de los parámetros S cuya puerta de salida es la del parche 2, su parámetro de reflexión activa. Si reescribimos esta suma con los parámetros S en su forma compleja, obtenemos lo siguiente:

$$\Gamma_{adapt,2} = |s_{21}|e^{j\phi_{21}} + |s_{22}|e^{j\phi_{22}} + |s_{23}|e^{j\phi_{23}} + |s_{24}|e^{j\phi_{24}} \quad (4.21)$$

A continuación se muestra en la Figura 4-37 el parámetro de reflexión activa para cada uno de los parches de la agrupación, calculado de forma idéntica que en el desarrollo para el parche 2.

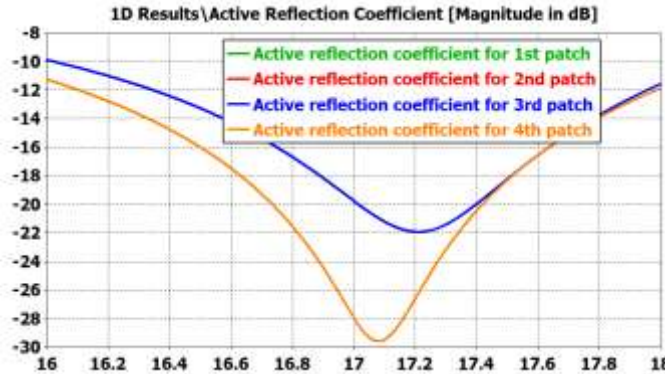


Figura 4-37: Parámetro de reflexión activa en simulación para el array en plano H

Se comprueba por tanto que no tienen nada que ver la reflexión del elemento unitario con la reflexión del mismo elemento dentro del array alimentado por sí solo, que la reflexión del mismo elemento alimentados también el resto de elementos.

4.3.1.4 Diagrama de radiación estimado.

En primer lugar, antes de presentar ningún diagrama de radiación, se quiere hacer hincapié en la orientación que se le ha dado a la antena, cuál es su polarización y en consecuencia, cuales son para ella cada los planos E y H.

El sistema de coordenadas es el que se puede ver en la Figura 4-38. En él se distinguen los sistemas de coordenadas cartesianas y esféricas según la orientación de la antena, que es en z. Como se comentó anteriormente en el capítulo 3, si el parche está alimentado por la ranura en el plano H, como es el caso, dicho parche tendrá una polarización según \hat{y} . Por lo tanto, como el plano E es aquel que contiene la dirección de máximo apuntamiento y la de polarización del campo eléctrico, el plano E para la agrupación será el

plano $\phi = 90^\circ$. En consecuencia, el plano H será el plano ortogonal a este que contenga también la dirección de máximo apuntamiento, es decir $\phi = 0^\circ$.

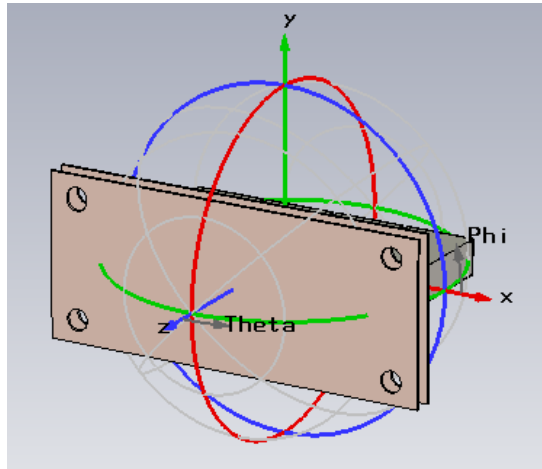
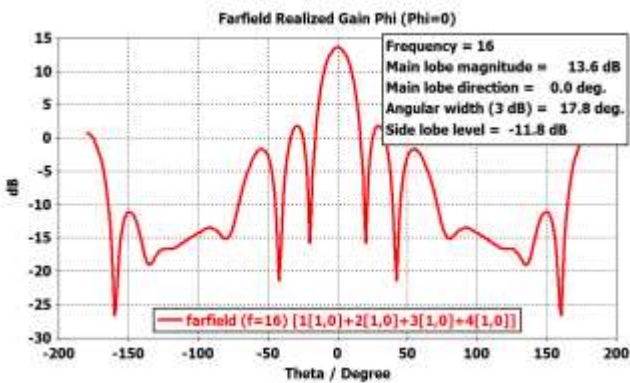
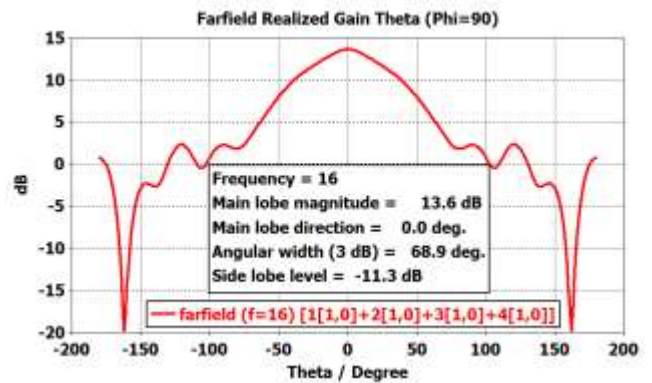


Figura 4-38: Orientación de la antena en plano H en coordenadas cartesianas y esféricas

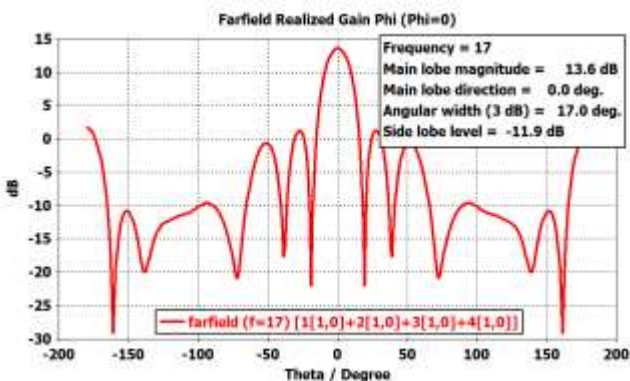
A partir de aquí, es importante señalar que los diagramas de radiación que se van a presentar a continuación son diagramas estimados. Al ser una simulación con un puerto cada elemento radiante, CST calcula el diagrama de radiación producido por la excitación de cada uno. Después de esto simplemente se incluyen los coeficientes de alimentación teóricos para cada elemento, que es la ley de alimentación uniforme que habría si estuviera la red de alimentación enganchada. De este modo se puede realizar una estimación previa de ganancia, nivel de lóbulos secundarios, etcétera, independizado de los efectos que se puedan producir en la red de alimentación, pero si teniendo en cuenta los del array de parches.



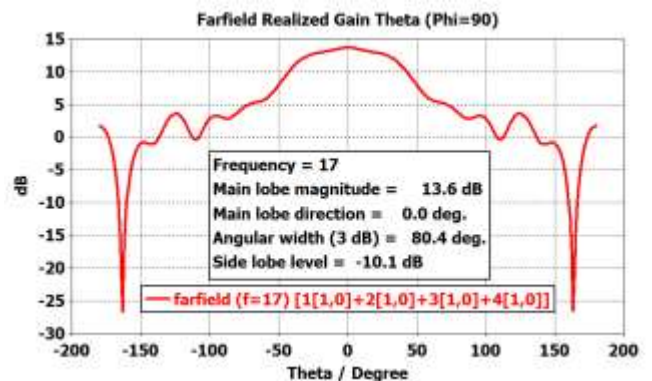
(a) Plano H a 16 GHz



(b) Plano E a 16 GHz



(c) Plano H a 17 GHz



(d) Plano E a 17 GHz

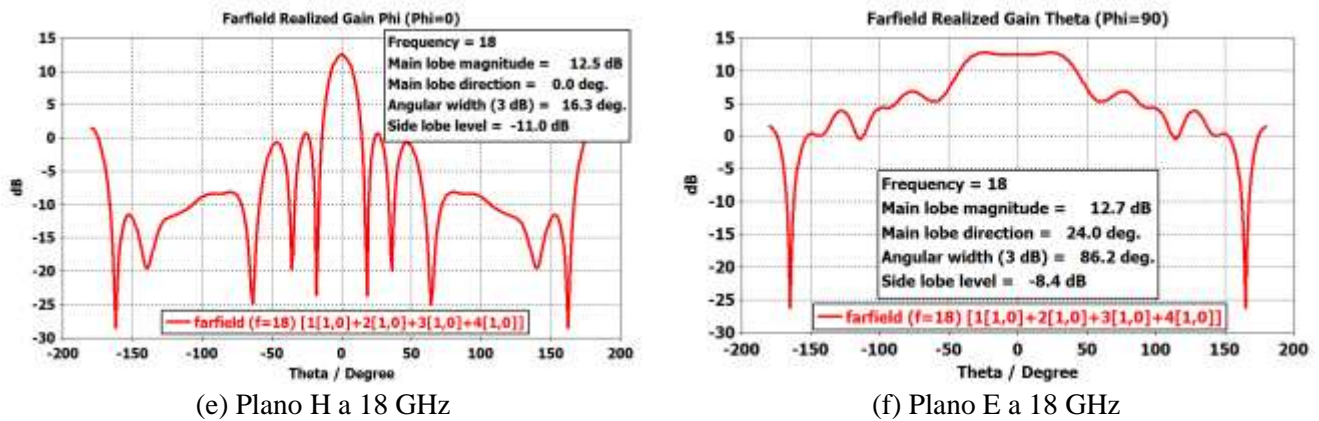


Figura 4-39: Diagrama de radiación de la agrupación plano H, en plano E y plano H, para las frecuencias central y extremo de la banda de trabajo

Se observa un nivel de acoplos mutuos aceptable (menor de -20 dB en toda la banda) y se conserva el parámetro de reflexión pasiva para cada parche, con un diagrama de radiación correcto. Se puede comprobar cómo los acoplos mutuos son idénticos para parches simétricos de la agrupación.

En la siguiente tabla se puede ver un resumen de los parámetros obtenidos en simulación de la agrupación de los 4 elementos radiantes.

Plano/Parámetro/Frecuencia	16 GHz	17 GHz	18 GHz
Ganancia en broadside	13.6 dB	13.6 dB	12.5 dB
Plano H: Ancho de haz a -3 dB	17.8°	17°	16.3°
Plano E: Ancho de haz a -3 dB	68.9°	80.4°	86.2°
SLL	-11.8 dB	-11.9 dB	-11 dB

Tabla 4-1: Principales parámetros del diagrama de radiación de la agrupación en H

Se observa que el diagrama de radiación apunta a *broadside* en todos los casos. A medida que la frecuencia aumenta, se puede apreciar una caída de la ganancia máxima, que también se ve reflejada en el ancho de haz a -3 dB, el cual aumenta.

Además, se empiezan a apreciar efectos de borde para el diagrama de radiación a la frecuencia de 18 GHz. Se puede comprobar que la ganancia en broadside en plano H se corresponde con una depresión en el diagrama de radiación en plano E, prueba de ello son las dos décimas de dB de diferencia entre los dos (Figuras 4-39e y 4-39f).

El proceso de diseño termina ajustando las medidas de los sustratos a las medidas de la salida del prototipo de red de alimentación. Se añaden además cuatro taladros por los que se introducirán 8 tornillos de dos clases diferentes, 4 tornillos de M3 y 4 tornillos de M2, ambos de nylon (de manera que alteren lo menos posible al comportamiento de la futura agrupación). Se explicará el motivo de esta decisión de diseño más adelante, cuando se detalle el proceso de integración de las dos partes.

4.3.2 Fabricación del array.

Una vez realizado el proceso de diseño de la parte radiante de la agrupación llega el momento de construirlo. Para ello se utiliza el mismo sustrato que para el elemento unitario: TLY-5A de TACONIC [19] de 0.5 mm de anchura con una capa de cobre de 0.018 mm de espesor.

El proceso de fabricación de los circuitos impresos se describe con detalle en el Anexo B. En resumen: se exporta desde el CST el diseño del sustrato y se trata en AutoCAD para eliminar posibles errores que se puedan haber generado. En ADS manipulamos esta información para generar los archivos *gerber* de fabricación. Estos son los que se le suministran a la máquina de fresado de la Escuela Politécnica Superior.

Además de los dos sustratos en los que se imprimen el plano de masa con ranura y el parche circular, se fabrica una plancha de espuma o *foam* ROHACELL [20] que hace las veces del gap de aire presente entre los dos sustratos (Figura 4-40).



Figura 4-40: Construcción: sustratos y plancha de *foam* para plano H

4.4 Módulo de medida.

Como ya se comentó en la introducción de este capítulo, se ha diseñado un módulo de medida adicional que permite medir los parámetros S de la red de alimentación en transmisión. La necesidad de esta pieza surge de la imposibilidad física de adaptar todas las puertas de salida de la red con cargas en guía de onda. Este problema se debe al reducido espacio entre puertas de salida, derivado de la relación entre la dimensión de la guía sobre la que se divide la señal (la dimensión mayor) y la longitud de onda a la frecuencia de diseño en el espacio libre λ_0 (Fórmula 4.8). Esta problemática se puede observar con mayor detalle en la figura 4-41.



Figura 4-41: Muestra de la imposibilidad física de conectar las puertas de salida de la red con cargas en guía de onda

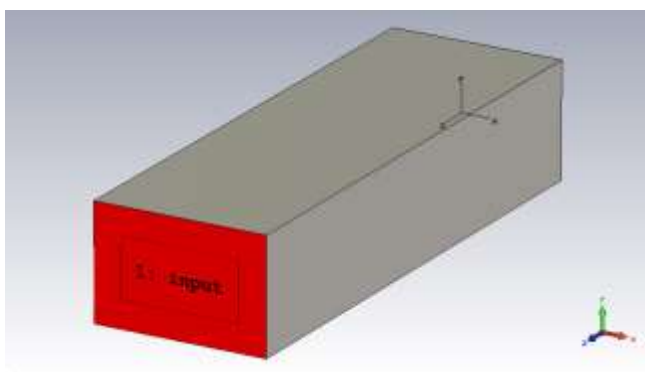
La alternativa que se escogió para poder medir la red de alimentación en transmisión fue la de diseñar una transición de guía de onda a conector coaxial, similar a la transición utilizada para alimentar la red (vista en Figura 4-31). Esta transición, replicada 4 veces a lo largo del plano H y con la misma distancia entre elementos que para el caso de la red, permitirá que las salidas de la red de alimentación coincidan con sus entradas, las cuales podrán ser cargadas sin problemas de espacio. Con esta solución alternativa se es capaz de medir los parámetros S en transmisión de la red de alimentación.

4.4.1 Proceso de diseño.

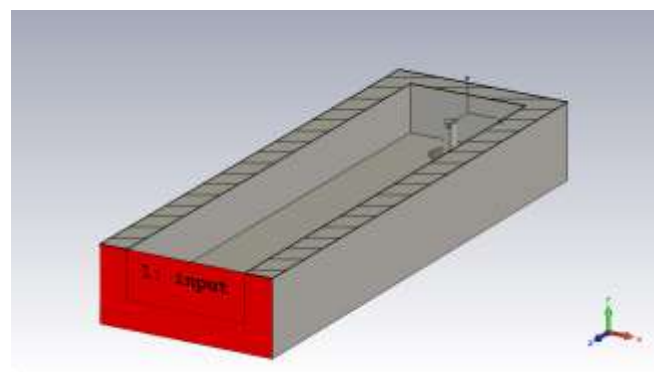
En el proceso de diseño del módulo de medida se pueden distinguir dos partes diferenciadas: el diseño y optimización de la transición de guía de onda a coaxial y la posterior etapa de diseño del prototipo que se construyó.

4.4.1.1 Diseño de la transición de guía de onda a coaxial.

La estructura de partida que se va a optimizar es la que se muestra en la Figura 4-42. Se puede contemplar cómo el conector coaxial penetra hasta el interior de la guía únicamente con el alma y sale por fuera de la misma con la estructura coaxial rellena de teflón.



(a) Vista isométrica de la transición



(b) Vista isométrica del interior de la transición

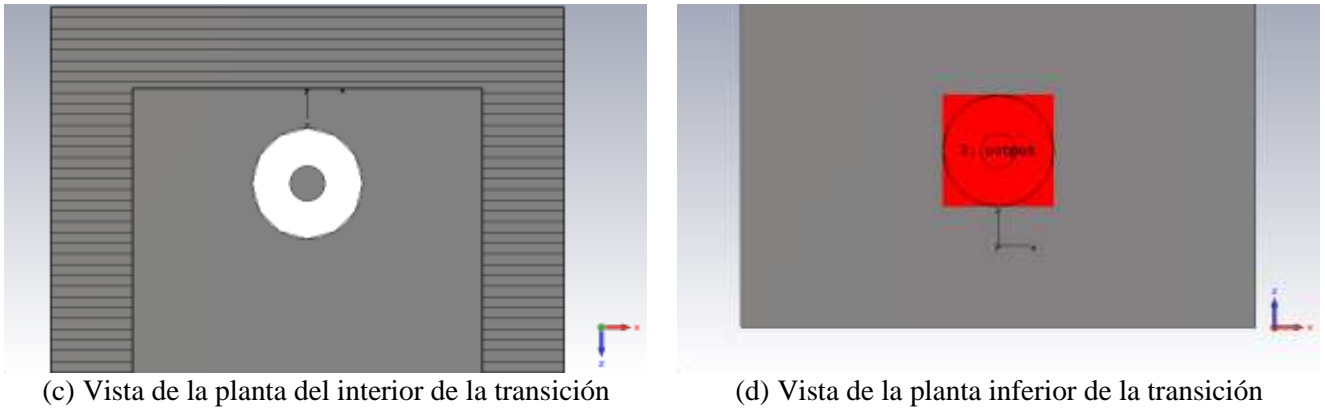


Figura 4-42: Diseño inicial de la transición de guía de onda a coaxial

El primer aspecto a optimizar de la transición es el de la constante dieléctrica relativa del teflón en simulación. Sabemos que ésta debe ser $\epsilon_r=2.17$. Sin embargo, es posible que en simulación la impedancia del puerto de salida se aleje de los 50Ω que tiene en la realidad. Se modifica este parámetro para que en simulación la impedancia de dicho puerto sea de aproximadamente 50Ω (Figura 4-43).

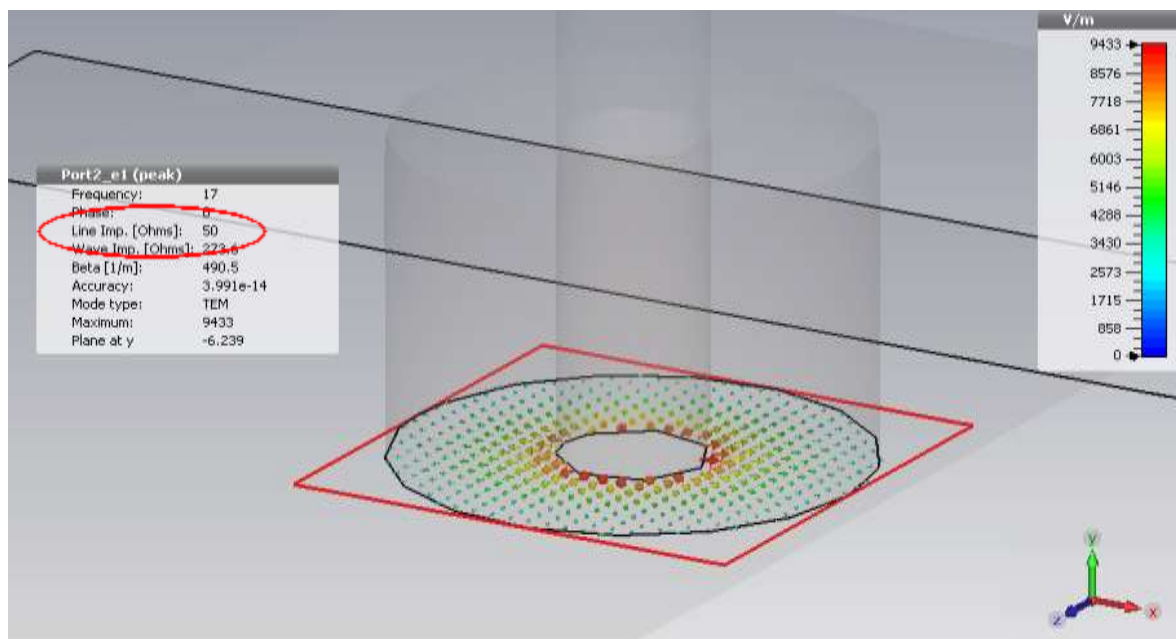


Figura 4-43: Impedancia del puerto de salida de la transición entre guía de onda y coaxial

El segundo aspecto que se tuvo que optimizar fue el conector coaxial: su posición con respecto al cortocircuito de la guía, la altura del alma del conector dentro de la guía y la altura del recubrimiento de teflón del conector. Estos tres parámetros de diseño se fijan inicialmente a los que establece la teoría presentada en el capítulo 2 (Figura 2-31):

- ✓ Distancia del conector al cortocircuito: $\lambda_g/4$.
- ✓ Longitud del alma en el interior de la guía: a optimizar hasta que la adaptación de la transición cuadre.

- ✓ Altura del recubrimiento de teflón desde la base del interior de la guía: 0 mm en un principio.

Tras esta segunda fase de optimización, el resultado obtenido se presenta en las Figuras 4-44 y 4-45 y en la Tabla 4-2.

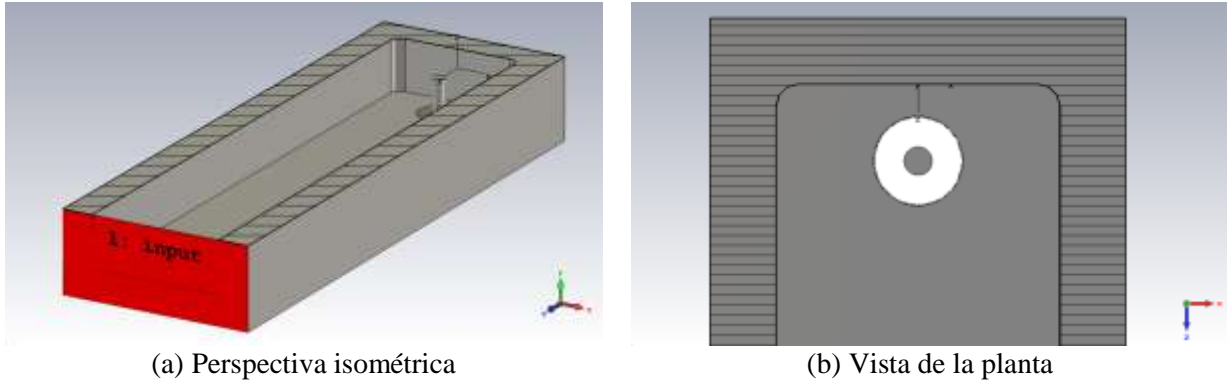


Figura 4-44: Diseño final de transición de guía de onda a coaxial

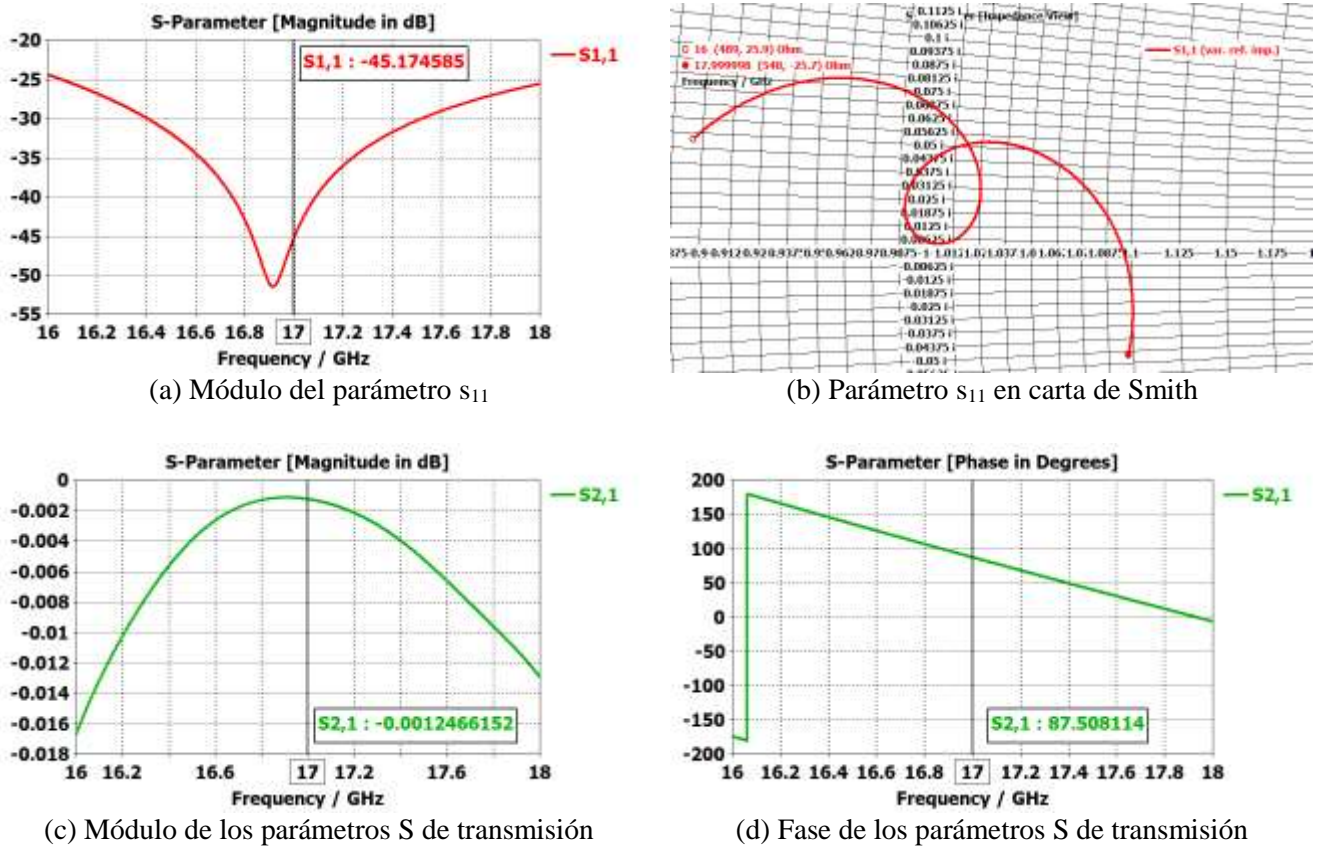
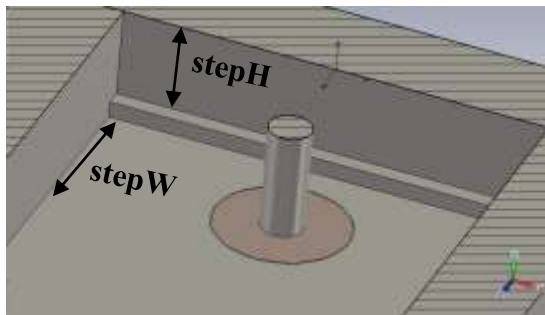


Figura 4-45: Resultados en simulación del diseño final de transición de guía de onda a coaxial.

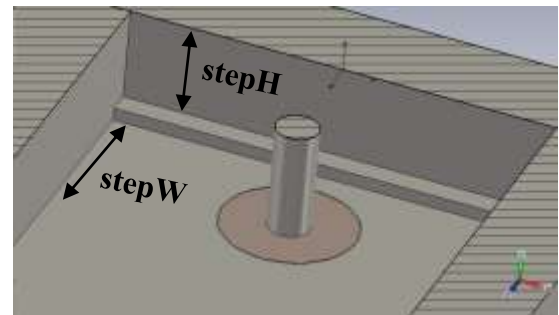
Parámetro	Valor
Longitud al cortocircuito (SC_Length)	3.5 mm
Longitud del alma (Soul_Length)	3.4 mm
Altura del teflón desde el suelo de la guía (Teflon_Heigh)	0 mm

Tabla 4-2: Valores de diseño de la transición guía de onda a coaxial

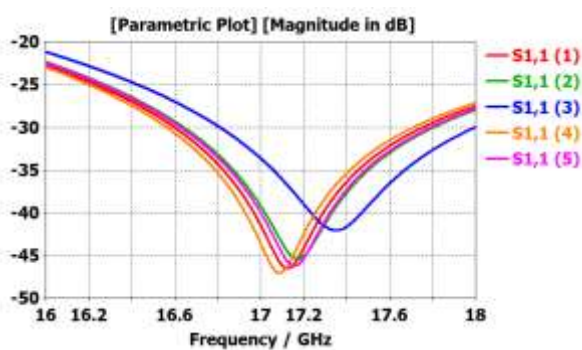
Este diseño final se trató de optimizar de nuevo, añadiéndole una serie de discontinuidades alrededor de la transición. Las discontinuidades que se probaron alrededor de la zona del conector fueron en escalón en la arista inferior (Figura 4-46) o en la arista superior (Figura 4-47) del mismo.



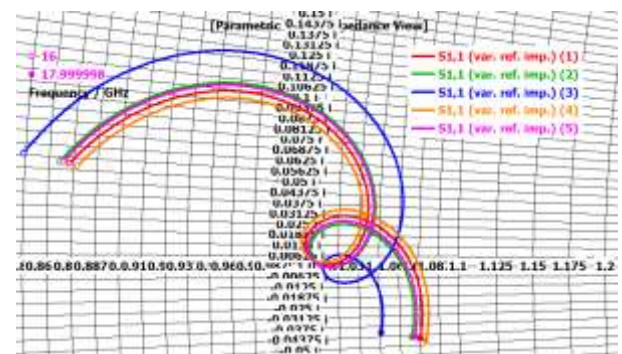
(a) Situación inicial



(b) Situación final

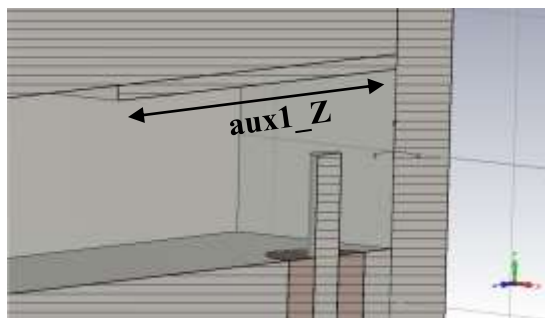


(c) Progresión en amplitud del parámetro s_{11}

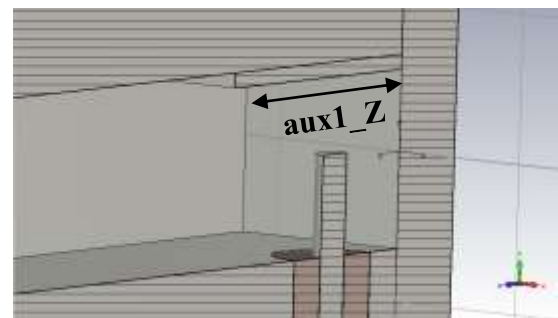


(d) Progresión en carta de Smith del parámetro s_{11}

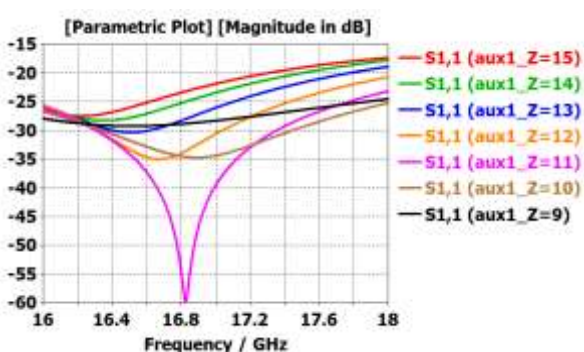
Figura 4-46: Efecto en s_{11} de un escalón en la arista inferior del corto, modificado en altura y longitud.



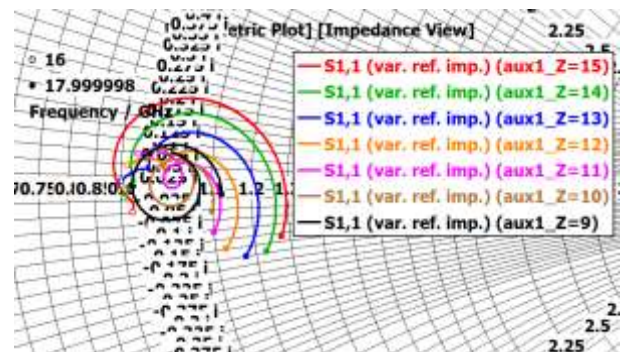
(a) Situación inicial



(b) Situación final



(c) Progresión en amplitud del parámetro s_{11}



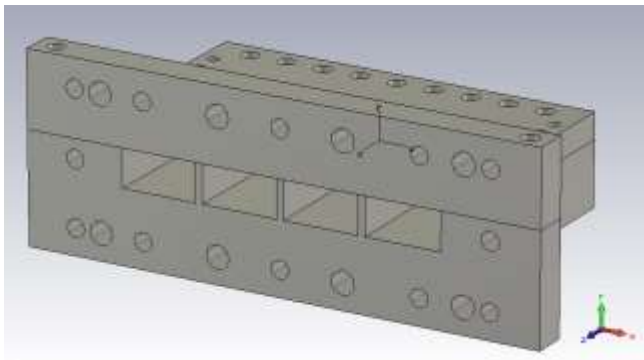
(d) Progresión en carta de Smith del parámetro s_{11}

Figura 4-47: Efecto en s_{11} de un escalón en la arista superior del corto, modificado en longitud

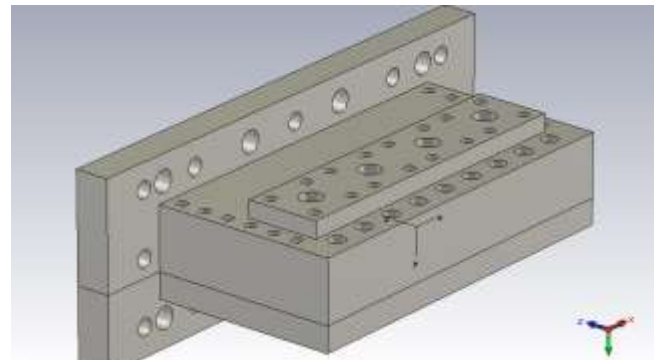
Se realizaron diversas pruebas y se llegó a la conclusión de que las mejoras que proporcionaban estas discontinuidades no eran tan sustanciales como para que mereciera la pena aumentar la complejidad de fabricación. Por lo tanto se descartaron, y se pasó a diseñar el módulo completo directamente a partir de la transición optimizada sin discontinuidades.

4.4.1.2 Diseño del prototipo.

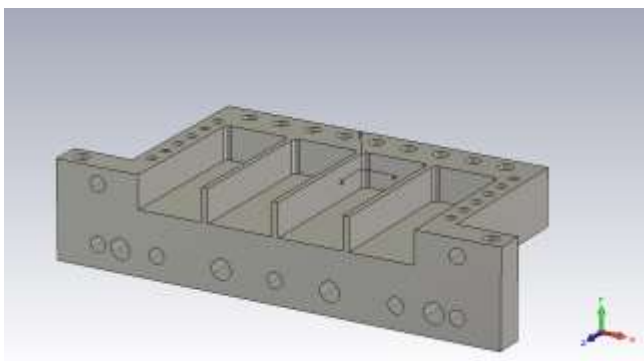
Al igual que para el caso de la red de alimentación, el paso siguiente al de diseño y optimización es el del diseño del prototipo a construir. El procedimiento sigue la misma línea de actuación, modelándose las partes metálicas en una estructura de dos piezas, tapa y base. La base será la parte donde se emplazarán las guías junto con los taladros correspondientes a los conectores coaxiales. La tapa será la que selle la estructura. En la Figura 4-48 se puede contemplar el diseño del prototipo final, cuyas peculiaridades se comentan a continuación.



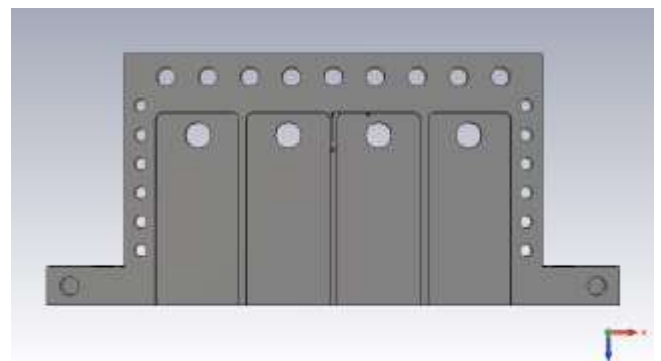
(a) Vista isométrica de la entrada del diseño



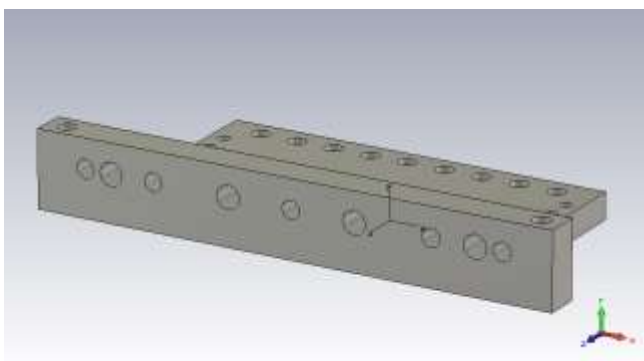
(b) Vista isométrica de las salidas del diseño



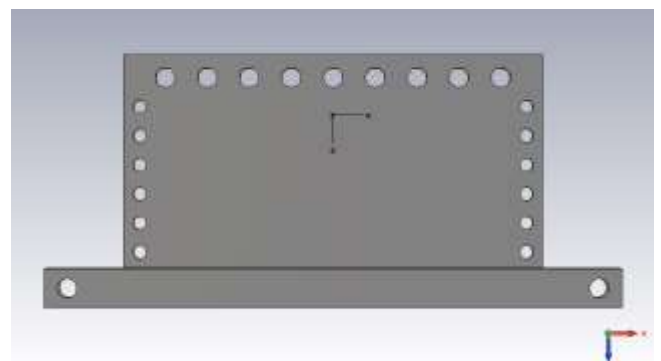
(c) Vista isométrica de la base del diseño



(d) Vista de la planta de la base del diseño



(e) Vista isométrica de la tapa del diseño



(f) Vista de la planta de la tapa del diseño

Figura 4-48: Diseño final de prototipo de 4 transiciones en plano H de guía de onda WR-51 a conector coaxial.

El flange del conjunto cuenta con dos tipos de taladros, para dos propósitos distintos: taladros M3 que permitan asir el módulo de medida a la red de alimentación (como ya se comentó con anterioridad en la sección de diseño y construcción de la red), y taladros M4 que siguen el patrón del flange WR-51 (Figura 4-31), a través de los cuales seremos capaces de medir la calidad de la transición en sí misma. El conjunto se diseñó con este flange y no en una pieza maciza debido a la imposibilidad que ofrece esta opción de atornillar el módulo de medida a la red.

El cuerpo de la pieza contiene taladros de M2 y M3 suficientes para sellar por completo la estructura.

La planta inferior de la base cuenta con un pequeño peralte en la zona donde se sitúan los conectores coaxiales. Este peralte se modeló así de este modo con motivo del poco margen con el que se contaba para practicar taladros con los que atornillar los conectores [22] sin llegar a perforar la base interior de la guía de onda.

4.4.2 Etapa de construcción.

La etapa de construcción se puede dividir también en dos partes diferenciadas: una primera correspondiente al mecanizado de las partes metálicas del módulo de medida en taller externo a la Escuela Politécnica Superior (el mismo en el que se fabricó la red de alimentación) y otra fase de manipulación y corte manual de los conectores del módulo.

Se aboceta el diseño del prototipo mediante Solid Edge y se envía al taller de mecanizado externo (Anexo A). Las imágenes tomadas del prototipo final de módulo de medida son presentadas en las siguientes imágenes:



(a) Conjunto: vista de las entradas



(b) Conjunto: vista de las salidas



(c) Base: vista de la planta

Figura 4-49: Prototipo final de 4 transiciones en plano H de guía de onda a coaxial

El proceso de manipulación de los conectores para proporcionarles manualmente las medidas que se establecieron en simulación, llevado a cabo en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior, sigue los siguientes pasos:

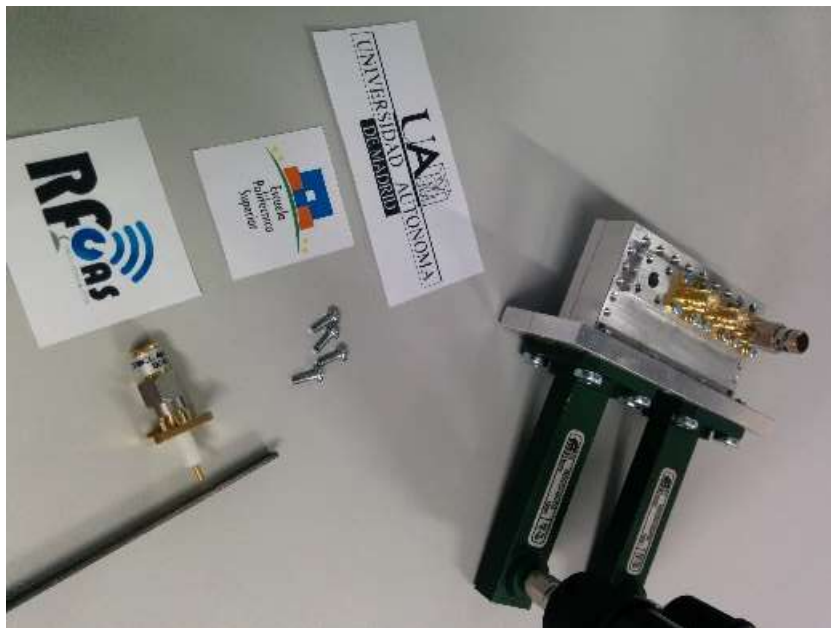
- ✓ **Corte del teflón** (Figura 4-50a): se corta con cuidado el teflón del conector a través de una pieza auxiliar que permite el atornillado del mismo por uno de sus lados y el corte del teflón a la altura establecida por el otro.
- ✓ **Corte del conector** (Figura 4-50b): con un calibre se mide y marca la longitud del alma establecida en simulación, dejando un margen aproximado de medio milímetro en exceso.
- ✓ **Optimización del conector** (Figura 4-50c): se conecta el analizador de redes a las dos guías del módulo que cuentan con el flange estándar de WR-51. Los conectores ya cortados se cargan a su impedancia característica y se comprueba qué parámetro de reflexión proporcionan. De no ser el de diseño, se inicia un proceso progresivo de limado. A cada iteración se comprueba en el analizador si el resultado que ofrece la longitud del alma es el buscado.



(a) Situación previa al corte del teflón mediante pieza auxiliar



(b) Situación previa al corte aproximado del alma del conector



(c) Limado de los conectores



(d) Situación final

Figura 4-50: Proceso de corte y optimizado manual de los conectores coaxiales.

4.4.3 Medidas del módulo.

Tras el proceso de optimización realizado en la sección anterior, se llegó de forma manual a dos soluciones distintas para un conector coaxial en esta estructura (Figura 4-51). Una de estas soluciones mantenía el carácter resonante de la transición centrado a la frecuencia de diseño (la misma que aparecía en simulación). La otra solución descubierta mueve esta resonancia en banda, pero ensancha el ancho de banda a -20 dB en la transición. En la Figura 4-52 se muestran las medidas tomadas de la transición para todos los conectores fabricados, clasificados según los dos tipos de respuesta descritos. En estas medidas se añade también la respuesta en simulación de la transición, en el que se ha modificado ligeramente alguno de sus parámetros, con el objetivo de constatar el origen de las diferencias que se encuentran.

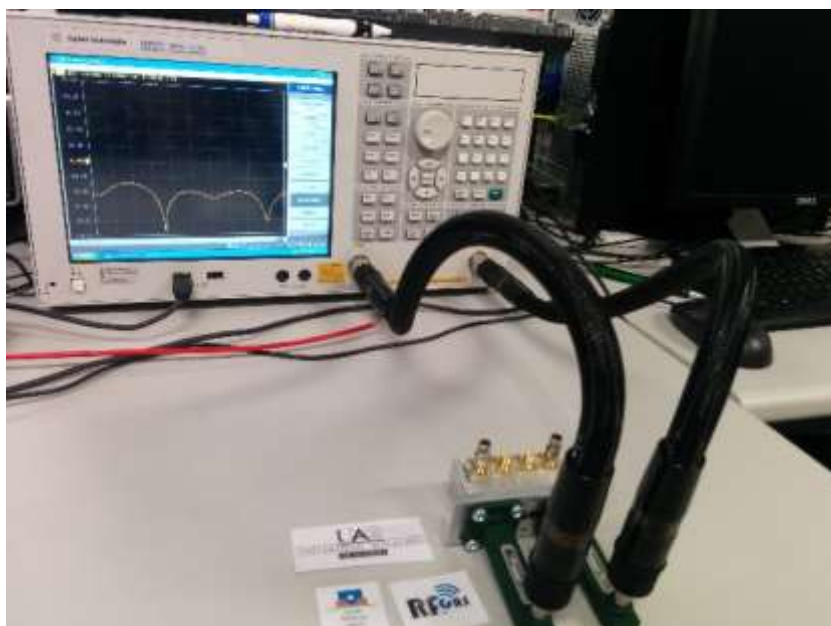
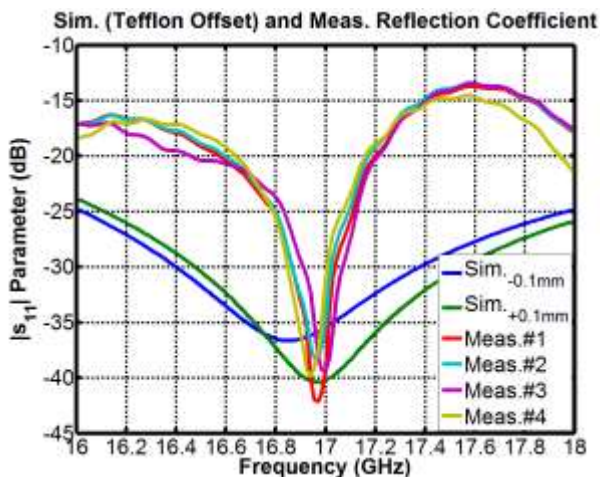
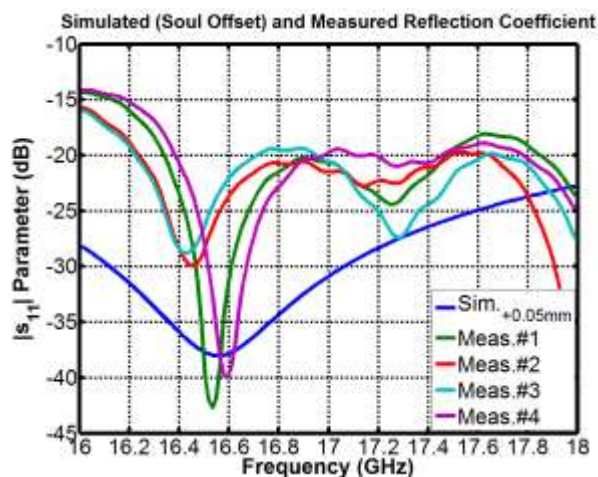


Figura 4-51: Medida de uno de los conectores finales



(a) Módulo del parámetro s_{11} medido para el conector tipo 1. Offset de ± 0.1 mm en la altura del teflón del conector en simulación



(b) Módulo del parámetro s_{11} medido para el conector tipo 2. Offset de $+0.05$ mm en la altura del alma del conector en simulación

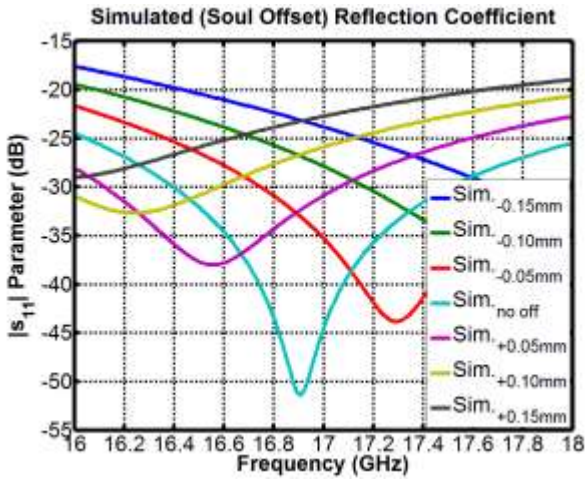
Figura 4-52: Parámetro de reflexión de la transición de guía de onda a SMA para los dos tipos de conectores manipulados

Parámetro	1ª solución	2º solución
Longitud al cortocircuito (SC_Length)	3.5 mm	3.45 mm
Longitud del alma (Soul_Length)	3.4 mm	3.4 mm
Altura del teflón desde el suelo de la guía (Tefflon_Heigh)	0 mm	0 mm

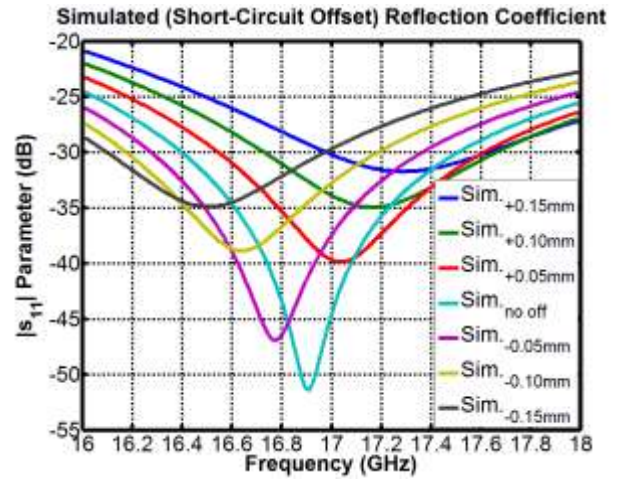
Tabla 4-3: Offset apreciado para la segunda transición descubierta

Puede apreciarse una importante diferencia entre los resultados que se obtenían en simulación y los que finalmente se obtienen en medida. Las razones de este contraste tan acusado se deben a la imprecisión cometida en la fabricación del prototipo, más crítica en la elaboración de los conectores. En las gráficas se comprueba que un offset del orden de décimas y de centésimas de milímetro en la altura a la que se corta el teflón y el alma respectivamente producen un cambio muy significativo en la respuesta de la transición. En la Figura 4-53 se ilustra esta sensibilidad, cuando a la transición se le practica un cambio de del orden de centésimas de milímetro en cada uno de sus parámetros.

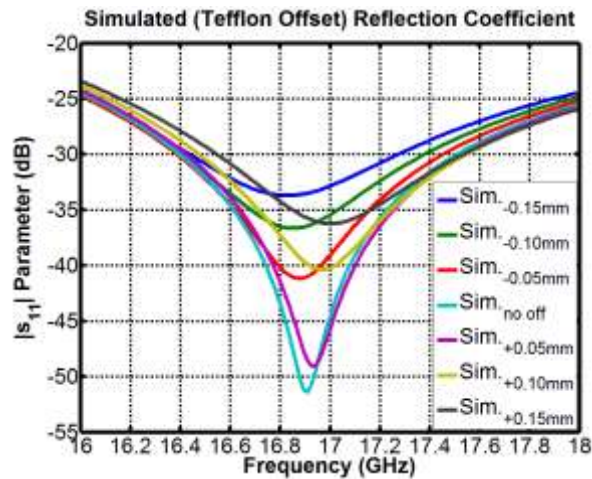
En las dos secciones siguientes en las que se utiliza este módulo, se especificará qué resultados se están mostrando, dependiendo del tipo de conector que se utilice para la medida: conector tipo 1 para el que mantiene la forma de la respuesta en simulación y conector tipo 2 para el que aumenta el ancho de banda a -20 dB.



(a) Módulo del parámetro s_{11} simulado: offset en la altura del alma



(b) Módulo del parámetro s_{11} simulado: offset en la posición con respecto al cortocircuito

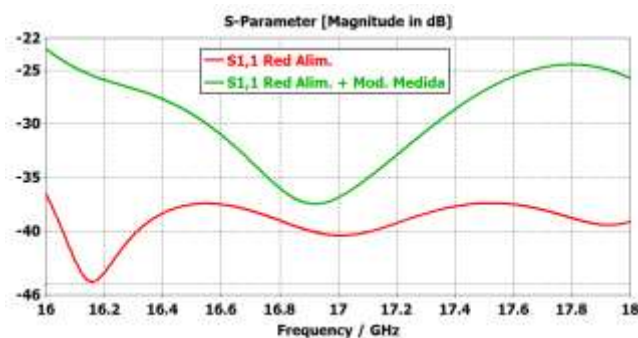
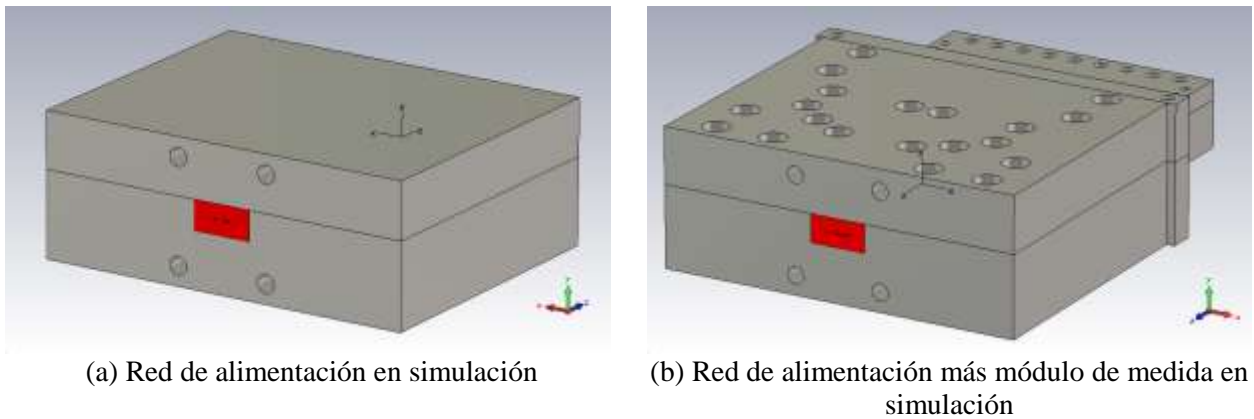


(c) Módulo del parámetro s_{11} simulado: offset en la altura del teflón

Figura 4-53: Resultados en simulación de la transición diseñada cuando se modifica ligeramente sus parámetros característicos

4.4.4 Medidas de la red de alimentación.

Se utiliza el prototipo de 4 transiciones de guía de onda a coaxial para la medida del prototipo de red de alimentación. Debido a que la respuesta en frecuencia que ofrece el módulo es más limitada de lo que cabría esperar, ha de tenerse en cuenta en los resultados simulados con los que se vayan a contrastar las medidas. Es decir, los resultados obtenidos en la sección correspondiente al diseño de la red de alimentación (4.2.5) no son del todo válidos, pues no tienen en cuenta el hecho de que en medida se van a extraer a través de la transición. Este hecho se ilustra en la Figura 4-54, en la que se muestran las simulaciones de la red de alimentación por sí sola, y de la red y el módulo de medida conectados.



(c) Módulo del parámetro S_{11} en los dos casos

Figura 4-54: Simulación del diseño en red y en red con módulo de medida: Resultados

Efectivamente, por ser la transición de un ancho de banda mucho más limitado que la red de alimentación, la diferencia entre tener en cuenta el módulo de medida y de no tenerlo en cuenta es muy significativa. Es de esperar por tanto que la variabilidad observada en la construcción del módulo vaya a afectar a las medidas que se tomen de la red, y no puedan ser comparadas con la simulación de la misma por sí sola. En consecuencia, todos los resultados tomados en medida se van a comparar con la simulación de la red conectada al módulo.

A continuación se muestran los prototipos de red de alimentación y módulo de medida conectados, a partir de los cuales se tomaron las medidas que aparecen a continuación.



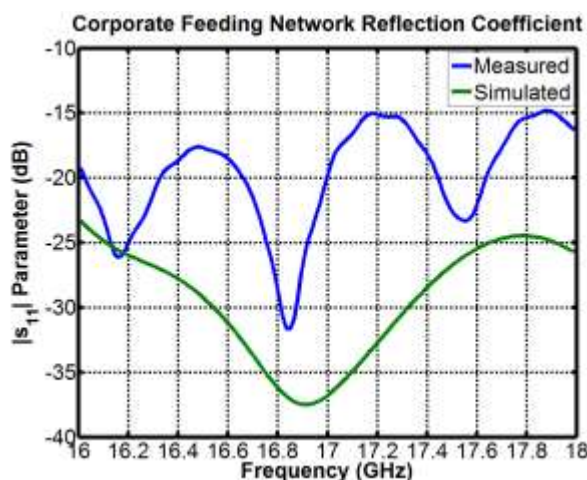
Figura 4-55: Prototipos de red de alimentación y módulo de medida conectados

Para medir la red de alimentación, sea cual sea el parámetro S que se esté determinado es necesario cargar todas las puertas que no intervengan en la medida a su impedancia característica. De este modo se asegura que reflexiones indeseadas no aparezcan en el interior de la estructura para contaminar la medida.

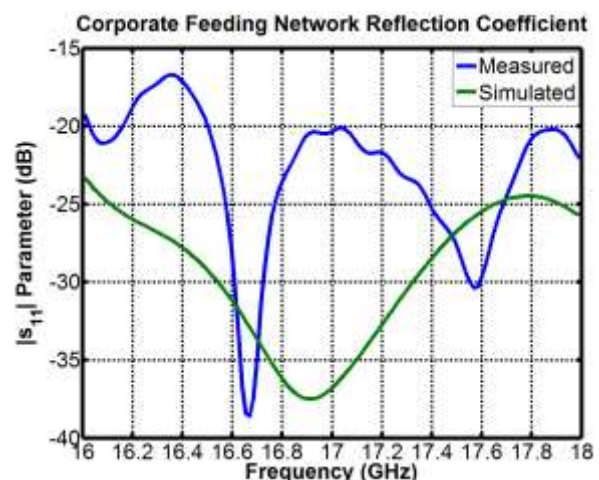
En la Figura 4-56 se advierte el proceso de medida de la red de alimentación en reflexión y los resultados obtenidos del mismo para los dos tipos de conectores.



(a) Medida de la red de alimentación en reflexión



(b) Parámetro de reflexión de la red (Conector 1)



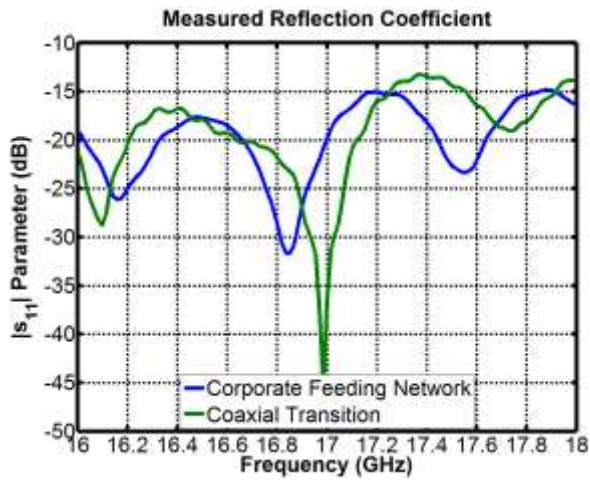
(c) Parámetro de reflexión de la red (Conector 2)

Figura 4-56: Resultados en medida y simulación del módulo del parámetro de reflexión de la red de alimentación

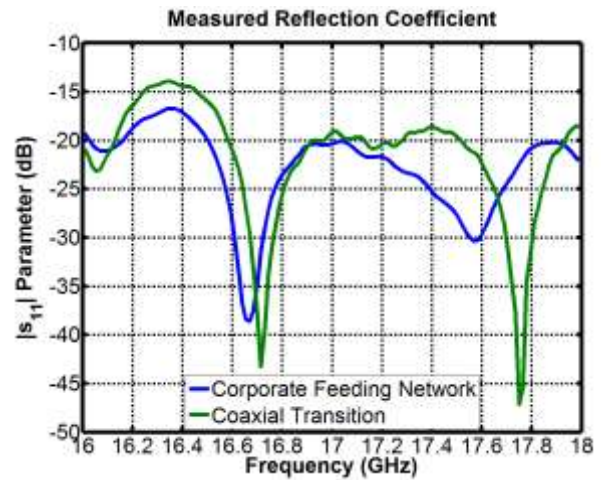
De los resultados obtenidos en medida cabe destacar el contraste que se aprecia en comparación con la respuesta del conjunto en simulación. El principal motivo de esta disparidad es de nuevo el tratamiento manual de los conectores, cuya inmunidad frente a las pequeñas desviaciones con respecto a la medida exacta da lugar a efectos indeseados muy acusados.

Sin embargo, se observa un efecto muy curioso, parece como si la red de alimentación fuese transparente para el módulo de medida, es decir, tiene el efecto de

trasladar las cargas conectadas a las salidas hacia la entrada. Si comparamos la medida de red de alimentación para cada caso de conector con alguna de las medidas tomadas para cada una de las transiciones fabricadas, puede comprobarse la verosimilitud entre ambas (Figura 4-57).



(a) Parámetro de reflexión de la red frente al de la primera transición (Conector tipo 1)



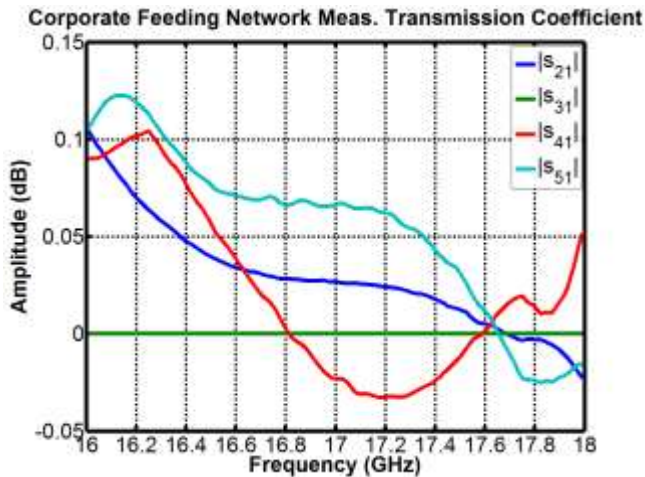
(b) Parámetro de reflexión de la red frente al de la primera transición (Conector tipo 2)

Figura 4-57: Comparativa entre el parámetro de reflexión medido para la red de alimentación y para una de las transiciones fabricadas en 4.4.2 en cada caso

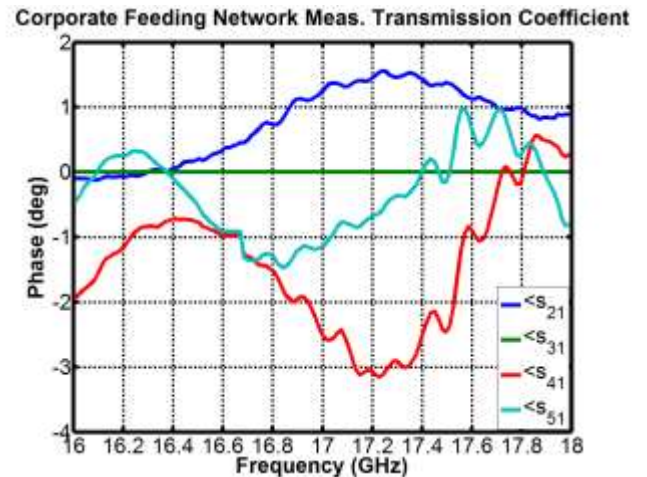
En la Figura 4-58 se muestra también el proceso de medida de los parámetros de la red en transmisión, y los resultados extraídos durante el mismo. Para este caso los resultados obtenidos no se enfrentan con los simulados: la respuesta en transmisión de una red de alimentación tipo paralelo 1-4 reparte equitativamente en amplitud y fase.



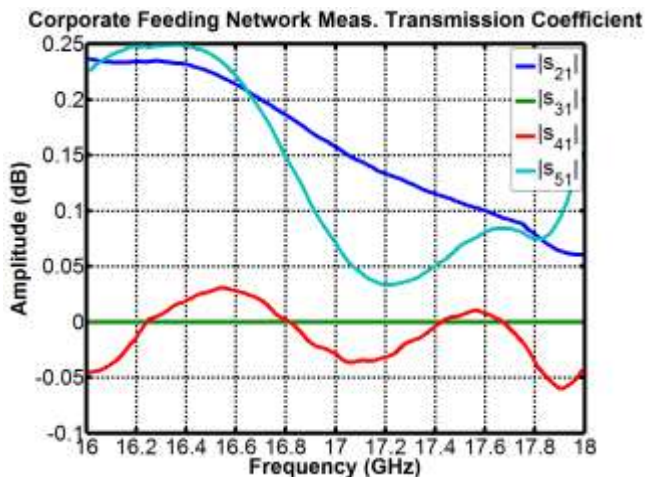
(a) Medida de la red de alimentación en transmisión



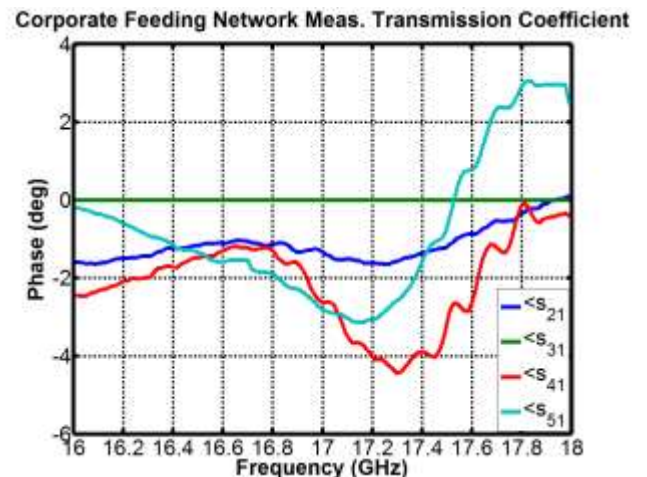
(b) Parámetros de transmisión de la red en módulo (Conector 1)



(c) Parámetros de transmisión de la red en fase (Conector 1)



(d) Parámetros de transmisión de la red en módulo (Conector 2)



(e) Parámetros de transmisión de la red en fase (Conector 2)

Figura 4-58: Resultados en medida de los parámetros S en transmisión de la red de alimentación para cada tipo de transición. Puerto 3 de referencia.

Se observan ligeras diferencias en los parámetros de transmisión que ofrecen ambos conectores, sobre todo en módulo. Sin embargo la respuesta se considera en general dentro de los intervalos esperados, por lo que se concluye que el diseño y fabricación de la red de alimentación corporativa en plano H es correcto y satisfactorio. Nótese que los resultados mostrados están referenciados al puerto 3, con el objetivo de mostrar con mayor precisión las diferencias presentes entre las distintas puertas de salida.

Se realizaron medidas adicionales entre puertas de salida para caracterizar la red por completo. En la Figura 4-59 se ilustra este proceso. Los resultados obtenidos no se proporcionan en este documento por salirse de los objetivos del mismo.

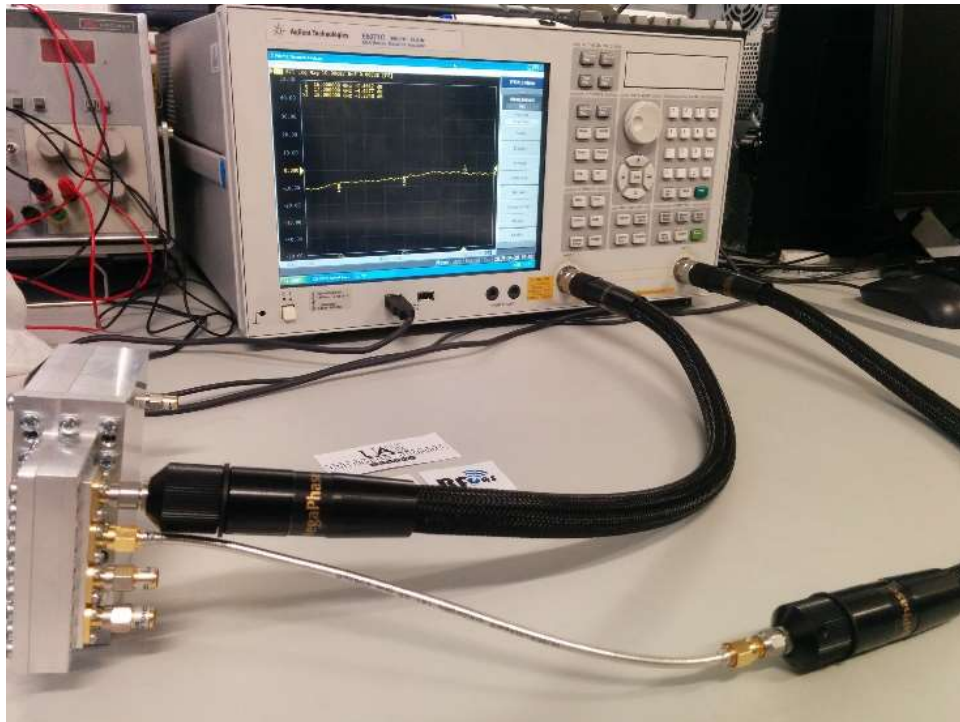
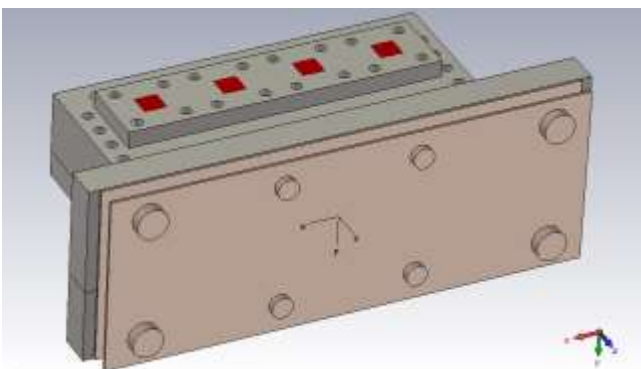


Figura 4-59: Proceso de medida de los parámetros S entre puertas de salida

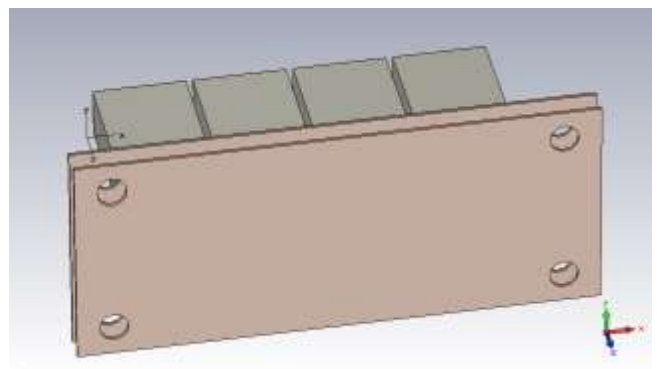
4.4.5 Medidas del array.

El prototipo fabricado del módulo de medida permite también evaluar de manera independiente el array de elementos radiantes que ya se ha fabricado. Esto es así debido a que tanto red de alimentación como array comparten el mismo patrón de sujeción a la salida, y el del módulo de medida se diseñó en base al de la red. De este modo, el módulo de medida proporciona acceso a determinar los acoplos mutuos entre elementos, la reflexión activa y la reflexión pasiva de cada uno de ellos, al igual que se hacía en simulación en el apartado correspondiente al diseño del array (4.3.1).

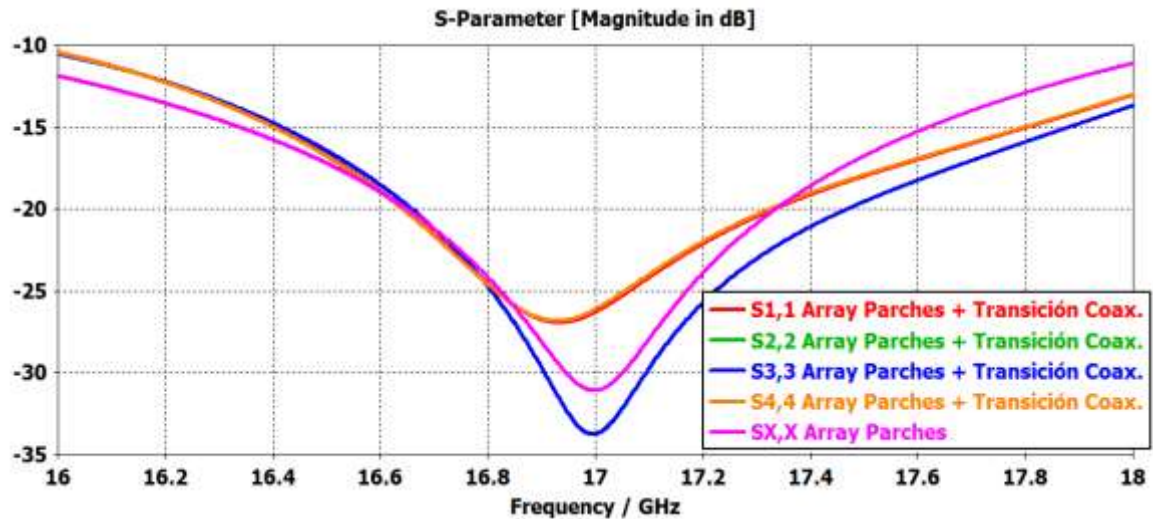
Equivalentemente al apartado anterior, se hace necesario tener en cuenta en simulación el módulo de medida. En la Figura 4-60 se puede comprobar lo que sucede en esta situación, donde se adjuntan los resultados en simulación.



(a) Array de parches en el módulo de medida de transiciones de coaxial a guía de onda



(b) Array de parches con guías de alimentación de entrada individuales



(c) Parámetro s_{xx} en los dos casos

Figura 4-60: Resultados en simulación del diseño del array y del diseño del array enganchado a las transiciones de coaxial a guía de onda

Cabe destacar de los resultados que se obtienen aquí que, al contrario que para el caso de la red de alimentación, la transición de guía de onda a coaxial posee mayor ancho de banda que el array lineal de parches, por lo tanto los parches es como si no notaran que el módulo de medida existe. Es por ello que los resultados para la reflexión pasiva para ambos casos salen tan parejos, a pesar de tener ligeras diferencias.

Derivado de esta circunstancia, los resultados que se presenten en simulación para contrastar las medidas tomadas serán los que incluyan el módulo de medida.

En la siguiente figura se presenta el prototipo del módulo de medida enganchado al array de elementos radiantes fabricado. La sujeción de los tornillos de M2 se realizó mediante tuerca más arandela.



(a) Vista frontal



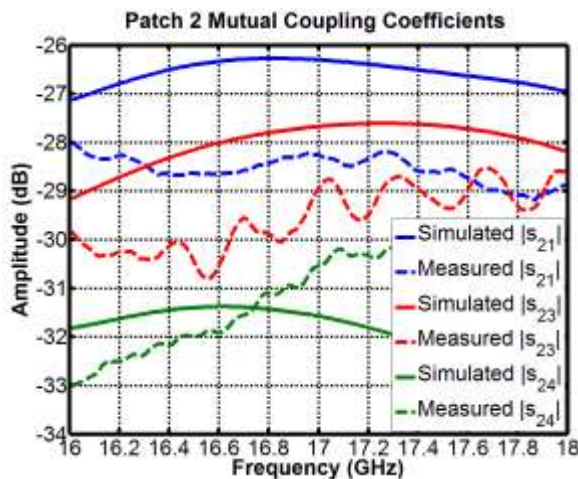
(b) Vista de la planta

Figura 4-61: Prototipos de array de elementos radiantes y módulo de medida conectados

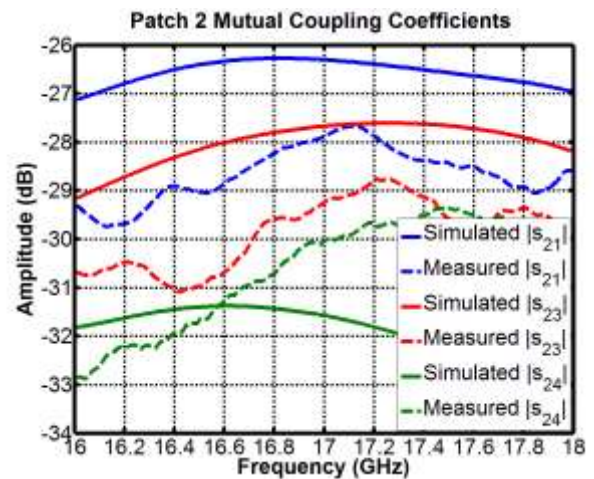
Se cargan de nuevo todas las puertas que no intervengan en la medida a su impedancia característica. En las siguientes figuras se muestra el proceso de medida de los parámetros S característicos del array con sus resultados.



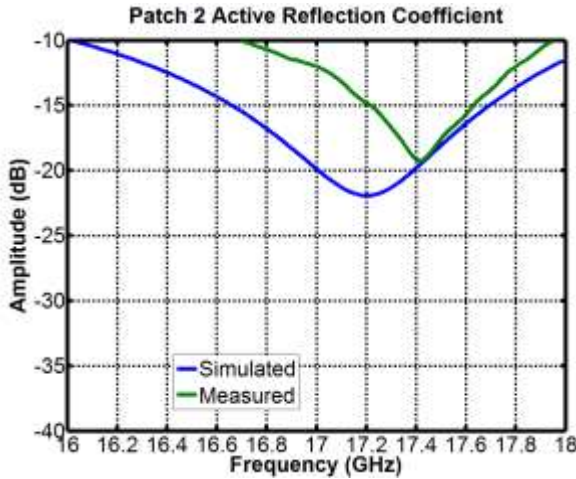
(a) Medida de los parámetros S del array de elementos radiantes



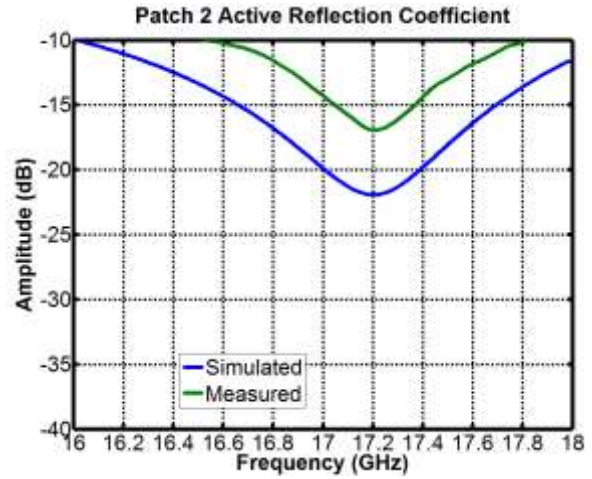
(b) Acoplo mutuo entre elementos en el parche 2 (Conector 1)



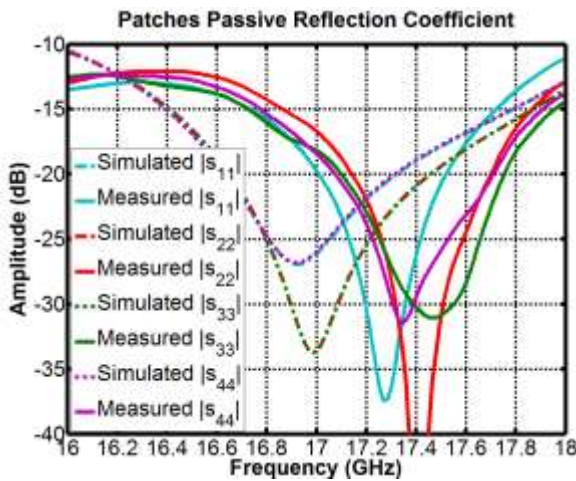
(e) Acoplo mutuo entre elementos en el parche 2 (Conector 2)



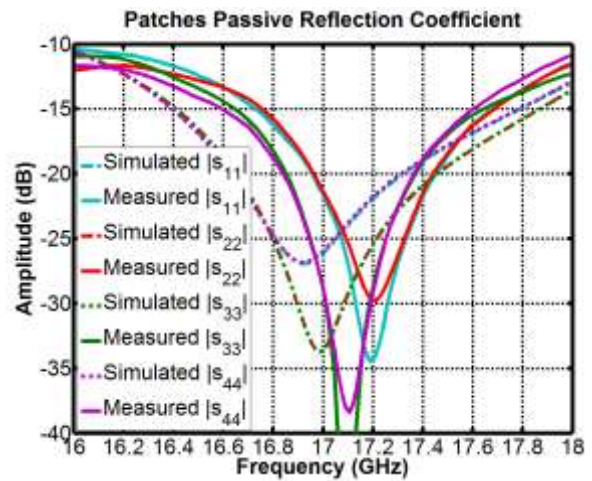
(c) Reflexión activa para el parche 2 (Conector 1)



(d) Reflexión activa para el parche 2 (Conector 2)



(e) Reflexión pasiva en todos los parches (Conector 1)



(f) Reflexión pasiva en todos los parches (Conector 2)

Figura 4-62: Medida de los parámetros S del array de elementos radiantes, resultados

Se puede comprobar que los resultados obtenidos en medida se corresponden mejor en simulación cuando utilizamos el segundo conector, aquél que ampliaba el ancho de banda de la transición a -20 dB con respecto al primero conector. Los resultados obtenidos son muy satisfactorios, debido en parte a que la reflexión del módulo de medida se encuentra por debajo de la del array, hecho que permite una evaluación más precisa que en el caso de la red de alimentación. Se comprueba que en medida el acoplo mutuo entre elementos es el esperado, por debajo de -20 dB. Puede apreciarse además que, aunque los acoplos mutuos afectan muy poco, tiene un ligero efecto sobre el comportamiento del array en reflexión, por ser más marcada en su versión activa que pasiva.

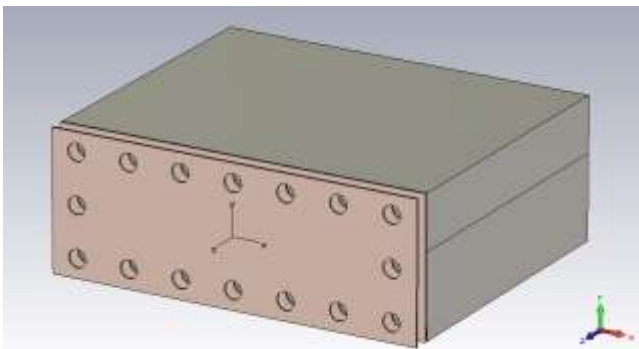
Con todos estos resultados, obtenidos a través del módulo adicional de medida, se pasa a continuación a integrar las dos partes de la agrupación de antenas en plano H. En este apartado, y gracias a este módulo aquí presentado, se va a poder comprobar la bondad de las medidas obtenidas. Esto es posible gracias al software ADS, que permite la conexión de los parámetros S de la red y del array por separado para calcular su respuesta en conjunto y compararla con la obtenida del prototipo final de antena.

4.5 Integración entre red y array: Agrupación final en plano H de 4 elementos.

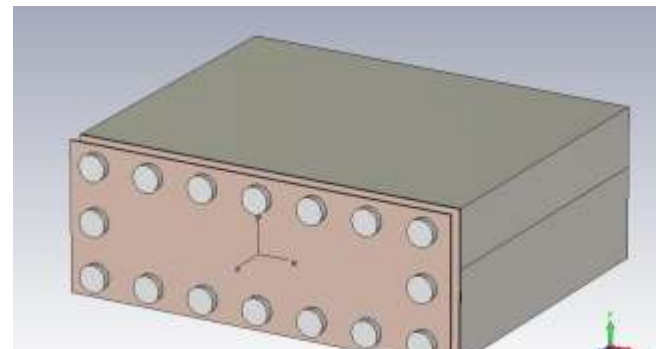
En esta última sección del capítulo 4 se pasa a detallar el proceso de integración, tanto en simulación como en la realidad, de la red de alimentación diseñada y construida y del array de elementos radiantes diseñado y construido.

4.5.1 Integración en simulación: Efecto Lente.

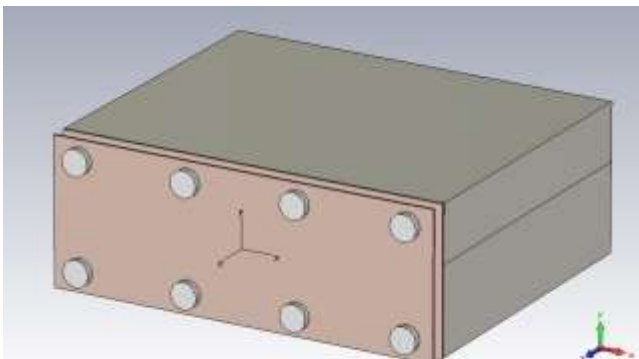
A la hora de integrar ambos módulos en el software CST ocurrió un hecho inesperado. La sujeción mediante tornillos de nylon, que a priori no debía afectar negativamente al comportamiento de la antena, produjo precisamente lo contrario, reduciendo la ganancia y aumentando el nivel de lóbulos secundarios según el caso. A continuación se muestran algunos ejemplos de este fenómeno:



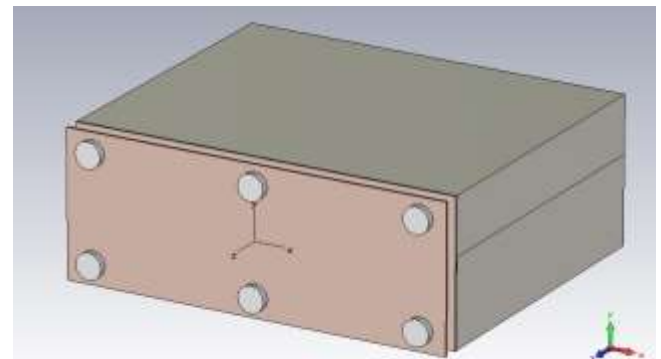
(a) Sin tornillos



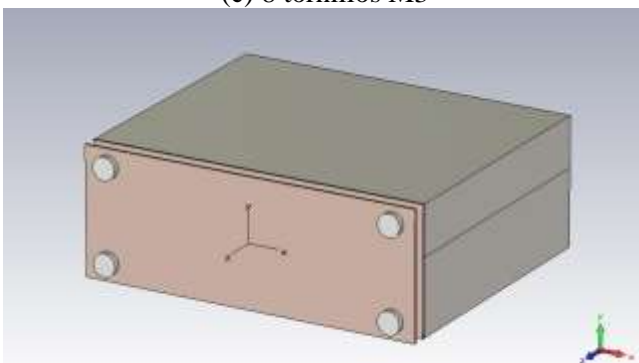
(b) 16 tornillos M3



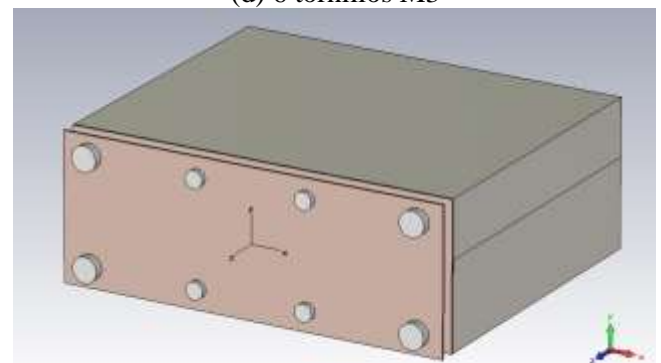
(c) 8 tornillos M3



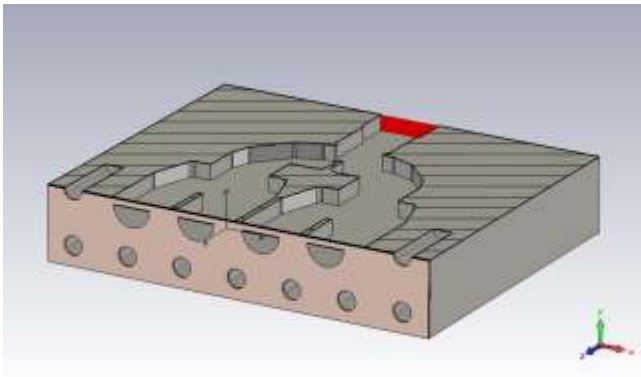
(d) 6 tornillos M3



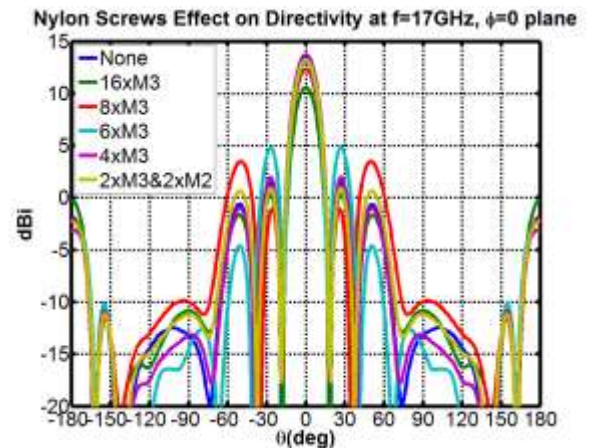
(e) 4 tornillos M3



(f) 4 tonillos M3 y 4 tornillos M2



(g) Corte en la vista de la agrupación final



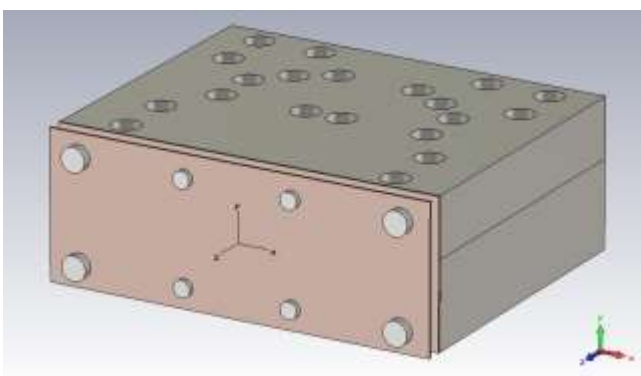
(h) Efecto lente en el diagrama de radiación en plano H

Figura 4-63: Distintas combinaciones de tornillos de nylon con su diagrama de radiación en plano H

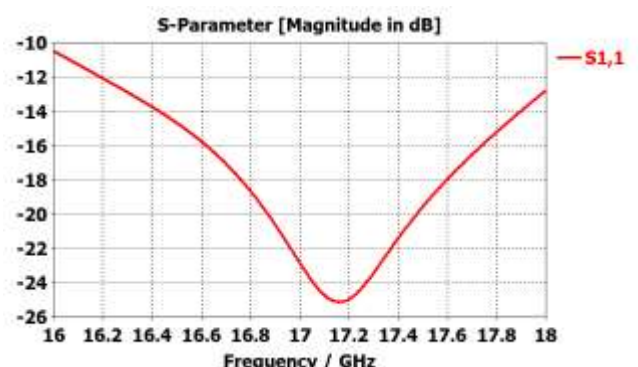
En primer lugar, y a diferencia de los diagramas de radiación expuestos hasta el momento, los diagramas que se ven en la Figura 4-63h, y en los que se mostrarán a lo largo de esta última sección, son diagramas de radiación correspondientes a la simulación completa del conjunto completo red de alimentación más array de elementos radiantes ya integrado, y no una estimación hecha por CST como se venía haciendo. Esto se muestra en la Figura 4-63g, en la que se puede ver el conjunto integrado para la topología sin tornillos de nylon de sujeción.

Este fenómeno es la razón por la cual se tuvo que recurrir a una disposición combinada de 4 tornillos de M3 y 4 tornillos de M2 de nylon (comentado en secciones 4.2.6 y 4.3.1), en la cual se afecta de manera insignificante al diagrama de radiación y a la reflexión en la entrada. La disposición de 4 tornillos de M3 se comporta de manera similar, pero la sujeción que ofrece es insuficiente para el tamaño total que presenta del array, lo que podría producir que los sustratos del prototipo se pudiesen combar.

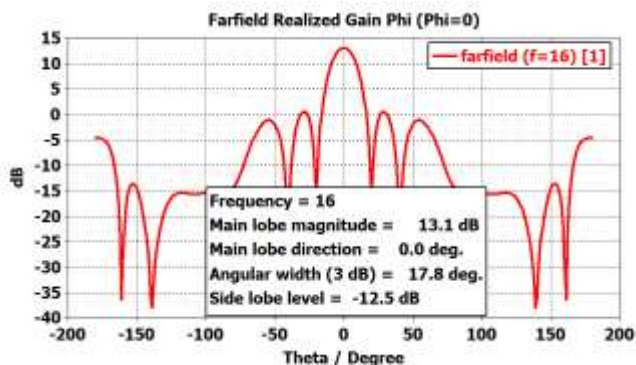
A partir de la integración final en simulación con esta combinación de tornillos se presentan los resultados en reflexión y en radiación de la misma (Figura 4-64).



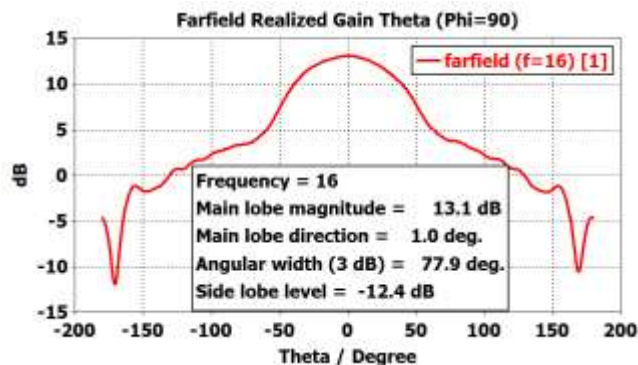
(a) Integración final de los diseños en simulación



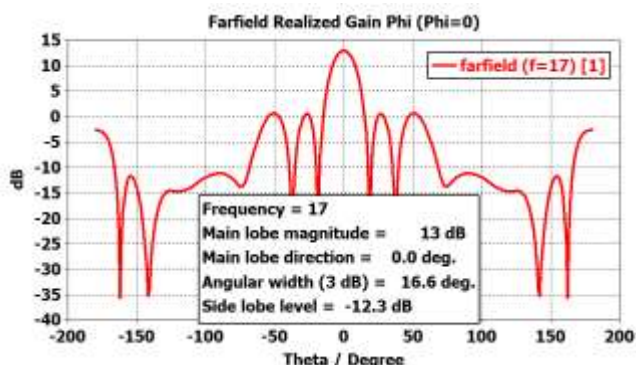
(b) Módulo del parámetro S_{11}



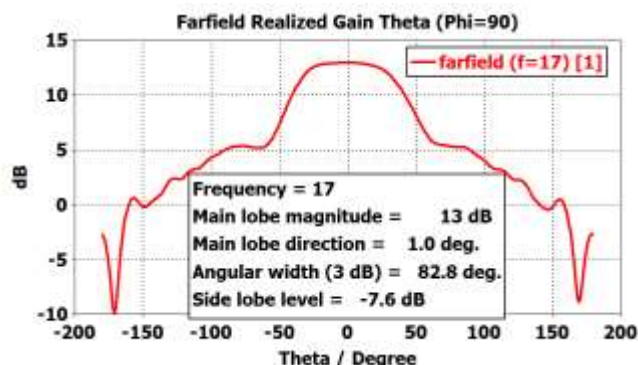
(c) Plano H a 16 GHz



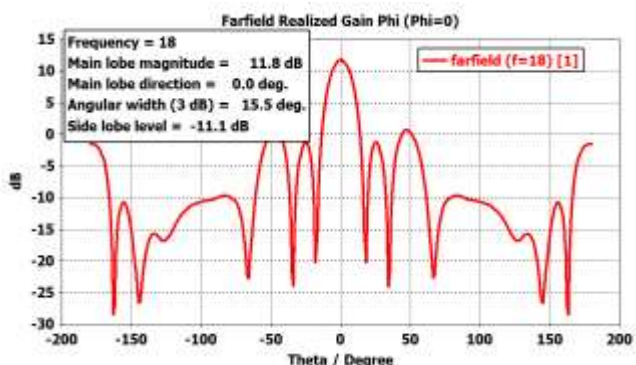
(d) Plano E a 16 GHz



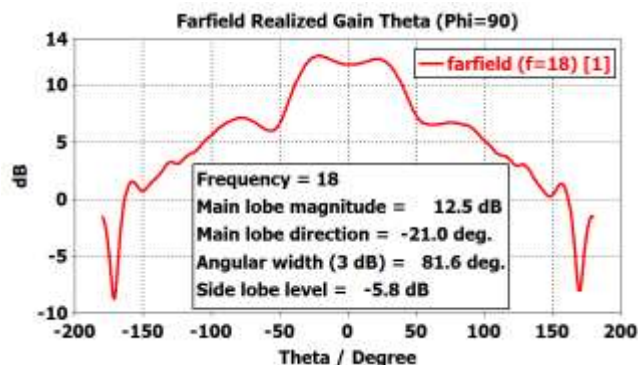
(e) Plano H a 17 GHz



(f) Plano E a 17 GHz



(g) Plano H a 18 GHz



(h) Plano E a 18 GHz

Figura 4-64: Integración de red de alimentación y array de elementos radiantes: resultados en simulación en reflexión y radiación de la agrupación final en plano H

En este apartado extraemos los mismos resultados que se extrajeron en el apartado 4.3.1, en el que se caracterizaba el array de elementos radiantes de manera independiente a la red de alimentación que se utilizase para alimentarlo.

Estos resultados que arroja la simulación de la agrupación final se consideran en general satisfactorios. Sin embargo se puede apreciar ligeramente el efecto lente de los tornillos en el desplazamiento en banda que hace el parámetro de reflexión, si se compara con el parámetro de reflexión obtenido en el diseño del array en 4.3.1. Para la frecuencia superior de la banda de trabajo se observa que los efectos de borde que en 4.3.1 suponían una caída de la ganancia en broadside de 0.2 dB es acentuado por el efecto lente que aún persiste ligeramente, trasladando la diferencia a un nivel de 0.7 dB. En las Figuras 4-64g y 4-64h se puede apreciar de nuevo ese achatamiento del lóbulo principal en el plano E, que

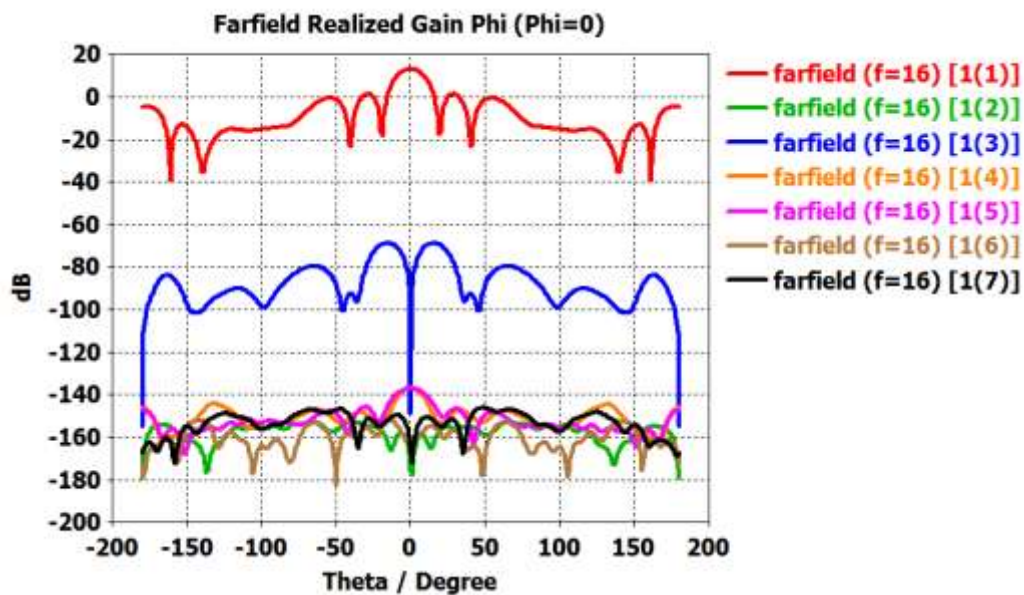
hace que la ganancia en broadside no sea la ganancia máxima del diagrama de radiación a 18 GHz. Por otra parte, parece que el efecto lente de los tornillos mejora levemente la SLL de la agrupación (ver Tabla 4-4 más adelante).

A continuación se adjunta una tabla resumen de los parámetros de radiación de la agrupación final en simulación, en la que se añade entre paréntesis los resultados obtenidos en 4.3.1 durante el diseño del array de elementos radiantes:

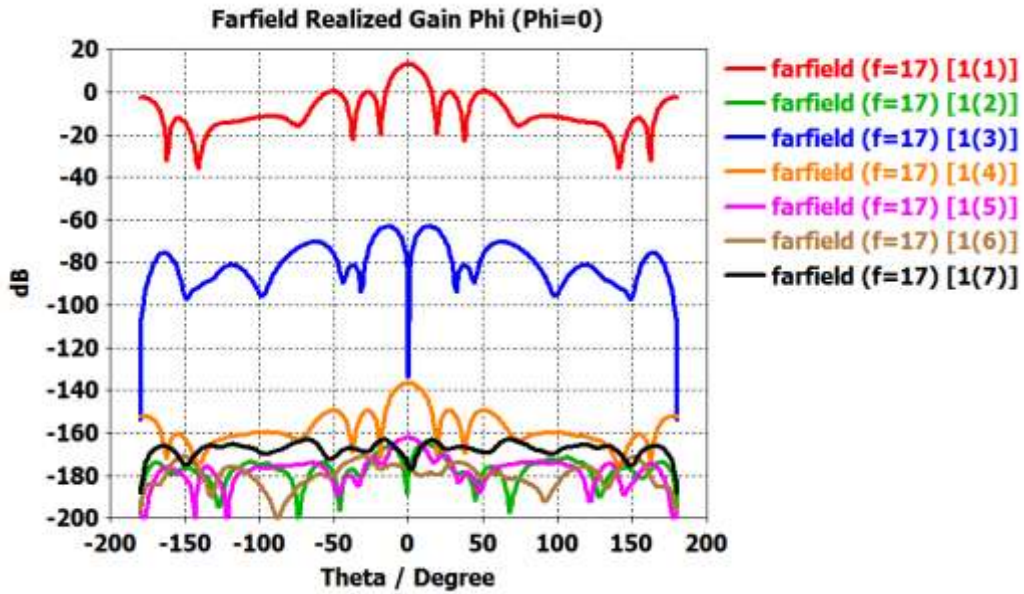
Plano y parámetro/Frecuencia	16 GHz	17 GHz	18 GHz
Ganancia broadside (array de elementos radiantes sin red de alimentación (4.3.1))	13.1 dB (13.6 dB)	13 dB (13.6 dB)	11.8 dB (12.5 dB)
Plano H: Ancho de haz a -3 dB (array de elementos radiantes sin red de alimentación (4.3.1))	17.8° (17.8°)	16.6° (17°)	15.5° (16.3°)
Plano E: Ancho de haz a -3 dB (array de elementos radiantes sin red de alimentación (4.3.1))	77.9° (68.9°)	82.8° (80.4°)	81.6° (86.2°)
Plano H: SLL (array de elementos radiantes sin red de alimentación (4.3.1))	-12.5 dB (-11.8 dB)	-12.3 dB (-11.9 dB)	-11.1 dB (-11 dB)

Tabla 4-4: Principales parámetros del diagrama de radiación en simulación de la agrupación final en plano H

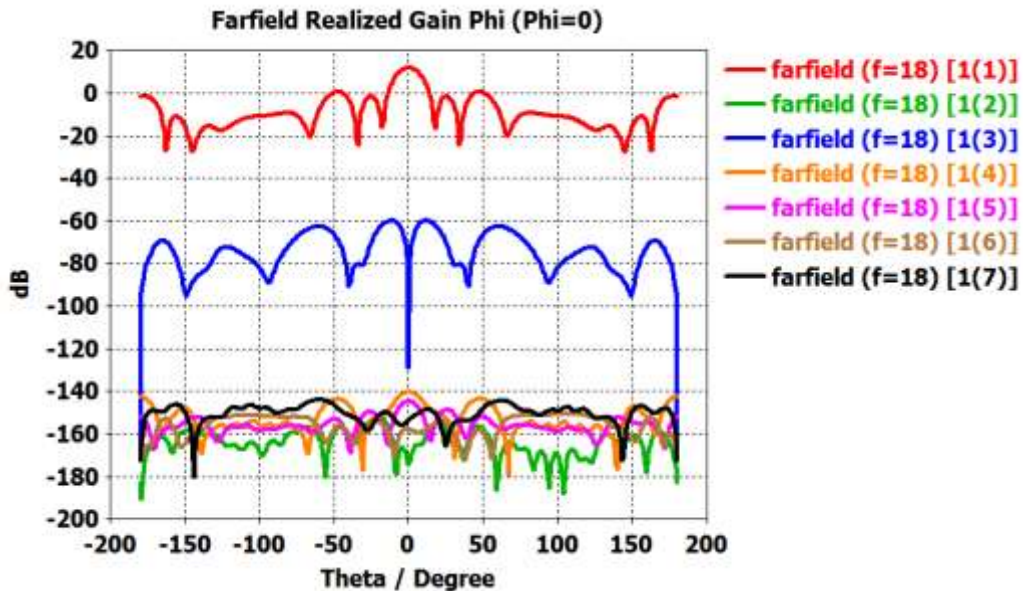
Del mismo modo que en pasos de diseño anteriores, es necesario tener en consideración los posibles efectos que puedan ocasionar la propagación de modos de orden superior en la antena en radiación. Los resultados de este estudio son los que pueden verse en la Figura 4-65.



(a) f = 16 GHz



(b) $f = 17$ GHz



(c) $f = 18$ GHz

Figura 4-65: Diagrama de radiación de la agrupación final en plano H para el modo fundamental y los 6 modos de orden superior considerados

Se puede comprobar cómo el segundo modo de orden superior en la guía (TE_{20}), que es el que quebró el criterio de optimización de longitudes en la red de alimentación (4.2.3) radia a un nivel muy por encima del resto. Aun así, los niveles en los que oscila están por debajo de -60 dB en radiación, por tanto el compromiso que se tomó al reducir las longitudes de entrada/salida de las estructuras frente a relajar el criterio de propagación de modos superiores fue acertado.

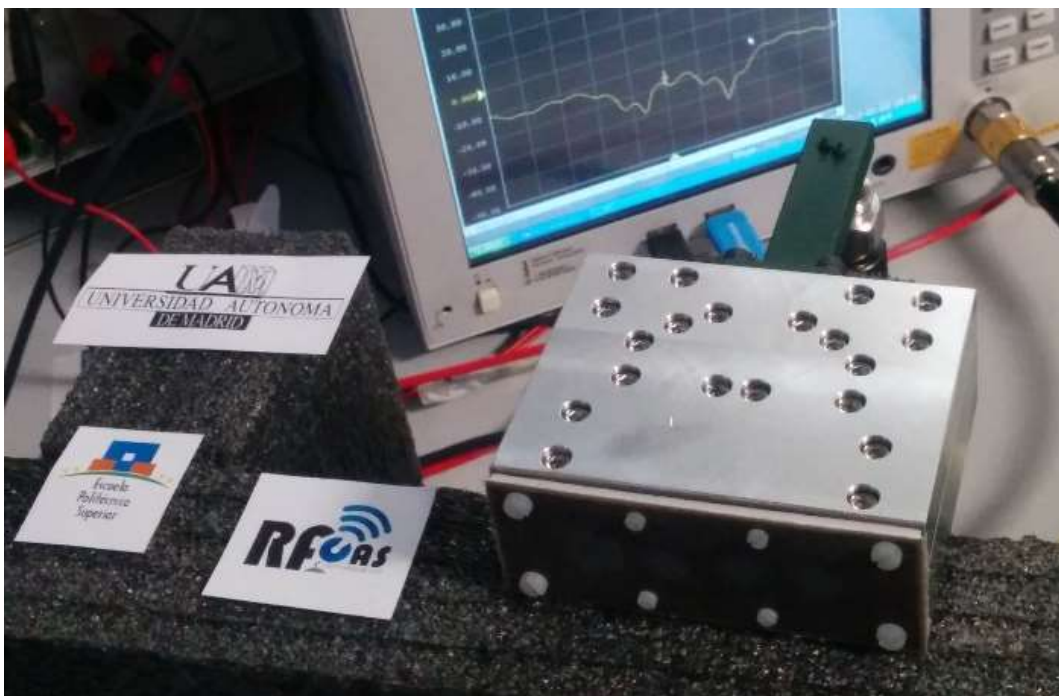
4.5.2 Integración en medida: Resultados.

Por último se integran los prototipos fabricados de red de alimentación y array de elementos radiantes (ver Figura 4-66).

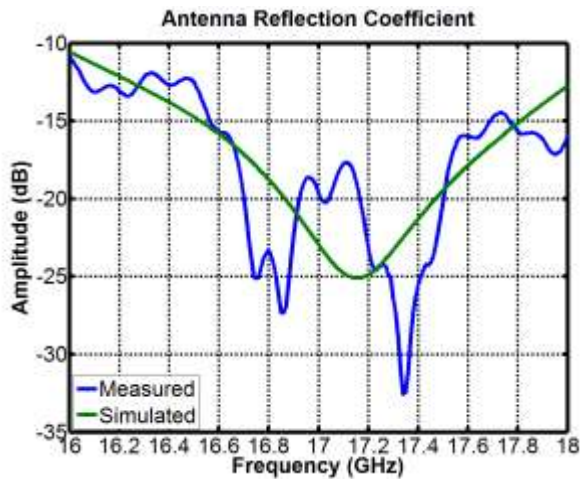


Figura 4-66: Integración final de los prototipos de red de alimentación y array de elementos radiantes en plano H

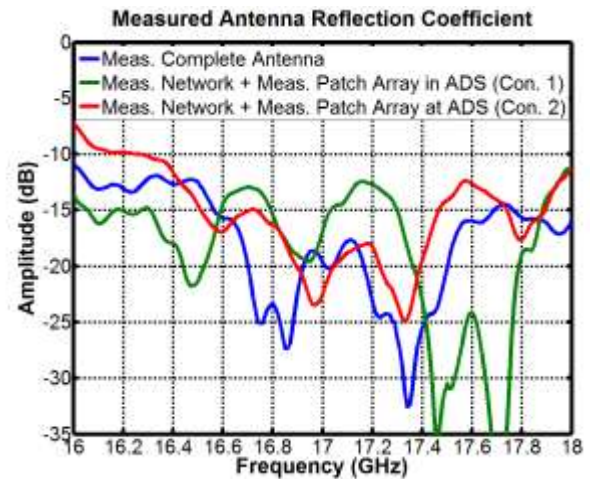
A continuación se procede a medir la antena completa en reflexión y en radiación. Para medir la antena en reflexión se acude al analizador de redes (Figura 4-67a) y para medirla en radiación y para medirla en radiación a la cámara anecoica (Figura 4-68a y 4-68b), ambos disponibles en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior dedicadas a los proyectos pertenecientes al grupo de investigación RFCAS. El proceso de medida de la antena en cámara anecoica se detalla con claridad en el Anexo C.



(a) Proceso de medida de la agrupación final en reflexión



(b) Parámetro de reflexión de la agrupación final: medida y simulación



(c) Parámetro de reflexión de la agrupación final: medida de la agrupación final vs. Medidas individuales de red y array por separado

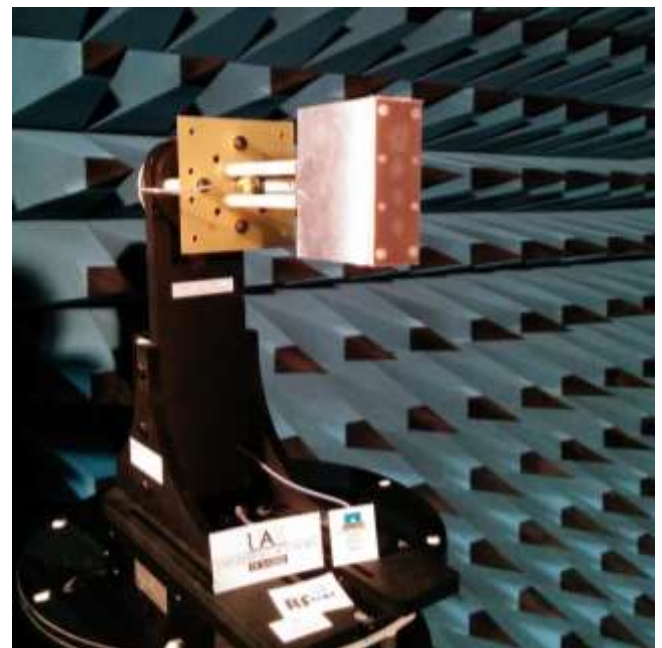
Figura 4-67: Proceso de medida de la agrupación final en plano H en reflexión: Resultados

En las medidas tomadas en reflexión (Figura 4-67b) se puede apreciar una correspondencia muy buena con la respuesta evaluada en simulación. Independientemente, se realiza una concatenación de los parámetros S de la red de alimentación y del array de elementos radiantes medidos por separado con el módulo diseñado y fabricado en 4.4, con ayuda del software ADS (Figura 4-67c). Se comprueba del mismo modo una similitud excelente entre la medida de la agrupación completa y la medida tomada por separado, sobre todo para el caso del primer conector. Se concluye que el diseño y fabricación de la agrupación final en términos de reflexión ha sido satisfactorio, constatado y comprobado además con ayuda del módulo de medición.

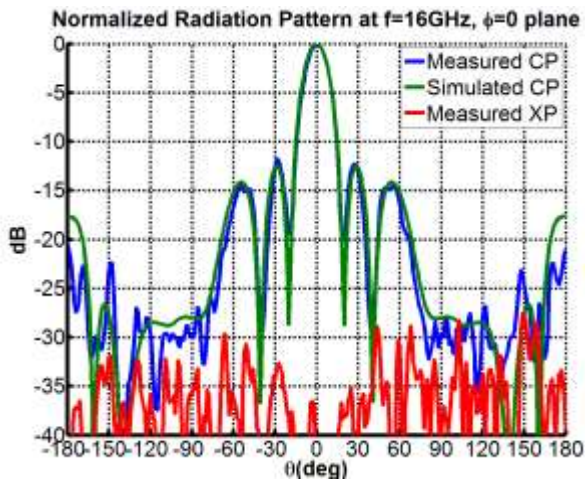
Por otro lado, se presentan los resultados obtenidos en cámara anecoica sobre el diagrama de radiación de la agrupación final.



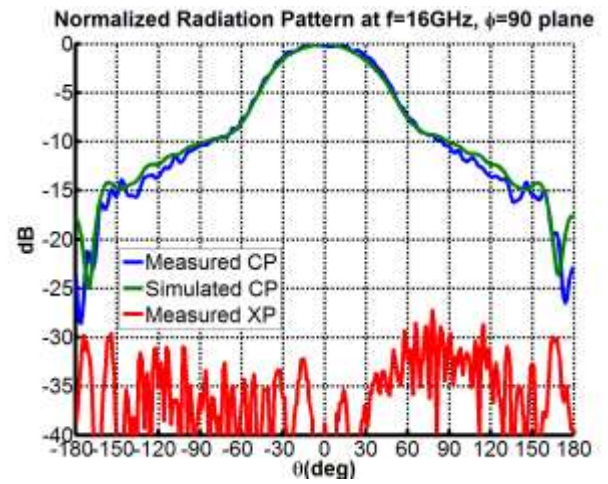
(a) Medida en radiación (Plano H)



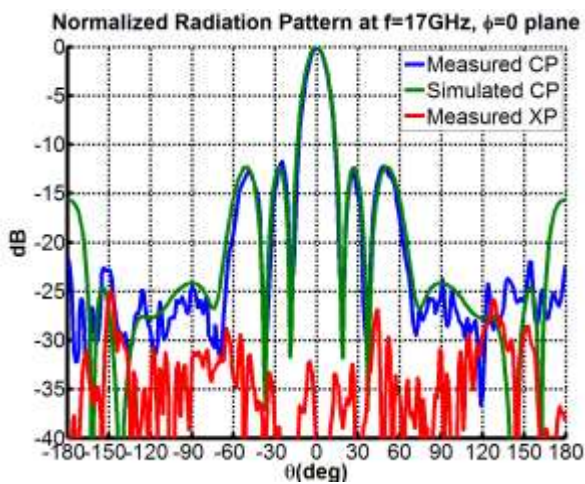
(b) Medida en radiación (Plano E)



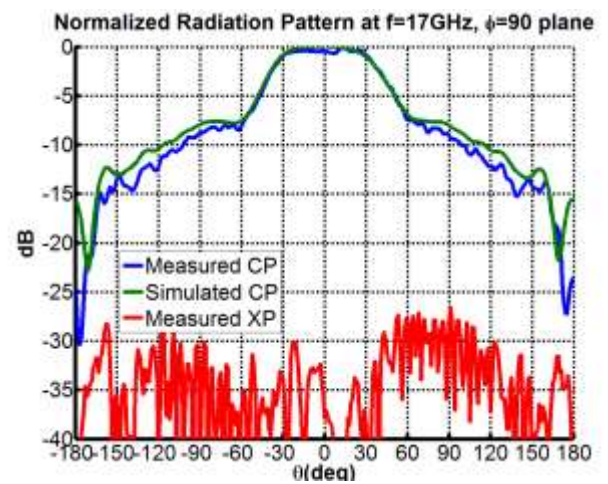
(c) Plano H a 16 GHz



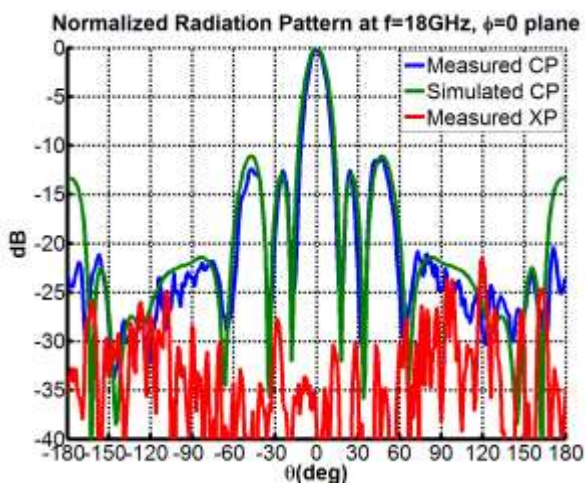
(d) Plano E a 16 GHz



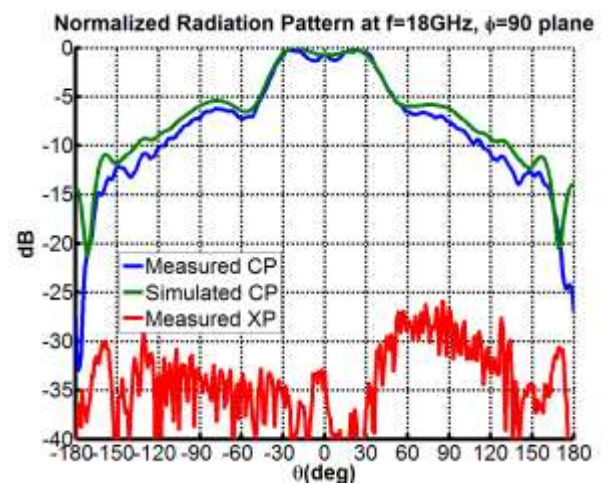
(e) Plano H a 17 GHz



(f) Plano E a 17 GHz



(g) Plano H a 18 GHz



(h) Plano E a 18 GHz

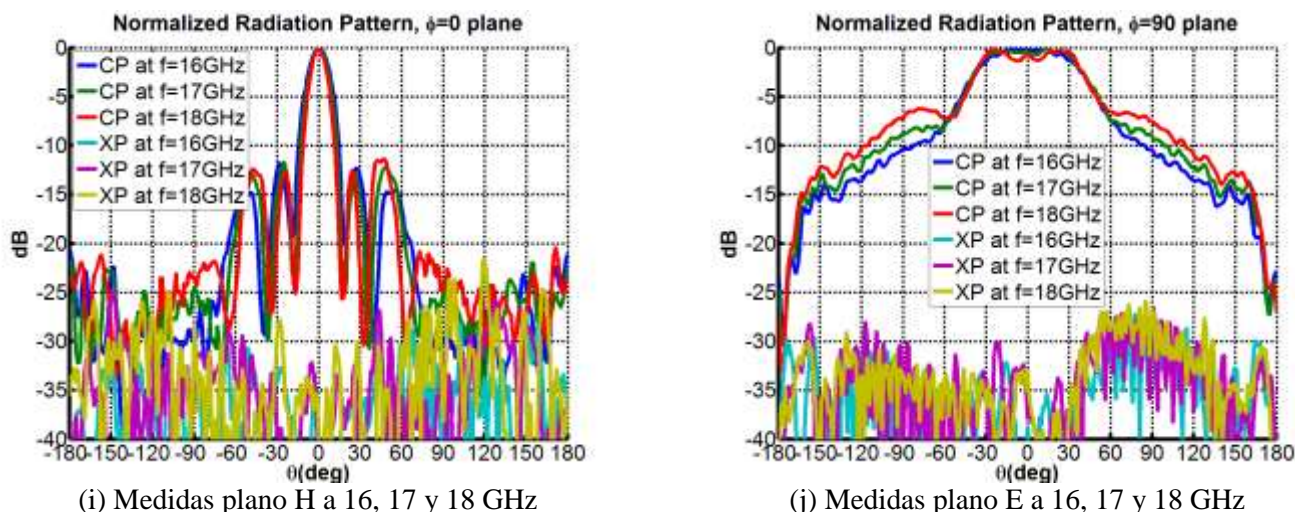


Figura 4-68: Proceso de medida de la agrupación final en plano H en radiación: Resultados

En los resultados presentados no se incluyen las curvas correspondientes al nivel de radiación contrapolar en simulación, por estar por debajo de -40 dB.

La correspondencia entre los diagramas de radiación obtenidos en medida y simulación es evidente y muy buena. La antena apunta en broadside en todos los casos, la relación de lóbulos secundarios a lóbulo principal se mantiene en toda la banda de frecuencias y el nivel de radiación contra-polar es despreciable. Sin embargo persiste el problema de la caída de ganancia en plano E para la frecuencia superior de la banda de trabajo a causa de los efectos de borde. A continuación se presenta, como en los dos apartados anteriores relativos al diagrama de radiación de la antena (4.3.1 y 4.5.1), una tabla resumen con los parámetros más significativos del diagrama de radiación.

Plano y parámetro/Frecuencia	16 GHz	17 GHz	18 GHz
Ganancia broadside (simulación de la antena final)	12.55 dB (13.1 dB)	12.53 dB (13 dB)	11.63 dB (11.8 dB)
Plano H: Ancho de haz a -3 dB (simulación de la antena final)	19° (17.8°)	18° (16.6°)	11° (15.5°)
Plano E: Ancho de haz a -3 dB (simulación de la antena final)	88° (77.9°)	95° (82.8°)	77° (81.6°)
SLL (simulación de la antena final)	-11.81 dB (-12.5 dB)	-11.77 dB (-12.3 dB)	-12.42 dB (-11.1 dB)

Tabla 4-5: Principales parámetros del diagrama de radiación en medida de la agrupación final en plano H

Para terminar con este capítulo de diseño, construcción y medida de una agrupación en plano H de 4 parches circulares en microstrip alimentados capacitivamente por una red de alimentación corporativa en guía de onda terminada en plano de masa ranurado, se presentan a continuación los resultados obtenidos relativos a ganancia, directividad y eficiencia de la antena.

Las eficiencias calculadas para el prototipo de agrupación en plano H han sido la eficiencia de apertura, definida como el ratio entre la ganancia de la antena medida y la directividad simulada (4.12), que nos da una idea sobre el peor caso posible de comportamiento de la antena, y la eficiencia de apertura, definida como el ratio entre la

ganancia medida y la ganancia simulada (4.13), la cual informa sobre lo bien o mal que se ha construido el diseño.

$$\eta_{\text{apertura}} = \frac{G_{\text{medida}}(\theta, \phi)}{D_{\text{simulada}}(\theta, \phi)} \quad (4.22)$$

$$\eta_{\text{radiación}} = \frac{G_{\text{medida}}(\theta, \phi)}{G_{\text{simulada}}(\theta, \phi)} \quad (4.23)$$

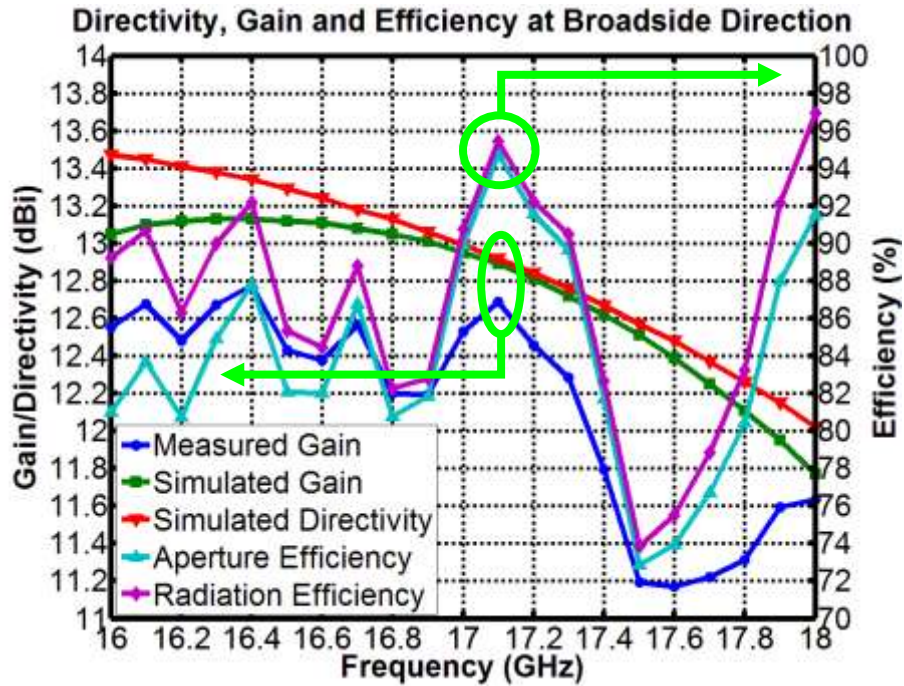


Figura 4-69: Ganancia, directividad y eficiencia de la agrupación final en plano H

Como conclusión final se ha logrado una agrupación de antenas en plano H con una ganancia de pico de 12.7 dB, con una ganancia a la frecuencia central de 12.5 dB y una eficiencia de radiación máxima de 96 %, con buenas características de radiación y de reflexión.

5 Configuración plano E.

5.1 Introducción.

En este quinto capítulo se explica el proceso de diseño, construcción y medida de la segunda agrupación de antenas estudiada durante el proyecto fin de carrera: la agrupación en plano E. Al igual que para el caso de la agrupación en plano H, se diseña un array de 4 elementos radiantes como el presentado en el capítulo 3.

Se estructura de manera similar a la exposición de la agrupación en plano H. Se comienza detallando el proceso de diseño y construcción de la red de alimentación corporativa en guía de onda WR-51 en plano E, deteniéndose en cada uno de los pasos intermedios de diseño: unión en T, codo y unión en Y (esta vez todas ellas en plano E).

A continuación, se pasa a comentar el proceso de diseño y construcción del array de elementos radiantes, y de la especial particularidad que surgió a partir de él: el acoplo mutuo entre elementos se incrementa desmesuradamente en el plano E y como consecuencia, la antena queda desadaptada en la banda de frecuencias de trabajo. Las dos alternativas de rediseño propuestas se presentan también en esta sección, junto con los resultados finales que se obtienen.

Se cierra el capítulo con una discusión sobre la integración final entre la red de alimentación corporativa en plano E y el array de elementos radiantes que da lugar al prototipo final de agrupación de antenas en plano E. En este último apartado también surgieron resultados muy particulares: el diagrama de radiación de la antena se comporta como si estuviese siendo alimentada en amplitud con una ley tipo *taper* en vez de con una ley uniforme en amplitud como en realidad ha sido diseñada. Esto conlleva una reducción considerable del nivel de lóbulos secundarios que no se esperaba.

No se ha diseñado un módulo de medida para la red de alimentación en plano E debido a que los resultados obtenidos para el plano H fueron lo suficientemente satisfactorios. Se tomó por tanto la decisión de omitir el diseño y construcción de este módulo para el plano E, considerando que no aportaba ningún resultado especial (además de ahorrar los costes asociados).

5.2 Red de alimentación plano E.

5.2.1 Consideraciones previas.

Como consideraciones previas al diseño de la red de alimentación corporativa en plano E, se vuelven a subrayar las consideraciones presentadas para el caso del plano H.

Se comparte la misma banda de frecuencias (4.1), el mismo estándar de guía de onda WR-51 con todos sus parámetros derivados (4.2 - 4.7) y la misma topología, es decir, se vuelve a diseñar una red de alimentación corporativa 1-4, puesto que la agrupación que se desea caracterizar tendrá el mismo número de elementos. La única diferencia es que las transiciones en guía de onda que se van a diseñar serán a lo largo del plano E de la misma, por lo tanto el margen de espacio disponible para colocar las guías de onda de salida a una

distancia menor, dado que la dimensión de la guía sobre la que dividimos la señal es la menor.

La carta de modos para esta nueva configuración va a ser la misma que la presentada en la Figura 4-2 en el apartado sobre consideraciones previas 4.2.1. Sin embargo, CST en este caso etiquetó los modos de manera diferente a como lo hizo para el caso del plano H. Esto no significa ni mucho menos que la guía de onda sea diferente ni tampoco que esté sucediendo algo extraño en su interior, simplemente es un tema de mallado que hace que la simulación no logre llegar a los resultados que predice la teoría.

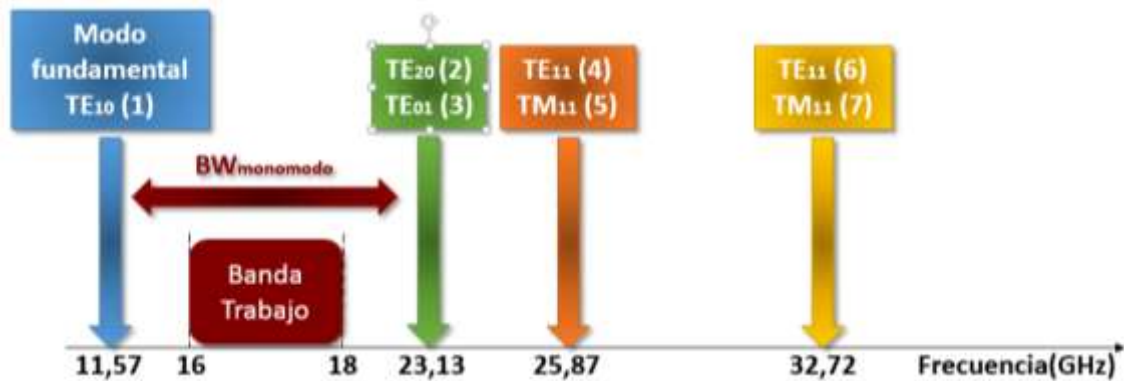


Figura 5-1: Carta de los 7 primeros modos para la guía de onda estándar WR-51

Esta idea la ilustra perfectamente el parámetro definido en la expresión 4.8, pero para el plano que nos ocupa:

$$av_E = \frac{b}{\lambda_0} = 36.8 \% \quad (5.1)$$

Comparado con el aproximadamente 73.5% de longitud de onda que ocupaba la guía WR-51 sobre el plano H, la opción sobre el plano E proporciona un margen increíblemente superior, por lo que en este caso se puede decidir a qué distancia colocar los elementos entre sí. Se decide por tanto obtener un diseño de array lo más pequeño posible, y se fija la distancia entre elementos en:

$$d_{elementos} = 0.6 \cdot \lambda_0 \quad (5.2)$$

En consecuencia, el grosor de las paredes de aluminio entre guías queda de la siguiente manera:

$$w_E = (0.6 - av_E) \lambda_0 = 4.0832 \text{ mm} \cong 4 \text{ mm} \quad (5.3)$$

Una distancia más que suficiente para que la pieza pueda ser mecanizada sin peligro de fractura.

La distancia entre elementos va a marcar de nuevo las dimensiones máximas de algunas partes de la red, aunque como ya se ha visto el margen de espacio con el que se cuenta es mayor que para el caso del plano H.

Otras dimensiones sin embargo van a poder modificarse de la misma manera que para el caso anterior (entrada/salidas), por lo tanto habrá que volver a tener en cuenta la posible propagación de modos de orden superior en las estructuras.

De este modo, reduciendo la distancia entre elementos del diseño (debido a que éste lo permite), utilizando transiciones donde la guía posee su dimensión menor (plano E) y optimizando la entrada y las salidas de las estructuras intermedias y final, se pretende conseguir otro de los objetivos de diseño: minimizar al máximo posible las dimensiones de la agrupación de antenas final.

Como nota final, el proceso de diseño de esta red no ha tenido en cuenta el redondeo de las aristas cóncavas de las estructuras hasta la integración final.

5.2.2 Unión en T.

Al igual que para el caso de la agrupación de antenas en plano H, se comienza el diseño del primer divisor que se encuentra desde la entrada: la unión en T, esta vez sobre el plano E. El proceso de diseño de la unión en T ha sido similar al de su homóloga en el plano H, partiendo de una estructura como la que se muestra en la Figura 5-2 y añadiendo posteriormente discontinuidades en la zona de transición. Nótese en esta misma figura la diferencia en la estructura con respecto a la diseñada en 4.2.2 (Figura 4-3), en el que únicamente se ha cambiado de plano.

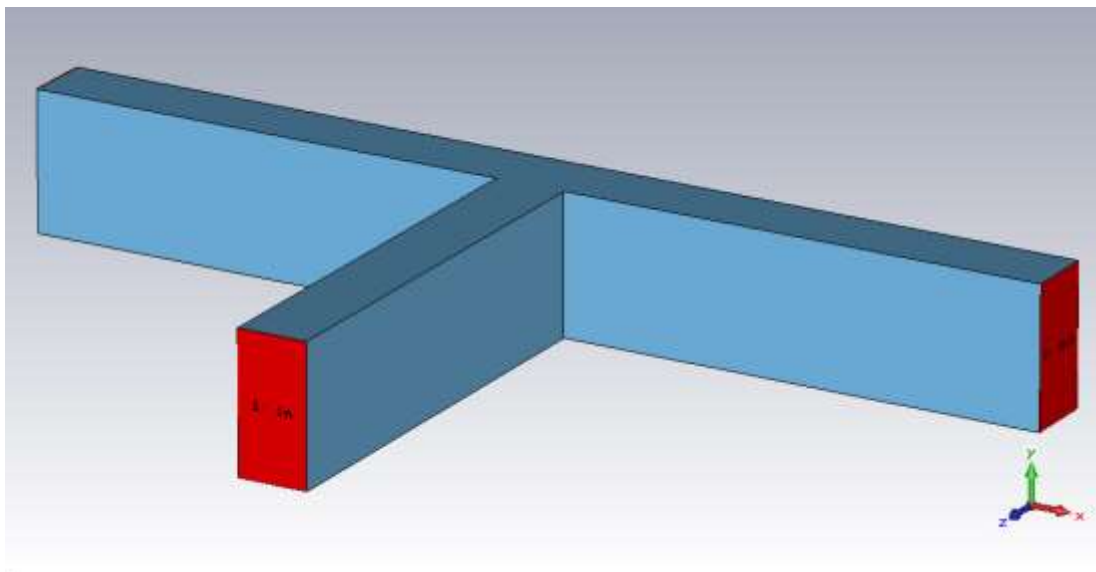
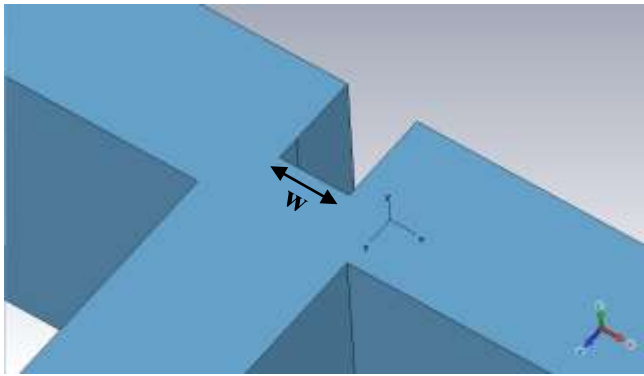


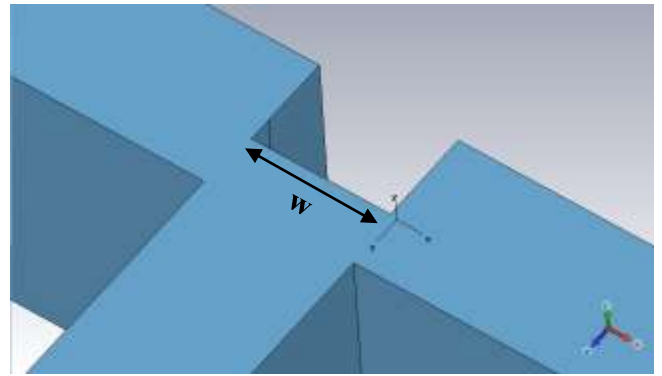
Figura 5-2: Ejemplo de unión en T en plano E

Las discontinuidades que se probaron fueron de la misma clase que en 4.2.2. Se comprobó durante el proceso de optimización que dichas discontinuidades tendían a comportarse de manera adecuada en reflexión cuando su forma se ensanchaba, al contrario que para el caso del plano H, donde las discontinuidades tendían a estrecharse para lograr cumplir los criterios de diseño.

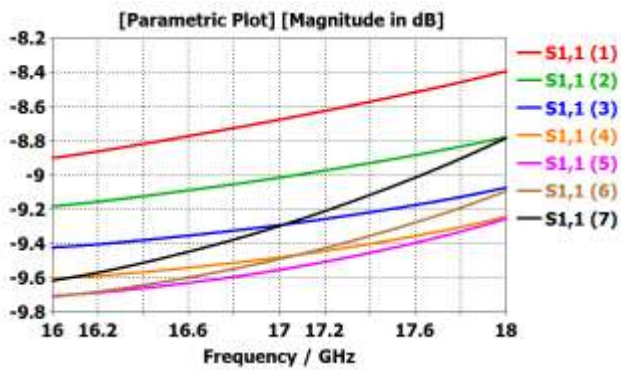
Estos criterios son idénticos a los tomados durante el diseño de la red en plano H: lograr el menor coeficiente de reflexión posible a la entrada de la unión, mediante discontinuidades mecanizables, dispuestas de forma simétrica con respecto al plano E. Todo esto en un proceso de optimización.



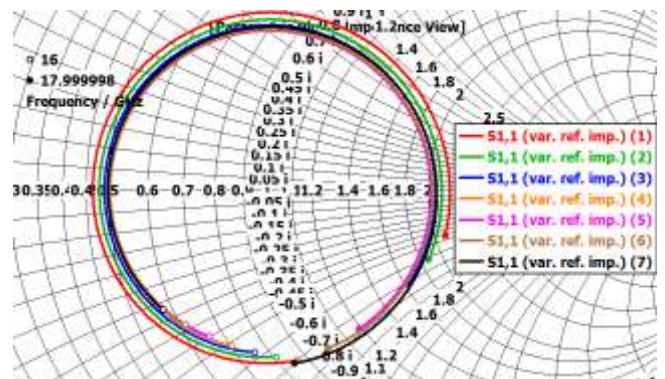
(a) Situación inicial



(b) Situación final

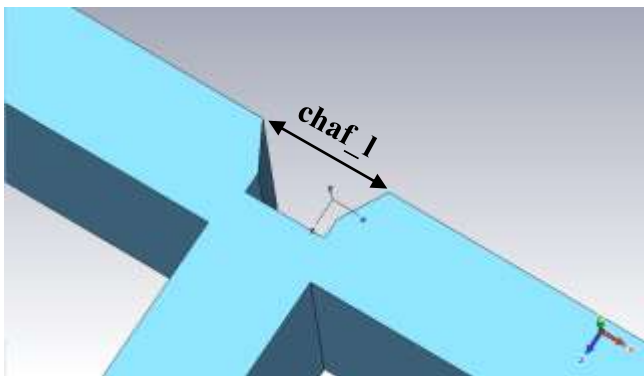


(c) Progresión en amplitud del parámetro s_{11}

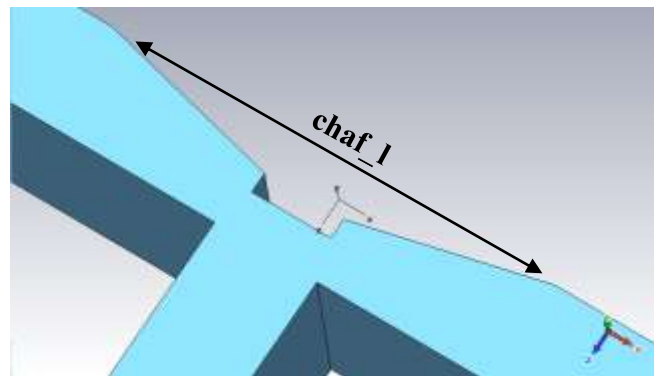


(d) Progresión en carta de Smith del parámetro s_{11}

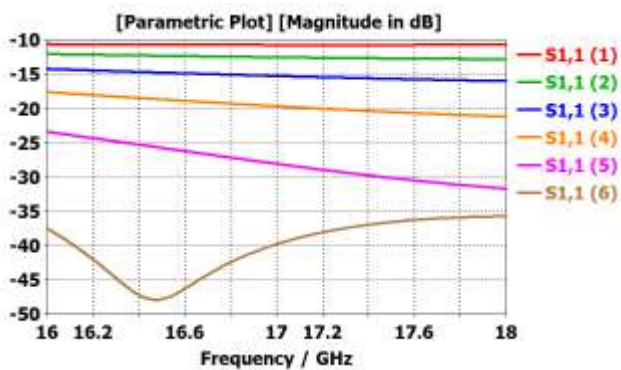
Figura 5-3: Efecto en s_{11} de un aumento progresivo en la anchura del septum



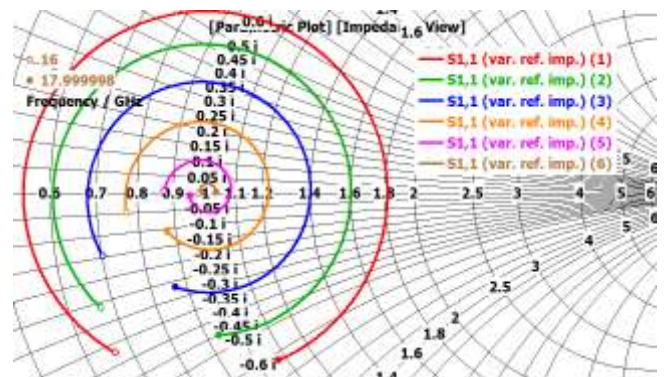
(a) Situación inicial



(b) Situación final



(c) Progresión en amplitud del parámetro s_{11}



(d) Progresión en carta de Smith del parámetro s_{11}

Figura 5-4: Efecto en s_{11} de un aumento progresivo en la apertura del chaflán del septum

Las discontinuidades mostradas en las figuras anteriores (Figura 5-3 y 5-4) ilustran que el diseño se trató de ajustar a los resultados obtenidos para el plano H, y a partir de ahí optimizar. Es por ello que se probó el diseño en septum terminado en chaflán.

Se probaron también discontinuidades en forma de estrechamientos a la entrada (como en plano H, mostrado en Figuras 4-4a y 4-5). Sin embargo el resultado no era lo suficientemente satisfactorio, por lo que se decidió descartarlos del diseño final.

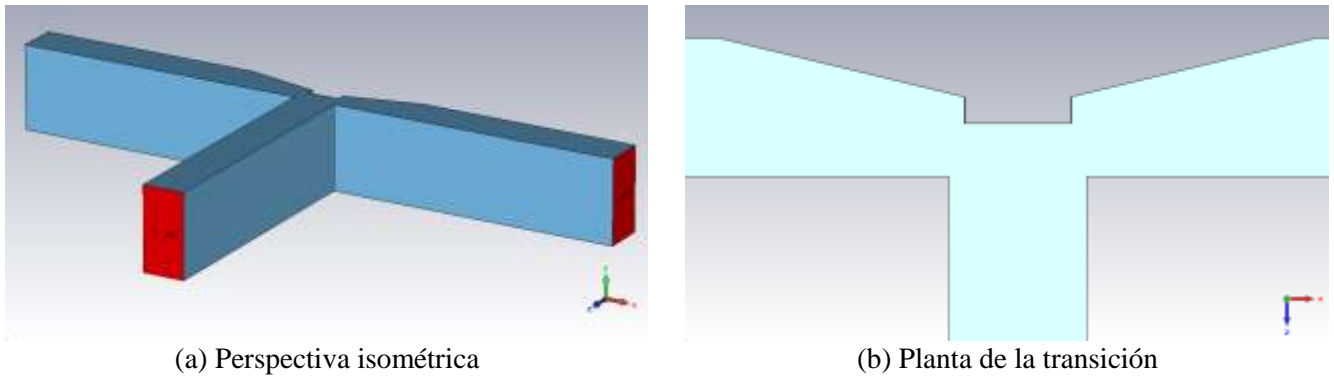


Figura 5-5 : Diseño final de la unión en T en plano E

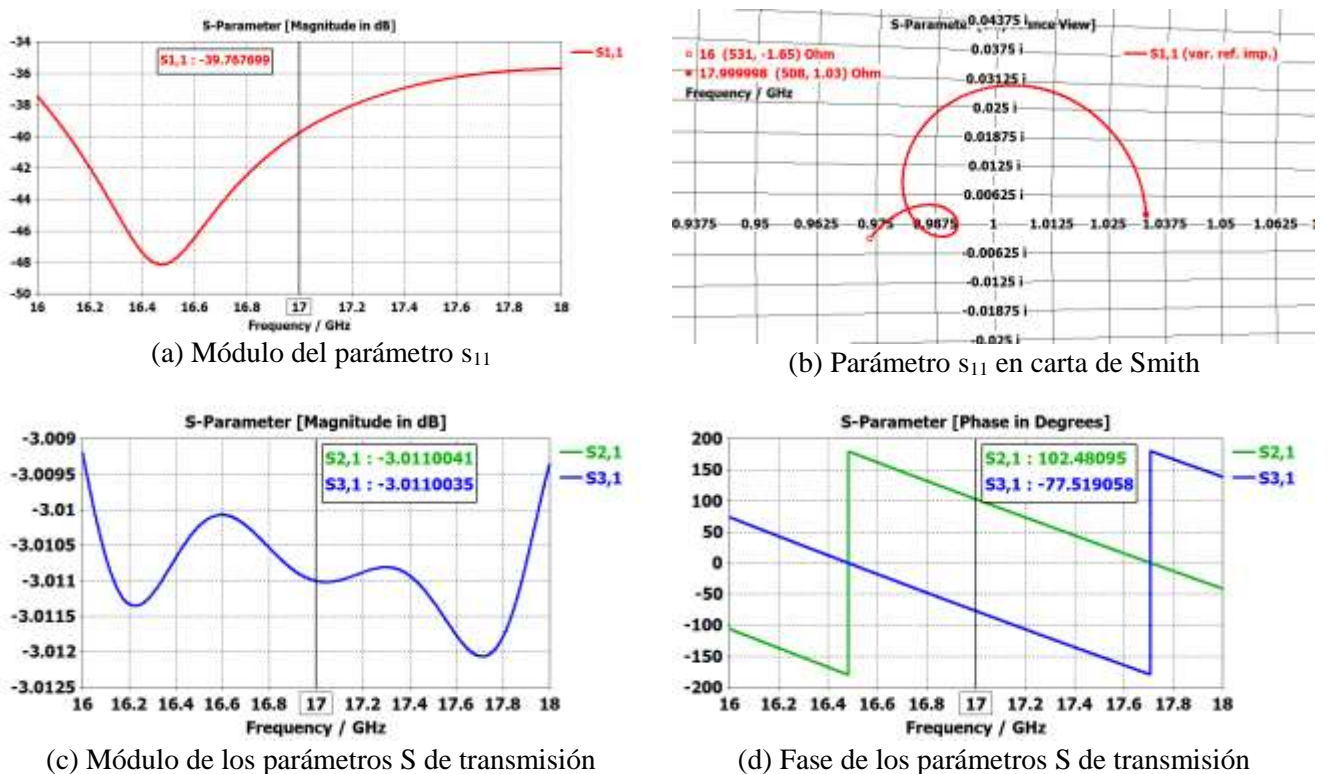


Figura 5-6 : Resultados en simulación del modelo final de la unión en T en plano E

El modelo final del diseño de unión en T para el plano E es el que se muestra en la Figura 5-5. Este diseño se caracteriza por rebasa la longitud máxima de salida que establece la distancia entre elementos. Por otra parte, el comportamiento del diseño que se obtiene (Figura 5-6) es muy favorable y, además, parece que la inclusión de los futuros codos tras él puede ayudar a adaptar la estructura reduciendo las longitudes de salida de la T. Por lo tanto, se toma la decisión de continuar con el proceso de diseño añadiendo a este modelo final de

unión en T los codos a su salida, y optimizar sobre esta estructura. En el caso del plano H se diseñó el codo por separado y se incluyó en la T posteriormente.

Llama también la atención la respuesta en fase de los parámetros S de transmisión de la unión en T (Figura 5-6d). La particularidad de estos es que las puertas de salida están en contrafase (desfase de 180°). Este hecho ocurre por la disposición de las líneas de campo eléctrico para el modo fundamental de la guía, que están sobre el plano donde se establece la transición. Sin embargo, se verá en la sección siguiente que los codos consiguen ajustar este desfase por su propia topología física.

5.2.3 Unión en T más codos.

Se procede a continuación con el diseño de la estructura de unión en T más codos. Como ya se ha comentado con anterioridad se decide omitir el paso de diseño de codo en plano E por sí solo debido a que el diseño de unión en T, a pesar de no cumplir con las especificaciones de longitud a la salida que requiere la distancia entre elementos, tiene potencial para poder ser acortada mediante el añadido de los codos, y que éstos contribuyan a que el conjunto adapte.

Por tanto, se procede acortando las salidas de la estructura en Y hasta el límite exacto en el que irán colocados los codos, que son diseñados a continuación con una configuración similar a los codos diseñados en plano H, con dos giros progresivos en su arista exterior. A partir de aquí, se realiza un proceso de optimización hasta que el comportamiento del diseño sea lo suficientemente satisfactorio. En la Figura 5-7 se muestra el resultado final para la estructura de unión en T más codos para el plano E.

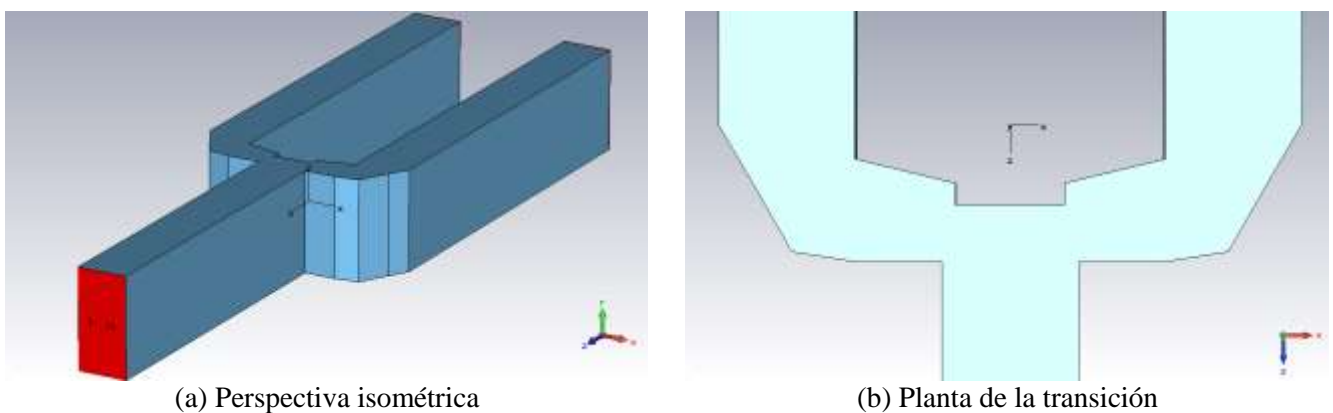
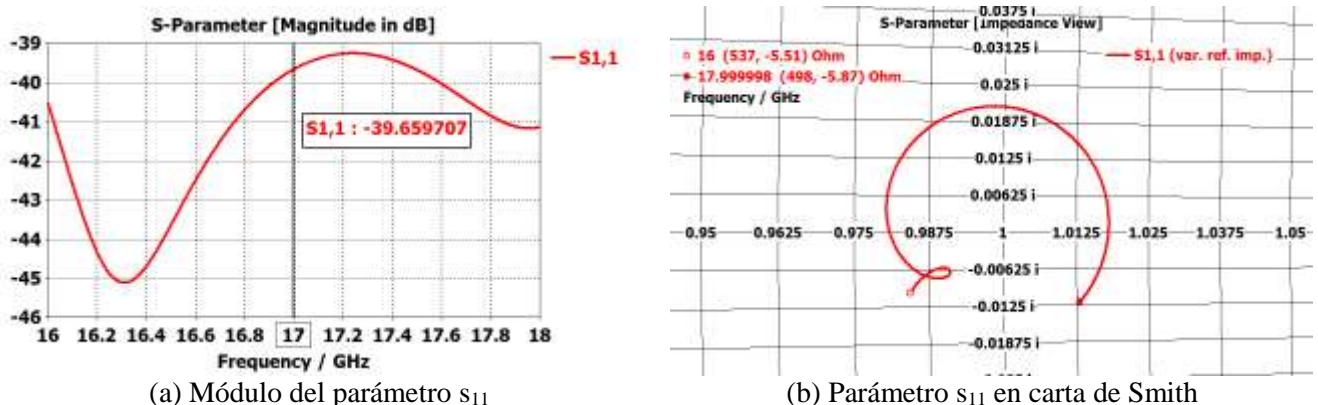
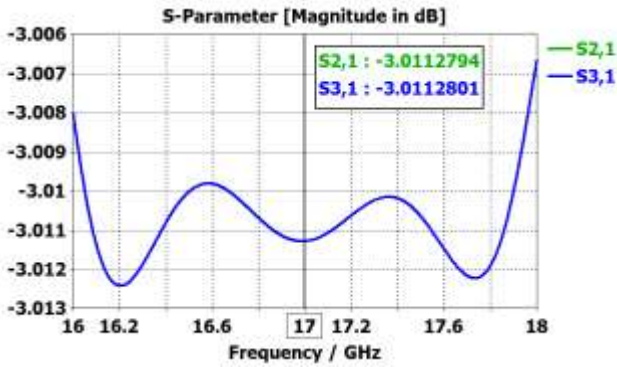
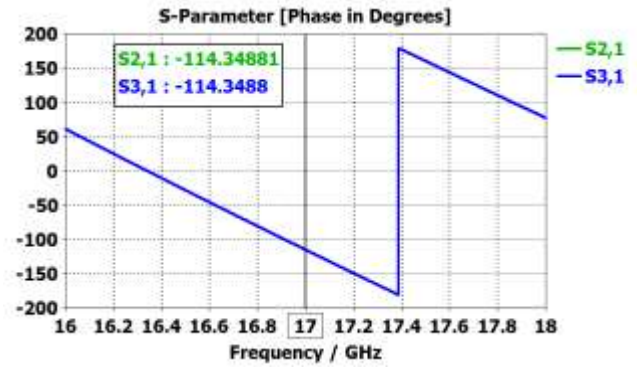


Figura 5-7: Diseño final de la unión en T más codos en plano E





(c) Módulo de los parámetros S de transmisión



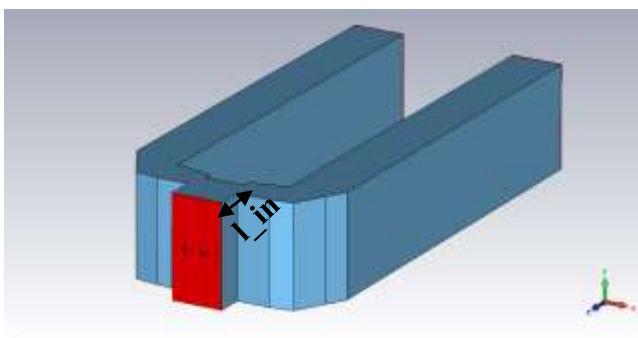
(d) Fase de los parámetros S de transmisión

Figura 5-8: Resultados en simulación del modelo final de la unión en T más codos en plano E

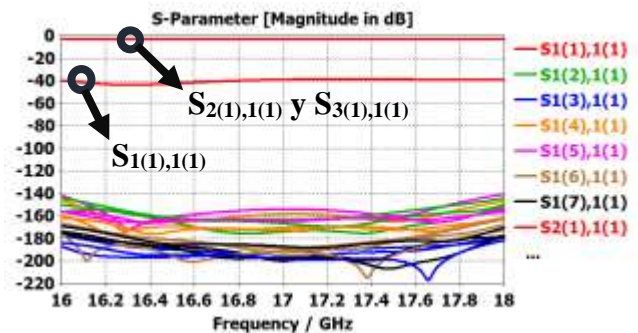
Con los resultados presentados se comprueba que la sospecha de que los codos podían proporcionar a la estructura de unión en T una longitud de salida más corta sin perder sus fantásticas propiedades en frecuencia se confirma. Se consigue de hecho una ligera mejora con respecto al modelo de unión en T. Se comprueba también como el desfase de 180° que introducía la unión en T se ha corregido gracias a la topología del codo diseñado en plano E (Figura 5-8d).

Para ultimar el diseño de esta configuración, se procede a optimizar las distancias de entrada/salidas de la misma. Para tal fin se vuelve recurrir al estudio en CST de la propagación de modos superiores al fundamental de la guía. De esta manera se comprueba que la reducción de estas dimensiones no va a afectar al comportamiento de la estructura negativamente por que se estén produciendo acoplos cruzados entre modos. Se sigue el criterio de diseño expuesto en 4.2.3, con el mismo número de modos a tener en cuenta (el fundamental y los seis modos de orden superior más inmediatos), sabiendo que se puede relajar el criterio de diseño a costa de lograr una estructura más compacta.

A continuación se presentan los resultados obtenidos para el estudio de estos modos al tratar de optimizar el tamaño del diseño en la entrada y las salidas (Figuras 5-9 y 5-10).



(a) Resultado final de la estructura en la entrada



(b) Módulo de los parámetros $S_{X(X),1(1)}$

Figura 5-9: Análisis de modos superiores en la estructura con la longitud final en la entrada

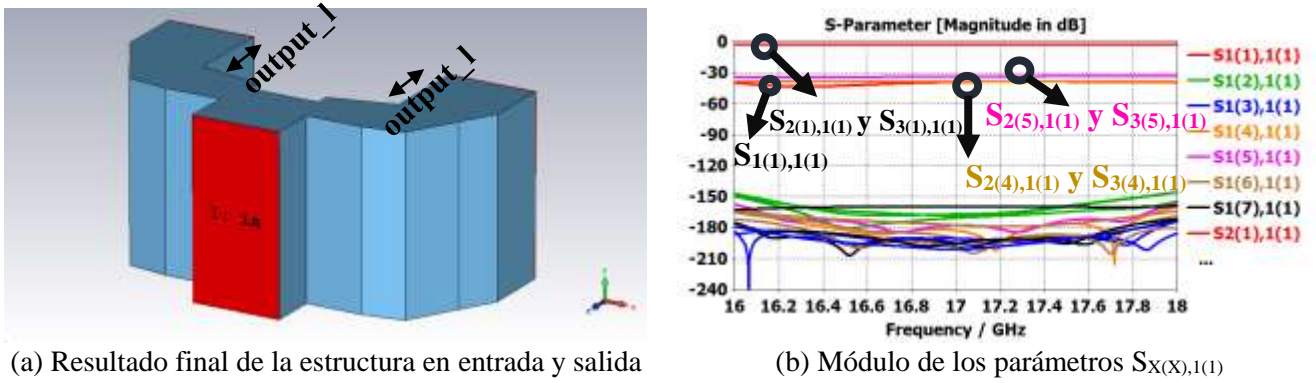


Figura 5-10: Análisis de modos superiores en la estructura con la longitud final en la salida

Se puede comprobar cómo para la optimización de la distancia en la entrada de la estructura cumple con el criterio de diseño establecido en el capítulo anterior y que aplica en el presente capítulo también. Para el caso de la salida, sin embargo, no sucede lo mismo, dado que tenemos a los modos de orden superior tercero (TE_{11}) y cuarto (TM_{11}) a un nivel de -33 dB aproximadamente. Se vuelve a establecer un compromiso entre la excitación de modos superiores en la guía y el tamaño total de la estructura, por lo que daremos por buenos estos resultados en este punto, a pesar de romper de forma tan exagerada el criterio establecido. Además, en el momento en el que integremos la unión en T más codos con la unión en Y que se diseña a continuación podremos controlar el nivel al que se propagan dichos modos cuando se vaya a optimizar las salidas de la red.

Como en plano H, se comprueba que para mantener estos modos al nivel deseado, la distancia de salida del modelo se disparaba, hecho que tampoco es deseable (Figura 5-11).

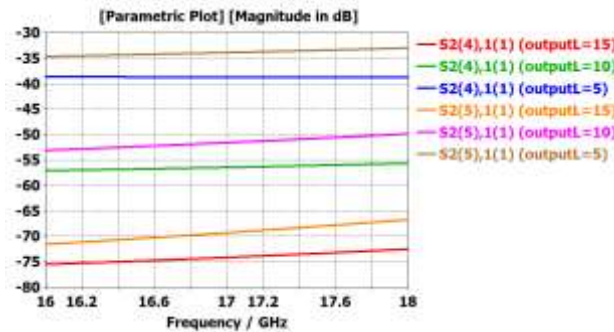


Figura 5-11: Amplitud del modo TE/TM_{11} frente a variaciones en la longitud de salida de la unión en T más codos

5.2.4 Unión en Y.

Del mismo modo que para el caso del plano H, se hace necesario el diseño de un modelo de unión en Y. Los motivos de este requerimiento son los mismos que los presentados en 4.2.2: los codos expanden la longitud de salida de la unión en T sobre el plano E con una longitud de b como mínimo a cada una de las salidas, por lo tanto, como se muestra en 5.4:

$$\frac{2b}{\lambda_0} = 2 \cdot av_E = 73.6 \% \rightarrow i_{d_{elementos}} > 0.6 \cdot \lambda_0! \quad (5.4)$$

La distancia entre elementos que se establecería sería como mínimo de $0.736 \cdot \lambda_0$, mayor que la que se propuso desde un principio. Se podría realizar un diseño de red de alimentación con una distancia entre elementos mayor basado únicamente en uniones en T más codos, con la ventaja de no tener que acudir al diseño de unión en Y además de no contar con la presencia de *grating lobes* en el diagrama de radiación. Sin embargo, el grado de libertad con el que se cuenta en el plano E con respecto a la distancia entre elementos se volvería a perder, sumado al consecuente aumento de tamaño de la estructura. Es por ello que se decide utilizar una estructura de este tipo en el diseño de red de alimentación (Figura 5-12).

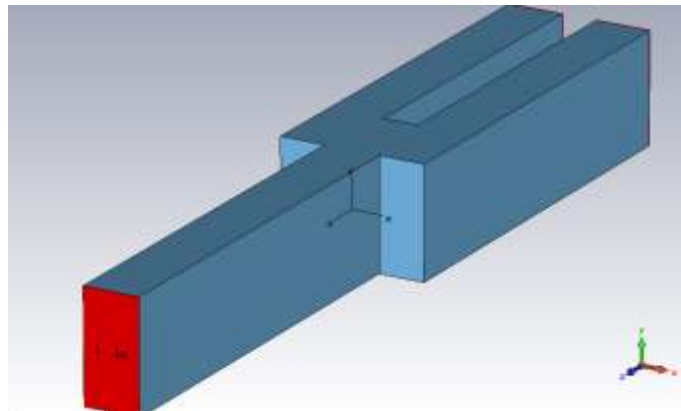
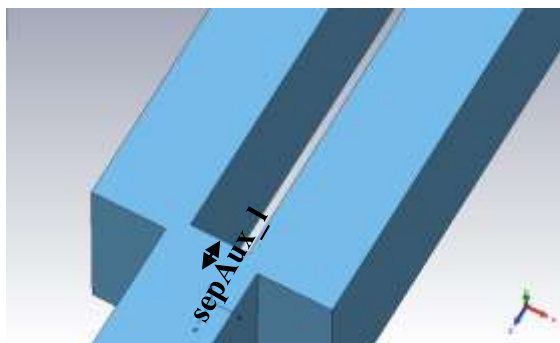
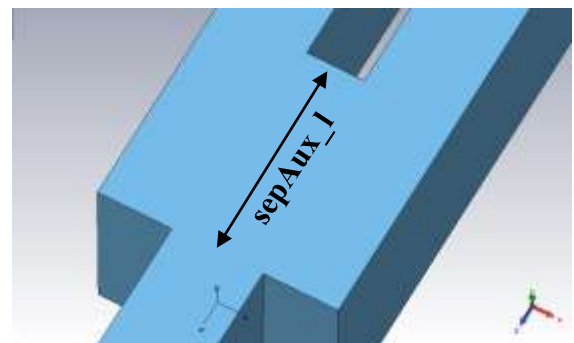


Figura 5-12: Ejemplo de unión en Y en plano E

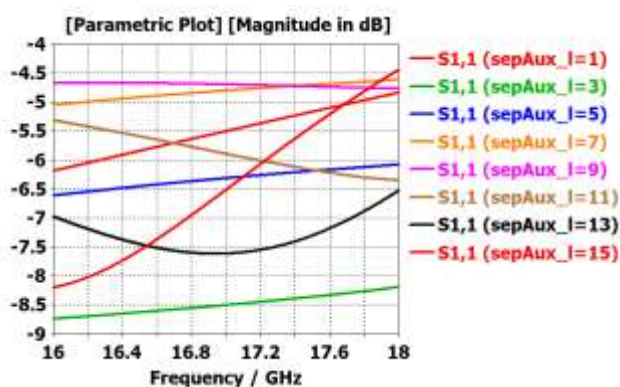
Algunas de las discontinuidades que se probaron, junto con sus efectos sobre el parámetro s_{11} , se muestran a continuación (Figuras 5-13 y 5-14).



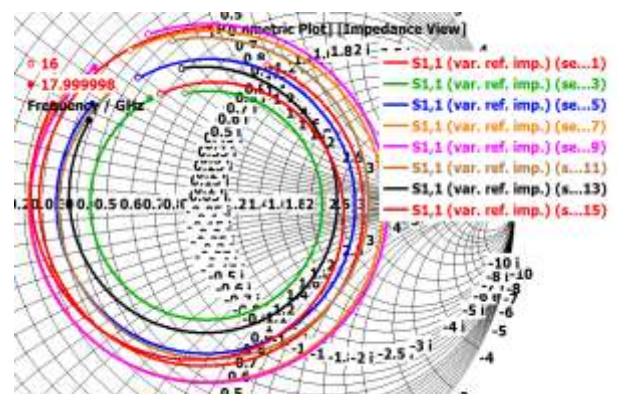
(a) Situación inicial



(b) Situación final

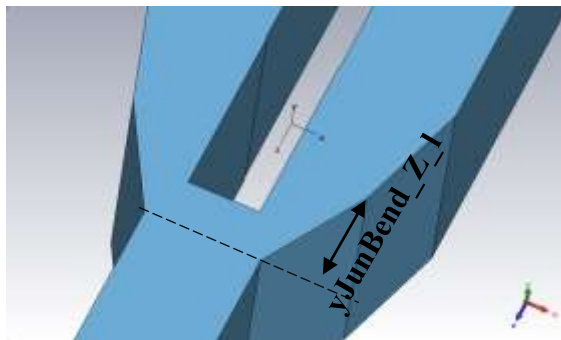


(c) Progresión en amplitud del parámetro s_{11}

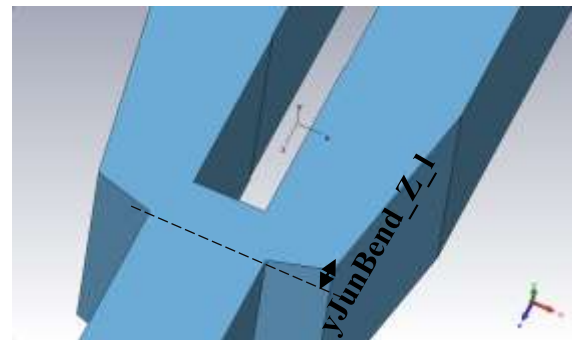


(d) Progresión en carta de Smith del parámetro s_{11}

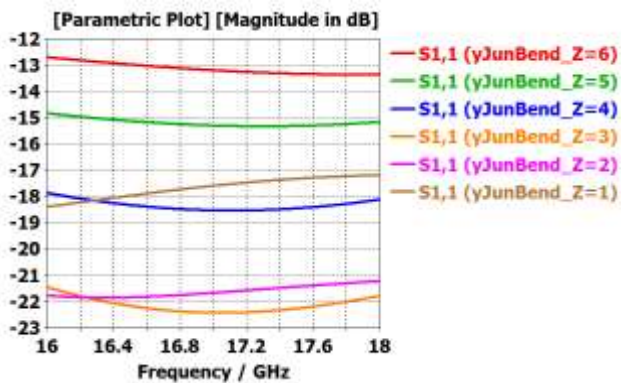
Figura 5-13: Efecto en s_{11} de una reducción progresiva en la longitud del septum



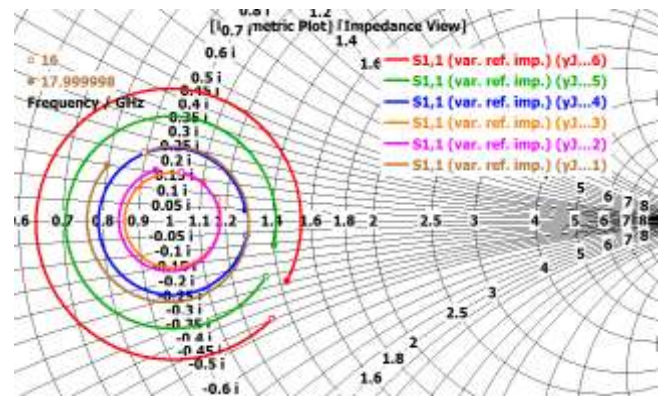
(a) Situación inicial



(b) Situación final



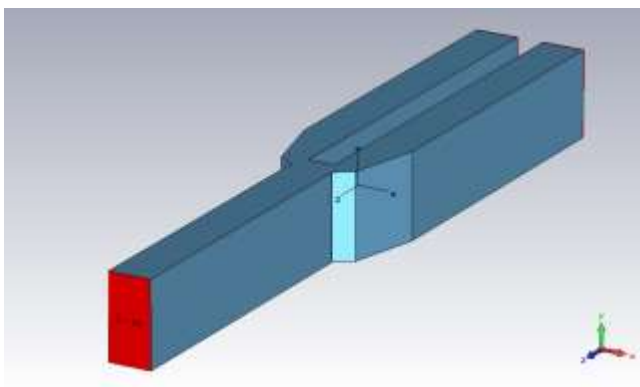
(c) Progresión en amplitud del parámetro s_{11}



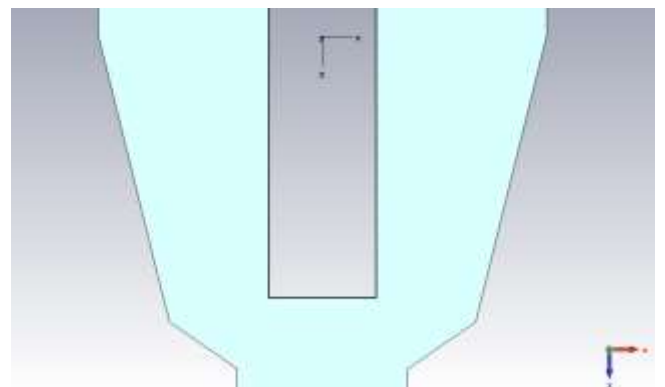
(d) Progresión en carta de Smith del parámetro s_{11}

Figura 5-14: Efecto en s_{11} de una variación en posición en Z de un segundo giro en la transición de la unión en Y

Se vuelve a comprobar que la estructura general del diseño en E se basa a priori en el obtenido para el plano H. Tras un proceso de optimización, el resultado es el que se muestra en las Figuras 5-15 y 5-16:

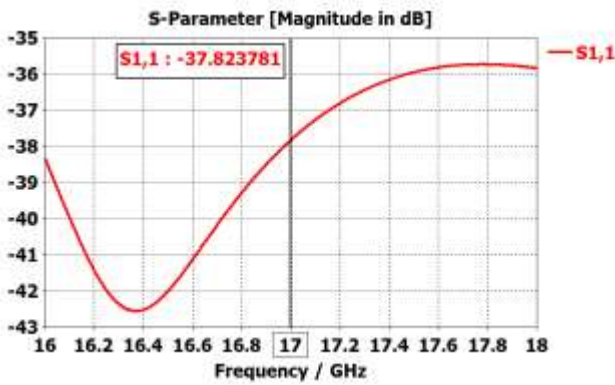


(a) Perspectiva isométrica

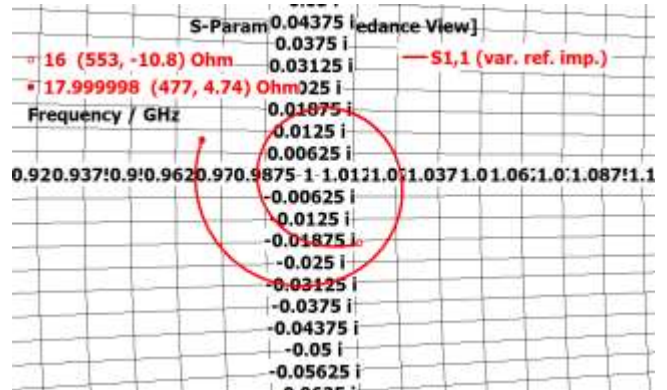


(b) Planta de la transición

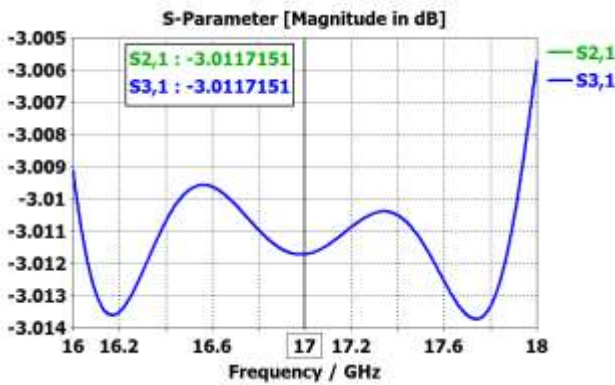
Figura 5-15: Diseño final de la unión en Y en plano E



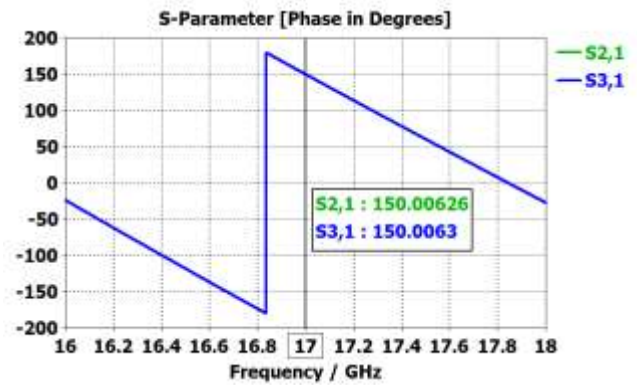
(a) Módulo del parámetro S_{11}



(b) Parámetro S_{11} en carta de Smith



(c) Módulo de los parámetros S de transmisión



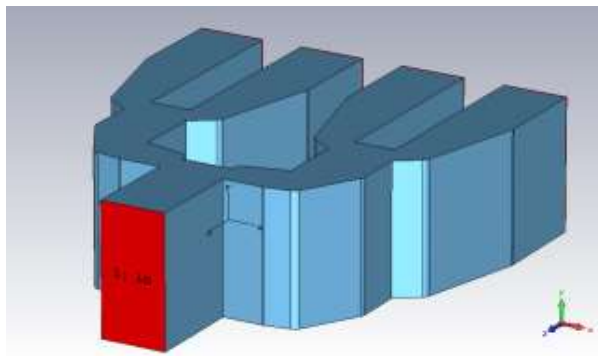
(d) Fase de los parámetros S de transmisión

Figura 5-16: Resultados en simulación del modelo final de la unión en Y en plano E

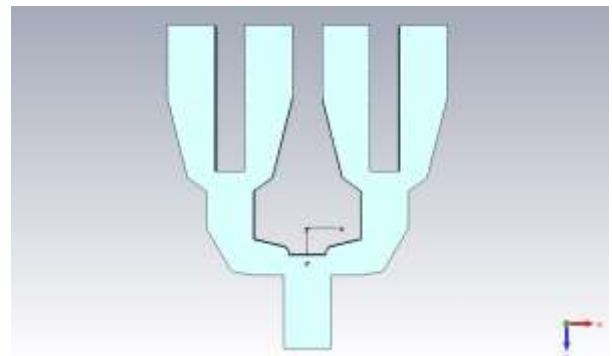
En último lugar, se quiere subrayar que en este proceso de diseño ya no se hace un estudio del conjunto unión en Y más codos, de cara a minimizar la longitud de salida de la misma. Los motivos son los mismos que para el caso del plano H: no tiene mucho sentido estudiarlo a la entrada cuando el valor ya está prefijado, ni tampoco tiene sentido estudiarlo a la salida cuando se pueden tener en cuenta los efectos del conjunto completo cuando se integren los distintos módulos. Por lo tanto, se continúa con la integración de todos los componentes diseñados y se trata de reducir la longitud de las salidas teniendo en cuenta la propagación de modos superiores en la sección que viene a continuación.

5.2.5 Red de alimentación completa.

Con todos los resultados obtenidos en todas las secciones anteriores se pasa a la integración de todos los componentes que van a constituir la red de alimentación corporativa 1-4 en guía de onda WR-51 para el plano E. El modelo (Figura 5-17) y los resultados que de él se extraen (Figura 5-18) se exponen a continuación. Nótese que las aristas cóncavas de las han sido, en efecto, redondeadas en la última etapa de diseño.

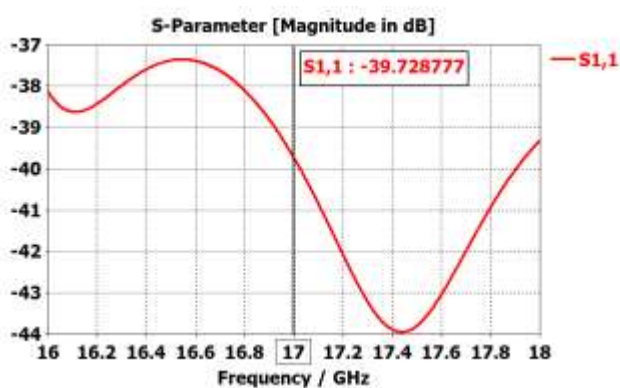


(a) Perspectiva isométrica

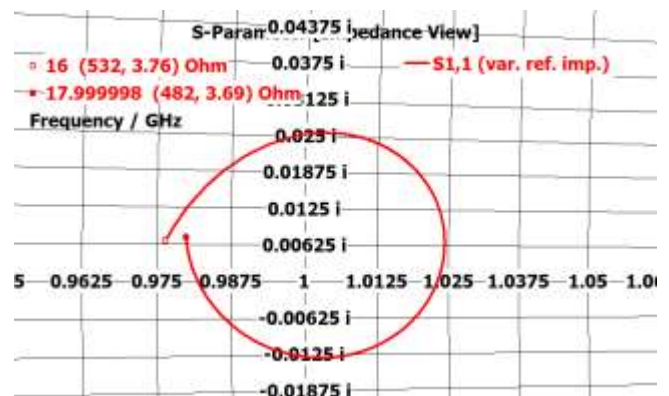


(b) Vista de la planta

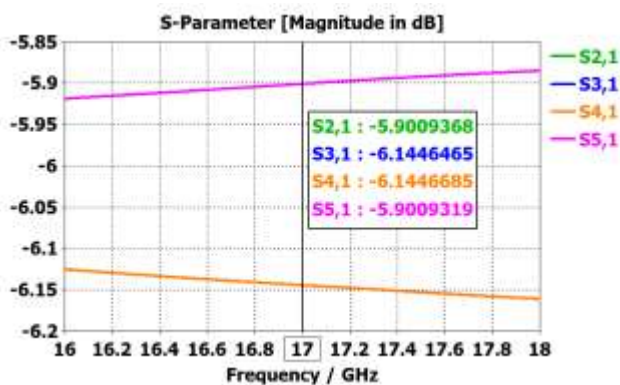
Figura 5-17: Diseño final de red de alimentación corporativa 1-4 en plano E en guía de onda WR-51



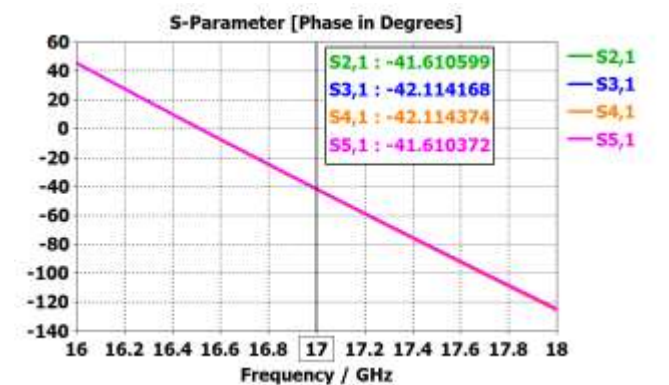
(a) Módulo del parámetro s_{11}



(b) Parámetro s_{11} en carta de Smith



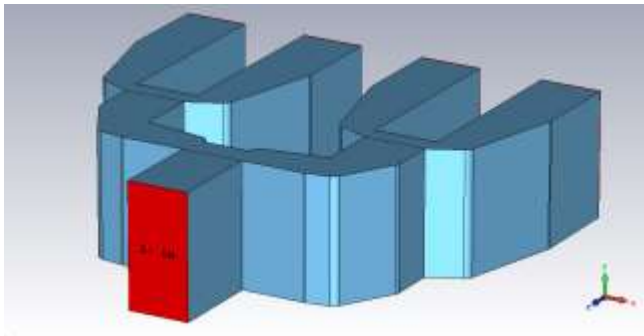
(c) Módulo de los parámetros S de transmisión



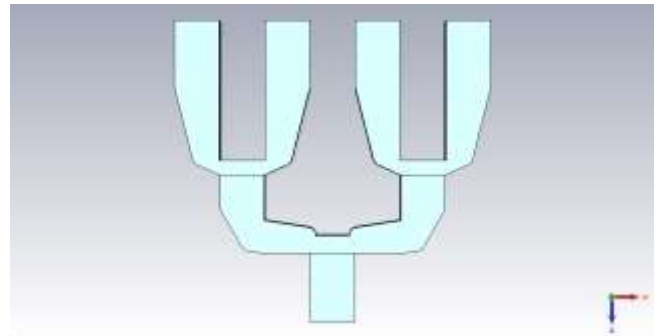
(d) Fase de los parámetros S de transmisión

Figura 5-18: Resultados en simulación del diseño final de red de alimentación corporativa 1-4 en plano E en guía de onda WR-51

Adicionalmente, se modifica la red anteriormente expuesta para que exista una distancia entre elementos de $0.75 \cdot \lambda_0$ (Figura 5-19). El motivo de re-diseño de esta red se expondrá más adelante, cuando surjan los problemas con el diseño del array de elementos radiantes. Nótese que los resultados obtenidos para esta red no son tan beneficiosos como los diseñados para la red a $0.6 \cdot \lambda_0$. El caso es que tampoco importa demasiado, dado que únicamente se utilizará para temas de verificación en simulación, y no construcción ni medida.

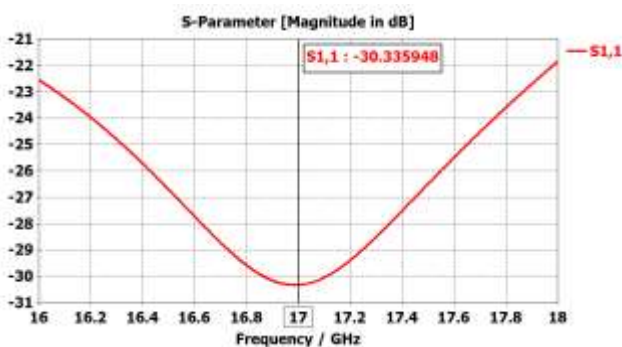


(a) Perspectiva isométrica

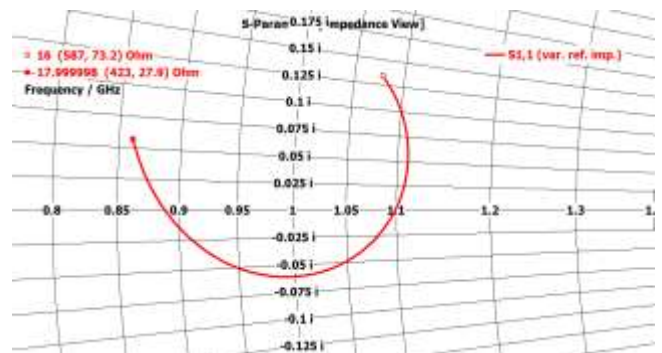


(b) Vista de la planta

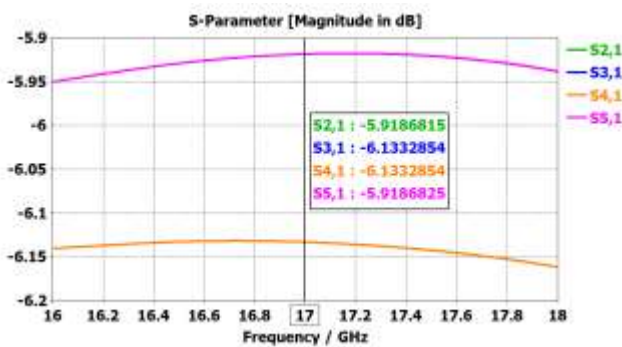
Figura 5-19: Diseño de red de alimentación corporativa auxiliar a $0.75 \cdot \lambda_0$



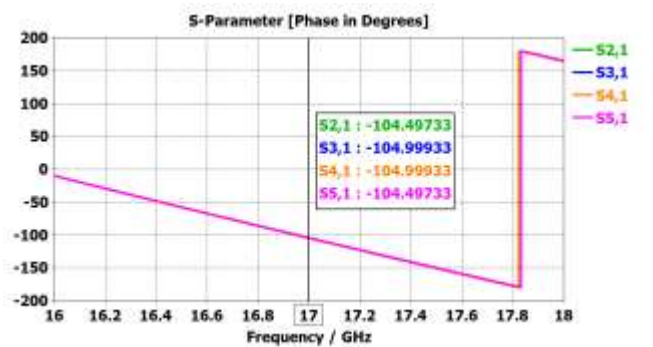
(a) Módulo del parámetro s_{11}



(b) Parámetro s_{11} en carta de Smith



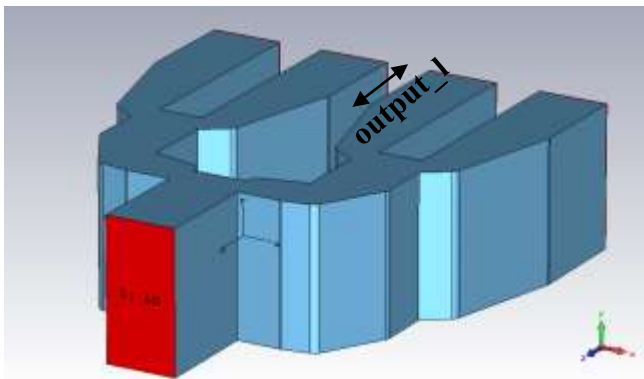
(c) Módulo de los parámetros S de transmisión



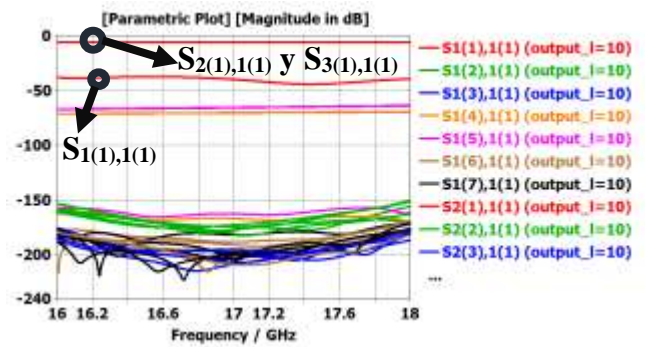
(d) Fase de los parámetros S de transmisión

Figura 5-20: Resultados del diseño de red de alimentación corporativa auxiliar a $0.75 \cdot \lambda_0$

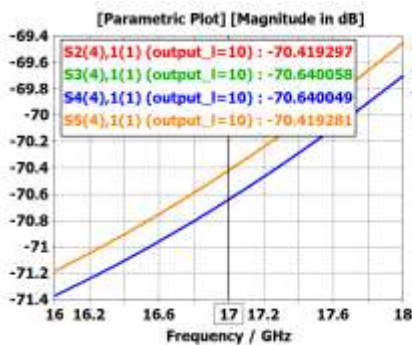
Como último paso de diseño, se trata de optimizar la longitud de salida de la red de alimentación corporativa final. El resultado final, junto con los resultados relativos a la propagación de modos superiores se muestran en la Figura 5-21.



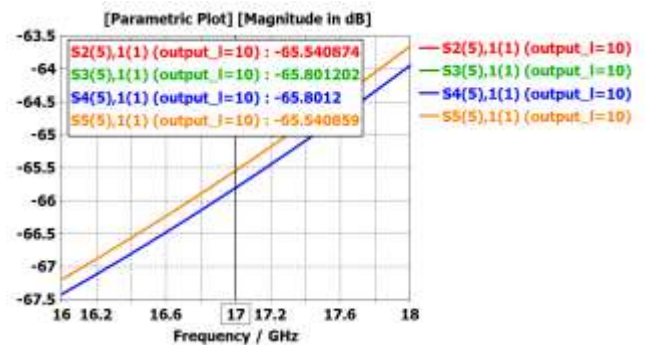
(a) Resultado final de la red ajustada a la salida



(b) Módulo de los parámetros $S_{X(X),1(1)}$



(c) Amplitud del modo cruzado TE_{11} ($S_{2,3,4,5(4),(1)1}$)



(d) Amplitud del modo cruzado TM_{11} ($S_{2,3,4,5(4),(1)1}$)

Figura 5-21: Análisis de modos superiores en la red plano E con la longitud final en la salida

Los resultados finales del diseño en red de alimentación corporativa para el plano E son satisfactorios. Se puede comprobar cómo los modos que en la estructura de unión en Y más codos se propagaban con una cierta relevancia (TE_{11} y TM_{11}) ahora cumplen los criterios de diseño para optimización de longitudes de entrada/salida en compromiso con la excitación de modos de orden superior. Por tanto, la decisión tomada en 5.2.3 fue del todo acertada.

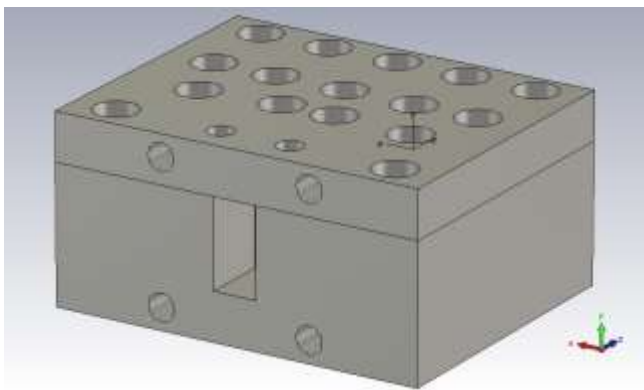
5.2.6 Fabricación del prototipo.

A continuación se inicia el modelado del prototipo de red de alimentación corporativa en plano E que se va a construir. De nuevo, la construcción de todas las partes de este prototipo se lleva a cabo en el taller externo a la EPS llamado Mecanizados Felper S.L. Del modelo presentado (Figura 5-22) se diseñan unos planos de construcción (Anexo A) donde se acotan las medidas del mismo. Las medidas del patrón en guía diseñado se siguen suministrando al taller a través del fichero IGES que contiene el modelo 3D del diseño. Acotarlas en los planos no merecía la pena debido a su alta complejidad.

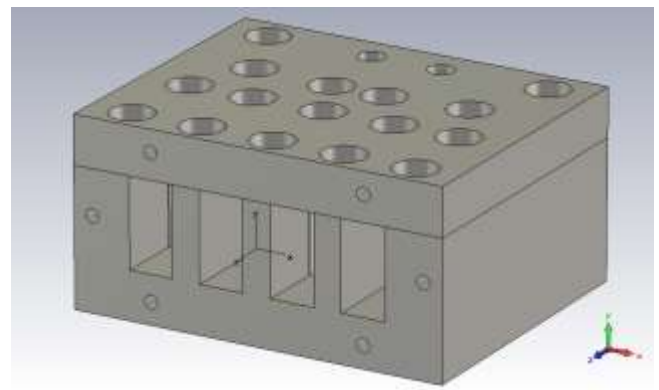
Del modelo de prototipo final se puede destacar lo siguiente:

- ✓ Se vuelve a recurrir a un diseño de dos piezas dividido en base y tapa, donde en la base se mecanizará el patrón en guía de onda y la tapa hará las veces de cara superior de la guía de onda.
- ✓ Los tornillos transversales que se pueden observar en las figuras son los que de nuevo asegurarán ambas piezas del prototipo. Se vuelve a recurrir a tornillos de métrica M3 y M2, éstos últimos para las zonas donde los tornillos M3 provoquen un conflicto en el mecanizado de la pieza.

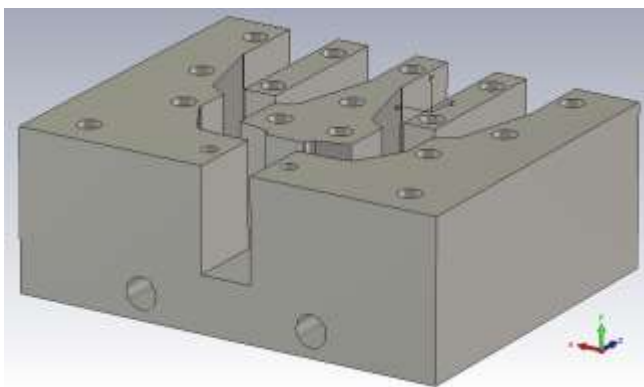
- ✓ Los tornillos transversales se vuelven a enterrar en la pieza, de forma que para el diagrama de radiación sean a todos los efectos, invisibles.
- ✓ En la cara de entrada del prototipo (Figura 5-22a) se mecaniza el patrón de taladros del flange estándar para guía de onda WR-51 (Figura 4-30). La transición vista en la figura 4-31 quedará atornillada por tanto con el conector coaxial de lado.
- ✓ Los taladros a la salida (Figura 5-22b) se corresponden con los taladros M2 necesarios para afianzar mediante tornillos de nylon el array de elementos radiantes a la red. Se tomó la decisión de utilizar únicamente métrica M2 debido al reducido tamaño de prototipo que se consigue, y para evitar el posible efecto lente que se sabe que generan.



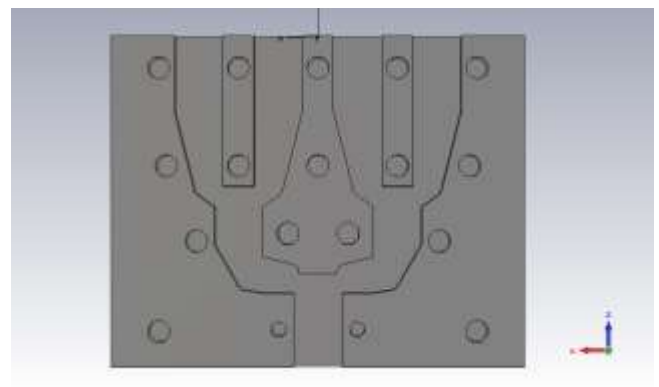
(a) Vista isométrica de la entrada del diseño



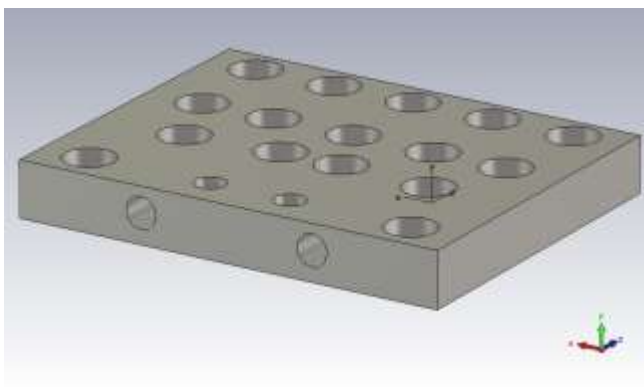
(b) Vista isométrica de las salidas del diseño



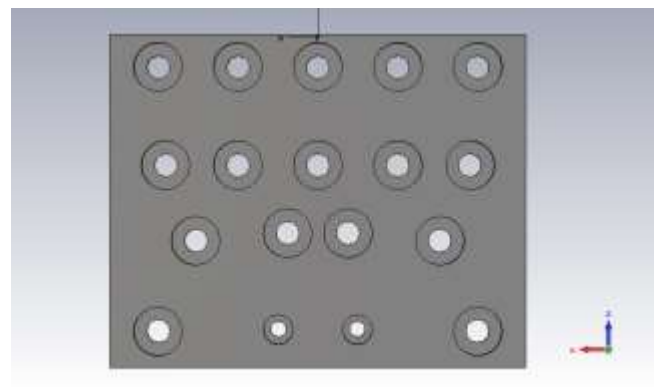
(c) Vista isométrica de la base del diseño



(d) Vista de la planta de la base del diseño



(e) Vista isométrica de la tapa del diseño



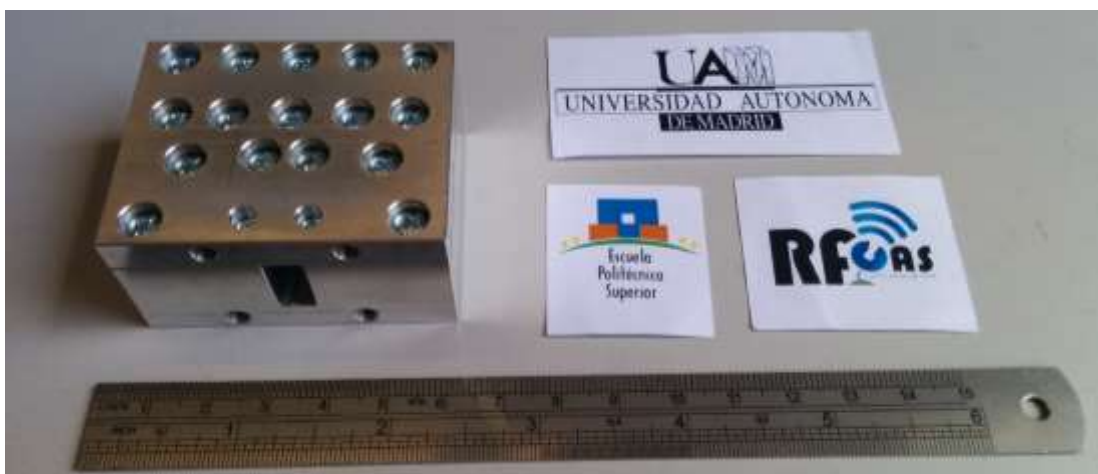
(f) Vista de la planta de la tapa del diseño

Figura 5-22: Diseño final de prototipo de red de alimentación 1-4 en plano E en guía de onda WR-51

En la última fase de construcción se acude a la herramienta software Solid Edge para tratar el diseño 3D del prototipo y generar los planos del mismo. Junto con el fichero IGES, estos planos se envían al taller de mecanizados externo. En la Figura 5-23 se muestran las imágenes tomadas del prototipo fabricado en aluminio.



(a) Base y tapa: vista de la planta



(b) Conjunto: vista de la entrada



(c) Conjunto: vista de las salidas

Figura 5-23: Prototipo de red de alimentación 1-4 en plano E en estándar de guía WR-51

5.3 Array de elementos radiantes en plano E.

La siguiente etapa previa a la integración completa de la agrupación de antenas en plano E es el diseño, caracterización y fabricación de su componente radiante. Se vuelve a partir del proyecto original en CST del elemento unitario (Capítulo 3, Sección 4.3.1 y Figura 4-33), con la particularidad de que esta vez se va a replicar el elemento sobre el plano E del mismo.

5.3.1 Diseño del array.

Se va a caracterizar en primer lugar el array de elementos radiantes en simulación. Se parte del proyecto del elemento unitario (Figura 4-31) y se comienza a replicar dicho elemento cuatro veces sobre el plano E, con la distancia entre elementos fijada en la expresión 5.10. En una primera simulación se trabaja con puertos individuales en cada una de las entradas de cada elemento. En la Figura 5-24 se puede observar el modelo del array.

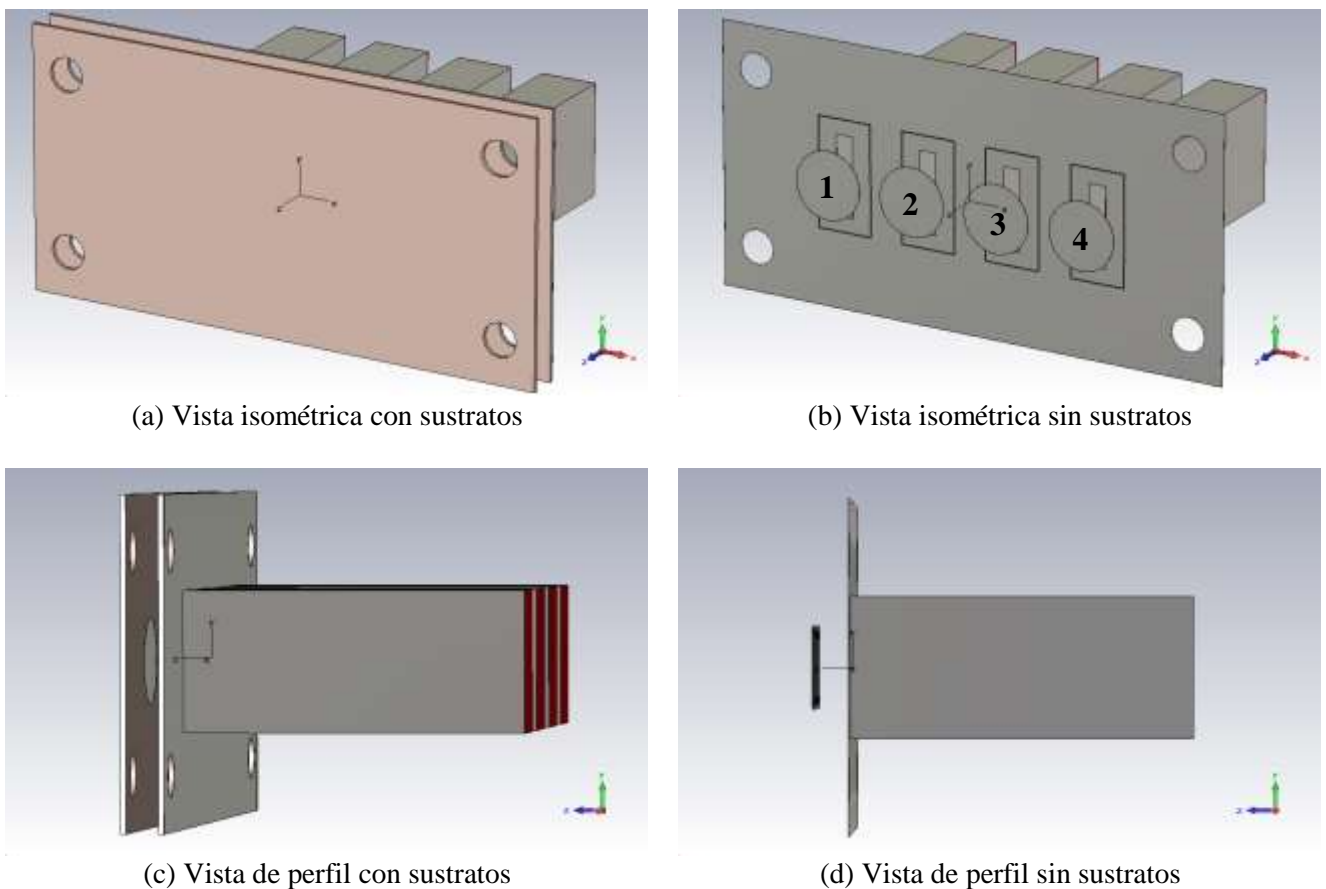
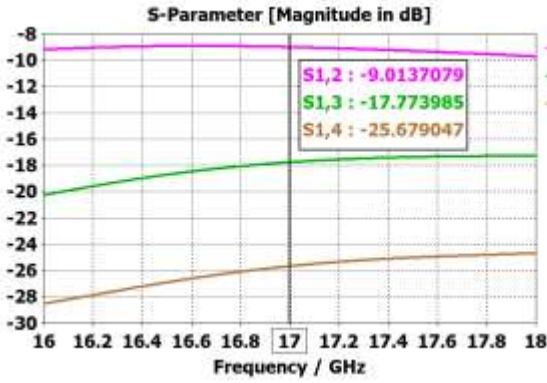


Figura 5-24: Proyecto CST asociado al array de elementos radiantes en plano E

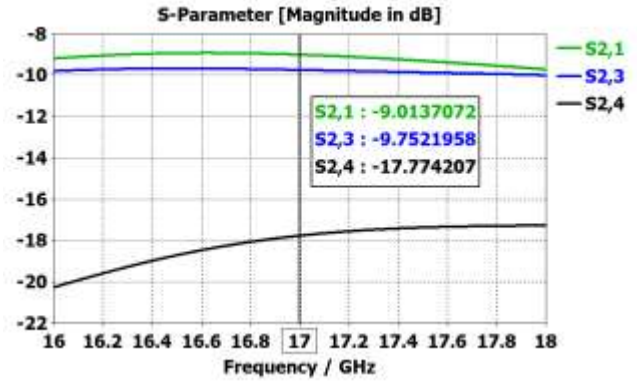
A continuación se muestran los resultados que el diseño del array proporciona (Figuras 5-25, 5-26 y 5-27). Se van a extraer los mismos resultados que para el caso del plano H. Se añade además una tabla resumen con los parámetros más característicos de los diagramas de radiación obtenidos, tal y como se viene haciendo a lo largo del presente documento. Los resultados que se extraen son los siguientes:

- ✓ Acoplo mutuo entre elementos (en módulo y fase) entre los parches i y j (4.3.1.1).
- ✓ Parámetro de reflexión pasiva para el parche i -ésimo (4.3.1.2).

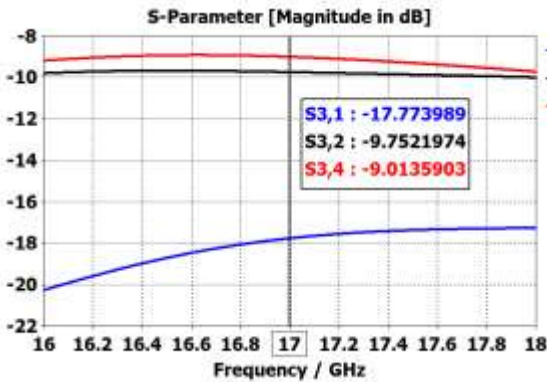
- ✓ Parámetro de reflexión activa para el parche i-ésimo (4.3.1.3).
- ✓ Diagrama de radiación de la agrupación, estimado por el combinador de resultados de CST (4.3.1.4).



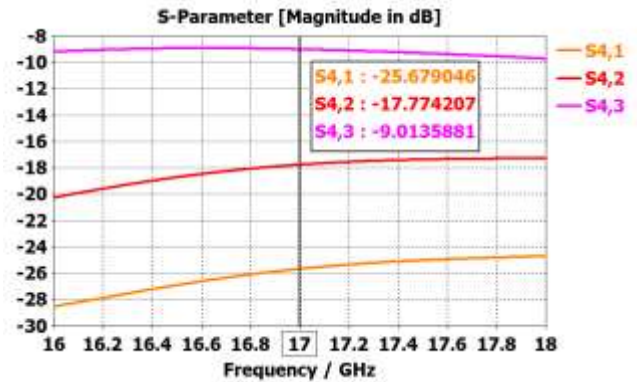
(a) Parche 1



(b) Parche 2

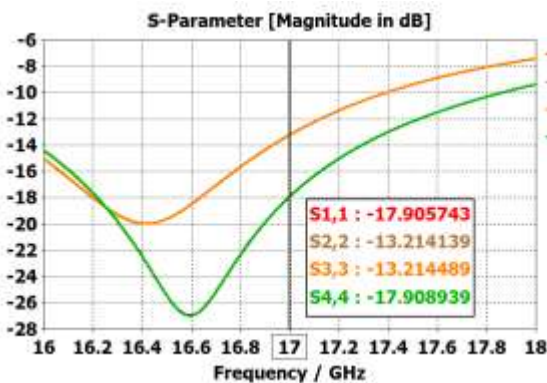


(c) Parche 3

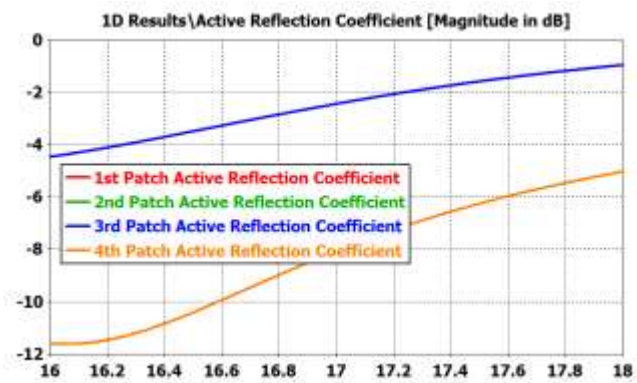


(d) Parche 4

Figura 5-25: Acoplo mutuo entre elementos en simulación para cada uno de los parches



(a) Reflexión pasiva para cada parche



(b) Reflexión activa para cada parche

Figura 5-26: Parámetros de reflexión en simulación del array de elementos radiantes sobre plano E

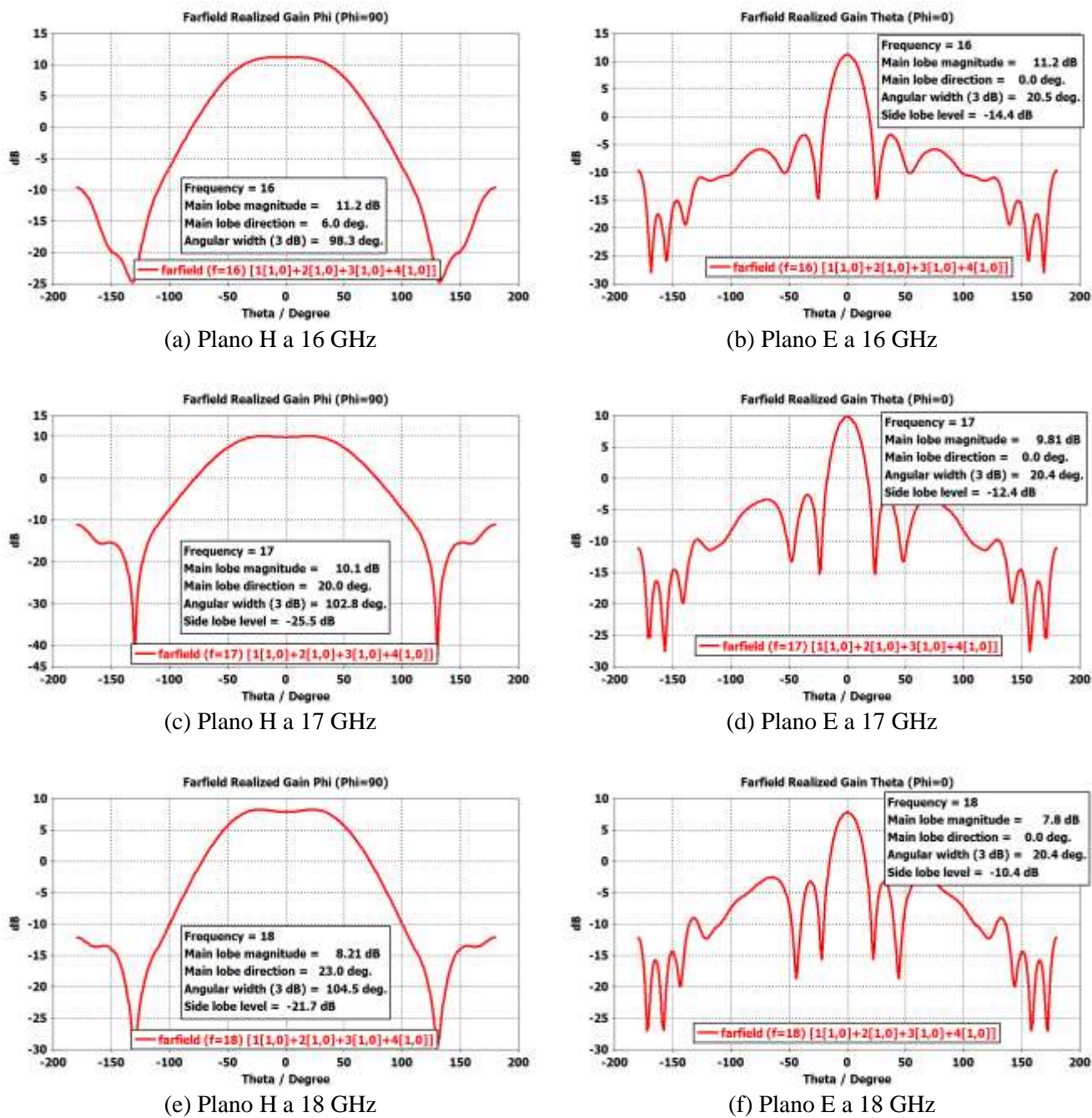


Figura 5-27: Diagrama de radiación de la agrupación plano E, en plano E y plano H, para las frecuencias central y extremo de la banda de trabajo

Plano y parámetro/Frecuencia	16 GHz	17 GHz	18 GHz
Ganancia broadside	11.2 dB	9.81 dB	7.8 dB
Plano H: Ancho de haz a -3 dB	98.3°	102.8°	104.5°
Plano E: Ancho de haz a -3 dB	20.5°	20.4°	20.4°
SLL	-14.4 dB	-12.4 dB	-10.4 dB

Tabla 5-1: Principales parámetros del diagrama de radiación de la agrupación en E

Una vez más el diagrama de radiación que aquí se presenta es el diagrama de radiación estimado por CST para el campo radiado por cada elemento unitario, dándole los

valores de amplitud y fase de la ley de alimentación que en teoría alimentaría al parche (ley de alimentación uniforme). Se vuelve a apreciar el efecto producido por los bordes del plano reflector, incluso para el caso de la frecuencia central. Para la frecuencia central la caída de ganancia en broadside es de 0.3 dB y para la frecuencia superior de la banda, de 0.41 dB. La caída de ganancia presente con respecto al análisis del array de elementos radiantes en plano H (4.3.1) no ocurre por otro efecto más que el de la separación entre los elementos, que para el caso que nos ocupa es menor que para el caso del plano H.

De los resultados obtenidos para el diseño del array de elementos radiantes a lo largo del plano E se comprueba un resultado inesperado y crítico: el elemento radiante sufre de un acoplo mutuo entre elementos desproporcionado (Figura 5-25). Este delicado fenómeno conduce a una caída excesiva en la ganancia que a priori se suponía que podía proporcionar el array. Prueba de ello es el hecho de que la ganancia caiga 3 dB de un extremo a otro de la banda de frecuencias. El efecto de los acoplos mutuos puede comprobarse también en los parámetros de reflexión pasiva y activa (Figura 5-26), los cuales se desplazan mucho en banda.

Esta circunstancia guía el diseño del array de elementos radiantes en una dirección diametralmente opuesta: la de compensar de algún modo los acoplos mutuos entre elementos que están arruinando el diseño de la agrupación. Este tipo de compensación puede llevarse a cabo de diferentes maneras, desde lograr reducir directamente su amplitud bien sea aumentando la separación entre elementos o añadiendo pequeñas tiras metálicas sobre el sustrato que disipen la radiación que se está acoplando (sin que modifiquen demasiado la impedancia que se ve a la entrada del array), hasta métodos más sofisticados, que logren que aun habiendo un nivel de acoplo entre elementos muy alto, éstos se sumen en contrafase y el array consiga adaptar a la entrada.

5.3.1.1 Opción de rediseño 1: aumento de la distancia entre elementos.

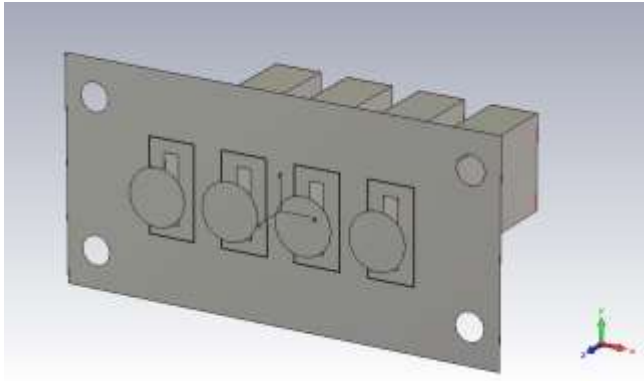
Dado que el plan inicial de integrar directamente el array de elementos radiantes y la red de alimentación corporativa, diseñados ambos con una distancia entre elementos de $0.6 \cdot \lambda_0$, no va a ser posible por el alto nivel de acoplos mutuos presente entre elementos, se toma como primera alternativa aumentar la distancia entre elementos para comprobar si de esta manera se corrige el problema.

El criterio de rediseño más lógico sería el de conectar la red de alimentación diseñada en 5.2 a $0.6 \cdot \lambda_0$ con el array para distintas distancias entre elementos. Sin embargo, la simulación *full-wave* del conjunto conlleva un largo período de tiempo, y además habría que realizar también una re-optimización de la red de alimentación para cada distancia entre elementos distinta de la diseñada inicialmente.

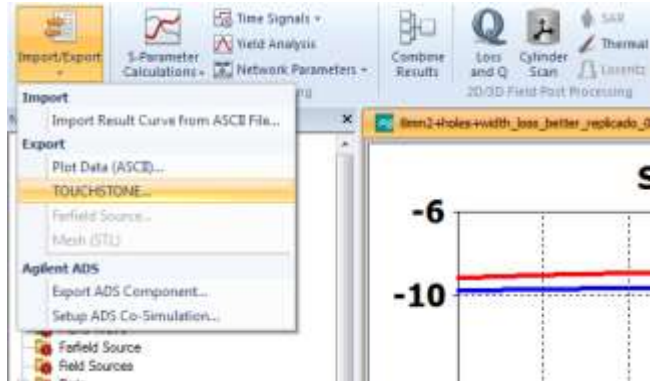
Como se desea que el proceso de rediseño sea lo más rápido y sencillo posible, se toma como alternativa simular (en *full-wave*) el array de elementos radiantes (Figura 5-28a) a las distintas distancias entre elementos que se desea analizar, para posteriormente exportar los ficheros S4P que contienen los parámetros S de los mismos (Figura 5-28b). Como la red de alimentación corporativa diseñada en 5.2 posee unas excelentes propiedades (Figura 5-28c), se va a emular como si fuera una red genérica (válida para todas las distancias entre elementos), exportando también en un fichero S5P sus parámetros S (Figura 5-28d). Mediante la herramienta software ADS se va a poder conocer de manera aproximada el parámetro de reflexión a la entrada del conjunto, conectando ambos ficheros SNP de manera

circuitual (Figura 5-28e). La red de alimentación en este tipo de análisis se desliga de su distancia entre elementos, y nos sirve para caracterizar el conjunto.

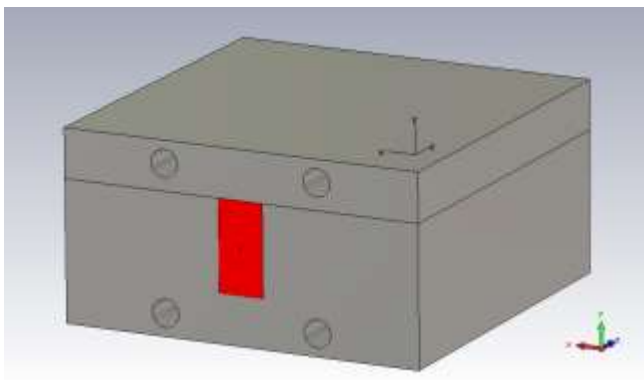
A continuación se muestran también los resultados aproximados de la reflexión a la entrada del conjunto que genera ADS, obtenidos para una separación entre $0.6 \cdot \lambda_0$ y $0.85 \cdot \lambda_0$ (Figura 5-29).



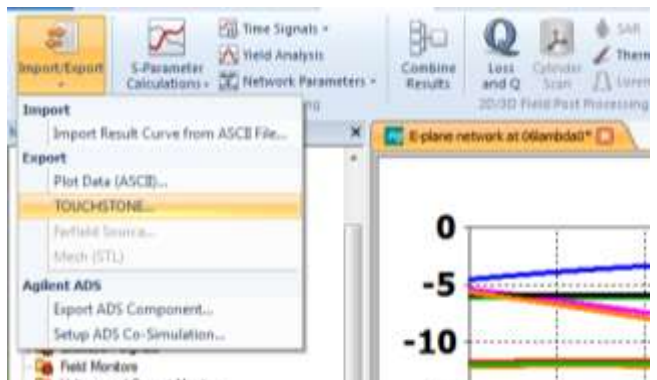
(a) Array de elementos radiantes a una distancia genérica X (simulado *full wave*)



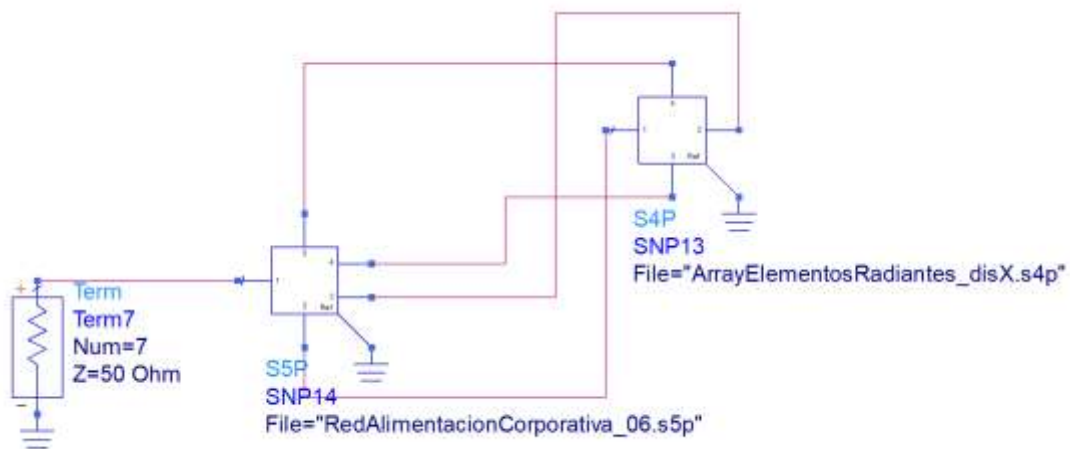
(b) Exportación de los parámetros S del diseño de array a un fichero S4P



(c) Red de alimentación con una separación entre elementos de $0.6 \cdot \lambda_0$ (que se emula genérica)



(d) Exportación de los parámetros S del diseño de red de alimentación a un fichero S5P



(e) Conexión circuitual de los parámetros S de los dos diseños en ADS

Figura 5-28: Proceso simplificado de rediseño para la opción n° 1

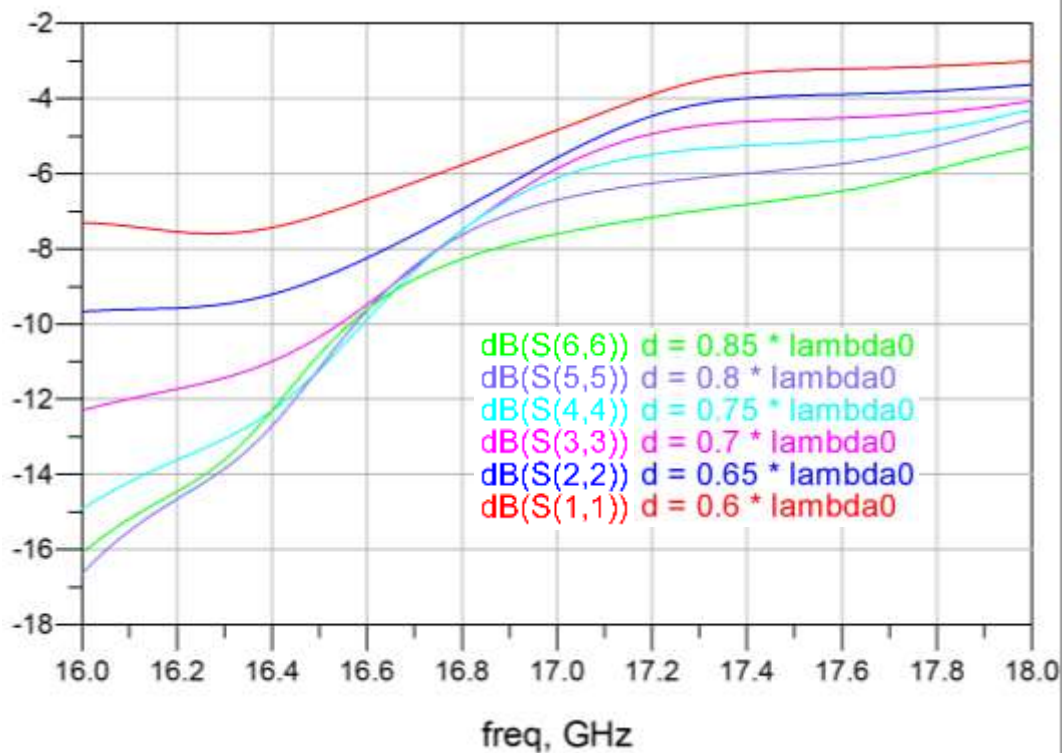


Figura 5-29: Resultados para la opción de rediseño nº 1

Como se puede comprobar en los resultados obtenidos, el aumento de separación entre elementos no resuelve nuestro problema, dado que el parámetro de reflexión a la entrada para cualquier configuración se mueve en banda, dando lugar a unas escasas prestaciones de la futura agrupación de antenas en la banda de frecuencias en la que se trabaja. Por lo tanto, la primera opción de rediseño se descarta, y a partir de aquí se va a tratar de reajustar la configuración inicial a $0.6 \cdot \lambda_0$ en el resto de opciones contempladas.

De los resultados obtenidos también se desprende que la resonancia que antes obteníamos en la frecuencia central de la banda de trabajo se ha desplazado hacia frecuencias más bajas. Por tanto, para las siguientes opciones de rediseño merece la pena aumentar la banda de frecuencias de trabajo, con el objetivo de comprobar si el ancho de banda útil de la agrupación (reflexión por debajo de -10 dB) es de al menos 2 GHz (Expresión 4.1). De ser así, se podría acudir a un escalamiento de la estructura completa en un ratio igual al presente entre la frecuencia central de la resonancia y la frecuencia central de nuestra banda (17 GHz), de modo que la resonancia se desplace en frecuencia a donde se necesita que esté.

$$dim_{antena E final} = dim_{antena E inicial} \cdot \frac{f_{resonancia}}{17 GHz} \quad (5.5)$$

La opción de un re-escalamiento de la agrupación es remota, y se tendrá en cuenta únicamente si el resto no funcionan. De todas formas, merece la pena simular las siguientes opciones en un ancho de banda mayor, para conocer de antemano qué ancho de banda útil proporcionan las distintas pruebas. A continuación se muestra un ejemplo de los distintos parámetros de reflexión obtenidos en la Figura 5-29, pero simulados en un ancho de banda mayor, ampliado a 14 GHz en la frecuencia inferior de la banda (Figura 5-30). Se observa cómo sí que se cuenta con un ancho de banda útil de aproximadamente de 2 GHz, pero muy

limitado en cualquiera de los casos, lo que lleva a descartar por completo esta primera opción.

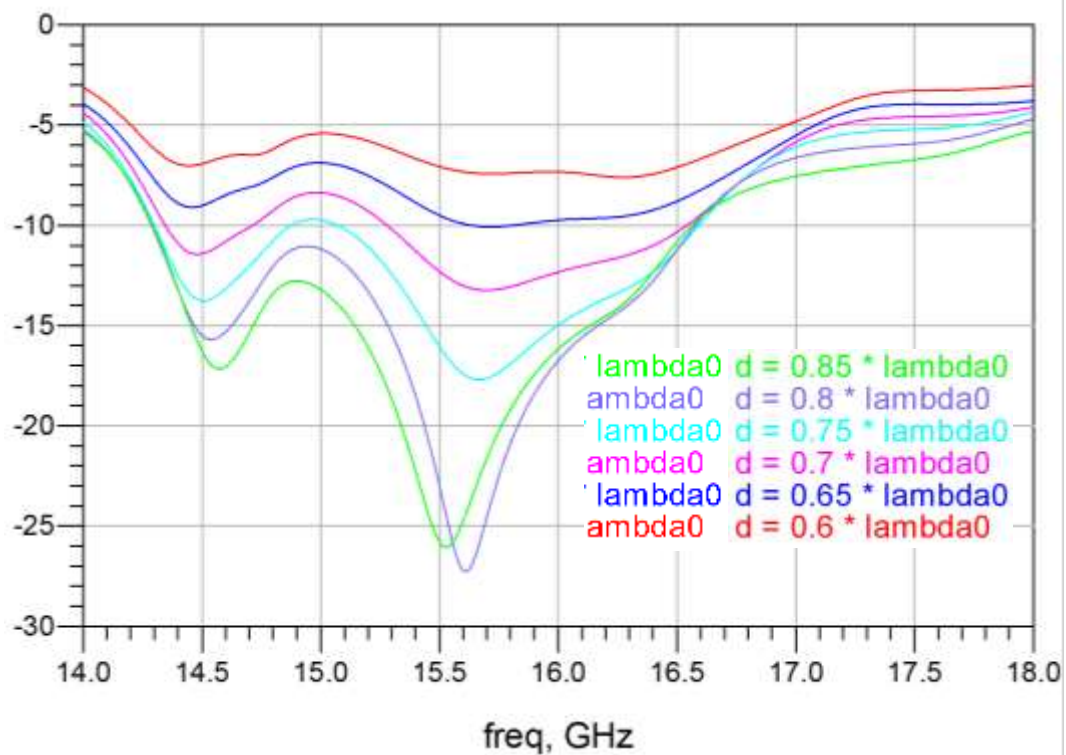
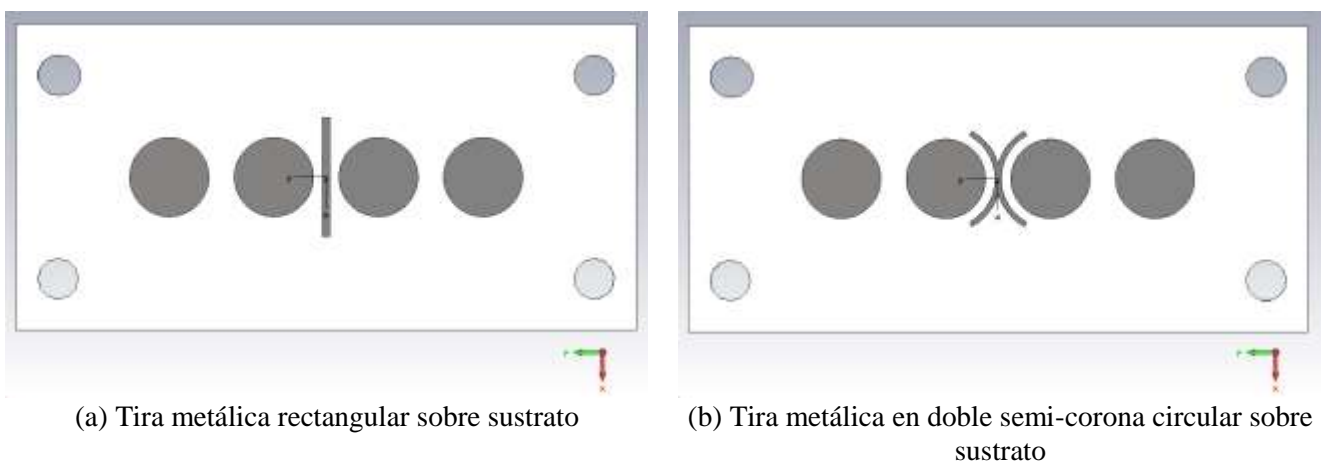


Figura 5-30: Resultados para la opción de rediseño n° 1 para un ancho de banda de 4 GHz

5.3.1.2 Opción de rediseño 2: tiras de compensación de acoplos mutuos sobre sustrato.

La segunda alternativa tomada durante el proceso de reajuste del array ha sido la de utilizar pequeñas tiras (*strips*) metálicas sobre alguno de los dos sustratos (o los dos), colocadas de manera simétrica entre alguno de los elementos radiantes (o varios o todos). El objetivo de estas tiras es el de disipar la radiación que, de no estar presentes, se acoplaría a los elementos colindantes (Figura 5-31). Sin embargo, hay que tener cuidado con este tipo de solución, dado que puede modificar la impedancia de entrada del array y derivar en una desadaptación a la entrada de la misma que volvería a arruinar el diseño.



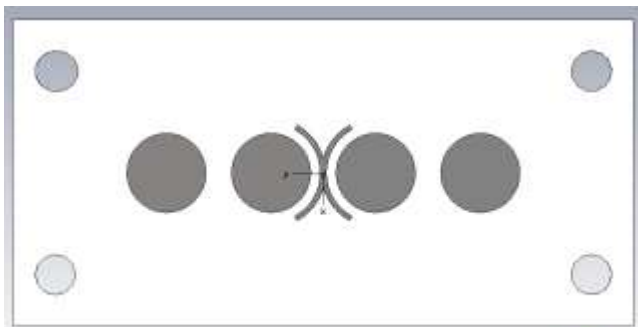
(a) Tira metálica rectangular sobre sustrato

(b) Tira metálica en doble semi-corona circular sobre sustrato

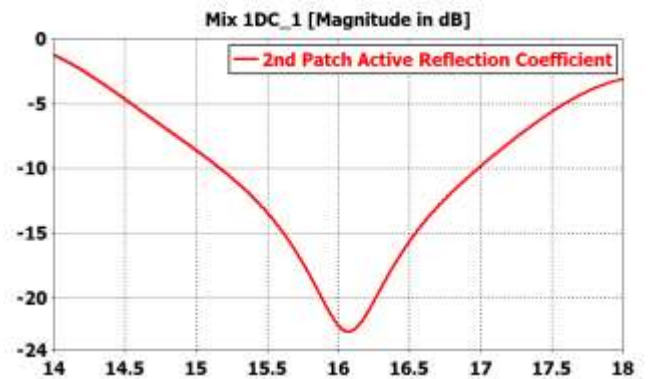
Figura 5-31: Distintos ejemplos de tiras metálicas sobre sustrato para compensación de acoplos mutuos

Una vez más, se va a utilizar una alternativa de diseño distinta a la simulación *full-wave* del array junto con la red de alimentación, que es la que nos permite conocer con exactitud el parámetro de reflexión a la entrada. Alternativamente, se toma como parámetro de diseño la reflexión activa de alguno de los dos parches centrales (el parche número 2 por ejemplo), la cual se tratará de volver a desplazar a la banda de frecuencias de trabajo, con un nivel por debajo de -10 dB (como en los resultados presentados en la Figura 4-37). Las simulaciones que proporcionen un parámetro de reflexión activa para el segundo parche prometedor se validarán de nuevo en ADS junto con la red de alimentación (mismo procedimiento que el visto en la Figura 5-27).

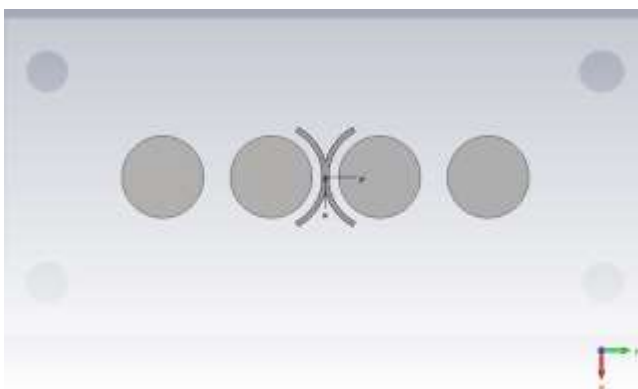
Los resultados obtenidos para las distintas combinaciones de tiras metálicas rectangulares no fueron satisfactorios. Por lo tanto, a continuación se muestran únicamente los resultados más prometedores para tres combinaciones de tiras metálicas en forma de doble semi-corona circular (Figura 5-32). Para cada una de estas combinaciones se adjunta el parámetro de reflexión activa para el parche número 2, ilustrando el motivo por el que se etiquetó de prometedor la combinación. Para terminar, se añade la Figura 5-33, en la que se simula mediante ADS el parámetro de reflexión activa que proporcionaría cada una de las combinaciones enganchada a la red de alimentación. Se recuerda que a partir de aquí las simulaciones se muestran para el ancho de banda extendido, y suponiendo una separación entre elementos de $0.6 \cdot \lambda_0$.



(a) Combinación de tiras metálicas en doble semi-corona circular número 1 (en la misma cara del sustrato)



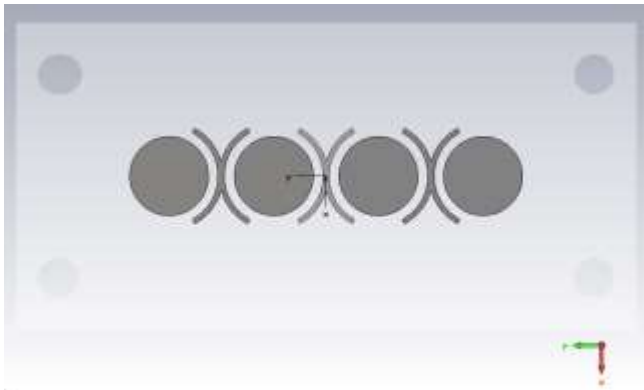
(b) Reflexión activa del parche número 2 para la combinación 1



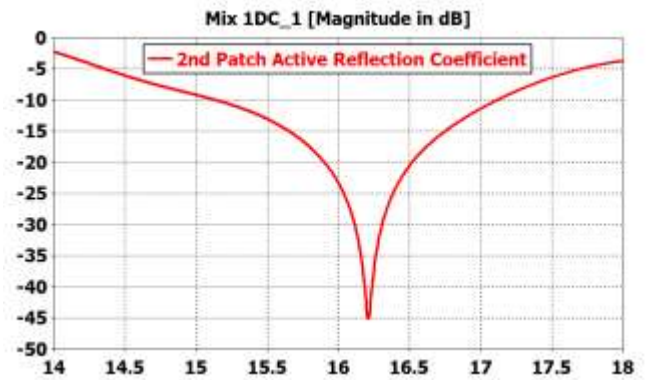
(c) Combinación de tiras metálicas en doble semi-corona circular número 2 (en la otra cara del sustrato)



(d) Reflexión activa del parche número 2 para la combinación 2



(e) Combinación de tiras metálicas en doble semi-corona circular número 3 (dos en la cara de los parches y el central en la otra cara)



(f) Reflexión activa del parche número 2 para la combinación 3

Figura 5-32: Distintas combinaciones de tiras metálicas en doble semi-corona circular

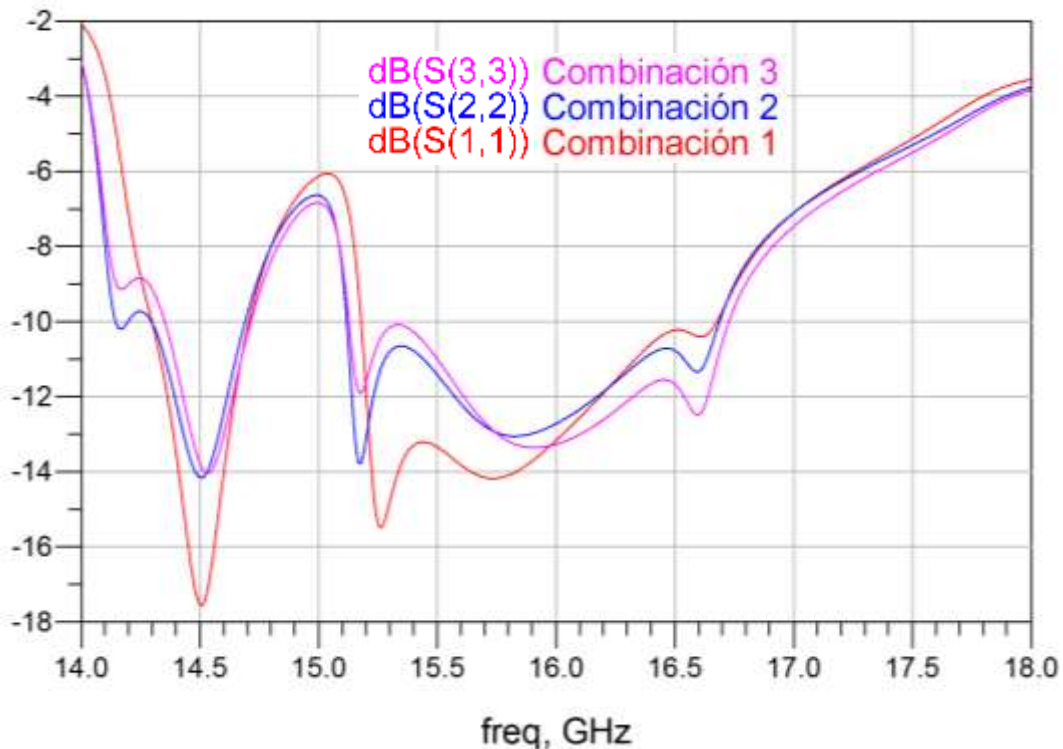


Figura 5-33: Simulación de red de alimentación más simulación de array de parches con tiras combinado en ADS

Se comprueba de nuevo que los resultados que obtenemos para esta segunda opción de rediseño no son satisfactorios. No se consigue ni siquiera un ancho de banda útil en otra banda de frecuencias distinta a la de trabajo. Como alternativa, antes de pasar a la tercera y última opción de rediseño, se prueba cada una de estas combinaciones de tiras metálicas con parches *dummie*. Estos parches se denominan así puesto que no están alimentados. Su única función es la de equilibrar la estructura, de manera que cada elemento radiante del extremo del array “vea” lo mismo a cada lado que los elementos centrales del mismo. En la Figura 5-34a se muestra un ejemplo gráfico de este tipo de configuración, y en la Figura 5-34b los

resultados que se obtienen aplicando dicha configuración a cada una de las combinaciones anteriores.

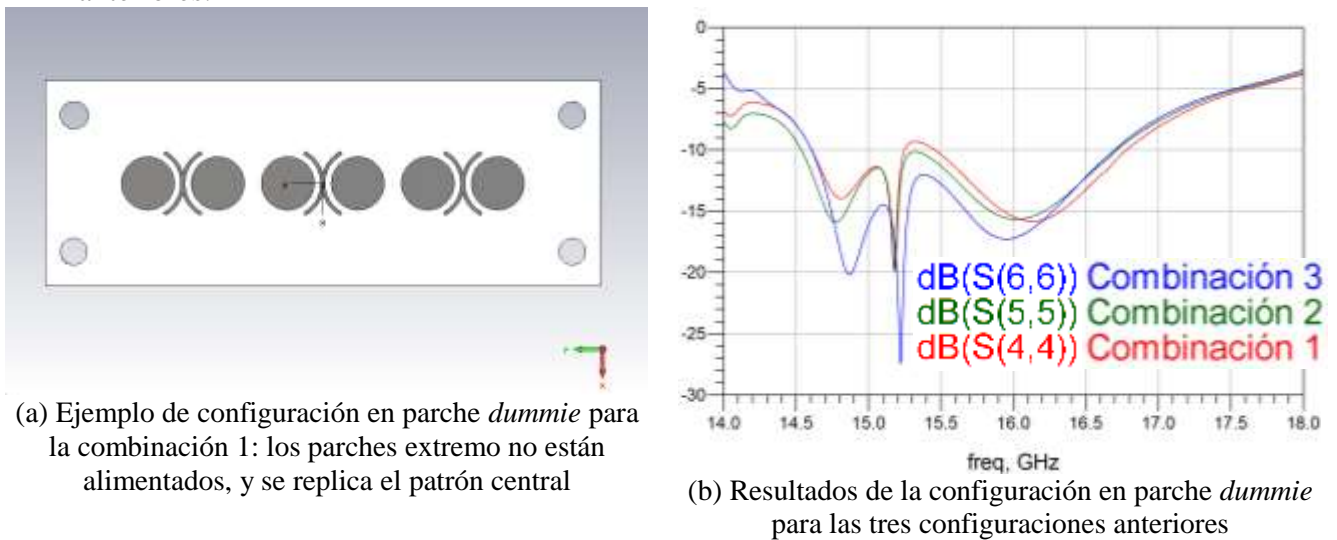


Figura 5-34: Configuración en parche *dummie*: ejemplo y resultados

Se confirma que la adición de parches *dummie* a cada una de las combinaciones mejora el comportamiento global de la agrupación, pero aun así no se consigue un ancho de banda útil apropiado, por lo que todos los resultados presentados son descartados, dado que ni con un re-escalamiento de la estructura se conseguiría una agrupación de antenas viable. Se confirma además que el uso de este tipo de estructuras es muy delicado, dado que aunque reduzcan el nivel de acoplos mutuos modifican la impedancia de entrada del conjunto.

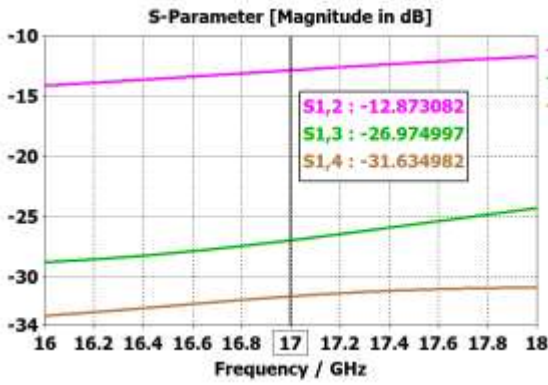
5.3.1.3 Opción de rediseño 3: re-optimización del elemento unitario.

Como última alternativa, se propone actuar sobre las dimensiones del elemento unitario con el propósito de modificar la reflexión e impedancia activa que presenta, aunque ello conlleve degradar el comportamiento del elemento en términos de reflexión pasiva (s_{22}) o en términos de acoplos mutuos ($s_{2,x}$).

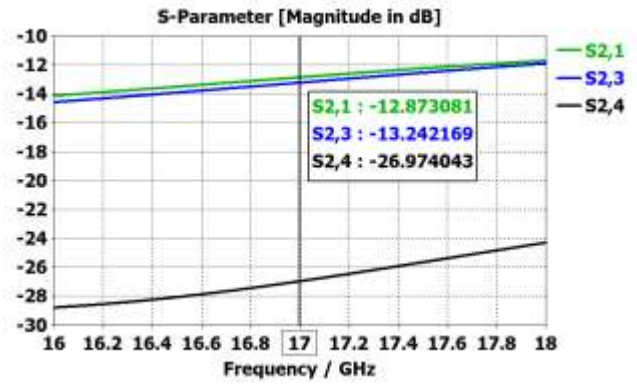
Como se mostraba en el desarrollo teórico para el parámetro de reflexión activa en la sección 4.3.1.3, lo que resultaba era la expresión (4.21), que aquí se vuelve a recordar:

$$\Gamma_{adapt,2} = |s_{21}|e^{j\phi_{21}} + |s_{22}|e^{j\phi_{22}} + |s_{23}|e^{j\phi_{23}} + |s_{24}|e^{j\phi_{24}} \quad (5.6)$$

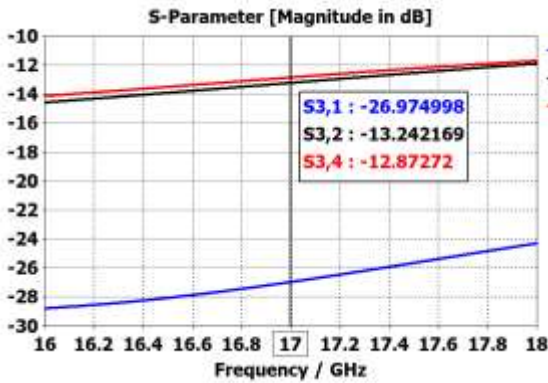
Los resultados para el rediseño del elemento unitario que arrojan un parámetro de reflexión activa para el parche central lo suficientemente bueno son los que se muestran a continuación, a pesar de que en la Figura 5-35 queda patente lo que ya se comentaba con anterioridad: los acoplos mutuos para el parche central y su reflexión pasiva no son unos resultados ni mucho menos deseables. Sin embargo, más adelante se verá que este tema no importa tanto, dado que se consigue un parámetro de reflexión activa muy bueno para cada uno de los parches.



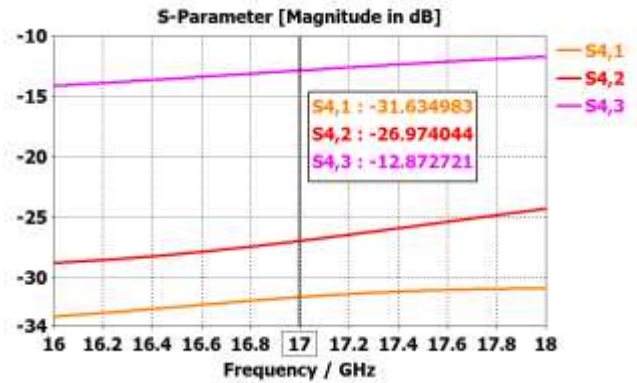
(a) Parche 1



(b) Parche 2



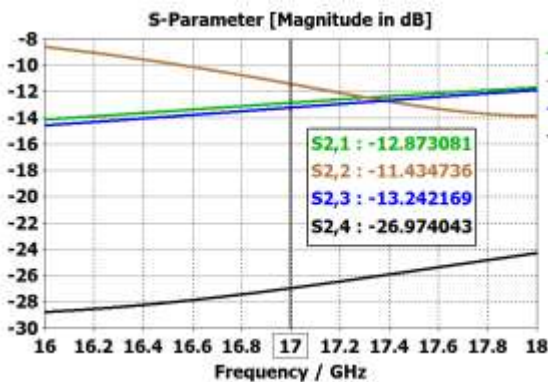
(c) Parche 3



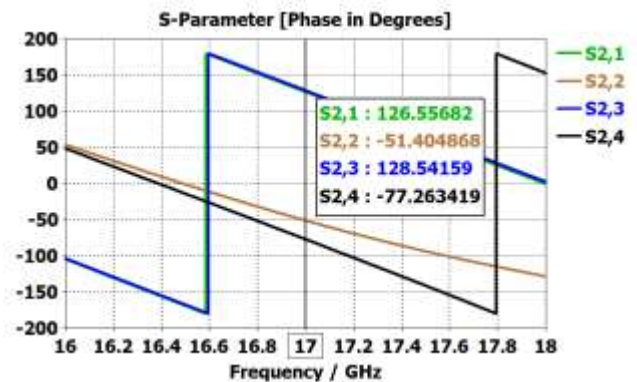
(d) Parche 4

Figura 5-35: Acoplo mutuo entre elementos en simulación para cada uno de los parches reajustados

A partir de la expresión 5.6 presentada anteriormente, y de los resultados que se muestran a continuación para los acoplos mutuos en módulo y fase para el parche número 2 (Figura 5-36), se puede hacer una estimación del coeficiente de reflexión activa para la frecuencia central de diseño.



(a) Parámetros S para el segundo parche en amplitud



(b) Parámetros S para el segundo parche en fase

Figura 5-36: Parámetros S para el parche número 2 en módulo y fase

Si nos paramos a observar con más detenimiento la Figura 5-36, con respecto a las fases de los parámetros S mostrados se puede decir lo siguiente (aproximadamente):

$$\phi_{21} = \phi_{23} = -\phi_{22} = -\phi_{24} \quad (5.7)$$

Lo que está sucediendo es que el nuevo diseño del elemento unitario permite que los acoplos mutuos se compensen en fase 2 a 2. Es decir, que la expresión aproximada para la reflexión activa a la entrada del parche es la siguiente:

$$\Gamma_2 = |s_{21}| - |s_{22}| + |s_{23}| - |s_{24}| \quad (5.8)$$

La expresión (5.14) se puede ilustrar de manera intuitiva con los resultados obtenidos en la Figura 5-39 para la frecuencia central 17 GHz:

$$\Gamma_2 = 10^{\frac{-12.87}{20}} - \left(10^{\frac{-11.43}{20}}\right) + \left(10^{\frac{-13.24}{20}}\right) - \left(10^{\frac{-26.97}{20}}\right) = 0.132 \quad (5.9)$$

Efectivamente, los acoplos mutuos que tenían un nivel tan elevado se están compensando en fase 2 a 2. Si la expresión (5.8) se evalúa para toda la banda de frecuencias, lo que obtenemos es el coeficiente de reflexión activa para cada uno de los parches (Figura 5-37b). Se adjunta también en la Figura 5-37a el parámetro de reflexión pasiva para cada parche, donde se vuelve a constatar que la reflexión pasiva, al igual que el nivel de acoplos mutuos, es muy deficiente.

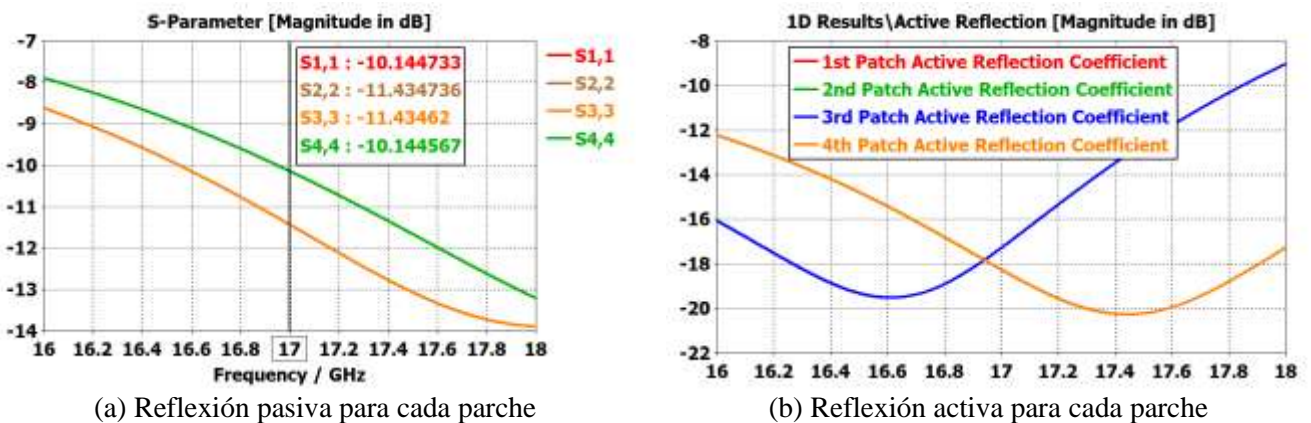


Figura 5-37: Parámetros de reflexión en simulación del array reajustado sobre plano E

En la Tabla 5.2 se muestran las dimensiones del parche y de la ranura del elemento radiante tras el proceso de reajuste.

Parámetro	Valor inicial	Valor óptimo para $0.6 \cdot \lambda_0$
Longitud de la ranura (L)	9,5 mm	9.5 mm
Anchura de la ranura (W)	2 mm	2.5 mm
Diámetro del parche (d)	8 mm	6 mm

Tabla 5-2: Dimensiones inicial y re-optimizada para el elemento unitario

Con los parámetros de reflexión activa calculados en CST, se puede realizar una estimación del coeficiente de reflexión a la entrada de la agrupación completa, mediante la suma compleja de todos los coeficientes de la Figura 5-37b. Esta estimación es la que se presenta en la Figura 5-38, donde se empieza a comprobar que el criterio de rediseño utilizado, basado en el reajuste del elemento unitario en base a su parámetro de reflexión activa dentro del array es acertado.

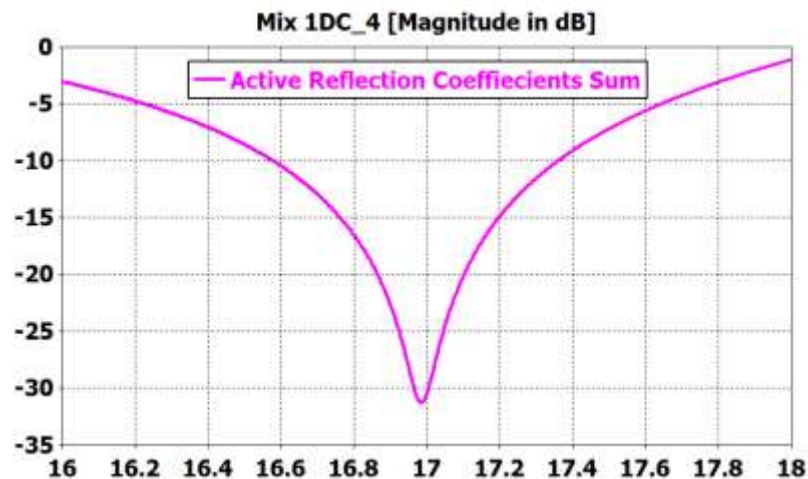


Figura 5-38: Suma de parámetros de reflexión activa en CST

Una vez demostrado esto, se procede de la misma forma que para las dos opciones de rediseño anteriores: se combinan los resultados obtenidos en CST para la simulación *full-wave* del array de elementos radiantes reajustados y los resultados obtenidos para la red de alimentación diseñada en 5.2 (Figura 5-39).

Antes de pasar a presentar las propiedades en radiación de la antena, se vuelve a remarcar que la orientación de la misma vuelve a ser en z, pero esta vez con los elementos radiantes alimentados en plano E por la red. Por lo tanto, la polarización de la antena colocada como está será lineal según \hat{x} . El plano E en este caso será el plano $\phi = 0^\circ$ y el plano H será consecuentemente el plano $\phi = 90^\circ$ (Figura 5-39).

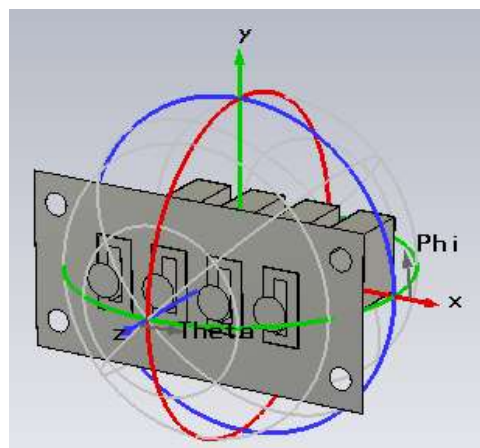


Figura 5-39: Orientación de la antena en plano E en coordenadas cartesianas y esféricas

Una vez hecho esto, se pueden presentar las propiedades del array de elementos radiantes en radiación, mediante el diagrama estimado por CST, tal y como se hacía en 4.3.1.4 (Figura 5-40). Adicionalmente, también se adjunta en la Tabla 5-3 los principales valores para este diagrama.

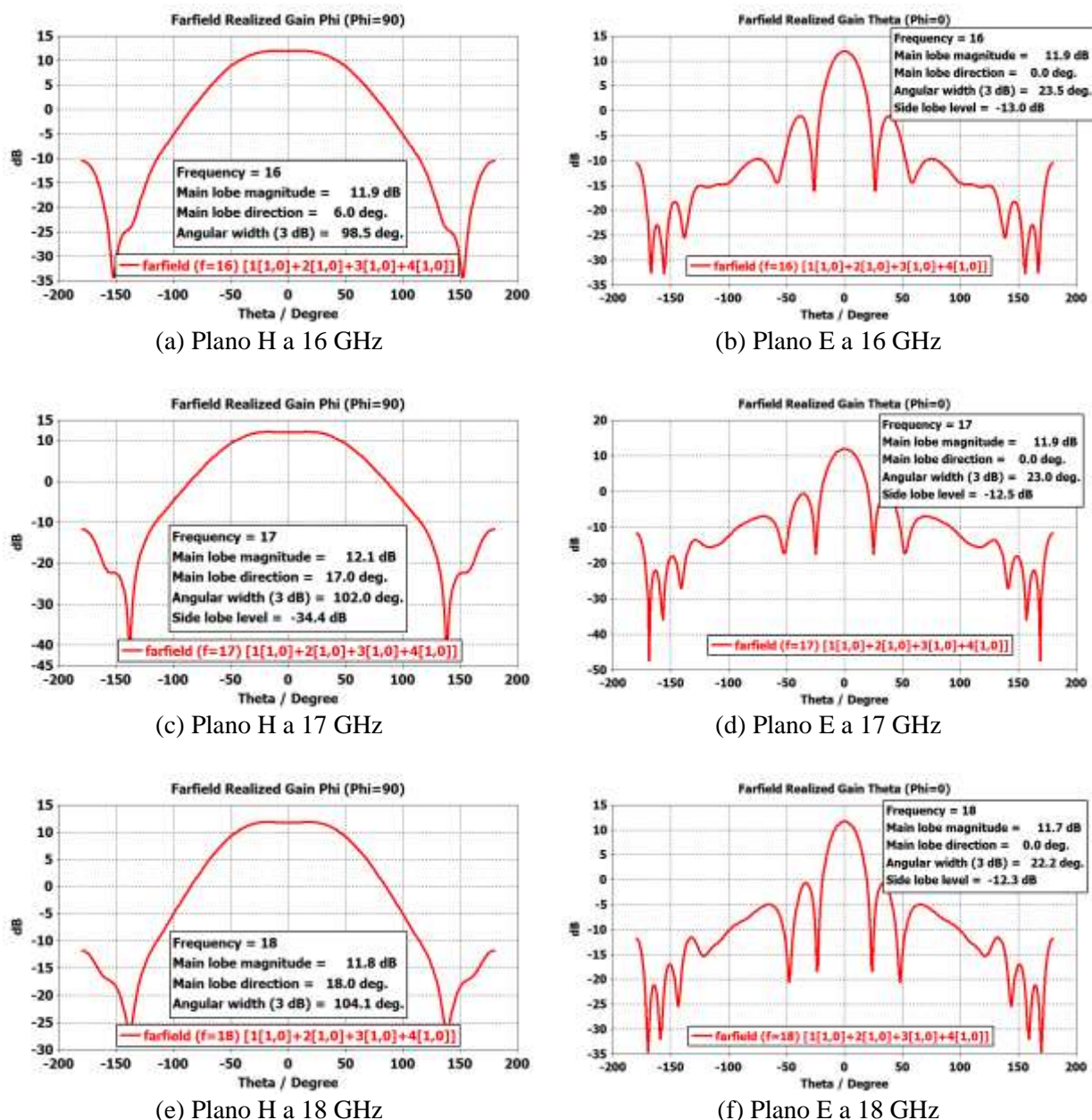


Figura 5-40: Diagrama de radiación de la agrupación plano E reajustada, en plano E y plano H, para las frecuencias central y extremo de la banda de trabajo

Plano y parámetro/Frecuencia	16 GHz	17 GHz	18 GHz
Ganancia broadside (array sin red y sin reajuste (5.3.1))	11.9 dB (11.2 dB)	11.9 dB (9.81 dB)	11.7 dB (7.8 dB)
Plano H: Ancho de haz a -3 dB (array sin red y sin reajuste (5.3.1))	98.5° (98.3°)	102° (102.8°)	104.1° (104.5°)
Plano E: Ancho de haz a -3 dB (array sin red y sin reajuste (5.3.1))	23.5° (20.5°)	23° (20.4°)	22.2° (20.4°)
SLL (array sin red y sin reajuste (5.3.1))	-13 dB (-14.4 dB)	-12.5 dB (-12.4 dB)	-12.3 dB (-10.4 dB)

Tabla 5-3: Principales parámetros del diagrama de radiación de la agrupación en plano E reajustada

De los resultados obtenidos en radiación se puede destacar que la caída de ganancia que se venía sufriendo conforme la frecuencia aumentaba por culpa de los acoplos mutuos ya no está presente. Únicamente, y como pasaba también en el caso del plano H, se aprecia una caída en la ganancia broadside, de 0.2 dB para 17 GHz y de 0.1 dB para 18 GHz, de nuevo debida a los efectos de borde presentes en la simulación. El nivel de SLL se mantiene estable, y en niveles razonables.

Por otra parte, se puede estimar también el parámetro de reflexión a la entrada de la agrupación si, además, conectamos de manera circuital mediante ADS, los parámetros S del array rediseñado aquí presentado y de la red de alimentación diseñada en 5.2. Llevando a cabo este cálculo también se debería obtener el mismo resultado que para la Figura 5-38).

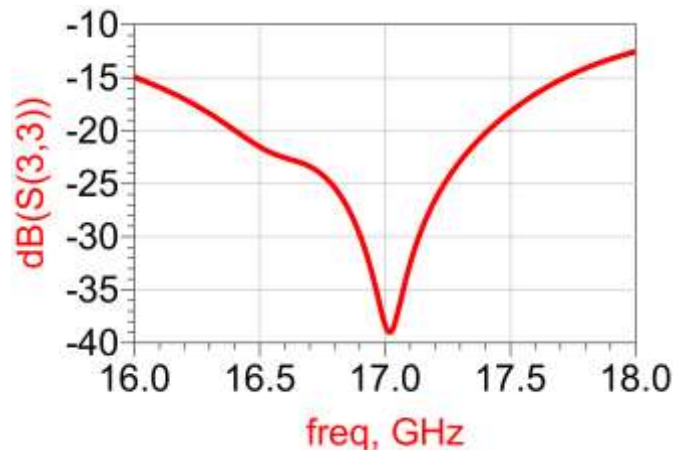
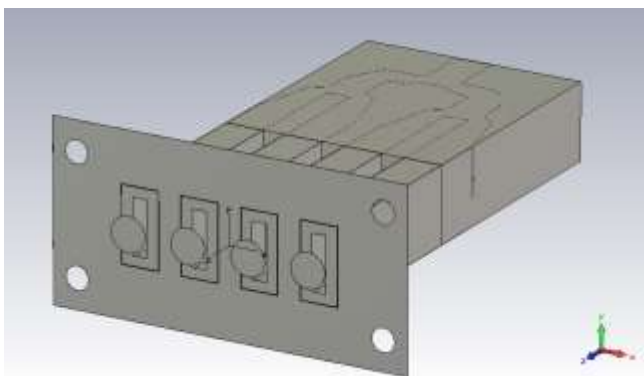


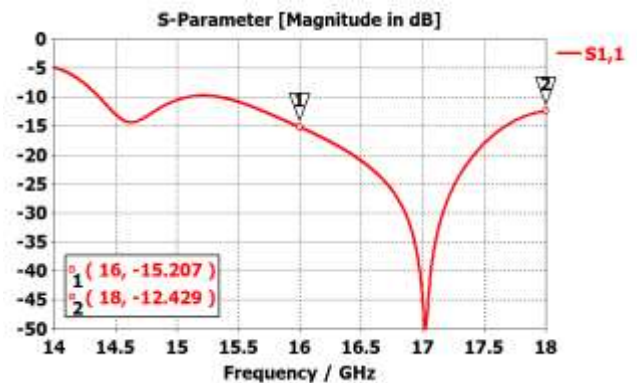
Figura 5-41: Conexión de los parámetros S de red de alimentación en CST y array rediseñado en CST

Efectivamente se comprueba que el criterio de rediseño ha sido acertado, y que funciona muy bien. De hecho, funciona a priori mejor que el array de elementos radiantes en plano H (4.3).

A continuación llega la hora de constatar en una simulación electromagnética *full-wave* de la estructura integrada completa en CST, que es la que se muestra en la Figura 5-42 (se mantuvo el ancho de banda utilizado en la opción 2 de rediseño).



(a) Reajuste del elemento unitario en el array en el conjunto red más array para la configuración inicial de $0.6 \cdot \lambda_0$



(b) Parámetro de reflexión a la entrada del conjunto para la configuración inicial de $0.6 \cdot \lambda_0$

Figura 5-42: Simulación *full-wave* de la integración completa de red más array

Ahora sí que se afirma que el rediseño del elemento radiante funciona, que los acoplos mutuos, a pesar de ser muy significativos se compensan entre sí, y que la estructura de antena completa está muy bien adaptada.

Asimismo, se prueba a acortar el tamaño de las guías de salida del conjunto, para asegurar que la adaptación que proporciona el array reajustado no cambia. En la Figura 5-43 se comprueba que efectivamente esto sucede así. Por lo tanto se puede integrar sin problemas el array reajustado en la red de alimentación diseñada en 5.2, paso dado en la última sección (5.4).

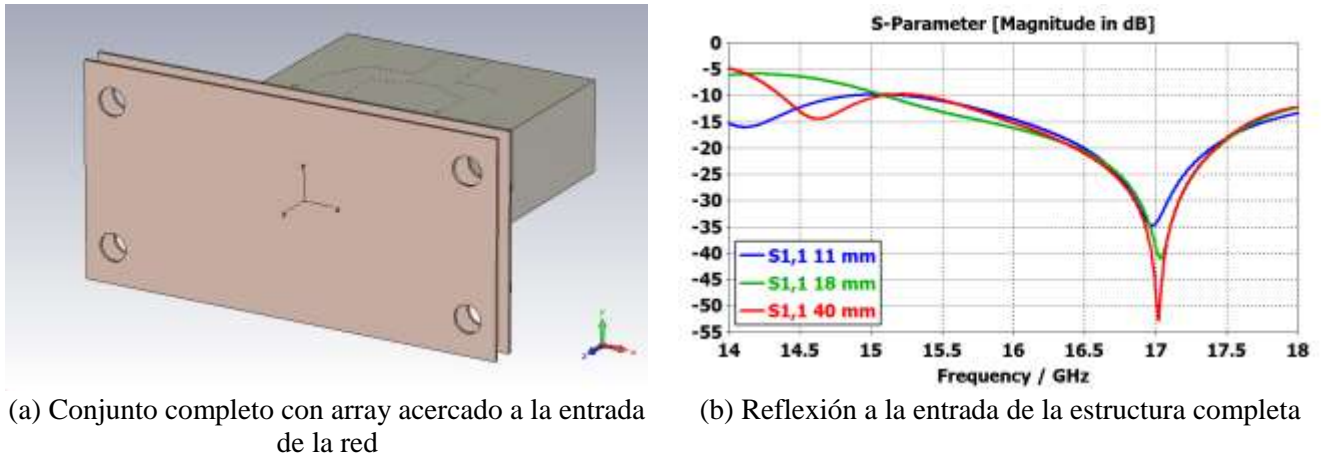


Figura 5-43: Reflexión a la entrada del conjunto cuando se acercan red y array

Por último, se introduce una gráfica final en la que se muestra un resumen de los parámetros de reflexión obtenidos (Figura 5-44).

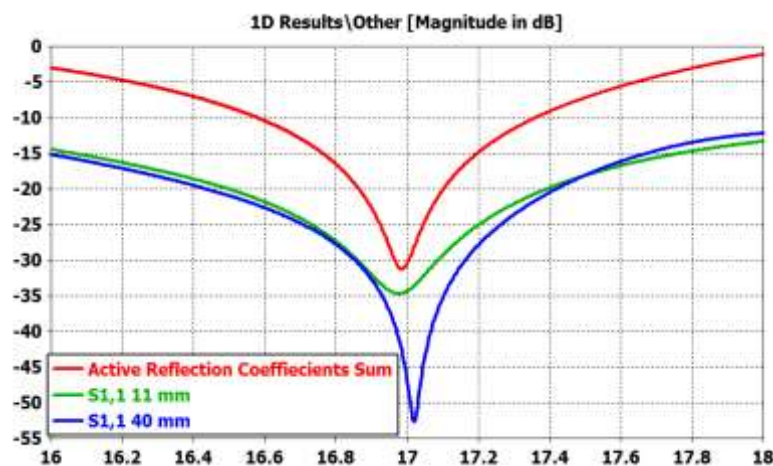
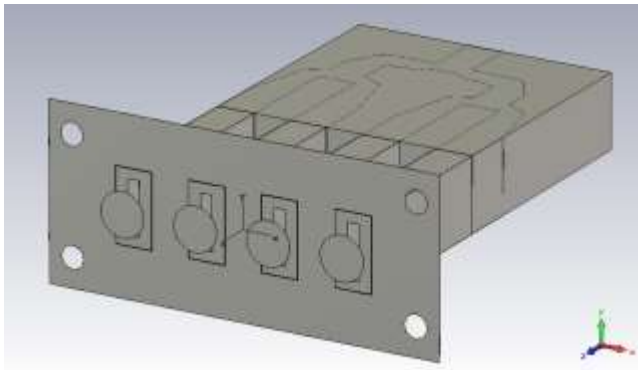
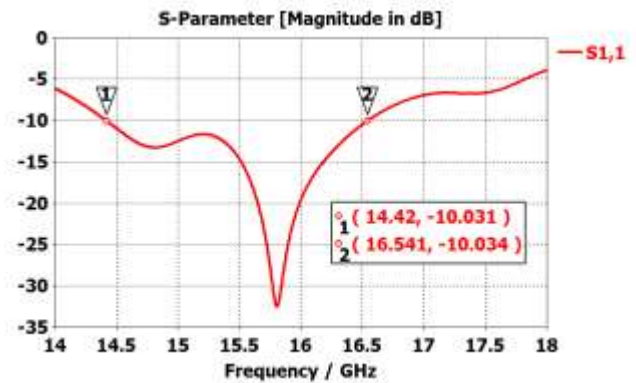


Figura 5-44: Resumen de coeficientes de reflexión obtenidos a la entrada de la integración entre red y array

A continuación se muestra el mismo ejemplo de reajuste del elemento radiante para otra separación entre elementos distinta de la prefijada a $0.6 \cdot \lambda_0$. Se utiliza para ello la red de alimentación auxiliar diseñada en 5.2.5 a $0.75 \cdot \lambda_0$.



(c) Reajuste del elemento unitario en el array en el conjunto red más array para una configuración alternativa de $0.75 \cdot \lambda_0$



(d) Parámetro de reflexión a la entrada del conjunto para la configuración inicial de $0.75 \cdot \lambda_0$

Figura 5-45: Resultados para el reajuste del elemento unitario dentro del conjunto red más array

El resultado que se obtiene nos indica que se ha logrado readaptar la estructura no solo con las dimensiones del elemento unitario, sino también con la distancia entre los mismos.

Se descarta por tanto el re-escalado de la primera opción de rediseño, dando por buena la solución obtenida en esta tercera y última opción. Se obtiene finalmente el diseño de array de elementos radiantes que funciona correctamente en el plano y la banda de frecuencias establecido en las consideraciones previas de la red de alimentación (5.2.1). Se termina a continuación con la fabricación del prototipo.

5.3.2 Fabricación del array.

Una vez se ha comprobado que el rediseño del array de elementos radiantes proporciona unos resultados en reflexión y radiación satisfactorios (aún con algunos acoplos mutuos entre elementos muy por encima de los -20 dB), se termina el apartado con la fabricación del mismo. El sustrato utilizado sigue siendo el que se viene utilizando a lo largo del proyecto para el elemento unitario en su momento, y para el array de elementos radiantes en plano H: el sustrato TLY-5A de TACONIC [19], de 0.5 mm de grosor y una capa de cobre de 0.018 mm de espesor.

El proceso de fabricación es idéntico al del caso del plano H (se trata con detalle en el Anexo B del presente documento): se generan los ficheros *Gerber* de fabricación para ranuras y parches a partir del modelo 3D diseñado en CST, el cual se trata posteriormente en AutoCAD y ADS, donde se generan estos ficheros, lo cuales son proporcionados a la máquina de fabricación de circuitos impresos de la Escuela Politécnica Superior.

Además de los sustratos en los que se imprimen las ranuras y los parches del array, se fabrica a mano también una plancha de espuma ROHACELL [20] que vuelve a hacer las veces del gap de aire presente entre los sustratos. En la figura que se adjunta a continuación se muestra la imagen tomada de los sustratos y espuma fabricados.



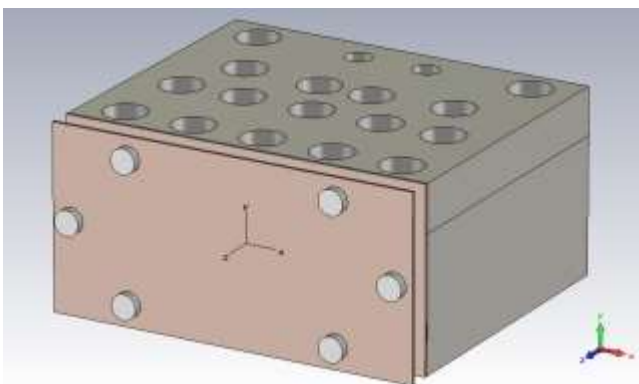
Figura 5-46: Construcción: sustratos y plancha de *foam* para plano E

5.4 Integración final entre red y array: Agrupación final en plano E de 4 elementos.

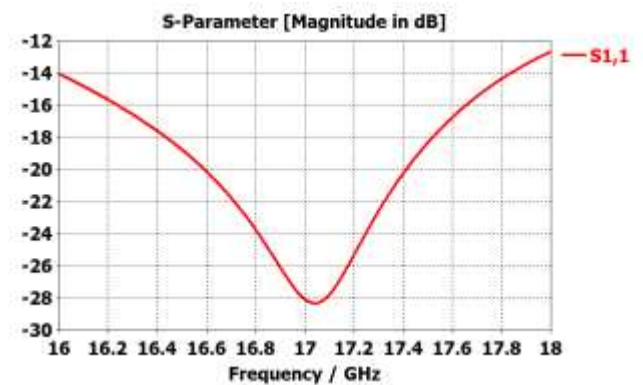
En el último apartado del quinto capítulo se va a pasar a comentar todo lo relativo a la integración final de la red de alimentación corporativa y el array de elementos radiantes rediseñado. El proceso se dividirá en dos partes, la integración en simulación, y posterior verificación en medida.

5.4.1 Integración en simulación: Efecto Taper.

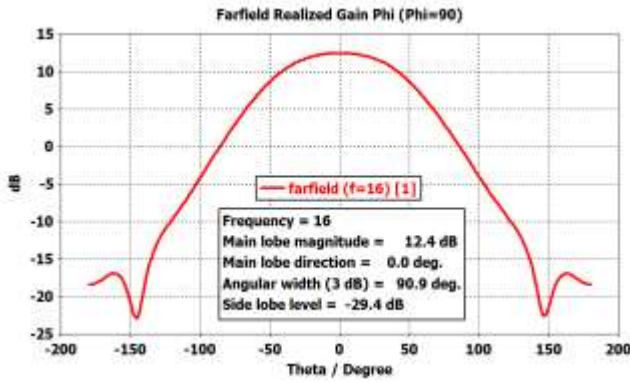
En esta última sección, se pasa a evaluar las prestaciones de la agrupación de antenas final en plano E en simulación. Los resultados en adaptación y en radiación se presentan en la Figura 5-47.



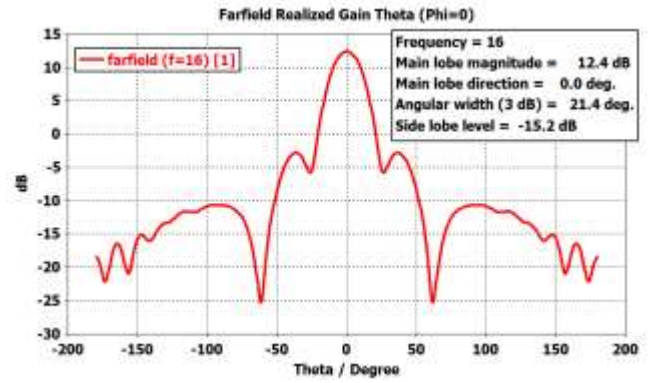
(a) Integración final de los diseños en simulación



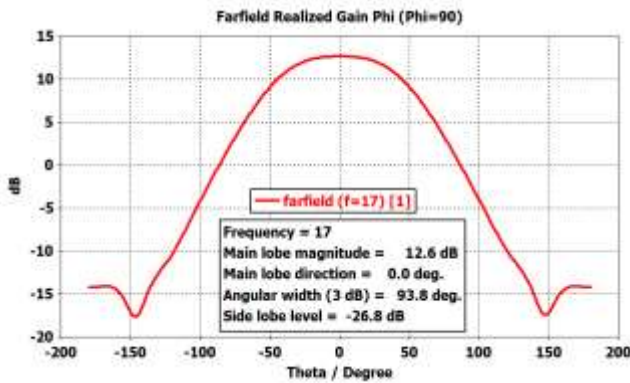
(b) Módulo del parámetro s_{11}



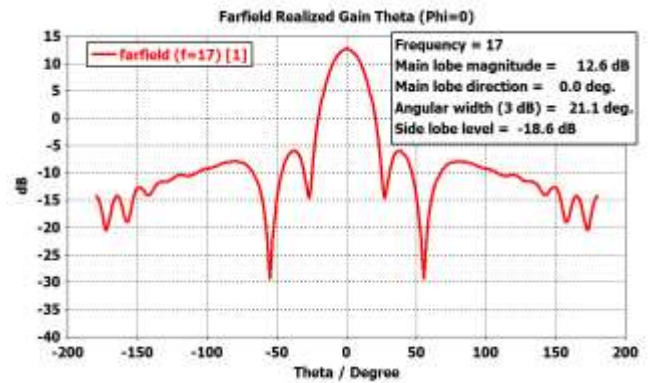
(c) Plano H a 16 GHz



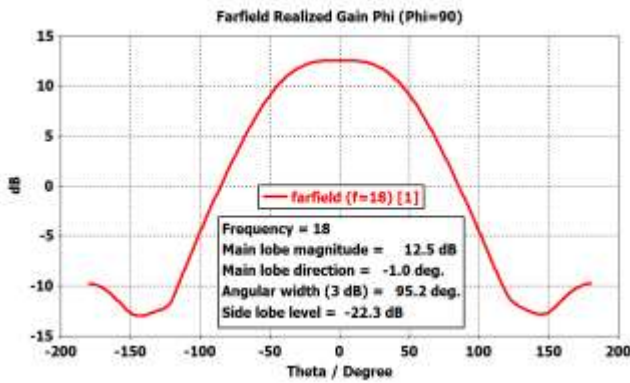
(d) Plano E a 16 GHz



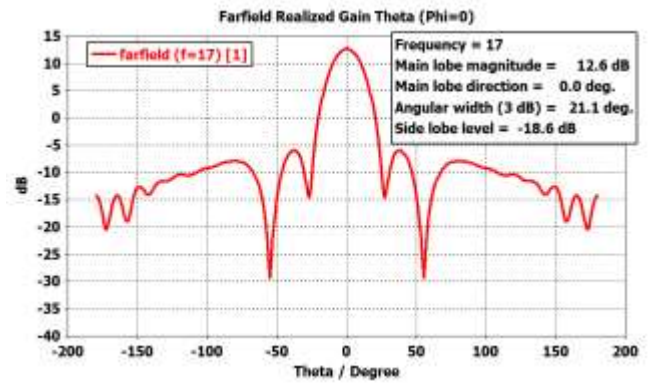
(e) Plano H a 17 GHz



(f) Plano E a 17 GHz



(g) Plano H a 18 GHz



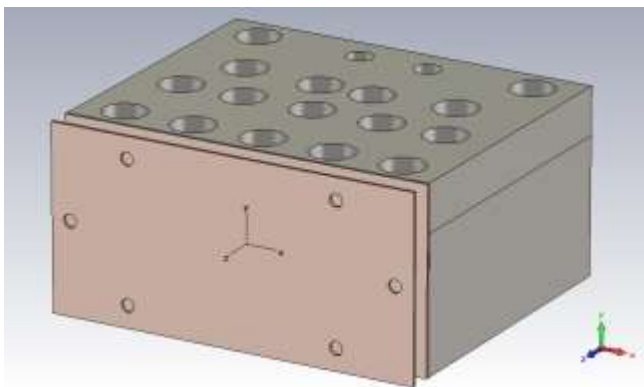
(h) Plano E a 18 GHz

Figura 5-47: Integración de red de alimentación y array de elementos radiantes: resultados en simulación en reflexión y radiación de la agrupación final en plano E

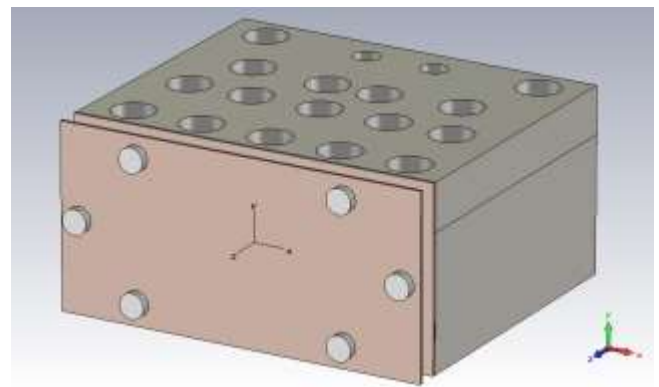
A continuación se presenta una tabla resumen con los principales parámetros de la agrupación final en plano E. Además, se evalúa en la Figura 5-48 si la disposición inicial de tornillos de nylon afecta de alguna manera al comportamiento final de la agrupación. Se elige a priori una configuración de 6 tornillos de M2 debido a las características tan adecuadas que proporcionaron en el caso de la agrupación en plano H.

Plano y parámetro/Frecuencia	16 GHz	17 GHz	18 GHz
Ganancia broadside (simulación del array)	<u>12.4 dB</u> (11.9 dB)	<u>12.6 dB</u> (11.9 dB)	<u>12.6 dB</u> (11.7 dB)
Plano H: Ancho de haz a -3 dB (simulación del array)	90.9° (98.5°)	93.8° (102°)	95.2° (104.1°)
Plano E: Ancho de haz a -3 dB (simulación del array)	21.4° (23.5°)	21.1° (23°)	21.1° (22.2°)
SLL (simulación del array)	<u>-15.2 dB</u> (-13 dB)	<u>-18.6 dB</u> (-12.5 dB)	<u>-18.6 dB</u> (-12.3 dB)

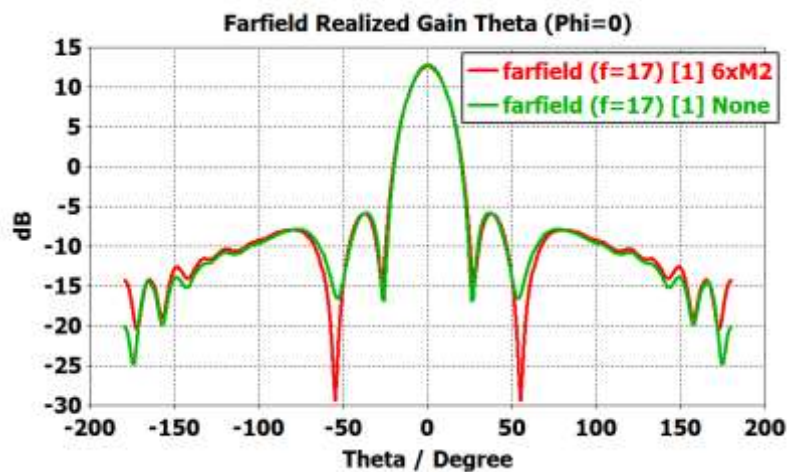
Tabla 5-4: Principales parámetros del diagrama de radiación en simulación de la agrupación final en plano E



(a) Modelo de agrupación final sin tornillos



(b) Modelo de agrupación final con tornillos



(e) Efecto lente en el diagrama de radiación en plano E

Figura 5-48: Comprobación del efecto lente en la agrupación final en plano E

De entre todos los resultados obtenidos, se puede destacar en primer lugar el buen comportamiento de los tornillos M2 que sujetan el array de elementos radiantes a la red de alimentación. En la Figura 5-48e se puede comprobar este efecto de los tornillos, casi inapreciable.

En segundo lugar, se destacan los extraños resultados que se obtienen de ganancia máxima de la agrupación y SLL, los cuales son a priori inexplicablemente mejores que los que se simularon para el array rediseñado. Que la ganancia se vea incrementada o los lóbulos

secundarios reducidos con respecto al principal hace pensar que la red de alimentación está imponiendo una ley de alimentación de tipo Taper, es decir, una ley en la que los módulos de los coeficientes de alimentación son simétricos y decrecientes desde los elementos centrales de la agrupación hacia los de los extremos. Esto a priori se pensaba imposible, dado que la red de alimentación es de tipo corporativo y está bien diseñada, por tanto la ley de alimentación que debería proporcionar tendría que ser uniforme.

Para explicar este fenómeno, se trató de reproducir en el modelo de agrupación final para plano E las mismas condiciones de simulación presentes en el tercer rediseño del array de elementos unitarios. Se llegó a la conclusión de que ni el tamaño del plano reflector, ni como se ha visto, el efecto de los tornillos de nylon, tenían nada que ver con el cambio de ley de alimentación. Sin embargo, no se puede decir lo mismo de la distancia presente entre las ranuras del array y la última discontinuidad a la salida de la red de alimentación, es decir, de la longitud de salida de la red. A continuación se muestra el diagrama de radiación para la agrupación cuando la longitud de salida de la red de alimentación aumenta.

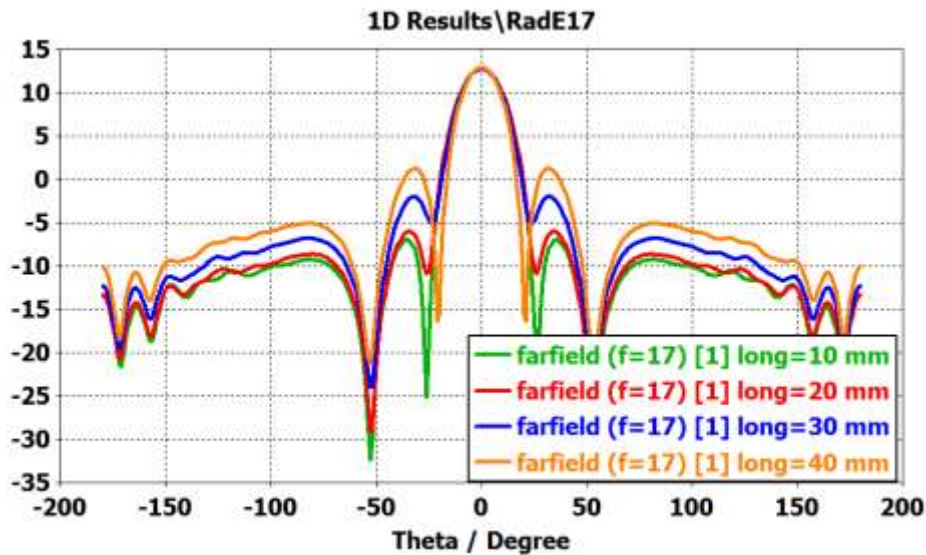


Figura 5-49: Modificación del diagrama de radiación a 17 GHz con la longitud de salida de la red

Se comprueba en la Figura 5-49 que efectivamente el diagrama de radiación se empieza a ajustar a un diagrama de radiación característico para una agrupación lineal alimentada de manera uniforme. Es decir, el hecho de acercar las ranuras a las últimas discontinuidades presentes a la salida de la red modifica la forma en que es alimentado el array. Esto se puede comprobar también si se realiza un estudio de monitores de campo para cada uno de los parches de la agrupación. Estos monitores de campo se colocan a una distancia muy pequeña sobre cada parche, para conocer la componente copolar del campo radiado. Dado que el campo radiado tiene relación directa con los coeficientes de alimentación de la red, se puede visualizar la ley de alimentación que en realidad se está imponiendo en la red de alimentación (Figura 5-50).

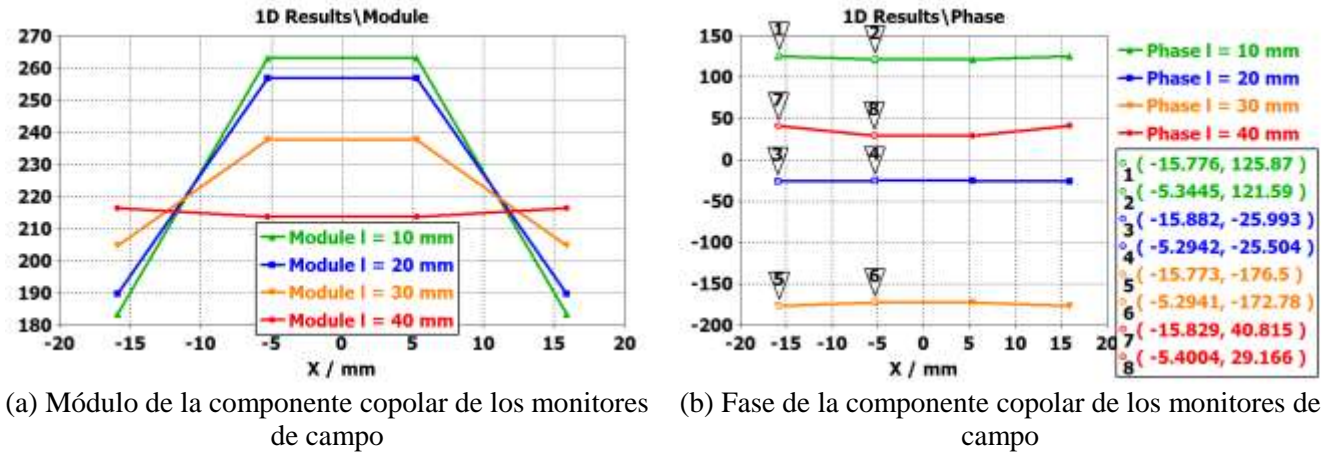
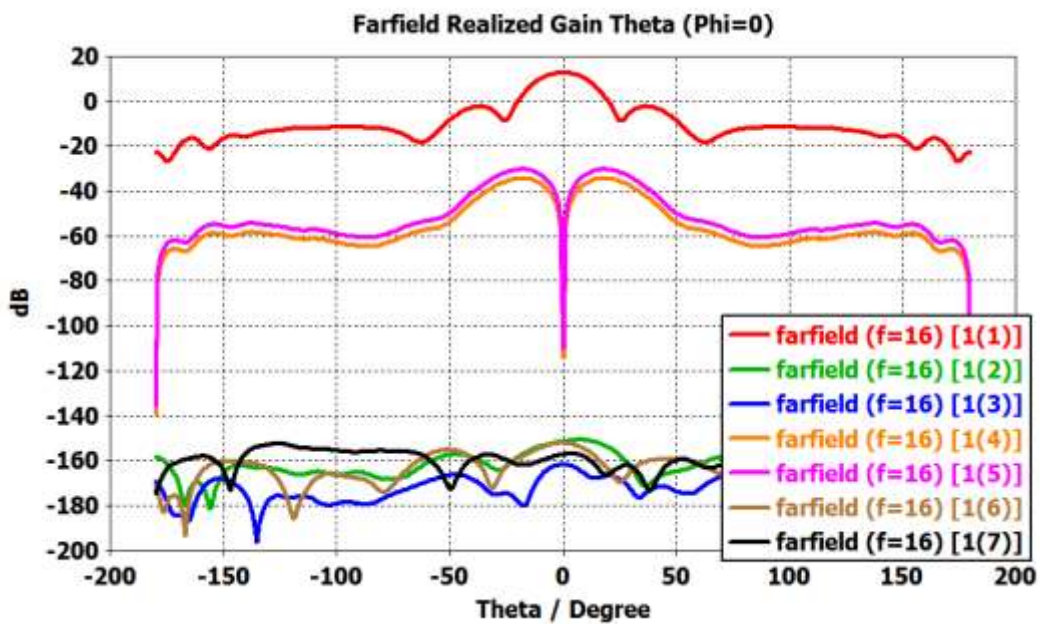


Figura 5-50: Ley de alimentación de la red de alimentación conforme va aumentando la longitud de salida de la red de alimentación corporativa para 17 GHz

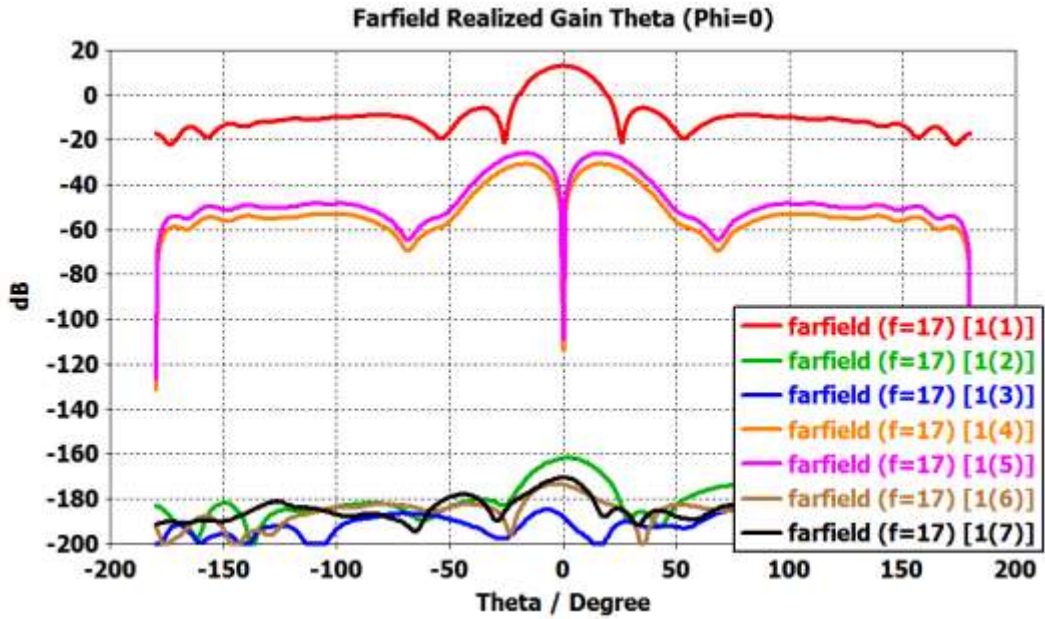
De esta forma, se verifica que la separación entre las ranuras y las últimas discontinuidades en la salida de la red de alimentación modifican la ley de alimentación de una ley uniforme a una ley tipo taper, con unos errores de fase que no llegan a superar en ningún caso los 10° .

Se deja como trabajo futura una caracterización más exhaustiva de este fenómeno, el cual mejora notablemente las propiedades de la agrupación final. Se intuye que el efecto anteriormente descrito de compensación de acoplos mutuos, junto con el posible acoplo mutuo entre parches pueda derivar en este cambio de ley de alimentación.

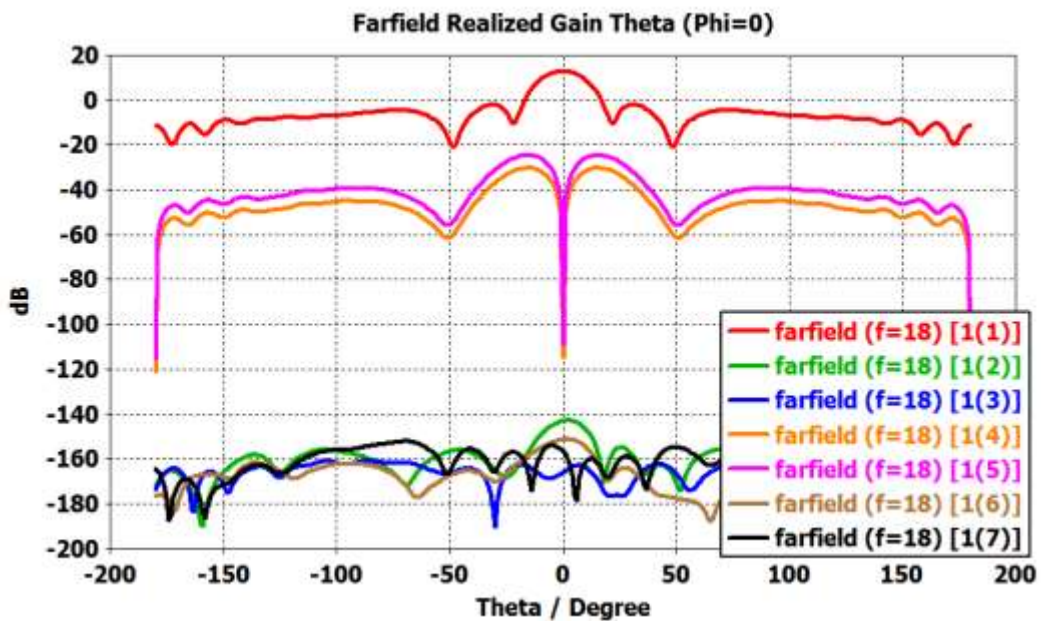
Para terminar la caracterización de la agrupación final en plano E, se van a mostrar los diagramas de radiación para cada modo considerado en la red de alimentación en 5.2 (al igual que se hacía para la agrupación en plano H) en la Figura 5-51.



(a) $f = 16$ GHz



(b) $f = 17$ GHz



(c) $f = 18$ GHz

Figura 5-51: Diagrama de radiación de la agrupación final en plano E para el modo fundamental y los 6 modos de orden superior considerados

Se comprueba que los modos que tenían más relevancia en amplitud en la red de alimentación optimizada en 5.2.5, es decir, los modos TE_{11} y TM_{11} , son los que radian en la antena a un nivel muy por encima del resto de modos, y para nada despreciable, a pesar de que en la red de alimentación cumplen con el criterio de diseño de amplitud del modo cruzado por debajo de -60 dB. Este comportamiento de los modos TE_{11} y TM_{11} en radiación afianza la idea anteriormente presentada de que existe una combinación entre el efecto de compensación de acoplos mutuos del array y el posible acoplo mutuo de modos de orden superior en radiación, que da lugar a la ley de alimentación de tipo taper.

5.4.2 Integración en medida: Resultados.

En esta última sección del capítulo se va a detallar el proceso de integración de los prototipos de red de alimentación y de array de elementos. En la Figura 5-52 se puede contemplar una fotografía tomada del prototipo final de agrupación en plano E.

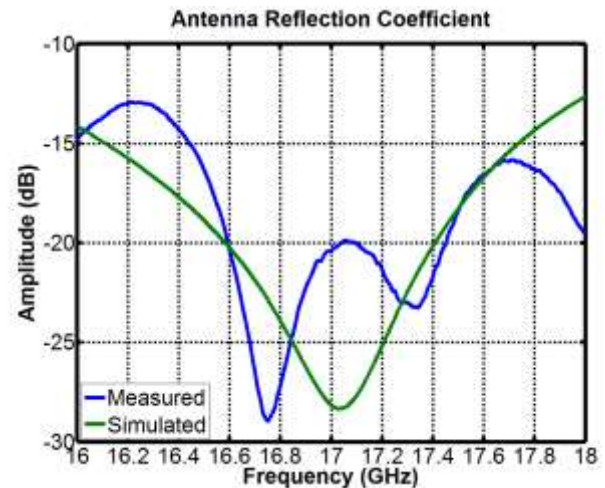


Figura 5-52: Integración final de los prototipos de red de alimentación y array de elementos radiantes en plano E

Con el prototipo ya montado el paso siguiente es el de caracterizarlo en medida tanto en reflexión como en radiación. Ambas medidas se van a comparar con los resultados extraídos de la simulación de la agrupación en plano E. En la Figura 5-53 se muestra el proceso de medida en reflexión con el analizador de redes con los resultados obtenidos. En la Figura 5-54 se muestra el mismo proceso de medida pero en radiación, con los resultados tomados en la cámara anecoica.



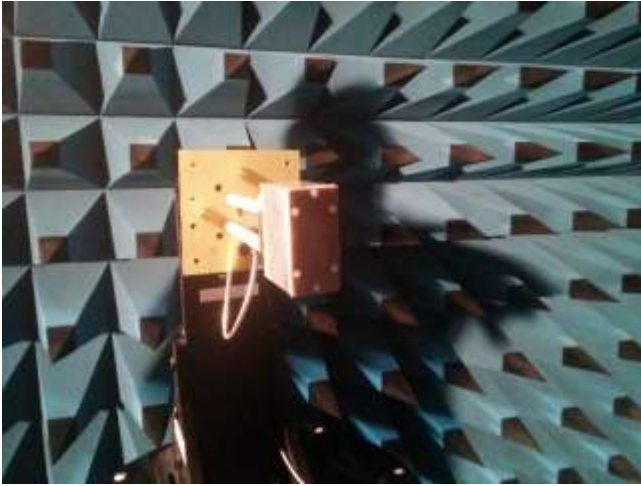
(a) Proceso de medida de la agrupación final en reflexión



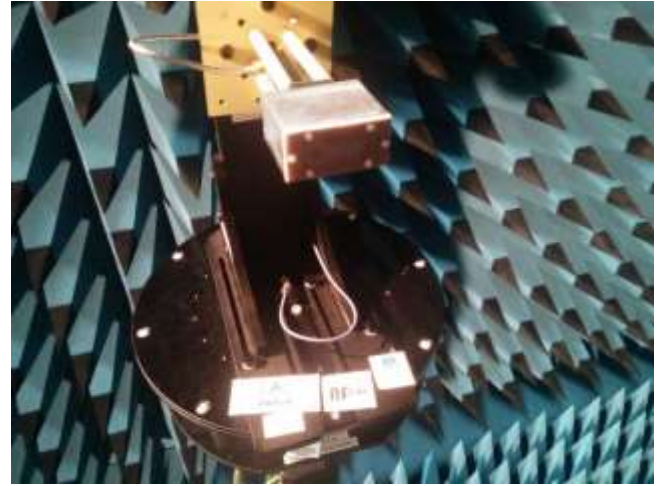
(b) Parámetro de reflexión de la agrupación final: medida y simulación

Figura 5-53: Proceso de medida de la agrupación final en plano E en reflexión: Resultados

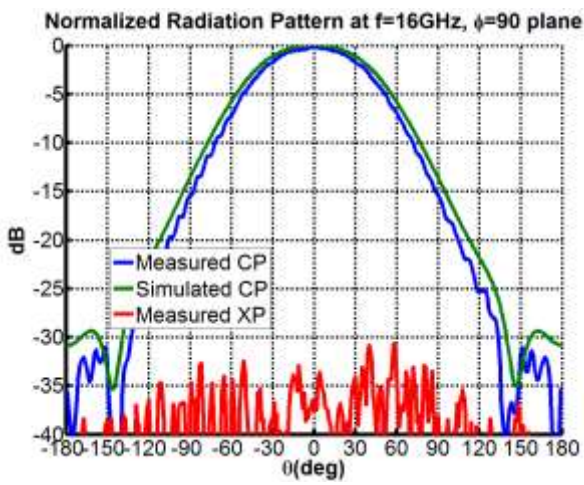
Se observa una buena correspondencia con los resultados medidos y simulados del parámetro de reflexión de la agrupación en plano E.



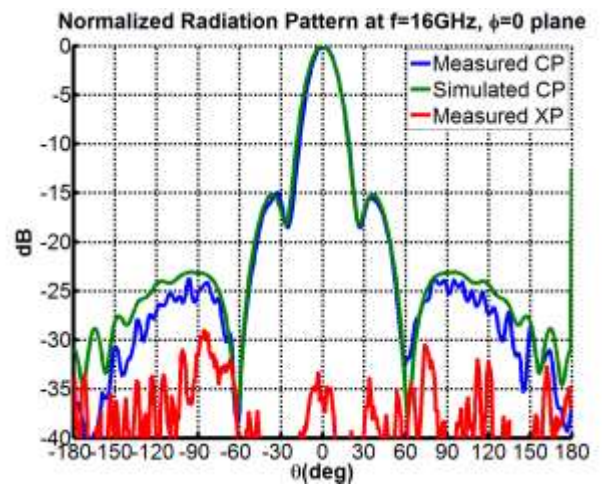
(a) Medida en radiación (Plano H)



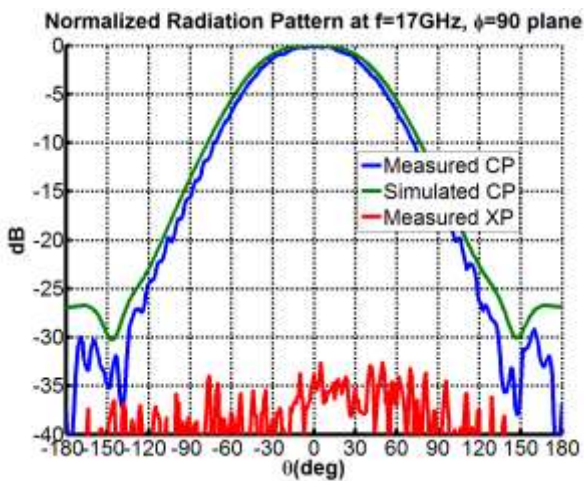
(b) Medida en radiación (Plano E)



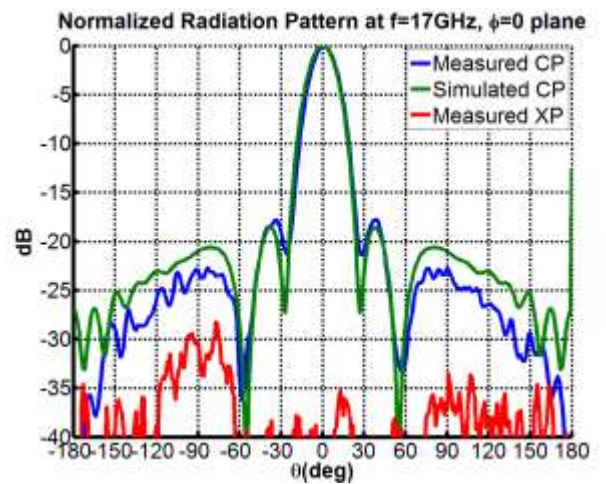
(c) Plano H a 16 GHz



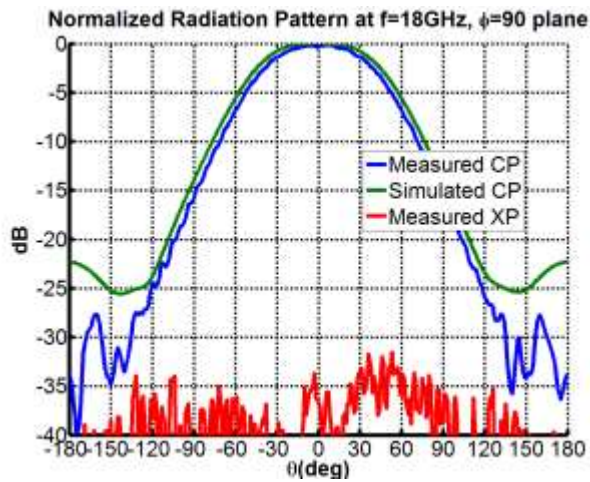
(d) Plano E a 16 GHz



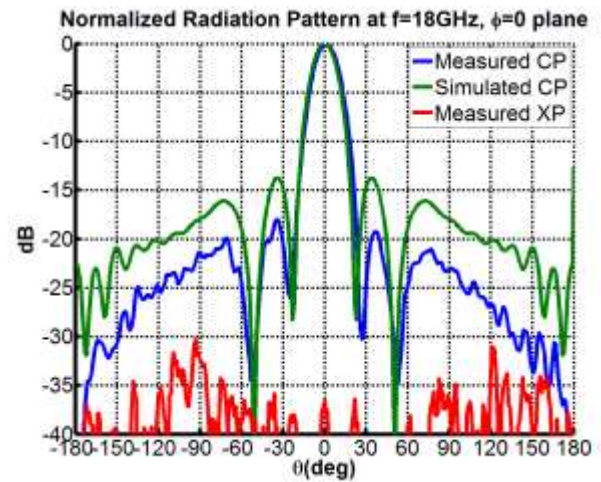
(e) Plano H a 17 GHz



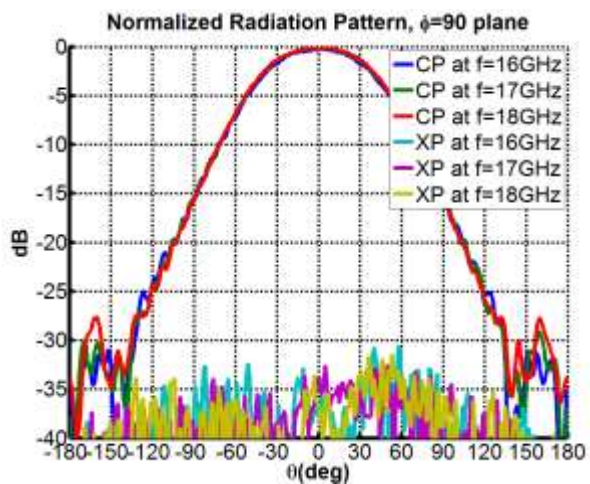
(f) Plano E a 17 GHz



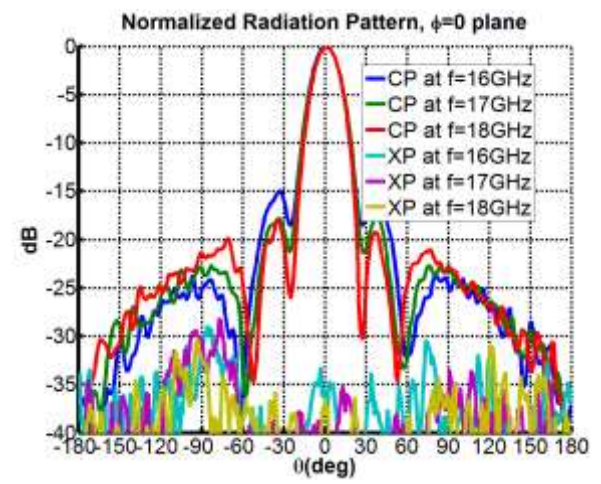
(g) Plano H a 18 GHz



(h) Plano E a 18 GHz



(i) Medidas plano H a 16, 17 y 18 GHz



(j) Medidas plano E a 16, 17 y 18 GHz

Figura 5-54: Proceso de medida de la agrupación final en plano E en radiación: Resultados

Plano y parámetro/Frecuencia	16 GHz	17 GHz	18 GHz
Ganancia broadside (simulación de la antena final)	12.81 dB (12.4 dB)	12.87 dB (12.6 dB)	11.91 dB (12.6 dB)
Plano H: Ancho de haz a -3 dB (simulación de la antena final)	92° (90.9°)	97° (93.8°)	86° (95.2°)
Plano E: Ancho de haz a -3 dB (simulación de la antena final)	19° (21.4°)	18° (21.1°)	16° (21.1°)
Plano E: SLL (simulación de la antena final)	-18.01 dB (-15.2 dB)	-17.86 dB (-18.6 dB)	-14.99 dB (-18.6 dB)

Tabla 5-5 Principales parámetros del diagrama de radiación en medida de la agrupación final en plano E

Con respecto al diagrama de radiación, se observa también una buena correspondencia con los datos tomados en la cámara anecoica y los extraídos de CST, con ligeras diferencias sin embargo: para las frecuencias inferior y extremo de la banda, se observa un aumento de la ganancia en la medida con respecto a la simulación. Además, la SLL en plano E decrece conforme se va aumentando la frecuencia, hasta los valores para la frecuencia superior que se van pareciendo más a los esperados para una ley de alimentación uniforme.

Por último, se muestra una gráfica que representa la ganancia, directividad y eficiencia de la antena construida, con respecto a la antena simulada en la sección anterior (Figura 5-50).

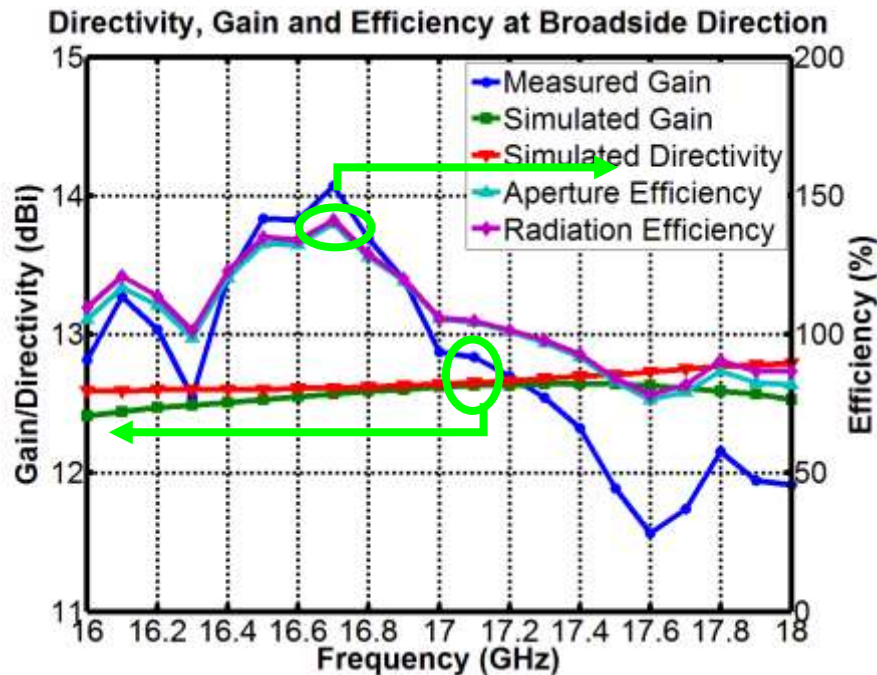


Figura 5-55: Ganancia, directividad y eficiencia de la agrupación final en plano E

Se aprecia en primer lugar una eficiencia muy por encima del 100%, dado que la ganancia en medida está muy por encima de la directividad en simulación. Estos resultados no hay que tomarlos al pie de la letra, dado que tienen su explicación:

- ✓ Para la zona de eficiencia por encima del 100% (hasta los 17.2 GHz), se aprecia en las gráficas de diagrama de radiación para plano H un estrechamiento del haz en medida con respecto al de simulación. Esto lleva a pensar a que el haz en medida es más directivo de lo que se pensaba, y que los efectos de borde generados por el plano reflector del array (el plano de masa ranurado) no están siendo bien caracterizados por la herramienta CST de simulación electromagnética. Como las medidas tomadas para plano E se corresponden muy bien con las simulaciones, en este tramo de frecuencias la ganancia medida va a estar a un nivel superior con respecto a la simulada, pero hay que dejar claro que la antena jamás va a poder tener un 100% de eficiencia, por muy claro que se pueda ver en la figura, es un tema relacionado con una simulación insuficiente.
- ✓ Para la zona de eficiencia por debajo del 100%, lo que está ocurriendo es que, aunque persista el efecto de borde mal caracterizado por el simulador, el taper observado en simulación empieza a decaer en la realidad a medida que aumenta la frecuencia. Prueba de ello es el aumento de SLL en el diagrama de radiación para el plano E. En este caso, la ganancia que cae es la medida con respecto a la simulada, lo que lleva a unos resultados de eficiencia más realistas.

Dejando de lado el tema de la eficiencia, se ha diseñado una agrupación lineal de antenas de 4 elementos para el plano E, en la que tras una etapa de rediseño del elemento

unitario, se consigue una compensación de acoplos mutuos que ayudan a la antena a comportarse de manera adecuada. Además, gracias al descubrimiento del efecto que conlleva acortar progresivamente la longitud de salida de la red, que es el de instaurar una ley de alimentación tipo taper en el interior de una red corporativa, se consigue una ganancia máxima de aproximadamente 14 dB, con un nivel de lóbulos secundarios excelente que ronda los -18 dB. Se consigue además un tamaño muchísimo más reducido que para el caso del plano H, aunque de este tema se hablará más en detalle en el capítulo de conclusiones.

6 Conclusiones y trabajo futuro

6.1 Conclusiones

En este Proyecto Fin de Carrera se han diseñado dos agrupaciones lineales de antenas de 4 elementos cada una, la primera sobre el plano H y la segunda sobre el plano E del elemento radiante, alimentadas ambas mediante redes corporativas en tecnología de guía de onda rectangular WR-51 y que funcionan para la porción superior de la banda Ku, de 16 a 18 GHz. El elemento radiante que se ha utilizado para las dos agrupaciones consiste en un parche circular microstrip apilado sobre una ranura rectangular en microstrip, a través del cual el parche es alimentado (acoplamiento por ranura).

Adicionalmente se ha diseñado también un módulo de medida para la red de alimentación diseñada en plano H. Dicho módulo consiste en 4 transiciones de guía de onda rectangular WR-51 a coaxial, a través de las cuales es posible medir la red de alimentación en transmisión, debido a que la distancia entre elementos imposibilitaba la conexión de todos los puertos de salida de la red con cargas en guía de onda.

El proceso diseño y construcción de las dos agrupaciones de antenas propuestas en este trabajo ha sido muy similar. Se comenzaba en primer lugar por el diseño y caracterización de la red de alimentación corporativa de la agrupación, partiendo desde el diseño de cada uno de los componentes de la red: unión en T, en Y o codo. Tras el proceso de diseño se modelaba un prototipo de red construible, el cuál era fabricado.

A continuación se caracterizaba el array de elementos radiantes en simulación, prestando atención a sus características y verificando que no estuviera presente ningún efecto indeseado, como por ejemplo un alto nivel de acoplos mutuos (plano E), o una caída en la ganancia por un efecto lente en los tornillos de sujeción de nylon (plano H). Una vez corregidos estos efectos, se mecanizaba sobre sustrato en el taller de circuitos impresos de la Escuela Politécnica Superior.

Por último, se integraban ambos diseños tanto físicamente como en simulación, con el propósito de verificar que los resultados obtenidos a través de los prototipos se ajustasen a lo que las simulaciones predecían. Para el caso de la agrupación en plano H, se utilizaba el módulo de transiciones a coaxial para caracterizar en medida la red de alimentación y el array de elementos radiantes por separado, evaluando la calidad de cada una de las partes de la antena.

Los resultados producidos tanto en simulación como en medida han resultado ser satisfactorios, con una correspondencia muy buena entre ellos, es decir, se consigue reproducir el diagrama de radiación obtenido en simulación en los prototipos fabricados (en ganancia, ancho de haz, SLL, etcétera) y se mantiene el nivel de reflexión a la entrada de la antena.

Para el caso de la agrupación en plano H se consigue una reflexión a la entrada por debajo de -10 dB. La ganancia de la antena a 17 GHz es de 12.5 dB, con un ancho de haz a -3 dB en el plano de la agrupación de 18°, una SLL cercana a los -11.8 dB y una eficiencia por encima del 90%.

A través del módulo de medida basado en transición de guía de onda a coaxial, se consigue caracterizar por separado el array de elementos radiantes y la red de alimentación de manera independiente. La correspondencia entre las medidas tomadas y las simulaciones ha sido excelente, y de hecho, se consigue evaluar mediante ADS el parámetro de reflexión a la entrada a través de estas medidas.

Alternativamente, para el caso de la agrupación en plano E, la reflexión a la entrada se mantiene por debajo de -12 dB. La ganancia de la antena a la frecuencia central es de 12.8°, con un ancho de haz en el plano del array de 22° y una SLL cercana a los -18 dB. La eficiencia no ha sido posible de caracterizar con suficiente precisión. El simulador no caracterizaba de manera correcta los efectos de borde de la antena, y el efecto Taper que sucede en el interior de la guía empieza a desvanecerse en la medida. Este efecto ha sido uno de los grandes descubrimientos producidos durante el desarrollo del proyecto, y será propuesto para una caracterización más exhaustiva en un futuro próximo.

A lo largo de este proyecto se han conseguido solventar ciertos problemas, como lo fueron el efecto lente de los tornillos de nylon para la agrupación en plano H o el fuerte nivel de acoplos mutuos presente en el caso de la agrupación en plano E. Este último hito también fue uno de los grandes éxitos del proyecto, dado que demuestra que una compensación de acoplos en este tipo de estructuras alimentadas por apertura es posible.

Con respecto al tamaño de las dos agrupaciones, variable muy a tener en cuenta en el caso de redes corporativas, se logra una reducción abismal en el prototipo de agrupación en plano E con respecto al plano H, debido a que la réplica sobre este plano implica diseñar transiciones en guía de onda de menor tamaño.

	Longitud	Anchura	Altura	Volumen total
Agrupación Plano H	8.5 cm	6.6 cm	3.2 cm	179.52 cm ³
Agrupación Plano E	5.5 cm	4.4 cm	2.7 cm	65.34 cm ³

Tabla 6-1: Medidas de los prototipos de las agrupaciones de antenas: comparativa en volumen

$$Ratio_{E-H} = \frac{65.34 \text{ cm}^3}{179.52 \text{ cm}^3} = 36.4 \% \quad (6.1)$$

Se consigue por lo tanto una agrupación en plano E de alrededor de un tercio del tamaño de la agrupación en plano H.

Por otra parte, en este proyecto se confirma además que las agrupaciones lineales de antenas sufren de un mayor nivel de acoplos mutuos cuando se disponen sobre su plano E que sobre su plano H, como se comprobó para el caso de la agrupación en plano E antes del rediseño. En [23], localizado en el volumen 1, los autores Jedlicka, Poe y Carver proponen en la página 448 un estudio del acoplo mutuo entre dos antenas en tecnología microstrip alimentadas mediante coaxial en función de la separación entre elementos y el plano sobre el que las antenas se colocan. Se hace patente, tanto en el presente proyecto como en la Figura 6-1 que se muestra a continuación, que el colocar las antenas sobre el plano E produce un mayor nivel de acoplos mutuos.

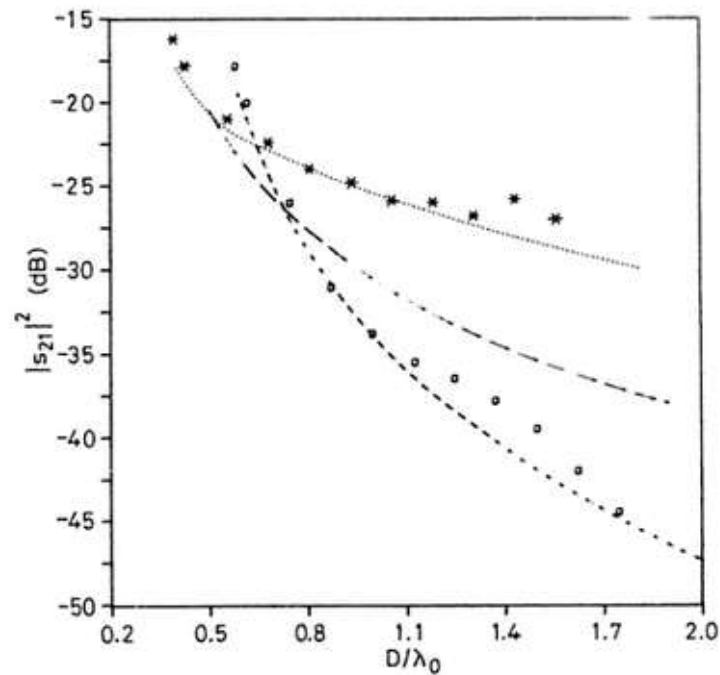


Fig. 8.27 Measured (Jedlicka, Poe and Carver [35]) and calculated mutual coupling between two coaxial-fed microstrip antennas versus the separation between the patch centres D measured in free-space wavelengths
 $W = 105.7 \text{ mm}$ $L = 65.5 \text{ mm}$ $h = 1.6 \text{ mm}$
 $\epsilon_r = 2.53$ $f_r = 1.414 \text{ GHz}$
 * Measured E-plane (From Reference 35)
 o Measured H-plane (From Reference 35)
 Calculated E-plane
 ----- Calculated H-plane
 -.-.- Calculated 45° plane

Figura 6-1: Nivel de acoplos mutuos (calculado y medido) entre dos antenas microstrip alimentadas mediante coaxial en función de la separación entre los mismos y el plano sobre el que se colocan., extraída de [23], volumen 1, página 448

Como último comentario, se quiere destacar que los modos de orden superior que aparecen para el caso de la agrupación en plano H cuando se intentan acortar longitudes de entrada/salida nos son los mismos que para el caso del plano E. Esto se explica de manera intuitiva por la topología de las transiciones con respecto a la disposición de las líneas de campo de dichos modos. Las transiciones en plano H favorecerían la excitación del modo superior como el TE_{20} , con las líneas de campo similares a las del modo fundamental. Para el caso del plano E esto no sucede así, dado que queda patenten que los modos que tendían a excitarse eran el TE_{11} y el TM_{11} .

6.2 Trabajo futuro

La principal línea de trabajo futuro y la más clara a tenor de los resultados obtenidos es la de realizar un diseño de antena en 2D con las estructuras planteadas en el proyecto. La disposición más lógica que se propone es la de utilizar la agrupación en plano E como elemento radiante de la futura antena en 2D, y de utilizar la red de alimentación en plano H para alimentarla. Las razones de esta disposición son evidentes: el elemento radiante original tuvo que ser reajustado para poder replicarlo a lo largo del plano E, por tanto, la agrupación en plano H diseñada no podrá ser replicada en 2D sin que sufra de un nivel de acoplos mutuos entre elementos demasiado elevado.

Otra de las líneas de trabajo que se proponen es la de una caracterización más precisa y detallada del efecto Taper que sucede en la agrupación en plano E. Este efecto produce un incremento en la ganancia de la antena y una reducción en su SLL significativo. Si tras esta caracterización se consigue controlar este efecto, se establecería una nueva metodología en el diseño de agrupaciones alimentadas por redes corporativas, en el que la ley de alimentación no va a ser siempre uniforme, sino que podría adaptarse a las necesidades del diseñador.

Se sugieren también el estudio de otro tipo de sujeciones entre la red y el array que no impliquen tornillería de nylon, por ejemplo *prepreg*. De este modo se lograría evitar el efecto lente que estos generan, ahorrándole al diseñador tiempo de búsqueda de la disposición de tornillos óptima.

Los diseños de redes de alimentación y módulo de medida también pueden servir para la evaluación de otro tipo de elementos radiantes dentro de arrays de 4 elementos en plano E y en plano H, que funcionen entre 16 y 18 GHz y que estén alimentados mediante ranura.

Referencias

- [1] A. Holy, M. Krihaly and H. Matzner, "A 1:8 waveguide feeding network for antenna arrays" *Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS)*, 2011 IEEE International Conference on.
- [2] W. Menzel, M. Schreiner, "A 38 GHz microstrip array with an E-plane waveguide feeding network" *Microwave Conference*, 2000. 30th European.
- [3] T. Sehm, Arto Lehto, A. V. Raisanen, "A large planar 39 GHz antenna array of waveguide-fed horns" *Antennas and Propagation*, IEEE Transactions on (Volume: 46, Issue: 8).
- [4] P. K. Li, Z. H. Shao, Y. J. Cheng, Q. Wang, "A single layer wideband differential fed patch antenna array with SIW feeding networks" *Communication Problem-Solving (ICCP)*, 2014 IEEE International Conference on.
- [5] M. Chen, J. Wang, "Planar UWB antenna array with microstrip feeding network" *Ultra-Wideband (ICUWB)*, 2010 IEEE International Conference on (Volume: 1).
- [6] A. Khaleghi, "Single-port circular-patch polarization diversity antenna" *Vehicular Technology Conference*, 2008. VTC 2008-Fall. IEEE 68th.
- [7] P. S. Hall, C. M. Hall, "Coplanar corporate feed effects in microstrip patch array design" *Microwaves, Antennas and Propagation*, IEE Proceedings H (Volume:135, Issue: 3).
- [8] D. Kim, J. Hirokawa, M. Ando, J. Takeuchi, A. Hirata, "64 x 64-element and 32x32-element slot array antennas using double-layer hollow-waveguide corporate-feed in the 120 GHz band" *Antennas and Propagation*, IEEE Transactions on (Volume: 62, Issue: 3).
- [9] S. Casas-Olmedo, J. L. Masa-Campos, P. Sánchez-Olivares, "Design and characterisation model for a linearly polarised patch array fed by serial rectangular waveguide network" *Microwaves, Antennas & Propagation*, IET (Volume: 8, Issue: 14).
- [10] E. García-Marín, J.L. Masa-Campos, P. Sánchez-Olivares, "2x2 stacked patch array with corporate SIW feeding network" *European Conference on Antennas and Propagation 2015 (EUCAP 2015)*, Lisbon, Portugal, 12-17 April.
- [11] P. Kumar and J.L. Masa-Campos, "Waveguide fed circular microstrip patch antenna for Ku band applications", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 57: 585-589. Doi: 10.1002/mop.28904.
- [12] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons Inc, 1998.
- [13] J. L. Masa-Campos and J. A. Ruiz-Cruz, "Antenas y circuitos de alta frecuencia (ACAF)", 2008, asignatura de Máster impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [14] D. M. Pozar, "Microwave Engineering". John Wiley & Sons Inc, 2005.
- [15] C.A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design". John Wiley & Sons Inc, 1997.
- [16] D. K. Cheng, "Fundamentos de Electromagnetismo para Ingeniería", Addison-Wesley, 1997.
- [17] C. Jui-Ching, E. Li, C.Wen-Fu, and H. Kuan-Lin, "Improving the High-Frequency Performance of Coaxial-to-Microstrip Transitions", *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on, vol. 59, no. 6, pp. 1468–1477, June 2011.

- [18] M. Fernando-Bataller and A. Valero-Nogueira, "Antenas", asignatura impartida en la Universidad Politécnica de Valencia.
- [19] "TLY Family of Low Loss Laminates", <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/0b70/0900766b80b70d8b.pdf>
- [20] "Características de la espuma o foam ROHACELL HF", <http://www.rohacell.com/sites/lists/PP-HP/Documents/ROHACELL-Dielectric-Properties-EN.pdf>
- [21] "Waveguide and Flange Data", http://www.flann.com/Products_Home/Components/FmiCat07108119.pdf
- [22] "SMA Straight Square Flange Jack-Receptacle RS Stock No 5463181", <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/0b70/0900766b80b70d8b.pdf>
- [23] J. R. James, P. S. Hall, "Handbook of Microstrip Antennas", P. Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1989.
- [24] "LPKF ProtoMat S100", <http://www.lpkf.es/>
- [25] "Software CircuitCAM de LPKF para la elaboración de PCBs", <http://www.lpkf.com/mediasfiles/1226-brochure-lpkf-circuitcam-and-boardmaster-en.pdf>
- [26] "Software BoardMaster de LPKF para la elaboración de PCBs", <http://www.lpkf.com/mediasfiles/1226-brochure-lpkf-circuitcam-and-boardmaster-en.pdf>
- [27] "Documentación del analizador de redes (VNA) Agilent E5071C", <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/85052-90079.pdf>
- [28] "Documentación del Kit de Calibración Agilent 85052D 3.5 mm", <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/85052-90079.pdf>
- [29] "Documentación de los cables de medida flexibles Agilent 85131", <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/85131-90009.pdf>
- [30] "DAMS Light to Medium Antenna Measurement Systems", http://www.diamondeng.net/PDF/DAMS_x000.pdf
- [31] "Documentación del software de DAMS Antenna Measurement Studio", http://www.diamondeng.net/PDF/software_specs.pdf
- [32] "Documentación del amplificador Mini-Circuits ZX60-24-S+", <http://194.75.38.69/pdfs/ZX60-24+.pdf>
- [33] "Fuente de alimentación Promax FAC-662B", http://jvgavila.com/man_test/PROMAX/FAC-662B_Sch.pdf
- [34] J. L. Masa-Campos, "Antenas y Compatibilidad Electromagnética", 2014, asignatura de grado de Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [35] S. Casas-Olmedo, "Diseño de un array lineal de parches sobre guía rectangular para banda Ku", 2013, Proyecto Fin de Carrera.

Anexos

A Planos.

A.1 Partes metálicas de los diseños.

La construcción de todas las partes metálicas tanto de las distintas agrupaciones de antenas como del módulo de medida se ha realizado en un taller externo a la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid cuyo nombre es Mecanizados Felper S.L. El material empleado para la fabricación ha sido **aluminio**. Se dispone por tanto de planos de construcción de:

- ✓ **Agrupación en plano H:** 1 base y 1 tapa.
- ✓ **Módulo de medida para la agrupación en plano H:** 1 base, 1 tapa y un útil de corte para el teflón de los conectores.
- ✓ **Agrupación en plano E:** 1 base y 1 tapa.

El ensamblado de todas las piezas se realiza mediante los tornillos pertinentes etiquetados en los planos.

Como ya se ha comentado en secciones anteriores del presente documento, el patrón de mecanizado de la guía de onda de las redes de alimentación y del módulo de medida no fue acotado. Se incurría en una complejidad innecesaria a la hora de fabricar, solventada mediante la incorporación de los ficheros IGES generados mediante Solid Edge.

A.2 Circuitos impresos.

El resto de partes que constituyen las antenas han sido fabricadas íntegramente en el laboratorio de circuitos impresos de la Escuela Politécnica Superior. El proceso de fabricación de estos circuitos impresos se explica con detalle en el Anexo B. Se construyen los siguientes componentes:

- ✓ **Array de elementos radiantes en plano H:** se fabrican dos sustratos que contienen el array de parches y el array de ranuras. El sustrato utilizado es el **TLY-5A** de TACONIC [19], de 0.5 mm de grosor.
- ✓ **Array de elementos radiantes en plano E:** se fabrican otros dos sustratos que contienen también el array de parches y el array de ranuras, esta vez sobre el plano E. El sustrato utilizado también es el **TLY-5A** de TACONIC [19], de 0.5 mm de grosor.

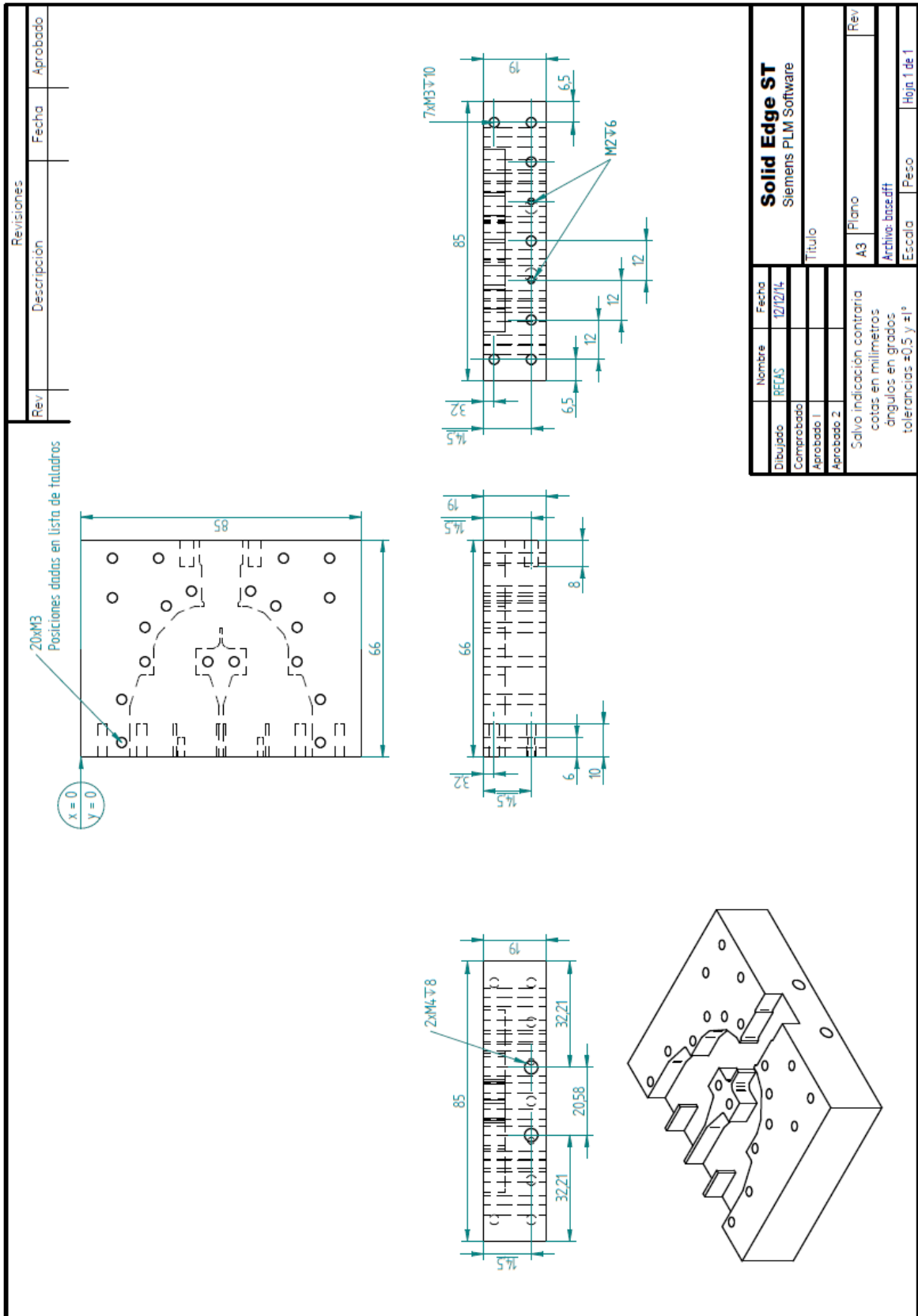


Figura A-1: Plano de la base de la red de alimentación corporativa en plano H

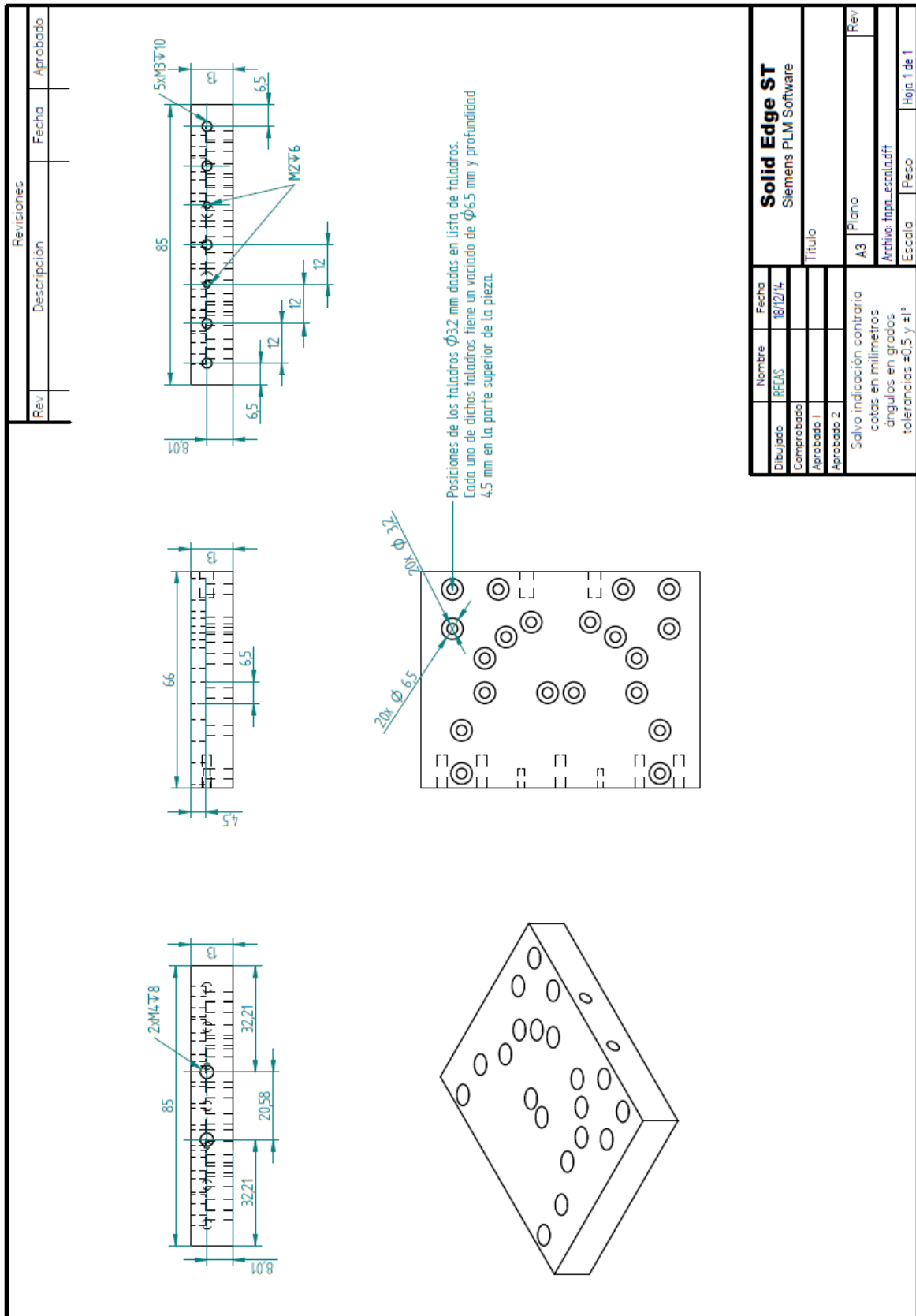


Figura A-2: Plano de la tapa de la red de alimentación corporativa en plano H

Taladros Tapa $\Phi 3.2\text{mm}$		Taladros Base M3	
x (mm)	y (mm)	x (mm)	y (mm)
4.5	12.3	4.5	12.3
17.6	12.3	17.6	12.3
29	19.4	29	19.4
39.5	19.4	39.5	19.4
46	26	46	26
50.5	33.5	50.5	33.5
48.5	9.5	48.5	9.5
60.5	9.5	60.5	9.5
60.5	23.5	60.5	23.5
29	38.5	29	38.5
29	46.5	29	46.5
4.5	72.7	4.5	72.7
17.6	72.7	17.6	72.7
29	65.6	29	65.6
39.5	65.6	39.5	65.6
46	59	46	59
50.5	51.5	50.5	51.5
60.5	61.5	60.5	61.5
60.5	75.5	60.5	75.5
48.5	75.5	48.5	75.5

Tabla A-1: Listas de taladros proporcionadas al taller externo para la base y la tapa de la red de alimentación corporativa en plano H

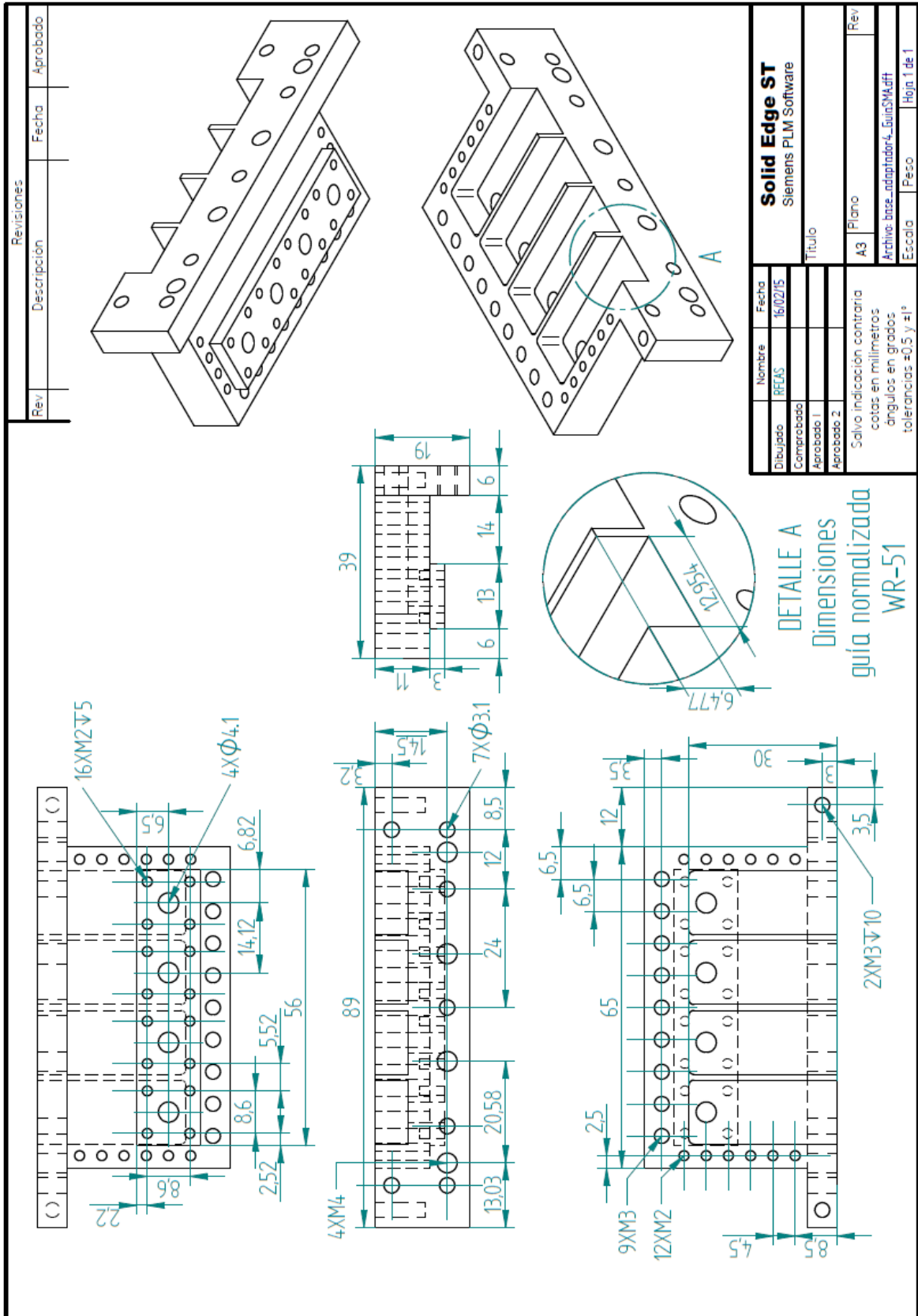


Figura A-3: Plano de la base del módulo de medida en plano H mediante transición de guía WR-51 a coaxial

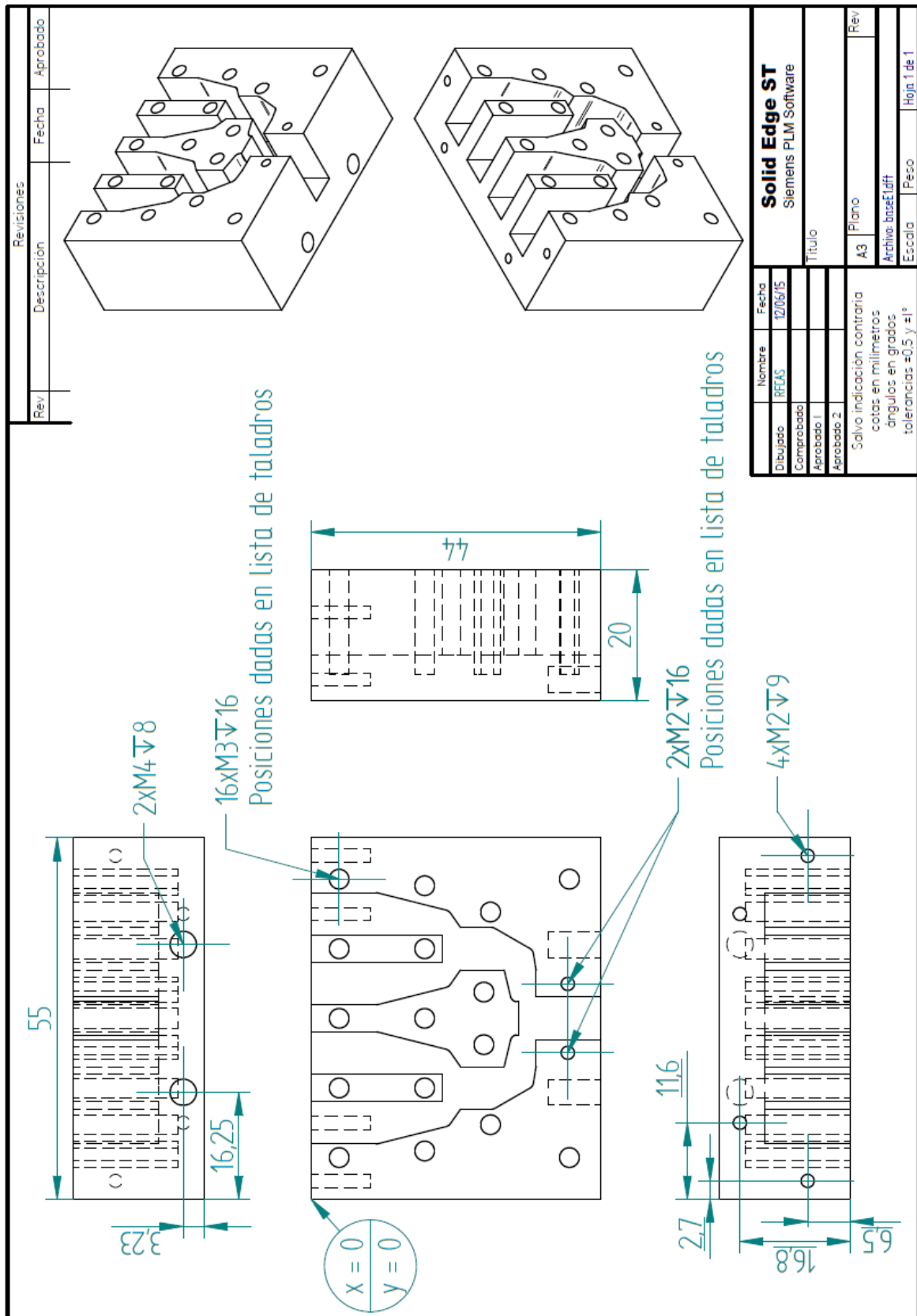


Figura A-6: Plano de la base de la red de alimentación corporativa en plano E

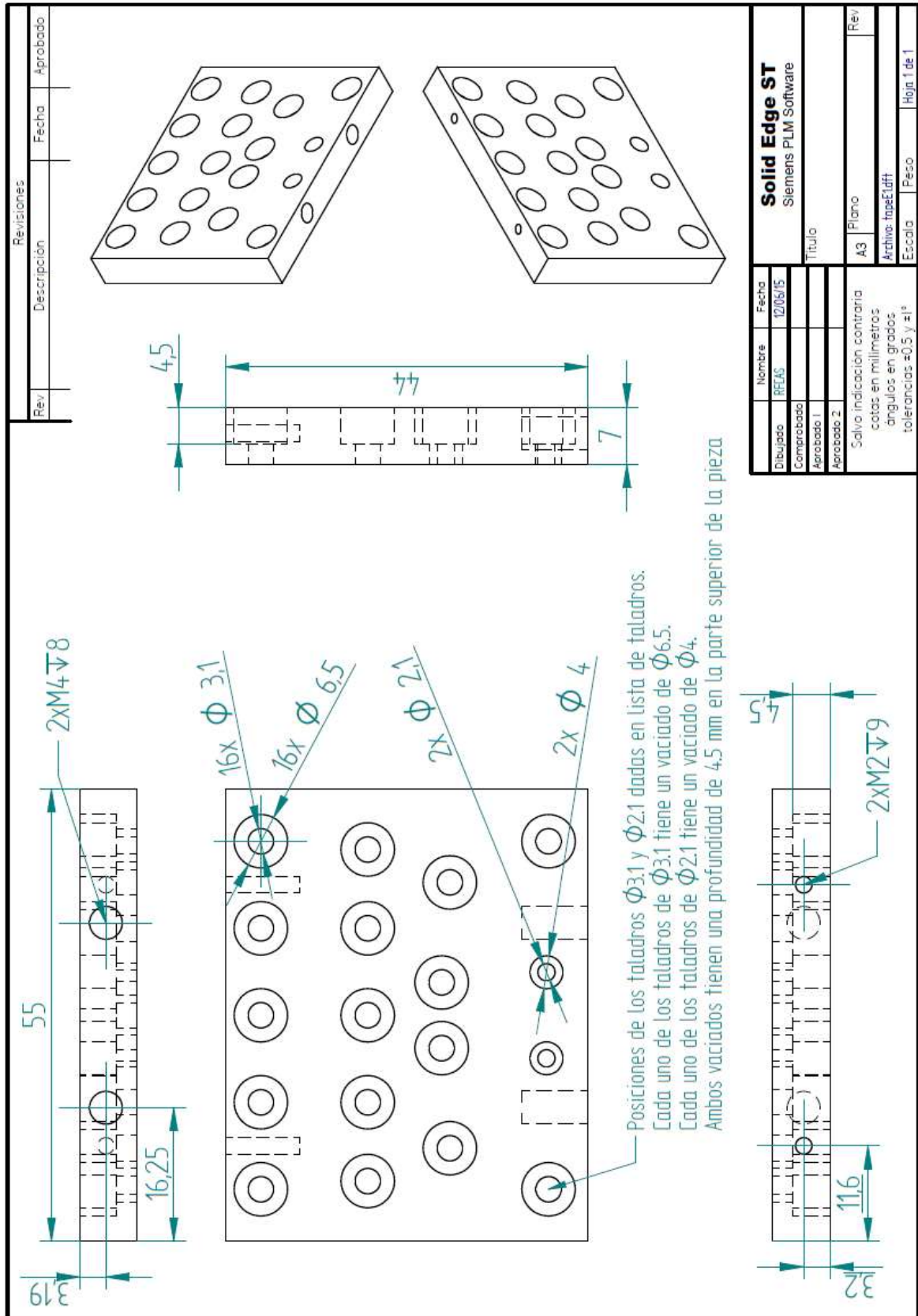


Figura A-7: Plano de la tapa de la red de alimentación corporativa en plano E

Taladros Tapa				Taladros Base			
Φ3.1mm		Φ2.1mm		M3		M2	
x (mm)	y (mm)	x (mm)	y (mm)	x (mm)	y (mm)	x (mm)	y (mm)
6.3	4.2	22.2	39	6.3	4.2	22.2	39
16.9	4.2	32.8	39	16.9	4.2	32.8	39
27.5	4.2			27.5	4.2		
38	4.2			38	4.2		
48.7	4.2			48.7	4.2		
7.3	17.2			7.3	17.2		
16.9	17.2			16.9	17.2		
27.5	17.2			27.5	17.2		
38	17.2			38	17.2		
47.7	17.2			47.7	17.2		
11.3	27.2			11.3	27.2		
23.5	26.2			23.5	26.2		
31.5	26.2			31.5	26.2		
43.7	27.2			43.7	27.2		
6.3	39.2			6.3	39.2		
48.7	39.2			48.7	39.2		

Tabla A-2: Listas de taladros proporcionadas al taller externo para la base y la tapa de la red de alimentación corporativa en plano E

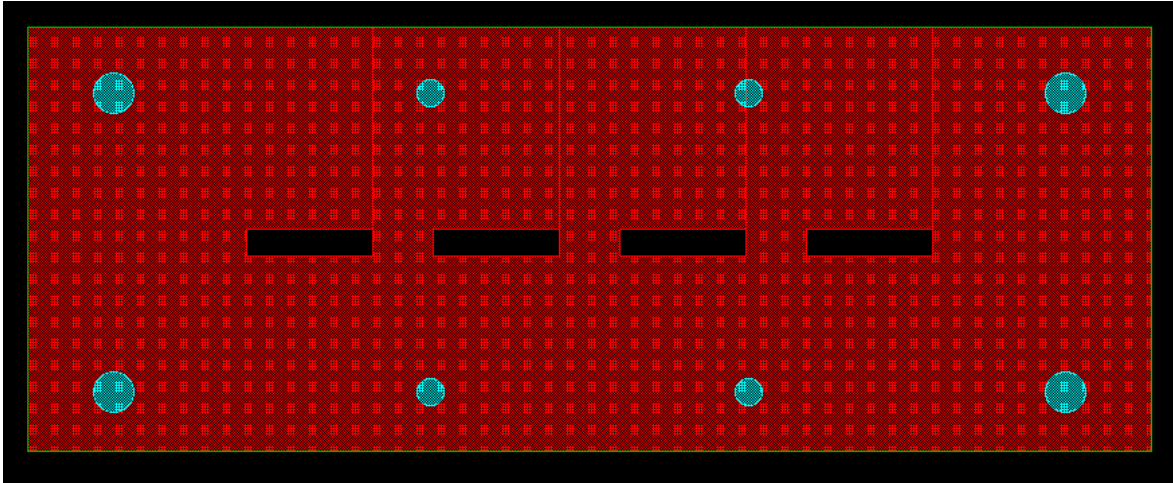


Figura A-8: Diseño del fichero Gerber para las ranuras en plano H

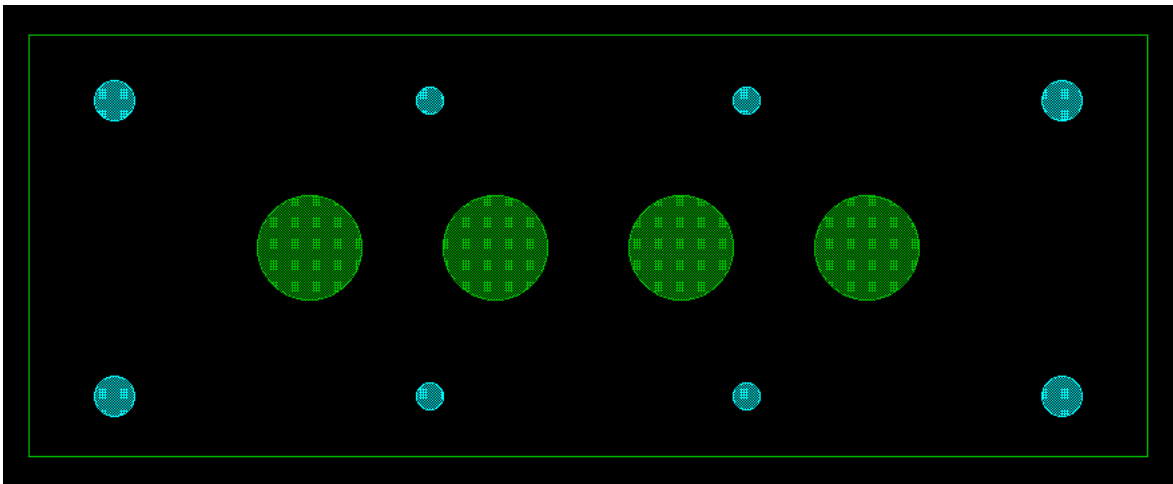


Figura A-9: Diseño del fichero Gerber para los parches en plano H

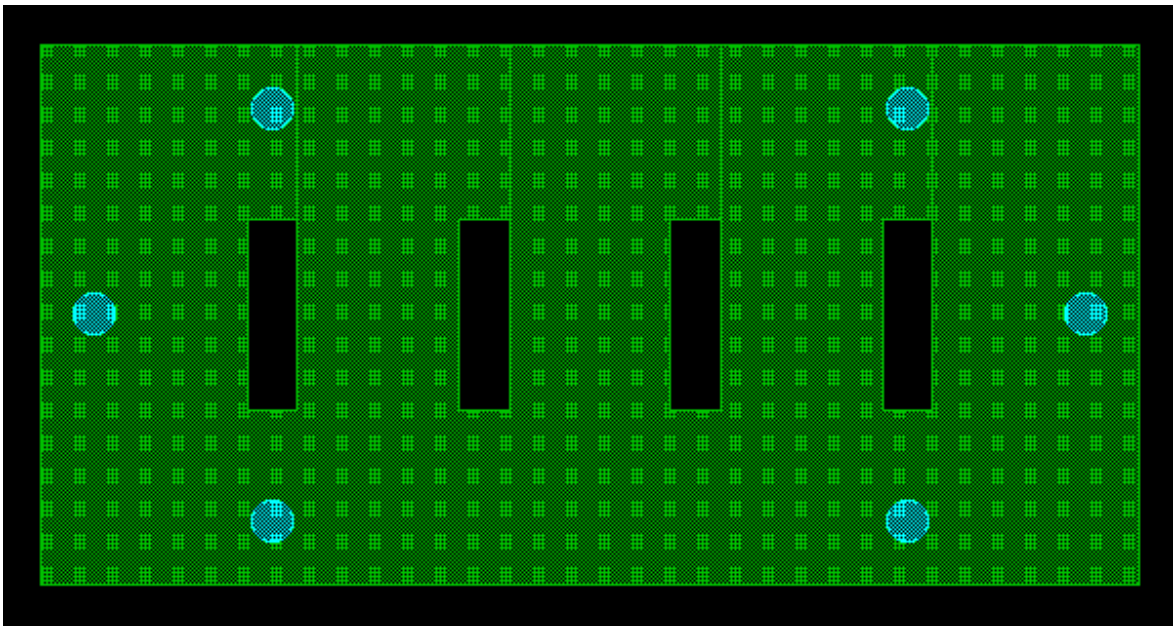


Figura A-10: Diseño del fichero Gerber para las ranuras en plano E

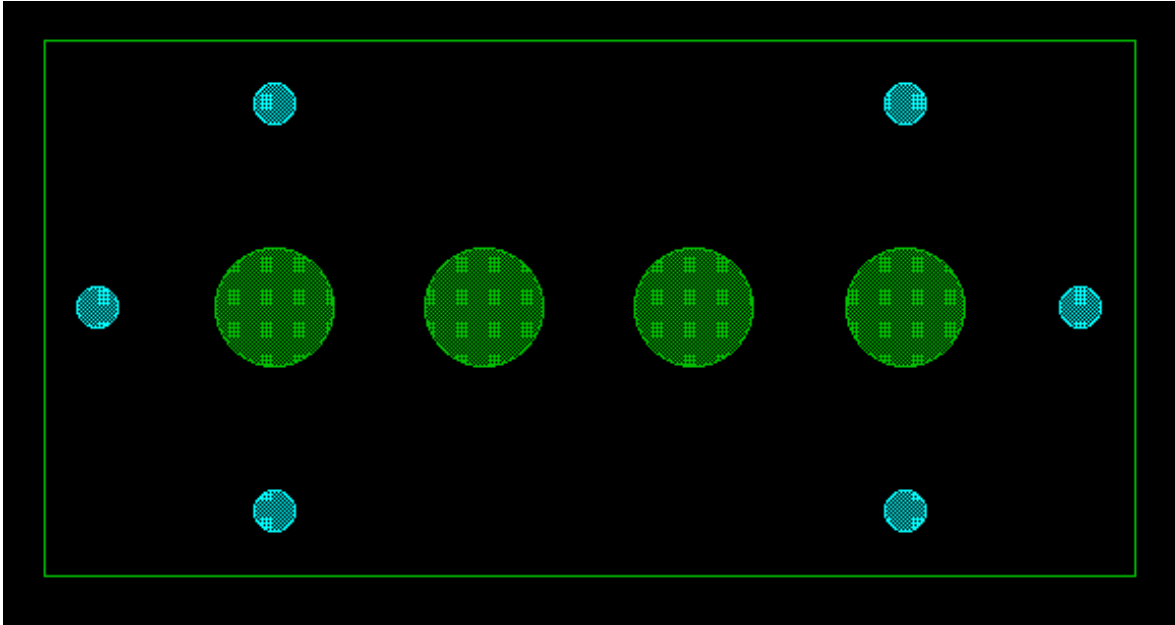


Figura A-11: Diseño del fichero Gerber para los parches en plano E

B Fabricación de circuitos impresos.

B.1 Tipos de fabricación de circuitos impresos.

A lo largo del desarrollo de este proyecto ha sido necesario acudir al taller de circuitos impresos de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid para la construcción de los arrays de elementos radiantes que forman parte de los prototipos de antenas finales fabricados.

La tecnología impresa permite la fabricación de antenas de forma sencilla con un proceso fácilmente exportable a una manufactura a gran escala y a muy bajo coste. De entre los diversos métodos de fabricación de circuitos impresos se citan aquí los dos principales:

- ✓ **Método químico:** consiste en crear una máscara con el patrón de las pistas que se han de imprimir en el circuito, adherirla a la placa que va a ser manufacturada e introducir esta en una disolución de cloruro férrico. Esta disolución reacciona con el cobre del sustrato, eliminándolo de las zonas que no han sido cubiertas por la máscara.

- ✓ **Método mecánico:** utiliza una fresadora de precisión controlada por software. La fresadora actúa de modo similar a un plotter, eliminando el cobre del sustrato con las distintas puntas de que dispone. Se trata de un procedimiento limpio y seguro, dado que no se está manipulando ningún compuesto químico. Sin embargo, es un método menos preciso que el químico.

Para la fabricación de los distintos arrays de elementos radiantes se ha utilizado el método mecánico aparte de por su sencillez, por se le único del que se dispone en el taller de la Escuela Politécnica Superior. El modelo de máquina fresadora utilizado es el *LPKF ProtoMat S100* [24] (Figura B.1), cuya precisión resulta suficiente para los diseños presentados en este documento.

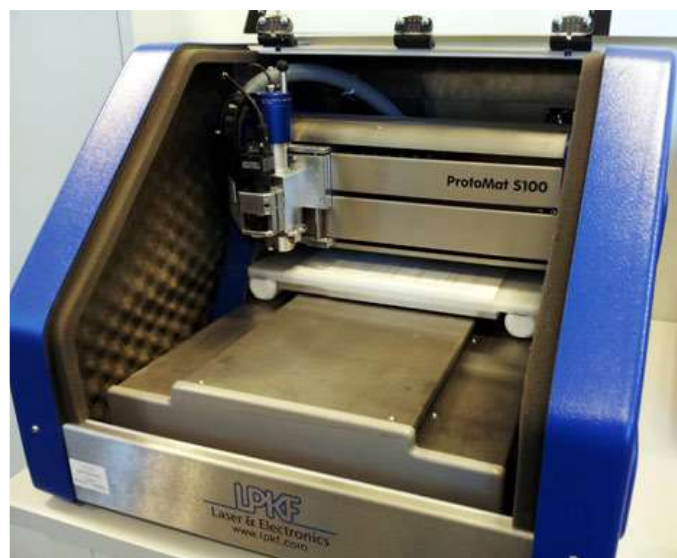


Figura B-1: Máquina de fresado de PCBs LPKF ProtoMat S100, propiedad de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid

B.2 Proceso de construcción de los circuitos impresos.

A partir de los diseños finales de los arrays de elementos radiantes realizados, la fabricación de los mismos sigue los siguientes pasos:

- ✓ **Paso 1:** se toma como punto de partida el diseño 3D final realizado y simulado mediante la herramienta software *CST Microwave Studio* (comentado en 2.7.1). Este diseño se exporta a un archivo con extensión DXF (uno por cada capa del circuito) para ser tratado con el resto de herramientas software previas a la generación de los archivos de fabricación.

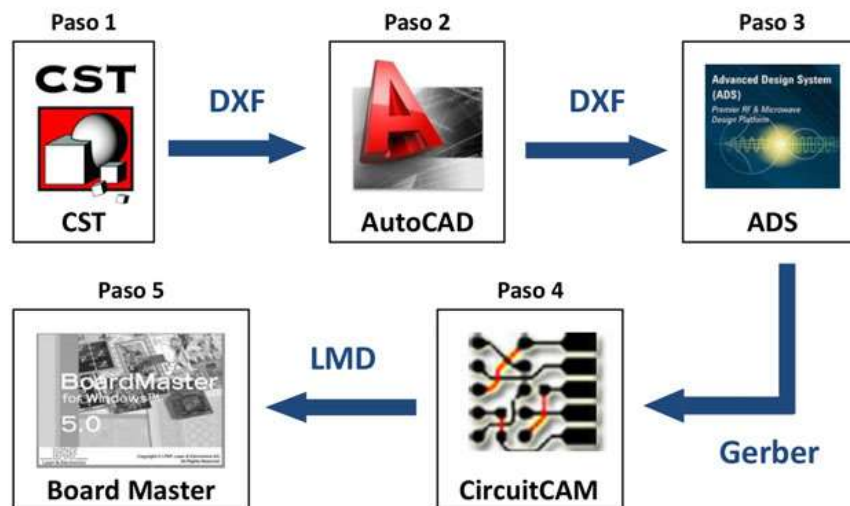


Figura B-2: Diagrama del proceso software para la generación de un archivo de construcción Gerber

- ✓ **Paso 2:** los ficheros DXF generados se combinan en uno solo en el software de dibujo asistido por ordenador AutoCAD (2.7.3). Durante este paso se definen todas las capas correspondientes al diseño, y necesarias para que la máquina fresadora sepa qué hacer. Estas capas suelen ser normalmente la de corte, la de taladros, la de la cara superior o *Top* y la de la cara inferior o *Bottom*.
- ✓ **Paso 3:** mediante la herramienta software ADS (2.7.2) se generan los archivos de construcción Gerber a partir del archivo final DXF anterior (uno por cada capa). El formato de archivo Gerber fue creado por Gerber Systems Corporation y es el más comúnmente utilizado en la producción de circuitos impresos.
- ✓ **Paso 4:** una vez generados los ficheros Gerber de fabricación se utiliza el software exclusivo del plotter de PCBs. Con estos archivos el programa *CircuitCAM* [25] permite escoger el tipo de herramienta que se quiera utilizar durante la construcción, y su manera de actuar sobre la placa. Los principales tipos de herramientas disponibles en la fresadora se muestran en la tabla B.1.
- ✓ **Paso 5:** *CircuitCAM* [25] genera un fichero LMD que se le suministra al software *BoardMaster* [26]. Este programa se encarga de controlar la fresadora para que ésta inicie el proceso de construcción del circuito. Una vez éste ha sido iniciado se van transmitiendo órdenes a la máquina durante las distintas fases de fabricación.



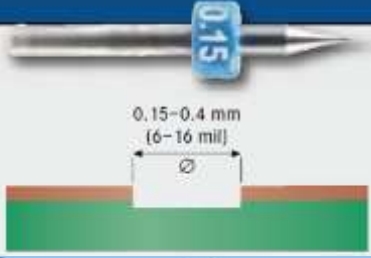
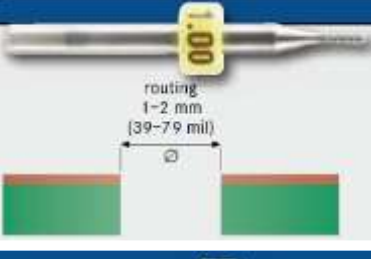
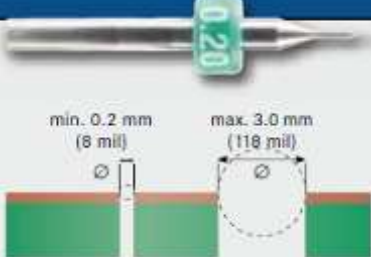
HERRAMIENTA	IMAGEN	DESCRIPCIÓN
Universal Cutter		Marca el contorno del circuito y elimina el cobre con precisión.
End Mill		Elimina el cobre con menor precisión que la herramienta anterior. Útil cuando lo que se desea es eliminar cobre de forma rápida en zonas muy amplias.
End Mill RF		La herramienta de fresado de cobre más precisa. Está especialmente indicada para la fabricación de circuitos de RF.
Contour Router		Realiza el corte de la placa de sustrato sobre la que se está trabajando.
Spiral Drill		Herramienta de taladrado muy precisa, disponible en varios diámetros.

Tabla B-1: Herramientas disponibles en el plotter de circuitos impresos LPKF

B.3 Material utilizado para la construcción de los circuitos impresos.

Para la construcción de los distintos arrays de elementos radiantes se han utilizado los siguientes materiales:

- ✓ Sustrato **TLY-5A** de 0.5 mm de grosor de TACONIC [19].
- ✓ Sistema de construcción de prototipos **LPKF ProtoMat S100** [24].
- ✓ Software de control **CircuitCAM** [25] y **BoardMaster** [26].

C Medida en cámara anecoica (EPS UAM).

En el grupo de investigación RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid se dispone de una cámara anecoica (construida en 2012) que permite tomar medidas en la banda de frecuencias de 2 GHz a 18 GHz (Figura C-1).



Figura C-1: Cámara anecoica de la EPS de la UAM

C.1 Concepto.

Una cámara anecoica (del inglés *Anechoic Chamber* que significa *non-echoic* o *echo free*, libre de ecos) de radiofrecuencia (RF) es una sala aislada completamente de las señales de radiofrecuencia exteriores, cuyas paredes internas son capaces de absorber íntegramente las ondas electromagnéticas que se generan en su interior. Estas dos propiedades dotan al interior de la cámara de unas condiciones de espacio libre de dimensiones infinitas.

El aislamiento externo de la cámara frente a fuentes de ruido electromagnético se logra proporcionando a la misma de un blindaje metálico, formando así lo que se conoce como una jaula de Faraday. Por otra parte, el interior de las paredes que conforman la cámara se reviste de un material absorbente electromagnéticamente hablando en forma de pirámide, que consigue evitar cualquier tipo de reflexión en el interior.

Gracias al aislamiento electromagnético que consiguen, las cámaras anecoicas se utilizan principalmente para la caracterización de dispositivos radiantes (antenas) como es el propósito de este documento, así como para el testeo y medida de otros tipos de sistemas: radares, compatibilidad electromagnética (EMC), etcétera.

C.2 Elementos de la cámara anecoica de la EPS.

A continuación se presentan los principales elementos de que consta la cámara anecoica de la EPS:

- ✓ **Material absorbente piramidal** (Figura C-2): este material consigue la atenuación de señales de radiofrecuencia de dos maneras distintas: por dispersión (*scattering*) o por absorción. El material absorbente piramidal está compuesto por una espuma de uretano ignífuga recubierta de carbón negro. La altura de la pirámide se elige en función de la mínima frecuencia de señal que se desea absorber y de la absorción de energía requerida.

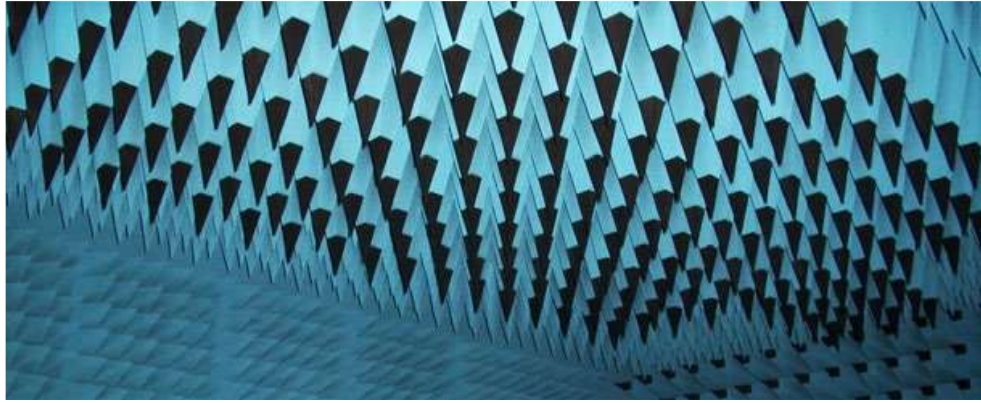


Figura C-2: Material absorbente piramidal de la cámara anecoica de la EPS

- ✓ **Analizador de redes Agilent E5071C** [27] (Figura C-3): un analizador de redes (*Vector Network Analyzer* o *VNA*) es un equipo que permite medir las propiedades de redes eléctricas generales, como por ejemplo los parámetros S (2.2.4.2). A partir de estos parámetros se pueden expresar distintas propiedades de la red como por ejemplo su ganancia (2.2.5.3), pérdidas de retorno (2.2.4.2), relación de onda estacionaria (2.2.4.4), etcétera. El analizador de redes disponible en la EPS funciona en la banda de frecuencias entre los 300 kHz y los 20 GHz.



Figura C-3: Analizador de redes Agilent E5071C propiedad de la EPS

- ✓ **Kit de calibración del analizador de redes:** para medir los parámetros S de un circuito de la manera más fidedigna posible se hace necesario eliminar del sistema fuentes sistemáticas de error, como pueden ser los cables y/o conectores utilizados durante el proceso. Es por ello por lo que se realiza una calibración del analizador de redes previa a la medida. Una vez calibrado, el equipo es capaz de eliminar todos los efectos de dispositivos ajenos al que realmente se está midiendo. Este proceso de calibrado puede llevarse a cabo mediante dos tipos de kits de calibración: coaxial y en guía de onda.

El proceso de calibrado coaxial se lleva a cabo mediante el kit *Agilent 85052D 3.5mm Economy Calibration Kit* [28] disponible en la EPS (Figura C-4). El procedimiento de calibrado consiste en la conexión de los terminales finales desde donde se va a medir a una serie de terminaciones disponibles en el kit (circuito abierto, cortocircuito y carga

de 50Ω de banda ancha). El equipo es capaz de calcular su respuesta y compensarla, de modo que todo lo que esté fuera de los terminales de medida sea “invisible” eléctricamente hablando.



(a) Caja del kit de calibración



(b) Interior del kit

Figura C-4: Kit de calibración Agilent 85052D 3.5mm Economy Calibration Kit propiedad de la EPS

El kit de calibración en guía de onda es similar al kit de calibración en coaxial presentado anteriormente. Con este kit conseguimos calcular la respuesta presente desde los terminales de medida a equivalentes en guía de onda de terminaciones en circuito abierto, cortocircuito y carga adaptada. De este modo, si estamos realizando una medida de una estructura con puertos de entrada y/o salida en guía de onda, conseguiremos unos resultados en medida mucho más fieles a la realidad que con el kit de calibrado en coaxial. En algunas fases de este proyecto no se ha utilizado debido a la imposibilidad física de conexión del kit en alguna de las puertas de las estructuras diseñadas. El kit de calibración disponible en la EPS para el estándar WR-51 de guía de onda es el *Flann Microwave LTD Calibration Kit 19703* (Figura C-5).

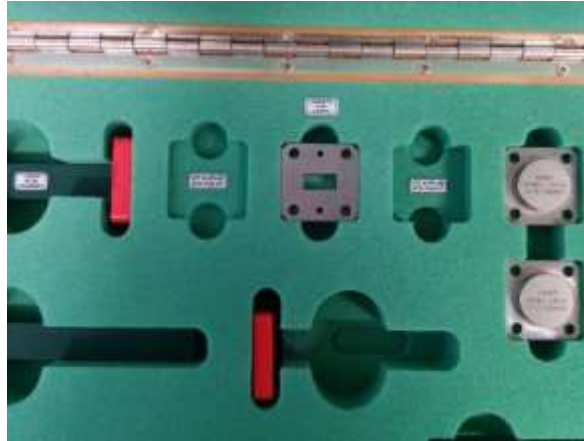
Nota: no se disponen de referencias en línea de este kit debido a la desaparición de la empresa *Flann Microwave LTD*.



(a) Caja del kit de calibración



(b) Interior del kit



(c) Detalle de las terminaciones en el interior del kit

Figura C-5: Kit de calibración *Flann Microwave LTD Calibration Kit 19703*

- ✓ **Cables de medida flexibles *Agilent 85131E/F/H*** [29] (Figura C-6): cables de alta calidad que se utilizan para conectar los dispositivos al analizador de redes. Proporcionan una alta robustez frente perturbaciones externas, dando lugar a medidas con poco rizado.



Figura C-6: Cables de medida RF *Agilent 85131E/F/H* con conectores NMD de 3.5 mm

- ✓ **Nivel digital y medidor láser** (Figura C-7): muy importantes a la hora de nivelar y alinear las antenas en el interior de la cámara anecoica.



(a) Nivel digital de M-D



(b) Medidor láser Bosch DLE 40

Figura C-7: Nivel y medidor disponibles en la cámara anecoica



Figura C-10: Amplificador *Mini-Circuits ZX60-24-S+*

- ✓ Fuente de alimentación *PROMAX FAC-662B* [33] (Figura C-11): fuente de alimentación necesaria para hacer funcionar los amplificadores de potencia.



Figura C-11: Fuente de alimentación *PROMAX FAC-662B*

- ✓ Antena de bocina piramidal utilizada como sonda (Figura C-12): se define como sonda a aquella antena utilizada como antena de referencia para realizar la medida de otra antena a la misma frecuencia de trabajo. Para la medida de los diseños fabricados durante este proyecto se ha utilizado como sonda una antena de bocina piramidal que trabaja en la banda de frecuencias entre los 12 GHz y los 18 GHz. En ciertas ocasiones especiales, como por ejemplo para antenas de gran ancho de banda, es necesario el uso de varias sondas diferentes para lograr cubrir por completo el rango de frecuencias de trabajo.

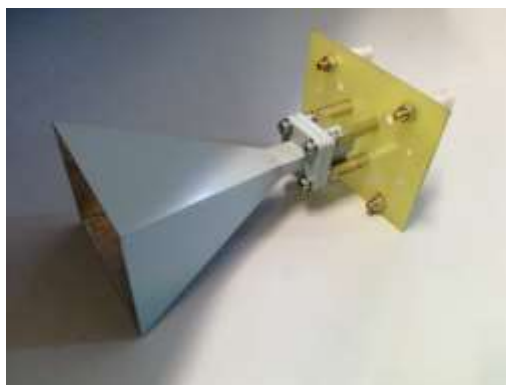


Figura C-12: Antena de bocina piramidal utilizada como sonda de 12 a 18 GHz con transición de guía a coaxial y soporte para la torre de medida

C.3 Estructura completa.

La siguiente figura ilustra la disposición de los elementos que componen la cámara anecoica de la EPS y su interconexión:

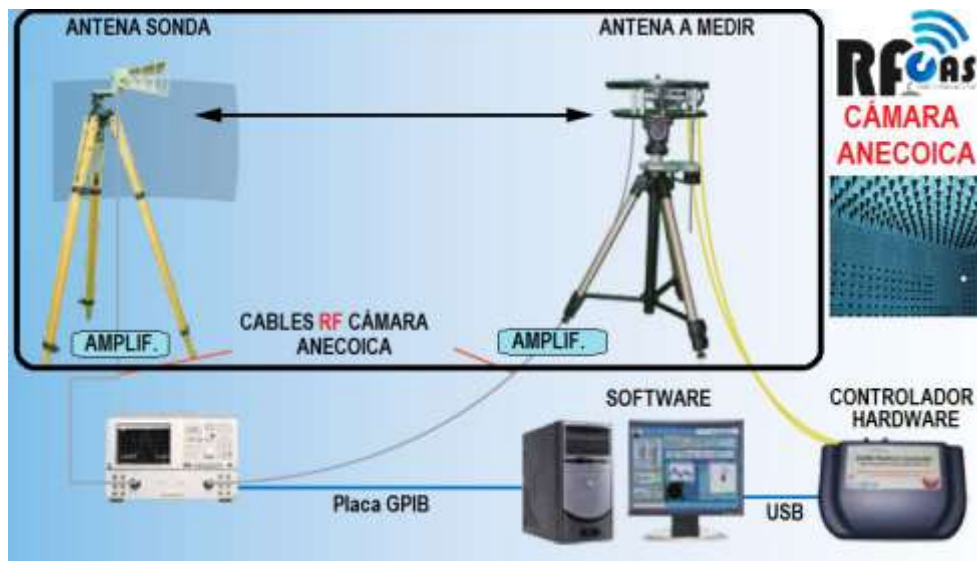


Figura C-13: Esquema general de la cámara anecoica de la EPS (UAM)

En el interior de la cámara anecoica es donde se encuentra el enlace radio que permite la medición de una de las antenas que lo conforman: la antena que se desea caracterizar. La otra antena es la que se utiliza como antena sonda. Los cables de RF son los que se conectan a través de las paredes de la cámara al analizador de redes *Agilent E5071C*.

En condiciones normales se hace necesario la amplificación en potencia de la señal en las etapas anteriores/posteriores a la emisión/recepción de señal por parte de las antenas. Esto se debe al considerable nivel de pérdidas presente en el sistema, como cables de gran longitud en comparación con las longitudes de onda de las señales que viajan por ellos o por radiación en el interior de la cámara.

Es importante también tener presente en todo momento qué antena del enlace está funcionando como emisora y qué antena como receptora. De este modo se logrará una adecuada conexión de las antenas con los amplificadores y una toma de resultados correcta, eligiendo el parámetro del analizador de redes en consecuencia.

C.4 Proceso de medida.

El sistema de medida DAMS permite la evaluación a múltiples frecuencias en el mismo instante de tiempo de la antena que se desea caracterizar. El proceso de medida sigue los siguientes pasos:

- ✓ **Paso 1:** se selecciona la antena (o antenas) sonda adecuada(s) en función de las especificaciones de diseño de la antena que se va a caracterizar y se coloca en consecuencia dependiendo del tipo de polarización de la misma (horizontal o vertical).
- ✓ **Paso 2:** se coloca la antena que se va a caracterizar en la plataforma giratoria y se comprueba que el enlace de las dos antenas está perfectamente alineado. Se asegura la cámara cerrando sus puertas.

- ✓ **Paso 3:** se configura el analizador de redes teniendo en cuenta las condiciones de trabajo de la antena a medir y de su función (emisora o receptora) en el enlace radio creado en el interior de la cámara: banda de frecuencias y parámetro que se va a medir (s_{21} o s_{12}). También pueden seleccionarse otros parámetros como el número de puntos dentro de la banda de frecuencia en los que se quiere medir.

- ✓ **Paso 4:** se inicia el software de medida y se enciende el controlador hardware del mismo. El software de medida permite seleccionar el tipo de analizador de redes que se está utilizando, el tipo de rotación que se desea efectuar en la antena (horizontal o vertical en función de la medida que se desee), y la precisión en la rotación de la misma (número de puntos) que se prefiera.

- ✓ **Paso 5:** se inicia el proceso de medida en el programa informático.

Durante el proceso, el software de medida controla el analizador de redes (a través de la placa de control GPIB). Esta placa le ordena la transmisión de señales de RF y la toma de medidas del parámetro s_{21} o s_{12} del enlace creado en el interior de la cámara por cada punto de rotación de la plataforma giratoria y en la banda de frecuencias establecida previamente. Este software es el que también controla el giro de la plataforma a través del controlador hardware. Al final de este proceso se ha logrado obtener con éxito el diagrama de radiación de la antena que se quiere caracterizar para cada una de las frecuencias establecidas, y que pueden ser exportados para tratar los datos en etapas posteriores.

D Regiones de campo radiado.

El espacio que rodea a una antena puede dividirse en 3 regiones en función del tipo de campo que predomine en la misma: campo cercano (*near-field*) reactivo, campo cercano radiado o zona de Fresnel y campo lejano (*far-field*) o zona de Fraunhofer.

- ✓ **Campo cercano reactivo:** espacio más próximo de los que rodean a la antena, en el que predomina el campo reactivo. Esta región se delimita a una distancia R de la superficie de la antena, según la expresión D.1.

$$R < 0.62\sqrt{D^3/\lambda} \quad (D.1)$$

Donde λ es la longitud de onda de la señal radiada y D la mayor dimensión de la antena.

- ✓ **Campo cercano radiado (Fresnel):** región comprendida entre la región de campo cercano reactivo y la región de campo lejano. En esta zona predomina el campo radiado, sin embargo, la distribución de campo angular depende de la distancia a la antena. Esta región queda comprendida entre el siguiente intervalo de R :

$$0.62\sqrt{D^3/\lambda} < R < 2D^2/\lambda \quad (D.2)$$

- ✓ **Campo lejano (Fraunhofer):** es aquella región del espacio donde la distribución de campo angular es independiente de la distancia a la antena. Esta región se define a partir de una distancia R que cumple:

$$R > 2D^2/\lambda \quad (D.3)$$

El diagrama de radiación de una antena cambia con respecto a la región desde la que esté siendo observado. En la zona de campo cercano reactivo se obtiene un diagrama diseminado y casi uniforme. Si el observador se aleja hacia la zona de campo cercano radiado, el diagrama de radiación aparece suavizado, con los nulos de los lóbulos secundarios rellenos. En último lugar, desde la región de campo lejano el diagrama de radiación está correctamente formado, con los lóbulos bien definidos y sus nulos marcados. El patrón de radiación de una antena siempre se representa mediante su diagrama de radiación en campo lejano (Fraunhofer).

La distancia en la que los prototipos desarrollados durante este proyecto radian en la región de campo lejano es, respectivamente:

$$R_{PLANO H} > \frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot (85 \text{ mm})^2}{17.6 \text{ mm}} = 0.821 \text{ m} \quad (D.4)$$

$$R_{PLANO E} > \frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot (55 \text{ mm})^2}{17.6 \text{ mm}} = 0.344 \text{ m} \quad (D.5)$$

La distancia entre torres de medida es exactamente de 4.2 m, por lo tanto, se dan las condiciones de región de campo lejano en el interior de la cámara anecoica para los prototipos construidos en este proyecto.

E Publicaciones.

Debido a las limitaciones de tiempo presentes a lo largo del proyecto fin de carrera no fue posible la redacción y presentación de ninguna publicación a revista de microondas. En un futuro próximo sin embargo, se tiene en mente escribir dos publicaciones con los resultados singulares obtenidos durante el desarrollo de las dos agrupaciones de antenas, una publicación para la agrupación en plano H y otra para la agrupación en plano E.

F Presupuesto

1) Ejecución Material

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 2.000 €
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses50 €
- Material de oficina 150 €
- Material fabricación prototipos
 - Conectores SMA330 €
 - Transiciones SMA..... 120 €
 - Sustrato de circuitos impresos425 €
 - Piezas metálicas a medida410 €
- Alquiler máquina fresadora durante 1 mes4.500 €
- Medidas con el analizador de redes durante 20 h 1200 €
- Medidas de cámara anecoica durante 8 h 1000 €

Total de ejecución material 10.185€

2) Gastos generales

- 16 % sobre Ejecución Material 1629,60 €

3) Beneficio Industrial

- 6 % sobre Ejecución Material 611,10 €

4) Honorarios Proyecto

- 2000 horas a 15 € / hora 30.000 €

5) Material fungible

- Gastos de impresión 200 €
- Encuadernación..... 10 €

6) Subtotal del presupuesto

- Subtotal Presupuesto 42635,70 €

7) I.V.A. aplicable

- 21% Subtotal Presupuesto..... 8953,50 €

8) Total presupuesto

- Total Presupuesto..... 51589,20 €

Madrid, Julio de 2015

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Alfonso Tomás Muriel Barrado
Ingeniero de Telecomunicación

PLIEGO DE CONDICIONES

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de un *Diseño de agrupaciones de antenas alimentadas con redes corporativas en tecnología de guía de onda*. 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 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 partidaalzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.

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 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.