

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**



**PROYECTO FIN DE CARRERA**

**DISEÑO DE ANTENAS EN GUÍA DE ONDA CON  
CONTROL DE ALIMENTACIÓN MEDIANTE TORNILLOS  
DE SINTONÍA**

**Javier Hernández Ortega**

**Mayo 2015**



# **Diseño de antenas en guía de onda con control de alimentación mediante tornillos de sintonía**

**AUTOR: Javier Hernández Ortega**  
**TUTOR: Pablo Sánchez Olivares**  
**PONENTE: José Luis Masa Campos**

**Grupo de Radiofrecuencia, Circuitos, Antenas y Sistemas**  
**Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones**  
**Escuela Politécnica Superior**  
**Universidad Autónoma de Madrid**  
**Mayo de 2015**





## Resumen

---

En este Proyecto Fin de Carrera se ha llevado a cabo el diseño y caracterización de antenas en guía de onda con control de alimentación mediante tornillos de sintonía. La banda de frecuencias sobre la que se ha trabajado y se han medido los resultados es el comienzo de la banda Ku (11 - 12 GHz). Los elementos radiantes que han conformado el array de antenas son ranuras rectangulares posicionadas en la cara superior de la guía rectangular.

En el diseño de arrays de antenas se requiere un control muy preciso de la cantidad de potencia que debe radiar cada elemento de manera individual. Normalmente se diseñan este tipo de antenas sin tener en cuenta los acoplos mutuos entre elementos, lo cual hace que existan diferencias significativas entre el diagrama de radiación obtenido y el teórico. Así mismo, se pueden producir errores en el proceso de fabricación como consecuencia de la naturaleza falible de los métodos empleados.

El método de control de alimentación desarrollado tiene como función principal compensar estos efectos indeseables e inevitables en el diseño de agrupaciones de antenas. Esto se consigue mediante la modificación de la cantidad de potencia que radia cada elemento introduciendo unos tornillos a través de la base de la guía de onda que los alimenta. De esta forma se podrá diseñar el array sin tener en cuenta los acoplos mutuos ni las pequeñas imprecisiones en la fabricación, lo cual facilitará mucho este proceso.

Como objetivo adicional de este proyecto se ha intentado conseguir una variación amplia de los parámetros de alimentación y/o fase de la agrupación utilizando la misma tecnología de tornillos de sintonía, para así poder obtener una antena con muchos posibles diagramas de radiación que se pueda adaptar al funcionamiento deseado en cada momento.

El diseño, fabricación y medida del array lineal ha sido llevado en su mayor parte en las instalaciones del grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior, exceptuando algunas piezas que han sido fabricadas a encargo en un taller externo.

## Palabras Clave

---

Guía de onda, antena, ranura, acoplo, parámetros S, adaptación, diagrama de radiación, sintonía, tornillo, array lineal, red de alimentación, error de fabricación, sustrato, reflexión.



## **Abstract**

---

This project deals with the design and characterization of slotted waveguide antenna arrays with feeding control through tuning screws. The frequency band in which we have worked and measured the results is the beginning of the Ku band (11-12 GHz). The radiant elements that form the antenna array are rectangular slots positioned on the top face of the rectangular waveguide.

In the antenna arrays design it is necessary to have a very accurate control of the amount of power that any individual element has to radiate. Normally, this kind of antennas are designed without taking into account the mutual coupling effects, making some significant differences appear between the theoretical and the real radiation patterns. At the same time, there could be errors in the manufacturing process because of the instruments used therein.

The feeding control method that has been developed has as its main function to compensate the undesirable and unavoidable effects in the antenna arrays design. It is achieved through the modification of the amount of power that any individual element of the array radiates, introducing some screws into the waveguide that feed the antenna. In this way, it would be possible to design the array without taking into account neither the mutual couplings nor the manufacturing inaccuracies, which will make the process easier.

As an additional goal of this project, it has been attempted to achieve a wide variation of the feeding and phase array parameters using the screw tuning technology. In this manner, it would be possible to have a very adaptable antenna array.

The antenna array design, manufacturing and measuring process has been made almost completely at the RFCAS facilities in Escuela Politecnica Superior, except some pieces that have been made at an external workshop.

## **Key Words**

---

Waveguide, antenna slot, coupling, S parameters, adaptation, radiation pattern, tuning, screw, linear array, feeding network, manufacturing error, substrate, reflection.



## *Agradecimientos*

En primer lugar me gustaría decir que he tenido mucha suerte de poder contar con un tutor como Pablo Sánchez Olivares ya que es una persona de una edad muy cercana a la mía, con grandísimos conocimientos y que hace poco tiempo que ha pasado por este mismo proceso. Su guía en este proyecto ha sido perfecta y durante los momentos de duda siempre ha sabido como orientarme y animarme. Muchísimas gracias por todo.

También quiero agradecerle a toda la gente que ha acompañado mi paso por RFCAS el hecho de que hayan creado siempre un ambiente muy animado, ayudando a sobrellevar horas y horas de simulaciones y medidas. Mucha suerte a todos.

En especial quiero mencionar el hecho de que José Luis Masa se esforzara por hacerme ver lo interesante que puede llegar a ser un proyecto de estas características. Sin él, probablemente no habría realizado el PFC en RFCAS y me hubiera perdido muchas experiencias que ahora me parecen esenciales en mi vida.

No quiero olvidarme de darles las gracias a todos y cada uno de los compañeros de clase, en especial a Rubén J., con los que he sufrido y disfrutado mucho durante estos años.

Fuera de la universidad también he tenido muchos apoyos, como mis amigos, que siempre han estado disponibles para pasar el rato y aclarar un poco las ideas. Sin los momentos pasados con ellos hubiera sido mucho más difícil llegar hasta aquí.

Mi familia ha sido una pieza vital en esta época de mi vida. Sé que ellos han puesto mucho esfuerzo para que yo pudiera dedicarme a estudiar sin pensar en nada más. Espero que estéis muy orgullosos de lo que hemos conseguido.

El último lugar de estos agradecimientos está reservado a la persona más importante de mi vida durante todo este tiempo y con la que actualmente comparto mi día a día. Si hay alguien más feliz que yo por haber conseguido llegar hasta este momento seguro que es ella. Gracias Alba, te quiero.



# INDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	1
1.1	Motivación.....	1
1.2	Objetivos.....	1
1.3	Organización de la memoria.....	2
2	Estado del arte .....	5
2.1	Introducción.....	5
2.2	Antenas .....	5
2.2.1	Conceptos básicos.....	5
2.2.2	Espectro radioeléctrico .....	6
2.2.3	Tipos de antenas .....	7
2.2.3.1	Antenas de hilo .....	7
2.2.3.2	Antenas de array.....	7
2.2.3.3	Antenas de apertura .....	8
2.2.4	Características de las antenas.....	9
2.2.4.1	Impedancia de entrada.....	9
2.2.4.2	Parámetros de dispersión (parámetros S) .....	10
2.2.4.3	Adaptación y reflexión .....	12
2.2.4.4	Relación de onda estacionaria (SWR).....	13
2.2.4.5	Diagrama de radiación.....	14
2.2.4.6	Intensidad de radiación.....	16
2.2.4.7	Directividad, Ganancia y Eficiencia de Radiación.....	18
2.2.4.8	Polarización .....	19
2.2.4.9	Ancho de Banda .....	20
2.3	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	Iris en guía de onda.....	25
2.3.4	Alimentación en guía de onda .....	26
2.4	Elementos radiantes .....	27
2.4.1	Ranuras .....	27
2.4.2	Parches.....	29
2.5	Antenas de Array.....	30
2.5.1	Arrays lineales .....	32
2.5.2	Arrays planos .....	33
2.5.3	Phased arrays .....	34
2.6	Herramientas de diseño y simulación.....	34
2.6.1	CST Microwave Studio .....	34
2.6.2	Advanced Design System .....	35
2.6.3	Solid Edge.....	36
2.6.4	AutoCAD.....	36
3	Diseño del elemento unitario.....	39
3.1	Diseño del elemento unitario .....	39
3.1.1	Introducción.....	39
3.1.2	Guías de onda estándar .....	40
3.1.3	Elección de ranuras.....	42
3.1.4	Pruebas del elemento unitario.....	46
3.1.4.1	Simulación modificando la altura completa de la guía .....	48

3.1.4.2 Simulación con un tornillo de gran diámetro .....	52
3.1.4.3 Simulación con un tornillo pequeño.....	56
3.1.4.4 Simulación con dos tornillos .....	65
3.1.4.5 Simulación con tres tornillos.....	68
4 Fabricación y medida del elemento unitario .....	83
4.1 Fabricación del elemento unitario .....	83
4.1.1 Fabricación de las piezas de aluminio .....	86
4.1.2 Fabricación de las ranuras .....	90
4.2 Medida del elemento unitario .....	93
4.2.1 Caracterización individual de los tornillos .....	93
4.2.2 Configuraciones útiles de los tornillos .....	97
4.3 Conclusiones del elemento unitario.....	100
5 Diseño del array lineal.....	103
5.1 Diseño de la estructura del array .....	103
5.2 Simulación del array .....	106
5.2.1 Simulación inicial .....	107
5.2.2 Simulaciones optimizadas .....	109
5.2.3 Conclusiones de las simulaciones.....	115
6 Fabricación y medida del array lineal .....	119
6.1 Fabricación del array lineal .....	119
6.1.1 Fabricación de las piezas de aluminio .....	119
6.1.2 Fabricación de las ranuras .....	122
6.2 Medidas del array lineal .....	123
6.2.1 Medidas de la configuración inicial.....	124
6.2.2 Medidas de la configuración OPT1 (Primer intento). .....	127
6.2.3 Medidas de la configuración OPT1 (Segundo intento). .....	131
6.2.4 Medidas de la configuración OPT1 (Tercer intento).....	134
6.3 Análisis de los resultados experimentales .....	141
6.4 Conclusiones del array lineal.....	147
7 Conclusiones y trabajo futuro.....	153
7.1 Conclusiones.....	153
7.2 Trabajo futuro .....	154
Referencias .....	157
Anexos.....	I
A    Calibración TRL .....	I
B    Realización de medidas en la cámara anecoica .....	II
C    Configuraciones útiles del elemento unitario con ranura de $0.38*\lambda$ . .....	X
D    Planos de los prototipos fabricados. ....	XXVI
E    Radiación en campo lejano.....	XXX

## INDICE DE FIGURAS

Figura 2-1: Rendimiento de radiación.....	5
Figura 2-2: Tipos de antena.....	6
Figura 2-3: Ejemplos de array.....	8
Figura 2-4: Antena de bocina.....	8
Figura 2-5: Impedancia de entrada de una antena.....	9
Figura 2-6: Resistencia de entrada de una antena.....	9
Figura 2-7: Potencia radiada por la antena.....	9
Figura 2-8: Rendimiento de la antena (relación entre resistencias).....	10
Figura 2-9: Red de dos puertos.....	10
Figura 2-10: Red de dos puertos.....	11
Figura 2-11: Parámetro S.....	11
Figura 2-12: Pérdidas del cuadripolo.....	12
Figura 2-13: Coeficiente de reflexión de la impedancia del generador.....	12
Figura 2-14: Antena conectada a una línea de transmisión.....	12
Figura 2-15: Potencia de entrada a la red.....	13
Figura 2-16: Potencia disponible en el generador.....	13
Figura 2-17: Relación de onda estacionaria.....	14
Figura 2-18: Coordenadas esféricas.....	15
Figura 2-19: Diagramas polar y cartesiano.....	15
Figura 2-20: Tipos de diagramas de radiación.....	16
Figura 2-21: Radianes y Estereorradianes.....	17
Figura 2-22: Ángulo sólido.....	17
Figura 2-23: Intensidad de radiación.....	17
Figura 2-24: Vector de Poynting.....	17
Figura 2-25: Potencia radiada por la antena.....	18
Figura 2-26: Directividad de la antena.....	18
Figura 2-27: Ganancia de la antena.....	18
Figura 2-28: Relación entre directividad y ganancia.....	19
Figura 2-29: Elipse de polarización.....	19
Figura 2-30: Tipos de polarización.....	20
Figura 2-31: Axial Ratio.....	20
Figura 2-32: Factor de pérdidas de polarización.....	20
Figura 2-33: Ancho de banda.....	21
Figura 2-34: Guía de onda rectangular.....	21
Figura 2-35: Dimensiones guía rectangular.....	23
Figura 2-36: Frecuencias de corte guía rectangular.....	23
Figura 2-37: Longitudes de onda guía rectangular.....	24
Figura 2-38: Dimensiones guía circular.....	24
Figura 2-39: Frecuencias de corte guía circular.....	24
Figura 2-40: Iris en guía de onda.....	25
Figura 2-41: Conector coaxial.....	26
Figura 2-42: Alimentación coaxial.....	26
Figura 2-43: Ranura en guía de onda.....	27
Figura 2-44: Ranuras W en guía de onda.....	28
Figura 2-45: Parche rectangular.....	29
Figura 2-46: Parches apilados.....	29
Figura 2-47: Array lineal.....	30
Figura 2-48: Array plano.....	31
Figura 2-49: Array conformado.....	31
Figura 2-50: Parámetros del array.....	31
Figura 2-51: Diagrama de radiación de cada elemento del array.....	32
Figura 2-52: Diagrama de radiación del array.....	32

Figura 2-53: Array lineal equiespaciado .....	32
Figura 2-54: Factor de Array lineal equiespaciado .....	33
Figura 2-55: Array plano.....	33
Figura 2-56: Factor de Array de array plano.....	33
Figura 2-57: Factor de Array de un phased array.....	34
Figura 2-58: CST Microwave Studio .....	35
Figura 2-59: Advanced Design System.....	35
Figura 2-60: Solid Edge .....	36
Figura 2-61: AutoCAD .....	36
Figura 3-1: Rango monomodo .....	41
Figura 3-2: Corriente en el dipolo .....	42
Figura 3-3: Ranura transversal en guía de onda.....	43
Figura 3-4: Parámetro $S_{11}$ de distintas tecnologías.....	44
Figura 3-5: Parámetro $S_{11}$ en carta de Smith. ....	44
Figura 3-6: Parámetro $S_{21}$ de distintas tecnologías.....	45
Figura 3-7: Parámetro $S_{31}$ de distintas tecnologías.....	45
Figura 3-8: Ranura sobre sustrato .....	45
Figura 3-9: Corrientes superficiales modo TE <sub>10</sub> .....	46
Figura 3-10: Ranura S en guía de onda.....	48
Figura 3-11: Parámetro $S_{11}$ en Carta de Smith .....	50
Figura 3-12: WR-75 sin ranura .....	51
Figura 3-13: Fases barrido WR-75 sin ranura.....	52
Figura 3-14: WR-75 con ranura y tornillo 16mm .....	53
Figura 3-15: Carta de Smith tornillo 16mm .....	55
Figura 3-16: WR-75 sin ranura y tornillo 16mm .....	55
Figura 3-17: Fases barrido WR-75 sin ranura con tornillo 16mm .....	56
Figura 3-18: WR-90 con ranura y 2 tornillos .....	57
Figura 3-19: Variables a modificar para cada diámetro de tornillo.....	58
Figura 3-20: Tornillo M4 separado -4.5 mm ( $S_{11}$ arriba y $S_{31}$ abajo) .....	59
Figura 3-21: Tornillo M4 separado -3.5 mm ( $S_{11}$ arriba y $S_{31}$ abajo) .....	59
Figura 3-22: Tornillo M4 separado -2.5 mm ( $S_{11}$ arriba y $S_{31}$ abajo) .....	60
Figura 3-23: Tornillo M4 separado -1.5 mm ( $S_{11}$ arriba y $S_{31}$ abajo) .....	61
Figura 3-24: Tornillo M4 separado -0.5 mm ( $S_{11}$ arriba y $S_{31}$ abajo) .....	61
Figura 3-25: Tornillo M4 separado 0.5 mm ( $S_{11}$ arriba y $S_{31}$ abajo).....	62
Figura 3-26: Tornillo M4 separado 1.5 mm ( $S_{11}$ arriba y $S_{31}$ abajo).....	63
Figura 3-27: Tornillo M4 separado 2.5 mm ( $S_{11}$ arriba y $S_{31}$ abajo).....	63
Figura 3-28: Tornillo M4 separado 3.5 mm ( $S_{11}$ arriba y $S_{31}$ abajo).....	64
Figura 3-29: Tornillo M4 separado 4.5 mm ( $S_{11}$ arriba y $S_{31}$ abajo).....	65
Figura 3-30: Carta de Smith 2 tornillos (sintonía) .....	67
Figura 3-31: Perfil del prototipo con 3 tornillos.....	68
Figura 3-32: Prototipo con 3 tornillos .....	69
Figura 3-33: Carta de Smith tornillo de acoplo.....	70
Figura 3-34: Carta de Smith tornillo de entrada.....	70
Figura 3-35: Carta de Smith tornillo de sintonía.....	71
Figura 3-36: Variación de acoplo del tornillo de acoplo.....	72
Figura 3-37: Variación de acoplo del tornillo de sintonía.....	72
Figura 3-38: Variación de acoplo del tornillo de entrada.....	72
Figura 3-39: Variación de fase debida al tornillo de sintonía .....	74
Figura 3-40: Reflexiones posiciones útiles ranura $0.38*\lambda$ .....	74
Figura 3-41: Carta de Smith posiciones útiles ranura $0.38*\lambda$ .....	75
Figura 3-42: Fase transmisión posiciones útiles ranura $0.38*\lambda$ .....	75
Figura 3-43: Acoplo posiciones útiles ranura $0.38*\lambda$ .....	75
Figura 3-44: Reflexiones posiciones útiles ranura $0.34*\lambda$ .....	76
Figura 3-45: Carta de Smith posiciones útiles ranura $0.34*\lambda$ .....	76

Figura 3-46: Módulo transmisión posiciones útiles ranura $0.34*\lambda$ .....	77
Figura 3-47: Fase transmisión posiciones útiles ranura $0.34*\lambda$ .....	77
Figura 3-48: Acoplo posiciones útiles ranura $0.34*\lambda$ .....	77
Figura 3-49: Reflexiones posiciones útiles ranura $0.3*\lambda$ .....	78
Figura 3-50: Carta de Smith posiciones útiles ranura $0.3*\lambda$ .....	78
Figura 3-51: Módulo transmisión posiciones útiles ranura $0.3*\lambda$ .....	78
Figura 3-52: Fase transmisión posiciones útiles ranura $0.3*\lambda$ .....	79
Figura 3-53: Acoplo posiciones útiles ranura $0.3*\lambda$ .....	79
Figura 4-1: Ampliación de las vías del sustrato .....	84
Figura 4-2: Parte inferior del flange .....	85
Figura 4-3: Parte superior del flange .....	85
Figura 4-4: Parte inferior de la guía .....	86
Figura 4-5: Piezas de aluminio aisladas .....	87
Figura 4-6: Visualización 3D en Solid Edge.....	87
Figura 4-7: Visualización vistas de la pieza en Solid Edge .....	88
Figura 4-8: Planos finales de la pieza de aluminio.....	88
Figura 4-9: Flange superior.....	89
Figura 4-10: U en guía con flange inferior.....	89
Figura 4-11: Ranura en circuito impreso (CST).....	90
Figura 4-12: Ranura en circuito impreso (AutoCAD).....	91
Figura 4-13: Ranura en circuito impreso (ADS) .....	91
Figura 4-14: Ranura en circuito impreso (fabricada) .....	92
Figura 4-15: Prototipo del elemento unitario completo .....	92
Figura 4-16: Prototipo preparado para las medidas.....	93
Figura 4-17: Medidas tornillo de acoplo .....	94
Figura 4-18: Medidas tornillo de sintonía .....	95
Figura 4-19: Medidas tornillo de entrada.....	96
Figura 5-1: Diagrama de radiación y Factor de array aplicado a arrays lineales equiespaciados ..	104
Figura 5-2: Diagrama de radiación con grating lobes .....	105
Figura 5-3: Relación entre acoplos y coeficientes de un array lineal progresivo.....	106
Figura 5-4: Simulación inicial (tornillos sin meter) .....	108
Figura 5-5: Parámetros S (tornillos sin meter) .....	108
Figura 5-6: Diagrama de radiación (directividad) (tornillos sin meter) .....	109
Figura 5-7: Nombres de los tornillos.....	110
Figura 5-8: Configuraciones de las optimizaciones .....	111
Figura 5-9: Diagramas de radiación de las optimizaciones.....	112
Figura 5-10: Comparativa de diagramas entre OPT y el caso inicial.....	113
Figura 5-11: Parámetros $S_{11}$ de las optimizaciones .....	113
Figura 5-12: Parámetros $S_{21}$ de las optimizaciones .....	114
Figura 5-13: Array de 5 elementos simulado .....	115
Figura 5-14: Detalle de los tornillos del array simulado.....	115
Figura 6-1: Flange superior.....	119
Figura 6-2: U de la guía de onda.....	120
Figura 6-3: Planos finales de la U de aluminio .....	121
Figura 6-4: U en guía con flange inferior.....	121
Figura 6-5: Ranuras en circuito impreso (CST) .....	122
Figura 6-6: Ranuras en circuito impreso (AutoCAD) .....	122
Figura 6-7: Ranuras en circuito impreso (ADS) .....	122
Figura 6-8: Ranuras en circuito impreso (fabricadas) .....	123
Figura 6-9: Prototipo del array completo .....	123
Figura 6-10: Array preparado para las medidas .....	124
Figura 6-11: Comparativa módulo $S_{11}$ array configuración inicial .....	124
Figura 6-12: Comparativa módulo $S_{21}$ array configuración inicial .....	125
Figura 6-13: Ganancia del array config. inicial (máximo apuntamiento) .....	126

Figura 6-14: Diagrama de radiación normalizado configuración inicial.....	126
Figura 6-15: Parámetro $S_{11}$ para el primer intento práctico .....	128
Figura 6-16: Parámetro $S_{21}$ en módulo para el primer intento práctico.....	128
Figura 6-17: Ganancia para el primer intento práctico.....	129
Figura 6-18: Diagrama de radiación normalizado 11.5 GHz, primer intento práctico.....	130
Figura 6-19: Medida externa con calibre de la penetración de los tornillos .....	131
Figura 6-20: Parámetro $S_{11}$ para el segundo intento práctico.....	131
Figura 6-21: Parámetro $S_{21}$ en módulo para el segundo intento práctico.....	132
Figura 6-22: Ganancia para el segundo intento práctico .....	132
Figura 6-23: Diagrama de radiación normalizado 11.5 GHz, segundo intento práctico .....	133
Figura 6-24: Medida interna con calibre de la penetración de los tornillos .....	134
Figura 6-25: Parámetro $S_{11}$ para el tercer intento práctico .....	135
Figura 6-26: Parámetro $S_{21}$ en módulo para el tercer intento práctico .....	135
Figura 6-27: Ganancia para el tercer intento práctico .....	136
Figura 6-28: Diagrama de radiación normalizado 11.5 GHz, tercer intento práctico .....	137
Figura 6-29: Diagrama de radiación con redondeo de las ranuras .....	137
Figura 6-30: Parámetro $S_{11}$ para el tercer intento práctico, mitad de tornillos .....	138
Figura 6-31: Parámetro $S_{21}$ en módulo para el tercer intento práctico, mitad de tornillos .....	139
Figura 6-32: Ganancia para el tercer intento práctico, mitad de tornillos .....	139
Figura 6-33: Diagrama de radiación normalizado 11.5 GHz, tercer intento práctico, mitad de tornillos.....	140
Figura 6-34: Diagrama de radiación normalizado 11.5 GHz, tercer intento práctico, mitad de tornillos.....	141
Figura 6-35: Potencia transmitida en los modos superiores.....	142
Figura 6-36: Diseño del array con los tornillos roscados.....	143
Figura 6-37: Parámetros S con tornillos roscados.....	144
Figura 6-38: Taladros holgados (izquierda) frente a taladros ajustados (derecha).....	144
Figura 6-39: Diagramas de radiación con taladros holgados. Normalización al máximo de la curva “Simulated OPT1” .....	145
Figura 6-40: Eficiencia medida frente a simulación con taladros holgados (4.15 mm de diámetro). .....	146
Figura 6-41: Parámetros S con taladros holgados .....	146
Figura 6-42: Comparativa de las ganancias de los distintos intentos .....	147
Figura 6-43: Comparativa de los diagramas de los distintos intentos .....	148

## INDICE DE TABLAS

Tabla 2-1 : Bandas de frecuencia .....	6
Tabla 2-2 : Bandas de las microondas .....	7
Tabla 2-3 : Parámetros de dispersión .....	11
Tabla 3-1 : Parámetros S: ranura S $\lambda/4$ sobre la guía .....	49
Tabla 3-2 : Parámetros S: ranura S $\lambda/2$ sobre la guía .....	49
Tabla 3-3 : Parámetros S: ranura S $0.6*\lambda$ sobre la guía .....	49
Tabla 3-4 : Parámetros S: ranura $\lambda/4$ tornillo 16mm .....	53
Tabla 3-5 : Parámetros S: ranura $\lambda/2$ tornillo 16mm .....	54
Tabla 3-6 : Parámetros S: ranura $0.6*\lambda$ tornillo 16mm .....	54
Tabla 3-7 : Parámetros S: ranura $\lambda/2$ , 2 tornillos 4mm .....	66
Tabla 4-1 : Parámetros S: medidas ranura $0.3* \lambda$ .....	97
Tabla 4-2 : Parámetros S: medidas ranura $0.34* \lambda$ .....	98
Tabla 4-3 : Parámetros S: medidas ranura $0.35* \lambda$ .....	98
Tabla 4-4 : Parámetros S: medidas ranura $0.36* \lambda$ .....	99
Tabla 4-5 : Parámetros S: medidas ranura $0.38* \lambda$ .....	99
Tabla 5-1 : Parámetros de las ranuras del array lineal.....	107



# 1

## Introducción



# 1 Introducción

---

Este documento describe el proceso de diseño, construcción y medida de una agrupación de antenas con compensación de acoplos mediante tornillos de sintonía. La alimentación de la antena se lleva a cabo mediante una guía de onda rectangular diseñada para trabajar en la banda de frecuencias de 11 a 12 GHz.

## 1.1 Motivación

Las guías de onda son el método más usado a la hora de transportar señales de alta frecuencia debido a sus bajas pérdidas. A dichas frecuencias, las líneas de transmisión tradicionales como los cables coaxiales presentan una gran atenuación.

Existen otras alternativas como la alimentación microstrip, pero las guías de onda presentan menores pérdidas en dichas bandas de frecuencia, además, al ser un medio cerrado, evita que existan interferencias en el campo debidas otros objetos, al contrario de lo que ocurre en los sistemas de transmisión abiertos. Debido a ello son usadas ampliamente para la comunicación de los sistemas de alimentación con sus antenas.

Con esta idea en el grupo RFCAS se han desarrollado diversos proyectos en los que una guía de onda ha sido utilizada para alimentar una agrupación de ranuras o de parches impresos en sistemas de comunicaciones en 12 GHz (televisión digital por satélite DBS) o en 17 GHz (sistemas de tele-emergencia). [1]

Las ranuras y los parches son útiles en la creación de antenas de array debido a su reducido tamaño. Un array está formado por múltiples antenas, es decir, elementos radiantes, cada uno con su diagrama de radiación propio. Todos ellos combinados forman el diagrama de radiación del array. La manera de configurar dicho diagrama es mediante la posición y número de los elementos radiantes, así como de la cantidad de potencia con la que se alimentan y desfase de señal que exista entre ellos. [2]

## 1.2 Objetivos

Con objeto de dotar de una mayor versatilidad a estos sistemas de antenas, se propone la utilización de elementos de ajuste en la red de alimentación de guía de onda que permitan hacer modificaciones de las prestaciones de la antena de manera sencilla, sin tener que realizar un rediseño completo de la antena.

Uno de estos elementos de ajuste consiste en la utilización de tornillos que penetran una longitud variable en el interior de la guía de onda. De esta manera, la señal transmitida en el interior de la guía de onda puede ser acoplada a los elementos radiantes situados en el exterior de la guía.

Esta opción puede ser utilizada tanto en elementos radiantes de ranura o parches microstrip (ambos extensamente probados en RFCAS). Con ello, se podrá dotar a la antena de capacidad de reajuste e incluso de versatilidad en sus prestaciones (modificar la dirección de apuntamiento simplemente reajustando los tornillos de la guía de onda). [3]

Si la variabilidad en la distribución de alimentación conseguida mediante la inclusión de dichos tornillos es grande, el diagrama de radiación podría ser ajustado para acoplarse mejor al funcionamiento deseado en cada situación.

Otra opción es que dicha variabilidad no sea tan grande. En este caso, la inclusión de los tornillos seguiría siendo interesante, ya que podría permitir un ajuste fino de la red de alimentación. De esa manera se conseguirían subsanar pequeños errores en la fabricación y obtener un mejor funcionamiento de la antena.

El objetivo final y concreto de este proyecto es el diseño de un array de antenas con compensación de acoplos mediante el uso de tornillos de sintonía. Dicha agrupación estará compuesta de 5 elementos radiantes que serán ranuras rectangulares implementadas en tecnología de circuitos impresos.

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

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- **Capítulo 1: Introducción**

Se presentan la motivación y los objetivos del PFC.

- **Capítulo 2: Estado del arte**

Descripción del estado actual de la tecnología y teoría de antenas, guías de onda y circuitos impresos.

- **Capítulo 3: Diseño del elemento unitario**

Diseño y simulaciones de una antena de un solo elemento para conseguir conocer el funcionamiento de los tornillos de sintonía.

- **Capítulo 4: Fabricación y medida del elemento unitario**

Fabricación del prototipo diseñado en el capítulo anterior para comprobar si los resultados obtenidos en las simulaciones se pueden reproducir en la realidad.

- **Capítulo 5: Diseño del array lineal**

Diseño de un array lineal utilizando los conocimientos obtenidos con el prototipo de la antena unitaria.

- **Capítulo 6: Fabricación y medidas del array lineal**

Fabricación del prototipo diseñado en el capítulo anterior para comprobar si los resultados obtenidos en las simulaciones se pueden reproducir en la realidad.

- **Capítulo 7: Conclusiones y trabajo futuro**

Recopilación del conocimiento conseguido a lo largo del PFC y descripción de líneas de investigación pendientes.

# 2

## Estado del arte



## 2 Estado del arte

---

### 2.1 Introducción

Para el correcto entendimiento del presente Proyecto Fin de Carrera es necesario disponer de una base de conocimientos en torno a temas como guías de onda, parámetros S, arrays de antenas o diagramas de radiación. Este capítulo de la memoria cumple la función de servir como una visión rápida y amplia a estos conceptos básicos de la teoría de antenas.

### 2.2 Antenas

#### 2.2.1 Conceptos básicos

Una antena es un dispositivo que sirve para recibir y transmitir ondas electromagnéticas. Su funcionamiento consiste en radiar al espacio libre las señales que le son entregadas por medio de algún soporte guiado, típicamente una guía de onda o una línea microstrip. Están formadas por uno o más conductores metálicos.

Se considera que una antena es suficientemente buena cuando cumple determinados requisitos como tener un diagrama de radiación que se adecue al uso pensado para la misma, una correcta adaptación a la línea de transmisión que la alimenta, un ancho de banda grande o un buen rendimiento de radiación, entre otros.

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{entr}}$$

**Figura 2-1: Rendimiento de radiación**

El rendimiento de radiación se define como la relación existente entre la potencia de entrada a la antena y la potencia que esta radia al medio. Una antena tendrá un buen rendimiento de radiación si ambas son muy parecidas, es decir el rendimiento es cercano a la unidad.

Según la aplicación que se tenga pensada para la antena a diseñar, pueden y deben priorizarse unas propiedades por encima de otras. El comportamiento general de la antena dependerá de sus dimensiones respecto a la longitud de onda en la que se quiera trabajar.



**Figura 2-2: Tipos de antena**

Las antenas pueden dividirse en categorías siguiendo criterios muy distintos. Uno de los más extendidos es clasificarlas según el tamaño de la antena respecto a su longitud de onda, pudiéndose distinguir los siguientes tipos:

- **Antenas de elementos (o elementales):** sus dimensiones son pequeñas respecto a la longitud de onda. Por ejemplo un dipolo corto.
- **Antenas resonantes:** Son elementos con una extensión cercana a media longitud de onda. Un ejemplo de este tipo de antenas son los dipolos de media onda.
- **Antenas de apertura:** Presentan una apertura física bastante mayor a la longitud de onda de trabajo. Por dicha apertura se deja salir la señal, que es guiada al medio en la dirección y forma deseadas. Un ejemplo de este tipo de antenas son las bocinas.

## 2.2.2 Espectro radioeléctrico

El espectro radioeléctrico es compartido, por lo tanto se separa formalmente en bandas de frecuencias para restringir su utilización por parte de la población. Cada una de estas bandas tiene un uso típico asignado que se encarga de regular la ITU (Unión Internacional de Telecomunicaciones). Las principales bandas de frecuencias (y por lo tanto de longitudes de onda) en uso son las que se pueden observar en la siguiente tabla:

Rango de frecuencias	Nombre	Uso típico
3 - 30 KHz	Very Low Frequency (VLF)	Navegación, sonar
30 - 300 KHz	Low Frequency (LF)	Radiobalizas
300 - 3000 KHz	Medium Frequency (MF)	Radiodifusión AM, radio marítima
3 - 30 MHz	High Frequency (HF)	Teléfono, telégrafo, onda corta internacional
30 - 300 MHz	Very High Frequency (VHF)	Televisión, Radiodifusión FM, Control de tráfico aéreo
300 - 3000 MHz	Ultra High Frequency (UHF)	Televisión, Comunicación por satélite
3 - 30 GHz	Superhigh Frequency (SHF)	Radar aéreo, enlaces de microondas, comunicaciones por satélite
30 - 300 GHz	Extremely High Frequency (EHF)	Radar aéreo, enlaces de microondas, comunicaciones por satélite

**Tabla 2-1 : Bandas de frecuencia**

En el caso que corresponde a este documento, las frecuencias a estudiar se encuentran en la denominada zona de microondas, que comprende desde 1 GHz hasta los 300 GHz. Este rango de frecuencias se divide a su vez en más bandas, destacando la de las denominadas ondas milimétricas (de los 40 GHz a los 300 GHz aproximadamente)

Banda	Rango de frecuencias	Longitudes de onda
L	1 - 2 GHz	15 -30 cm
S	2 -4 GHz	7,5 - 15 cm
C	4 - 8 GHz	3,75 - 7,5 cm
X	8 - 12,4 GHz	2,42 - 3,75 cm
Ku	12,4 - 18 GHz	1,66 - 2,42 cm
K	18 - 26,5 GHz	1,11 - 1,66 cm
Ka	26,5 - 40 GHz	7,5 - 11,1 mm
mm	40 GHz - 300 GHz	1 - 7,5 mm

**Tabla 2-2 : Bandas de las microondas**

### 2.2.3 Tipos de antenas

La clasificación formal de las antenas más importante a la hora de estudiarlas, caracterizarlas y comprenderlas, es la que se realiza siguiendo el tipo de elementos radiantes que utilizan. Según dichos elementos sean de un tipo u otro, la antena se comportará de una manera muy diferente y, por lo tanto, será más válida para unas aplicaciones que para otras.

#### 2.2.3.1 Antenas de hilo

Las antenas de hilos están formadas por conductores cuya sección es despreciable con respecto a la longitud de onda de trabajo. Normalmente su longitud está por debajo de  $\lambda$ . Una excepción a esto último son las antenas de onda progresiva. Suelen utilizarse para las bandas de frecuencia MF, HF, VHF y UHF. Ejemplos de este tipo de antenas son: dipolos, monopolos y antenas Yagi.

Las antenas de onda progresiva se diferencian por estar compuestas por un conductor de varias  $\lambda$  de longitud. Este conductor suele formar una línea de transmisión teórica con la tierra, consiguiéndose así una antena mucho más directiva que con un sólo hilo.

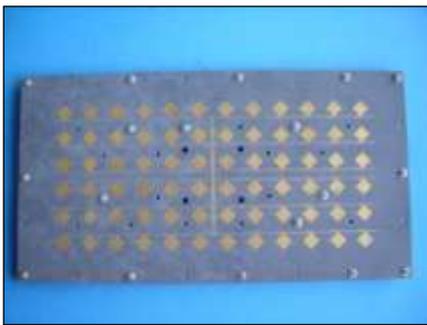
#### 2.2.3.2 Antenas de array

Las antenas de array son aquellas que se componen de varias antenas o elementos radiantes que son alimentados con la misma red. Cada elemento individual presenta su propio diagrama de radiación, pero si se colocan en unas posiciones concretas unos respecto a otros, y son alimentados con unas amplitudes y fases relativas determinadas, puede conseguirse un diagrama general con unas características diferentes al unitario.

Existen diferentes tipos de antenas de array según la geometría con la que se posicionen los elementos en la misma:

- **Arrays lineales:** Sus elementos están dispuestos sólo en una dimensión.
- **Arrays planos:** agrupaciones bidimensionales de los elementos radiantes.
- **Arrays conformados:** se posicionan los elementos del array sobre una superficie con una geometría necesaria para una aplicación concreta.

Los arrays de antenas suelen ser la tecnología utilizada a la hora de implementar antenas inteligentes (adaptativas) que puedan variar su diagrama de radiación según lo requiera cada ocasión. Mediante la variación de la función de alimentación del array, se puede conseguir que su diagrama apunte en una dirección u otra o tenga unos determinados niveles de lóbulos secundarios entre otras cosas.



a) Array plano



b) Array conformado

**Figura 2-3: Ejemplos de array**

### 2.2.3.3 Antenas de apertura

Las antenas de apertura son aquellas que tienen una superficie o abertura con la que dirigen la radiación electromagnética en la dirección deseada.

El ejemplo más conocido del uso de una superficie para dirigir la radiación son las antenas parabólicas. En ellas, un haz plano que llegue al reflector será concentrado en un sólo punto en el que se encuentra el receptor de la antena. De la misma forma, en transmisión, la potencia radiada por la antena se reflejará en la superficie y se transmitirá como un frente de onda plana.

Las antenas de apertura que utilizan un orificio o abertura en su estructura para dirigir el haz tienen en la antena de bocina a su ejemplo más famoso. Este tipo de antenas consisten en una guía de onda en la que se deja como circuito abierto uno de sus extremos. Para aumentar la directividad de la boca de la guía se le añade este tipo de estructura con forma de bocina (de ahí recibe su nombre).



**Figura 2-4: Antena de bocina**

## 2.2.4 Características de las antenas

Las antenas presentan diversas características o parámetros cuya teoría debe ser conocida y estudiada para poder afrontar su diseño y/o análisis. En este apartado del documento se hará énfasis en los parámetros fundamentales, intentando aportar un conocimiento básico que sirva para la comprensión del trabajo realizado en este Proyecto Fin de Carrera.

### 2.2.4.1 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada una antena se suele definir como la relación que existe entre los valores de tensión y corriente en sus terminales. Esta impedancia suele ser un número complejo, es decir, presenta parte imaginaria o reactancia ( $X_a$ ) y parte real o resistencia ( $R_a$ ).

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

**Figura 2-5: Impedancia de entrada de una antena**

Ambas partes de la impedancia dependen de la frecuencia. Cuando la parte de la reactancia es igual a cero para un valor de frecuencia se dice que la antena es resonante a esa frecuencia determinada.

La parte real de la impedancia puede dividirse a su vez en otras dos resistencias.  $R_r$  es denominada resistencia de radiación de la antena, mientras que  $R_l$  es la resistencia de pérdidas óhmicas.

$$R_a = R_r + R_l$$

**Figura 2-6: Resistencia de entrada de una antena**

Gracias a esta división, puede determinarse la potencia total radiada por la antena y así diferenciarla de la potencia que se ha disipado en la misma. La primera de estas potencias se calcula con la resistencia de radiación, mientras que para la otra se utiliza la resistencia de pérdidas óhmicas.

$$P_{rad} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{rad}$$

**Figura 2-7: Potencia radiada por la antena**

En la anterior figura,  $I$  es la corriente presente a la entrada de la antena. La relación entre la potencia radiada y la total presente a la entrada de la antena conforma el rendimiento de la antena (ver Figura 2-1), que puede expresarse también como relación entre las partes de la resistencia de la antena.

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} = \frac{R_{rad}}{R_{perd} + R_{rad}}$$

**Figura 2-8: Rendimiento de la antena (relación entre resistencias)**

#### 2.2.4.2 Parámetros de dispersión (parámetros S)

En los estudios de sistemas con circuitos complejos, resulta interesante en ocasiones abstraerse de los componentes interiores del circuito y tratarlo como un todo. En esos casos, el circuito es un "caja negra" de la que sólo se conoce alguna matriz de parámetros. Las antenas en concreto son redes de 2 puertos o terminales, donde uno es el puerto de alimentación y el otro representa la salida de potencia en forma de radiación al medio. Este tipo de redes también se denominan cuadripolos.



**Figura 2-9: Red de dos puertos**

Las matrices más típicas son las matrices de admitancias [Y] o las matrices de impedancias [Z]. Para conocer los valores de los coeficientes de estas matrices es necesario saber los valores de corriente y tensión para la frecuencia a la que se está refiriendo todo el escenario. A frecuencias elevadas se hacen más difíciles los estudios de corrientes y tensiones, y es por ello que para los circuitos de microondas suele utilizarse la matriz de parámetros S, también llamados parámetros de dispersión.

La principal ventaja de los parámetros S frente a otros tipos es que consiguen caracterizar cualquier red a partir de magnitudes cuyos valores pueden medirse directamente en el circuito. Se definen dos ondas de tensión en cada puerto, una incidente ( $a_i$ ) y otra reflejada ( $b_i$ ) (Figura 2-11) que han sido previamente normalizadas a la impedancia de cada uno de los puertos. Las ondas incidentes son aquellas que entran en la red, y las reflejadas son aquellas que salen de la misma.

Los parámetros S sirven para definir las relaciones existentes entre las cuatro ondas de tensión. La forma de la matriz para una red de dos puertos, así como las ecuaciones resultantes pueden observarse en la siguiente figura:

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

**Figura 2-10: Red de dos puertos**

El cálculo de los parámetros S es relativamente sencillo. Para hallar el valor del parámetro  $S_{ij}$  se debe conectar la impedancia característica correspondiente a la salida de cada puerto, excepto en el puerto j. Como consecuencia de este montaje, las ondas incidentes en los puertos distintos al j serán iguales a cero ya que toda la potencia que sale por los mismos se disipa debido a la carga adaptada. Para conocer el parámetro  $S_{ij}$  sólo quedaría medir la onda saliente por el puerto i.

$$S_{ij} = \left( \frac{b_i}{a_j} \right)_{a_k=0 \quad (\forall k \neq j)}$$

**Figura 2-11: Parámetro S**

Cada parámetro S representa un concepto diferente del circuito. En una red de dos puertos, los significados de los cuatro parámetros son los siguientes:

Parámetro	Nombre	Fórmula	Descripción
S11	Coefficiente de reflexión en la entrada	$S_{11} = \left( \frac{b_1}{a_1} \right)_{a_k=0 \quad \forall k \neq 1}$	Potencia reflejada en el puerto 1 cuando se conecta el generador en el puerto 1
S21	Coefficiente de transmisión	$S_{21} = \left( \frac{b_2}{a_1} \right)_{a_k=0 \quad \forall k \neq 1}$	Potencia de salida en el puerto 2 cuando se conecta el generador en el puerto 1
S12	Coefficiente de transmisión inversa	$S_{12} = \left( \frac{b_1}{a_2} \right)_{a_k=0 \quad \forall k \neq 2}$	Potencia de salida en el puerto 1 cuando se conecta el generador en el puerto 2
S22	Coefficiente de reflexión en la salida	$S_{22} = \left( \frac{b_2}{a_2} \right)_{a_k=0 \quad \forall k \neq 2}$	Potencia reflejada en el puerto 2 cuando se conecta el generador en el puerto 2

**Tabla 2-3 : Parámetros de dispersión**

Utilizando los parámetros de dispersión pueden calcularse otras propiedades o coeficientes de la red:

$$\text{Pérdidas de retorno (dB)} = -10 \log \frac{P_{ref}}{P_{inc}} = -20 \cdot \log_{10}(s_{ii})$$

$$\text{Pérdidas de inserción (dB)} = -20 \cdot \log_{10}(s_{ji})$$

**Figura 2-12: Pérdidas del cuadripolo**

Las pérdidas de retorno identifican la cantidad de potencia que se ha reflejado respecto del total de potencia a la entrada de un puerto de la red. Por otro lado, las pérdidas de inserción son la cantidad de potencia que se pierde en el camino de un puerto de entrada a otro de salida, es decir las pérdidas de dentro de la red, ya sean por disipación o porque una cantidad de energía se dirige hacia otra puerta de salida.

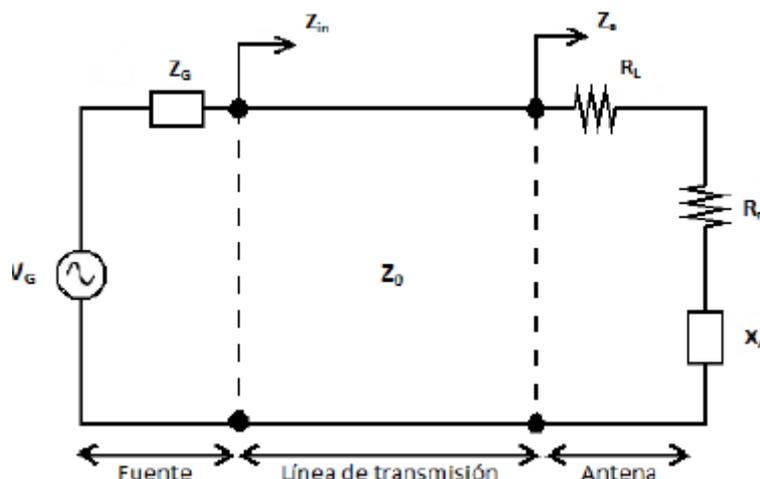
### 2.2.4.3 Adaptación y reflexión

Las antenas se conectan a los generadores de la señal a transmitir mediante líneas de transmisión. Esta línea de transmisión tendrá una impedancia característica  $Z_0$  que podrá ser igual o diferente (en muchos casos) a la impedancia de la antenna. La diferencia existente entre ambas impedancias rige el comportamiento del sistema en cuanto a reflexión:

$$\Gamma = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0}$$

**Figura 2-13: Coeficiente de reflexión de la impedancia del generador**

Si ambas impedancias son idénticas, la reflexión en la entrada de la antenna será igual a cero. Si fueran diferentes, una parte de la potencia se reflejaría en la entrada de la antenna siendo menos eficiente el sistema en este caso.



**Figura 2-14: Antena conectada a una línea de transmisión**

Como puede observarse en la figura anterior, también debe existir adaptación entre el generador que proporciona la señal y la línea de transmisión que se encarga de llevarla hasta la antena. La potencia disponible en el generador necesita que exista una relación de adaptación entre su impedancia y la vista desde el mismo. Observando la siguiente expresión de la potencia que entra en la línea, se puede deducir la relación necesaria entre ambas impedancias.

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

**Figura 2-15: Potencia de entrada a la red**

En la figura se observa como la potencia se ha tomado mediante la relación clásica de la ley de Ohm, sin embargo a altas frecuencias la corriente que entra a la red depende de la adaptación de impedancias que presente la red.

A partir de la anterior fórmula puede demostrarse que la potencia incidente en la línea de transmisión tiene su máximo cuando la impedancia de la entrada es igual a la de generador conjugada ( $Z_g = Z_{in}^*$ ). Si se cumple esta igualdad, el generador entregará a la red toda su potencia disponible, cuya expresión es la siguiente:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g^* + Z_g} \right|^2 \cdot R_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_g|^2}{R_g}$$

**Figura 2-16: Potencia disponible en el generador**

En este caso, la potencia de entrada a la línea de transmisión será toda la disponible en el generador, lo cual significa que la línea está perfectamente adaptada. Esto no implica que no exista onda reflejada por la antena, como se ha visto con anterioridad. Para que no exista potencia reflejada la impedancia de la antena ( $Z_L$ ) y la de la línea de transmisión deben ser idénticas. Para que se cumplan ambas condiciones a la vez, las impedancias del generador y de la antena deben ser reales e idénticas a la de la línea. Si se cumple dicha condición, la red estará adaptada y se disipará la mayor cantidad posible de potencia en la antena.

#### **2.2.4.4 Relación de onda estacionaria (SWR)**

La relación de onda estacionaria sirve como una medida de lo adaptadas que están la carga (antena en este caso) y la línea de transmisión.

Si la impedancia de la antena es diferente a la necesaria para la adaptación, parte de la señal se reflejará hacia dentro de la línea en vez de pasar a la antena. Este fenómeno hace que dentro de la línea se junten la señal "normal" y la señal reflejada formando una onda estacionaria.

Se define la Relación de Onda Estacionaria/ROE (Standing Wave Ratio/SWR) como el cociente entre el valor máximo y el mínimo de la tensión de la onda estacionaria que se transmite por la guía.

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |s_{11}|}{1 - |s_{11}|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

**Figura 2-17: Relación de onda estacionaria**

El valor de la ROE se encontrará entre 1, cuando el coeficiente de reflexión es nulo y la antena está totalmente adaptada, e infinito, cuando el módulo de la reflexión es igual a 1, es decir, toda la señal se refleja hacia dentro de la antena.

#### **2.2.4.5 Diagrama de radiación**

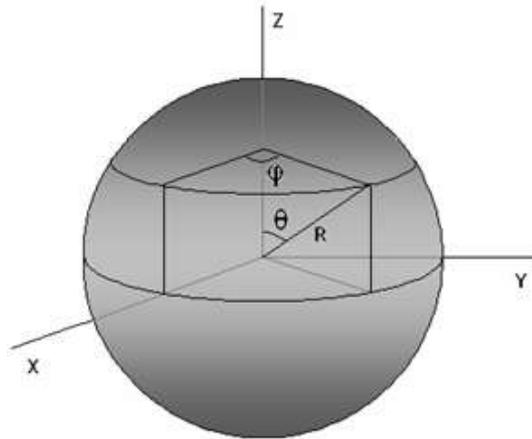
Diseñar y construir una antena tiene una objetivo final utilizarla para radiar señales al medio, pero no se tiene porque radiar de la misma manera en todas las direcciones del espacio. El diagrama de radiación es la representación gráfica que se hace en dos o tres dimensiones de la manera en que la antena recibe o transmite las señales desde y hacia el medio, es decir, de su densidad de potencia.

El diagrama de radiación se define en condiciones de campo lejano, que son aquellas en las que la distribución angular del campo no depende de la distancia a la antena, es decir, la onda a esa distancia se comporta como plana (de forma local) para cada dirección de espacio. La distancia mínima para la que se puede definir las condiciones de campo lejano es  $2 \cdot D / \lambda$ , donde  $\lambda$  es la longitud de onda a la que se trabaja y D es la dimensión mayor de la antena.

Existen otras regiones para el estudio de las antenas aparte de la de campo lejano, son la de campo próximo radiante y la de campo próximo reactivo. Sin embargo estas no son importantes en relación al presente estudio y por lo tanto no se entrará a explicarlas en mayor profundidad.

El diagrama de radiación tiene tres dimensiones, pero en muchas ocasiones resulta más práctico representarlo en dos dimensiones mediante la realización de cortes en algún plano del espacio. También es muy común normalizar las unidades del diagrama en relación al máximo valor del mismo.

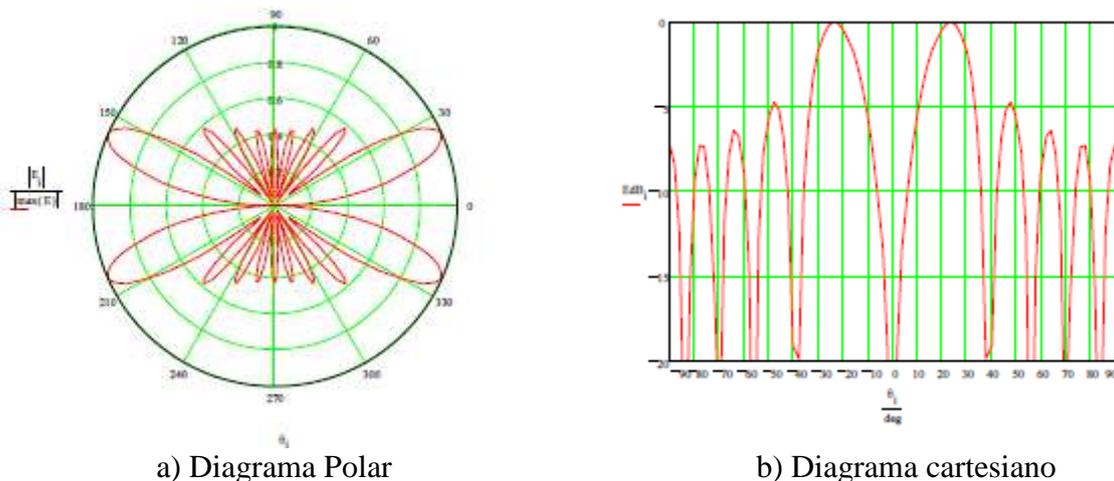
Las coordenadas esféricas son el sistema de referencia más extendido a la hora de representar los diagramas de radiación en tres dimensiones. Las coordenadas que definen este sistema son el radio r, el ángulo polar  $\theta$  (respecto al eje z) y el azimut  $\phi$  (ángulo respecto al eje x).



**Figura 2-18: Coordenadas esféricas**

En la mayoría de ocasiones, la representación 3D resulta demasiado confusa o engorrosa, en esos casos se opta por una representación 2D mediante cortes en algún plano de las coordenadas esféricas. Los planos más comunes en los que se definen los cortes son el E y el H. El plano E es el de mayor valor de radiación del campo eléctrico, mientras que el plano H es el de mayor valor de radiación del campo magnético y por lo tanto perpendicular al plano E.

La representación en dos dimensiones suele hacerse sobre todo en coordenadas cartesianas y en polares cada una con sus ventajas y desventajas. Las coordenadas polares permiten una observación más intuitiva de cómo está repartida la cantidad de radiación en el espacio, ya que son un simple corte de las coordenadas esféricas. Por otro lado, las coordenadas cartesianas no aportan esa visión de una manera tan clara, pero son útiles para observar a simple vista otros parámetros como la anchura del lóbulo principal o la relación de lóbulo principal a secundario (SLL).



**Figura 2-19: Diagramas polar y cartesiano**

En todo diagrama de radiación hay ciertos parámetros interesantes a la hora de caracterizar el funcionamiento de la antena:

- **Dirección de apuntamiento:** es la dirección de máxima densidad de radiación de la antena.
- **Lóbulo principal:** está formado por la zona espacial en la que se da la radiación máxima.
- **Lóbulos laterales:** son zonas en las que se dan máximos locales de radiación. Suelen ser de menor magnitud que el principal y suele haber nulos entre los distintos lóbulos. Los lóbulos secundarios de mayor magnitud suelen ser los adyacentes al principal, también denominados lóbulos secundarios.
- **Lóbulo posterior:** es el lóbulo situado aproximadamente a  $180^\circ$  respecto del principal.
- **Anchura de haz a -3dB:** es el intervalo en el que la densidad de radiación aún no ha bajado de un nivel de 3dB por debajo del máximo de radiación. Sirve para determinar como de directiva es una antena.
- **Relación de lóbulo principal a secundario (SLL):** es la diferencia en dB entre el nivel máximo del lóbulo principal y el lóbulo secundario de mayor magnitud.

Los diagramas de radiación más comunes son los siguientes:

- **Diagrama isotrópico:** en este tipo de diagramas se radia la misma densidad de potencia en todas las direcciones. Este tipo de diagramas no se pueden conseguir en la realidad, sólo pueden aproximarse.
- **Diagrama omnidireccional:** es el típico diagrama de radiación de un dipolo. Son aquellos que presentan simetría de revolución respecto a un eje.
- **Diagrama directivo:** se concentra la radiación en una zona del espacio en concreto, intentando tener mínimos en las otras direcciones.

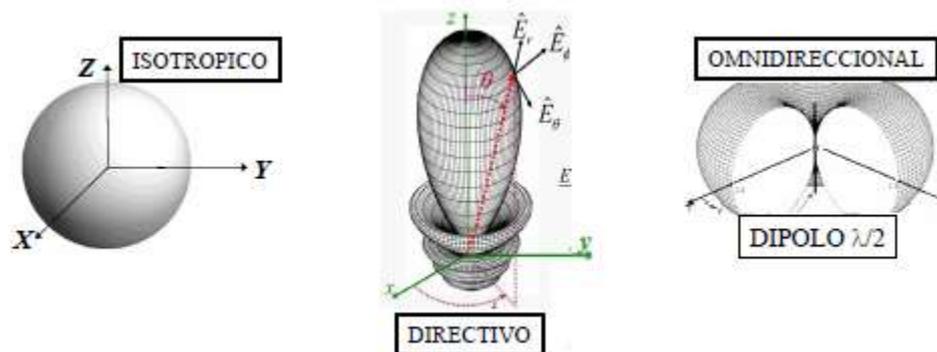
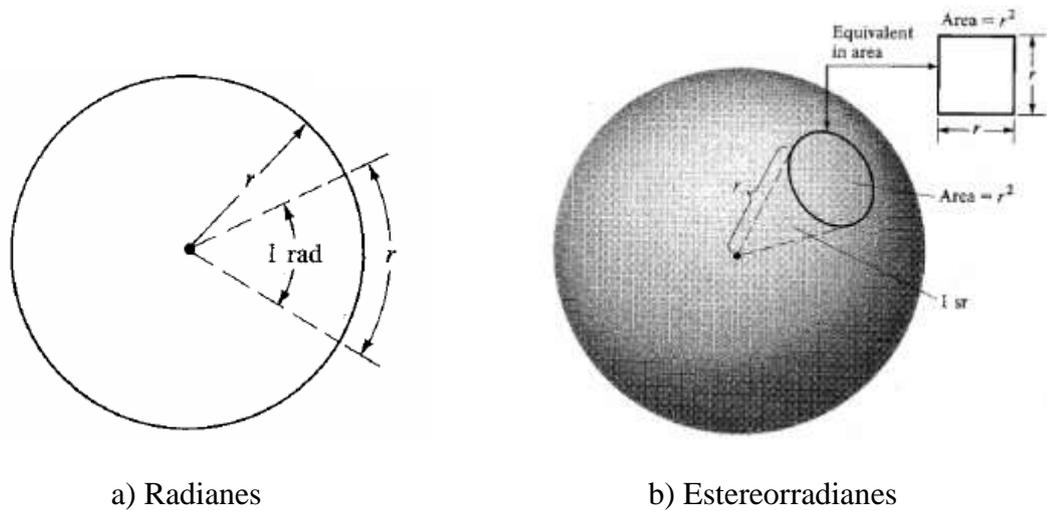


Figura 2-20: Tipos de diagramas de radiación

#### 2.2.4.6 Intensidad de radiación

La medida de la potencia que radia una antena suele hacerse por unidades de ángulo sólido. Un ángulo sólido es la zona del espacio que abarca un conjunto de líneas radiales que parten del centro de una esfera. Las unidades en que se miden son los estereorradianes, que son el ángulo sólido abarcado por una superficie esférica de valor  $r^2$ , situada sobre una esfera de radio  $r$ . Esta definición se entiende mejor si se observa la siguiente figura en la que se compara la definición de los radianes con la de los estereorradianes.



**Figura 2-21: Radianes y Estereorradianes**

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

$$d\Omega = \frac{dS}{r^2} = \frac{r^2 \sin \theta d\theta d\phi}{r^2} = \sin \theta d\theta d\phi$$

**Figura 2-22: Ángulo sólido**

La intensidad de radiación ( $U$ ) se define como la cantidad de potencia radiada por la antena por ángulo sólido  $d\Omega$ . Está definida en condiciones de campo lejano y es muy útil a la hora de identificar las propiedades de directividad de la antena.

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

**Figura 2-23: Intensidad de radiación**

En la expresión anterior  $S$  es el vector de Poynting, que indica la densidad del flujo de energía electromagnética ( $\text{W/m}^2$ ) y está definido por la siguiente expresión:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$$

**Figura 2-24: Vector de Poynting**

Si el diagrama de la antena a medir fuera isotrópico, la intensidad de radiación sería independiente de los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  en los que se midiera, por lo tanto la potencia radiada por la antena sería:

$$P_{rad} = \oint_{d\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \oint_{d\Omega} d\Omega = 4\pi U_0$$

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi}$$

**Figura 2-25: Potencia radiada por la antena**

#### 2.2.4.7 Directividad, Ganancia y Eficiencia de Radiación

La directividad y ganancia tienen fórmulas parecidas que pueden llevar a confusiones entre una y otra, pero conceptualmente son parámetros bien diferenciados.

La directividad de una antena es la capacidad que esta tiene para enviar su energía en una dirección concreta. Se define como la relación entre la intensidad de radiación en dicha dirección con respecto a la intensidad de radiación si la antena fuera isotrópica y radiase la misma potencia total:

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

$$D_{max} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}}$$

**Figura 2-26: Directividad de la antena**

$D_{max}$  es la directividad en la dirección de máximo apuntamiento de la antena, es decir, donde se encuentra su lóbulo principal. Es la dirección en la que suele interesar medir la directividad ya que es la que se utilizará para apuntar la antena hacia su objetivo.

La ganancia de potencia es la relación en todas las direcciones del espacio entre la intensidad de radiación de la antena y la de una antena isotrópica que aceptase la misma potencia entregada  $P_{ent}$  que la antena bajo análisis. En este caso la ganancia máxima  $G_0$  es el valor de la ganancia en la dirección de máxima radiación.

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} = 4\pi r^2 \frac{\langle S(r, \theta, \phi) \rangle}{P_{ent}}$$

**Figura 2-27: Ganancia de la antena**

Existe otro parámetro estrechamente relacionado con la ganancia y la directividad: la eficiencia de radiación. La eficiencia describe la relación existente entre la potencia a la entrada y la potencia radiada total en la antena que se está estudiando. Suele expresarse en porcentajes varían ampliamente según que tecnología (dipolo, parche, ranura...) se esté utilizando.

Si se han interiorizado los conceptos de directividad y ganancia, puede observarse que la eficiencia de radiación sirve para expresar una relación entre ambas:

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} = \frac{G_0}{D_0} \quad G(\theta, \phi) = \eta_{rad} \cdot D(\theta, \phi)$$

Figura 2-28: Relación entre directividad y ganancia

#### 2.2.4.8 Polarización

El campo eléctrico radiado por la antena tendrá un valor en todas sus componentes en cada punto del espacio. Dicho valor dependerá del punto y el instante de tiempo en el que se mida. La polarización, que es la figura que traza el extremo del vector de campo eléctrico radiado en la dirección de máxima radiación y su sentido de giro, está referida a la posición de un observador en el lugar de la antena.

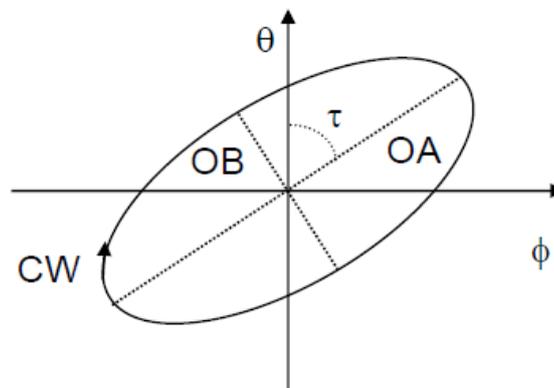
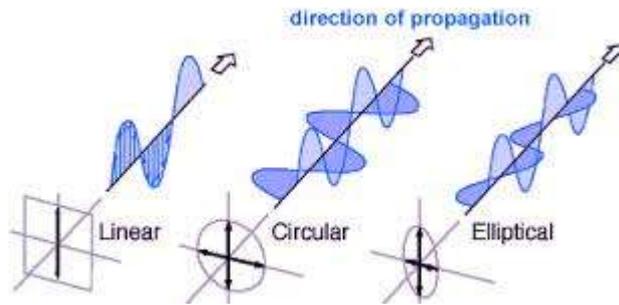


Figura 2-29: Elipse de polarización

La forma que tenga la figura, que típicamente será una elipse, determinará qué tipo de polarización presenta la antena, sin embargo, pueden diseñarse los elementos radiantes para que formen otras figuras concretas.

- **Polarización lineal:** en este tipo de polarización el campo se mueve sobre una recta en una sola dimensión. De esta forma, la figura que trazará sobre un plano perpendicular a la dirección de propagación será un segmento. Puede ser horizontal o vertical si el segmento está en alguno de dichos ejes. Para conseguir este tipo de polarización las componentes del campo eléctrico deben estar en fase o en contrafase.
- **Polarización circular:** el extremo del campo eléctrico se mueve en ambas direcciones distintas a la de propagación. La figura que se formaría en un plano perpendicular a dicha dirección sería una circunferencia. Es este caso, como en el de la elipse, el campo tendrá un sentido de giro que puede ser a derechas o a izquierdas. Para conseguir esta polarización las componentes del campo eléctrico deben tener amplitud igual y estar desfasadas  $\pm 90^\circ$ .



**Figura 2-30: Tipos de polarización**

Si se quiere conocer el tipo de polarización que posee la antena que se está diseñando o estudiando, se debe de echar mano al Axial Ratio (AR), que es la relación que existe entre el valor de los ejes mayor y menor de la elipse de polarización, OB y OA en la Figura 2-29.

$$AR = OA/OB$$

**Figura 2-31: Axial Ratio**

Se pueden dar los siguientes casos en el resultado del cálculo del Axial Ratio:

- **AR=∞**: La polarización es lineal.
- **AR=1**: La polarización es circular.
- Para cualquier otro valor la polarización será elíptica.

La polarización de una antena es muy importante ya que una antena receptora sólo acoplará la componente de campo incidente que tenga polarización igual a la suya. Utilizar distintas polarizaciones es una buena manera de compartir el espectro radioeléctrico. El factor de pérdidas de polarización indica cuanta potencia transmite la onda incidente en la polarización de la antena receptora.

$$FPP = \left| \hat{e}_{TX}(\theta, \phi) \cdot \hat{e}_{RX}(\theta, \phi) \right|^2$$

**Figura 2-32: Factor de pérdidas de polarización**

Algunos ejemplos concretos:

- Si las polarizaciones coinciden de manera perfecta el FPP=1.
- Si ambas son polarizaciones circulares pero con sentido de giro opuesto FPP=0.
- Entre una polarización circular y una lineal FPP=0.5.

#### **2.2.4.9 Ancho de Banda**

Las dimensiones del elemento radiante están fijas, por lo que su funcionamiento está optimizado para una banda de frecuencias concreta. El ancho de banda es el rango de frecuencias en las que la antena cumple unos requisitos mínimos en alguna o varias de sus características. Suele indicarse como un porcentaje referido a la frecuencia central de dicho ancho de banda:

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0}$$

**Figura 2-33: Ancho de banda**

## 2.3 Guías de Onda

Las guías de onda son secciones de material conductor hueco (como una tubería) cuya sección transversal puede ser cuadrada, rectangular, circular... Permiten transmitir ondas electromagnéticas entre dos puntos mediante confinamiento de los campos en su interior. Presentan poca disipación de energía, lo que las hace especialmente útiles para bandas de trabajo altas en las que este problema es acuciante cuando se utilizan otras tecnologías como la línea microstrip.



**Figura 2-34: Guía de onda rectangular**

La guía de onda contiene dieléctrico en su interior, este puede ser aire, otro material o una mezcla de ambos. Su estudio es muy amplio y está desarrollado con mucha profundidad debido a la gran utilidad de este tipo de estructuras.

### 2.3.1 Modos de propagación

Existe un conjunto infinito pero numerable de ondas electromagnéticas diferentes que se pueden propagar por una guía de onda, cada una de ellas es un modo. Algunos de esos infinitos modos se propagarán por la guía y otros no, esto dependerá de la frecuencia de trabajo y de las frecuencias de corte de los distintos modos.

Si se desea que un modo se transmita por la guía, la frecuencia de trabajo deberá ser mayor que la frecuencia de corte. Los modos que no cumplen este requisito se denominan modos evanescentes. Este tipo de modos se atenúan rápidamente al avanzar en la guía y no consiguen llegar al otro puerto, por lo tanto se considera que no se propagan.

El modo con la frecuencia de corte más baja de toda la guía de onda se denomina modo fundamental, y al siguiente a él se le denomina modo superior. Según el número de modos que transmita la guía, puede clasificarse su funcionamiento en dos tipos diferentes:

- **Monomodo:** cuando sólo se transmite el modo fundamental y no el superior ya que la frecuencia de trabajo se encuentra dentro del ancho de banda monomodo.
- **Multimodo:** cuando se propagan varios modos a la vez.

El ancho de banda monomodo, que es el rango de frecuencias en las que la guía transmite sólo el modo fundamental, es muy importante en las guías de onda.

En la mayoría de aplicaciones lo más interesante es que la guía de onda se comporte como monomodo, ya que de otra manera la energía que viaja por ella lo haría repartida entre los distintos modos y a la hora de detectarla en el receptor se necesitaría utilizar un método específico para cada uno de ellos. Otra desventaja de utilizar múltiples modos es la distorsión que se introduce, ya que la constante y la velocidad de propagación son distintas para los diferentes modos a una misma frecuencia.

Según sea la banda de frecuencias en la que se quiera trabajar, la guía de onda debe tener unas dimensiones concretas para que sólo se transmita un modo (el fundamental). Este es uno de los principales problemas de las guías de onda, su limitado ancho de banda a la hora de trabajar en régimen monomodo.

Normalmente, se suelen dejar unos márgenes de seguridad después de la frecuencia de corte del modo fundamental ( $f_{c1}$ ) y antes de la del segundo modo ( $f_{c2}$ ). Esto se hace para evitar problemas con las altas pérdidas óhmicas en las paredes conductoras y con la distorsión producida por la fuerte no linealidad que presenta  $\beta$  (constante de propagación), que se suelen dar en las frecuencias más cercanas a  $f_{c1}$ , y para evitar que el segundo modo empiece a propagarse. Debido a todo lo anterior, el rango de frecuencias en las que se puede aprovechar el comportamiento monomodo suele tomarse como  $1,25*f_{c1} < f < 0,95*f_{c2}$ , en vez de tomar todo el conjunto entre  $f_{c1}$  y  $f_{c2}$ .

Las ecuaciones de Maxwell [8] tienen diferentes tipos de soluciones cuando se asocian a unas determinadas condiciones de contorno. Cada tipo de solución describe un tipo de modo que puede propagarse por las líneas de transmisión:

- **Modos TEM:** En este tipo de modos, las dos componentes longitudinales (en la dirección de propagación) del campo son iguales a 0. ( $H_z=E_z=0$ )
- **Modos TE:** Sólo es nula la componente longitudinal del campo eléctrico. ( $E_z=0$ )
- **Modos TM:** Sólo es nula la componente longitudinal del campo magnético. ( $H_z=0$ )
- **Modos Híbridos:** Ninguna de las componentes longitudinales de los campos son nulas.

En las guías de onda normales sólo se propagan los modos del tipo TE y TM. Los modos TEM necesitan un medio de transmisión formado por dos conductores y las guías están formadas por uno sólo de ellos. Los modos híbridos se propagan cuando los

conductores no delimitan bien la cavidad por la que se deben transmitir las ondas electromagnéticas o el material interior es heterogéneo, es el caso de las fibras ópticas.

### 2.3.2 Tipos de guías de onda

Las ecuaciones de Maxwell se resuelven según la geometría de la estructura a estudiar, por lo tanto guías con distintas formas tendrán comportamientos diferentes.

Las guías de onda utilizadas de una manera más común son la rectangular y la circular. Esto se debe a que su estudio es más sencillo que para otras geometrías y su funcionamiento es muy eficiente.

#### 2.3.2.1 Guía de onda rectangular

Los parámetros más importantes en este tipo de guía de onda son los tamaños de sus lados. Suele denominarse "a" al lado mayor y "b" al lado menor. Estas dimensiones fijan las frecuencias de corte de los modos TE y TM que se dan en la guía y por lo tanto delimitarán el rango de frecuencias para las que se comporta como guía monomodo.

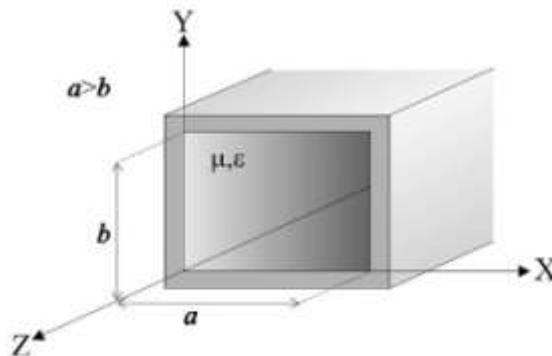


Figura 2-35: Dimensiones guía rectangular

Las frecuencias de corte de los modos de la guía se calculan con la siguiente expresión, donde  $c_0$  es la velocidad de la luz en el vacío y  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica relativa del interior de la guía:

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

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

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

Figura 2-36: Frecuencias de corte guía rectangular

La longitud de onda de la guía para cada uno de los modos TE y TM se calcula como:

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

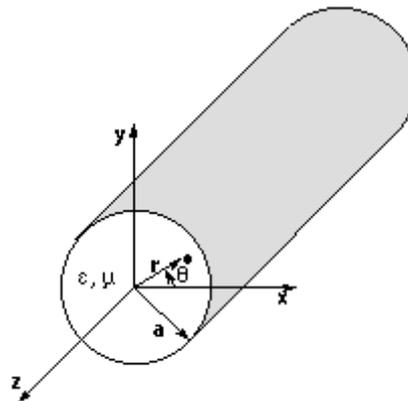
**Figura 2-37: Longitudes de onda guía rectangular**

En la anterior expresión  $\lambda_0$  es la longitud de la onda en el vacío para determinada frecuencia de trabajo (típicamente  $f_0$  que es la frecuencia central de la banda).

En este tipo de guías suele tomarse  $a > b$  y por lo tanto el modo fundamental siempre será el  $TE_{10}$ , ya que usando la fórmula de la Figura 2-36 puede demostrarse que su frecuencia de corte será siempre la menor de entre todos los modos.

### 2.3.2.2 Guía de onda circular

En las guías circulares el parámetro que delimita las frecuencias de corte de los modos TE y TM (que son los únicos que existen en estos tipos de guías de onda) es el radio interior que suele denominarse "a". La principal diferencia con la guía rectangular es que debido a su geometría es más adecuado el uso de coordenadas cilíndricas para la resolución de la ecuación de onda



**Figura 2-38: Dimensiones guía circular**

En el caso de este tipo de guías las expresiones para obtener las frecuencias de corte de los modos son las siguientes:

$$\text{Modos } TM_{nm}: \quad f_{c_{nm}} = \frac{p_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}}$$

$$\text{Modos } TE_{nm}: \quad f_{c_{nm}} = \frac{p'_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}}$$

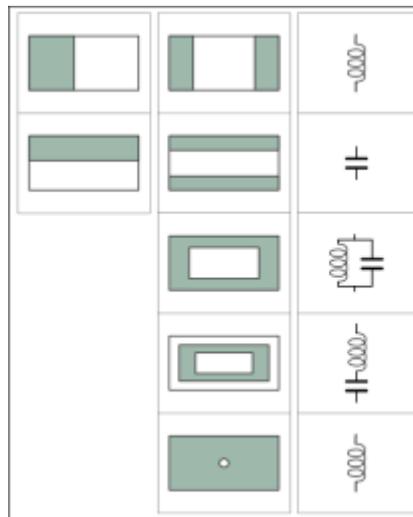
**Figura 2-39: Frecuencias de corte guía circular**

$P_{nm}$  y  $P_{nm}'$  son las raíces de las funciones de Bessel y sus derivadas respectivamente.

El modo fundamental de este tipo de guía siempre es el  $TE_{11}$  seguido por el  $TM_{01}$  y después el  $TE_{01}$ . Esto es debido a que las funciones de Bessel son siempre las mismas, y las dimensiones de la guía (el radio) lo único que hacen es modificar el valor de las frecuencias de corte, pero no el orden de aparición de los modos.

### 2.3.3 Iris en guía de onda

Un iris es una variación de una de las dimensiones de la guía en un segmento de la misma. Un iris que reduzca el ancho de una guía de onda rectangular es equivalente a añadir una inductancia que modifique la impedancia que se ve a lo largo de la guía. Del mismo modo existen otros iris que modifican el circuito equivalente de la siguiente manera:



**Figura 2-40: Iris en guía de onda**

Los valores de las inductancias y capacitancias que introducen los iris son directamente proporcionales al tamaño de los mismos. El distinto comportamiento de un iris en una u otra dimensión se debe a que unos se oponen al paso del campo eléctrico y los otros al del magnético. Se debe tener cuidado al usar estas estructuras debido a que al concentrar el campo eléctrico y/o magnético, la potencia que se es capaz de transportar por la guía sin llegar a una situación de ruptura es menor que en una guía normal.

Gracias a la introducción de estos elementos dentro de la guía de onda puede conseguirse una modificación de las impedancias que se ven desde los distintos puntos de la misma y por lo tanto mejorar la adaptación. Otra función de los iris es la realización de filtros en guía de onda, ya que si se conocen sus circuitos equivalentes pueden diseñarse redes LC con valores determinados. También puede favorecerse la propagación de unos modos frente a otros utilizando determinadas geometrías.

En la realización de este Proyecto Fin de Carrera se buscará mejorar la adaptación y el acoplo de los elementos radiantes de una antena de array mediante el uso de tornillos de

sintonía, que serán estructuras con un efecto presuntamente similar al de los iris a la hora de modificar las impedancias y las frecuencias de resonancia de los elementos radiantes.

### 2.3.4 Alimentación en guía de onda

Las guías de onda suelen estar conectadas a otros elementos del circuito que las alimentan. Sin embargo, la tecnología que utilizan dichos elementos casi siempre es coaxial, por lo que usar conectores de ese tipo será la forma más común de enviar energía a una guía.

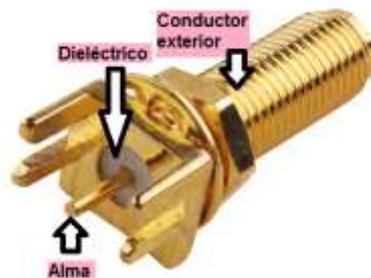


Figura 2-41: Conector coaxial

El montaje más típico está compuesto por la conexión del conductor exterior del conector coaxial con el conductor de la guía de onda. De esta manera se establece un plano de tierra conjunto entre los dos sistemas. La alimentación es llevada a cabo por el alma del coaxial que se deja al descubierto dentro de la guía de onda, radiando la señal a entregar como una antena de monopolo.

La longitud del alma que se deja al descubierto dentro de la guía de onda debe ser de  $\lambda_0/4$  de longitud ya que se quiere que actúe como un monopolo resonante. Al encontrarse dentro de la guía de onda, el monopolo radiará señal a la longitud de onda de la guía y no del vacío.

Por otro lado, el monopolo debe encontrarse a una distancia de  $\lambda_g/4$  del principio de la guía de onda. Esta longitud es la necesaria para que la componente de señal que se radia hacia la dirección de la pared se suma en fase a su vuelta a la altura del alma del coaxial. La explicación de este fenómeno es sencilla: La señal se desfasa  $\lambda_g/4$  de camino al comienzo de la guía, al reflejarse se desfasa otros  $180^\circ$  ( $\lambda_g/2$ ) y en el camino de vuelta se suman los mismos  $\lambda_g/4$  que a la ida, todo lo anterior junto supone un desfase de  $\lambda_g$ , es decir, la componente llegará con la misma fase de salida.

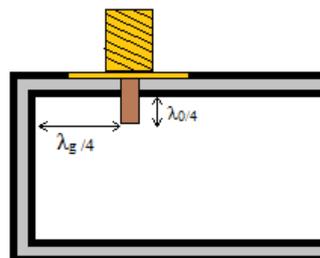


Figura 2-42: Alimentación coaxial

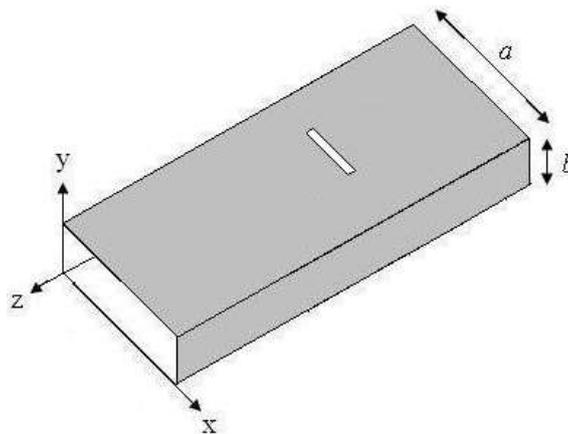
## 2.4 Elementos radiantes

La naturaleza de las antenas es radiar la señal que les es entregada mediante alguna línea de transmisión como por ejemplo las guías de onda introducidas en este documento. Para conseguir emitir la señal al medio se necesitan elementos radiantes. En antenas que utilizan guía de onda como red de alimentación destacan dos tipos de elementos radiantes: las ranuras y los parches.

### 2.4.1 Ranuras

Las ranuras consisten en huecos en el material conductor de una de las caras de la guía. Por dichos huecos se escapará la señal que se transporta confinada dentro de la guía de onda. Una ranura se puede equiparar a un dipolo de una longitud eléctrica equivalente.

La forma de las ranuras delimitará su diagrama de radiación y otras características como la reflexión. La ranura que se va a utilizar en este PFC es un simple rectángulo, que otorga libertad de configuración variando su longitud y su anchura. Para que la ranura se comporte como un monopolo resonante, una de las dos dimensiones debe ser cercana a  $\lambda/2$  y la otra mucho menor que la longitud de onda (por ejemplo  $\lambda/10$ ).



**Figura 2-43: Ranura en guía de onda**

Las ranuras deben alimentarse de alguna manera, en la figura anterior se realiza mediante guía de onda, pero existen otras alternativas:

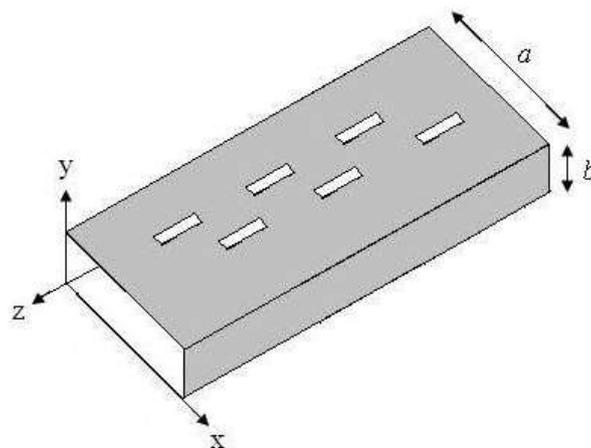
- **Línea Microstrip:** La ranura se implementa en la cara del sustrato que se utiliza como plano de masa. La línea se posiciona en el otro lado, a una distancia de  $\lambda/4$  de la ranura, para evitar reflexiones con fases indeseadas.
- **Guía de onda:** El montaje es el que se puede visualizar en la Figura 2-42. En ella la ranura es atravesada por las líneas de corriente superficial del modo que se está propagando.

Para que exista la radiación se necesita que las líneas de corriente atraviesen la ranura, por lo tanto no todas las posiciones de la ranura son igual de adecuadas. En este

PFC se han estudiado las ranuras de tipo S (Strong), que son aquellas cuya dimensión mayor, a la que se llamará longitud, es perpendicular a la guía de onda. Este es el caso concreto de la Figura 2-42.

Si se colocan en el centro del segmento de la guía, este tipo de ranuras son atravesadas por muchísima densidad de corriente ya que su longitud es ortogonal a la misma, y por lo tanto las líneas se ven obligadas a pasar a través del hueco en vez de desviarse. De esta forma se consigue una ranura que radie el máximo posible para el modo  $TE_{10}$ . Sin embargo, puede no interesar radiar tanto, y que se busque reducir la cantidad de potencia que acopla la ranura. Para disminuir la densidad de corriente que atraviesa la ranura y por lo tanto la potencia que emite al medio, basta tan solo con desplazarla hacia alguno de los extremos de la guía de alimentación. Así se consigue que un menor número de líneas de corriente sean ortogonales a la ranura y por lo tanto les sea más “fácil” desviarse que atravesarla.

Existen otros tipos de ranura según su colocación respecto a las líneas de corriente. Aquellas que tienen su longitud paralela a la densidad de corriente no radiarán prácticamente nada. Son las denominadas ranuras N (de excitación nula). Este tipo de ranuras radiarán más cuanto más pegadas a los lados de la guía se encuentren, pasando a denominarse ranuras W.



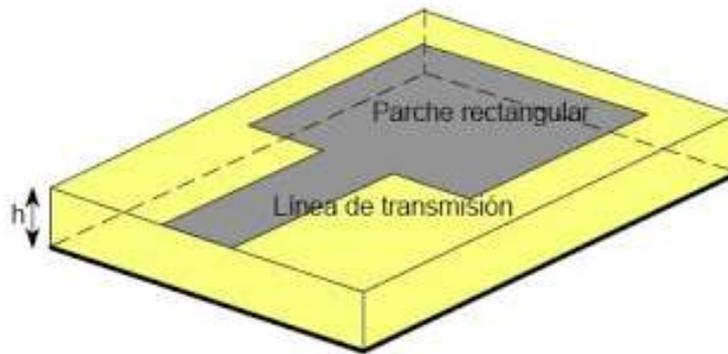
**Figura 2-44: Ranuras W en guía de onda**

Dentro de las ranuras W existe otro tipo de configuración diferente en el que se coloca la ranura en una posición diagonal, de manera que la longitud no sea totalmente perpendicular a las líneas de corriente, pero que sea posible que algunas lo atraviesen. Con las ranuras W se puede conseguir un acoplo intermedio que resulta muy útil a la hora de diseñar un array.

## 2.4.2 Parches

Las líneas microstrip han surgido como una nueva alternativa a la hora de diseñar elementos radiantes. Su objetivo inicial es transportar la energía de la señal desde un lugar a otro actuando como línea de transmisión, por lo tanto, se supone que no deberían radiar nada o casi nada de la señal. Sin embargo, cuando una de estas líneas es demasiado ancha o tiene demasiada superficie, es inevitable que disipe la energía en forma de radiación hacia el medio, surgiendo los parches (antenas microstrip).

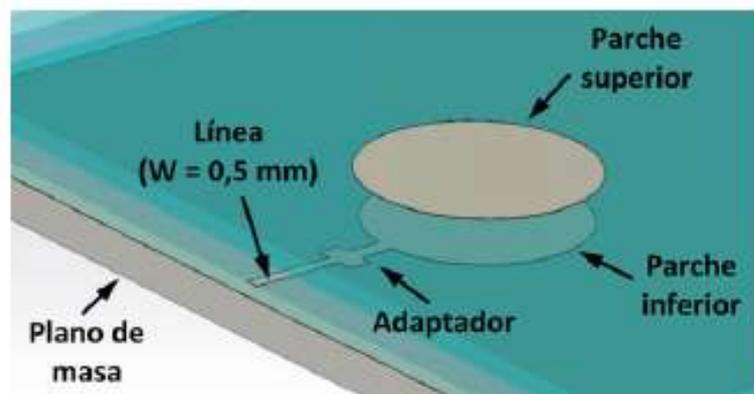
Las dimensiones de un parche deben estar en el orden de la longitud de onda de la señal. Normalmente consisten en una superficie conductora colocada sobre una cara de un sustrato y un plano de masa al otro lado.



**Figura 2-45: Parche rectangular**

Sus formas pueden ser circulares, rectangulares, cuadradas, aunque otras formas pueden resultar interesantes para casos concretos.

Los parches presentan un ancho de banda en general más pequeño que las ranuras, para evitar esta mala característica se han diseñado soluciones como el apilamiento de parches con frecuencias de resonancia cercanas, lo que hace que se acoplen sus anchos de banda individuales en uno colectivo más grande.



**Figura 2-46: Parches apilados**

La alimentación de los parches ofrece mucha libertad a la hora de elegir como llevarla a cabo, algunas opciones son:

- A través de una línea de transmisión que se una al parche.
- Por acoplamiento de señal a través de las distintas capas del sustrato. Es una solución parecida a la alimentación de ranuras con líneas microstrip.
- Alimentación mediante conector coaxial: Se conecta el conductor exterior del conector al plano de masa del sustrato, dejando el alma en contacto con la superficie del parche.
- Alimentación con una ranura entre la línea y el parche: Se alimenta una ranura mediante línea de transmisión y encima de la misma se coloca otra capa de sustrato con un parche en uno de sus lados (y sin plano de masa). De esta forma la ranura enviará la señal directamente al parche.

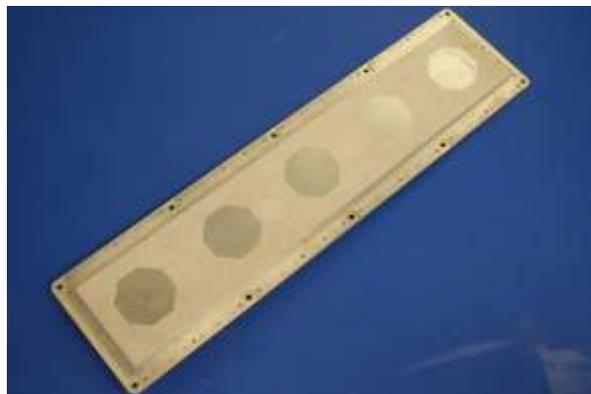
## 2.5 Antenas de Array

Conseguir un diagrama con ciertas características de directividad, ganancia o nivel de lóbulos puede ser muy difícil si la antena se compone de un solo elemento. Para conseguirlo sería necesario utilizar un parche o ranura extremadamente elaborado, lo cual costaría tiempo y dinero, y los resultados tampoco serían idóneos. Otra opción sería utilizar una antena más grande, que tampoco es la mejor opción.

En aplicaciones que tengan unos requisitos bastante exigentes en los términos mencionados anteriormente, suele utilizarse una agrupación de elementos radiantes que combinen sus propiedades para obtener unas características de todo el conjunto más adecuadas a dichos requisitos.

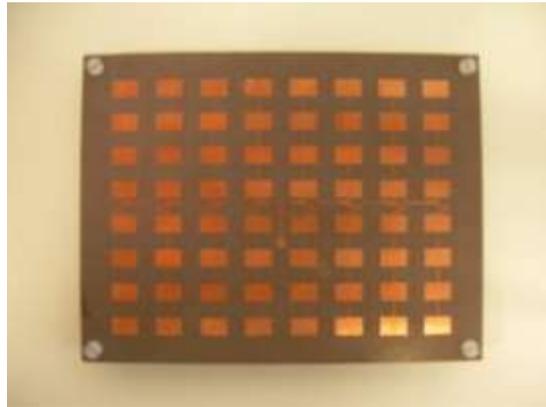
La agrupación de varios elementos radiantes se denomina array de antenas. Se clasifican en los siguientes tipos dependiendo de cómo sea la distribución de los elementos individuales:

- **Array lineal:** Los elementos están dispuestos en una línea recta (una sola dimensión).



**Figura 2-47: Array lineal**

- **Array plano:** Se posicionan los elementos de forma bidimensional sobre un plano.



**Figura 2-48: Array plano**

- **Array conformado:** Los elementos están dispuestos sobre una superficie de una forma concreta y necesaria para la aplicación. Por ejemplo sobre un cilindro o una esfera.



**Figura 2-49: Array conformado**

Existen ciertos parámetros que se usan para definir un array, entre ellos el vector de posición de cada elemento del array, las corrientes de alimentación y el diagrama de radiación del elemento unitario en el centro de coordenadas:

$$\vec{r}_i = x_i \cdot \hat{x} + y_i \cdot \hat{y} + z_i \cdot \hat{z}$$

$$I_i \quad \vec{E}_e(\theta, \phi)$$

**Figura 2-50: Parámetros del array**

El diagrama de radiación de cada elemento en un punto del espacio se calcula de la siguiente forma (donde  $I_0$  es la corriente de entrada del array y “ $\hat{r}$ ” es el vector unitario de radiación):

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

$$A_i = \frac{I_i}{I_0}$$

**Figura 2-51: Diagrama de radiación de cada elemento del array**

A partir de los diagramas individuales de los elementos radiantes puede calcularse el diagrama de radiación del array entero como la suma de todos ellos.

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

**Figura 2-52: Diagrama de radiación del array**

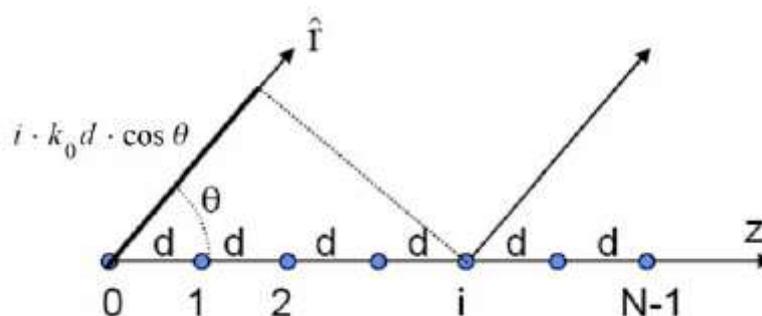
En la anterior expresión se han supuesto los diagramas de los elementos radiantes como iguales entre sí, es decir que todos los elementos son idénticos. En este tipo de situaciones se define el Factor de Array ( $F_A(\theta, \phi)$ ), siendo el término que determinará la forma del diagrama de radiación del array. Observando el Factor de Array se puede llegar a la conclusión de que existen diferentes maneras de controlar el diagrama:

- Modificando la posición geométrica de los elementos dentro del array.
- Controlando la posición relativa entre elementos.
- Cambiando la amplitud y/o la fase de alimentación de los elementos.
- Modificando el diagrama de radiación de cada elemento.

### 2.5.1 Arrays lineales

Están compuestos por elementos radiantes colocados en línea. Se pueden distinguir dos tipos diferentes según la manera en la que se realice dicho posicionamiento: **equiespaciados o no equiespaciados**.

En el caso de un array lineal de “N” elementos equiespaciados una distancia “d” en el eje Z, el Factor de Array será:



**Figura 2-53: Array lineal equiespaciado**

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

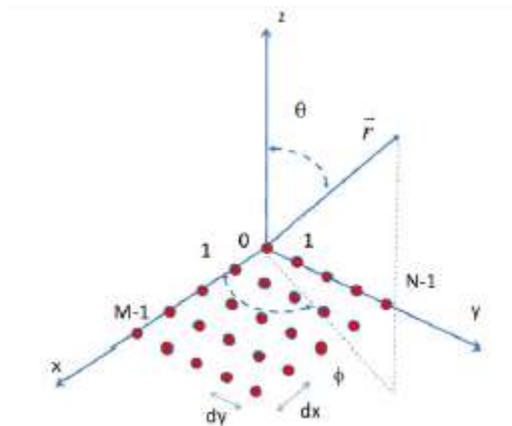
**Figura 2-54: Factor de Array lineal equiespaciado**

Los coeficientes de alimentación complejos pueden elegirse de diferentes maneras según se quiera un Factor de Array u otro:

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

## 2.5.2 Arrays planos

En este caso los elementos están posicionados en una matriz de dos dimensiones. Gracias a que abarcan todo un plano y no una línea como en el caso anterior, permiten mayor flexibilidad a la hora de conseguir apuntamientos en cualquier dirección.



**Figura 2-55: Array plano**

El Factor de Array del array plano que se observa en la figura anterior (MxN elementos equiespaciados  $d_x$  y  $d_y$  en cada dirección) es el siguiente:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} A_{mn} \cdot e^{jmk_0 d_x \sin\theta \cos\phi} \cdot e^{jnk_0 d_y \sin\theta \sin\phi}$$

**Figura 2-56: Factor de Array de array plano**

### 2.5.3 Phased arrays

Un phased array es aquel tipo de agrupación ya sea lineal, plana o conformada, en la que se modifican las fases de alimentación de cada uno de los elementos individuales para controlar el diagrama de radiación total.

En un array lineal se puede hacer un barrido en un plano si se controla correctamente el desfase progresivo entre elementos. De la misma manera en un array plano el barrido puede conseguirse en todo el espacio. Se observa a simple vista la importancia que este tipo de arrays tiene en la construcción de sistemas de radar.

El Factor de array en un array plano con desfases progresivos en los dos ejes ( $\alpha_x$ ,  $\alpha_y$ ) es el producto del Factor de Array de cada uno de los planos, siempre que sean independientes el uno del otro en términos de alimentación y posicionamiento:

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

$$F_A(\Psi_X, \Psi_Y) = F_{A_X}(\Psi_X) \cdot F_{A_Y}(\Psi_Y)$$

**Figura 2-57: Factor de Array de un phased array**

## 2.6 Herramientas de diseño y simulación

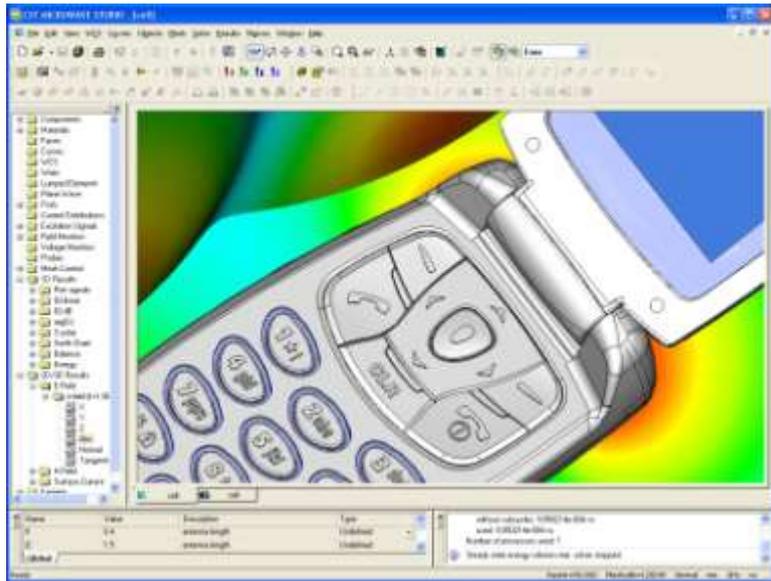
### 2.6.1 CST Microwave Studio

CST Microwave Studio es una herramienta especializada para la simulación de campos electromagnéticos en 3D con componentes de alta frecuencia. Este software permite un análisis rápido y preciso de antenas, filtros, acopladores y otros elementos como estructuras multicapa.

Entre los puntos fuertes de CST destacan una interfaz muy amigable con el usuario y la flexibilidad que otorgan los distintos métodos que utiliza para calcular los campos electromagnéticos, existiendo uno adecuado para casi cada tipo de aplicación específica.

CST posee potentes herramientas de diseño con las que crear los elementos que se deseen estudiar. Sin embargo, también presenta la posibilidad de importar los diseños de ficheros tipo CAD, lo que facilita su integración con otras herramientas como AutoCAD o CATIA.

Durante la realización de este PFC se han utilizado la versión 2011 de este programa, que es la disponible en los laboratorios de RFCAS.



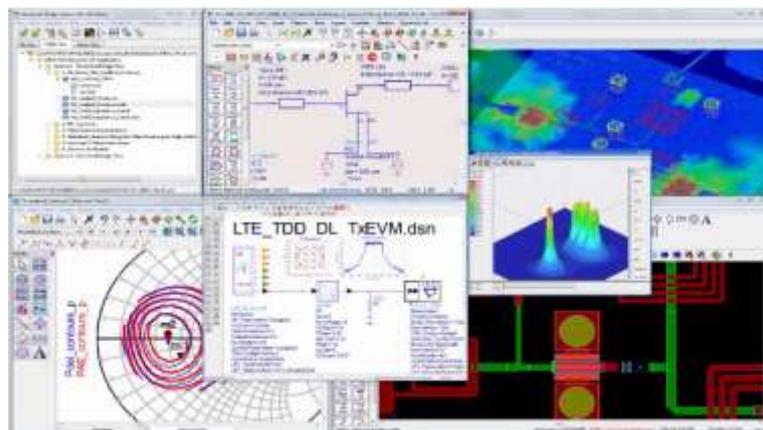
**Figura 2-58: CST Microwave Studio**

## 2.6.2 Advanced Design System

Advanced Design System, propiedad de Keysight Agilent y también conocido como ADS, es un software líder en el diseño de aplicaciones de radiofrecuencia y de alta velocidad digital.

Las librerías de ADS ofrecen una gran variedad de componentes predefinidos para poder implementar los diseños de los circuitos o sistemas a simular. Su principal punto fuerte es el estudio de líneas de transmisión y filtros.

La utilidad de ADS de la que mayor uso se ha hecho durante la realización de este PFC es la edición de los layouts de las ranuras sobre circuito impreso, directamente importadas de AutoCAD, para generar los ficheros Gerber que necesita la fresadora para mecanizarlas.

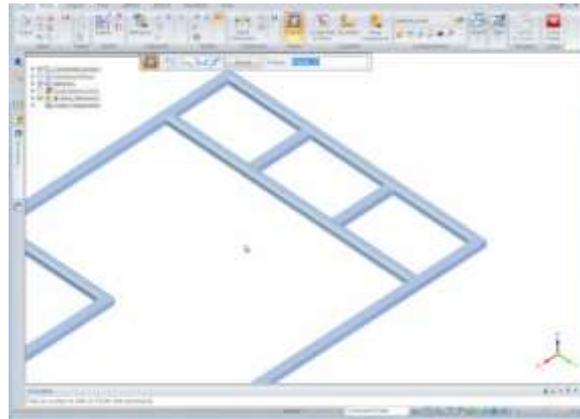


**Figura 2-59: Advanced Design System**

### 2.6.3 Solid Edge

Solid Edge es un conjunto de herramientas software desarrolladas y distribuidas por Siemens. Las soluciones incluidas en el paquete abordan la totalidad de los procesos necesarios en el desarrollo de productos: diseño 3D, simulación y fabricación, entre otros.

El uso de este programa en este PFC ha venido a satisfacer la necesidad de representar los planos de los diseños de CST y acotarlos para la correcta visualización del personal externo a RFCAS que se ha encargado de la fabricación de todas las piezas en aluminio que han formado parte de las antenas en guía de onda.



**Figura 2-60: Solid Edge**

### 2.6.4 AutoCAD

AutoCAD es un software propiedad de Autodesk. Es mundialmente utilizado en el diseño y modelado asistido por ordenador de estructuras 2D y 3D.

La función que ha desempeñado ha sido principalmente el servir de herramienta de apoyo para el diseño de los planos de las ranuras en circuito impreso. Los ficheros directamente se han exportado de CST a AutoCAD y allí se ha trabajado en la definición de las distintas capas, como paso previo a la importación desde ADS para la generación de los Gerber.



**Figura 2-61: AutoCAD**

# 3

## Diseño del elemento unitario



## 3 Diseño del elemento unitario

---

### 3.1 Diseño del elemento unitario

#### 3.1.1 Introducción

Este proyecto final de carrera surge de la idea introducida en [1] y en [4], donde se presenta el diseño de un array lineal de ranuras radiantes alimentadas mediante guía de onda. En estos trabajos, como peculiaridad, se introducen una serie de vías metálicas que cortocircuitan la cara superior e inferior de la guía de onda cerca de los elementos radiantes para mejorar sus características de adaptación. Así, se realiza un estudio en el que se comprueba que los efectos capacitivos introducidos por dichas vías (denominadas “vías de sintonía”) compensan los efectos inductivos propios de los elementos radiantes con mayor capacidad de acoplo y, por tanto, mediante una optimización de la posición de dichas vías se consigue mejorar las características de adaptación del elemento radiante, reflejándose en la adaptación total del array lineal.

A este respecto, en el estado del arte se pueden encontrar ciertos estudios, que muestran análisis de elementos radiantes alimentados por guía de onda, en los que la introducción de iris dentro de la misma guía pueden modificar las características eléctricas de dichos elementos [5]-[7]. Sin embargo, tanto los iris como las vías de sintonización comentadas anteriormente, que no son más que pseudo-iris implementados sobre sustrato impreso, son elementos fijos que no pueden introducir una variabilidad dinámica en el comportamiento de los elementos radiantes.

De esta forma, en el presente documento se desarrolla una idea en la que se pretende introducir componentes sintonizables sobre los elementos radiantes de un array de antenas. Dichos componentes serán tornillos convencionales. Los tornillos son ampliamente utilizados en filtros de microondas para la sintonización de canales de banda estrecha y como método de compensación de errores de fabricación. En concreto, son muy utilizados en filtros de resonadores dieléctricos para comunicaciones por satélite [8]. Sin embargo, después de una exhaustiva revisión del estado del arte actual, no existe constancia de la aplicación de este concepto de sintonización al mundo de las antenas.

Enumerándolos de mayor a menor nivel de “pretensión”, los objetivos que se pretenden alcanzar mediante la sintonización de los elementos radiantes a través del uso de tornillos de ajuste son los siguientes:

**1-** Modificar y controlar tanto las características eléctricas como radiantes de cada una de las antenas integradas en un array (adaptación, capacidad de acoplo de señal, fase de transmisión).

**2-** Introducir un elemento de compensación de acoplo mutuo entre elementos radiantes con el objetivo de corregir las posibles degradaciones que pueda sufrir el diagrama de radiación del array derivados de estos efectos.

**3-** Corregir los efectos introducidos por posibles errores de fabricación o de tolerancia.

Por todo lo expuesto anteriormente, en este Proyecto Final de Carrera el objetivo principal es el diseño y fabricación de un array de ranuras que utilice la tecnología de los tornillos de sintonía para modificar sus características de adaptación y radiación, así como corregir posibles degradaciones en el diagrama de radiación de la antena.

El primer paso en el diseño de dicha agrupación de antenas es caracterizar el elemento unitario, en este caso formado por un segmento de guía de onda para la alimentación y una ranura transversal como elemento radiante. El siguiente punto consistiría en llevar a cabo el diseño de un array lineal de dichos elementos, para beneficiarse de los efectos que se han observado anteriormente.

El proceso de estudio del elemento unitario ha consistido en partir de la situación más sencilla posible para observar el efecto de los tornillos de sintonía y así ser capaz de delimitar bien su influencia en el acoplo de la ranura así como en la reflexión y transmisión de la guía de alimentación.

El rango de frecuencias en la que va a trabajar la antena a diseñar se encuentra entre los 11 GHz y los 12 GHz, siendo esta una zona donde se solapan las bandas X y Ku. Algunas de las desventajas de las bandas de frecuencias tan elevadas son la alta atenuación y que el clima (por ejemplo la lluvia) puede afectar en gran medida a la transmisión. Sin embargo, los tamaños de las antenas son más pequeños ya que los de los elementos radiantes están relacionadas con la longitud de onda de la señal, siendo esto una ventaja a la hora de integrar la antena en alguna estructura con espacio limitado. Es por estas razones que dichas bandas de frecuencias son utilizadas en la actualidad sobre todo para enlaces satelitales, donde se presenta una baja atenuación y no hay prácticamente obstáculos en la propagación, en aplicaciones como por ejemplo el broadcasting de televisión.

El primer paso en el diseño del prototipo sencillo es decidir qué guía y qué ranura utilizar, así como la estructura a usar a la hora de implementar todo el conjunto. Debido a la banda de frecuencias en la que se quiere trabajar, la guía de onda rectangular debe tener unas dimensiones concretas para que sólo se transmita un modo (el fundamental), todo este tema se ha explicado ya con detalle en el estado del arte presente en este documento.

### **3.1.2 Guías de onda estándar**

Las guías de onda rectangulares han sido ampliamente estudiadas a lo largo de la historia y se dispone de un gran catálogo de guías con dimensiones predefinidas para su funcionamiento en determinadas bandas de frecuencias. En el caso que nos ocupa se ha decidido utilizar el estándar de la Electronic Industries Alliance (EIA) que es el más importante en Estados Unidos. La EIA define los modelos predeterminados de guías designándolos con el prefijo WR seguido de un número identificativo. Este estándar contiene modelos que van desde la guía WR-1, que funciona en la zona de 1THz, hasta la WR-2300 que está diseñada para usarse a unos 500MHz. Dentro de todos esos modelos, las guías WR-75 y WR-90 son válidas debido a su comportamiento monomodo en el rango de frecuencias en el que se quiere trabajar.

La principal ventaja de utilizar modelos estándar de entre los aportados por la EIA o los recogidos por otras instituciones, es la compatibilidad con componentes comerciales tales como adaptadores a tecnología coaxial, kits de calibración, etc. Si se optase por

diseñar una guía de onda con unas dimensiones totalmente personalizadas para que, por ejemplo, la banda en la que se fuese a trabajar quedara totalmente centrada en el ancho de banda monomodo, a la hora de realizar una medida de los parámetros S de dicha guía habría que diseñar y fabricar también transiciones para poder conectarla al analizador de redes. Es principalmente por esta razón por la que se ha elegido trabajar con guías de dimensiones predefinidas.

Las dimensiones de la guía WR-75 son  $a=19.05$  mm  $b=9.525$  mm, y en la WR-90  $a=22.86$  mm  $b=10.16$  mm, siendo "a" y "b" los tamaños de anchura y altura de la guía. Al ser ambas guías rectangulares su modo fundamental es el  $TE_{10}$ , que en el primer caso según la documentación consultada [9], se transmitirá en solitario desde los 10.0 GHz hasta los 15.0 GHz, y en la segunda guía de onda lo hará desde los 8.2 GHz hasta los 12.4 GHz.

Una vez conocidas las dimensiones de las guías candidatas, se pueden realizar unos cálculos para ver a qué frecuencia teórica comienzan realmente a transmitirse sus respectivos modos fundamentales.

Utilizando la ecuación presente en la Figura 2-36, se llega al resultado siguiente:

- La guía WR-75 comenzará a transmitir su modo fundamental a 7.87 GHz y se comportará como monomodo hasta los 15.75 GHz, momento en el que se empiezan a transmitir sus siguientes modos: el  $TE_{20}$  y el  $TE_{01}$  (ambos están degenerados y se comienzan a propagar a la misma frecuencia ya que  $a=2*b$ ).
- La WR-90 lo hará desde los 6.56 GHz hasta los 13.12 GHz, cuando aparecerá el modo  $TE_{20}$ , ya que en este caso  $a>2*b$ .

Normalmente, se suelen dejar unos márgenes de seguridad después de la frecuencia de corte del modo fundamental ( $fc_1$ ) y antes de la del segundo modo ( $fc_2$ ). Esto se hace para evitar problemas con las altas pérdidas óhmicas en las paredes conductoras y con la distorsión producida por la fuerte no linealidad que presenta  $\beta$ . Ambos fenómenos se suelen dar en las frecuencias más cercanas a  $fc_1$ . Por otro lado, el margen antes de  $fc_2$  se utiliza para evitar que el segundo modo empiece a propagarse.

Debido a todos los hechos anteriores, el rango de frecuencias en el que se puede aprovechar el comportamiento monomodo suele tomarse como:

$$1,25*fc_1 < f < 0,95*fc_2$$

**Figura 3-1: Rango monomodo**

Esta banda abarca desde los 9,85 GHz hasta los 14,96 GHz para la guía WR-75, y desde los 8,2 GHz hasta los 12,46 GHz para la WR-90. Se puede observar que estos valores son prácticamente idénticos a los obtenidos en la documentación consultada.

Ambas opciones de guía son válidas para el rango de frecuencias en la que se ha decidido trabajar, pero finalmente se ha optado por utilizar una guía del tipo WR-90, ya que en el laboratorio de RFCAS se dispone de transiciones de guía a cable coaxial para ese modelo específico, las cuales son necesarias a la hora de alimentar la antena. Para este estándar también se dispone de un kit de calibración TRL en guía de onda (del que forman

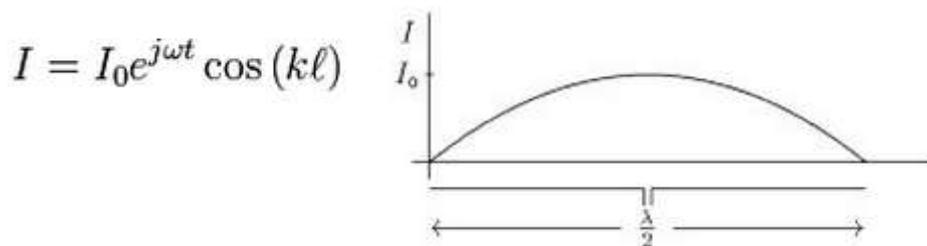
parte las transiciones). Dicho kit de calibración es de mucha utilidad a la hora de utilizar un analizador de redes cuyos puertos sean de tecnología coaxial. Las ventajas de usar este tipo de calibración se explicarán con detenimiento en más adelante en este mismo documento, aunque se pueden resumir en la mejora en la precisión obtenida en las medidas. Sin embargo, al comienzo de este PFC aún no se había tomado esta decisión y por lo tanto las primeras pruebas se han realizado sobre una guía WR-75. A pesar de ello, los efectos observados podrán hacerse extensibles posteriormente a una guía WR90.

### 3.1.3 Elección de ranuras

El siguiente punto importante a tratar, es qué tipo de ranura y qué tamaño o tamaños de la misma utilizar a la hora de diseñar el elemento unitario. Para la realización de este PFC se ha decidido que la opción interesante es elegir un elemento radiante que no sea demasiado complejo, ya que una ranura muy elaborada podría hacer que se invirtiera demasiado tiempo optimizando su forma y tamaño, lo cual no es el objetivo principal a tratar. Debido a ello se ha optado por una ranura rectangular, una de las más sencillas de todas, de la que se dispone de estudios muy amplios ya que comenzaron a utilizarse en los años 40 del siglo XX. [9]

La estructura de la ranura es muy simple. Consta de un rectángulo libre de material conductor en una de las paredes de la guía. Sólo deben seleccionarse sus dimensiones de ancho y largo, los cuales influirán en la cantidad de potencia que es radiada por la antena, y la que será reflejada o transmitida a través de la guía de alimentación.

Este tipo de ranuras se comportan como una antena de dipolo clásica, se podría decir que son su equivalente "impreso". De forma simplificada, la siguiente es la razón por la que los dipolos son resonantes a cierta longitud. En un dipolo de media onda clásico, la longitud resonante es  $\lambda/2$  (en la práctica, la longitud resonante es aproximadamente de  $0.48*\lambda$ ). La explicación de este fenómeno es que se suele suponer la corriente que atraviesa el dipolo como:

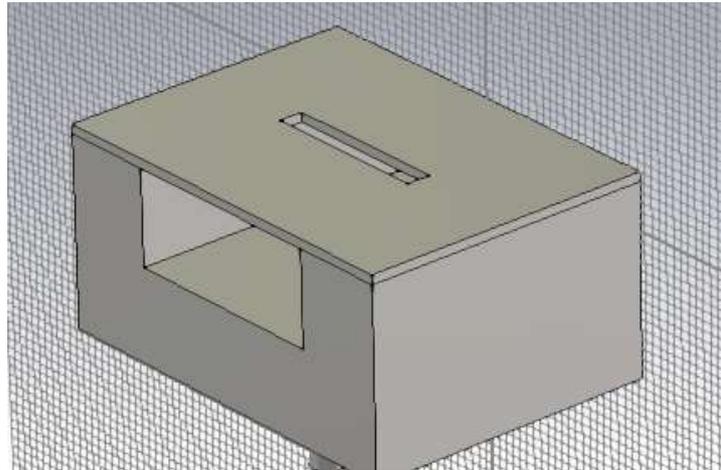


**Figura 3-2: Corriente en el dipolo**

Esta expresión alcanza su máximo en  $\ell=0$ , es decir en el centro del dipolo, donde el coseno se hace  $\pm 1$  y la corriente es  $I=\pm I_0$ . Los puntos en los que la corriente se hace 0 son aquellos con longitud  $\ell= \pm\lambda/4$ , a partir de esa longitud la corriente cambia de signo y su aportación pasa a ser substractiva en lo que a la corriente total se refiere. Si se construye un dipolo que presente esta longitud, toda la corriente que lo recorre tendrá el mismo signo, haciendo que la potencia radiada por la antena sea la máxima. Por lo tanto, teniendo en

cuenta la equivalencia dipolo-ranura, la longitud que debe tener esta para ser resonante a la frecuencia central de trabajo es aproximadamente  $\lambda/2$ , siendo en este caso  $\lambda$  la longitud de onda de la señal en el vacío para esa frecuencia, ya que la ranura está en contacto con el aire por ambos lados.

La ranura debe colocarse en la pared superior de la guía, de manera transversal a la dirección de propagación (necesario para la máxima radiación), pero existen diferentes formas de implementarla. La manera más sencilla y obvia de hacerlo es cortando directamente el metal que conforma la guía de onda, pero conlleva algunos inconvenientes. Uno de dichos inconvenientes es la precisión en la fabricación, ya que realizar un corte de tanta precisión directamente en el aluminio es muy difícil y por lo tanto caro, debido al grosor del metal y a que es un corte cerrado en medio del mismo.



**Figura 3-3: Ranura transversal en guía de onda**

Si no se pudiera garantizar una precisión mínima en la ranura y, por ejemplo, sus esquinas estuvieran demasiado redondeadas, los resultados de radiación para ese elemento serían muy diferentes a los teóricos, pareciéndose más a los de una ranura de un tamaño menor. A la hora de implementar un array se debe tener mucha fiabilidad en la fabricación de todos y cada uno de los elementos, ya que en el montaje final encontrar fallos concretos no es sencillo debido al bajo perfil propio de las ranuras radiantes.

En este PFC se han tenido en cuenta los medios de los que se disponen y se ha llegado a la conclusión de que la opción más interesante para implementar las ranuras es realizarlo mediante tecnología de circuitos impresos. En RFCAS se dispone de una fresadora automática LPKF ProtoMat S100, que permite fabricar circuitos sobre un sustrato dieléctrico sobre el que se ha depositado una capa de un material conductor, típicamente cobre. La fresadora utiliza la información contenida en unos ficheros de tipo "Gerber", que describen el prototipo a fabricar, para retirar el cobre de la placa, con el resultado final de pistas de cobre o zonas sin el mismo (como en el caso que se está estudiando en este documento).

El uso de un dieléctrico sobre el que colocar la ranura tiene cierta influencia en el funcionamiento de la antena formada por esa ranura y la guía de onda. Debido a que la ranura ya no está en contacto directo con el aire en la zona exterior de la guía de onda, la longitud para la que la ranura resonará a la frecuencia de trabajo ya no será  $0,48*\lambda$  (aproximadamente  $\lambda/2$ ). Este efecto es similar a lo que ocurre con las líneas microstrip en

las que para poder caracterizar el medio como un dieléctrico homogéneo se define una constante dieléctrica efectiva. En definitiva, si se desea que la ranura implementada mediante la tecnología de sustrato acople la mayor potencia posible (longitud resonante), deberá ser más pequeña de lo que lo sería si se construyese directamente en la pared de una guía de onda convencional.

Con la intención de que este efecto sea minimizado se ha decidido utilizar un sustrato dieléctrico de espesor reducido, en concreto, de 0.508 mm. Sin embargo, el uso de un material tan fino puede provocar que el mecanizado del mismo sea mucho más problemático que si se utilizaran sustratos de mayor espesor. Así, de todos los materiales dieléctricos de dicho espesor disponibles en RFCAS, se ha decidido utilizar TACONIC RF-35 con una constante dieléctrica de  $\epsilon_r = 3.5$  debido a su estabilidad mecánica para así realizar el mecanizado de las ranuras radiantes con la mayor precisión y fiabilidad posibles. Utilizando el material antes descrito, se ha comprobado mediante pruebas por simulación que la longitud de la ranura resonante se ha visto reducida de  $0,48*\lambda$  a  $0,37*\lambda$ .

En la siguiente figura pueden verse los parámetros de dispersión para las ranuras resonantes en ambos materiales (aluminio y sustrato) y como su comportamiento se asemeja:

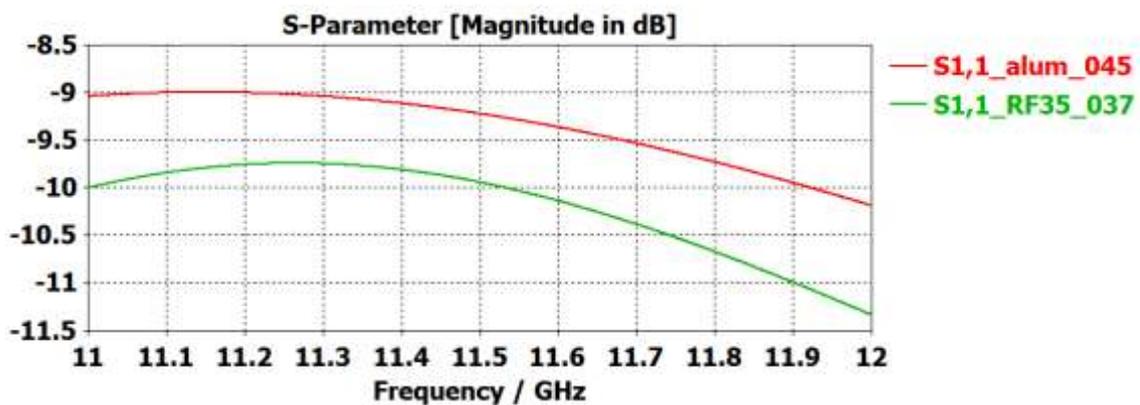


Figura 3-4: Parámetro S<sub>11</sub> de distintas tecnologías

La ranura fabricada en sustrato presenta una reflexión mejor que la de la ranura de aluminio. Esto se debe a que la discontinuidad en la guía es menor ya que la ranura presenta un tamaño más pequeño. A pesar de eso, la representación del parámetro S<sub>11</sub> en carta de Smith demuestra la gran similitud entre ambas en cuanto a su nivel de impedancia.

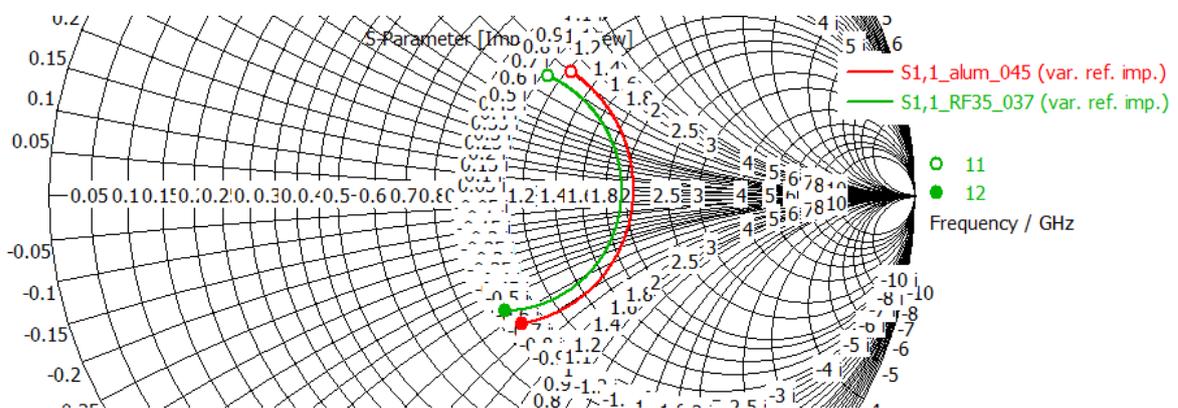


Figura 3-5: Parámetro S<sub>11</sub> en carta de Smith.

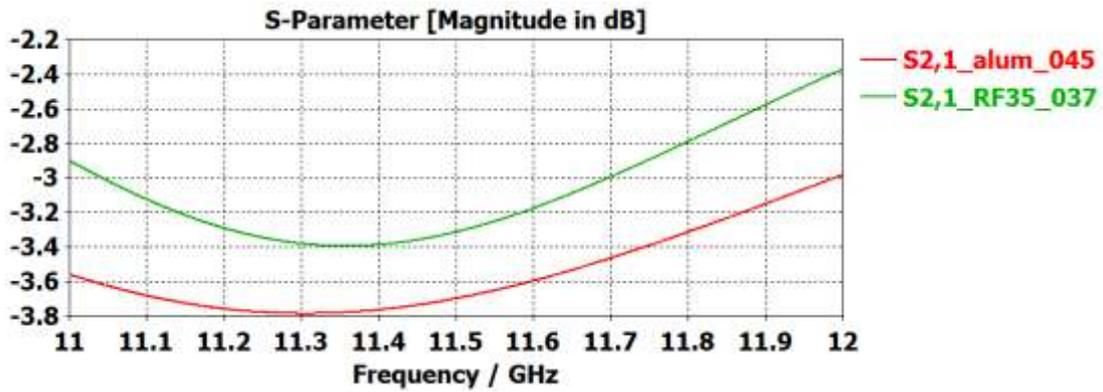


Figura 3-6: Parámetro  $S_{21}$  de distintas tecnologías

La transmisión al puerto de salida de la guía, es decir, la potencia que no se radia, es mayor en el caso de la ranura del sustrato. Este fenómeno puede ser debido a que radian una potencia parecida, pero esta refleja menos potencia en la entrada.

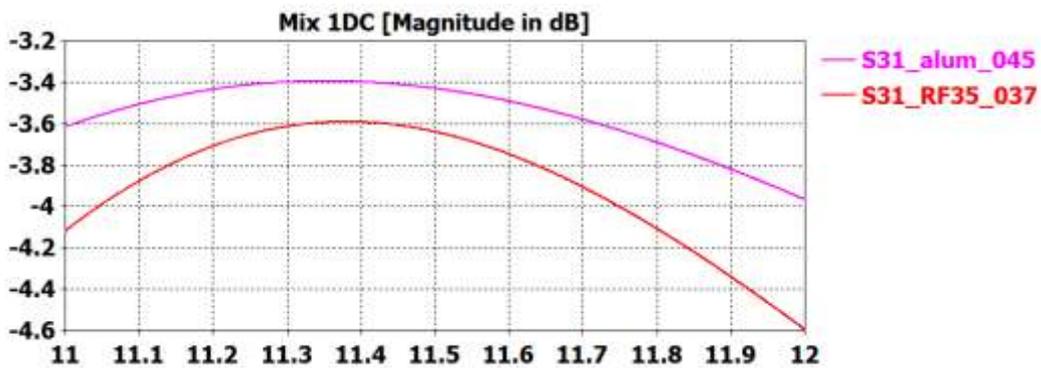


Figura 3-7: Parámetro  $S_{31}$  de distintas tecnologías

La potencia radiada presenta un comportamiento muy similar en ambas ranuras. En esta gráfica se demuestra que ambas son resonantes a la misma frecuencia, pero cada una debe tener distinto tamaño debido a la tecnología utilizada. La ranura que utiliza sustrato radia menos potencia. Este hecho es debido, principalmente, a la presencia del dieléctrico.

La siguiente figura muestra una imagen del diseño en el programa CST de una ranura, utilizando sustrato para realizar la implementación:

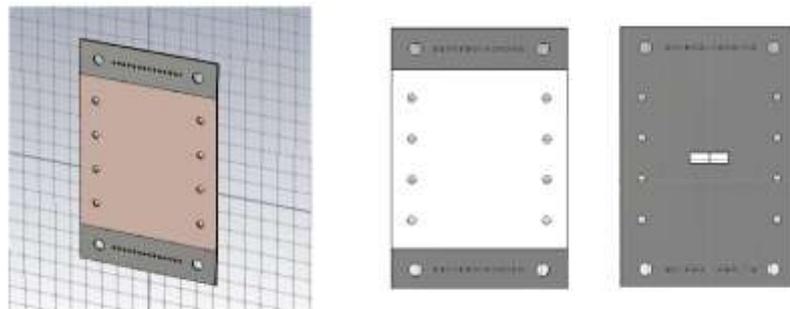


Figura 3-8: Ranura sobre sustrato

### 3.1.4 Pruebas del elemento unitario

A la hora de realizar las primeras pruebas con el programa CST, se ha decidido utilizar un diseño lo más simple posible, es por ello que se va a colocar la ranura directamente en la pared de la guía y se va a variar la separación con la pared opuesta a la misma para ver qué influencia tiene esto en el acoplo logrado por la ranura. También se busca observar el comportamiento de la reflexión y la transmisión (esta última tanto en modulo como en fase) del elemento unitario, de cara a una posterior inclusión en un modelo de array con varios elementos.

La explicación de realizar un primer diseño tan sencillo y en apariencia diferente a lo que se piensa implementar en la realidad, se encuentra en el deseo de buscar los fundamentos en los que se va a basar todo el proyecto posterior. Si se logra observar con claridad la esencia de los principios de funcionamiento en este modelo, se podrá suponer que en mayor o menor medida se puede reproducir en modelos semejantes y más fácilmente realizables.

El movimiento de toda la pared de la guía no es sino una generalización del tornillo de sintonía que se pretende usar finalmente. De la misma manera, la ranura en la guía debería tener un comportamiento parecido a la implementada mediante sustrato.

El resultado que se espera es un aumento del acoplo de la ranura según las paredes de la guía están más y más juntas, debido a que el modo que se transmite por la guía en la banda de frecuencias en la que se está trabajando (11-12 GHz) es el  $TE_{10}$ .

En las superficies de las paredes conductoras de la guía se crearán unas corrientes debidas al campo magnético tangente a las mismas (hay que recordar que el campo magnético y el eléctrico son ortogonales). La radiación se da cuando dicha corriente superficial atraviesa el hueco sin conductor que conforma la ranura para continuar en su dirección original. Cuanto más cerca se encuentren las caras de la guía, mayor será la magnitud del campo magnético tangencial a los conductores y por lo tanto se incrementará la densidad de las corrientes superficiales. Si las ranuras se colocan en una posición donde sean atravesadas por mayor densidad de corriente, aumentará la potencia radiada por el elemento.

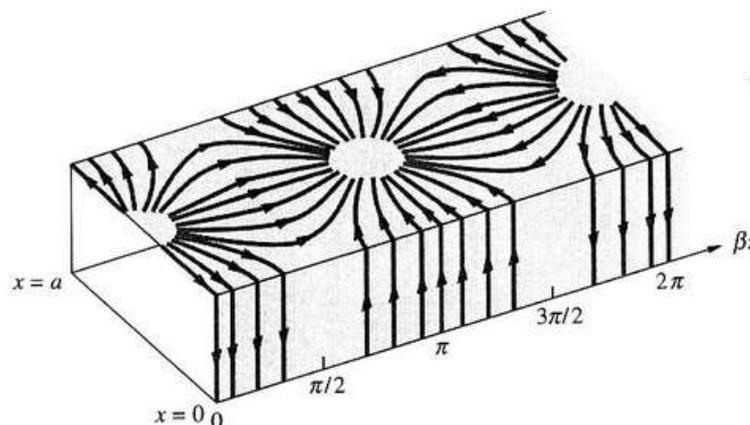


Figura 3-9: Corrientes superficiales modo  $TE_{10}$

En la figura anterior se puede observar la distribución de las corrientes superficiales concretamente para el modo  $TE_{10}$ . Para que exista la radiación se necesita que dichas líneas de corriente atraviesen la ranura, por lo tanto no todas las posiciones de la ranura son igual de adecuadas. En este PFC se han estudiado las ranuras transversales, que son aquellas cuya dimensión mayor, a la que se llamará longitud, es perpendicular a la guía de onda.

Si se colocan en el centro del segmento de la guía, este tipo de ranuras son atravesadas por muchísima densidad de corriente ya que su longitud es ortogonal a la misma, y por lo tanto las líneas se ven obligadas a pasar a través del hueco en vez de desviarse. De esta forma se consigue una ranura que radie el máximo posible para el modo  $TE_{10}$ .

Otro efecto que puede presuponerse observando las líneas de corriente de la Figura 3-4 es la modificación de la cantidad de potencia acoplada por la ranura transversal si se mueve la misma a lo largo del segmento de guía. Si la ranura está posicionada en la zona en la que no existen prácticamente líneas de corriente paralelas a la dirección de propagación de la guía, esta no acoplará casi potencia. Este efecto puede usarse como otro grado de libertad a la hora de configurar un array con un diagrama de radiación concreto.

En este PFC se propone intentar replicar los efectos de modificación de acoplos mediante la variación de la altura de la guía de onda, que se han conseguido en los estudios que se han utilizado como referencia. Para ello, se realizará un estudio del impacto que tiene la variación de ese factor tanto en los parámetros de dispersión, como en el propio acoplo de una ranura.

La evolución más natural del anterior diseño, es realizar unos barridos de penetración en la guía con un tornillo de diámetro muy grande (casi toda la cara de la guía). De esta manera, se deberían conseguir unos resultados parecidos a los anteriores, pero con la inclusión de los efectos asociados a la aparición de una discontinuidad en la entrada de la guía. Si se modifica toda la altura del segmento, la señal entrante simplemente se encuentra con una guía de menor dimensión. Sin embargo, con el uso de un tornillo se consigue que la señal sí que se encuentre una discontinuidad en su propagación por la guía de onda, lo cual tendrá impacto en el comportamiento global de la estructura.

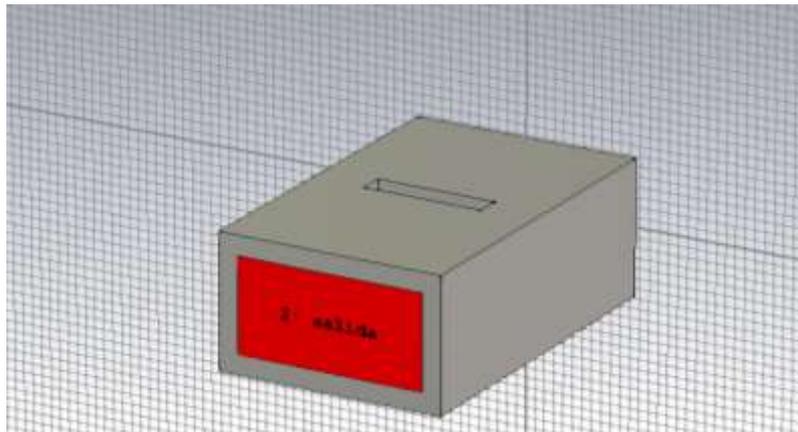
Una vez se haya modelado el efecto de la discontinuidad producida por el tornillo de sintonía, se procederá a reducir el tamaño del mismo para que sea más representativo de un caso real. El cambio de dimensiones de la discontinuidad y del conductor que penetra en la guía debería tener gran impacto en los resultados obtenidos para los parámetros S y la radiación de la ranura. Por otro lado, también se ha propuesto realizar un barrido de la posición del centro del tornillo en la dirección de propagación de la señal, para observar posibles cambios en el efecto que produce dicho tornillo de sintonía.

Por último, se han realizado simulaciones con más de un tornillo de sintonía, para así poder combinar los efectos de cada uno de ellos y conseguir que las ranuras alcancen acoplos de potencia concretos con niveles aceptables de adaptación de la estructura.

### 3.1.4.1 Simulación modificando la altura completa de la guía

En los primeros diseños se ha utilizado la guía de onda WR-75 con una ranura transversal colocada en el centro del segmento de guía. Se han realizado unos barridos para el tamaño de la altura de la guía ( $b$ ) desde 9.525 mm hasta 5.525 mm, que hará que las paredes de la guía estén más o menos juntas. Estas simulaciones se han llevado a cabo para ranuras de longitud  $0.6*\lambda_0$ ,  $\lambda_0 /2$ , y  $\lambda_0 /4$  para poder observar si el efecto es distinto según sea la longitud de la ranura, por eso los tamaños elegidos han sido el resonante, uno mayor y uno menor.

El diseño de la guía es el siguiente:



**Figura 3-10: Ranura S en guía de onda**

La longitud del tramo de guía es de una  $\lambda$  del modo fundamental ( $TE_{10}$ ) a la frecuencia central de la banda de simulación (11.5 GHz) y la ranura está colocada en el centro de dicho tramo, para conseguir el mayor acoplo posible. La anchura de la ranura se ha tomado de un décimo de la longitud de onda en el vacío (para todos los prototipos de este PFC) ya que debe ser muy pequeña en comparación con su longitud para que se pueda hacer la analogía de la ranura con un dipolo.

Los resultados para los parámetros de transmisión ( $S_{21}$ ), reflexión ( $S_{11}$ ) y nivel de acoplo de señal ( $S_{31}$ ) (es decir el nivel de señal que será radiado por la ranura calculado mediante un balance de parámetros S y considerando ese puerto 3 como si fuera un puerto de radiación) del diseño entero en función de la altura de la guía de alimentación ( $b$ ) son los siguientes:

Ranura $\lambda/4$					
Módulo de los parámetros a $f=11,5$ GHz				Fase a $f=11,5$ GHz	
b[mm]	$S_{11}$ [dB]	$S_{21}$ [dB]	$S_{31}$ [dB]	b[mm]	$S_{21}$ [°]
9,52	-33,06	-0,006	-29,69	9,52	-3,06
9,08	-32,46	-0,007	-29,49	9,08	-3,11
8,63	-31,85	-0,007	-29,27	8,63	-3,18
8,19	-30,37	-0,009	-29,08	8,19	-2,86
7,74	-29,74	-0,010	-28,62	7,74	-2,97
7,30	-28,98	-0,012	-28,19	7,30	-3,26
6,85	-28,33	-0,013	-27,91	6,85	-3,33
6,41	-27,65	-0,014	-27,62	6,41	-3,44
5,96	-26,83	-0,016	-27,41	5,96	-3,47
5,52	-26,10	-0,019	-27,05	5,52	-3,24

**Tabla 3-1 : Parámetros S: ranura S  $\lambda/4$  sobre la guía**

Ranura $0,5*\lambda$					
Módulo de los parámetros a $f=11,5$ GHz				Fase a $f=11,5$ GHz	
b[mm]	$S_{11}$ [dB]	$S_{21}$ [dB]	$S_{31}$ [dB]	b[mm]	$S_{21}$ [grados]
9,53	-11,99	-2,49	-4,27	9,53	-2,74
9,08	-11,70	-2,58	-4,19	9,24	-3,13
8,64	-11,39	-2,68	-4,11	8,95	-3,55
8,19	-11,09	-2,78	-4,04	8,67	-3,63
7,75	-10,97	-2,83	-4,00	8,38	-3,49
7,30	-10,62	-2,95	-3,91	8,10	-3,94
6,86	-10,26	-3,09	-3,83	7,81	-4,43
6,41	-9,88	-3,23	-3,74	7,53	-4,98
5,97	-9,48	-3,40	-3,67	7,24	-5,55
5,53	-9,06	-3,58	-3,59	6,95	-6,21

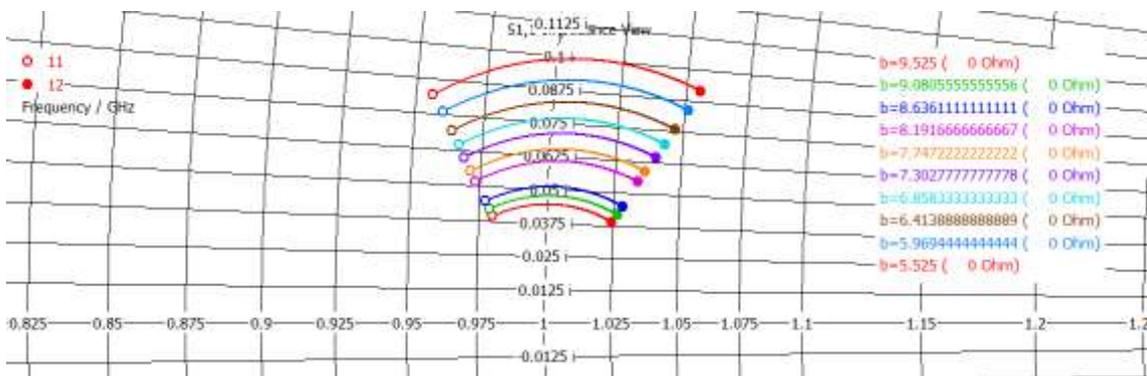
**Tabla 3-2 : Parámetros S: ranura S  $\lambda/2$  sobre la guía**

Ranura $0,6*\lambda$					
Módulo de los parámetros a $f=11,5$ GHz				Fase a $f=11,5$ GHz	
b[mm]	$S_{11}$ [dB]	$S_{21}$ [dB]	$S_{31}$ [dB]	b[mm]	$S_{21}$ [grados]
9,53	-14,73	-1,39	-6,19	9,53	5,88
9,08	-14,33	-1,48	-5,98	9,24	6,12
8,64	-13,91	-1,58	-5,77	8,95	6,37
8,19	-13,54	-1,69	-5,55	8,67	6,99
7,75	-13,35	-1,76	-5,42	8,38	6,98
7,30	-12,88	-1,89	-5,20	8,10	7,29
6,86	-12,40	-2,04	-4,98	7,81	7,63
6,41	-11,89	-2,21	-4,77	7,53	7,98
5,97	-11,38	-2,39	-4,55	7,24	8,36
5,53	-10,83	-2,61	-4,33	6,95	8,77

**Tabla 3-3 : Parámetros S: ranura S  $0.6*\lambda$  sobre la guía**

Se puede observar en las tablas anteriores que el efecto del movimiento de la cara de la guía es el esperado. En general, reducir la altura de la guía está produciendo que la reflexión a la entrada de la misma empeore. Esto ocurre porque cambiar esa dimensión hace que la impedancia de entrada  $Z_{in}$  que se observa desde el puerto 1 también varíe.

Los valores originales de  $a$  y  $b$  están elegidos para que la impedancia en la banda de frecuencias de trabajo sea lo más parecida a la del vacío, que es  $120 \cdot \pi \Omega$ , es decir,  $377 \Omega$ . El coeficiente de reflexión a la entrada de la guía está definido como una relación entre la impedancia de la propia guía y aquella con la que está cargada (la del vacío). Cuando ambas impedancias son iguales el coeficiente se hace 0. Por lo tanto, un cambio en las dimensiones de la guía hace que la impedancia también varíe, modificando el coeficiente de reflexión generalmente a peor. Este efecto se observa con claridad en la representación del parámetro  $S_{11}$  en Carta de Smith para uno de los casos, ya que se muestra la impedancia vista en todo el rango de frecuencias para cada configuración simulada.



**Figura 3-11: Parámetro  $S_{11}$  en Carta de Smith**

En este caso, la variación de la altura de la guía no hace que la impedancia característica de la misma varíe, debido a que el modo transmitido es el  $TE_{10}$ . Gracias a eso, se puede ver como la impedancia de entrada varía entre iteraciones del barrido, estando normalizada al mismo valor de impedancia de la guía.

El acoplo de la ranura también sufre variaciones debido al barrido realizado. Como se ha explicado anteriormente en este documento, si las caras de la guía se encuentran más cerca las unas de las otras, se consigue que la densidad de corriente que atraviesa la ranura sea mayor, y por lo tanto, esta radie mayor cantidad de potencia.

Los resultados son ligeramente diferentes entre las distintas ranuras. Los valores de reflexión son menores para las ranuras de  $\lambda/4$  y de  $0.6 \cdot \lambda$ . En el caso de la ranura más pequeña, esto se debe a que la discontinuidad en la pared de la guía que se encuentra la señal conforme avanza, es menor que en caso resonante. Esto hace que haya una menor parte de la energía que se "vuelva" hacia el puerto de entrada. En el conjunto de los casos este coeficiente empeora en un rango de 7 dB a 2 dB respecto a la configuración original. Es un aumento de la reflexión que puede ser asumible en muchos casos, si a cambio se obtiene el esperado aumento de potencia radiada.

La señal acoplada también es menor en las ranuras de  $\lambda/4$  y de  $0.6 \cdot \lambda$ , debido a que sus longitudes no son la resonante. En este punto, a diferencia de la reflexión, se está consiguiendo una mejora más homogénea respecto del caso original. Los acoplos de las

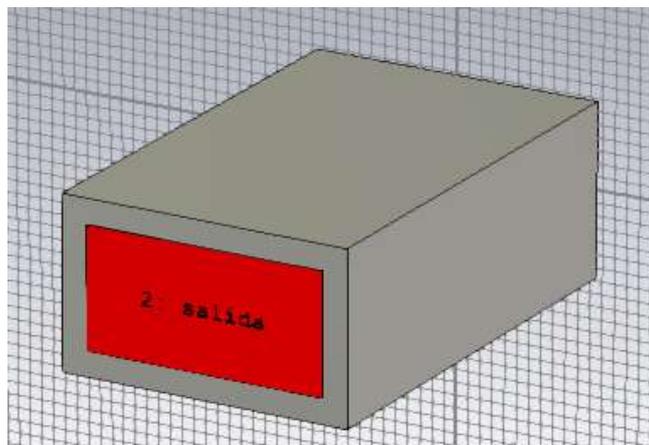
ranuras varían en un valor máximo de unos 2 dB para todas ellas, mientras que en el anterior coeficiente el cambio era mucho más dispar entre las distintas longitudes.

El último punto a resaltar sobre estos barridos, es la fase del parámetro  $S_{21}$  (transmisión). La fase transmitida a través del segmento de guía es muy importante a la hora de diseñar un array, pues el desfase entre elementos forma parte de la expresión del Factor de Array que es la que define el diagrama de radiación total de la antena. La variación del desfase entre las ranuras del array puede producir desde un desapuntamiento de la antena hasta una deformación total del diagrama de radiación. En estas simulaciones, el movimiento de una de las caras de la guía produce una variación pequeña en la fase transmitida. Dicha variación es mayor para la ranura resonante, aunque está acotada en el global de ranuras a unos  $4^\circ$ . Es lógica la magnitud de esta variación ya que sólo se tiene en cuenta como discontinuidad el efecto de la ranura al elevarse la pared de la guía por completo. Si los valores se mantienen en estas magnitudes, no influirán prácticamente en el diseño del array. Sin embargo, se debe controlar en simulaciones posteriores más complejas, con mayor variación de la discontinuidad, por si el comportamiento varía significativamente.

Una vez visualizado el efecto que produce el movimiento de una de las caras de la guía sobre el acoplo de la ranura, y la adaptación y transmisión del segmento de guía, se ha decidido realizar las mismas simulaciones pero sin ranura, es decir, en un tramo de guía Pbásico.

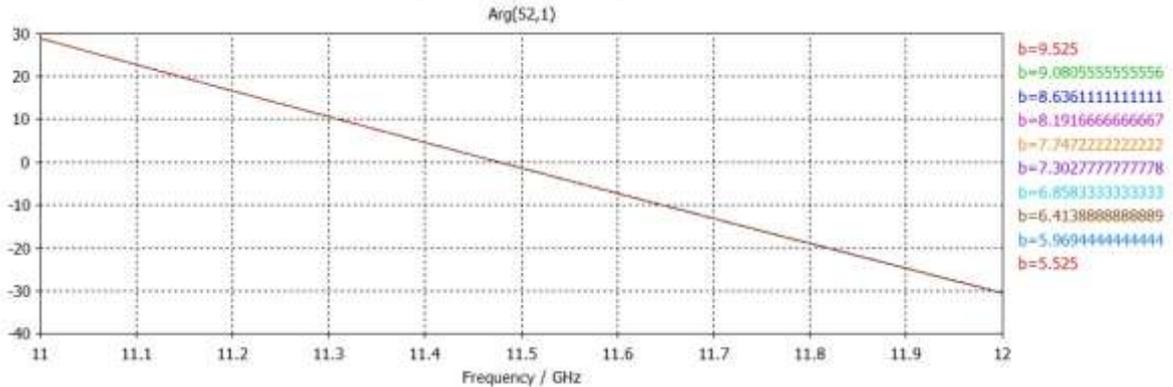
El objetivo del nuevo barrido es comprobar en qué medida se reproducen los efectos en la fase de la transmisión de la guía. Si se obtuviera una variabilidad del mismo orden que en el caso con ranura, podrían utilizarse tramos sin ranura para paliar los efectos en la fase que provocara la modificación de los acoplos a la hora de diseñar un array de antenas con un diagrama de radiación concreto.

Se ha definido un tramo de guía rectangular del mismo tipo que en el caso anterior pero sin la ranura. Los valores de "b", la altura de la guía, se han tomado idénticos a la simulación con ranura, de 9,525 mm a 5,525 mm. El diseño en CST tiene la siguiente apariencia:



**Figura 3-12: WR-75 sin ranura**

Los resultados obtenidos para la fase del parámetro  $S_{21}$  son:



**Figura 3-13: Fases barrido WR-75 sin ranura**

El movimiento de la cara de la guía no influye prácticamente nada en la fase transmitida por el segmento. De momento tendrá que esperar la idea de poder revertir los efectos no deseados fruto de la modificación del acoplo de la ranura utilizando el mismo principio de funcionamiento.

#### **3.1.4.2 Simulación con un tornillo de gran diámetro**

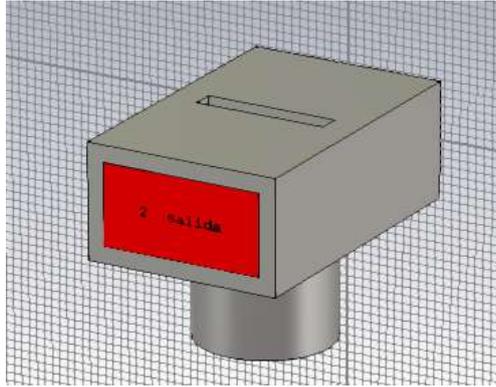
Una vez se ha comprobado que el movimiento del fondo de la guía influye en la ranura de la manera deseada, el siguiente paso consiste en intentar reproducirlo con un elemento más parecido a un tornillo real. De esta forma, el prototipo simulado se parece algo más a un posible diseño fabricable.

A la hora de colocar el tornillo se plantean varias cuestiones. Las más importantes son: dónde se debe colocar y cuál debe ser su diámetro para que el efecto sobre la ranura sea perceptible (y el correcto). Buscando resolver dichas preguntas, se han realizado varias simulaciones en CST para valores diferentes de diámetro del tornillo y de su posición relativa a la ranura.

La primera prueba se ha basado en introducir un tornillo de 16mm de diámetro por la base de la guía. Aunque se tiene conciencia de que la métrica del tornillo utilizado es demasiado grande respecto a una implementación real de esta situación, se ha utilizado este tamaño de tornillo con la intención de que sea lo suficientemente grande como para poder apreciar fácilmente la semejanza con el caso estudiado anteriormente en el que se movía toda la base, sirviendo también como primera aproximación al uso de tornillos.

En este diseño aparece por primera vez una discontinuidad dentro de la guía. En las simulaciones anteriores se modificaba toda la altura de la misma, moviendo una de las caras por completo, mientras que en este caso sólo se cambia la penetración de una zona concreta de esa cara, surgiendo así la discontinuidad. Este fenómeno tendrá impacto en el comportamiento general de la estructura. Es interesante comenzar a estudiarlo debido a que también aparecerá en simulaciones próximas con uno o varios tornillos más pequeños.

Se ha decidido colocar el tornillo justo debajo de la ranura en un primer momento, ya que no se tiene información sobre otras posiciones y parece la opción más lógica para comenzar. El modelo a simular es el siguiente:



**Figura 3-14: WR-75 con ranura y tornillo 16mm**

La simulación ha consistido en un barrido de la longitud del tornillo que se introduce dentro de la guía de onda, comenzando desde 0 mm (sin introducir nada) hasta 6 mm. Recordando que la guía utilizada en este caso es la WR-75, esto hace que la altura de la guía en la zona del tornillo varíe desde los 9,525 mm, hasta 3,525 mm, un rango mayor que en los casos en los que se desplazaba toda la cara de la guía. No obstante se espera una variación de los parámetros S similar, ya que el efecto que se supone que producirá el tornillo es menor que el de toda la superficie de la guía.

Los barridos se han realizado para los mismos tamaño de ranura que en la simulación anterior:  $0.6 \cdot \lambda_0$ ,  $\lambda_0 / 2$ , y  $\lambda_0 / 4$ , ya que proporcionan buena variedad de casos. Los resultados para los parámetros S son:

Ranura $\lambda/4$					
Módulo de los parámetros a f=11,5 GHz				Fase de los parámetros a f=11,5 GHz	
long[mm]	S <sub>11</sub> [dB]	S <sub>21</sub> [dB]	S <sub>31</sub> [dB]	long[mm]	S <sub>21</sub> [grados]
0,00	-26,78	-0,01	-29,94	0,00	-3,49
0,67	-30,26	-0,01	-29,21	0,67	-7,43
1,33	-26,01	-0,02	-28,53	1,33	-13,79
2,00	-20,01	-0,05	-27,67	2,00	-22,01
2,67	-14,06	-0,18	-26,81	2,67	-33,15
3,33	-9,39	-0,54	-26,22	3,33	-46,56
4,00	-6,02	-1,27	-25,95	4,00	-61,53
4,67	-3,76	-2,39	-26,24	4,67	-76,10
5,33	-2,40	-3,75	-26,61	5,33	-88,22
6,00	-1,50	-5,36	-26,96	6,00	-98,51

**Tabla 3-4 : Parámetros S: ranura  $\lambda/4$  tornillo 16mm**

Ranura $0,5*\lambda$					
Módulo de los parámetros a $f=11,5$ GHz				Fase de los parámetros a $f=11,5$ GHz	
long[mm]	$S_{11}$ [dB]	$S_{21}$ [dB]	$S_{31}$ [dB]	long[mm]	$S_{21}$ [grados]
0,00	-11,20	-2,71	-4,10	0,00	-4,71
0,67	-10,32	-3,07	-3,83	0,67	-9,77
1,33	-9,20	-3,53	-3,61	1,33	-17,11
2,00	-7,92	-4,12	-3,46	2,00	-25,81
2,67	-6,48	-4,88	-3,47	2,67	-36,43
3,33	-5,00	-5,82	-3,75	3,33	-48,92
4,00	-3,72	-6,96	-4,27	4,00	-61,24
4,67	-2,69	-8,21	-5,08	4,67	-73,28
5,33	-1,93	-9,55	-6,06	5,33	-83,68
6,00	-1,41	-10,83	-7,11	6,00	-92,14

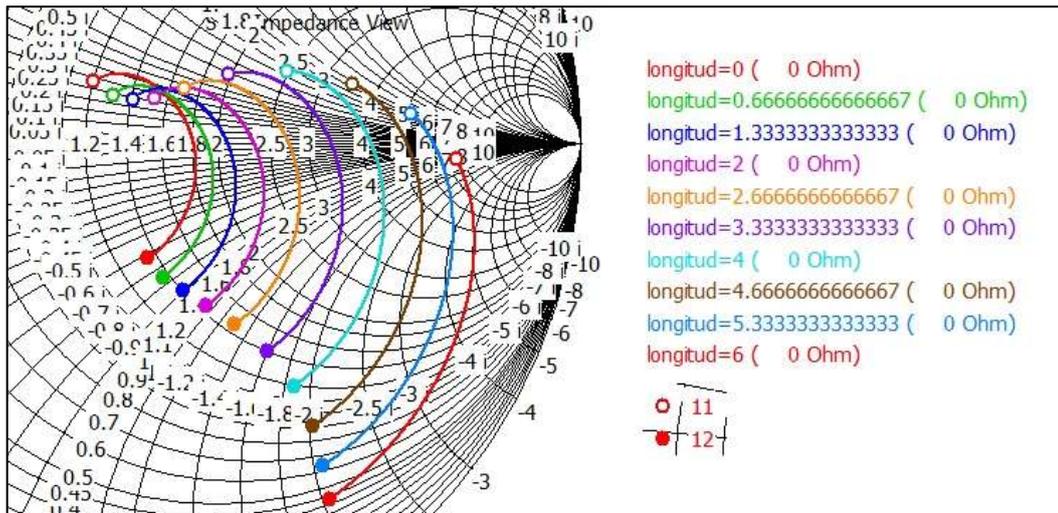
**Tabla 3-5 : Parámetros S: ranura  $\lambda/2$  tornillo 16mm**

Ranura $0,6*\lambda$					
Módulo de los parámetros a $f=11,5$ GHz				Fase de los parámetros a $f=11,5$ GHz	
long[mm]	$S_{11}$ [dB]	$S_{21}$ [dB]	$S_{31}$ [dB]	long[mm]	$S_{21}$ [grados]
0,00	-14,53	-1,48	-5,95	0,00	5,69
0,67	-12,74	-1,82	-5,39	0,67	2,91
1,33	-11,49	-2,24	-4,79	1,33	-1,66
2,00	-10,38	-2,78	-4,19	2,00	-7,32
2,67	-9,28	-3,48	-3,64	2,67	-14,65
3,33	-7,92	-4,44	-3,20	3,33	-23,79
4,00	-6,43	-5,62	-3,02	4,00	-33,03
4,67	-4,95	-7,13	-3,13	4,67	-42,72
5,33	-3,62	-8,99	-3,57	5,33	-51,87
6,00	-2,59	-10,86	-4,35	6,00	-63,06

**Tabla 3-6 : Parámetros S: ranura  $0.6*\lambda$  tornillo 16mm**

En los módulos de los parámetros S los cambios con la introducción del tornillo son similares a los obtenidos en la simulación sin tornillo. Se consigue una modificación del acoplo de la ranura, a coste de un empeoramiento de la adaptación del segmento de guía. Para valores pequeños del barrido de tornillo, las reflexiones aún pueden considerarse aceptables, pero la modificación de la potencia radiada por la ranura es muy pequeña. Si se desea cambiar significativamente su valor, se deberá introducir más el tornillo, lo cual produce que las adaptaciones dejen de ser suficientemente buenas como para ser útiles en el diseño de una antena de array.

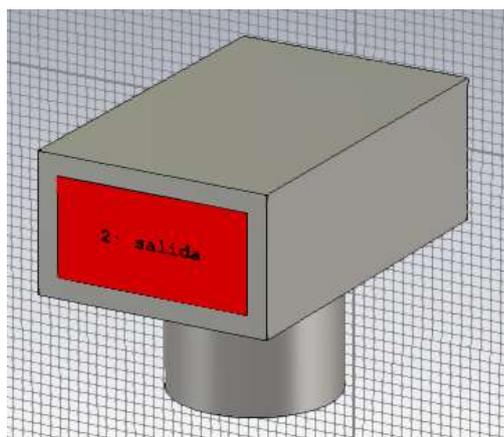
El efecto de desadaptación puede observarse en la representación del parámetro  $S_{11}$  en carta de Smith:



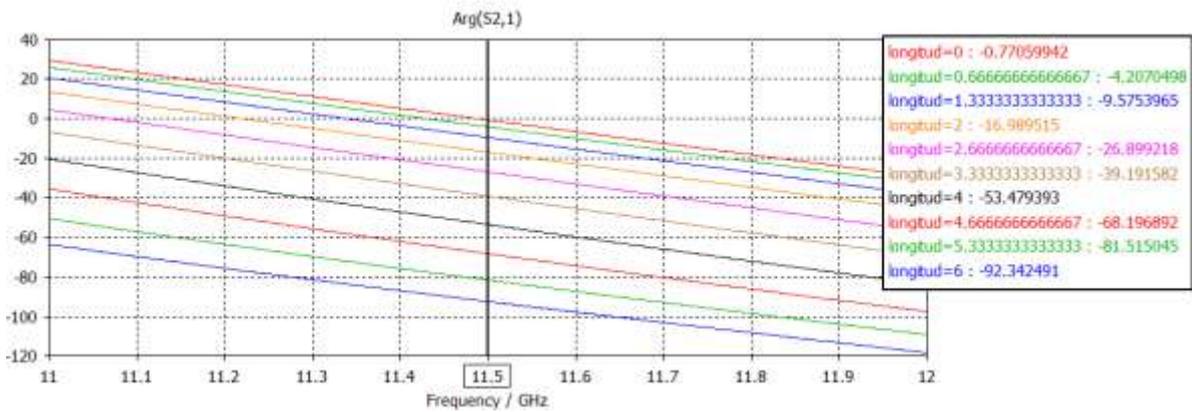
**Figura 3-15: Carta de Smith tornillo 16mm**

El tornillo modifica la impedancia de entrada del segmento de guía de onda, provocando el fenómeno de desadaptación, al igual que pasaba con el caso en el que se movía toda una cara.

En cuanto a la fase del parámetro de transmisión, se puede observar que su variación es mucho mayor que en el caso anterior. Por ejemplo, para la ranura resonante, la diferencia entre tener el tornillo completamente sacado o introducido 4 mm es de unos  $-55^\circ$ , mientras que antes era de solamente de  $-4^\circ$ . Como se ha mencionado con anterioridad, una variación tan extrema de la fase transmitida puede provocar que al diseñar un array con un diagrama determinado, dicho diagrama tenga una forma totalmente desfigurada debido a los desfases entre elementos. Debido a este incremento de la influencia en la fase transmitida, se ha decidido repetir el barrido del tornillo de 16 mm de diámetro pero en esta ocasión sin ranura. Este diseño ya se probó moviendo toda la cara de la guía, pero el cambio en los resultados del tornillo hace que sea posible que en esta ocasión varíen.



**Figura 3-16: WR-75 sin ranura y tornillo 16mm**



**Figura 3-17: Fases barrido WR-75 sin ranura con tornillo 16mm**

En la figura anterior están contenidos los resultados para un barrido del tornillo similar al realizado en el caso "con ranura". La variación de la fase es muy parecida a la obtenida en dicha ocasión, con un rango de  $-90^\circ$  en los 6mm de amplitud del tornillo. Sin embargo, surge un nuevo problema, ya que además de variar las fases el tornillo hace que también cambien el coeficiente de reflexión y el módulo de la transmisión del segmento de la guía, lo que produce que este nuevo descubrimiento sea difícilmente aprovechable en lo que a diseñar un array de antenas respecta, porque se modificarían los coeficientes de alimentación de los elementos del array, desdibujando de esa manera el diagrama de radiación. De todas formas, es un fenómeno interesante y a tener en cuenta en un futuro.

El principal problema con el que se ha tenido que lidiar hasta este momento es el empeoramiento de la reflexión cuando se introduce el tornillo para aumentar el acoplo. Para intentar solucionarlo, aún se dispone de tres puntos a tratar con mayor profundidad:

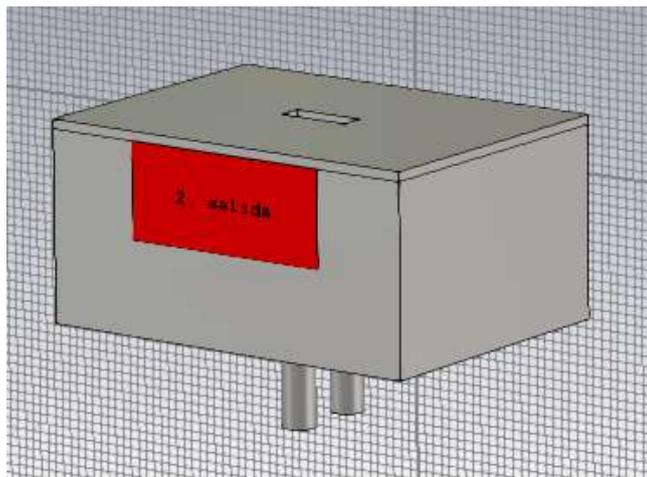
- El diámetro del tornillo, que puede modificar la magnitud del efecto.
- La posición del tornillo en la guía, que no se sabe qué repercusión puede tener.
- El número de tornillos: si los tornillos tuvieran distintos efectos dependiendo de a qué altura del segmento de guía de onda se posicionaran, dichos efectos podrían combinarse de manera que favorecieran la adaptación y el acoplo al mismo tiempo.

### 3.1.4.3 Simulación con un tornillo pequeño

La posición relativa del tornillo respecto de la ranura a lo largo de la dirección de propagación de la guía (eje z), debería provocar que el desplazamiento de la impedancia de entrada en Carta de Smith fuera diferente en cada caso.

El hecho de que haya posiciones en las que los tornillos se comporten de manera diferente a la hora de modificar la impedancia, hace que se plantee la posibilidad de combinar dos o más de ellos para conseguir mejorar el acoplo y readaptar la guía de onda, todo a la vez.

En esta ocasión (y hasta la finalización de este PFC), el tipo de guía estándar que se va a utilizar es la WR-90 debido a que en el laboratorio se dispone de medios para medir y conectar ese tipo de guía de onda, y se desea que los diseños realizados a partir de este momento puedan fabricarse y medirse con facilidad si los resultados fuesen positivos. También se han introducido algunos cambios a la hora de implementar la ranura y en los tornillos. El diseño simulado es el siguiente:



**Figura 3-18: WR-90 con ranura y 2 tornillos**

La principal diferencia observable son el número de tornillos y sus diámetros. Sin embargo, en esta implementación también es diferente la cara superior de la guía en la que se mecaniza la ranura. En vez de ser una guía de onda de una sola pieza, se ha diseñado una parte con forma de "u" que comprende tres de los lados de la guía WR-90. Por otro lado se ha confeccionado una lámina del mismo material que la "u" (en este caso PEC), con suficiente grosor para que pueda usarse como la cara faltante de la guía, en la que se ha perforado la ranura.

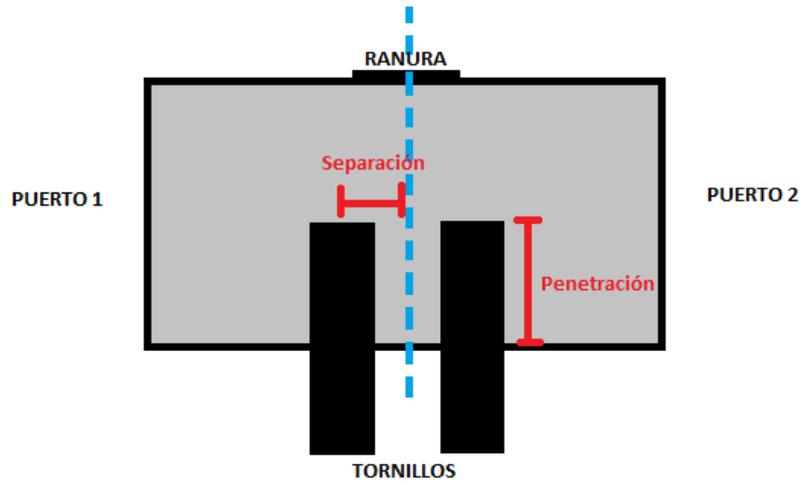
A efectos teóricos, las diferencias en la forma de implementar el segmento de guía de onda no deberían afectar a los resultados, ya que la cavidad por la que se transmiten los campos queda definida de manera idéntica que en el caso en el que era de una sola pieza. La principal ventaja aparece a la hora de implementar el diseño en la realidad, ya que fabricar la ranura de esta manera es muchísimo más sencillo que si está directamente hecha sobre una de las caras de la guía.

La primera decisión que se debe tomar es el diámetro de tornillo que se va a utilizar finalmente. Para poder fabricar un prototipo con tornillos que se compran en cualquier lugar, los diámetros de estos deben ser más pequeños que el del utilizado en las simulaciones anteriores. Existen tornillos con diámetros de 16 mm, pero el paso que tienen es muy grande y poco preciso, por lo tanto no son útiles ya que dificultan mucho el tener precisión a la hora de replicar las configuraciones de manera exacta.

Se ha decidido hacer pruebas con distintos tamaños de tornillo, para comprobar cuál es el que tiene las mejores prestaciones a la hora de cambiar los acoplos y conseguir adaptaciones aceptables. Los diámetros escogidos son M3, M4 y M5 que son tamaños estandarizados con diámetros de 3, 4 y 5 mm respectivamente. Son tornillos con una dimensión más manejable y con una rosca bastante más precisa que en el caso del de 16 mm.

En el modelo de un sólo tornillo ya se ha conseguido observar que el movimiento de la impedancia de entrada en Carta de Smith hace que la estructura se desadapte pese al aumento del acoplo. Es por eso que se ha decido realizar un modelo con dos tornillos, que va a ser el número mínimo necesario para que los efectos de uno y otro en la adaptación se compensen y la estructura tenga una reflexión buena en la entrada, con el consiguiente

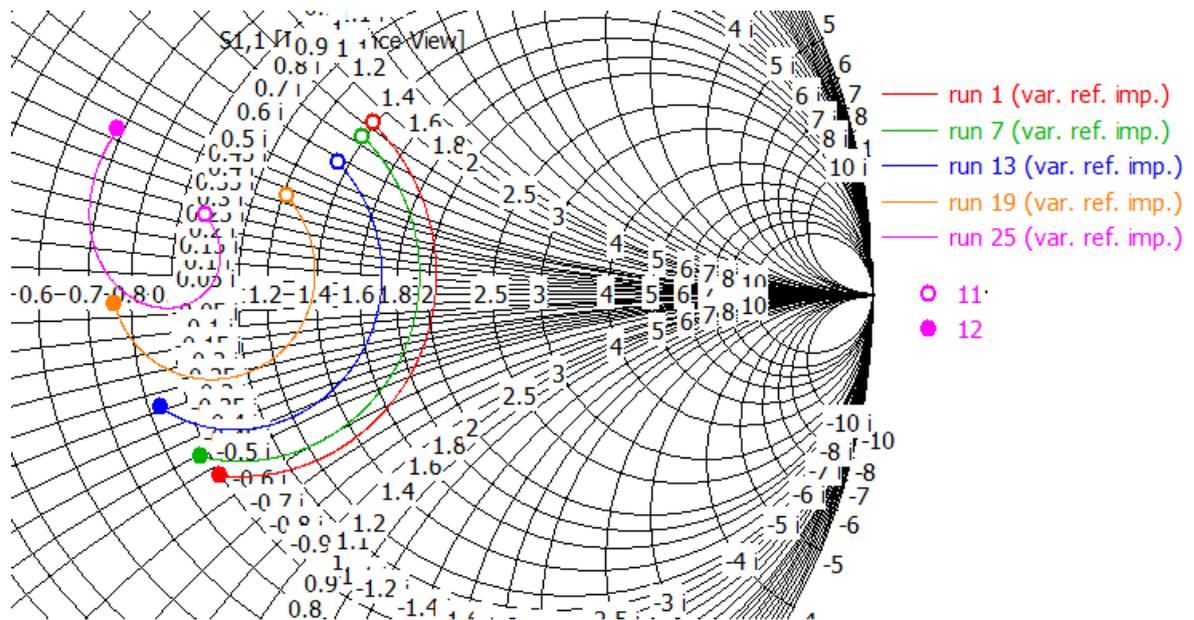
aumento del acoplo de la ranura. En ese modelo se realizarán barridos para el diámetro y la separación respecto al centro de la ranura para uno de los tornillos, consiguiendo así un banco de resultados entre los que se elegirán dos configuraciones que resulten complementarias.



**Figura 3-19: Variables a modificar para cada diámetro de tornillo.**

Los resultados obtenidos son los siguientes:

Para un diámetro de M4, se ha variado la separación del tornillo con la ranura entre -4.5 mm y 4.5 mm, y la penetración del mismo entre 0 mm y 4 mm. Se adjuntan en este documento las Cartas de Smith de las impedancias de entrada, que representan la adaptación de la estructura.



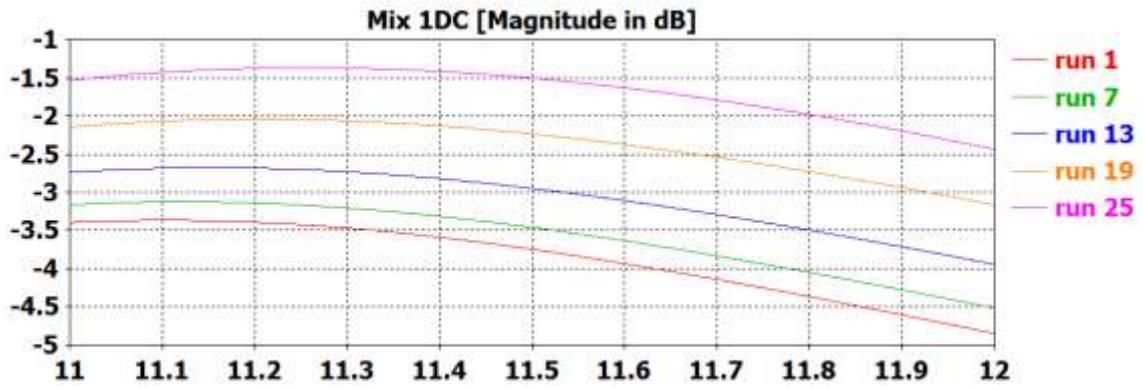


Figura 3-20: Tornillo M4 separado -4.5 mm ( $S_{11}$  arriba y  $S_{31}$  abajo)

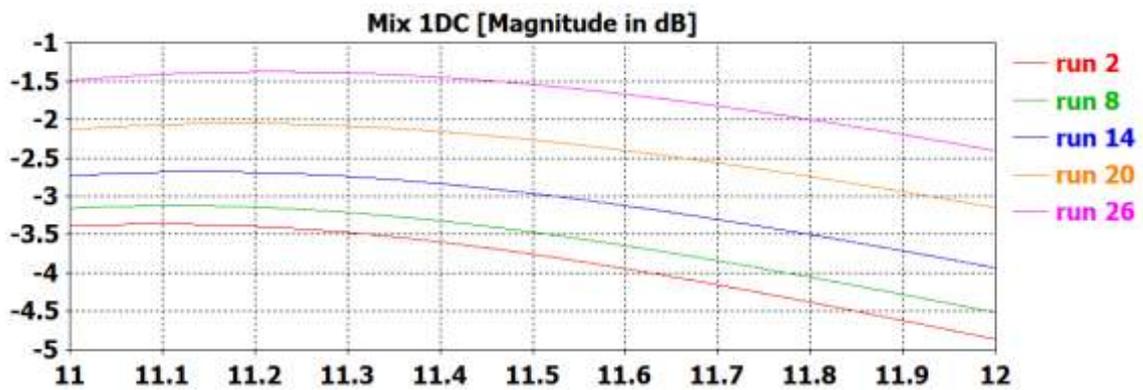
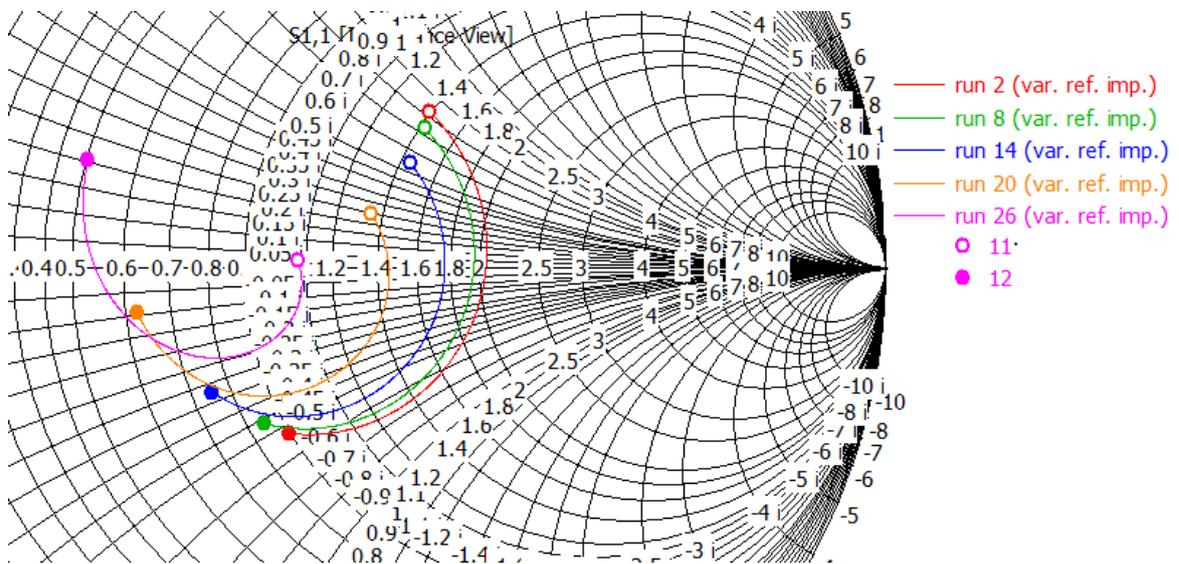


Figura 3-21: Tornillo M4 separado -3.5 mm ( $S_{11}$  arriba y  $S_{31}$  abajo)

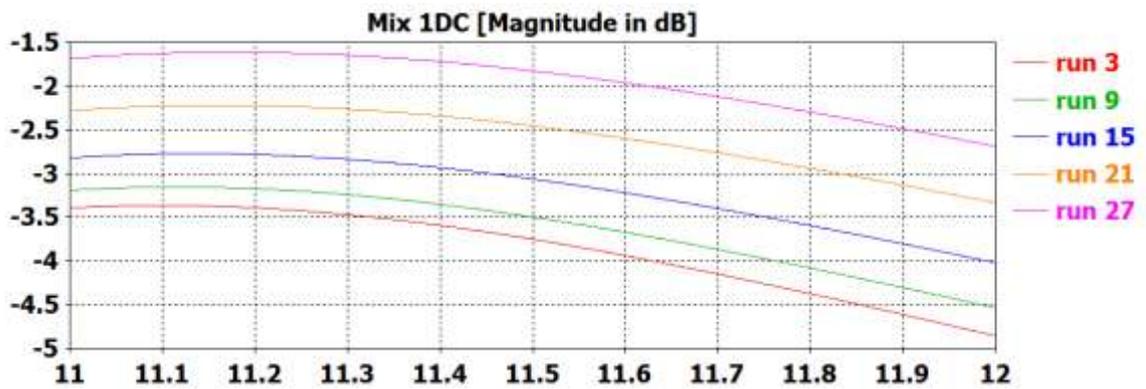
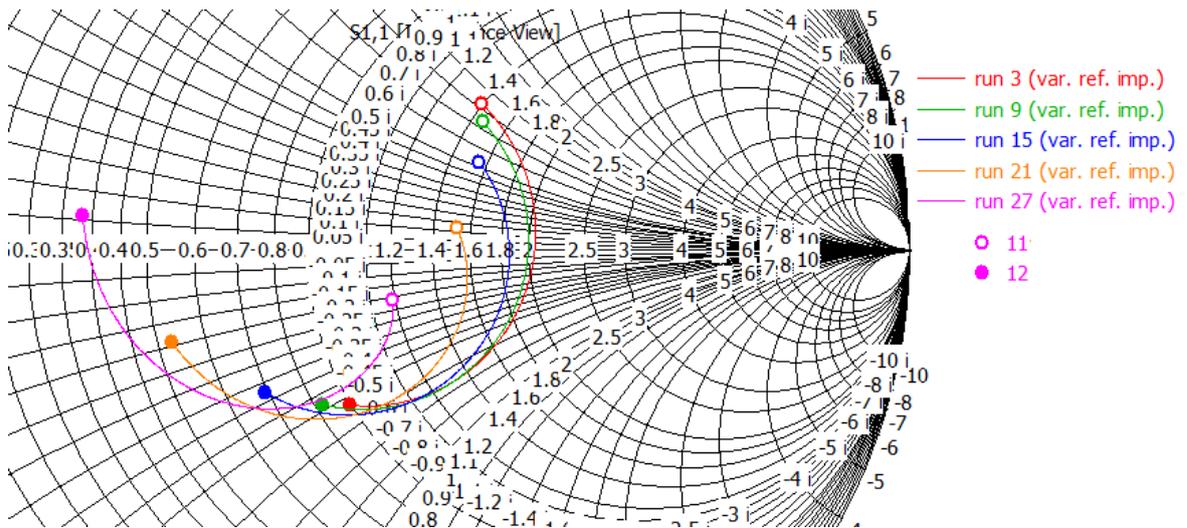
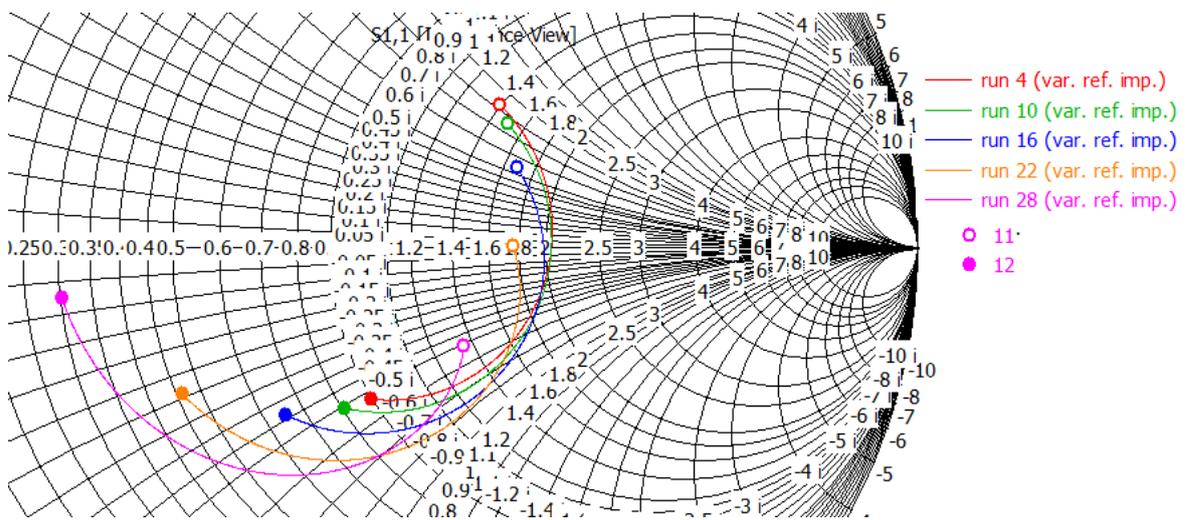


Figura 3-22: Tornillo M4 separado -2.5 mm ( $S_{11}$  arriba y  $S_{31}$  abajo)



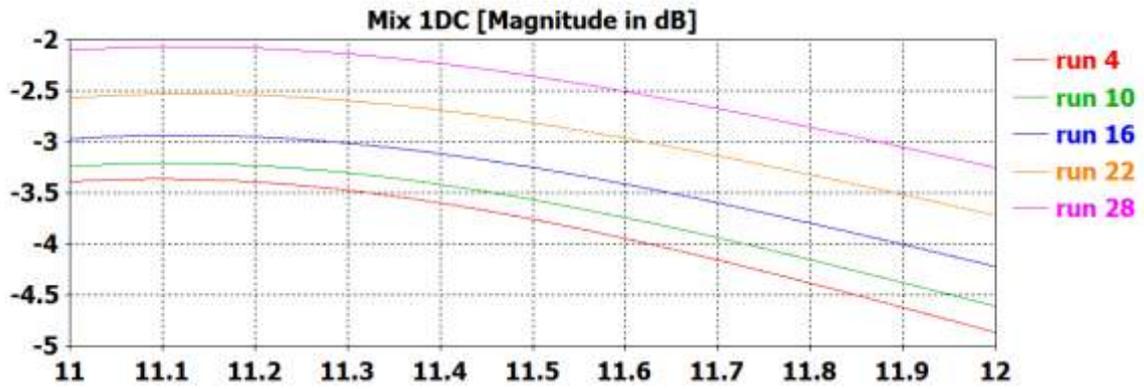


Figura 3-23: Tornillo M4 separado -1.5 mm ( $S_{11}$  arriba y  $S_{31}$  abajo)

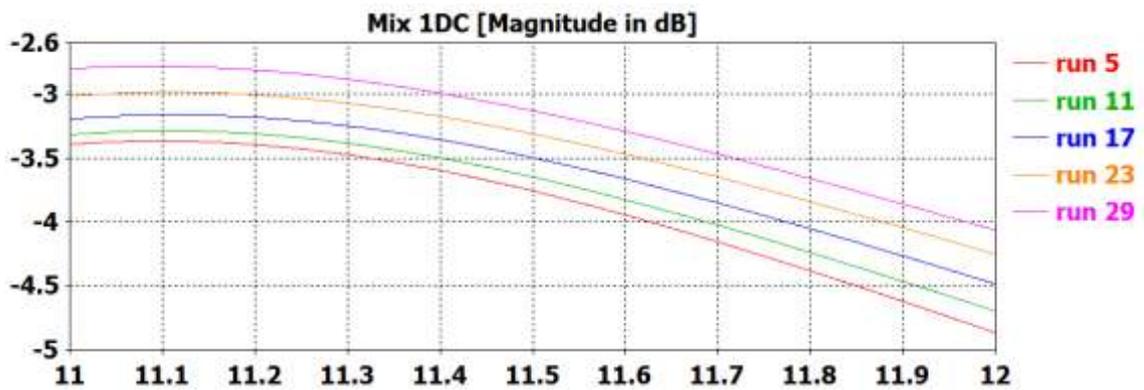
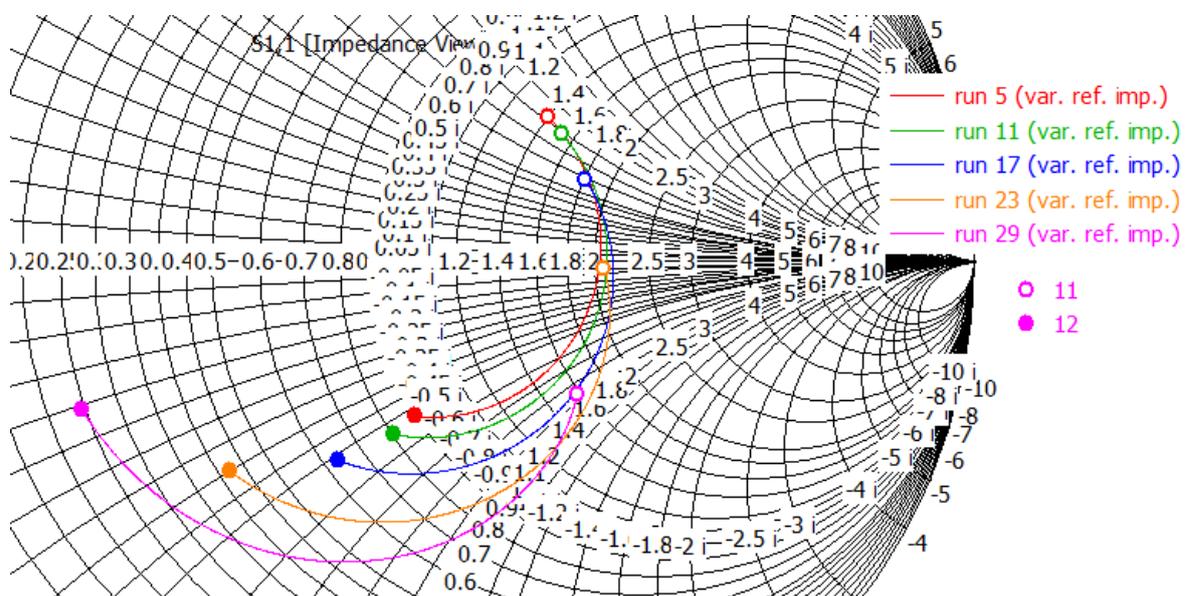


Figura 3-24: Tornillo M4 separado -0.5 mm ( $S_{11}$  arriba y  $S_{31}$  abajo)

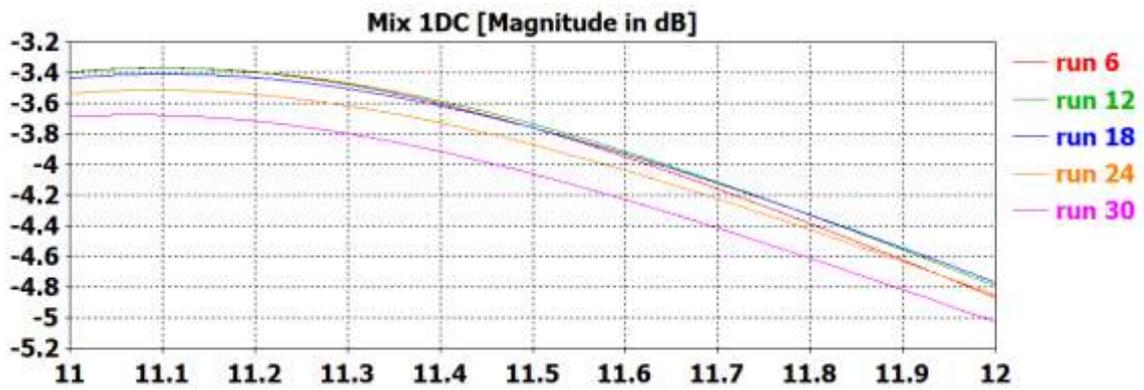
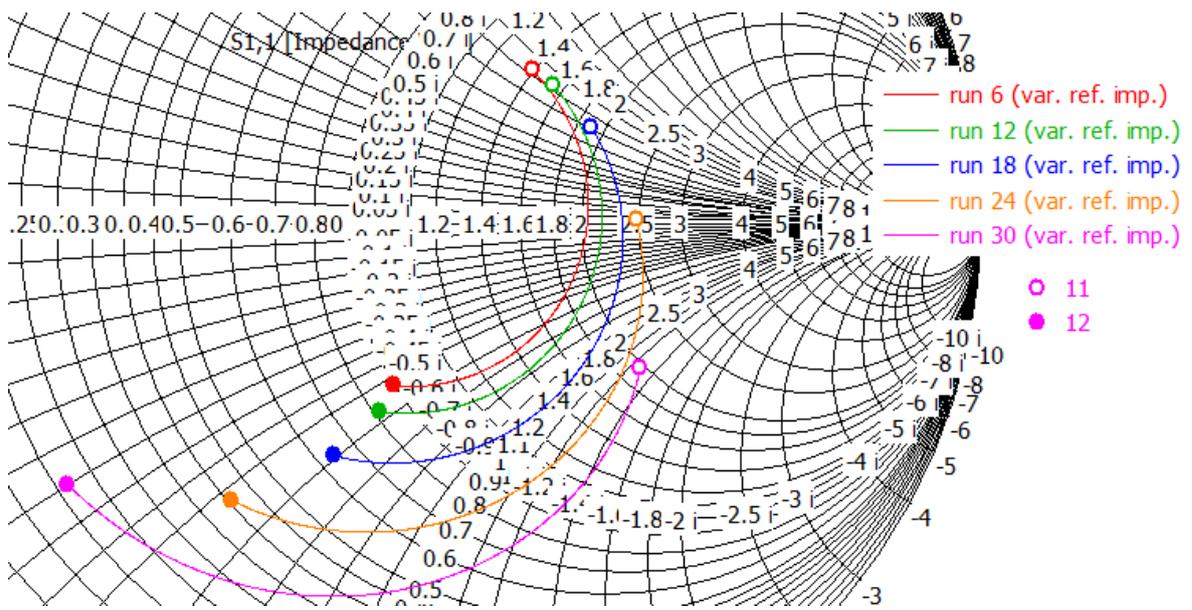
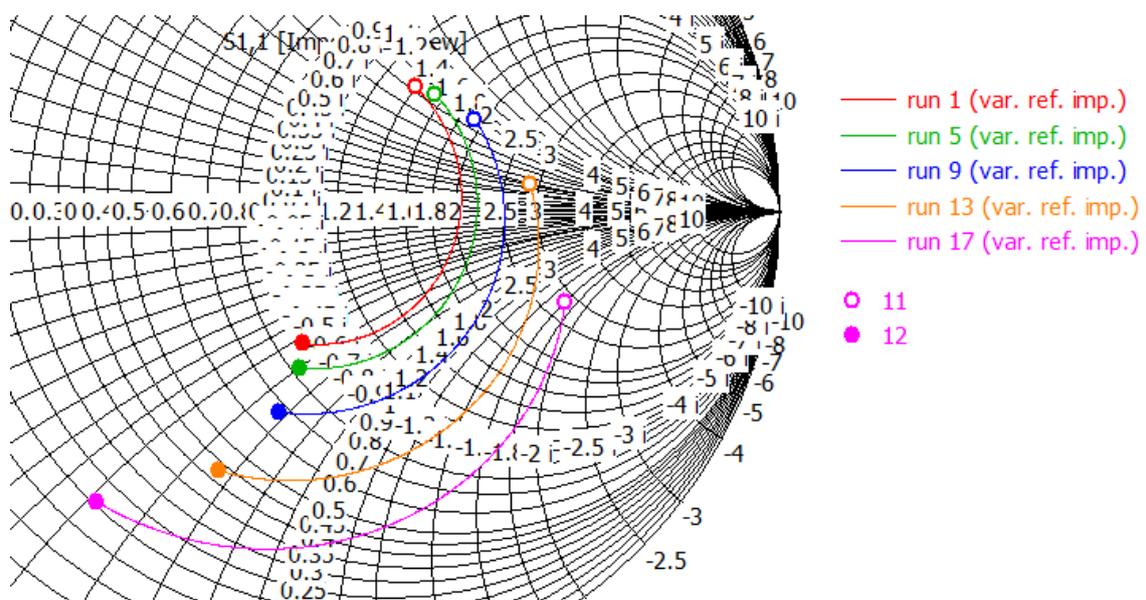


Figura 3-25: Tornillo M4 separado 0.5 mm ( $S_{11}$  arriba y  $S_{31}$  abajo)



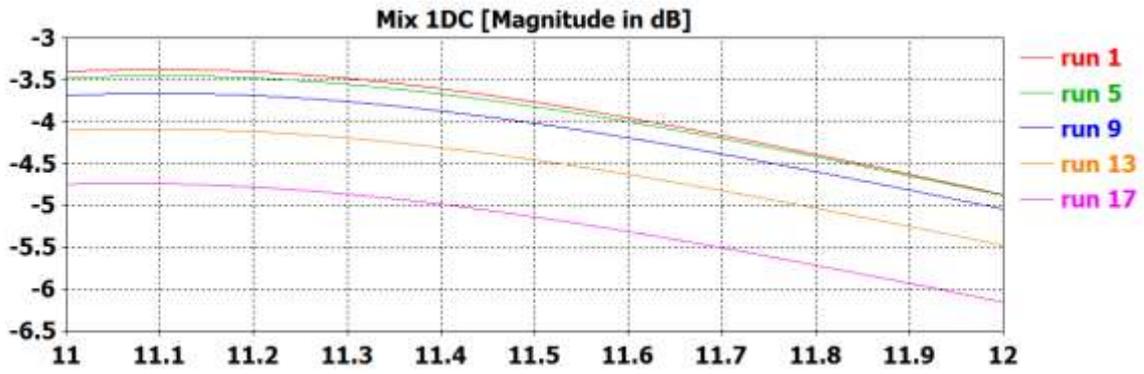


Figura 3-26: Tornillo M4 separado 1.5 mm ( $S_{11}$  arriba y  $S_{31}$  abajo)

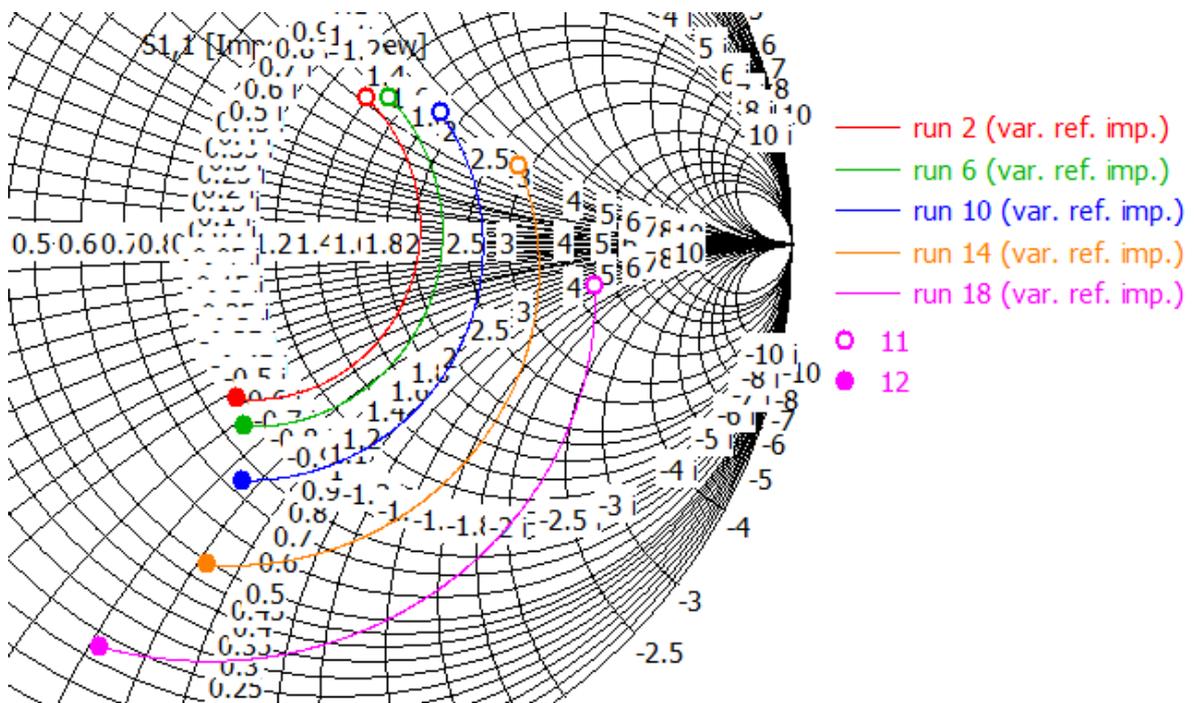


Figura 3-27: Tornillo M4 separado 2.5 mm ( $S_{11}$  arriba y  $S_{31}$  abajo)

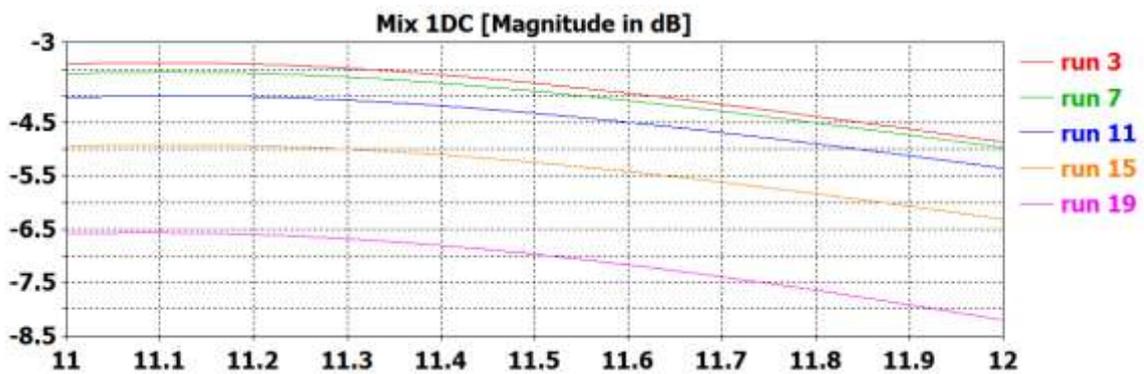
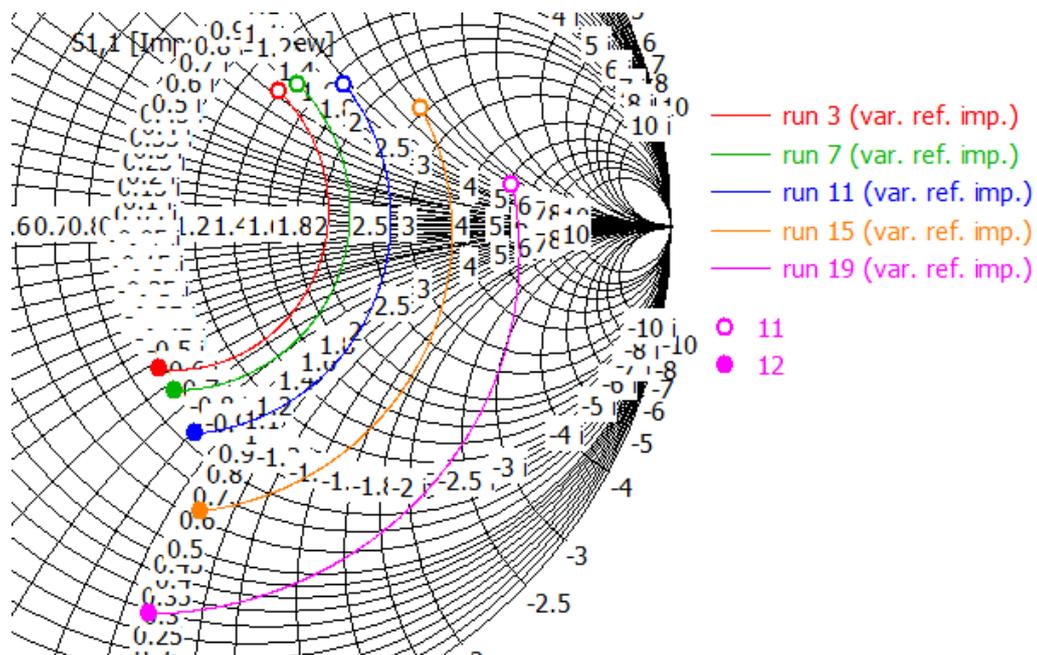
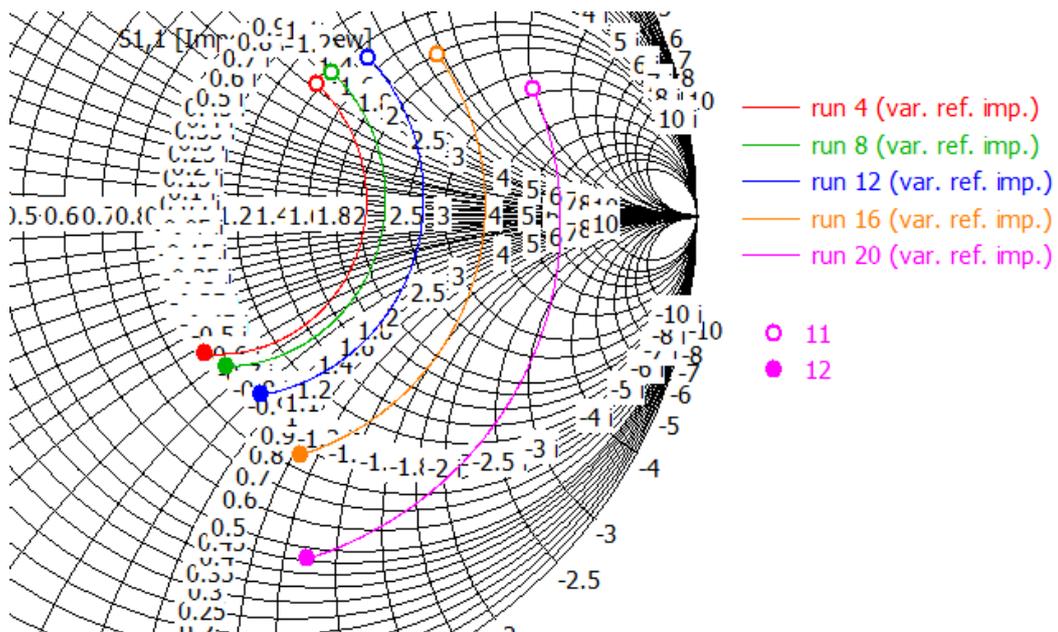


Figura 3-28: Tornillo M4 separado 3.5 mm ( $S_{11}$  arriba y  $S_{31}$  abajo)



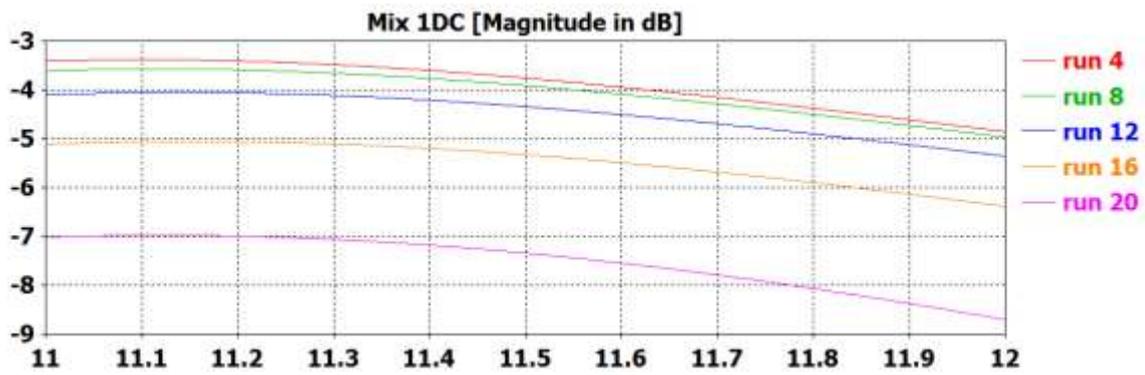


Figura 3-29: Tornillo M4 separado 4.5 mm ( $S_{11}$  arriba y  $S_{31}$  abajo)

En las gráficas anteriores se observa como la colocación del tornillo en el eje de propagación afecta en gran medida al tipo de variación que se da en la impedancia de entrada cuando dicho tornillo penetra en la estructura. En esta memoria sólo se incluyen los resultados de los tornillos de M4, siendo los de M3 y M5 similares. Si se ha optado por utilizar un diámetro de M4 es debido a que los tornillos de M3 y M5 tenían una influencia muy poco y demasiado importante en la impedancia, respectivamente. Los tornillos de M4 son el perfecto equilibrio entre variabilidad de la impedancia y precisión a la hora de modificarla.

Las posiciones que se han elegido para los dos tornillos que se usarán en el siguiente diseño son de -4 mm y 4 mm respecto de la ranura. Se ha elegido esta configuración debido a que sus comportamientos son complementarios, el tornillo de 4 mm incrementa la parte real de la impedancia de entrada, mientras que el de -4 mm la disminuye, ambos sin modificar prácticamente la parte imaginaria. La intención que se tiene a partir de ahora es utilizar uno de los tornillos para aumentar el acoplo de la ranura, y el otro para resintonizar la impedancia y mejorar la reflexión manteniendo el nuevo nivel de acoplo. Obviamente los efectos no serán tan fáciles de distinguir y de combinar, ya que ambos modificarán el acoplo y la impedancia de entrada.

#### 3.1.4.4 Simulación con dos tornillos

De manera previa a este diseño, se ha probado el segmento de guía, modificando el diámetro de uno de los tornillos hasta llegar a un compromiso que minimizara en lo posible la pérdida de adaptación, consiguiendo una significativa variación del acoplo. El tipo de tornillos que consiguen esto son los de M4.

La idea de utilizar varios tornillos es combinar sus efectos para obtener uno global y más adecuado. Se ha optado por utilizar dos tornillos desplazados de manera simétrica respecto al centro de la ranura, con una distancia entre ellos de 8mm.

La forma de llegar a esta configuración concreta ha sido la siguiente: una vez que se ha decidido el diámetro que deben tener los tornillos, el procedimiento se ha basado en utilizar el diseño con un sólo tornillo, ir separando este del centro de la ranura mientras se visualiza su efecto en Carta de Smith.

Después de todas las simulaciones y una vez se ha obtenido un banco de resultados amplio, se han elegido dos posiciones para los tornillos lo más complementarias posibles, es decir, que tuvieran efectos inversos en cuanto a la variación de la impedancia de entrada

de la guía. Se ha optado porque fueran sólo 2 para evitar mayores complicaciones de momento.

Los barridos realizados en este caso han sido iguales para los dos tornillos, yendo la longitud introducida dentro de la cavidad de la guía de 0 mm a 5 mm. Por los motivos que se explicarán cuando se vean los resultados, al tornillo más cercano al puerto de salida se le ha denominado tornillo de acoplo y al otro, tornillo de sintonía.

Las ranuras para las que se han realizado las simulaciones son de  $0.3*\lambda_0$ ,  $0.4*\lambda_0$  y  $0.5*\lambda_0$  en este caso. Se ha decidido modificarlas debido a que la de  $0.6*\lambda$  pese a ser más grande que la de  $0.5*\lambda$  nunca conseguía acoplar más potencia que esta debido a que la longitud de resonancia es muy cercana a  $0.5*\lambda$ . Por eso se han decidido coger 2 ranuras con longitudes por debajo de la resonante, que acoplarán menos y serán más fáciles de adaptar. Sólo se incluyen los resultados para la ranura de  $0.5*\lambda$  debido a que es la resonante y son lo más significativos.

Los resultados se muestran en las tablas que aparecen a continuación. Se han incluido en la tabla las configuraciones para cada valor del tornillo de acoplo (de 0 mm a 5 mm) sin introducir el de sintonía (0 mm). Si en alguno de los casos hay algún punto de introducción del tornillo de sintonía que mejore la reflexión y/o el acoplo, también se ha recogido.

- Ranura de  $0.5*\lambda$ :

$S_{11}$ (dB)	$S_{31}$ (dB)	$l_{\text{acoplo}}$ (mm)	$l_{\text{sintonia}}$ (mm)
-10,52	-4,66	0,00	0,00
-11,04	-4,37	1,00	0,00
-12,23	-3,85	2,00	0,00
-13,55	-3,09	3,00	0,00
-11,50	-2,25	4,00	0 (Existe un valor con ambos parámetros mejores)
-16,07	-2,16	4,00	1,66(mejor acoplo)
-28,04	-2,36	4,00	2,77 (mejor reflexión)
-7,62	-1,74	5,00	0(Existe un valor con ambos parámetros mejores)
-9,34	-1,54	5,00	1,66(mejor acoplo)
-9,88	-1,56	5,00	2,22(mejor reflexión)

**Tabla 3-7 : Parámetros S: ranura  $\lambda/2$ , 2 tornillos 4mm**

Se puede observar como en casi la totalidad de los casos, el hecho de penetrar más con el denominado tornillo de acoplo hace que la cantidad de potencia que radia la ranura aumente. Es por eso que se ha llamado así a ese tornillo.

En los casos en los que el tornillo de acoplo no se ha metido mucho (hasta unos 3 mm) la reflexión no empeora respecto a sus valores iniciales, llegando incluso a mejorar en muchas ocasiones. Sin embargo, a partir de ese valor de introducción del tornillo, la adaptación empeora drásticamente. Es en ese momento cuando se debe comenzar a meter el tornillo de sintonía, el cual no modifica prácticamente el acoplo, pero sí mejora la reflexión de forma notable (por eso se le ha llamado "tornillo de sintonía").

Utilizando el ejemplo concreto de la ranura resonante, gracias al uso combinado de los dos tornillos se consiguen mejoras de hasta 3 dB en el acoplo sin tocar el valor de reflexión original, o de 2 dB con una mejora de la adaptación de unos 18 dB.

El caso de la ranura resonante es el que mejor recoge los efectos de los tornillos, ya que la distancia entre ellos se ha elegido utilizando el diseño con esa ranura determinada. El resto presentan efectos similares al introducir los tornillos, pero no están tan bien definidos debido a la causa anterior.

Las opciones posibles viendo los resultados son dos: utilizar una configuración por defecto para todas las ranuras que se usen en el diseño del array u optimizar la separación de los tornillos para cada una de ellas. La ventaja de la segunda opción está clara, unas mejores prestaciones, pero con la primera se podría cambiar la lámina de las ranuras si se quisiera otro diagrama y se seguiría pudiendo utilizar la misma "u", ya que la separación de los taladros para los tornillos no variaría.

El efecto que produce el tornillo de sintonía en la impedancia de entrada se observa muy claramente en la Carta de Smith:

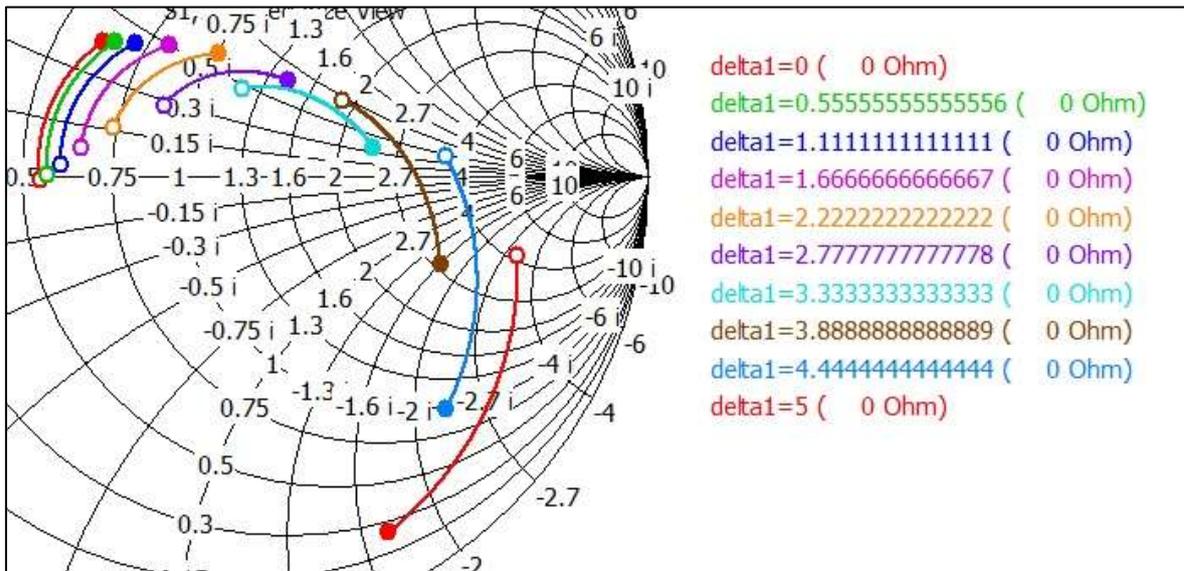


Figura 3-30: Carta de Smith 2 tornillos (sintonía)

La figura representa el barrido del tornillo de sintonía cuando el tornillo de acoplo está introducido 3 mm y la ranura es de  $0.3 \cdot \lambda$ . En ella, el tornillo de acoplo ha desplazado la impedancia hacia valores más pequeños de la parte real (hacia la izquierda en carta), pero metiendo el tornillo de sintonía se consigue revertir ese fenómeno. Para un valor de 2.777 mm del tornillo de sintonía ya se ha conseguido devolver a la impedancia aproximadamente a su posición original, habiendo aumentado la potencia radiada por la ranura.

El funcionamiento de los dos tornillos no es perfecto debido a que los movimientos no son totalmente complementarios ya que ambos no sólo desplazan a la impedancia por distintos valores de su parte real (izquierda y derecha en la Carta de Smith) sino que también modifican su parte imaginaria (hacia arriba y abajo). Conseguir dos tornillos cuyos dos efectos se compensen totalmente es imposible, por eso se ha decidido realizar un

diseño que conste de tres tornillos, con uno nuevo para compensar las modificaciones en parte imaginaria de la impedancia de entrada de la guía de onda.

### 3.1.4.5 Simulación con tres tornillos

En este último caso, se ha decidido realizar un diseño completamente fabricable para poder comparar los resultados de las simulaciones con los medidos directamente del prototipo. Gracias a los diseños anteriores se puede saber con certeza que con esta nueva implementación van a poderse observar al menos los efectos que producen los dos tornillos que ya se han probado y así contrastarlos con lo que ocurra en la realidad. La estructura del prototipo se explicará con detalle en el apartado de fabricación del prototipo.

El último cambio que se ha llevado a cabo en el prototipo, y el más importante de ellos ya que es el que define el objetivo de realizar este nuevo diseño, es la adición de un tercer tornillo que aporte otro grado de libertad más a la hora de readaptar la impedancia de entrada de la guía cuando se realiza una variación en el acoplo.

Los dos tornillos de los que ya se disponía en el diseño anterior se han mantenido con las mismas características en cuanto a diámetro y su posición simétrica respecto a la ranura. Gracias a los barridos realizados en ocasiones anteriores para elegir las posiciones de esos dos tornillos, se tienen resultados en los que respaldar la decisión de dónde se debe colocar el nuevo tornillo. Fijándose en dicha documentación se ha decidido colocarlo antes que cualquiera de los otros dos, rompiéndose así la simetría de la estructura y quedando definido el puerto de entrada como aquel más cercano a este nuevo tornillo de sintonía. Al mismo tiempo, se ha reducido la distancia entre los tornillos a 6 mm en todos los casos ya que de esta forma se consiguen unos efectos más complementarios a la hora de readaptar la guía de onda. Nuevamente, la toma de esta decisión se ha basado en el banco de pruebas realizado para definir la posición de los dos tornillos anteriores.

La apariencia que tiene el diseño con estos tres tornillos de sintonía es la siguiente:

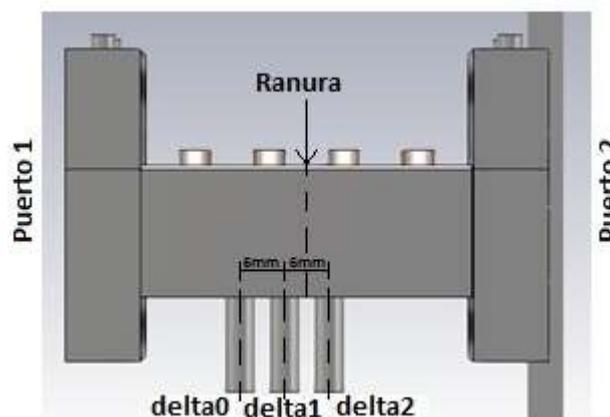
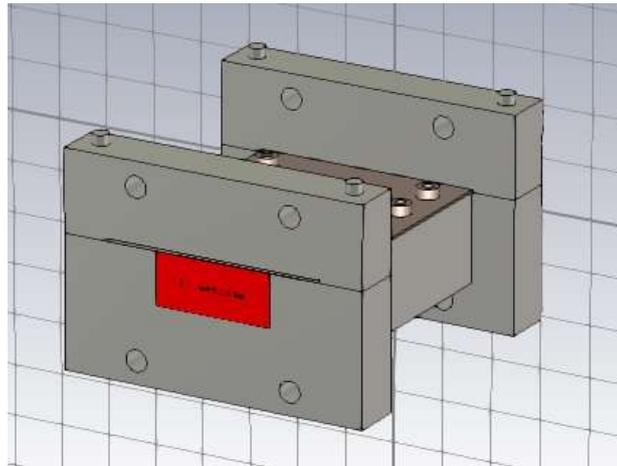


Figura 3-31: Perfil del prototipo con 3 tornillos

En la figura anterior, el nuevo tornillo es el situado más a la izquierda. El puerto de entrada sería también el de la izquierda. Se observa la simetría de posición entre los dos tornillos anteriores, así como el equiespaciado de los tres.

Finalmente se adjunta una figura con la apariencia del prototipo completo, en la que pueden apreciarse todos los puntos que se han ido desglosando con anterioridad.



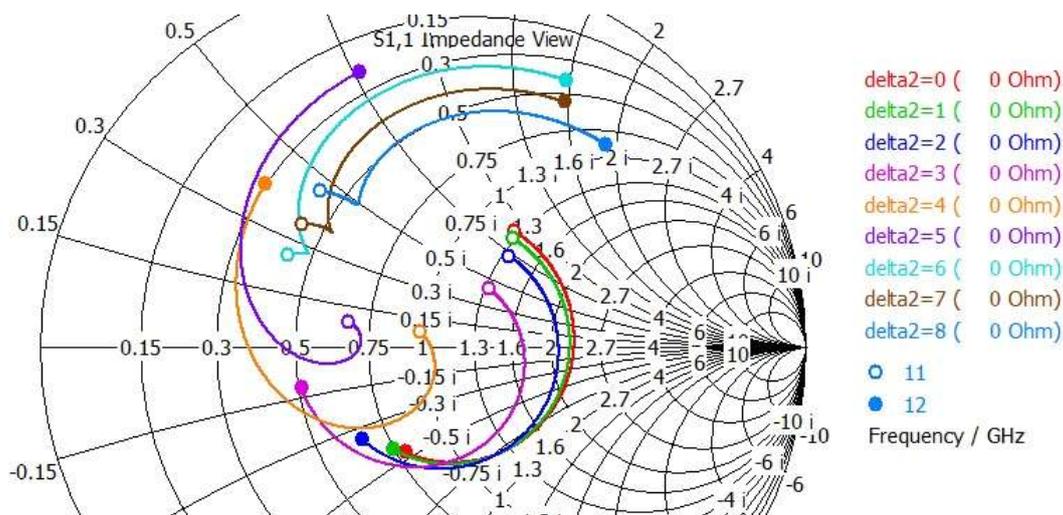
**Figura 3-32: Prototipo con 3 tornillos**

Las simulaciones que se han realizado en primer lugar han consistido en barrer todo el rango de penetración de cada tornillo de manera independiente para así poder ver qué efecto tienen en la impedancia y ver si pueden combinarse para readaptar la ranura cuando se ha tocado el acoplo.

El tornillo de acoplo ha sido barrido entre 0 mm y 8 mm, para conseguir un rango muy amplio de potencia radiada por la ranura, necesario a la hora de realizar una configuración para una antena de array con un diagrama de radiación determinado. Los otros dos tornillos sólo se han variado entre 0 mm y 6 mm ya que para valores más grandes las desadaptaciones comienzan a ser insalvables como se comprobará a la vista de los resultados. Al nuevo tornillo se le ha denominado "tornillo de entrada".

La ranura elegida para llevar a cabo la optimización de las posiciones de los tornillos así como los barridos independientes de los mismos ha sido la de longitud  $0,38 \cdot \lambda_0$ , que es prácticamente la longitud resonante.

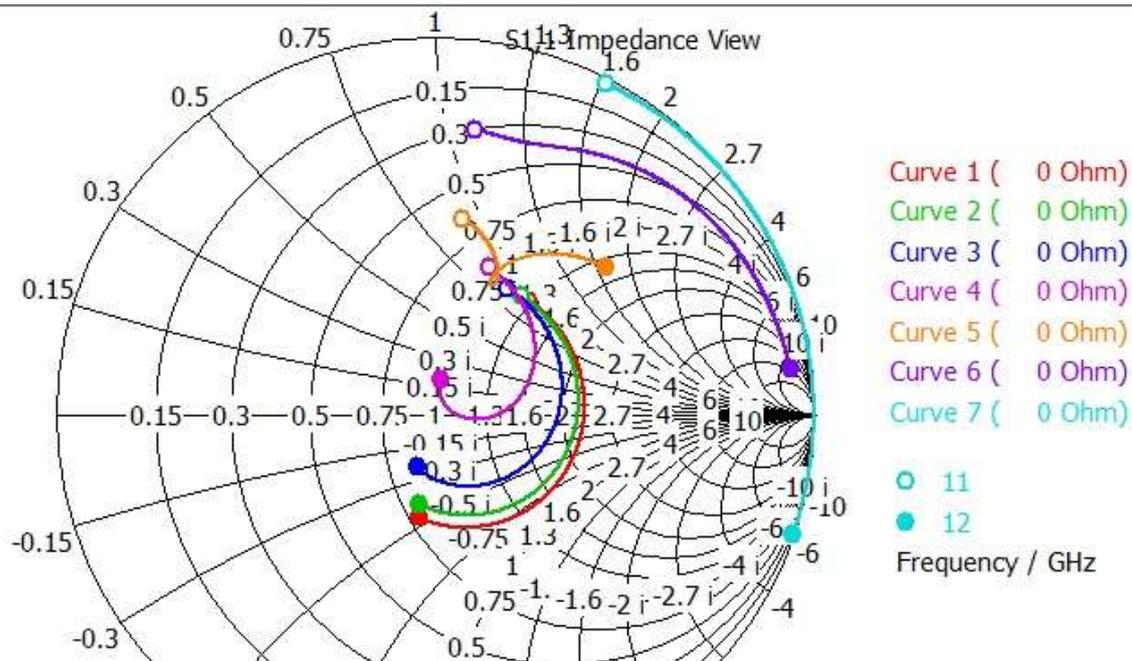
La Carta de Smith para la impedancia de entrada en el caso del tornillo de acoplo es la siguiente:



**Figura 3-33: Carta de Smith tornillo de acoplo**

En el caso del tornillo de acoplo la impedancia varía su parte real y su parte imaginaria al mismo tiempo. El hecho de introducir el tornillo hace que la resistencia tome valores menores que los originales y que la reactancia aumente de magnitud. Existe un punto a partir de aquel en el tornillo esté metido unos 5mm, en el que la parte real deja de variar y sobre todo es la imaginaria la que sigue cambiando.

La Carta de Smith para la impedancia de entrada en el caso del tornillo de entrada es la siguiente:

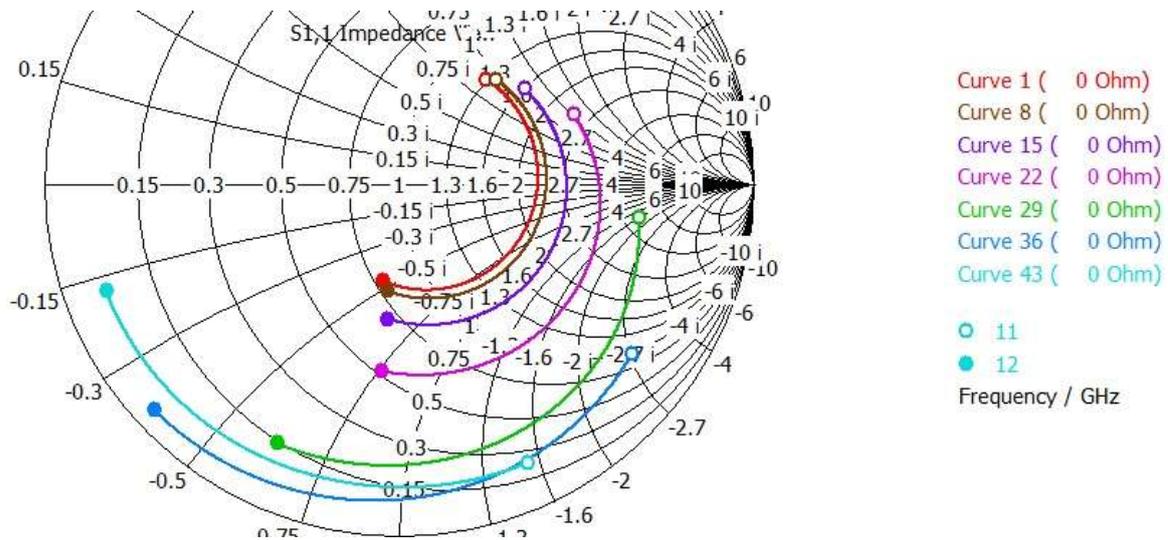


**Figura 3-34: Carta de Smith tornillo de entrada**

El tornillo de entrada es el que se ha añadido específicamente en este nuevo diseño. En la Carta de Smith se puede observar que su influencia en la impedancia de entrada del segmento de guía está muy bien definida. La parte real de la impedancia no varía prácticamente a lo largo de todo el barrido, siendo la parte imaginaria la que va

aumentando conforme se introduce más y más el tornillo. Llegado un punto, el tornillo tiene demasiada longitud dentro de la guía, actuando desde ese momento como si fuera una pared metálica presente dentro de la cavidad. Esto hace que la reflexión sea demasiado alta como para poder tener en consideración esas configuraciones del tornillo a la hora de usar el elemento unitario en el diseño de una antena de array.

La Carta de Smith para la impedancia de entrada en el caso del tornillo de sintonía es la siguiente:

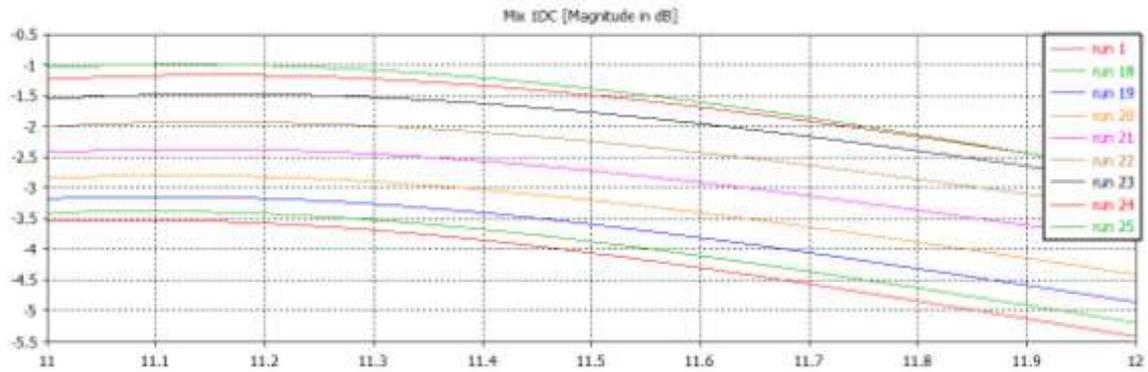


**Figura 3-35: Carta de Smith tornillo de sintonía**

El último tornillo del que se ha observado el efecto es el de sintonía. La idea subyacente en el diseño con dos tornillos, era compensar la influencia del tornillo de acoplo sobre la impedancia introduciendo de manera aditiva un efecto inverso. Se puede observar con claridad en la figura anterior como las variaciones en la impedancia de entrada de la guía son contrarias a las introducidas al modificar el acoplo. La resistencia comienza a tomar valores más grandes mientras que la reactancia decrece significativamente. Nuevamente puede observarse como una excesiva penetración de los tornillos en la cavidad provoca la total desadaptación del segmento de guía dejándolo inutilizable.

La idea de este diseño reside en que el tornillo de acoplo sea el único que modifique el acoplo (al menos de manera significativa) y que el resto varíen la adaptación pero sin cambiar el acoplo conseguido. La posición de los tornillos ha sido seleccionada para cumplir este requisito, sin embargo aún no se ha demostrado si esto sucede. Puede observarse en las siguientes capturas como se consigue el efecto deseado para cada tornillo. Los barridos de los tornillos se ha realizado de manera independiente como en los mostrados anteriormente, con rangos de 0 mm a 8 mm de penetración, para la ranura de  $0,38*\lambda$ .

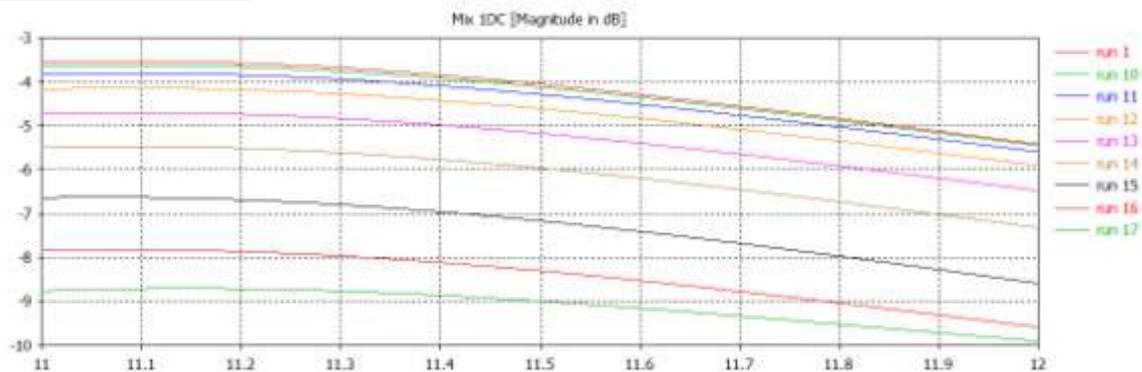
### Tornillo de acoplo:



**Figura 3-36: Variación de acoplo del tornillo de acoplo**

Se puede ver como el cambio de acoplo es más o menos el mismo entre todos los cambios de penetración del tornillo. Entre una vuelta y otra cambia casi 1,5 dB. Por lo tanto se cumple el objetivo de este tornillo.

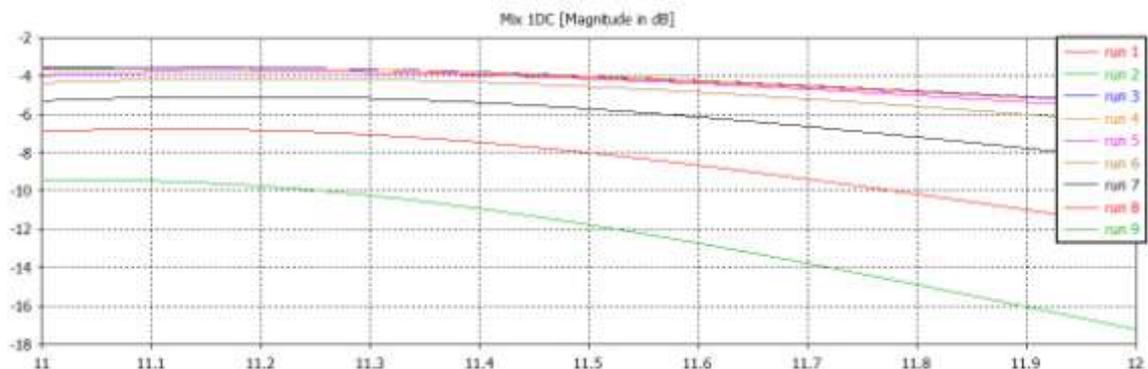
### Tornillo de sintonía:



**Figura 3-37: Variación de acoplo del tornillo de sintonía**

A simple vista se puede pensar que en este caso también se modifica significativamente el acoplo. Sin embargo, las líneas de acoplo están prácticamente juntas para las cuatro primeras vueltas del tornillo de sintonía, siendo entonces su acoplo el mismo. Una vez se ha introducido aún más el tornillo sí que varía el acoplo, pero no son posiciones útiles ya que la desadaptación es demasiado grande.

### Tornillo de entrada:



**Figura 3-38: Variación de acoplo del tornillo de entrada**

En el caso del tornillo de entrada ocurre algo similar al tornillo de sintonía. El efecto aquí es aún más claro ya que hace falta que esté introducido aún más vueltas para que el acoplo cambie su valor. Una vez más, esas serán posiciones "no útiles".

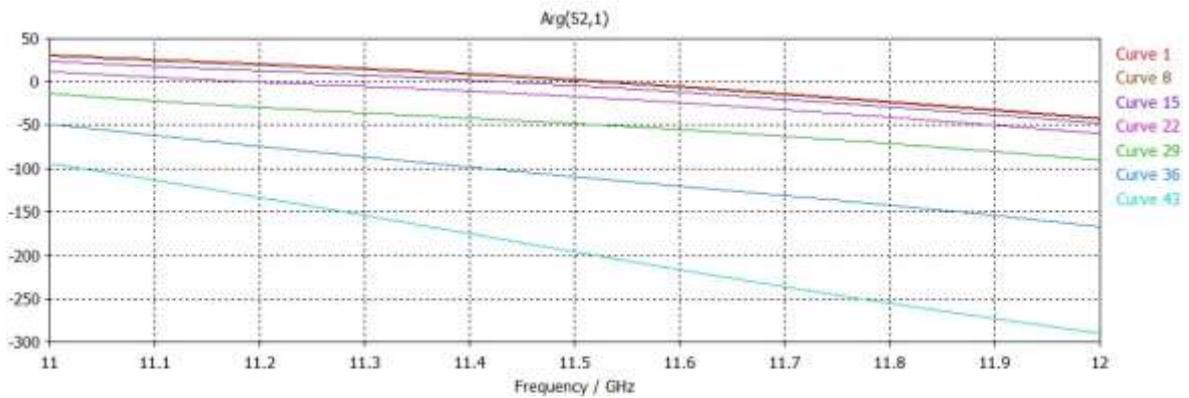
Debido a que el tornillo de entrada no puede compensar por sí solo la desadaptación introducida al modificar el acoplo, y a la complementariedad de los efectos de los otros dos tornillos, el modo de utilización que se propone para el prototipo con tres tornillos de sintonía es el siguiente:

- Introducir el tornillo de acoplo el número de vueltas necesarias para conseguir el valor de acoplo deseado.
- Utilizando el tornillo de sintonía, intentar compensar la desadaptación en la medida de lo posible, dando prioridad a que la parte real de la impedancia de entrada sea la correcta.
- Por último, se puede usar el tornillo de entrada como un ajuste fino para terminar de adaptar la parte imaginaria de la impedancia de la guía. Es posible que se desajuste ligeramente la parte real, pero puede solventarse modificando de nuevo un poco el tornillo de sintonía.

Si se desean utilizar en la práctica los tornillos, es un requisito imprescindible tener bien caracterizado el prototipo con todas las posibles configuraciones que presenten buena reflexión para cada valor de acoplo. La manera de realizarlo es conectar el prototipo a un analizador de redes y utilizar el método anterior para adaptar correctamente la impedancia para distintos valores de introducción del tornillo de acoplo. Una vez se ha conseguido adaptar, se deben guardar los valores de penetración de los tres tornillos, para que en las siguientes ocasiones en las que se quiera un acoplo determinado, conseguirlo sea tan fácil como mirar en una tabla las posiciones necesarias de los tornillos.

En las anteriores figuras de Cartas de Smith para el parámetro  $S_{11}$ , puede presenciarse otro efecto indeseado fruto de la introducción de los tornillos. Las líneas que representan la impedancia de entrada se alargan y ocupan un mayor rango dentro de la carta. Explicado de manera más específica y menos visual, los tornillos hacen que la impedancia tenga más variabilidad con respecto a la frecuencia, es decir, el ancho de banda en el que la guía está adaptada será más reducido. Esto es debido a que si por ejemplo, se adaptase la guía para la frecuencia central de trabajo, otras frecuencias no muy lejanas tendrían una impedancia de entrada completamente distinta y por lo tanto estarían desadaptadas. Este efecto podrá observarse claramente cuando se visualicen las reflexiones para las configuraciones bien adaptadas del prototipo.

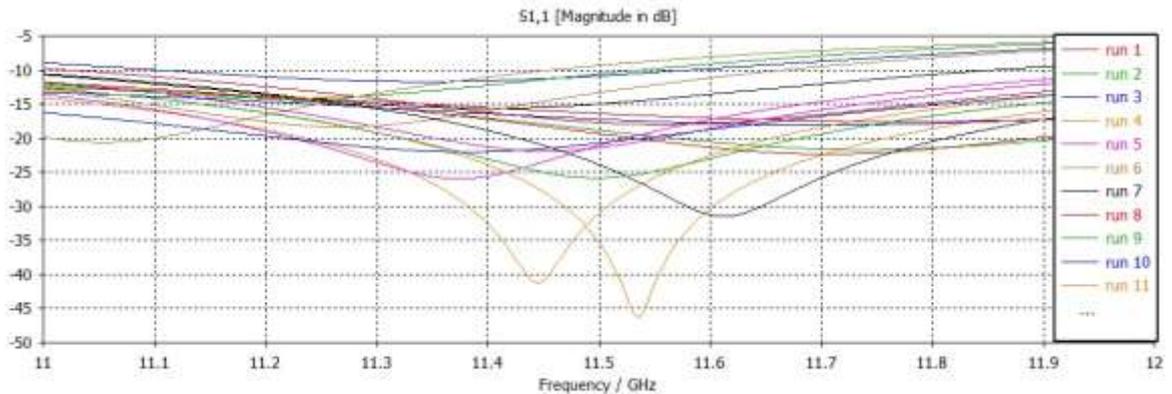
Por último, la fase de la señal transmitida a lo largo de la guía sufre una variación idéntica a la que se visualizó para el prototipo de dos tornillos, también en el caso del tornillo de entrada. Este cambio en la fase debe tenerse muy en cuenta cuando se lleve a cabo el proceso de diseño de una antena de array. Se puede visualizar en la siguiente gráfica para un barrido del tornillo de sintonía:



**Figura 3-39: Variación de fase debida al tornillo de sintonía**

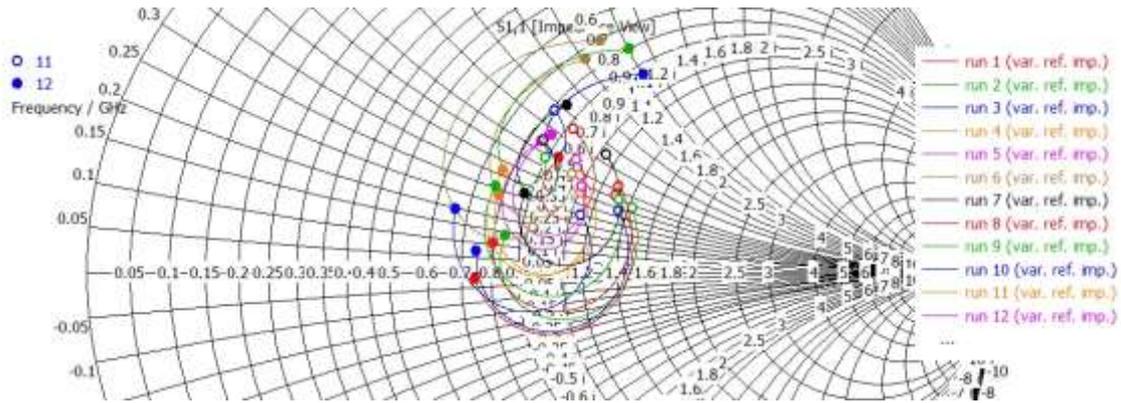
A continuación se muestran el acoplo, la reflexión y la transmisión conseguidas combinando los efectos de los tornillos para distintos tamaños de ranura en el prototipo de tres tornillos:

Ranura  $0.38*\lambda$ :



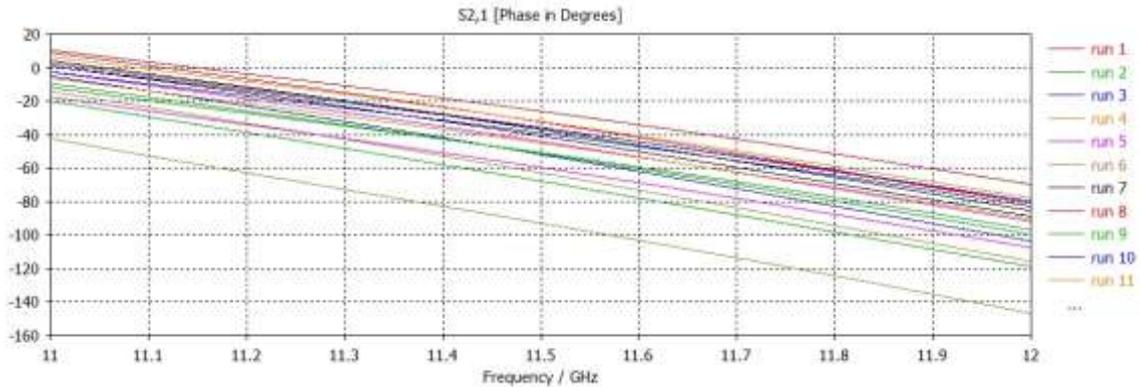
**Figura 3-40: Reflexiones posiciones útiles ranura  $0.38*\lambda$**

Se han tomado como posiciones útiles aquellas que presentan una reflexión por debajo de los -10 dB en la mayor parte de la banda de trabajo. La ranura de  $0.38*\lambda$  es la más difícil de adaptar debido a que presenta la mayor discontinuidad al ser la ranura resonante. Sin embargo, se pueden observar bastantes configuraciones de los tornillos para las que la reflexión presenta un valor entre -15 dB y -20 dB para toda la banda, e incluso algunas con resonancias a frecuencias muy cercanas a los 11.5 GHz, que bajan la reflexión hasta los -45 dB.



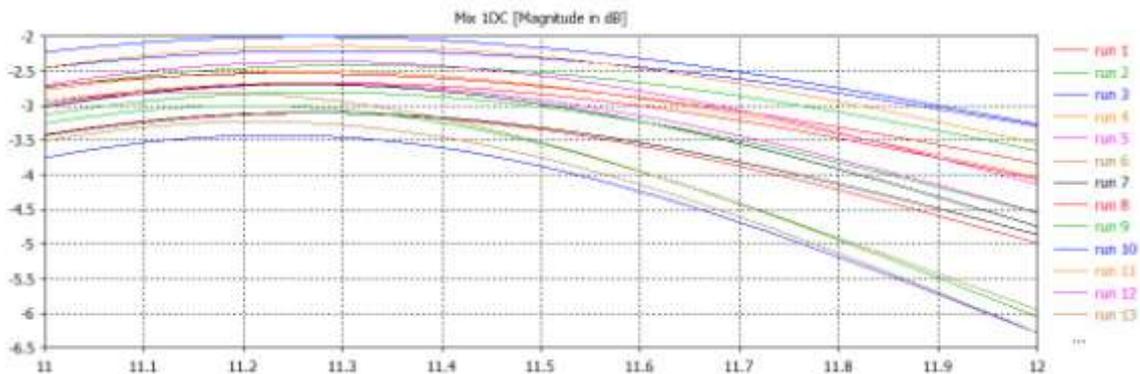
**Figura 3-41: Carta de Smith posiciones útiles ranura  $0.38*\lambda$**

En esta figura puede observarse en Carta de Smith lo mismo que en la figura anterior. Gracias al uso combinado de los tornillos de sintonía se han conseguido un amplio número de configuraciones con coeficientes de reflexión muy buenos a la hora de usarlos en el diseño de un array.



**Figura 3-42: Fase transmisión posiciones útiles ranura  $0.38*\lambda$**

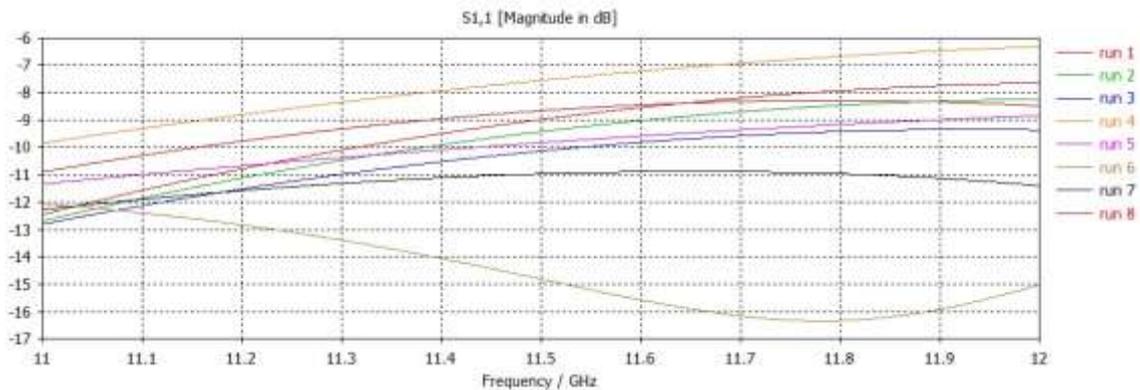
La fase de la transmisión presenta esa variabilidad de difícil control que se ha ido observando a lo largo del documento. La buena noticia en este caso, es que los valores para las distintas configuraciones útiles están algo más juntos que en el caso de los barridos independientes de cada tornillo. Gracias a ello, la variabilidad de fase entre configuraciones con distintos acoplos puede no ser tan grande al menos dentro de una misma ranura.



**Figura 3-43: Acoplo posiciones útiles ranura  $0.38*\lambda$**

Los anteriores son los distintos acoplos que se pueden conseguir con la ranura resonante. Tomando valores a la frecuencia central (11,5 GHz), se tiene un rango que va desde -2.2 dB hasta unos -4dB. Pese a que el rango puede parecer pequeño, en ranuras con una potencia acoplada tan alta como las resonantes, una variabilidad de 2 dB es grande y muy útil a la hora de diseñar los elementos finales de una antena de array. Para ranuras más pequeñas se espera obtener un rango un poco más amplio.

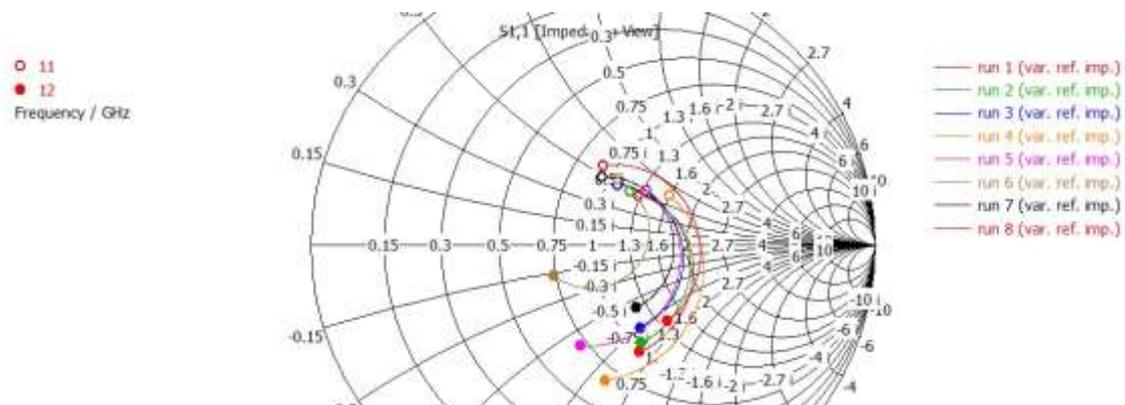
Ranura  $0.34*\lambda$ :



**Figura 3-44: Reflexiones posiciones útiles ranura  $0.34*\lambda$**

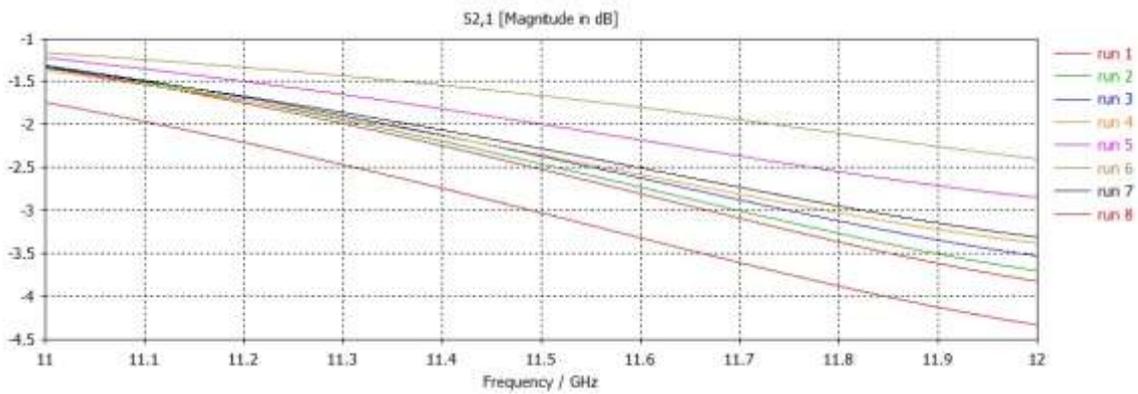
En este caso las reflexiones son peores que en el de la ranura resonante. Tampoco se consiguen esas resonancias tan marcadas para algunas de las configuraciones. Todo esto se debe a que el funcionamiento de los tornillos, es decir, el efecto o tipo de movimiento en carta que ejercen sobre la impedancia de entrada de la guía es diferente según varía el tamaño de la ranura. Para conseguir resonancias y mejores resultados, debería modificarse la separación entre los tornillos hasta conseguir los efectos deseados.

Sin embargo, aun teniendo en cuenta todo lo anterior, se consiguen configuraciones con reflexiones 4 dB o 5 dB mejores que la original con bastante facilidad.

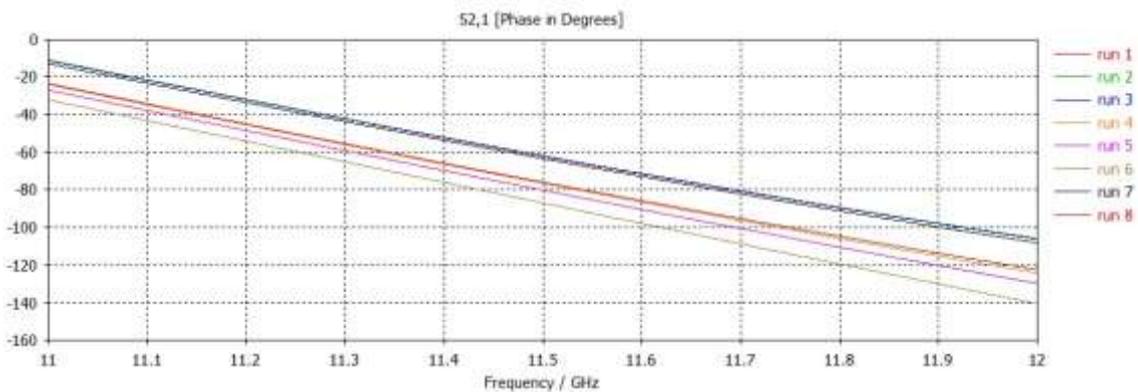


**Figura 3-45: Carta de Smith posiciones útiles ranura  $0.34*\lambda$**

En esta imagen se puede ver, más claramente que en la figura anterior, como las posiciones de las impedancias en carta son diferentes a las de la ranura resonante debido a la diferencia en los movimientos que producen los tornillos.

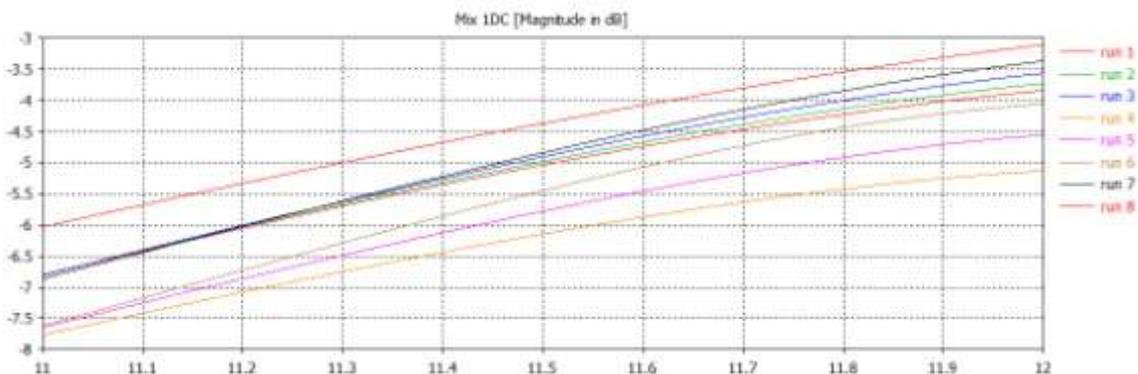


**Figura 3-46: Módulo transmisión posiciones útiles ranura  $0.34*\lambda$**



**Figura 3-47: Fase transmisión posiciones útiles ranura  $0.34*\lambda$**

Las transmisiones ven modificados sus módulos y fases de la misma manera que en la ranura resonante. Incluso se puede observar como la fase presenta menor variabilidad que puede ser debida a que hay menos configuraciones útiles y que todas las que hay se encuentran dentro de unos rangos de los tornillos muy cercanos, lo que hace que la fase no cambie demasiado.

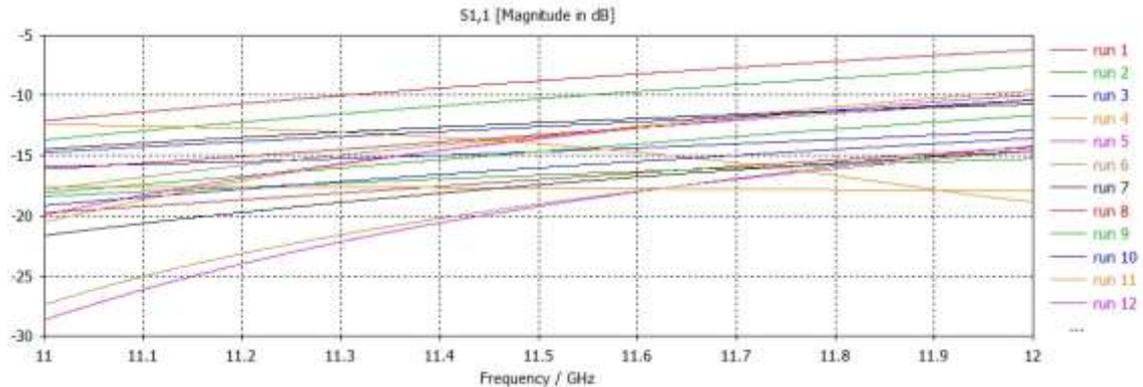


**Figura 3-48: Acoplo posiciones útiles ranura  $0.34*\lambda$**

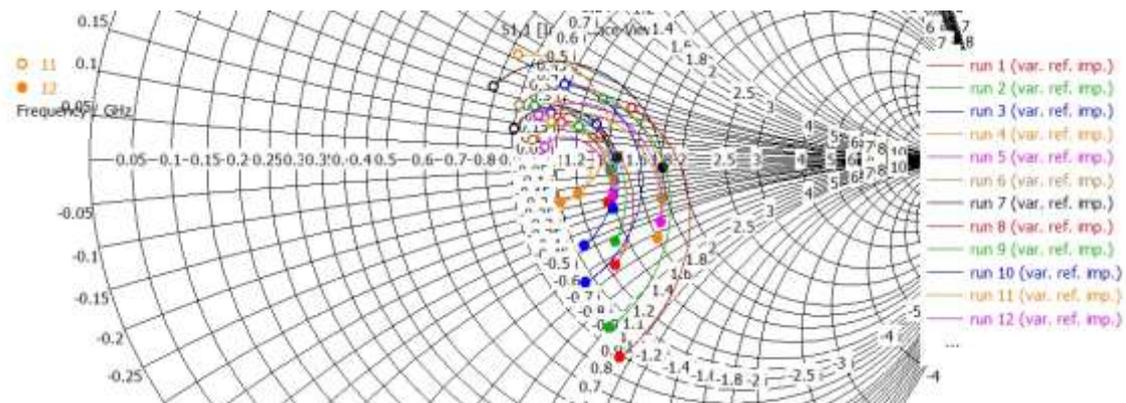
En este caso se esperaba un rango de la potencia acoplada más amplio que en el caso resonante. A la frecuencia central, se consigue una variabilidad en el acoplo de la ranura de unos 2 dB (de -4.5 dB a -6.5 dB). En el caso de la ranura de  $0.38*\lambda$ , el rango era también de esa amplitud aproximadamente. Si se tiene en cuenta que el efecto de los

tornillos no está optimizado para esta ranura en concreto y sí lo estaba para la resonante, se puede concluir que si los tornillos estuvieran en unas mejores posiciones para este caso, el rango obtenido sería superior a esos 2 dB.

Ranura  $0.30*\lambda$ :

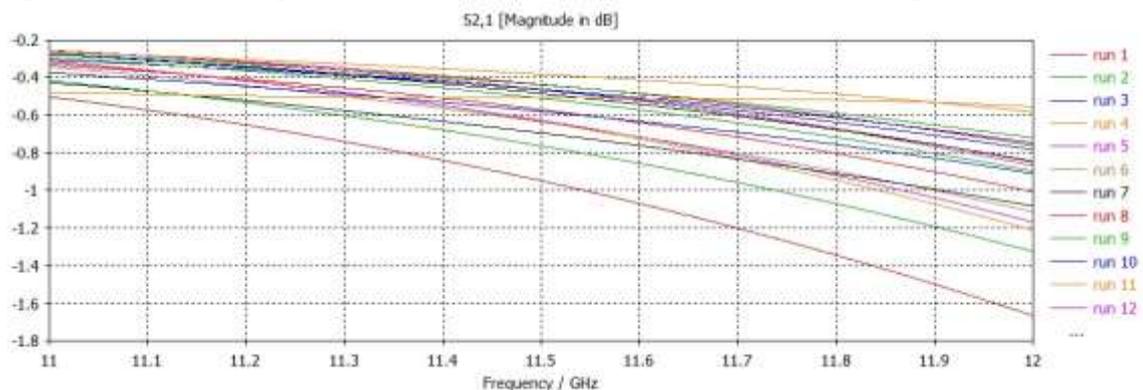


**Figura 3-49: Reflexiones posiciones útiles ranura  $0.3*\lambda$**

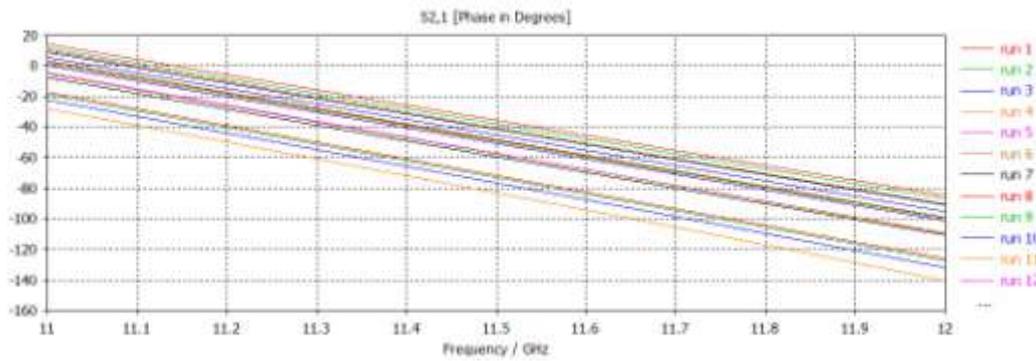


**Figura 3-50: Carta de Smith posiciones útiles ranura  $0.3*\lambda$**

Este caso presenta muchísimas similitudes con el de la ranura de  $0.34*\lambda$ , ya que los tornillos no están en las posiciones óptimas para conseguir los efectos necesarios para adaptar correctamente la guía. De todas formas, se sigue consiguiendo una mejora notable respecto al caso en el que los tornillos no se han introducido nada en la guía.

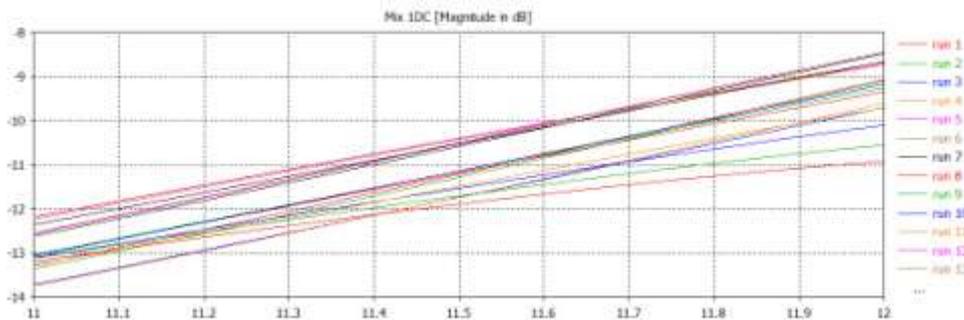


**Figura 3-51: Módulo transmisión posiciones útiles ranura  $0.3*\lambda$**



**Figura 3-52: Fase transmisión posiciones útiles ranura  $0.3*\lambda$**

Las gráficas para la transmisión ilustran un comportamiento idéntico al de las otras dos ranuras. La variabilidad de la fase es más pequeña que la observada en los barridos independientes y el módulo varía en consecuencia del cambio en la reflexión y la transmisión.



**Figura 3-53: Acoplo posiciones útiles ranura  $0.3*\lambda$**

El rango en la potencia acoplada a la frecuencia central también es de unos 2 dB en este caso (de -10 dB a -12 dB aproximadamente). Por las mismas razones que las de la ranura de  $0.34*\lambda$ , se puede suponer que el rango sería mayor si las posiciones de los tornillos estuvieran optimizadas para esta ranura en concreto.

En resumen, se consiguen rangos más amplios de acoplo con una reflexión aceptable según se reduce el tamaño de la ranura desde la resonante. La fase transmitida no varía tanto como en los barridos independientes, debido a que en todas las configuraciones "útiles" los tornillos están introducidos valores bastante parecidos, que hacen que los desfases que provocan no sean muy diferentes entre sí.

Si se quisieran conseguir los mejores efectos de los tornillos para cada ranura, se deberían optimizar las distancias entre ellos para cada una de ellas. Otra opción, que en este PFC se cree que es la más interesante, es utilizar una separación estándar entre los tornillos que permita mejorar la reflexión y el acoplo sea cual sea la ranura que se le coloque encima (como es el caso que se ha visto en las gráficas anteriores). Esto permitiría cambiar el set de ranuras de un supuesto array de antenas, modificando así totalmente el diagrama de radiación, y pese a ello, seguir consiguiendo una buena reflexión. También permitiría realizar un ajuste fino en los acoplos de las ranuras que llevarían a cabo pequeños cambios en el diagrama o ayudarían a solventar errores e imprecisiones en la fabricación.



# 4

## **Fabricación y medida del elemento unitario**



# **4 Fabricación y medida del elemento unitario**

## ***4.1 Fabricación del elemento unitario***

En el apartado anterior de este documento se ha diseñado y caracterizado con precisión una antena de ranura alimentada mediante guía de onda. El objetivo del diseño ha sido poder conocer en profundidad el efecto que producen los tornillos de sintonía sobre la reflexión, la transmisión y la radiación de la antena individual, para así ser capaces de usar este conocimiento a la hora de diseñar una antena de array.

Llegados a este punto, se ha procedido a la fabricación de la antena diseñada para así poder comprobar si el efecto que se ha simulado mediante el software CST se replica. Se necesita comprobar si el funcionamiento del prototipo puede ser llevado a cabo en la realidad, o si por el contrario no es posible hacerlo debido a causas como efectos no tenidos en cuenta por el software o a dificultades y errores al manufacturar el prototipo.

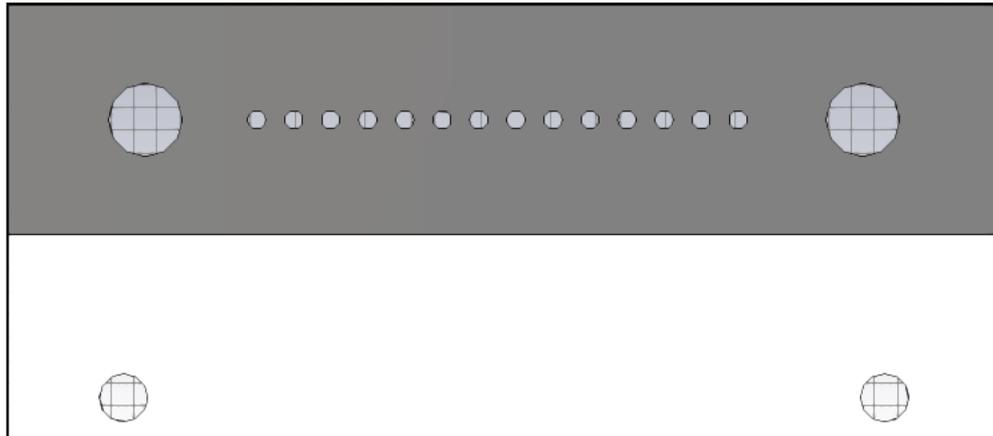
Para que el prototipo sea confeccionable, y para realizar las simulaciones en un entorno lo más realista posible, se han llevado a cabo varias modificaciones respecto a la implementación utilizada en las simulaciones de uno y dos tornillos.

En primer lugar, la ranura ya no se fabrica directamente como un hueco en la cara superior de la guía. La manera de diseñarla que se ha usado en el prototipo con dos tornillos es relativamente fácil de fabricar ya que sólo consiste en vaciar un rectángulo en una lámina de aluminio. El problema reside en que para fabricarla se debería enviar a un taller externo a RFCAS en el que no se puede garantizar una precisión suficiente. Si las esquinas de la ranura estuvieran redondeadas más de la cuenta, por ejemplo 1 mm de más, los resultados serían los de una ranura bastante más pequeña, haciendo inútiles totalmente las medidas conseguidas con el prototipo. Para evitar esos problemas, se ha decidido diseñar la ranura con tecnología de circuitos impresos, ya que en los laboratorios de RFCAS se dispone de una máquina para su mecanización.

Como se ha explicado con anterioridad en este documento, la inclusión del dieléctrico sobre la ranura hace que la constante dieléctrica efectiva del medio varíe, y por lo tanto la ranura resonante ya no sea aproximadamente de longitud  $\lambda/2$ , sino que sea algo más pequeña, unos  $0.38*\lambda$ . La apariencia de la lámina de la ranura es la que se puede ver en la Figura 3-3.

Una de las caras del circuito impreso está compuesta en su totalidad por conductor, excepto un área rectangular en el que se ha retirado el cobre (la ranura). Esta parte es la que conformará la cara faltante de la guía, como si se estuviera haciendo con una simple lámina de metal al igual que en los diseños anteriores. Sobre esa lámina de conductor está colocado el dieléctrico que sirve de base para la misma, al que se le ha retirado por completo la otra cara de material conductor para que pueda dejar pasar la radiación de la ranura.

Existen dos elementos añadidos al circuito impreso por temas de continuidad eléctrica, son las vías metalizadas y unos pequeños planos con conductor a ambos extremos del sustrato.



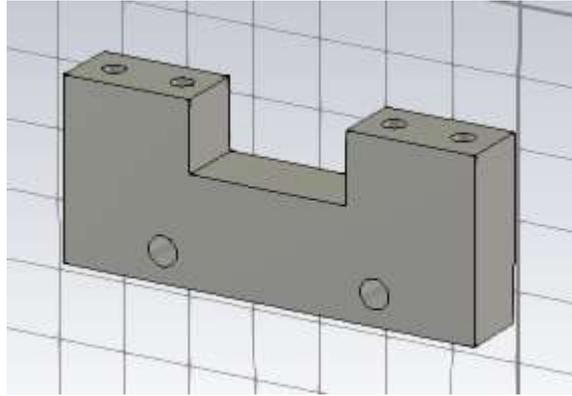
**Figura 4-1: Ampliación de las vías del sustrato**

Las vías metalizadas sirven para conectar el plano conductor inferior del circuito impreso con el nuevo superior, que a su vez está en contacto con la parte superior de la entrada de la guía. Todo esto aportará continuidad eléctrica entre todas las partes metálicas de la guía de onda, como sería en el caso ideal en el que toda ella estuviera realizada en material conductor continuo.

El tipo concreto de sustrato que se ha escogido es Taconic RF-35, que presenta una constante dieléctrica de 3,5, con espesor de 0.508 mm. El material conductor es cobre, (aunque en el diseño se ha tomado como PEC). La anchura total de la lámina incluyendo el dieléctrico y las partes conductoras es de 0.544 mm.

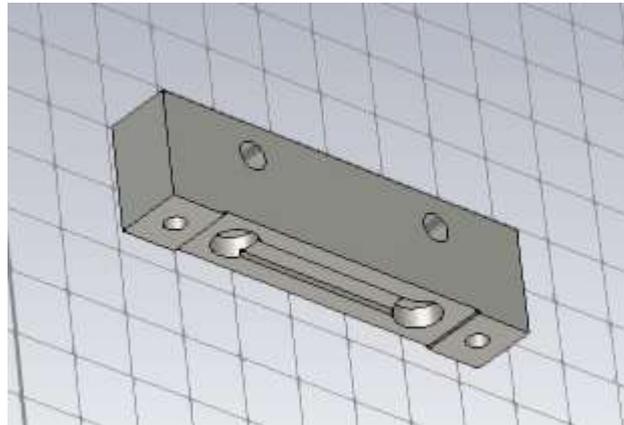
El siguiente punto que se ha tenido en consideración son las sujeciones que necesita el prototipo para acoplar todas sus piezas. Primero se han practicado unos taladros en el circuito impreso de la ranura y en la "u" de la guía de onda para unirlos entre sí. Los tornillos que se han usado para llevar a cabo esa unión son de plástico para que no ejerzan mucha influencia en la radiación de la ranura, ya que están muy cerca de ella. Su separación es de unos 10 mm ya que se necesita que la capa conductora del circuito impreso haga buen contacto con la "u" para que la cavidad de la guía de onda esté bien definida.

Por otro lado se ha tenido que diseñar un flange (o brida) con medidas estandarizadas para la guía WR-90. De cara a medir con el analizador de redes los parámetros S del prototipo ya manufacturado, es necesario tener una manera de realizar una conexión con dicho analizador. En el laboratorio de RFCAS se dispone de un kit de calibración en guía de onda WR-90 que posee dos adaptadores de guía a conector coaxial SMA. Los flanges diseñados cumplen la función de conectar el prototipo con dichos adaptadores. Dado que las ranuras están implementadas en una pieza separada del resto de la guía, los flanges han tenido que diseñarse en dos partes diferentes que se han denominado superior e inferior:



**Figura 4-2: Parte inferior del flange**

Esta parte del flange está fusionada con la pieza de la "u" de la guía de onda. Posee dos taladros pasantes (los dos que se pueden ver en la parte inferior de la figura) para sujetarlo al adaptador, y otros cuatro taladros ciegos de los cuales dos son para sujetar el dieléctrico de la ranura y los otros dos para acoplar esta pieza a la del flange superior.



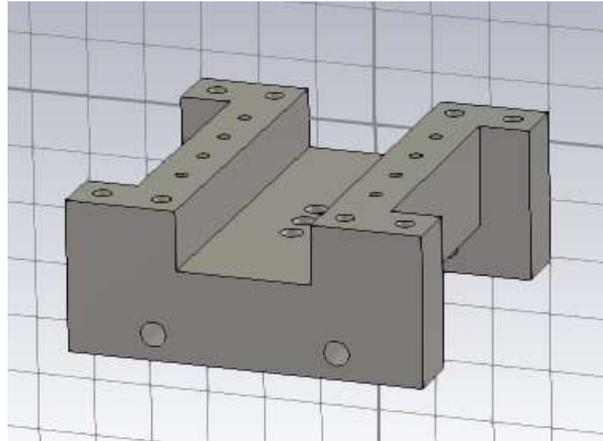
**Figura 4-3: Parte superior del flange**

La pieza superior también posee los dos taladros pasantes para la unión con el adaptador a tecnología coaxial y otros dos también pasantes que son usados para acoplarse a la pieza inferior.

En esta parte del flange hay que destacar los vaciados que se han realizado en su cara inferior. En primer lugar se tiene un rebajado rectangular, de profundidad algo mayor que la anchura del circuito impreso en el que está colocada la ranura. De no hacerse así, no se podrían unir las dos piezas del flange debido a que quedarían separadas por culpa del dieléctrico.

Después se han implementado unos pequeños taladros ciegos para alojar las cabezas de los tornillos destinados a unir la ranura con el flange inferior. Por último se ha diseñado otro rebajado aún más profundo en el centro de la pieza, para que las cabezas de las vías y la propia metalización de las mismas sobre el sustrato no hagan tope y de esa manera permitan cerrar toda la estructura.

La apariencia que presenta la pieza de la "u" de la guía unida con la parte inferior del flange es la siguiente:



**Figura 4-4: Parte inferior de la guía**

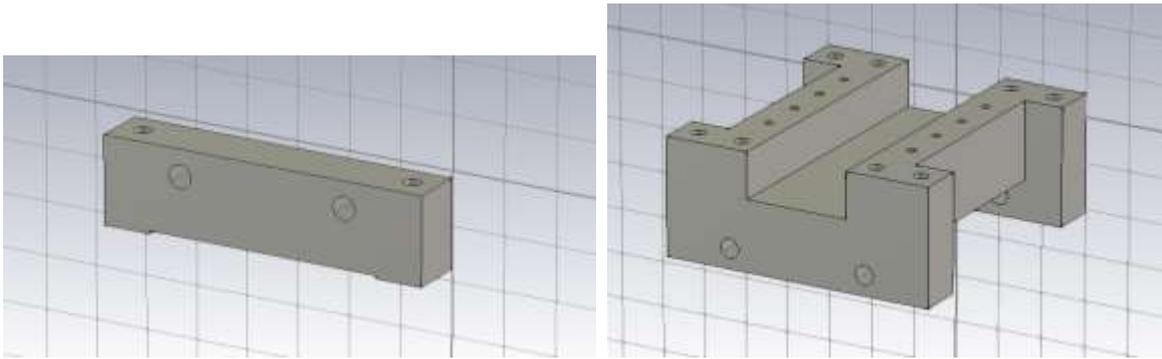
La inclusión de los flanges en el diseño presenta algún inconveniente. Son unas piezas metálicas bastante grandes, que debido a las reflexiones que se provocan si se colocan demasiado cerca de la ranura, pueden afectar a la forma y el nivel de la señal que es radiada al medio. La solución que se ha planteado en este PFC ha sido alargar el tramo de la "u" de la guía de onda para que los flanges quedasen más alejados de la ranura al estar esta siempre situada en el centro de segmento. La longitud final elegida en este caso para el prototipo entero, incluyendo los flanges, es de 64.20 mm, aproximadamente dos veces  $\lambda_{10}$ , que es la longitud de onda dentro de la guía.

En el prototipo existen dos partes cuyos procesos de fabricación están bien diferenciados. Por un lado se debe implementar la ranura en el sustrato y por el otro se tiene que construir la "u" en la guía de onda, así como los flanges para llevar a cabo la conexión con los adaptadores a tecnología coaxial.

#### **4.1.1 Fabricación de las piezas de aluminio**

Debido a que en los laboratorios de RFCAS no se dispone de maquinaria para moldear el aluminio, se ha tenido que enviar a fabricar a un taller externo (Mecanizados FELPER S.L.) la parte de la guía de onda. Para que los operarios de dicho taller pudiesen llevar a cabo la elaboración de las piezas, se les ha tenido que facilitar los planos de cada una de ellas.

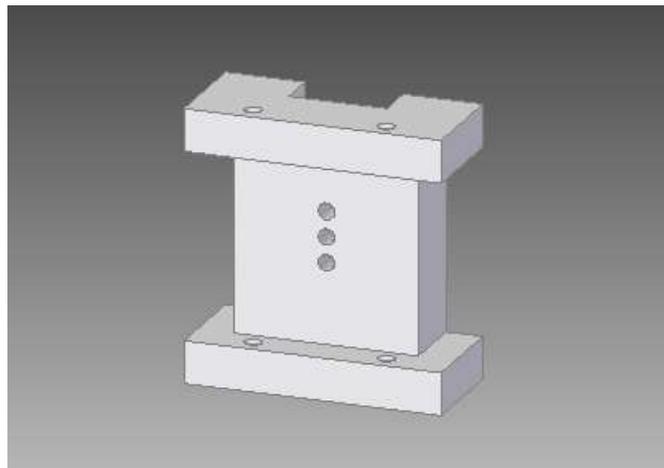
Partiendo del fichero CST con el que se han llevado a cabo las simulaciones del prototipo se han aislado cada una de las piezas de aluminio entornos separados.



**Figura 4-5: Piezas de aluminio aisladas**

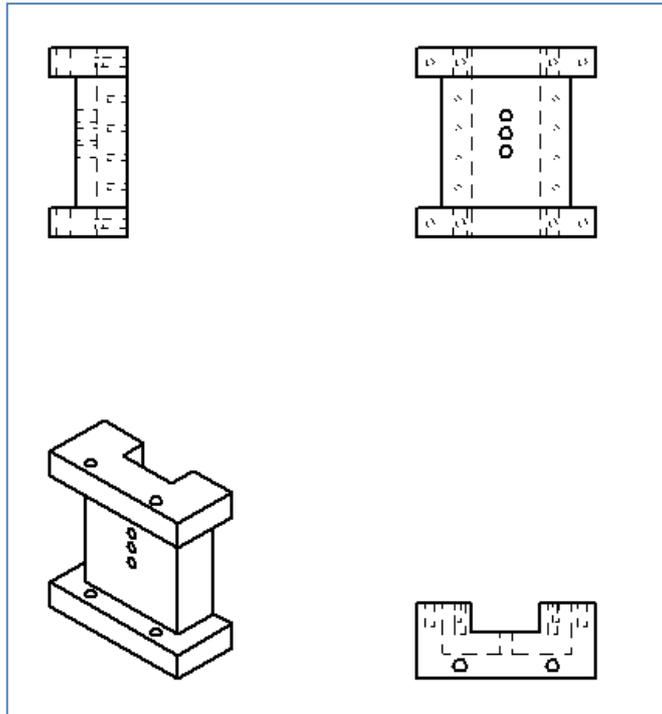
Una vez se han eliminado de cada entorno todos los elementos distintos a la pieza de la que se quieren sacar los planos, se debe exportar la información de la misma a un tipo de fichero que sea compatible con Solid Edge, que es el software que se ha decidido utilizar para configurar y acotar los planos. Para ello, se debe ir a la pestaña *Modelling* dentro del entorno CST y elegir la opción de exportar ficheros 3D con formato IGES.

Solid Edge permite visualizar un modelo en tres dimensiones de la pieza que se ha exportado como fichero .igs. El archivo debe abrirse con este software, creando un nuevo "iso assembly" en el que se permite visualizar la estructura como se acaba de mencionar.



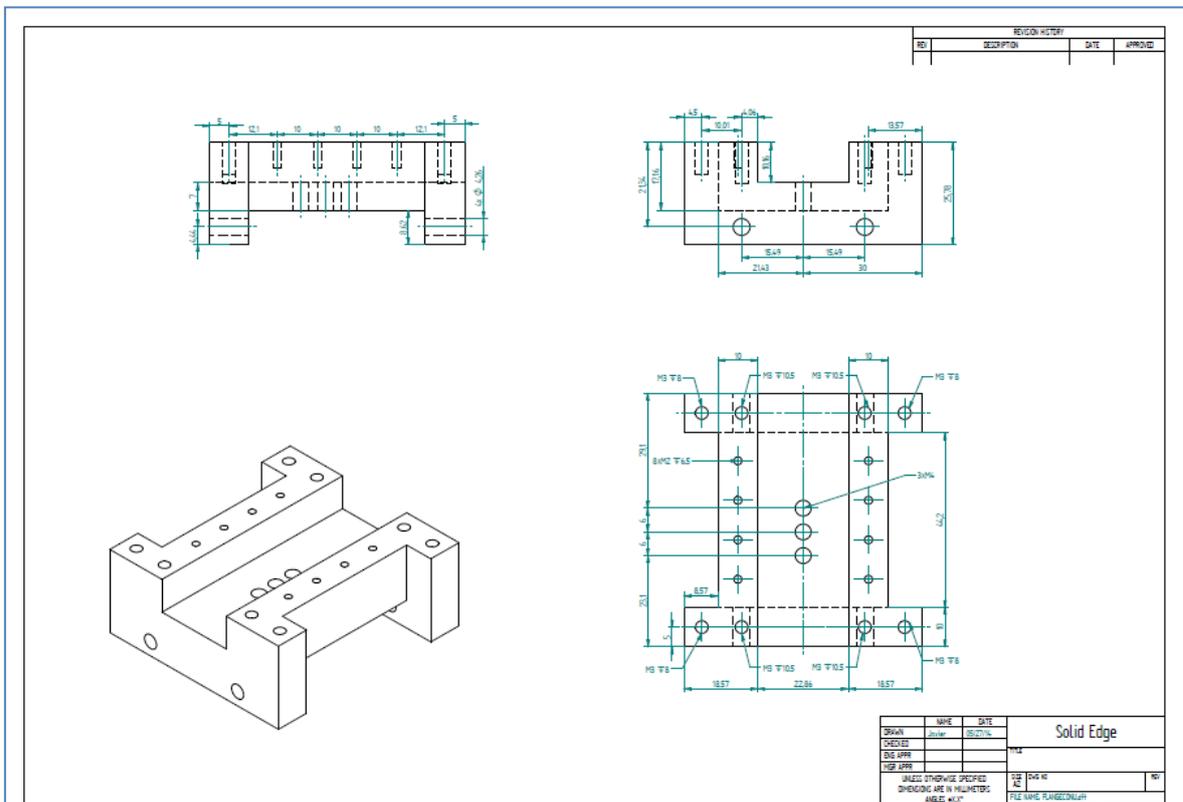
**Figura 4-6: Visualización 3D en Solid Edge**

El siguiente paso consiste en crear un "iso draft" a partir de este assembly. Con ello se creará una hoja para los planos en la que se podrán ir añadiendo todas las vistas de la pieza que se deseen incluir. El programa incluye un asistente muy completo que guía a la hora de ir añadiendo las vistas. El resultado una vez se han incluido es el siguiente:



**Figura 4-7: Visualización vistas de la pieza en Solid Edge**

Por último, se deben añadir las medidas de las distintas partes de la pieza para que los fabricantes sepan de qué tamaño deben ser. El resultado final se exporta a PDF para su envío al taller.

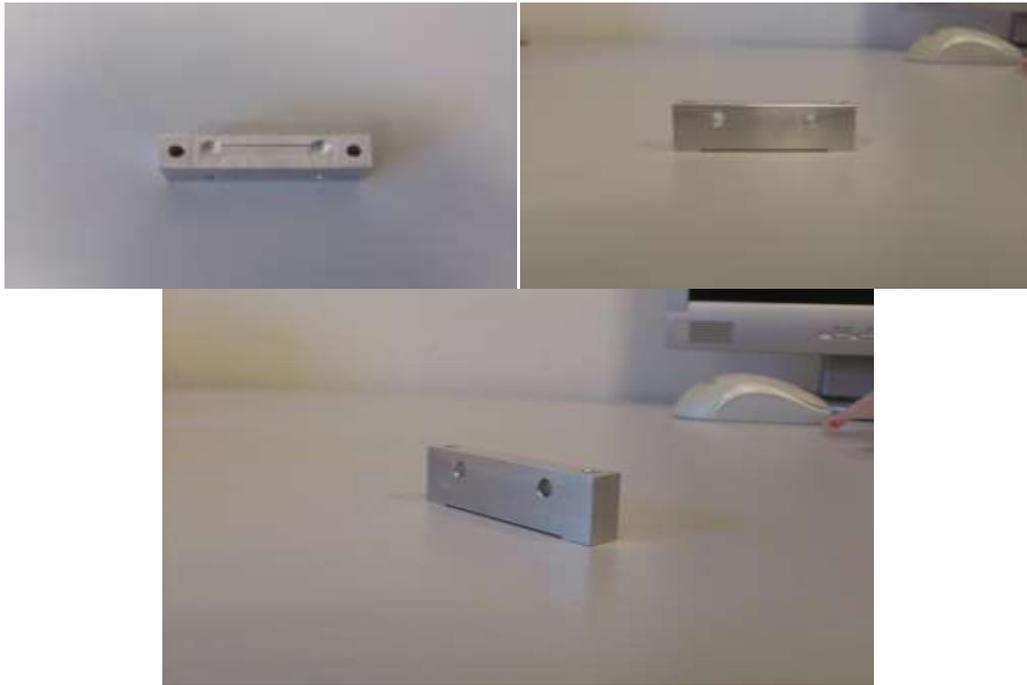


**Figura 4-8: Planos finales de la pieza de aluminio**

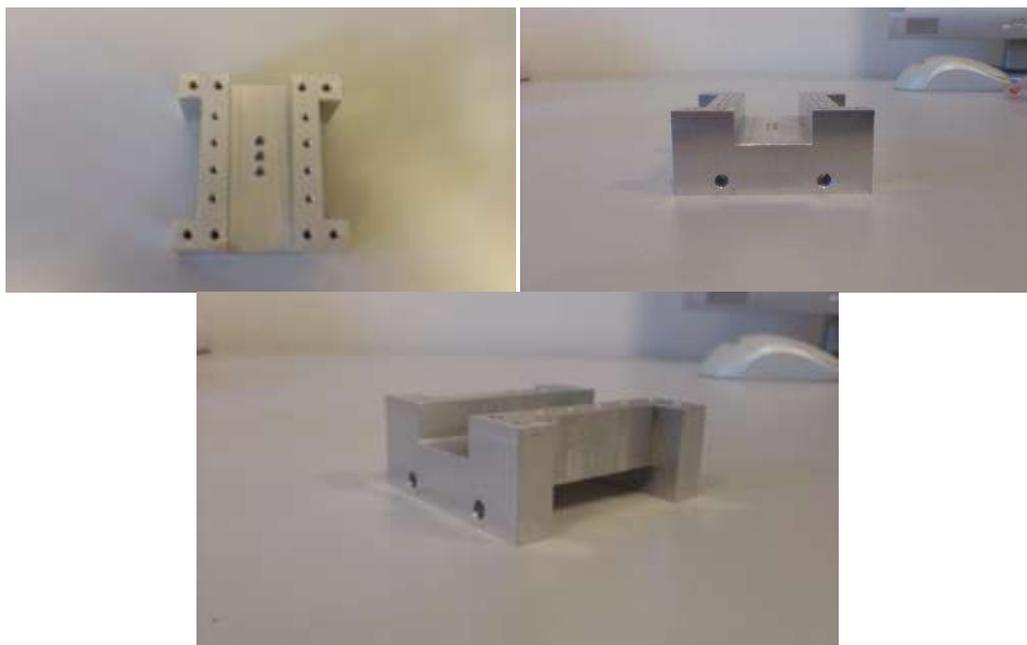
Los planos de todas las piezas diseñadas durante la realización de este PFC se encuentran en el Anexo D al final de este documento, para su visualización a página completa.

Mediante el procedimiento que se acaba de describir se han mandado fabricar dos piezas distintas: el segmento de "u" en guía de onda (que incluye parte inferior del flange) y la parte superior del flange.

Las piezas ya fabricadas tienen el siguiente aspecto:



**Figura 4-9: Flange superior**



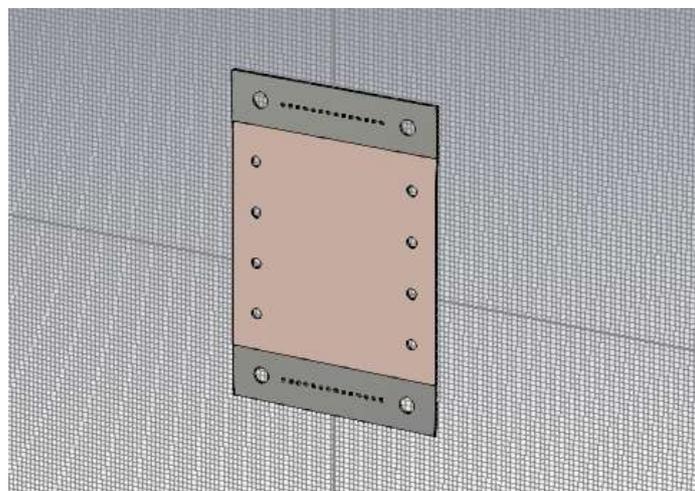
**Figura 4-10: U en guía con flange inferior**

### 4.1.2 Fabricación de las ranuras

La elaboración de este tipo de ranuras se puede realizar en los laboratorios de RFCAS ya que se han diseñado sobre tecnología de circuitos impresos y se dispone de una máquina de fresado LPKF ProtoMat S100 para la fabricación de los mismos.

El tipo de procedimiento que existe a la hora de llegar a construir la ranura con esta máquina es algo diferente al caso de las piezas de aluminio, debido a ello se va a describir en detalle.

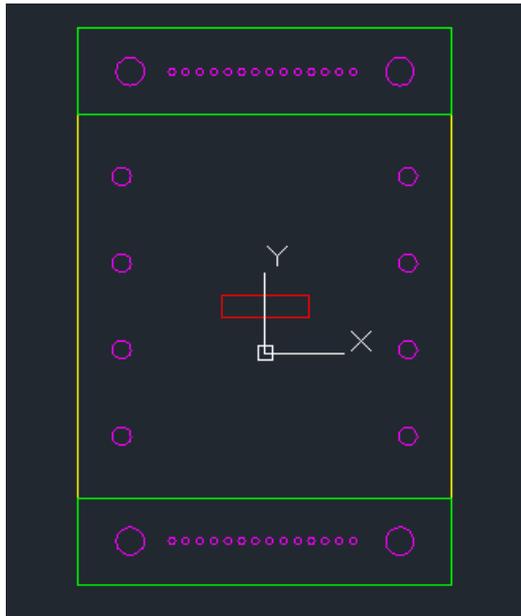
Se ha partido del fichero CST que se ha utilizado para simular el prototipo entero, eliminando todas las piezas que no pertenecieran al circuito impreso. Se ha tenido que rotar y trasladar todo el circuito para colocarlo en el plano xy.



**Figura 4-11: Ranura en circuito impreso (CST)**

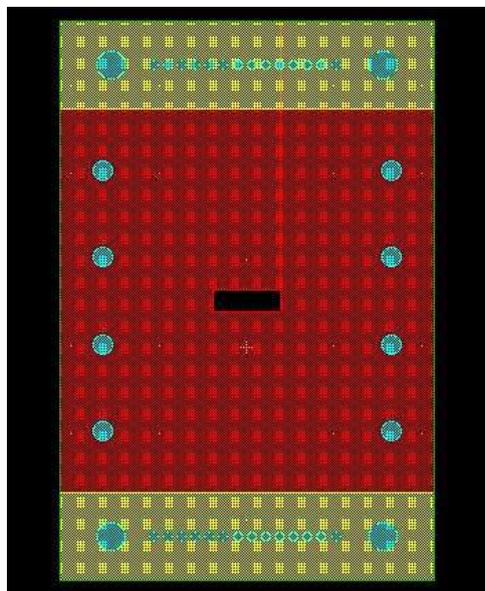
Una vez se ha tenido en esa posición, se ha exportado el diseño en la pestaña *Modelling*, como archivo 2D DXF, que es un tipo de fichero compatible con software CAD como AutoCAD, que es el utilizado en este PFC. La exportación hará una captura del plano xy y la guardará para su posterior edición.

El uso de AutoCAD es necesario para definir las diferentes capas del circuito integrado, así como que partes deben ir en cada una de ellas. En el caso concreto de estas ranuras, son necesarias las 4 capas básicas: Top, Bottom, Drills y Cut. El procedimiento ha consistido en ir creándolas una a una y dibujando los elementos que deben contener a partir de los que se exportaron en CST. El siguiente es el resultado final, observando la combinación de todas las capas:



**Figura 4-12: Ranura en circuito impreso (AutoCAD)**

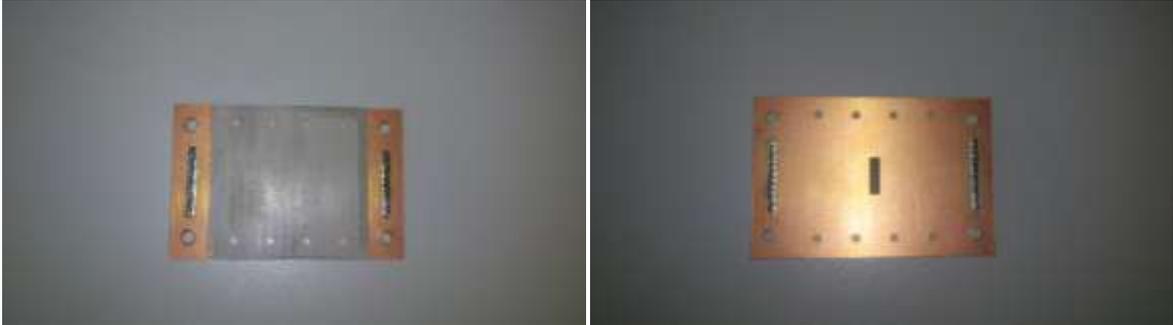
Una vez finalizado el paso anterior, se dispone de un fichero en el que están delimitadas todas las áreas de todas las capas del circuito impreso. Sin embargo, la máquina aún necesitaría saber en cuáles de esas áreas debe dejar el cobre y en qué otras debe retirarlo. Para ello se debe abrir con el software ADS el fichero ya trabajado en AutoCAD, e ir capa por capa definiendo las zonas de cobre. Después de terminar ese proceso, se obtiene un diseño como este:



**Figura 4-13: Ranura en circuito impreso (ADS)**

El siguiente paso es generar los ficheros Gerber, que es un tipo especial de formato extensamente utilizado en la fabricación de circuitos impresos, como es este caso. Para ello, simplemente debe utilizarse la opción Export de ADS y elegir el tipo de fichero Gerber/Drill.

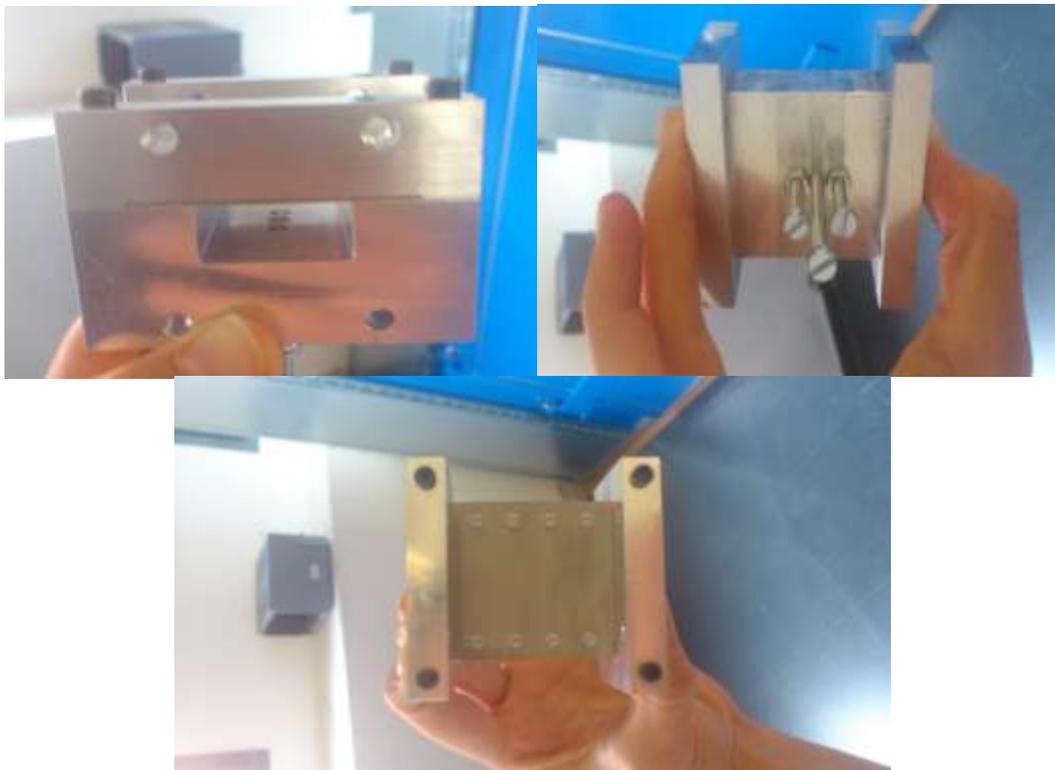
Por último, se introducen los ficheros en un software que controla la máquina y se fabrican las ranuras. Aún deberían metalizarse las vías que se han añadido para mejorar la continuidad, lo cual debe hacerse manualmente. El producto final de todo este proceso es el siguiente:



**Figura 4-14: Ranura en circuito impreso (fabricada)**

La unión de la lámina de la ranura con la guía de onda se ha realizado con tornillos de plástico, porque los tornillos de aluminio (o cualquier otro conductor) provocarían reflexiones que afectarían a la radiación de la ranura debido a su cercanía. La unión de las partes de los flanges entre sí se ha realizado con tornillos de aluminio, material del que también están fabricados los tornillos de sintonía.

En la siguiente figura puede verse la apariencia final del prototipo con todas sus piezas ensambladas y unidas.

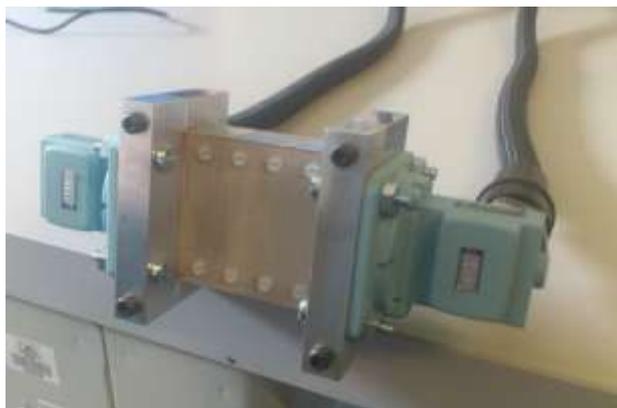


**Figura 4-15: Prototipo del elemento unitario completo**

## 4.2 Medida del elemento unitario

Las medidas del prototipo se han realizado mediante la conexión con un analizador de redes vectorial que permite conocer los parámetros de dispersión en módulo y fase.

El analizador de redes posee conectores coaxiales, por lo tanto se han tenido que colocar los adaptadores de guía a coaxial. Esto es posible gracias al diseño de los flanges que se ha llevado a cabo en ambos lados del prototipo. El montaje final es el siguiente:



**Figura 4-16: Prototipo preparado para las medidas**

El proceso de medida pretende agrupar y caracterizar todas las configuraciones útiles de los tornillos de sintonía para el elemento unitario con una ranura de  $0.38 \cdot \lambda$ . Se han considerado como útiles aquellas con un coeficiente de reflexión por debajo de unos  $-10\text{dB}$  en la banda de frecuencias de  $11\text{GHz}$  a  $12\text{GHz}$ .

Primero se ha realizado una caracterización del comportamiento de los tornillos, cada uno por separado. De esta forma pueden deducirse resultados aproximados para alguna configuración de los tornillos distinta de las que aquí se encuentran o realizar la comparación con el comportamiento simulado en CST.

En segundo lugar se presentan una serie de gráficas para cada configuración útil. Se ha analizado cada resultado, relacionándolo con el comportamiento individual observado para cada tornillo.

Por último, se incluye una tabla resumen, con las posiciones que se consideran útiles para su uso debido al bajo valor del coeficiente de reflexión. Cada configuración se acompaña de los valores de acoplo (módulo), transmisión (módulo y fase), reflexión (módulo) a la frecuencia central, en este caso  $11.5\text{GHz}$ . Si se quisiera observar su comportamiento a otras frecuencias, se pueden visualizar las gráficas del Anexo C de esta memoria.

### 4.2.1 Caracterización individual de los tornillos

Para la realización de este apartado, se han medido los parámetros de dispersión del elemento unitario para configuraciones en las que dos de los tornillos están introducidos  $0\text{mm}$ , es decir, sin introducir nada, y el otro tornillo toma distintos valores de penetración.

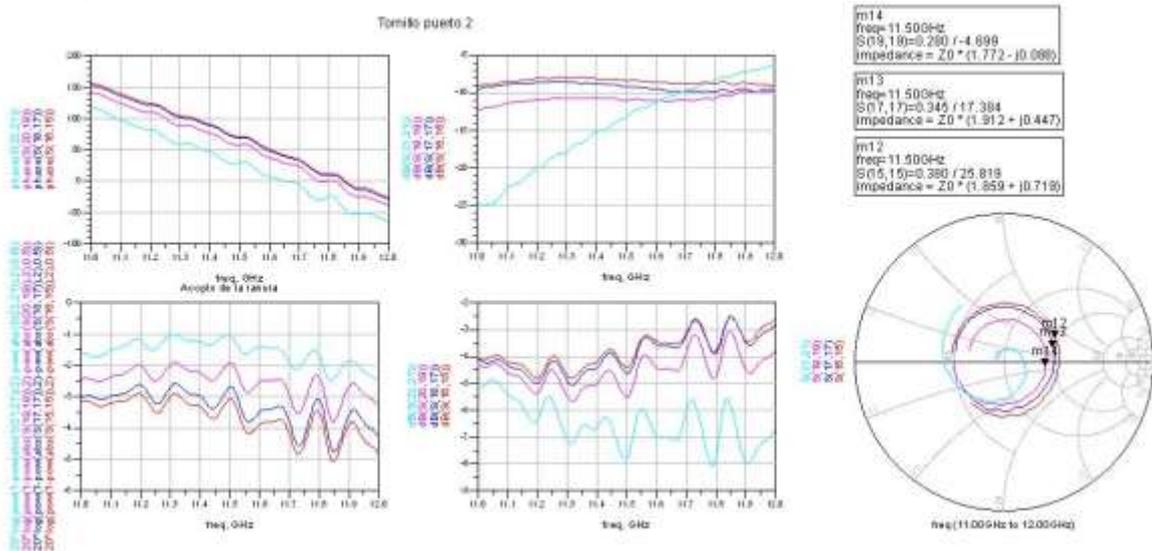
La ranura que está representada en las siguientes gráficas es la de  $0.38*\lambda$  de longitud. Las medidas se han realizado en otras ranuras dentro del rango que va de los  $0.3*\lambda$  a los  $0.38*\lambda$ , pero se ha decidido mostrar esta última ya que es la resonante y muestra mejor los efectos de los tornillos, debido a que sus posiciones en la guía se han optimizado para ese tamaño de ranura.

Las figuras incluidas presentan 4 gráficas y una Carta de Smith para la reflexión. **El orden de las gráficas es (de izquierda a derecha y de arriba abajo): fase de la transmisión, reflexión, acoplo de la ranura, y módulo de la transmisión.**

Tornillo de acoplo (puerto 2):

El comportamiento de este tornillo es en principio el más intuitivo. Introducirlo una mayor longitud dentro de la guía de onda produce que la ranura acople más nivel de señal. El efecto es similar a reducir el alto de la propia guía.

Se ha realizado un barrido para este tornillo, que ha sido introducido 0mm, 1.4mm, 2.8mm y 4,2mm.



**Figura 4-17: Medidas tornillo de acoplo**

Se puede observar un efecto interesante adicional al aumento del acoplo. Las primeras posiciones con el tornillo introducido mejoran el nivel de señal reflejada por el puerto 1, aumentando al mismo tiempo el nivel de acoplo de la ranura como cabe esperar.

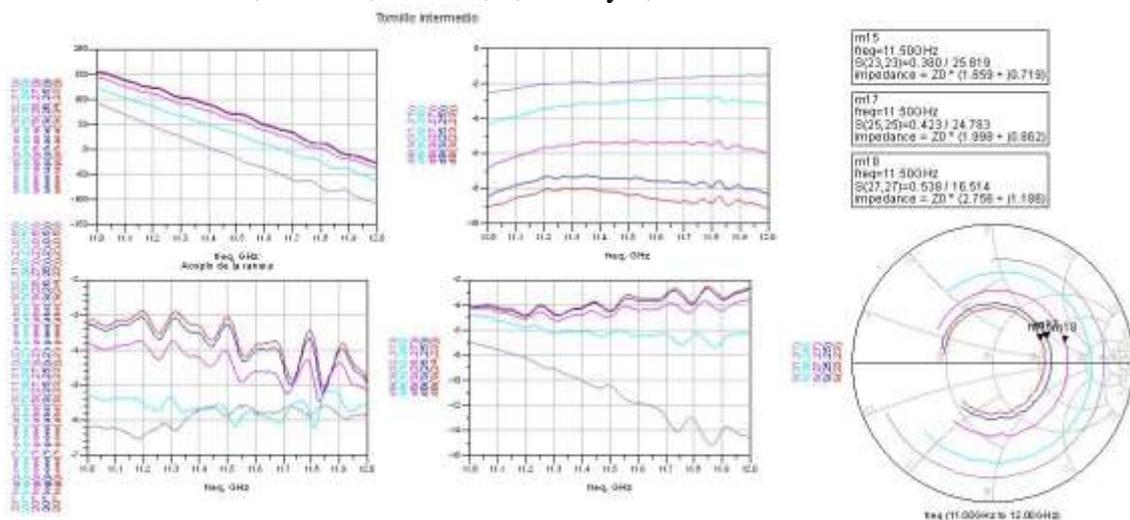
Para valores por debajo de los 4.2mm, la fase de la transmisión no se modifica demasiado y su módulo se reduce ligeramente consecuentemente al aumento del acoplo de la ranura. Por encima de este valor, la estructura comienza a presentar desadaptación (aunque no se vea en estas gráficas) aumentando muchísimo la reflexión.

### Tornillo de sintonía:

El comportamiento de los dos tornillos restantes es similar. El hecho de introducirlos produce una estructura EM similar a un iris dentro de la guía que modifica la altura de la misma. Este iris es equivalente a una capacidad en paralelo que modifica la impedancia vista desde la entrada de la guía. Si se introducen los tornillos una longitud adecuada, se puede conseguir reducir muchísimo la reflexión sin tocar demasiado los niveles de acoplo de la ranura.

Debido a que el tornillo no es una reducción de una sola dimensión de la guía, si no que cambia ambas dimensiones un poco, el circuito equivalente puede parecerse más a una red LC.

En la siguiente imagen se incluyen los resultados para un barrido de este tornillo con los valores: 0 mm, 1.4 mm, 2.8 mm, 4,2 mm y 4,8 mm.



**Figura 4-18: Medidas tornillo de sintonía**

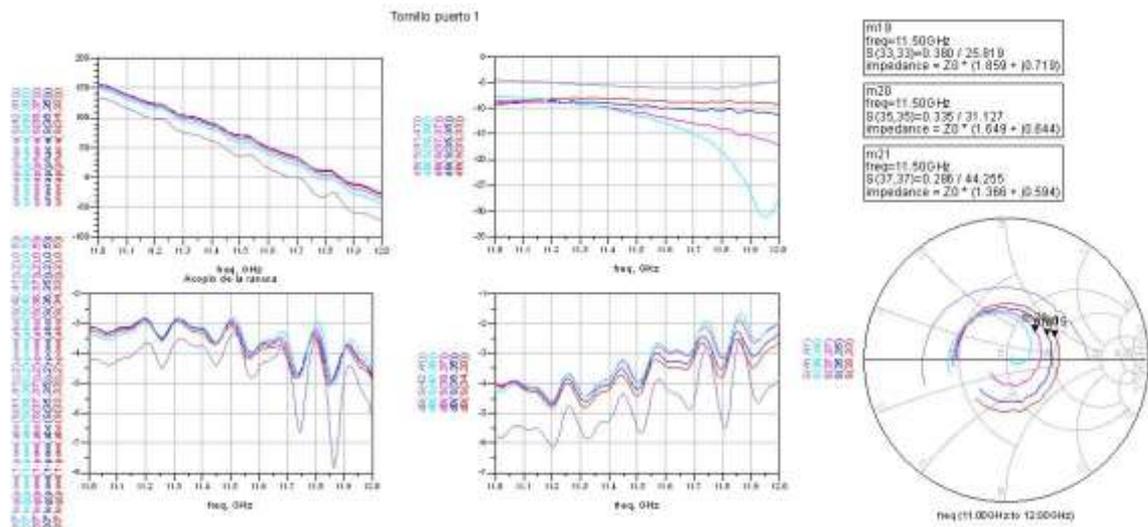
Este tornillo en concreto modifica sobre todo la parte real de la impedancia, desplazándola hacia la derecha de la carta de Smith. Con este movimiento puede conseguirse una resonancia a la frecuencia de trabajo.

El acoplo no varía demasiado, excepto para valores del tornillo por encima de los 2.8 mm. El cambio en el comportamiento se produce en algún punto intermedio entre los 2.8 y los 4.2 mm. Debido a la resolución del barrido puede que no se estén observando posiciones entre esos dos valores en las que tampoco varíe significativamente el acoplo.

### Tornillo de entrada:

El tercer tornillo presenta un comportamiento similar al segundo. Sin embargo el hecho de que su posición sea diferente a la de dicho tornillo, hace que los efectos cambien entre uno y otro.

El barrido de medidas realizado contiene valores para el tornillo de 0mm, 1.4mm, 2.8 mm, 4,2 mm y 4,8 mm.



**Figura 4-19: Medidas tornillo de entrada**

En este caso se puede apreciar como el tornillo desplaza la impedancia a lo largo del eje real pero en la dirección opuesta al tornillo de sintonía. Además, la curva en la carta se va cerrando, provocando que la resonancia conseguida vaya desplazándose hacia frecuencias menores, y que los valores a otras frecuencias también disminuyan.

Otro efecto interesante es que el tornillo realiza todo lo mencionado anteriormente sin cambiar prácticamente nada el valor de acoplo. La excepción se observa cuando el tornillo se introduce demasiado (4.8 mm) ya que cambian mucho todos los parámetros.

#### Resumen del comportamiento individual de los tornillos:

La estructura presenta un comportamiento predecible en gran manera cuando los tornillos se introducen una longitud menor que cierta longitud límite que parece variar ligeramente entre los tres tornillos. La resolución de los barridos realizados no permite definirlos con total precisión, pero a la vista de los resultados puede vislumbrarse un límite de unos 4.2mm para los tornillos de los extremos y unos 2.8 mm para el tornillo central.

Para valores de introducción de los tornillos por debajo de los umbrales, sus efectos generales son los siguientes:

- Tornillo de entrada: Desplazamiento en parte real en la carta de Smith hacía valores más pequeños. Cierre de la curva, produciendo resonancias en la reflexión más acusadas. No varía el acoplo significativamente.
- Tornillo de sintonía: Desplazamiento en parte real en la carta de Smith hacía valores mayores. No varía el acoplo significativamente.
- Tornillo de acoplo: Aumento del acoplo de la ranura. Para valores pequeños dentro de la guía puede darse una mejoría de la reflexión.

El comportamiento en relación a la fase de la transmisión es similar para los tres tornillos. Para valores dentro de los umbrales, producen variación de unos pocos grados (no llega a 10 en el mayor de los casos) entre posiciones adyacentes.

La comparativa con los valores conseguidos a partir de las simulaciones en CST son bastante positivas. El comportamiento de los tornillos, es decir el efecto, es similar en ambos casos aunque con pequeñas diferencias.

Las curvas de impedancia en Carta de Smith son más largas en el caso de las medidas, lo cual se debe al mayor camino que debe recorrer la señal por culpa de los adaptadores de guía a coaxial. Para evitar este efecto indeseado, se debería realizar una calibración que los tuviera en cuenta, utilizando un kit de calibración en guía de onda.

Los valores de los parámetros de dispersión no son idénticos en los dos casos, provocándose ligeras diferencias en los efectos de cada tornillo. Esto se debe a las reflexiones que se producen dentro de los adaptadores, que aunque sean pequeñas deben tenerse en cuenta. De nuevo, este problema se solventaría con una calibración con los adaptadores.

#### 4.2.2 Configuraciones útiles de los tornillos

El siguiente paso en este documento es analizar las medidas para configuraciones concretas del elemento en las que los efectos de todos los tornillos se superponen, consiguiendo distintas configuraciones de acoplo y transmisión con unos buenos valores para la reflexión, que hacen que sean útiles para su empleo práctico en el diseño de un array.

En este apartado se incluyen unas tablas con los valores de los parámetros de dispersión a la frecuencia central, para todas las ranuras que se han medido. Se realiza esta selección por comodidad, ya que permite observar el efecto de los tornillos así como el rango de acoplos y reflexiones dentro de una misma ranura de manera rápida y sencilla. Si se quiere visualizar las gráficas de las medidas en todo el rango de frecuencias, estas se encuentran en el Anexo C.

Posiciones de los tornillos [mm]			Valores a la frecuencia central 11,5 GHz			
Tornillo 0	Tornillo 1	Tornillo 2 (acoplo)	S11 (Módulo) [dB]	S21 (Módulo) [dB]	S21 (Fase) [grados]	S31 (Módulo) [dB]
0	0	0	-18,679	-0,523	57,335	-10,001
3,5	3,5	0	-34,813	-0,577	16,022	-8,06
0	0	0,7	-19,05	-0,536	57,125	-9,846
4,2	4,2	0,7	-28,624	-0,558	17,315	-9,237
0	0	1,4	-19,883	-0,591	56,125	-9,321
4,2	4,2	1,4	-31,901	-0,459	15,771	-10,013
0	0	2,1	-20,571	-0,683	54,008	-8,642
0	2,1	2,1	-22,023	-0,537	52,196	-9,586
4,2	4,2	2,1	-26,673	-0,441	14,618	-10,248
0	0	2,8	-17,815	-0,897	49,986	-7,692
0	2,8	2,8	-24,272	-0,651	47,357	-8,694
4,2	4,2	2,8	-22,566	-0,577	11,951	-9,264
0	0	3,5	-12,968	-1,346	43,931	-6,656
0	2,8	3,5	-23,32	-0,631	34,534	-8,844
4,2	4,2	3,5	-27,837	-0,637	-2,748	-8,703
0	3,5	4,2	-16,06	-0,999	20,857	-7,429
4,9	4,9	4,2	-25,906	-1,184	-30,826	-6,27
4,9	4,9	4,9	26,893	-2,447	-63,719	-3,678

Tabla 4-1 : Parámetros S: medidas ranura  $0.3 * \lambda$

Este tamaño de ranura presenta buenas adaptaciones en general. Pese a que la posición de los tornillos está lejos de ser la idónea ya que ha sido diseñada para la ranura de  $0.38*\lambda$ , el hecho de que la discontinuidad sea muy pequeña ayuda a que los tornillos no tengan que realizar una adaptación demasiado grande, y que la mejora que se consigue ya sea suficiente.

El rango de acoplos que se consigue es muy amplio, yendo de -10 dB hasta los -6.27 dB. La última posición (la de -3.6 dB de acoplo) no es muy fiable ya que sólo se consigue la adaptación en una resonancia pequeñísima y el resto de frecuencias están totalmente desadaptadas.

Posiciones de los tornillos [mm]			Valores a la frecuencia central 11,5 GHz			
Tornillo 0	Tornillo 1	Tornillo 2 (acoplo)	S11 (Módulo) [dB]	S21(Módulo) [dB]	S21 (Fase) [grados]	S31 (Módulo) [dB]
0	0	0	-12,978	-1,454	51,042	-6,306
3,5	3,5	0	-27,726	-1,454	2,187	-5,484
4,2	4,2	0,7	-32,728	-1,199	2,701	-6,186
0	0	1,4	-14,59	-1,471	49,238	-5,976
4,2	4,2	1,4	-36,911	-1,495	-3,257	-5,359
0	0	2,1	-16,342	-1,564	46,291	-5,541
3,5	4,2	2,1	-15,255	-1,533	12,069	-5,726
0	0	2,8	-18,199	-1,71	41,911	-5,082
4,2	4,2	2,8	-28,423	-1,369	-9,293	-5,074
0	2,1	3,5	-18,316	-1,79	30,075	-4,907
0	2,8	4,2	-12,794	-2,419	17,989	-4,266

**Tabla 4-2 : Parámetros S: medidas ranura  $0.34*\lambda$**

En este caso, la ranura se ha hecho más grande, y con ello aumenta la reflexión original. Por otro lado, los efectos de los tornillos siguen sin ser los mejores ya que el tamaño aún no se acerca a  $0.38*\lambda$ . Debido a estos dos factores, el número de posiciones útiles es significativamente más reducido que en el caso anterior. Sin embargo, se consiguen adaptaciones aceptables para el rango de acoplos de -6 dB a -4.5 dB aproximadamente.

Posiciones de los tornillos			Valores a la frecuencia central 11,5 GHz			
Tornillo 0	Tornillo 1	Tornillo 2 (acoplo)	S11 (Módulo) [dB]	S21(Módulo) [dB]	S21 (Fase) [grados]	S31 (Módulo) [dB]
0	0	0	-13,191	-1,205	51,216	-7,116
3,5	3,5	0	-31,624	-0,79	3,527	-7,809
0	0	0,7	-13,513	-1,239	50,893	-6,912
3,5	3,5	3,5	-34,438	-1,234	-1,798	-6,704
0	0	1,4	-14,305	-1,303	49,394	-6,536
3,5	3,5	1,4	-26,834	-0,801	2,161	-7,789
0	0	2,1	-15,268	-1,413	46,796	-6,057
3,5	4,2	2,1	-27,575	-0,851	1,674	-7,54
0	0	2,8	-15,053	-1,67	41,808	-5,407
3,5	4,2	2,8	-31,017	-1,014	-6,891	-6,831
0	0	3,5	-12,399	-2,126	34,805	-4,82
0	3,5	3,5	-14,736	-1,53	24,538	-5,795
3,5	4,9	3,5	-27,38	-0,952	-22,683	-7,098
0	3,5	4,2	-10,429	-2,255	-9,721	-5,024
4,2	4,9	4,2	-30,399	-1,787	-50,221	-4,731
4,2	4,9	4,9	-29,271	-4,034	-80,868	-2,191

**Tabla 4-3 : Parámetros S: medidas ranura  $0.35*\lambda$**

Se puede observar que la reflexión original es prácticamente la misma que en el caso de la ranura anterior pese a haber aumentado ligeramente el tamaño y con ello la discontinuidad eléctrica en la guía. El número de posiciones útiles es mayor debido a que el efecto de los tornillos es algo mejor al estar más cerca el tamaño de los  $0.38*\lambda$  óptimos.

Se consigue un rango de acoplos desde -7 dB hasta -5dB aproximadamente. La posición con el mayor acoplo, de -2.191 dB, se desecha por razones similares a las del caso de la ranura de  $0.3*\lambda$  (resonancia muy estrecha).

Posiciones de los tornillos			Valores a la frecuencia central 11,5 GHz			
Tornillo 0	Tornillo 1	Tornillo 2 (acoplo)	S11 (Módulo) [dB]	S21(Módulo) [dB]	S21 (Fase) [grados]	S31 (Módulo) [dB]
0	0	0	-11,859	-1,835	50,061	-5,538
3,5	3,5	0	-32,578	-1,205	1,08	-6,167
0	0	0,7	-12,185	-1,858	49,297	-5,411
4,2	3,5	0,7	-42,18	-1,251	-3,294	-6,015
0	0	1,4	-13,133	-1,91	47,208	-5,125
3,5	3,5	1,4	-28,258	-1,282	-1,284	-5,949
0	0	2,1	-14,153	-2,027	43,982	-4,755
3,5	4,2	2,1	-33,313	-1,699	-6,833	-4,903
0	0	2,8	-14,633	-2,267	38,64	-4,291
3,5	4,2	2,8	-30,841	-1,479	-13,498	-5,409
0	0	3,5	-12,567	-2,79	31,133	-3,782
0	2,8	3,5	-13,954	-2,342	24,652	-4,241
3,5	4,9	3,5	-22,543	-1,628	-25,787	-5,129
0	3,5	4,2	-11,065	-2,914	-13,95	-3,867
4,2	4,9	4,2	-32,116	-2,161	-46,672	-4,074
4,9	4,9	4,9	-22,08	-4,821	-69,046	-1,777

**Tabla 4-4 : Parámetros S: medidas ranura  $0.36*\lambda$**

Esta ranura es de un tamaño cercano a la resonante, por lo tanto los efectos de los tornillos empiezan a ser los deseados. Esto se traduce en un buen número de posiciones útiles con distintos acoplos, los cuales van desde -5.5 dB a -4 dB aproximadamente. Vuelve a aparecer una resonancia demasiado estrecha en el caso de la última posición de la tabla que hace que deba ser descartada para su uso en el diseño de un array de antenas.

Posiciones de los tornillos			Valores a la frecuencia central 11,5 GHz			
Tornillo 0	Tornillo 1	Tornillo 2 (acoplo)	S11 (Módulo) [dB]	S21(Módulo) [dB]	S21 (Fase) [grados]	S31 (Módulo) [dB]
1,4	0	2,8	-14,01	-5,34	54,866	-1,753
1,4	1,4	2,8	-12,267	-5,35	54,527	-1,878
2,1	0	2,8	-18,583	-5,247	50,237	-1,628
2,8	0	2,8	-19,835	-5,082	42,181	-1,679
2,8	1,4	2,8	-19,513	-5,059	43,493	-1,695
2,8	2,8	2,8	-16,604	-4,916	38,373	-1,833
0	2,8	4,2	-12,771	-7,194	27,558	-1,213
1,4	2,8	4,2	-17,749	-7,047	24,909	-1,047
2,1	2,8	4,2	-30,684	-7,039	20,618	-0,961
2,8	4,2	4,2	-20,3	-5,754	-0,821	-1,398

**Tabla 4-5 : Parámetros S: medidas ranura  $0.38*\lambda$**

En el caso de la ranura resonante no se consiguen demasiadas posiciones con buena reflexión. A pesar de que los efectos de los tornillos están optimizados, la desadaptación debida a la discontinuidad es tan grande que hace falta sacarles mucho beneficio.

Se consiguen acoplos altísimos, entre los -2 dB y -1dB con buena adaptación. Estos acoplos tan elevados son muy interesantes a la hora de implementar los últimos elementos de un array de antenas en los que se quiere tener una alta eficiencia.

### **4.3 Conclusiones del elemento unitario**

Si se comparan los resultados prácticos con los obtenidos en las simulaciones de CST, se observa que los efectos de los tornillos son los mismos, aunque están presentes los efectos indeseados que se han comentado anteriormente (reflexiones y mayor camino a recorrer debido a los adaptadores a coaxial).

Los valores de acoplo se ven afectados por los efectos de los adaptadores de una manera muy concreta. En las gráficas del parámetro  $S_{31}$  y por lo tanto en las del resto de parámetros  $S$ , aparecen oscilaciones en las curvas que pueden hacer variar los valores a una frecuencia concreta. Si se realizara una calibración en guía de onda, las gráficas tendrían un aspecto más suavizado que se asemejaría mucho más al de las simulaciones. Para las medidas del array de antenas que se va a diseñar en este Proyecto Fin de Carrera, se va a realizar una calibración con el kit en guía de onda del que se dispone en los laboratorios de RFCAS, de cara a conseguir los resultados más fiables posibles.

El efecto que producen los tornillos en la impedancia de entrada a la guía y en la cantidad de potencia que se acopla a la ranura hace que sea posible cubrir grandes rangos de acoplo con un número reducido de ranuras, así como cambiar la cantidad de potencia radiada por una ranura en concreto (al menos en 2 dB). Todo esto ofrece grandes posibilidades a la hora de implementar array de antenas adaptativos, o pensando en menor escala, paliar defectos e imprecisiones en la fabricación de los mismos.

Teniendo en cuenta todos los factores, se puede concluir que las medidas prácticas reflejan fielmente el comportamiento visualizado en las simulaciones de ordenador, lo cual hace posible utilizar esta tecnología de tornillos de sintonía a la hora de diseñar un array lineal.

# 5

## Diseño del array lineal



## **5 Diseño del array lineal**

---

El objetivo de esta parte del Proyecto Final de Carrera es diseñar y simular una antena de array de tipo lineal, utilizando los efectos de los tornillos de sintonía de los apartados anteriores para modificar los acoplos de cada uno de los elementos radiantes.

Dependiendo de los resultados de estas simulaciones, se podrá utilizar la modificación del acoplo para varias aplicaciones diferentes.

La primera aplicación estaría relacionada con un diseño de una antena de array de una manera clásica donde después se usarían los tornillos para realizar un ajuste “fino” de la misma, es decir, para perfeccionar su funcionamiento, ya sea corrigiendo errores de fabricación o efectos derivados del acoplo mutuo entre elementos propio de las antenas de array.

La segunda aplicación es más innovadora, pero también más ambiciosa. Consiste en diseñar un array más o menos genérico, sin elegir un diagrama de radiación concreto, y utilizar los tornillos de sintonía para ir modificando el diagrama según se necesite, en términos de parámetros del diagrama de radiación tales como anchura del haz principal de radiación, nivel de lóbulos secundarios, dirección de máximo apuntamiento, etc.

A priori, se espera conseguir un buen funcionamiento de los tornillos al menos para el primer tipo de aplicación. En el caso del segundo tipo, quizá sea necesario estudiar un método de control de los desfases que introducen los tornillos, así como de la interacción entre los mismos dentro del array.

### **5.1 Diseño de la estructura del array**

El primer paso en el proceso de diseño ha consistido en elegir el número de elementos radiantes de los que debe estar constituido el array de antenas. Un mayor número de elementos permite conseguir unos diagramas más elaborados y configurables. Sin embargo, se debe tener en cuenta que elevar el número de ranuras también conlleva incrementar la dificultad del diseño, además de que las dimensiones máximas de la antena están limitadas a las que se pueden medir en la cámara anecoica de RFCAS en condiciones de campo lejano [Anexo E].

El objetivo de este PFC no es conseguir un array muy elaborado con un diagrama complejo, sino demostrar la utilidad de los tornillos de sintonía a la hora de diseñar un array lineal. Debido a esto y a las razones del párrafo anterior, se ha decidido que el número de elementos sea 5, ya que es un número bajo que permitirá comprobar los efectos sin muchísimas dificultades, además de proporcionar diagramas en los que el haz principal de radiación tendrá unos 10 grados de anchura aproximadamente (anchura de haz suficiente para conseguir una cierta directividad en el haz principal de radiación). Un número menor de elementos no permitiría observar apenas cambios en los diagramas (la anchura de haz sería demasiado elevada y, por lo tanto, no nos permitiría encontrar fácilmente la dirección de máximo apuntamiento ni una correcta definición de los lóbulos secundarios del diagrama), y un número mayor elevaría en exceso la complejidad a la hora de ir modificando los acoplos de cada elemento.

El siguiente paso en el proceso clásico de diseño consiste en elegir qué diagrama de radiación y por lo tanto, qué distribución de alimentación se desea. Debido a que la antena no se piensa utilizar en ninguna aplicación en la que haga falta un diagrama de radiación concreto, se ha decidido que con probar el funcionamiento de los tornillos de sintonía en una distribución de alimentación uniforme en amplitud será suficiente. De esta manera no es necesario adentrarse mucho en el tema teórico de los diagramas, las distribuciones y sus coeficientes de alimentación, sino que se utilizará la distribución más sencilla existente, pero pudiéndose aun así observar los efectos de los tornillos en su totalidad.

Para conseguir unos coeficientes de alimentación concretos, que se traducen en el nivel de acoplo de señal que cada ranura es capaz de acoplar y radiar en función de la cantidad de señal que le llega, se deberían diseñar tantos elementos radiantes diferentes (en este caso ranuras) como acoplos distintos se tengan. No hace falta explicar que este es un proceso costoso y que más tarde será necesario rehacer a la hora de compensar los acoplos mutuos entre elementos, ya que dicha compensación se lleva a cabo modificando los acoplos de las ranuras que forman el array. Gracias a los tornillos de sintonía se facilita en gran medida este proceso, como se observará más adelante en este documento.

La separación entre los elementos del array también es un punto crítico a la hora de definir las características que tendrá el diagrama de radiación de la antena.

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

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

**Figura 5-1: Diagrama de radiación y Factor de array aplicado a arrays lineales equiespaciados**

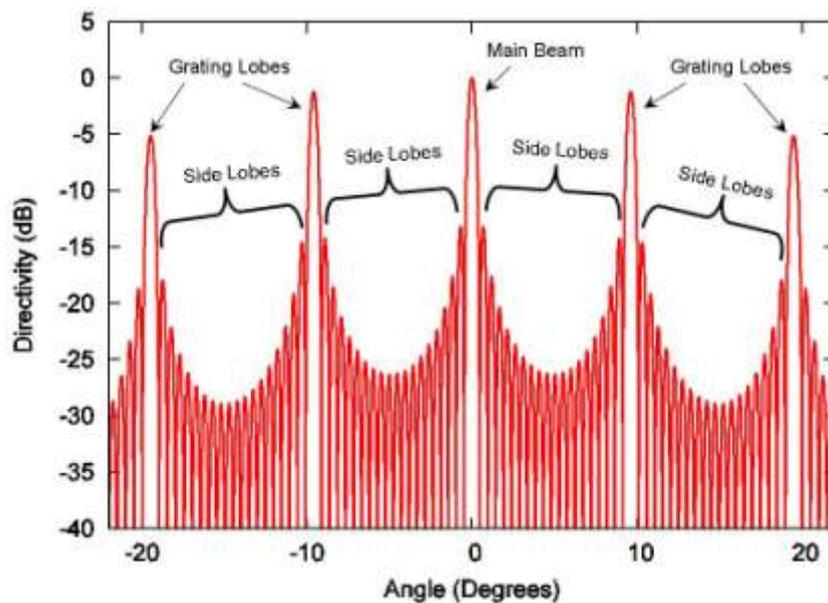
Generalmente, si los elementos están separados una  $\lambda_g$ , siendo  $\lambda_g$  la longitud de onda del modo fundamental de la guía de onda, los elementos se encontrarán radiando en fase y, según la teoría de arrays, el diagrama de radiación tendrá un apuntamiento broadside, es decir, totalmente perpendicular al plano en el que se encuentran los elementos. Esto resulta altamente recomendable, ya que en la mayoría de arrays (en los lineales no), un apuntamiento broadside supone una mayor directividad debido a que los grating lobes se reducen. Otra simple ventaja es que gracias al apuntamiento broadside, apuntar una antena en una dirección deseada se podría hacer a simple vista porque que la dirección física en la que apunta coincide con la dirección de máxima radiación.

Sin embargo, el uso de una distancia tan elevada para la separación de los elementos, puede hacer que aparezcan algunos efectos indeseados. La reflexión que producen las ranuras dentro de la guía vuelve hacia el comienzo de la misma produciendo desadaptación. En un caso genérico, esas reflexiones llegarán al puerto de alimentación de la guía con fases diferentes entre las que son producidas por ranuras diferentes, sumándose así sus módulos en menor medida o incluso restándose entre sí si algunas tienen fases opuestas. Si se distancian las ranuras  $\lambda_g$  entre sí, todas las reflexiones realizarán el mismo camino (en términos de fase) un número distinto de veces, y por lo tanto llegarán al puerto

de entrada con la misma fase, produciéndose una suma del total de los módulos de las reflexiones (interferencia constructiva).

Todo lo anterior se resume en que el caso con las ranuras separadas  $\lambda_g$  hace que la adaptación de la estructura sea la peor de entre todas las posibles, desperdiándose por lo tanto, muchísima de la potencia entregada por el generador que la alimente.

Otro aspecto perjudicial del uso de  $\lambda_g$  como distancia de separación entre elementos se da en los arrays que utilizan guía de onda cuyo material interior es el aire. En este tipo de arrays, la longitud de onda en el vacío ( $\lambda_0$ ) es muy parecida a la longitud de onda dentro de la guía ( $\lambda_g$ ) debido a que el dieléctrico de la guía de onda es de aire simplemente. Por lo tanto, si se colocan los elementos radiantes a una distancia de  $\lambda_g$  para conseguir apuntamiento broadside, la separación también será parecida a  $\lambda_0$ , lo que hace que aparezcan grating lobes en el diagrama de radiación. Dichos lóbulos no son más que la repetición del lóbulo principal del array en direcciones diferentes de la de apuntamiento principal. Esto hace que el diagrama de radiación se vea severamente perjudicado.



**Figura 5-2: Diagrama de radiación con grating lobes**

Normalmente, cuando se desea diseñar una antena con apuntamiento broadside, se debe cambiar el dieléctrico del interior de la guía de onda por otro que tenga una constante dieléctrica lo suficientemente diferente a la del vacío para que las distancias de separación  $\lambda_g$ , necesaria para conseguir el apuntamiento, y  $\lambda_0$ , causante de los grating lobes, no sean parecidas. El problema de esta solución es que el dieléctrico que se le introduzca a la guía de onda tendrá pérdidas mayores que el aire, por lo tanto la eficiencia de la antena bajará.

La solución que se propone en este PFC es diseñar una antena con dieléctrico de aire y los elementos espaciados menos que  $\lambda_g$ , lo que hace que no se consiga apuntamiento broadside, pero que no aparezcan los temidos grating lobes, que la reflexión no sea excesivamente alta y que se eviten las pérdidas del uso de un dieléctrico. Posteriormente se introducirán los tornillos, lo que hará que el desfase entre elementos (la distancia eléctrica entre ellos) aumente corrigiendo el apuntamiento, pero sin que surjan grating lobes debido a que la distancia física entre las ranuras permanece menor que  $\lambda_0$ .

El último punto sobre el que se tiene libertad a la hora de definir el diseño es la separación entre los flanges de los puertos de la guía y las ranuras más cercanas a los mismos. No hay que olvidar que los flanges son piezas conductoras muy grandes en comparación con las longitudes efectivas que se están manejando a la hora de definir el array, y que por lo tanto, situarlos muy cercanos a las ranuras puede hacer que se produzcan reflexiones que distorsionen el diagrama de radiación. Para este parámetro también se han realizado distintas pruebas hasta conseguir una distancia que no produzca variaciones en el diagrama pero que tampoco haga que el camino recorrido por la señal dentro de la guía sea demasiado elevado.

## 5.2 Simulación del array

Las simulaciones que se han realizado han consistido en diseñar un array lineal de ranuras de 5 elementos, diseñándolo de manera tradicional y utilizando los tornillos para conseguir mejoras en sus características. Este caso se corresponde con la primera de las dos aplicaciones posibles de los tornillos que se han explicado en este documento.

Los valores elegidos para todos los parámetros sobre los que se tiene libertad de elección son los siguientes:

- Distribución de alimentación uniforme.
- Separación entre ranuras:  $0.65 \cdot \lambda_g$ .
- Distancia de los flanges hasta la ranura más cercana: 40 mm.

Para conseguir una distribución de alimentación uniforme en un array de 5 elementos, los coeficientes de alimentación deben de ser todos iguales a 1. A la hora de elegir las ranuras que se necesitan para cada elemento radiante de la agrupación, se hace necesario transformar esos coeficientes de alimentación en acoplos de potencia. La igualdad matemática usada a tal efecto es la siguiente [4]:

$$|S_k| = \frac{P_{\text{rad},k}}{P_{\text{in},k}} = \frac{F_k^2(x_k)}{\frac{\sum_{i=1}^M F_i^2(x_i)}{1-t} - \sum_{i=1}^{k-1} F_i^2(x_i)}$$

**Figura 5-3: Relación entre acoplos y coeficientes de un array lineal progresivo**

Esta fórmula sólo sirve para arrays lineales de onda progresiva, es decir, con alimentación tipo serie. El valor de acoplo ( $S_k$ ), para cada elemento “k”, siendo “M” el número total de elementos, se calcula mediante los coeficientes de alimentación ( $F_k$ ) y el porcentaje de señal desaprovechada en el puerto de salida del array (t, que varía entre 0 y 1). Como puede observarse en el denominador de la ecuación, el cálculo de cada  $S_k$  depende de la cantidad de señal que ya hayan radiado cada uno de los elementos anteriores.

En la ecuación de la figura anterior se observa el parámetro 't', que representa en cierto modo la eficiencia de la antena. El valor que toma el parámetro identifica el porcentaje de la potencia a la entrada del array que se desperdicia y no es radiada al medio. Cuanto mayor sea su valor, menor será la eficiencia de la antena. Debido a que en este caso

no se busca una antena que sea extremadamente eficiente, lo cual podría hacer que el diseño fuera más exigente, se ha optado por un valor de  $t=0.1$  (lo que se traduce en un desaprovechamiento del 10% de la potencia entrante en la antena).

Teniendo todo lo anterior en cuenta, los parámetros para las ranuras son:

Parámetros del array					
Nº de ranura	0	1	2	3	4
Fk	1	1	1	1	1
Sk [dB]	-74.473	-65.854	-55.091	-40.749	-19.189
Longitud de la ranura	$0.325*\lambda$	$0.33*\lambda$	$0.34*\lambda$	$0.35*\lambda$	$0.37*\lambda$

**Tabla 5-1 : Parámetros de las ranuras del array lineal**

Se ha decidido realizar la selección de los tamaños de las ranuras teniendo en cuenta que los acoplos necesarios se consigan en configuraciones en las que los tornillos estén metidos una longitud intermedia dentro de la guía, para así tener margen de movimientos alrededor de esos acoplos tanto metiendo más los tornillos como sacándolos.

Se necesita tener la posibilidad de aumentar y reducir los acoplos reales de cada una de las ranuras debido a que estos no serán iguales a los obtenidos en las simulaciones individuales. En el caso del array completo, existirán interferencias entre las señales radiadas por ranuras cercanas que harán que difieran los acoplos reales de los teóricos.

Otro parámetro a tener en cuenta a la hora de decidir los tamaños de las ranuras y cómo de metidos tienen que estar los tornillos para conseguir los acoplos buscados, es el desfase que introducen los tornillos en la señal que se propaga por la guía de onda. Los diagramas de radiación se caracterizan por los coeficientes de alimentación en amplitud (que se traducen en acoplos) y los desfases que tiene que haber entre los elementos. Si se diseña un array con los acoplos perfectamente ajustados, pero los desfases son completamente diferentes a los necesarios, el diagrama se desapuntará y hasta cambiará su forma. En el caso de la distribución uniforme, los desfases entre elementos tienen que ser iguales en todos los casos.

La elección de las ranuras con el método explicado anteriormente, permitirá realizar ajustes que aumentarán o disminuirán los acoplos reales de cada ranura por separado, para poder ajustarlos poco a poco a los teóricos necesarios. Por otro lado, el hecho de que todas las ranuras tengan los tornillos metidos unas longitudes parecidas, hará que los cambios de fase que estos introducen sean lo más similares posible.

### 5.2.1 Simulación inicial

El primer paso ha consistido en simular el array de antenas con los tornillos metidos 0mm dentro de la guía, es decir, como si de un array normal se tratara. De esta forma se busca poder visualizar el diagrama de radiación original, y ver como el hecho de introducir los tornillos consigue una mejora de sus características.

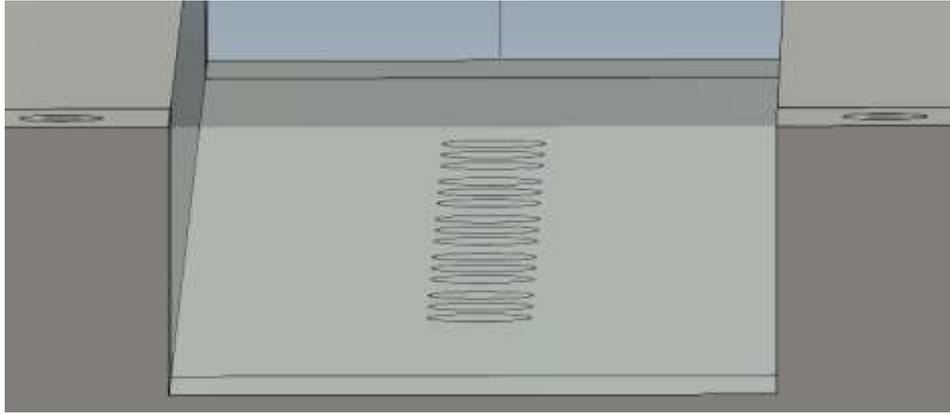


Figura 5-4: Simulación inicial (tornillos sin meter)

Los parámetros de dispersión de la estructura son:

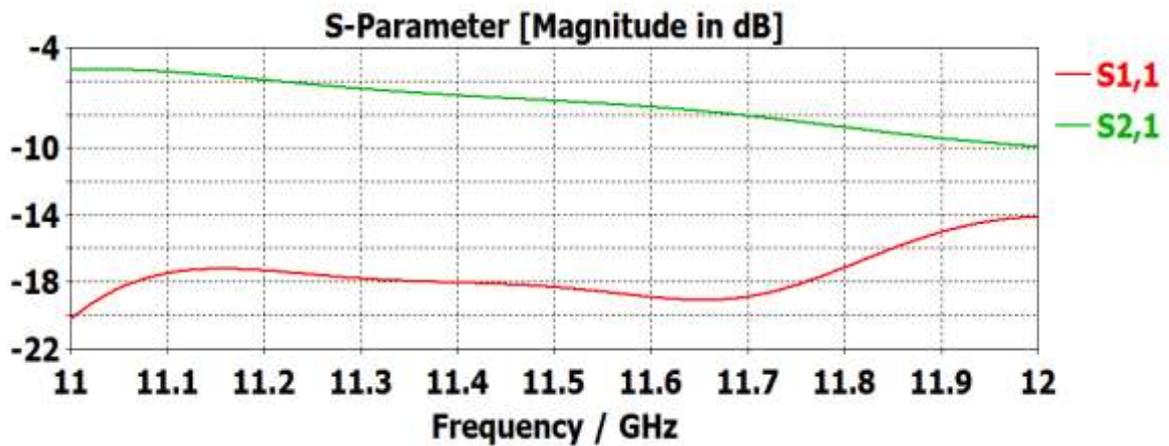


Figura 5-5: Parámetros S (tornillos sin meter)

La adaptación de la antena es buena en toda la banda de trabajo, con un valor en el peor de los casos de -14 dB. Por otro lado, la transmisión es demasiado elevada, en torno a -7 dB, un valor tan alto de transmisión indica que la antena no está radiando demasiada potencia neta, ya que mucha de la que entra por el puerto de entrada termina saliendo por el puerto 2, en vez de ser radiada al medio. Es necesario recordar que el array había sido diseñado para desaprovechar un 10% de la potencia entrante, es decir, que con un buen nivel de adaptación, el parámetro de transmisión debería estar en torno a los -10 dBs. Si no se consigue una buena direccionalidad de la antena que haga que la potencia radiada se concentre sobre todo en la zona de máximo apuntamiento, podría darse una ganancia muy baja.

El diagrama de radiación de esta simulación a la frecuencia central (11.5 GHz) es el siguiente:

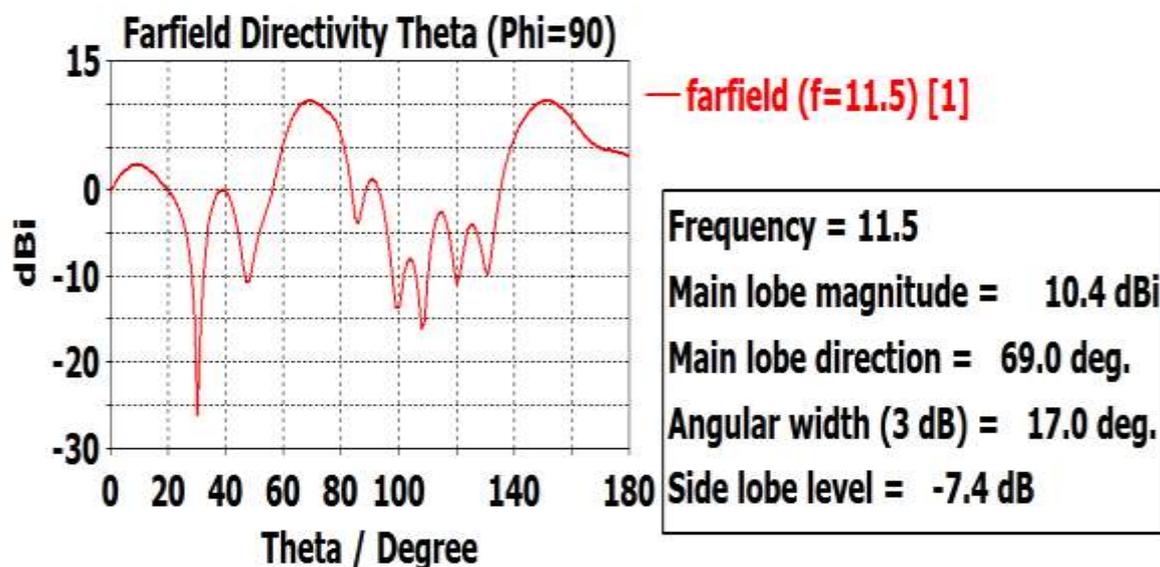


Figura 5-6: Diagrama de radiación (directividad) (tornillos sin meter)

Se pueden observar varios fenómenos en este diagrama de radiación. Por un lado la antena está desapuntada unos  $21^\circ$  ya que su lóbulo principal se encuentra en  $69^\circ$  en vez de apuntar en  $90^\circ$  que es la dirección de broadside en este caso. Este desapuntamiento se debe a la poca separación entre los elementos radiantes (las ranuras). Para conseguir un apuntamiento broadside se necesita que la separación eléctrica entre elementos sea de  $\lambda_g$ , mientras que en este caso es de  $0.65 \cdot \lambda_g$ .

Normalmente, el hecho de reducir el margen visible poniendo los elementos a  $0.65 \cdot \lambda_g$  permite que los grating lobes no aparezcan en el diagrama. Sin embargo, se está generando un desapuntamiento tan grande que hace que aparezca uno de los grating lobes en  $150^\circ$ . En el caso particular del diagrama que se está estudiando, se ha decidido utilizar dicha separación entre las ranuras para que al reapuntar el diagrama gracias a los desfases introducidos por los tornillos, el grating lobe desaparezca del diagrama y se consiga un apuntamiento broadside.

El objetivo al introducir los tornillos será modificar los acoplos de las ranuras, manteniendo constante el desfase entre ellas (pero aumentándolo en valor neto), para conseguir el diagrama esperado y reapuntar la antena gracias al desfase adicional que se introduce, todo ello manteniendo buenos niveles de reflexión y sin que aparezcan grating lobes.

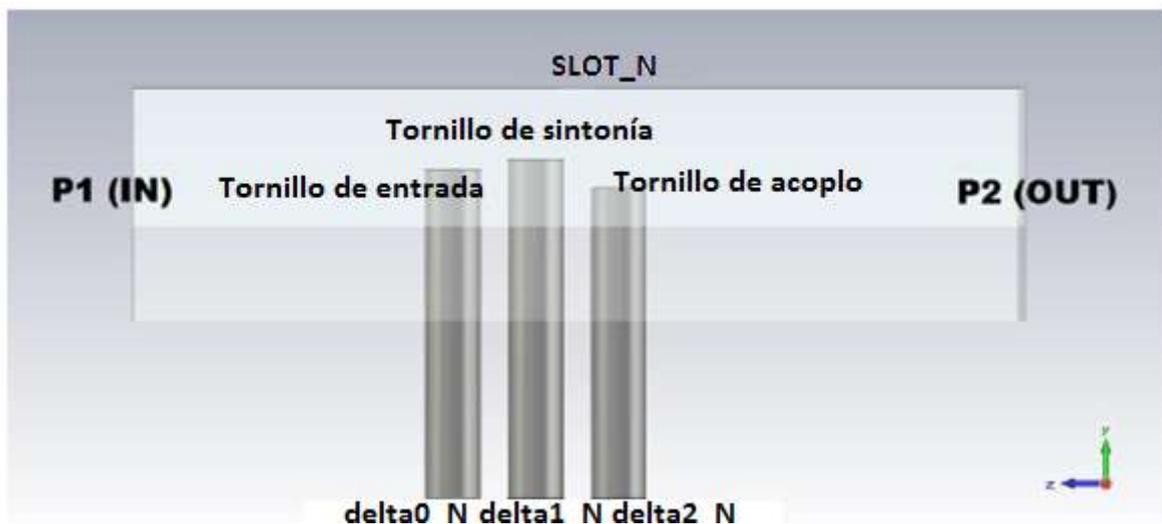
## 5.2.2 Simulaciones optimizadas

Se han realizado tres optimizaciones con el software que provee el propio CST, y una de forma manual en la que se han elegido las configuraciones para que los acoplos y los desfases fueran lo más favorables posibles.

El optimizador de CST utilizado de entre todos los que se incluyen ha sido el que se selecciona por defecto, que usa el algoritmo Trust Region Framework. Se le ha dado libertad a la hora de modificar los niveles de penetración de los tornillos en la guía. Los objetivos que se han fijado para la optimización han sido que el parámetro  $S_{11}$  esté por debajo de -10 dB en toda la banda, y que la directividad en el lóbulo principal tome un valor mínimo. Como el apuntamiento de la antena va a ir cambiando según las posiciones de los tornillos sean unas u otras, la región espacial en la que se tiene que buscar el lóbulo principal y su nivel mínimo son los parámetros que se han ido modificando entre las distintas optimizaciones.

Los resultados obtenidos mediante los optimizadores se han retocado levemente para que los tornillos estuvieran introducidos solamente múltiplos de media vuelta de tornillo. De esta manera, se podrán comparar los resultados de las simulaciones con las medidas tomadas en un prototipo, sin que se necesite una precisión de milésimas de milímetro a la hora de definir la longitud de los tornillos introducida dentro de la guía.

La nomenclatura de cada uno de los tornillos para cada una de las ranuras es la que se puede observar en la siguiente imagen:



**Figura 5-7: Nombres de los tornillos**

Las configuraciones de los tornillos para cada una de las optimizaciones, donde la versión OPT es la obtenida manualmente, donde todas las longitudes se indican en milímetros y donde, por ejemplo, el tornillo delta1\_4 se corresponde con el tornillo central (delta1) del elemento número cuatro del array, son las siguientes:

OPT: [OPT] = "Uniforme3" o "Uniforme3\_OPTCST1\_Discrete"

delta0_1	3.5
delta0_2	3.5
delta0_3	3.5+0.7/2
delta0_4	3.5+0.7/2
delta0_5	2.8
delta1_1	4.2
delta1_2	4.2
delta1_3	4.2
delta1_4	4.2
delta1_5	3.5
delta2_1	2.8
delta2_2	3.5
delta2_3	3.5
delta2_4	3.5
delta2_5	4.2

OPT2: [OPT] = "Uniforme3\_OPTCST2\_Discrete"

delta0_1	1.4
delta0_2	3.85
delta0_3	2.8
delta0_4	1.4
delta0_5	2.1
delta1_1	2.8
delta1_2	3.5
delta1_3	1.05
delta1_4	1.75
delta1_5	3.85
delta2_1	3.5
delta2_2	3.85
delta2_3	3.15
delta2_4	2.8
delta2_5	1.75

OPT3: [OPT] = "Uniforme3\_OPTCST3\_Discrete"

delta0_1	1.40
delta0_2	3.85
delta0_3	2.1
delta0_4	2.45
delta0_5	3.5
delta1_1	2.1
delta1_2	3.15
delta1_3	1.4
delta1_4	0.35
delta1_5	2.45
delta2_1	2.80
delta2_2	2.45
delta2_3	1.40
delta2_4	3.15
delta2_5	3.85

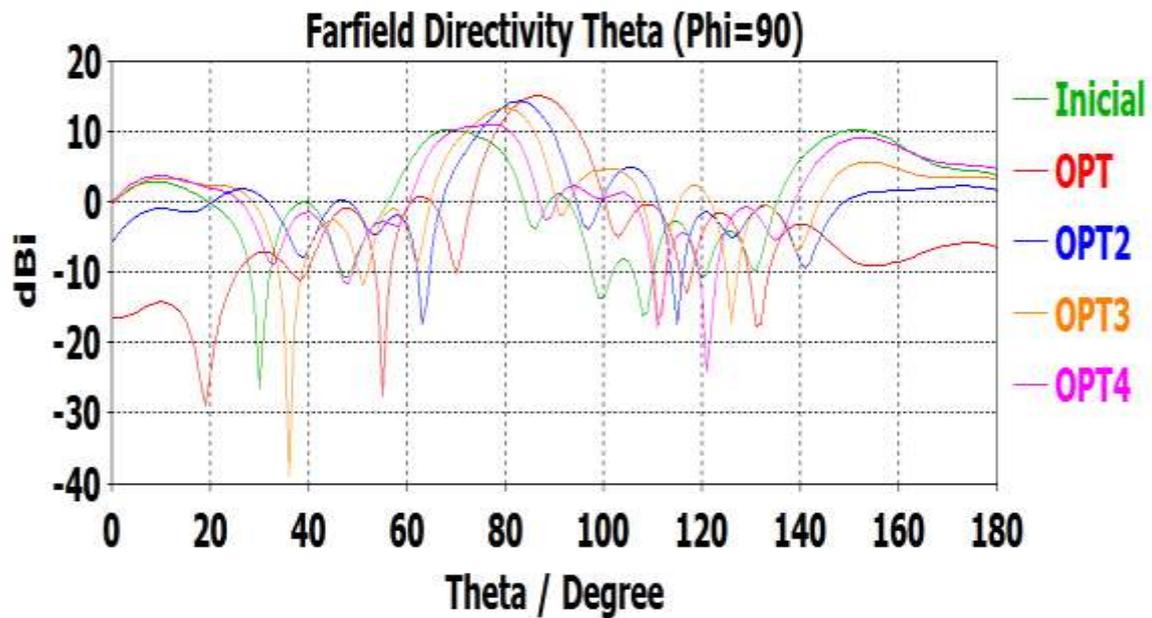
OPT4: [OPT] = "Uniforme3\_OPTCST4\_Discrete"

delta0_1	2.1
delta0_2	1.4
delta0_3	2.1
delta0_4	2.1
delta0_5	2.45
delta1_1	2.1
delta1_2	1.75
delta1_3	1.75
delta1_4	2.1
delta1_5	2.45
delta2_1	2.1
delta2_2	1.75
delta2_3	1.4
delta2_4	2.1
delta2_5	2.8

**Figura 5-8: Configuraciones de las optimizaciones**

Se observa en las tablas un gran parecido en la mayoría de tornillos entre todas las configuraciones, con ligeras modificaciones. Teniendo en cuenta que los optimizadores buscaban objetivos muy similares, tiene sentido que los resultados sean parecidos.

Los diagramas de radiación de los cuatro casos y el estado inicial son los siguientes:



**Figura 5-9: Diagramas de radiación de las optimizaciones**

Se pueden ver en los diagramas de radiación los dos efectos que se buscaban a la hora de introducir los tornillos en la guía: el re-apuntamiento de la antena hacia los  $90^\circ$  y la reducción de los grating lobes.

En el diagrama de color verde (denotado en la Figura 5-9 como “Inicial”), que se corresponde al estado inicial con los tornillos sin meter, el apuntamiento de su lóbulo principal está en torno a los  $69^\circ$  como se había mencionado anteriormente. Por otro lado, las optimizaciones componen una gama de distintos estados, cada cual con mejor apuntamiento que el anterior hasta llegar a la denominada OPT, que es la obtenida manualmente, cuyo lóbulo principal está apuntando a unos  $87^\circ$ , muy cerca de los  $90^\circ$  del broadside. Gracias a los tornillos se ha conseguido una modificación del apuntamiento de casi  $20^\circ$ , además de un conjunto de configuraciones que poseen apuntamientos intermedios que también pueden resultar interesantes para su uso.

La reducción del nivel de los lóbulos laterales que se encuentran alrededor de  $0^\circ$  y  $180^\circ$  (en las direcciones endfire) también se va dando de forma progresiva entre las distintas optimizaciones siendo otra vez la OPT la mejor en este sentido. La reducción conseguida es de unos 20dB con respecto a la configuración inicial. Esta mejora se traduce en una mayor directividad para la dirección del lóbulo principal ya que la potencia que radia la antena ya no se está malgastando en las direcciones de los demás lóbulos.

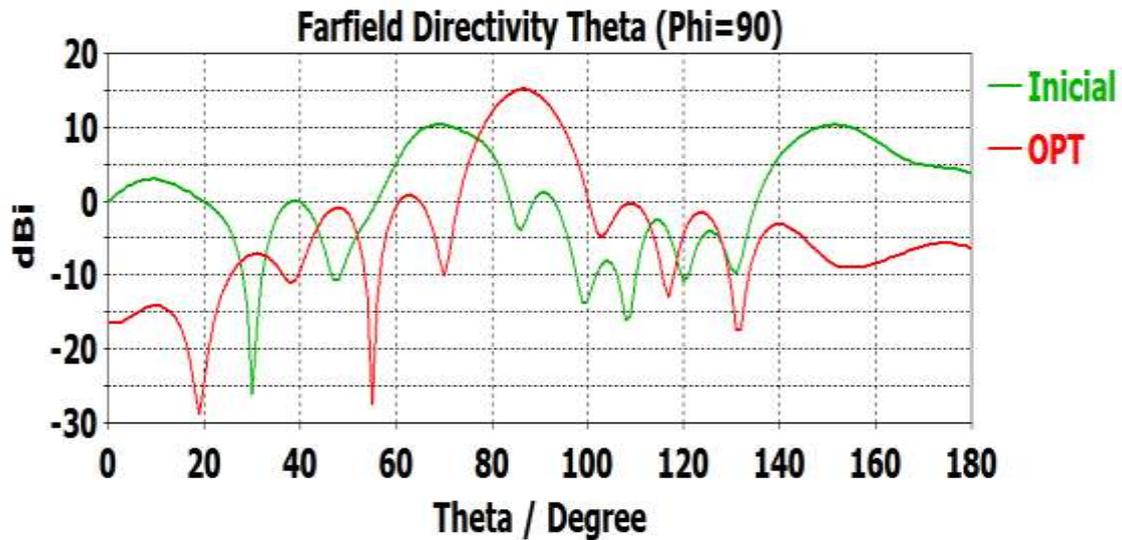


Figura 5-10: Comparativa de diagramas entre OPT y el caso inicial

Realizando una comparativa más detallada entre el caso inicial y la optimización más favorable, se observa claramente la disminución de los lóbulos endfire y la reorientación del haz principal de radiación hacia la dirección de broadside. Por otro lado también puede verse el aumento de la directividad en la zona del lóbulo principal, que pasa de unos 10 dB a 15 dB. También se ve afectada la SLL (relación lóbulo principal a secundario) que mientras que en el caso inicial es de unos -8 dB, cuando se introducen los tornillos se consigue ampliar a casi -14 dB (la máxima directividad se consigue para una distribución uniforme en amplitud, lo que genera un nivel de SLL de unos -13.5 dB). Finalmente, también se reduce la anchura del lóbulo principal a 3 dB, de 17° en la configuración inicial a 13° en la optimizada. Todos estos factores conjuntos son los que consiguen que se mejore la directividad.

Además de comparar los diagramas de radiación, también es necesario visualizar y comparar los parámetros de dispersión de todas las configuraciones para determinar si la adaptación y la transmisión son adecuadas para su uso práctico. No tendría sentido utilizar la configuración OPT si la estructura estuviera totalmente desadaptada.

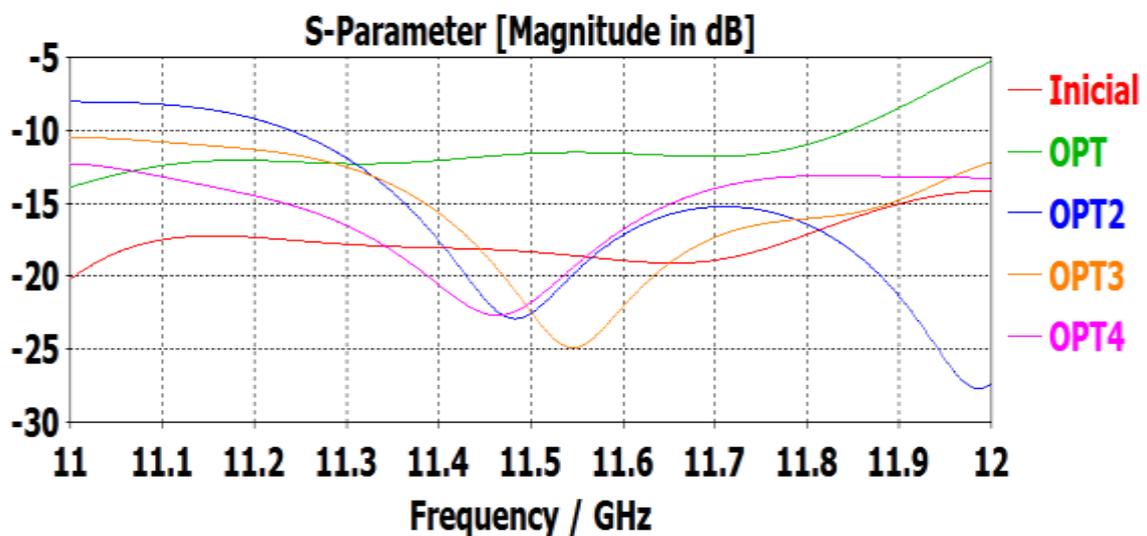


Figura 5-11: Parámetros  $S_{11}$  de las optimizaciones

Es cierto que la configuración OPT es la peor adaptada de todas cuanto se han presentado. Esto es lógico ya que mediante la utilización de los tornillos los elementos radiantes se han configurado para que radien en fase, generando un diagrama broadside pero presentando en la entrada la suma de todas las reflexiones parciales de la estructura. Sin embargo, sigue estando por debajo de -10 dB en casi toda la banda, que en muchas ocasiones es un límite aceptable para usos prácticos. Las otras configuraciones presentan adaptaciones bastante mejores, con resonancias cercanas a la frecuencia central que las hacen interesantes para aplicaciones en las que no es tan importante el apuntamiento como el aprovechamiento de la potencia de los generadores.

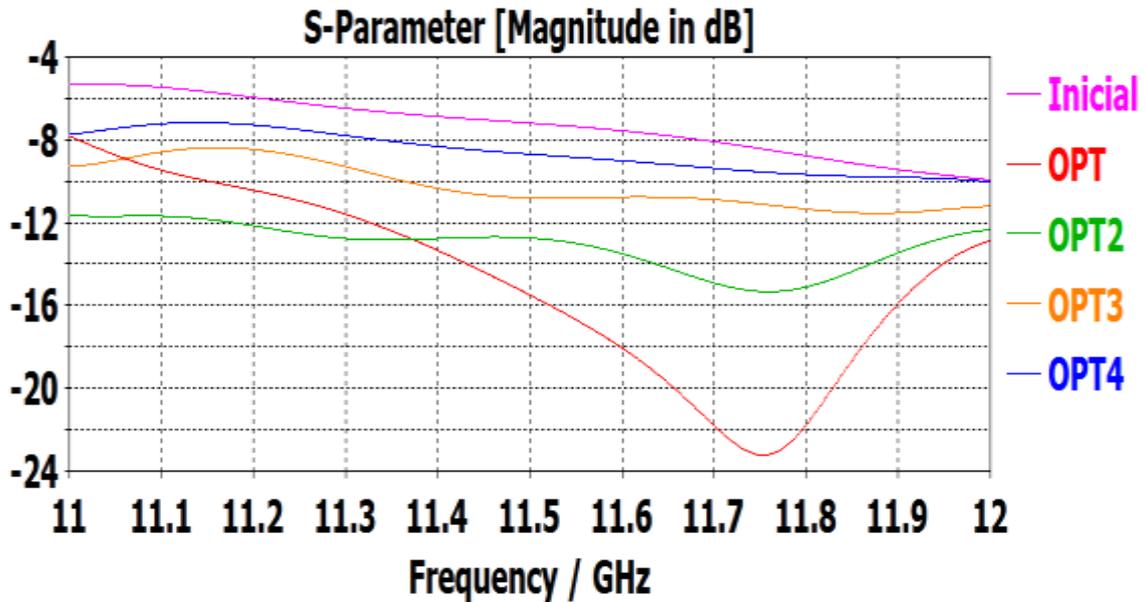
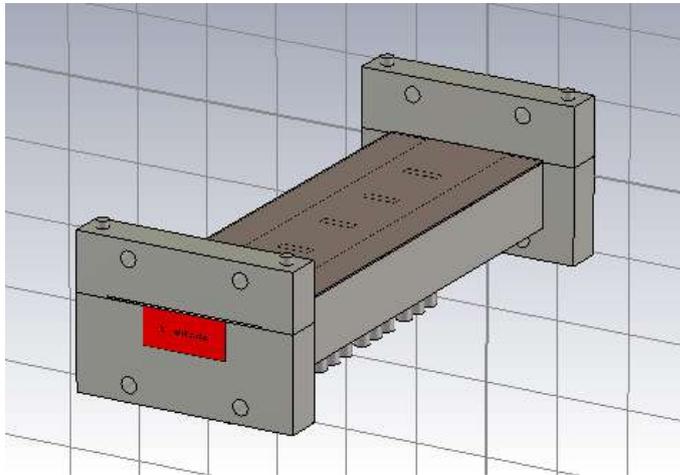


Figura 5-12: Parámetros S<sub>21</sub> de las optimizaciones

La transmisión puede resultar interesante para conocer cómo se comporta la antena en cuanto al total de potencia radiada. Una configuración concreta puede tener una adaptación y un diagrama muy buenos, pero si el parámetro S<sub>21</sub> es demasiado elevado, la antena no radiara demasiada potencia, es decir, su ganancia será baja haciéndola inutilizable por su bajo alcance. En este caso concreto, la configuración inicial estará entre las que menor potencia radie, ya que tiene una adaptación muy buena y la transmisión es con diferencia la más elevada. En el caso de la optimización OPT, la transmisión es muy baja, pero la adaptación es bastante mala en comparación con las de las demás, por lo tanto, se moverá en valores de ganancia similares al resto.

### 5.2.3 Conclusiones de las simulaciones

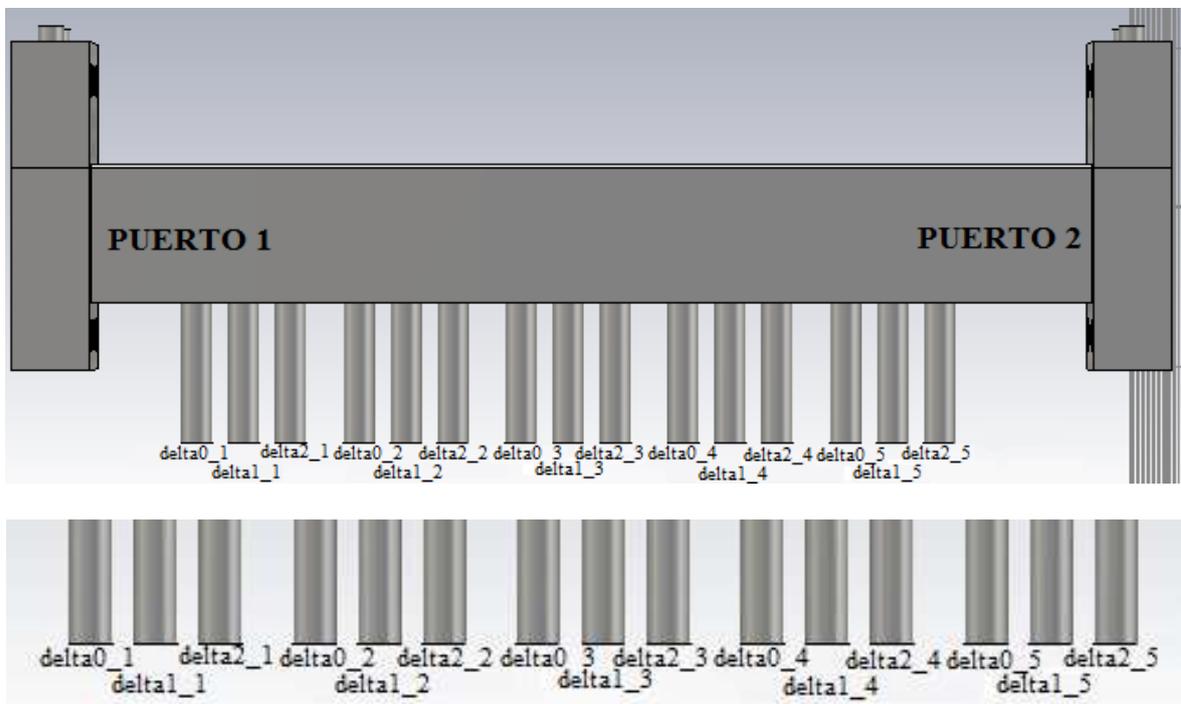
El diseño realizado en CST es el siguiente:



**Figura 5-13: Array de 5 elementos simulado**

Como puede observarse, los tornillos utilizados finalmente son simples cilindros lisos que realizan un contacto perfecto con las paredes de la guía de onda, no permitiendo que escape potencia de señal por los taladros.

En la siguiente imagen pueden verse los tornillos, con el nombre que se le ha dado a cada uno de ellos.



**Figura 5-14: Detalle de los tornillos del array simulado**

La penetración concreta de cada tornillo para cada una de las optimizaciones especificadas se puede consultar en la Figura 5.8.

Se han realizado optimizaciones de los valores de los tornillos del array en las que se buscaba mejorar el apuntamiento de la antena, manteniendo un valor bajo de reflexión. Los resultados concretos y los valores de penetración para cada uno de los tornillos en cada optimización se han podido visualizar en el apartado anterior de este documento.

A la vista de todos los resultados obtenidos en las múltiples simulaciones y optimizaciones realizadas, se puede extraer una utilidad muy clara para la tecnología de tornillos de sintonía.

Conseguir un array de antenas con apuntamiento broadside es a menudo complicado. En estructuras de guía de onda convencional como la que se ha utilizado en este PFC, diseñar el espaciado de los elementos para que el desfase haga que el diagrama apunte en dirección broadside, conlleva que en los extremos del diagrama aparezcan grating lobes de un tamaño similar al del lóbulo principal. La principal alternativa es introducir un dieléctrico dentro de la guía de onda que haga que al cambiar la constante dieléctrica efectiva del medio, también lo haga la separación eléctrica entre los elementos y por lo tanto el apuntamiento broadside se consiga con separaciones físicas que no sean las que provocan grating lobes.

Gracias a los tornillos de sintonía pueden colocarse las ranuras a una distancia menor que la necesaria para el apuntamiento broadside, lo cual hará que no aparezcan los grating lobes (o lo hagan en menor medida) y por lo tanto, al introducir los tornillos para conseguir los acoplos necesarios para un diagrama de radiación concreto, los desfases entre elementos aumenten y por lo tanto se apunte el diagrama sin la aparición de los grating lobes.

Otra ventaja del diseño con tornillos de sintonía consiste en poder realizar ajustes finos en los acoplos de los elementos sin modificar demasiado el resto de parámetros (como los desfases). En muchos diseños de arrays, no se tienen en cuenta los acoplos mutuos entre elementos radiantes, y a la hora de medir los prototipos los diagramas de radiación difieren de los teóricos. Para contrarrestar este fenómeno, se necesitaba simular el prototipo midiendo los acoplos de cada una de las ranuras y rediseñar aquellas que radiaban más o menos de lo deseado en un principio. Este proceso es iterativo, debiendo repetirse hasta conseguir la precisión buscada. No hace falta resaltar que el proceso resulta costoso debido al tiempo que conlleva rediseñar y simular una y otra vez toda la estructura. Gracias a los tornillos, puede diseñarse el array sin tener demasiado en cuenta este fenómeno y retocar los acoplos de cada uno de los elementos hasta conseguir el diagrama deseado.

El siguiente paso en este PFC consistirá en fabricar la estructura que se ha diseñado y en intentar reproducir los resultados de las simulaciones.

# 6

## **Fabricación y medida del array lineal**



# 6 Fabricación y medida del array lineal

## 6.1 Fabricación del array lineal

En el apartado anterior se ha diseñado el array lineal con la tecnología de los tornillos de sintonía y se ha comprobado mediante varias simulaciones que puede usarse su efecto sobre la alimentación de las ranuras para obtener determinados beneficios, en términos de diagrama de radiación. Entre dichos beneficios se ha destacado por su facilidad de consecución, el obtener un array con un diagrama de radiación apuntado a broadside pero sin grating lobes.

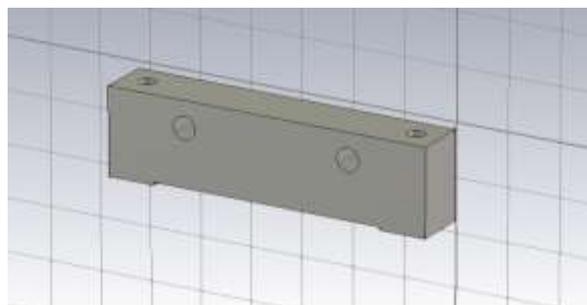
El siguiente paso natural consistiría en fabricar un prototipo similar al diseño simulado y así comprobar si los efectos de los tornillos y sus beneficios en el diagrama de radiación se replican en el mundo real. El paso a la fabricación es necesario ya que puede que para conseguir unos resultados tan positivos como los de las simulaciones de CST se necesite muchísima precisión en la fabricación o que simplemente no funcione de la misma manera debido a algún fenómeno que no se haya tenido en cuenta. Es importante verificar los principios de funcionamiento observados en la teoría.

Al igual que en el proceso de fabricación del elemento unitario, existen dos partes del prototipo cuyos procesos de fabricación están bien diferenciados. Por un lado se debe implementar el conjunto de ranuras en el sustrato y por el otro se tiene que construir la "u" en la guía de onda, así como los flanges para llevar a cabo la conexión con los adaptadores a tecnología coaxial.

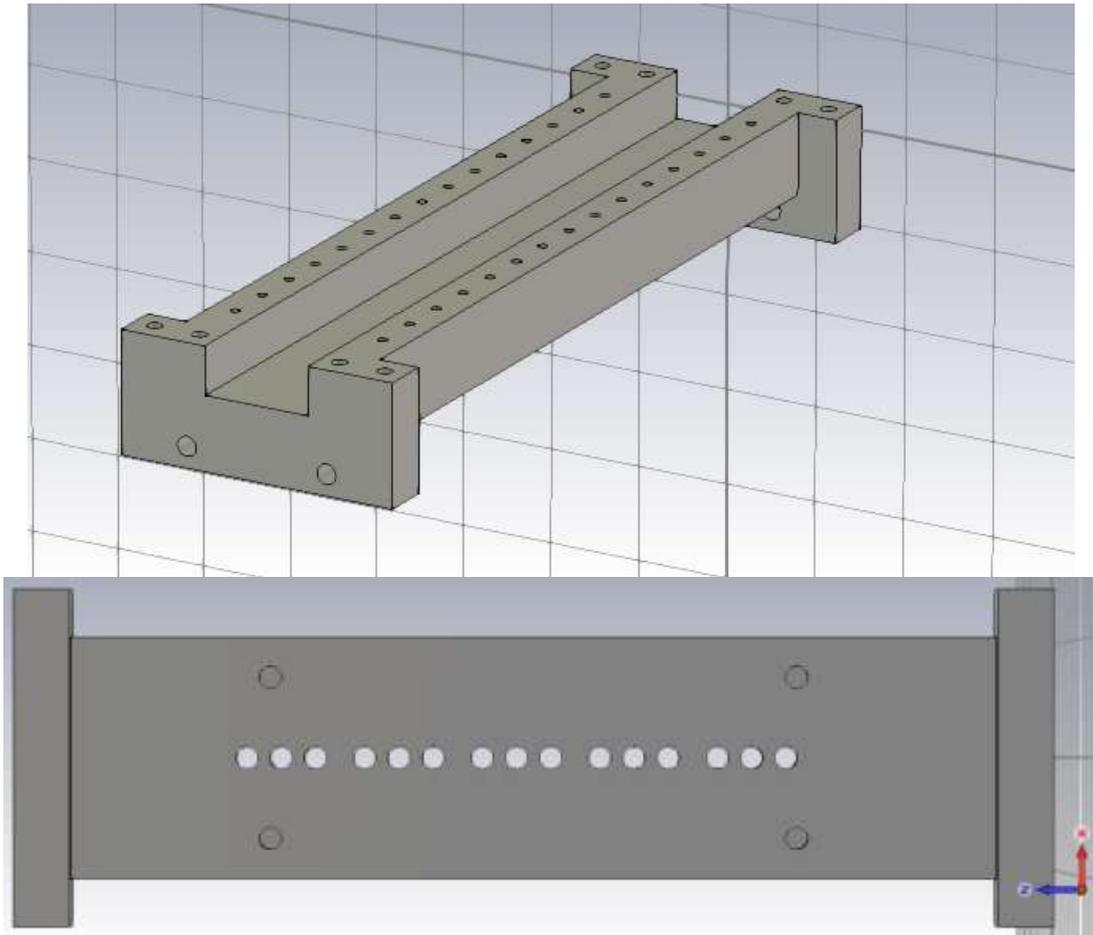
### 6.1.1 Fabricación de las piezas de aluminio

Las piezas de la guía de onda y los flanges se han tenido que volver a realizar en un taller externo (Mecanizados FELPER S.L.) debido a que en los laboratorios de RFCAS no se dispone de maquinaria para moldear el aluminio. Para que se pudiera realizar este proceso, se han facilitado los planos de cada pieza así como sus archivos .igs (que se exportan desde CST).

Partiendo del fichero CST con el que se han llevado a cabo las simulaciones del array, se han aislado cada una de las piezas de aluminio.



**Figura 6-1: Flange superior**



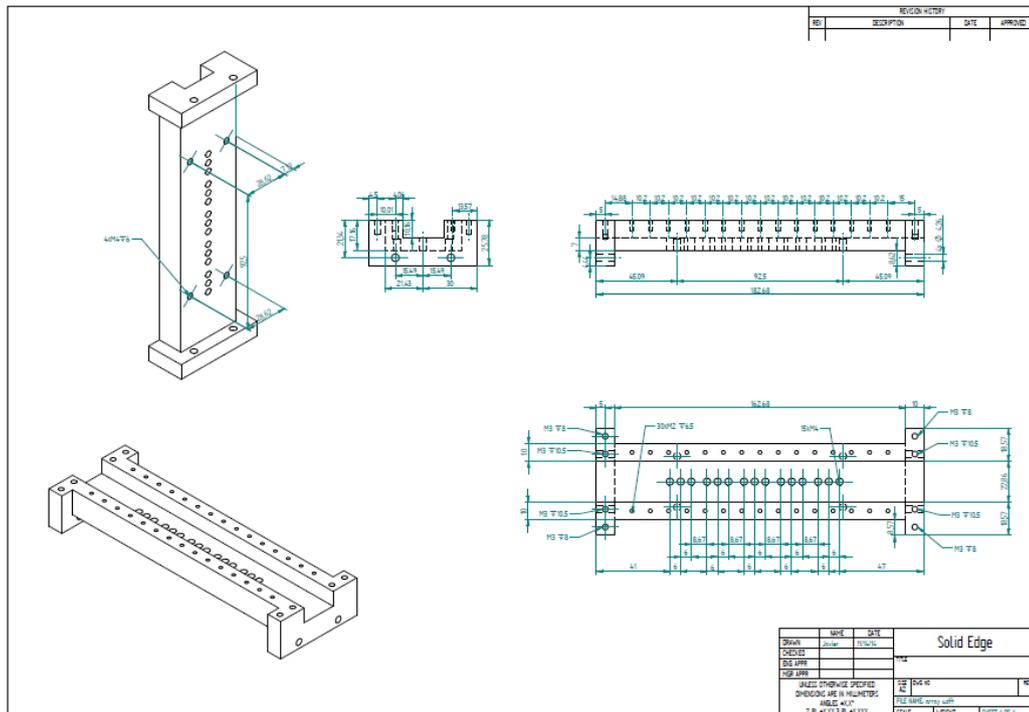
**Figura 6-2: U de la guía de onda**

La pieza superior del flange es idéntica a la fabricada para el elemento unitario. Sin embargo, en esta ocasión se han tenido que realizar modificaciones en la pieza de la U de la guía de onda. Para medir la antena en la cámara anecoica es necesario sujetarla con seguridad y precisión a la plataforma rotatoria que se controla con el software de medición. En el laboratorio se tienen algunas placas ya fabricadas para su uso en proyectos anteriores con ese mismo propósito, por eso se ha decidido añadir unos taladros ciegos en la parte posterior de la antena con las medidas de una de esas placas para así poder reutilizarla. Pueden verse dichos taladros en la segunda imagen de la figura anterior.

Se han realizado varios diseños de la U con distintas versiones de los taladros debido a posibles problemas de fabricación. Originalmente los taladros usados en otros PFC para acoplar la placa de sujeción tenían una profundidad de 8 mm, lo cual en este caso podría ser peligroso debido a que la base de la guía sólo tiene 7 mm de profundidad y cualquier fallo de precisión podría hacer que se perforara. Se ha solucionado esta incidencia reduciendo la profundidad a 6mm, que debería ser suficiente para sujetar la estructura de la antena sin problemas.

El proceso de exportación de los planos desde CST ha sido completamente idéntico al caso explicado con anterioridad para el prototipo del elemento unitario: eliminar el resto de componentes en el entorno de CST, exportar los ficheros IGES para su uso en Solid Edge, elegir las vistas que se necesitan y acotarlas.

El resultado final de los planos en un fichero .pdf es el siguiente:



**Figura 6-3: Planos finales de la U de aluminio**

Los planos de todas las piezas diseñadas durante la realización de este PFC se encuentran en el Anexo D al final de este documento, para su visualización a página completa.

Debido a que las partes superiores de los flanges son iguales que las del prototipo unitario, no se han mandado fabricar en este caso.

La pieza ya fabricada tiene el siguiente aspecto, como se puede observar, los tornillos se introducen por la parte inferior de la U:



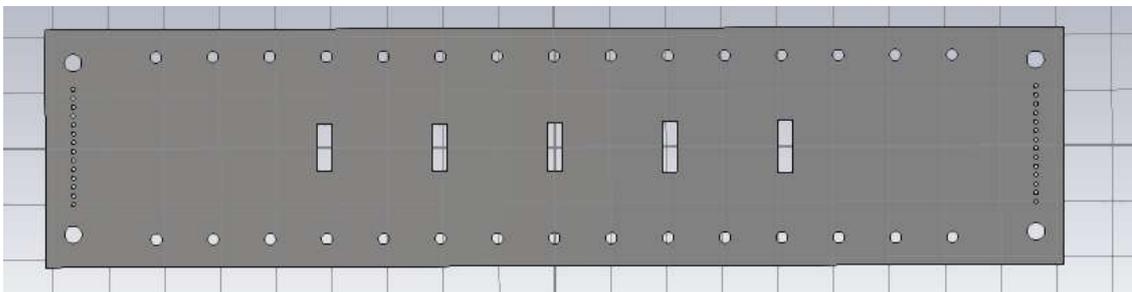
**Figura 6-4: U en guía con flange inferior**

### 6.1.2 Fabricación de las ranuras

La elaboración de este tipo de ranuras se puede realizar en los laboratorios de RFCAS al igual que en el caso del prototipo unitario, ya que se han diseñado sobre tecnología de circuitos impresos y se dispone de una máquina de fresado LPKF ProtoMat S100 para la fabricación de los mismos.

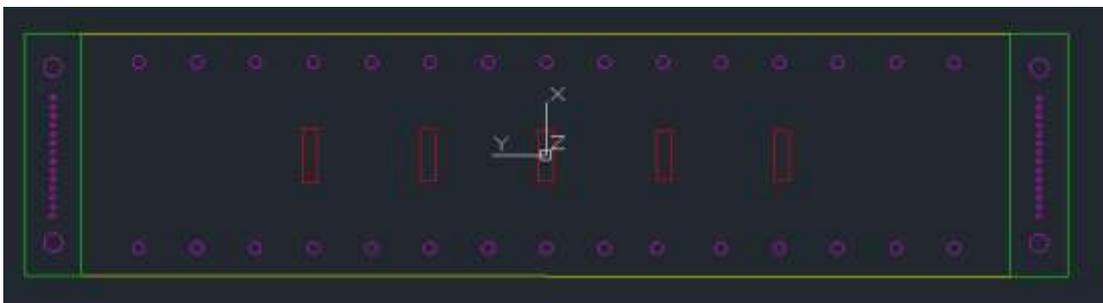
El procedimiento no va a explicarse en detalle de nuevo, ya que es completamente similar al expuesto en el punto 4.1.2. Simplemente se adjuntan las capturas de los resultados de cada paso de dicho proceso.

El resultado de eliminar en CST todas las piezas excepto aquellas que pertenezcan al sustrato de las ranuras es el siguiente:



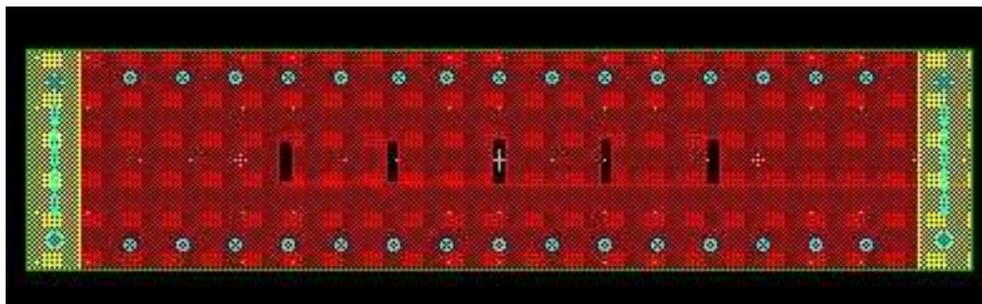
**Figura 6-5: Ranuras en circuito impreso (CST)**

El siguiente paso consiste en definir las capas en AutoCAD:



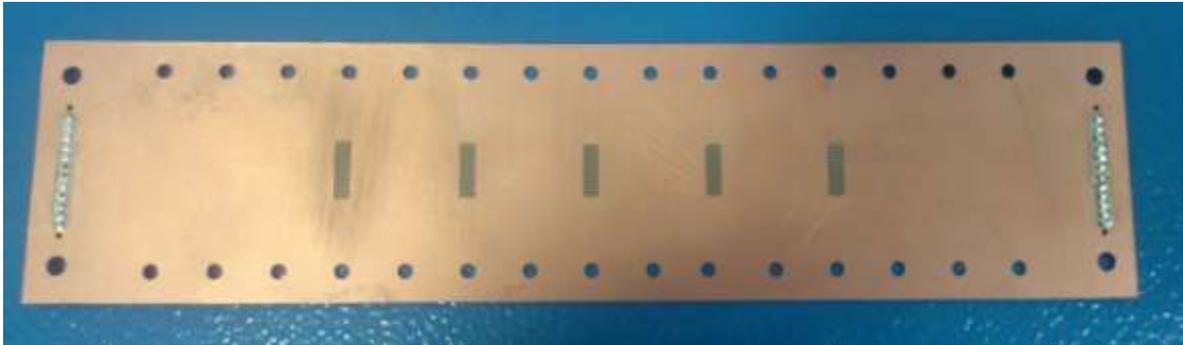
**Figura 6-6: Ranuras en circuito impreso (AutoCAD)**

Por último se importa el diseño a ADS para delimitar las zonas que tienen cobre y las que no. El resultado final es:



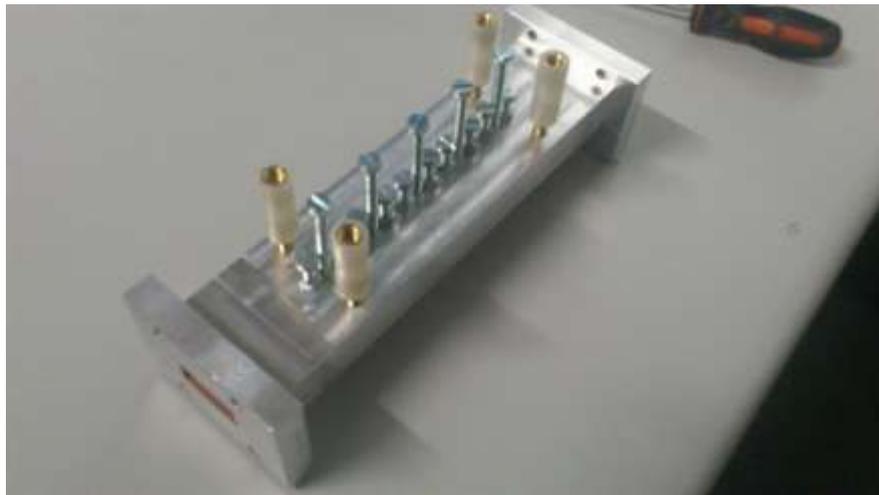
**Figura 6-7: Ranuras en circuito impreso (ADS)**

El siguiente paso consiste en generar los ficheros Gerber, que es un tipo especial de formato extensamente utilizado en la fabricación de circuitos impresos. Por último, se introducen los ficheros en un software que controla la máquina y se fabrican las ranuras. Aún deberían metalizarse las vías que se han añadido para mejorar la continuidad, lo cual se hace manualmente. El producto final de todo este proceso es el siguiente:



**Figura 6-8: Ranuras en circuito impreso (fabricadas)**

En la siguiente figura puede verse la apariencia final del array con todas sus piezas ensambladas y unidas.



**Figura 6-9: Prototipo del array completo**

## **6.2 Medidas del array lineal**

Las medidas del prototipo del array se han llevado a cabo de dos formas diferentes. El primer método es equivalente al usado anteriormente para medir el elemento unitario: se conecta la estructura al analizador de redes para conocer sus valores de reflexión y transmisión. El otro tipo de mediciones que se han tomado, ha consistido en capturar el diagrama de radiación y la ganancia. Se ha conseguido colocando la antena dentro de la cámara anecoica y utilizando el programa Software Antenna Measurement Studio para controlar el movimiento de la plataforma a la que está sujeto el array.

## 6.2.1 Medidas de la configuración inicial

En este caso, la calibración del analizador de redes se ha realizado con el kit en guía de onda para obtener una mayor precisión, sobre todo menos rizado, a la hora de tomar las medidas. El proceso de calibración se encuentra recogido en detalle en el Anexo A.

El montaje final es el siguiente:

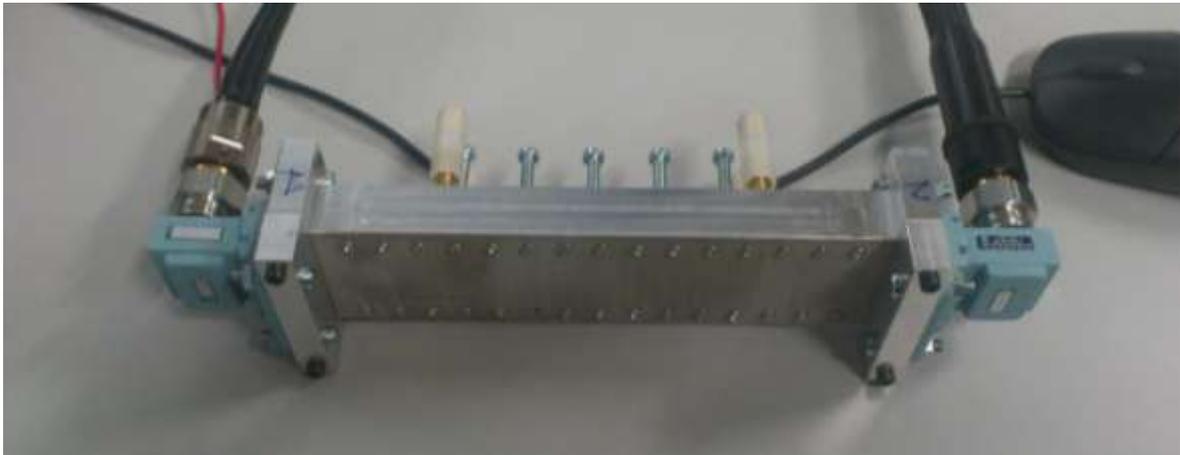


Figura 6-10: Array preparado para las medidas

El objetivo del proceso completo de medida es comparar la configuración inicial con la obtenida mediante las simulaciones para, más tarde, introducir los tornillos de sintonía e intentar reproducir los resultados conseguidos en la optimización realizada manualmente OPT1.

Primero se ha montado todo el prototipo y se han colocado los tornillos de sintonía de manera que cierren la estructura de la guía de onda pero sin penetrar en ella, es decir en la posición denominada como 0 mm. Una vez preparada la estructura, se han medido sus parámetros de dispersión en el analizador de redes. La siguiente figura es una comparativa entre los resultados de la simulación y los obtenidos empíricamente.

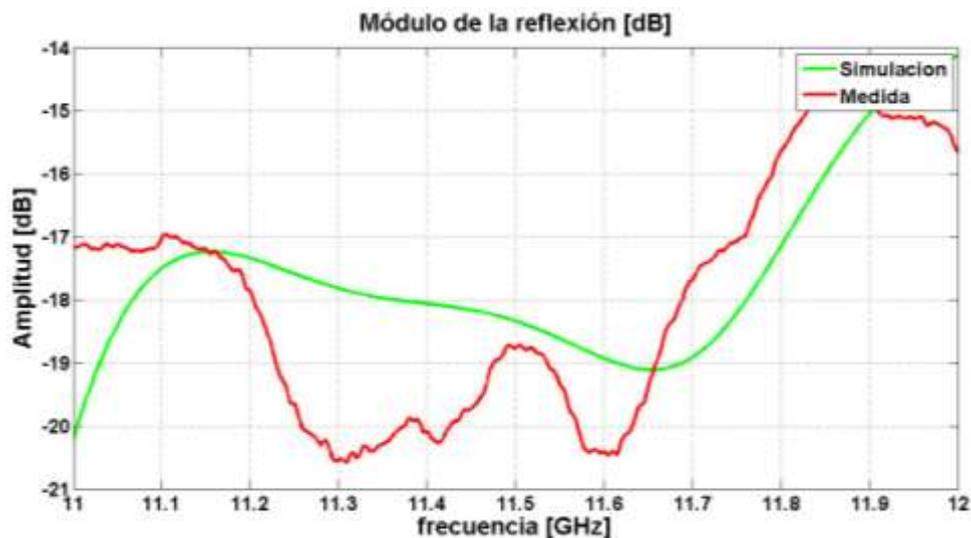
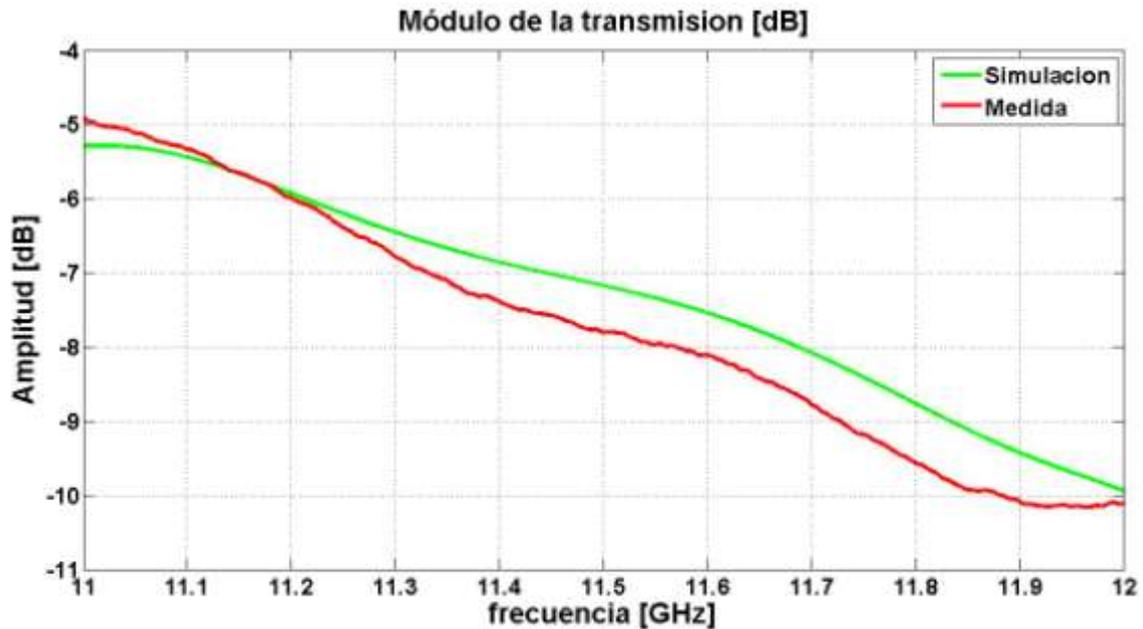


Figura 6-11: Comparativa módulo  $S_{11}$  array configuración inicial

Si bien los valores del parámetro de reflexión simulado y del medido no son idénticos, se pueden apreciar similitudes en comportamiento de estos a lo largo de la banda de trabajo. En el centro de dicha banda, el parámetro  $S_{11}$  presenta su mejor conjunto de valores en ambos casos. El rizado que se puede observar en las medidas se puede deber a imperfecciones en la fabricación y sobre todo en las medidas (principalmente errores en el proceso de calibración) aunque también podría deberse a algún tipo de efecto no contemplado en el modelo de simulación. También se aprecia en las dos curvas una subida muy pronunciada de la reflexión para las frecuencias más allá de 11.65 GHz aproximadamente.



**Figura 6-12: Comparativa módulo  $S_{21}$  array configuración inicial**

El módulo de la transmisión se asemeja más que el de la reflexión en este caso. La pendiente de la curva, sus ondulaciones y en definitiva sus valores son prácticamente los mismos. Se puede decir que hay correspondencia total entre la simulación y la medida.

Una vez se ha comprobado la correspondencia entre los parámetros de dispersión de la antena, se ha procedido a introducirla en la cámara anecoica para calcular su ganancia y medir la forma de su diagrama de radiación. Para realizar este proceso se han seguido los pasos indicados en el Anexo B de este mismo documento.

Mediante el desarrollo matemático contenido al final del Anexo B, se han procesado las medidas obtenidas en la cámara anecoica para obtener la ganancia en la dirección de máximo apuntamiento y el diagrama de radiación normalizado de esta configuración de la antena:

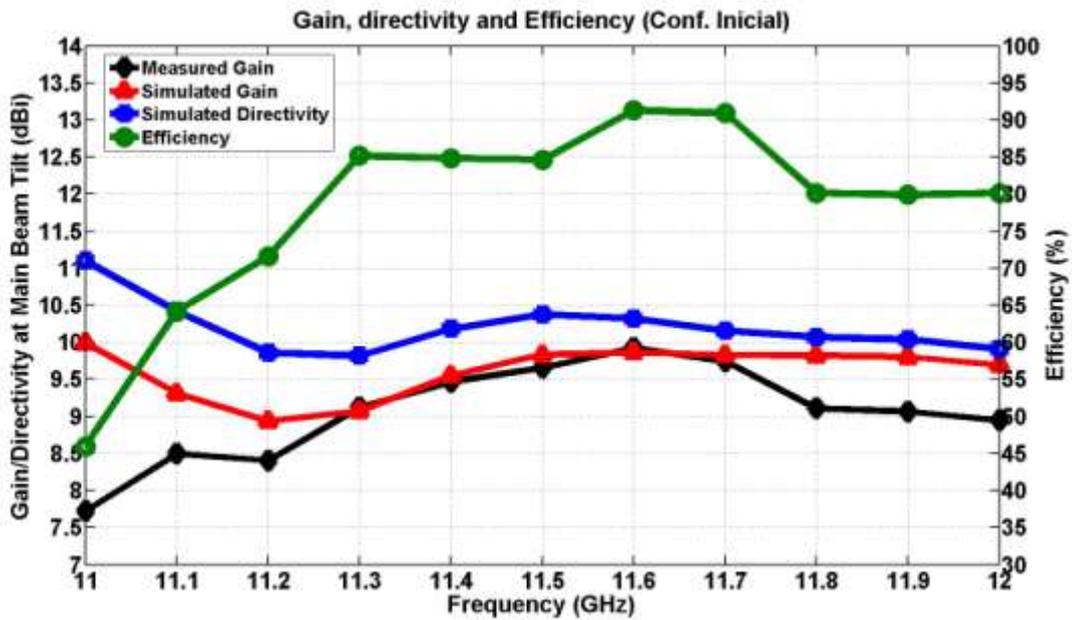


Figura 6-13: Ganancia del array config. inicial (máximo apuntamiento)

La ganancia medida del prototipo en la dirección de máximo apuntamiento del lóbulo principal a la frecuencia de diseño (11.5 GHz) es de 9.5 dB. El nivel máximo de ganancia es de 9.7 dBs y se alcanza en los 11.6 GHz. Tal y cómo se puede observar, existe una estrecha correlación entre la ganancia medida y la ganancia simulada obtenida con CST, sobre todo en torno a la frecuencia de diseño. Por otra parte, se alcanzan niveles de eficiencia (calculada como el cociente entre la ganancia medida y la directividad calculada por CST) aceptables para su uso práctico. En concreto, para 11.5 GHz la eficiencia obtenida es del 85%. El nivel máximo de eficiencia se encuentra, de nuevo, en los 11.6 GHz y tiene un valor del 91%.

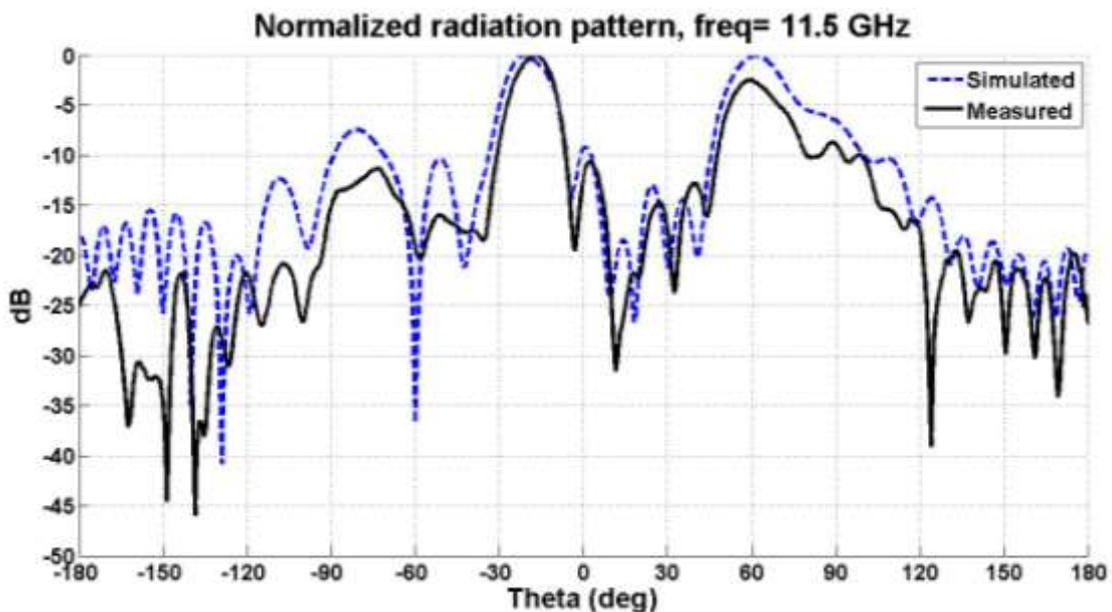


Figura 6-14: Diagrama de radiación normalizado configuración inicial

Cada uno de los diagramas de radiación está normalizado a la máxima ganancia conseguida en el mismo, en este caso concreto es la ganancia en la dirección de máximo apuntamiento. Se puede observar que la medida práctica se puede desnormalizar con el valor de la misma a 11.5 GHz de la Figura 6.13.

En esta ocasión, los diagramas de radiación simulado y medido tienen una correspondencia completa tanto en apuntamiento como en potencia radiada. Ambos diagramas tienen el lóbulo principal apuntando entre  $-18^\circ$  y  $-16^\circ$  y un lóbulo a  $60^\circ$  de un nivel similar al principal. Los grating lobes son réplicas del lóbulo principal que aparecen cuando el factor de array tiene varios máximos absolutos. Los factores que inciden directamente en su aparición son la distancia entre elementos y el desfase progresivo entre elementos. En el caso que se presenta, el grating lobe aparece debido a que la separación entre elementos es mayor que  $\lambda_0/2$ , que es la distancia máxima para la que se puede asegurar el conseguir un diagrama sin que aparezcan dichos lóbulos, y a que el desfase progresivo entre elementos sea distinto de  $0^\circ$  (como es el caso).

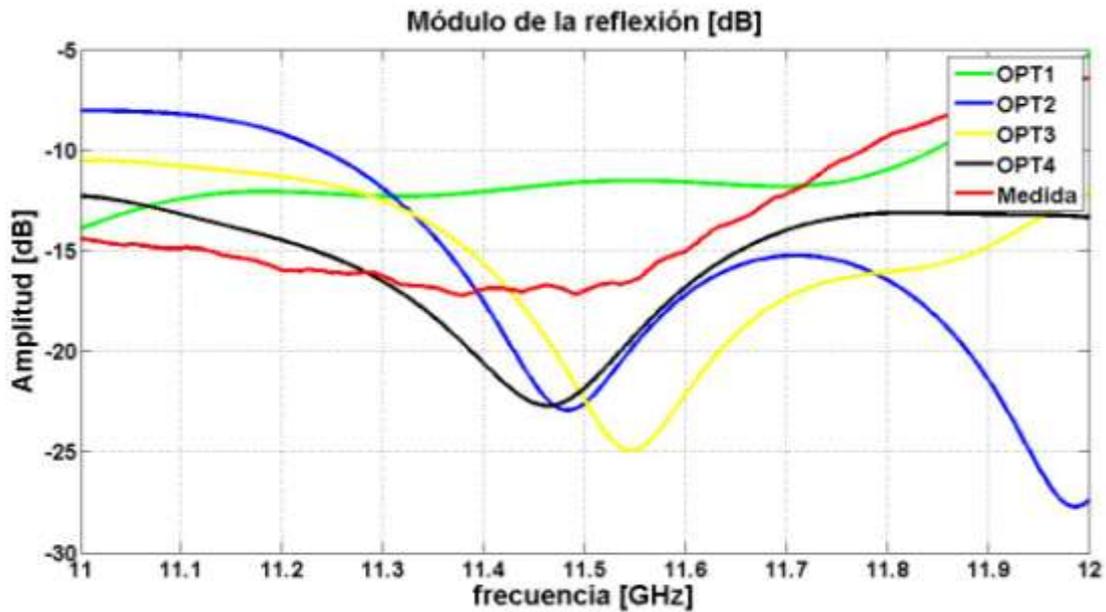
La mayor diferencia entre los diagramas de radiación reside en la zona izquierda de la imagen. Para esa dirección espacial parece que el prototipo de array no tiene demasiada regularidad en su comportamiento. Esto no es muy importante al tratarse de la zona de radiación trasera donde, en general, se busca tener un nivel de radiación mínimo.

### **6.2.2 Medidas de la configuración OPT1 (Primer intento).**

Una vez se ha comprobado que el array fabricado replica los resultados de ganancia y diagrama obtenidos en la simulación que no utiliza los tornillos de sintonía, el siguiente objetivo es intentar reproducir una de las configuraciones optimizadas. Se ha decidido que sea la OPT1 debido a que es la que presenta el mejor comportamiento de todas.

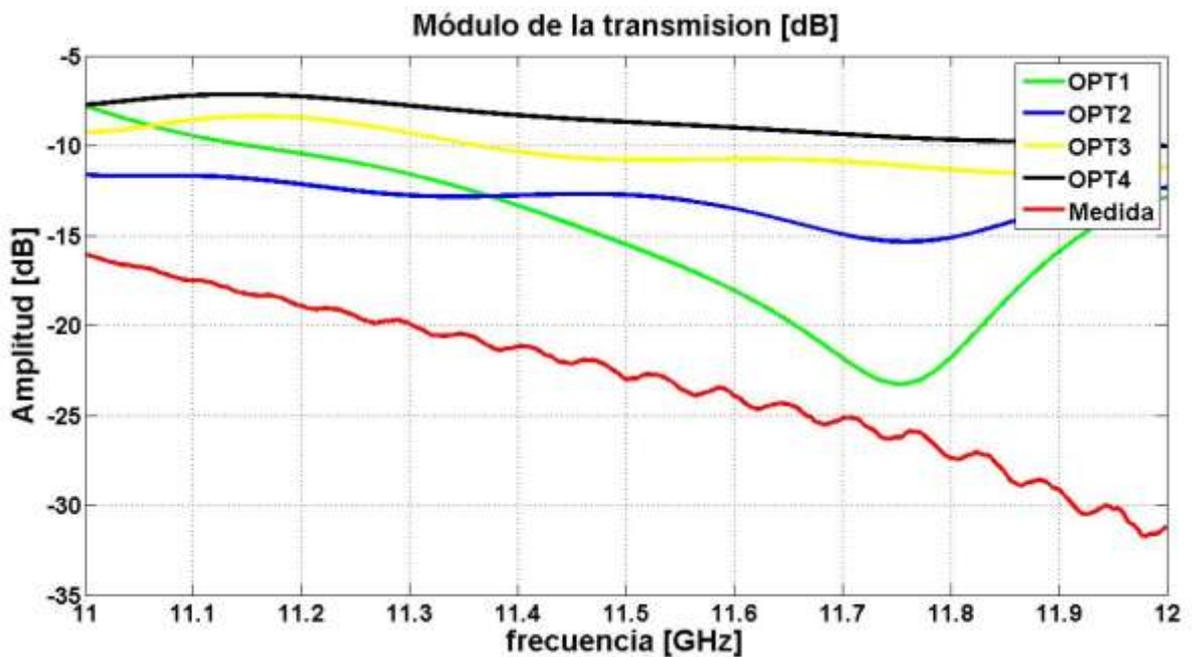
Gracias a que la optimización se ha hecho tomando sólo las posiciones múltiplo de media vuelta de tornillo (que se corresponde con 0.35 mm de longitud, ya que el paso de rosca de un tornillo de M4 es 0.70 mm), la manera de colocar los tornillos en sus posiciones parece sencilla: introducirlos hasta estar en la posición de 0 mm y dar las vueltas fijándose en la ranura en la que se introduce la punta del destornillador. Realizando este proceso se han colocado cada uno de los tornillos del array en su posición correcta, para después proceder a medir los parámetros S con el analizador de redes.

Se va a realizar una comparativa de los parámetros de dispersión de la configuración real con las teóricas. El  $S_{11}$  es el siguiente:



**Figura 6-15: Parámetro  $S_{11}$  para el primer intento práctico**

La reflexión de la antena se encuentra en una zona de valores situada entre la optimización OPT1 y el resto (que son más parecidas entre sí). La medida experimental tiene un mejor comportamiento que la OPT1, pero aún no llegan a observarse las resonancias características de las demás optimizaciones.



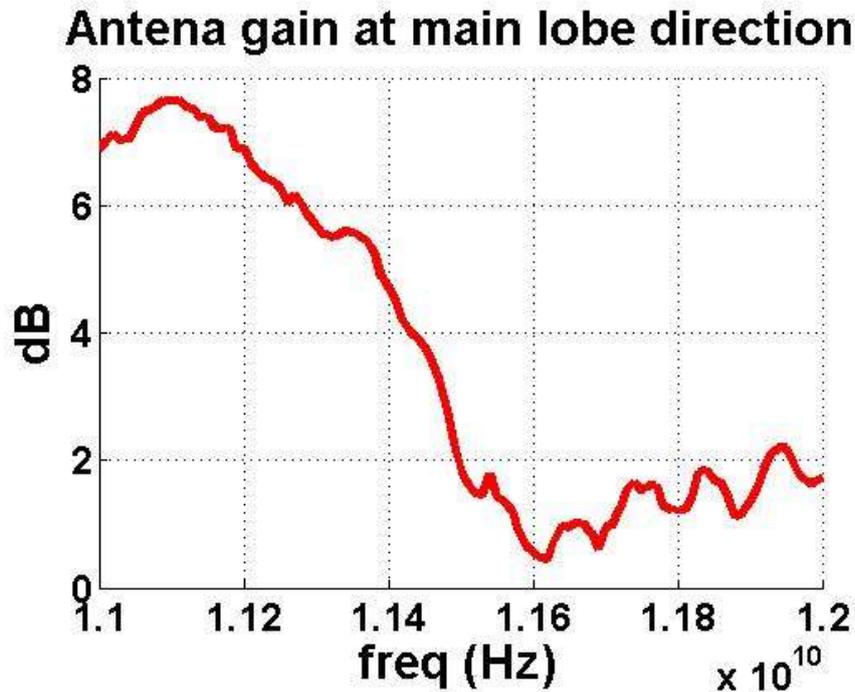
**Figura 6-16: Parámetro  $S_{21}$  en módulo para el primer intento práctico**

El comportamiento general de la transmisión es el mismo que en las simulaciones, ya que se va reduciendo con la frecuencia, pero los valores son mucho más bajos para este caso que en todos los demás y no se observan indicios de la resonancia presente en OPT1.

Una transmisión mucho más baja y una reflexión mayor pero bastante similar, hace pensar que la potencia radiada por la antena será algo más alta que en el caso de la configuración OPT1.

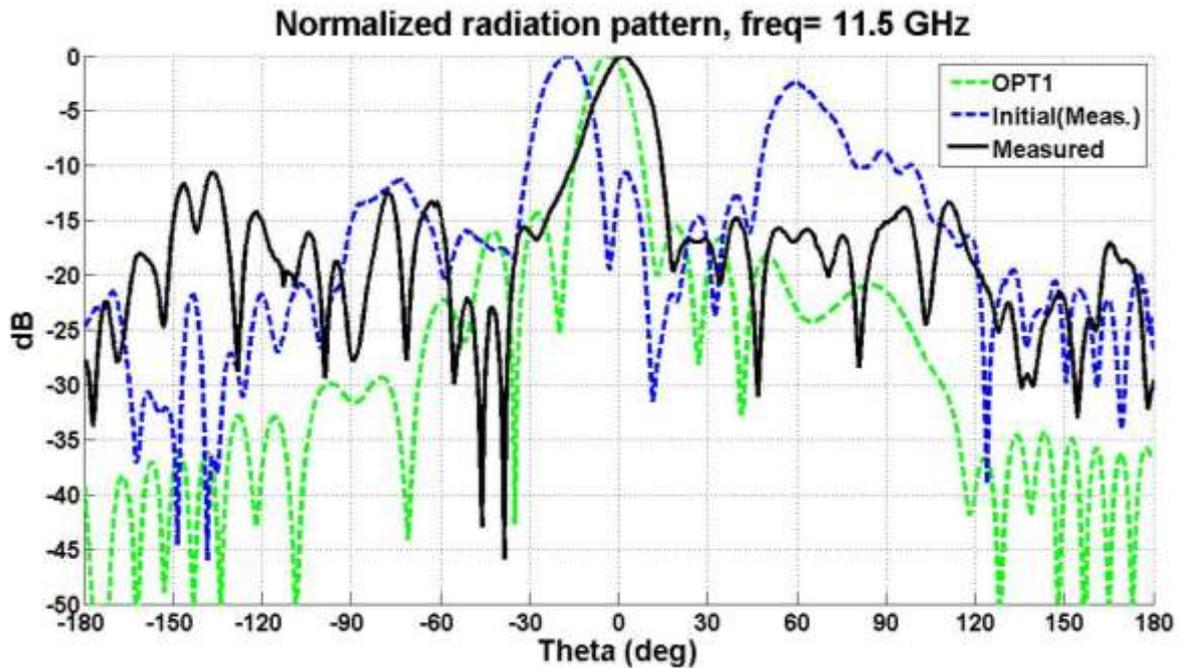
Una vez se han comparado los parámetros S, el siguiente paso ha consistido en medir la antena en la cámara anecoica para conocer su ganancia y su diagrama de radiación y ver si este último se parece al conseguido en alguna de las simulaciones optimizadas.

La ganancia a lo largo de toda la banda de trabajo es la siguiente:



**Figura 6-17: Ganancia para el primer intento práctico**

Los valores obtenidos para la ganancia de la antena son ínfimos comparados con los de la configuración OPT1 que, según las simulaciones realizadas con CST presenta una ganancia cercana a los 15 dBs en la frecuencia de diseño. Comparados a los 10 dB que se conseguían sin introducir los tornillos, se ha producido una pérdida muy importante de potencia radiada. Una ganancia tan baja hace que el alcance de la antena sea mucho menor que originalmente.



**Figura 6-18: Diagrama de radiación normalizado 11.5 GHz, primer intento práctico**

Se ha representado el diagrama de radiación de la medida en una comparativa con los de la simulación OPT1 y la de la configuración inicial. Cada uno de los diagramas está normalizado a su máximo, por lo tanto, aunque parezca que el diagrama medido tiene una ganancia comparable a los otros dos, la realidad es muy distinta.

La forma del diagrama ha mejorado en varios aspectos. El grating lobe que existía en la configuración inicial ha desaparecido por completo y se ha conseguido un mejor apuntamiento del lóbulo principal. Como aspecto negativo, se puede observar un cierto relleno de algunos nulos, aunque esto también aparece en cierta medida en el diagrama original. En comparación con la simulación OPT1, el reapuntamiento hacia la dirección de broadside ( $\theta = 0^\circ$ ) ha sido excesivo, y los lóbulos secundarios son mucho más altos. Este comportamiento menos directivo de la antena se refleja en la pérdida de ganancia para la dirección de máximo apuntamiento que se ha podido observar en la Figura 6-17.

Se puede concluir que el intento de replicar la optimización OPT1 no ha sido exitoso. Si bien la reflexión y la transmisión de la estructura eran buenas, no se asemejaban en nada a las buscadas. Por otro lado, sí que se ha podido apreciar el cambio en el apuntamiento de la antena (incluso en exceso), aunque unido a una pérdida de ganancia debido a la gran altura de los lóbulos laterales.

Debido a que se ha observado el reapuntamiento, se considera que se puede conseguir replicar la simulación optimizada. La razón del poco parecido conseguido puede deberse a que la manera de situar los tornillos en sus posiciones no haya sido demasiado precisa y a que estos pueden haberse movido durante las medidas debido a la ausencia de tuercas para fijarlos. Todo apunta a que los tornillos están por lo general demasiado metidos dentro de la guía de onda, ateniéndose a la experiencia con el elemento unitario. En el siguiente intento realizado se ha procedido a colocar los tornillos con mayor cuidado y a fijarlos con tuercas para evitar movimientos involuntarios.

### 6.2.3 Medidas de la configuración OPT1 (Segundo intento).

En este segundo intento se ha desechado el proceso de colocación de los tornillos basado en medir las vueltas por la posición de las ranuras de sus cabezas, pasándose a realizar midiendo con un calibre la longitud que sobresale de la estructura para cada tornillo. Mediante una simple resta a la longitud del tornillo dada por el fabricante, del valor sobresaliente y del grosor de la guía de onda, se puede conocer cuánto está introducido cada uno de los tornillos de sintonía.

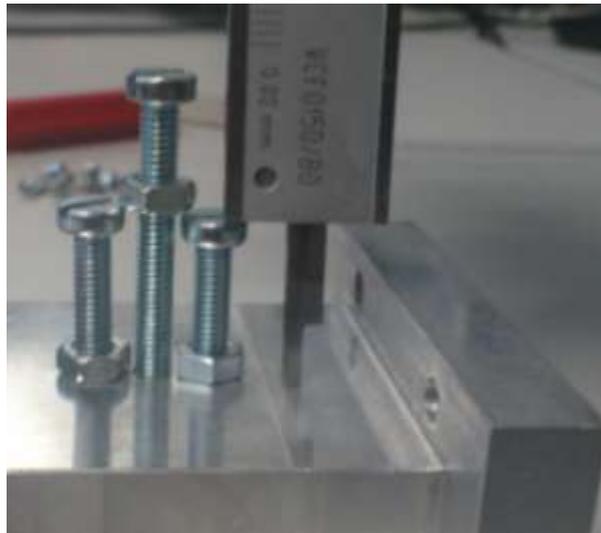


Figura 6-19: Medida externa con calibre de la penetración de los tornillos

Otro de los problemas era que los tornillos podían moverse una vez colocados debido a holguras en los taladros o incluso al propio manejo de la estructura. Para evitar este problema se ha utilizado una tuerca para cada tornillo.

El primer paso ha sido medir los parámetros de dispersión en el analizador de redes al igual que en el intento anterior.

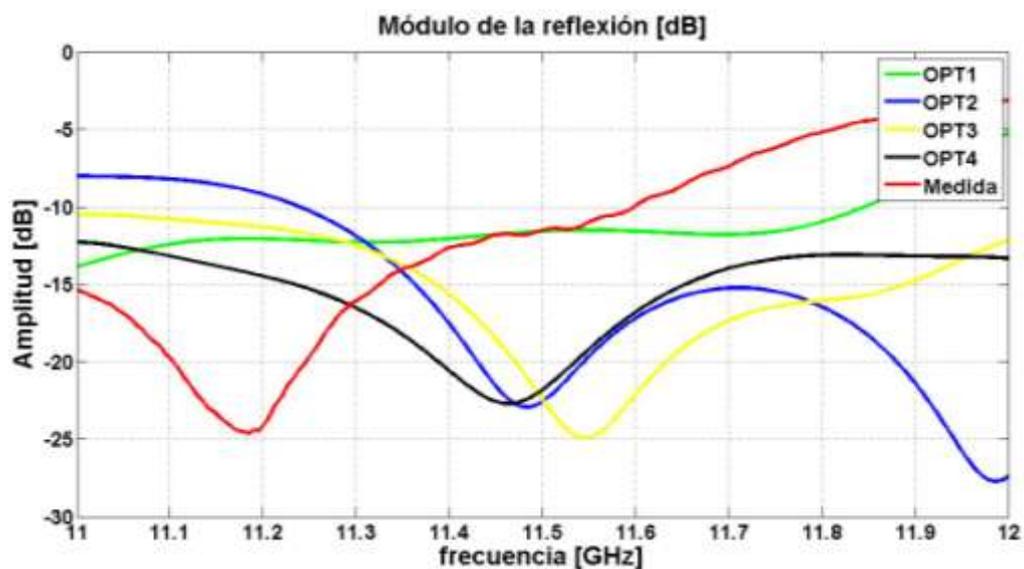


Figura 6-20: Parámetro  $S_{11}$  para el segundo intento práctico

En esta ocasión, la forma y los valores del parámetro de reflexión se parece mucho más a los de las otras optimizaciones en vez de a los de la OPT1. Se observa la aparición de una resonancia que no existía en el intento anterior, y que es característica de OPT2, OPT3 y OPT4.

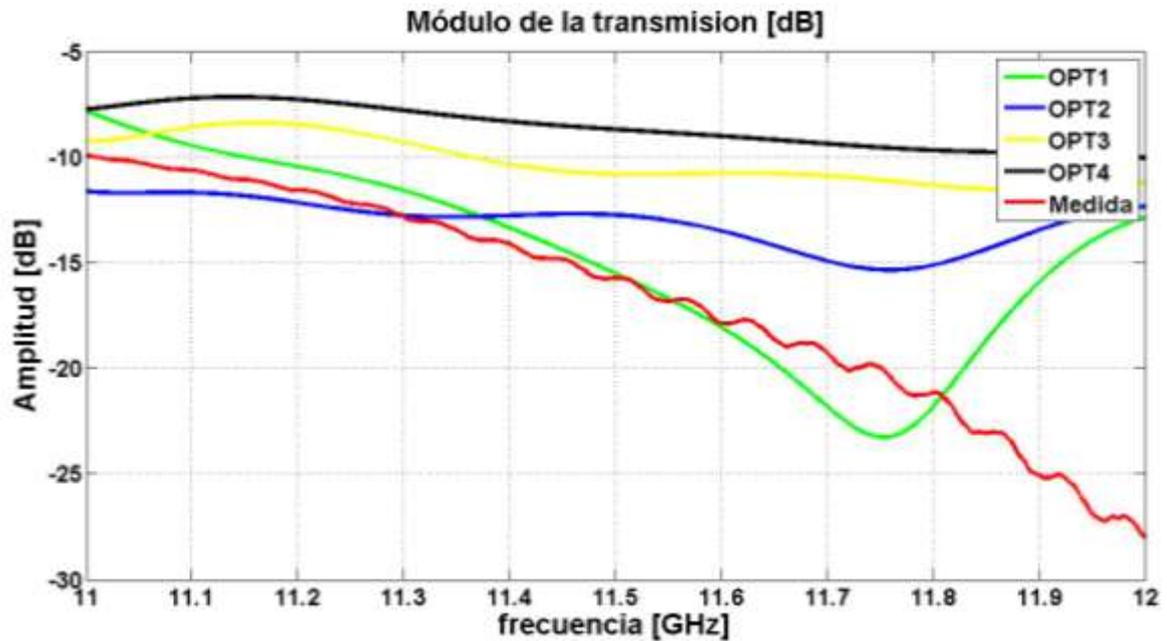


Figura 6-21: Parámetro  $S_{21}$  en módulo para el segundo intento práctico

La transmisión es semejante en forma a la conseguida en el primer intento. Se ha dado una subida en los valores netos que la acercan a los de las simulaciones optimizadas, pero sigue sin observarse la forma resonante en torno a los 11.85 GHz.

Observando los resultados de los parámetros S, se podría decir que la configuración está más cerca de ser la de alguna de las optimizaciones que en el caso anterior, pero sin parecerse en concreto a ninguna de ellas. El siguiente paso es observar la ganancia en la banda de frecuencias y el diagrama de radiación a la frecuencia central:

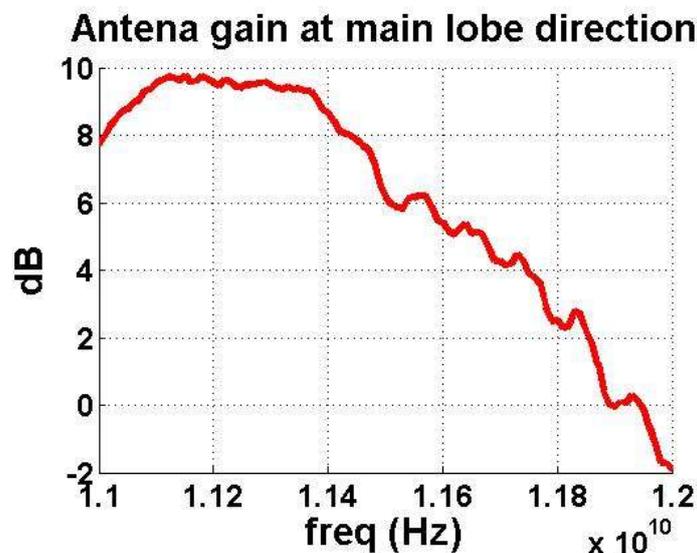
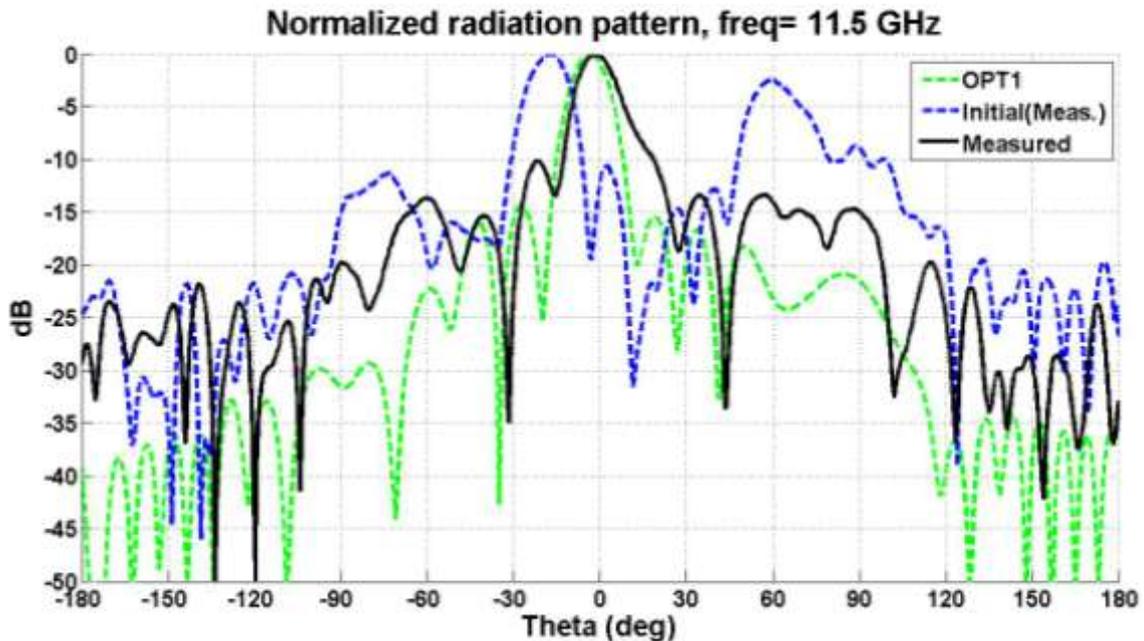


Figura 6-22: Ganancia para el segundo intento práctico

La ganancia ha crecido en comparación a la conseguida en el primer intento. La forma de la curva es la misma, con mayor ganancia en la banda de 11 a 11.5 GHz, pero los valores son mayores, con 6 dB a la frecuencia central frente a los 2 dB anteriores. Pese a todo, si se compara con la ganancia que se tiene en la configuración inicial (unos 10 dB), se sigue observando gran pérdida de potencia en la dirección de apuntamiento del lóbulo principal. Sobra decir que sigue sin acercarse al nivel de directividad de la simulación OPT1, que son 15 dB.



**Figura 6-23: Diagrama de radiación normalizado 11.5 GHz, segundo intento práctico**

El diagrama de radiación a la frecuencia central presenta un apuntado más centrado que el del primer intento de conseguir la optimización OPT1, en el que se había reapuntado demasiado pasándose de la dirección de broadside hacia direcciones de apuntamiento de theta positivas. Sin embargo, aún no se apunta en la misma dirección que en la configuración OPT1, unos  $-4^\circ$ , y tampoco se consigue tener un nivel de potencia radiada en las zonas laterales del diagrama lo suficientemente bajas en comparación al lóbulo principal. Por último, como otro punto negativo de la forma del diagrama, el nulo entre uno de los lóbulos secundarios y el principal se ha rellenado considerablemente, reduciendo la SLL a unos -10 dB.

Se puede decir que con el nuevo método para colocar y sujetar los tornillos en sus posiciones se ha conseguido aproximar el diagrama y los parámetros de dispersión a valores más cercanos a los de las optimizaciones. Pese a los logros alcanzados, todavía no se tiene una configuración práctica que resulte útil a la hora de su utilización debido a la disminución de ganancia que se experimenta.

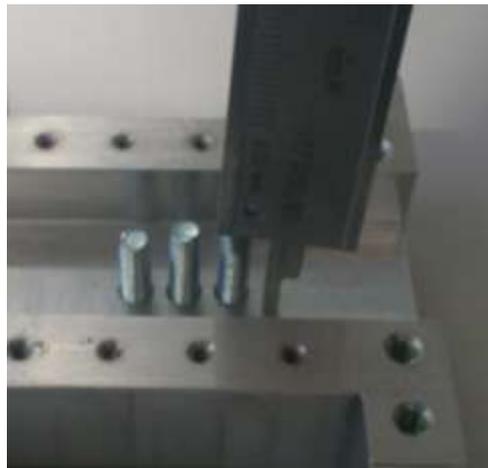
Gracias a la mejora que se ha experimentado, de unos 4 dB de ganancia, y a que se piensa que aún se puede tener mayor precisión a la hora de posicionar los tornillos de sintonía, se ha realizado un tercer intento.

#### 6.2.4 Medidas de la configuración OPT1 (Tercer intento).

El método anterior de colocación presentaba un grave problema. Tras algo de observación y medición se llegó a la conclusión de que la medida real para la longitud de los tornillos podía tener una variación de  $\pm 1$  mm aproximadamente respecto a la longitud dada por el fabricante. Esta tolerancia no es un inconveniente en el uso típico, de montaje, que se le da a este tipo de tornillos, sin embargo a unas frecuencias tan altas como a las que trabaja la guía de onda, 1 mm es una longitud muy a tener en cuenta.

Por culpa de esta imprecisión, el proceso de colocación utilizado no es suficientemente bueno ya que una de las constantes que se usaba para calcular la longitud introducida dentro de la guía, era la medida del tornillo, pudiéndose tener una diferencia de más de una vuelta de tornillo entre la longitud que se deseaba y la real.

Se ha pensado que la única manera fiable de configurar correctamente los tornillos de sintonía del array es retirar la lámina de sustrato con las ranuras para así poder medir las longitudes directamente con el calibre. Este proceso es muy costoso debido a que las ranuras llevan un considerable número de tornillos para fijarse a la u de la guía de onda, y habría que quitarlos y volverlos a poner cada vez que se quiera repetir el proceso. De todas formas, como la idea de este punto del PFC no es probar a mover los tornillos (a diferencia que con el elemento unitario), resulta un procedimiento abordable.



**Figura 6-24: Medida interna con calibre de la penetración de los tornillos**

Una vez se han colocado todos los tornillos, se ha procedido a medir los parámetros de dispersión en el analizador de redes:

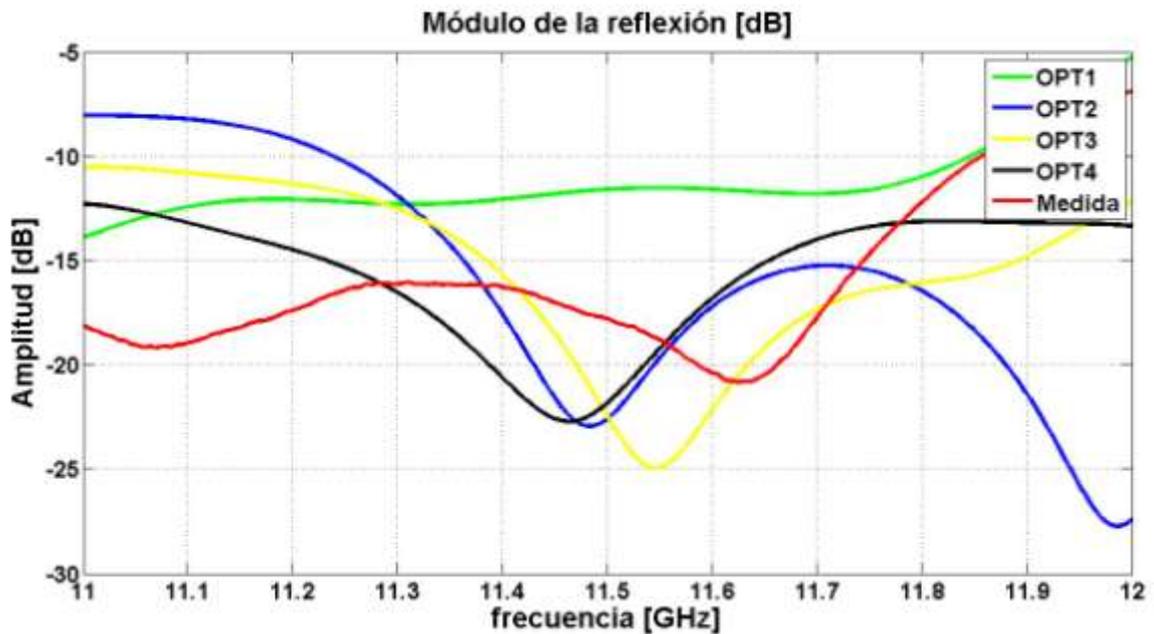


Figura 6-25: Parámetro  $S_{11}$  para el tercer intento práctico

La reflexión presenta un comportamiento intermedio entre la conseguida en el primer intento y la del segundo. Se puede observar una ondulación que recuerda a la forma de la simulación OPT1, aunque con resonancias marcadas como en el resto de las optimizaciones.

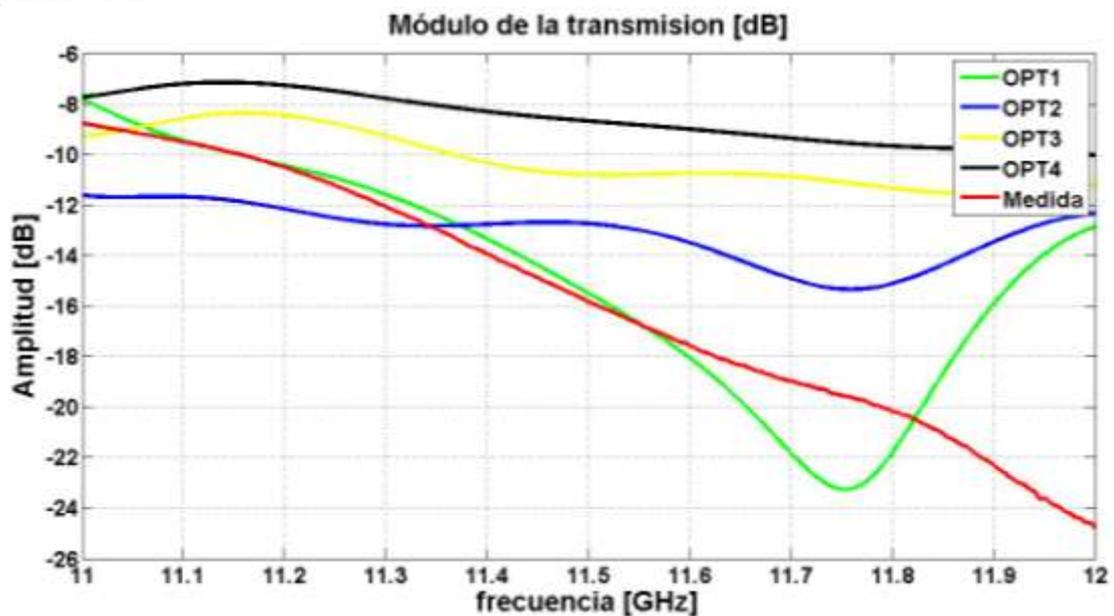


Figura 6-26: Parámetro  $S_{21}$  en módulo para el tercer intento práctico

La transmisión sigue teniendo la misma forma que en todos los intentos anteriores. Los valores netos se encuentran en una zona intermedia entre ambas pruebas. La única diferencia puede ser que se observa cierta ondulación en las frecuencias más altas, que pueden indicar la existencia de una configuración cercana que sí presente las resonancias de las simulaciones optimizadas.

Una vez comparados los parámetros S de este tercer intento, se pueden predecir mejores resultados que en los dos casos anteriores. Si bien las curvas presentan valores similares a las de los intentos anteriores, sus formas se asemejan mucho más a las de las optimizaciones. Parece ser que nos encontramos con una configuración a medio camino entre la OPT1 y las demás simulaciones. Para comprobar esto último, se ha procedido a medir la ganancia y el diagrama de radiación en la cámara anecoica:

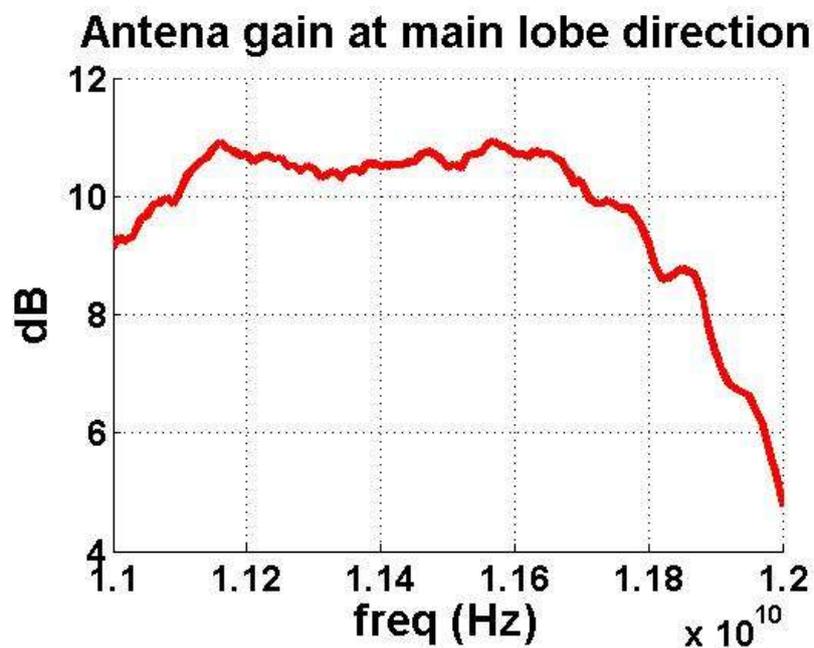


Figura 6-27: Ganancia para el tercer intento práctico

El aumento de la ganancia en la dirección de máxima radiación ha sido considerable con respecto al intento anterior. Si antes se tenían 6 dB, en esta ocasión se han conseguido 10.5 dB, consiguiendo por tanto casi 1 dB de mejora respecto a la configuración inicial y quedándose a poco más de 4 dB de la simulación OPT1. También ha cambiado la forma de la curva en la frecuencia, ya que antes existía una zona a bajas frecuencias donde la ganancia era mayor y el máximo no se encontraba tan cercano a la frecuencia central.

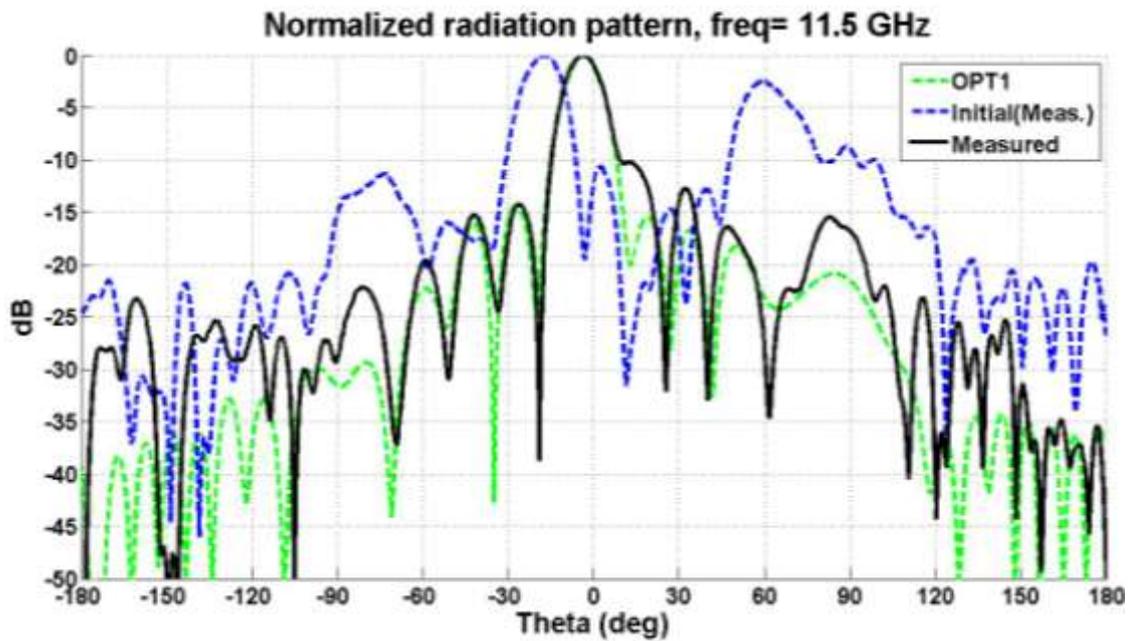


Figura 6-28: Diagrama de radiación normalizado 11.5 GHz, tercer intento práctico

El apuntado de la antena en este caso es perfecto respecto a OPT1, los máximos de los lóbulos principales de los diagramas de la medida y de la simulación se encuentran en la misma dirección. En la zona izquierda de la gráfica más cercana al lóbulo principal, se puede observar cómo los lóbulos laterales también son muy similares en apuntamiento y nivel. El punto negativo es un lóbulo secundario en la zona derecha con un nivel demasiado alto en comparación con la optimización OPT1.

Durante la fabricación de las placas de las ranuras para el prototipo unitario se han observado defectos en el proceso de eliminar el cobre en la zona de la ranura. En varias ocasiones, la máquina fallaba, debido a que la herramienta no estaba bien fijada o a que se utilizaba una herramienta incorrecta, provocando que las esquinas de las ranuras tuvieran un redondeo excesivo. Como se sospecha que el relleno de los nulos puede deberse al redondeo de alguna de las ranuras, se ha realizado una simulación de OPT1 con las ranuras ligeramente redondeadas:

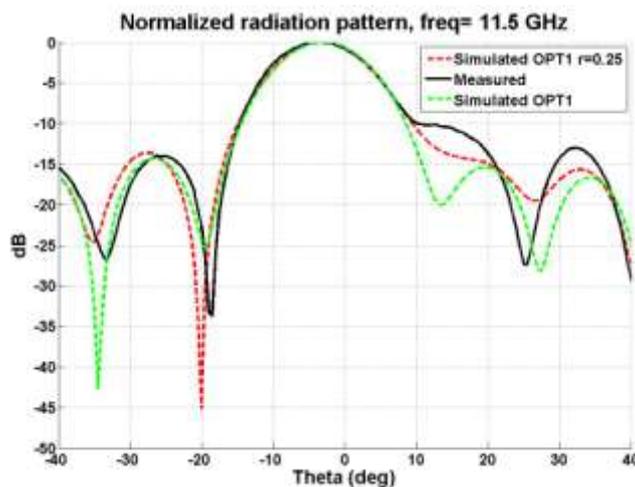


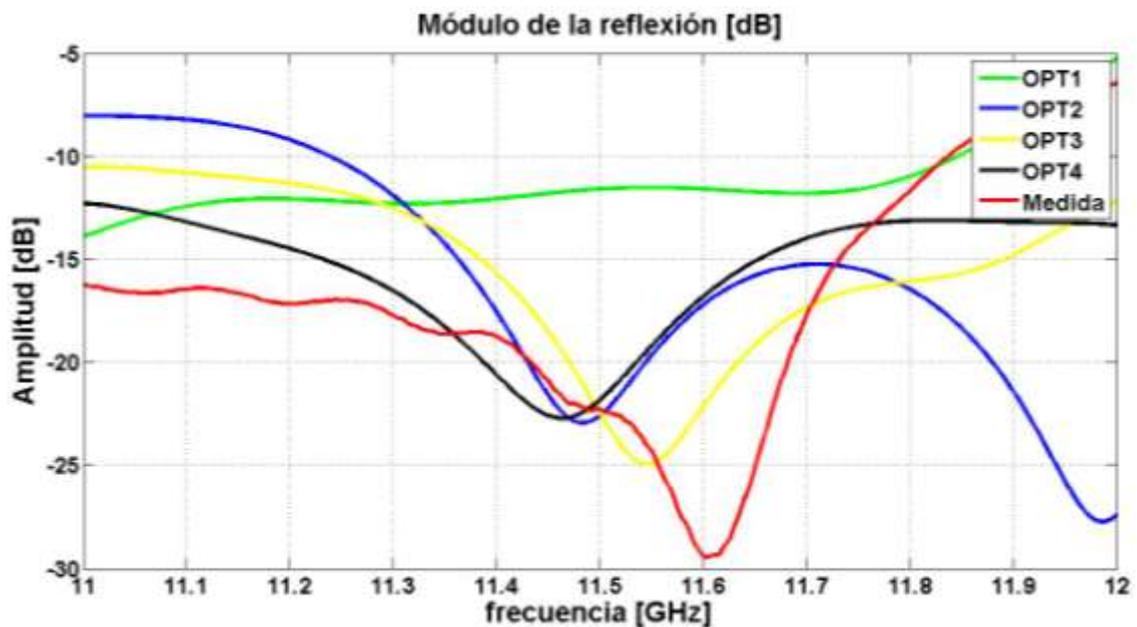
Figura 6-29: Diagrama de radiación con redondeo de las ranuras

Se puede ver como se rellenan claramente los nulos en el mismo lugar que en la medida del array fabricado. Con esto se tienen indicios claros de que el relleno del diagrama se debe al defecto de fabricación de las ranuras.

Se ha conseguido una representación bastante fiel del diagrama de la configuración que se buscaba replicar. De la misma manera, se ha obtenido cierta mejora respecto a la ganancia de la configuración inicial y se han reducido los lóbulos secundarios. Por todo esto prácticamente se puede decir que el uso de los tornillos sólo ha presentado ventajas en este intento. Como puntos pendientes en la forma del diagrama, se puede destacar el hecho de que la SLL, de -10 dB, es demasiado alta en comparación a OPT1 y que algunos nulos están algo rellenos.

Mientras se realizaba el proceso de desatornillado de la lámina con las ranuras se ha pensado que quizá un número tan elevado de tornillos metálicos cerca de las ranuras podría causar un efecto lente que variara el diagrama de radiación y a su vez redujera la ganancia conseguida. Se ha decidido reducir el número de tornillos a la mitad, un número que debería ser suficiente para sujetar el sustrato, para comprobar si se obtiene una evolución en los dos principales puntos a mejorar.

No se ha considerado esta medida como un intento extra dentro de la memoria pues las posiciones de los tornillos no se han modificado. Una vez se han retirado la mitad de los tornillos de M2, se han repetido las mediciones con el analizador de redes y la cámara anecoica.



**Figura 6-30: Parámetro  $S_{11}$  para el tercer intento práctico, mitad de tornillos**

Mirando el parámetro de reflexión se ha podido observar que la resonancia obtenida a la frecuencia de 11.6 GHz se ha visto muy marcada respecto a la prueba con todos los tornillos de sujeción. En este caso, la forma de la curva se parece más a las optimizaciones 2, 3 y 4 que a la 1.

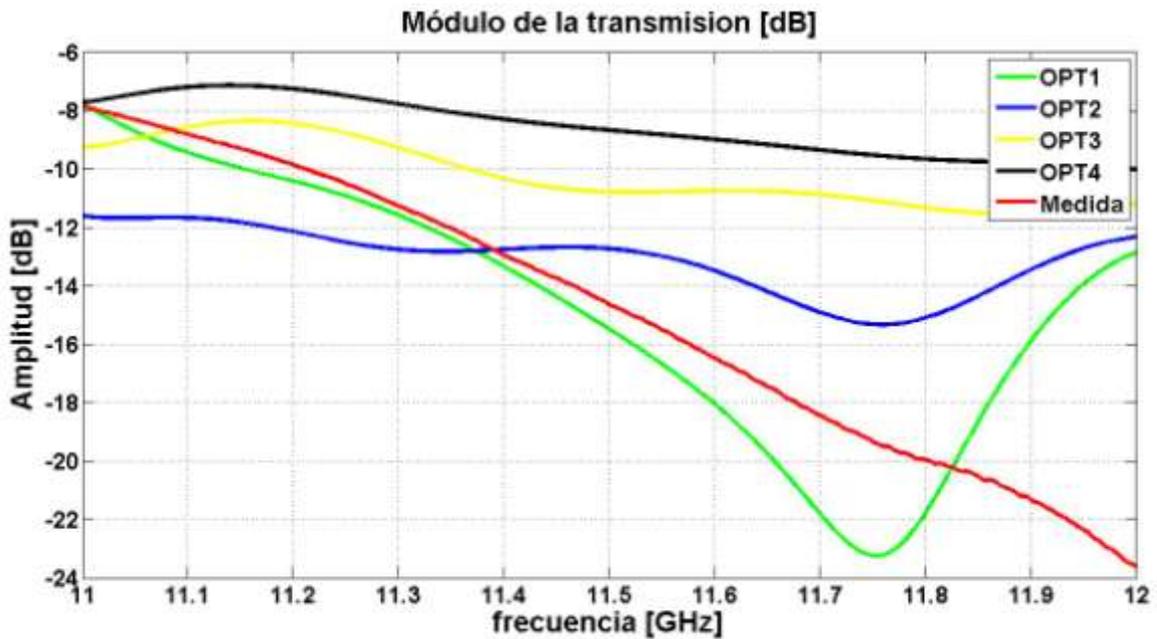


Figura 6-31: Parámetro  $S_{21}$  en módulo para el tercer intento práctico, mitad de tornillos

La transmisión no ha variado prácticamente nada si se compara con la del tercer intento original. La forma y los valores son casi exactamente los mismos. Si se une esto a la menor reflexión, se puede concluir que la antena radiará más potencia neta. La cuestión es comprobar si la radia en la dirección deseada o por el contrario es un aumento que no mejora la direccionalidad.

La ganancia y el diagrama de radiación confirmarán o desmentirán si la mejora en los parámetros de dispersión se ha transmitido al comportamiento en radiación de la antena.

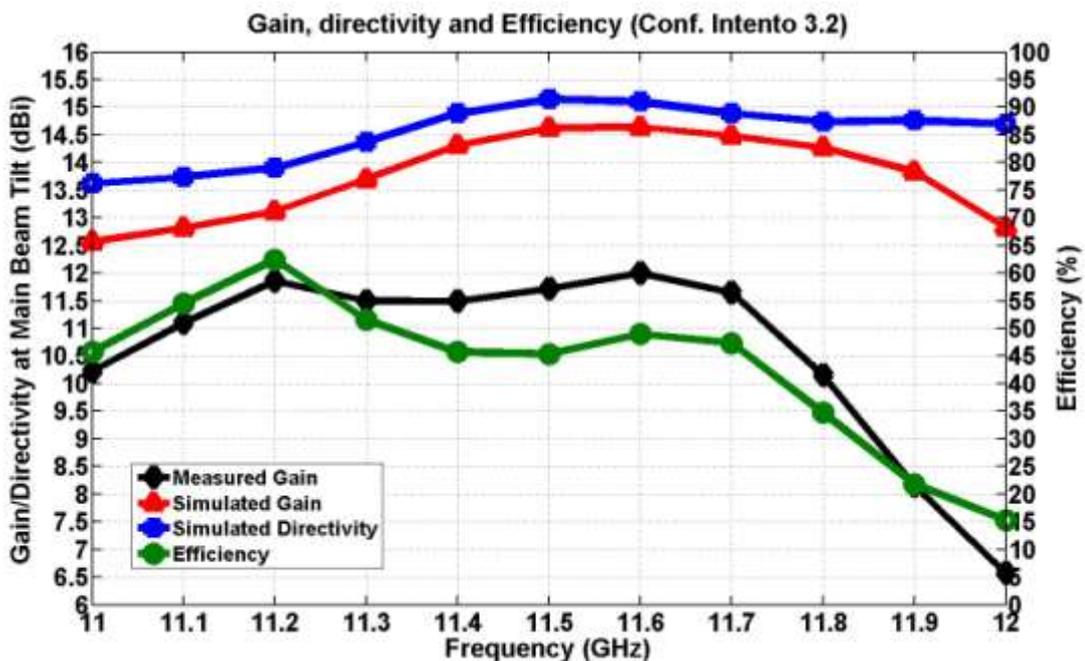
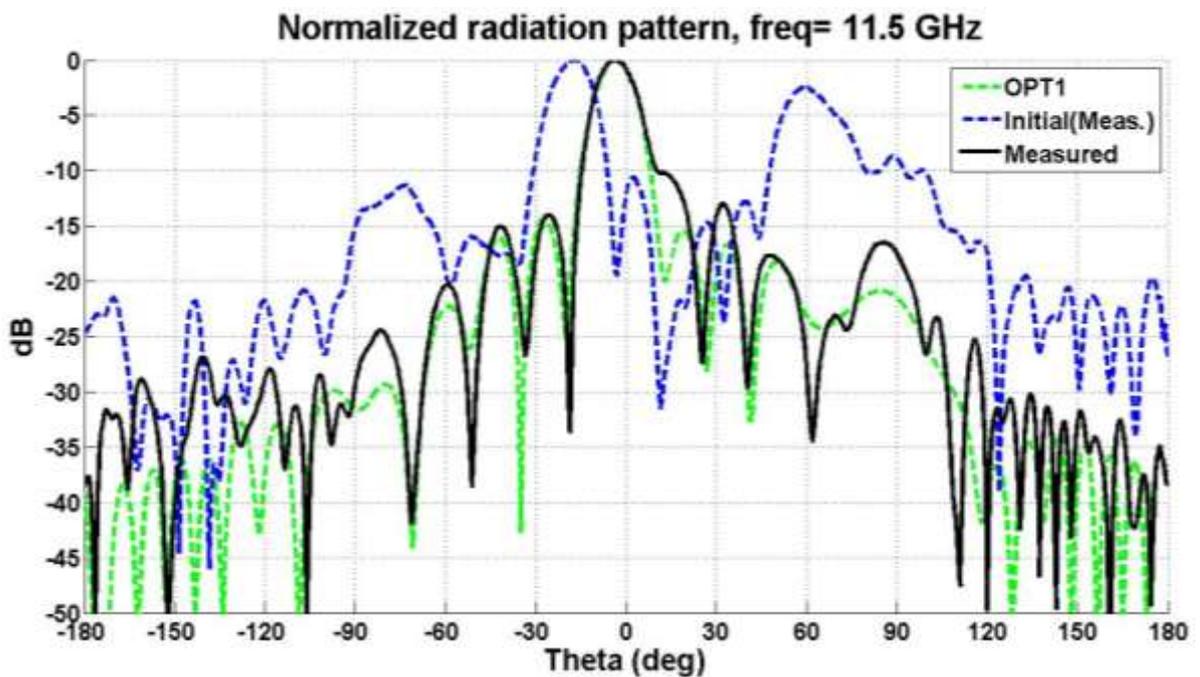


Figura 6-32: Ganancia para el tercer intento práctico, mitad de tornillos

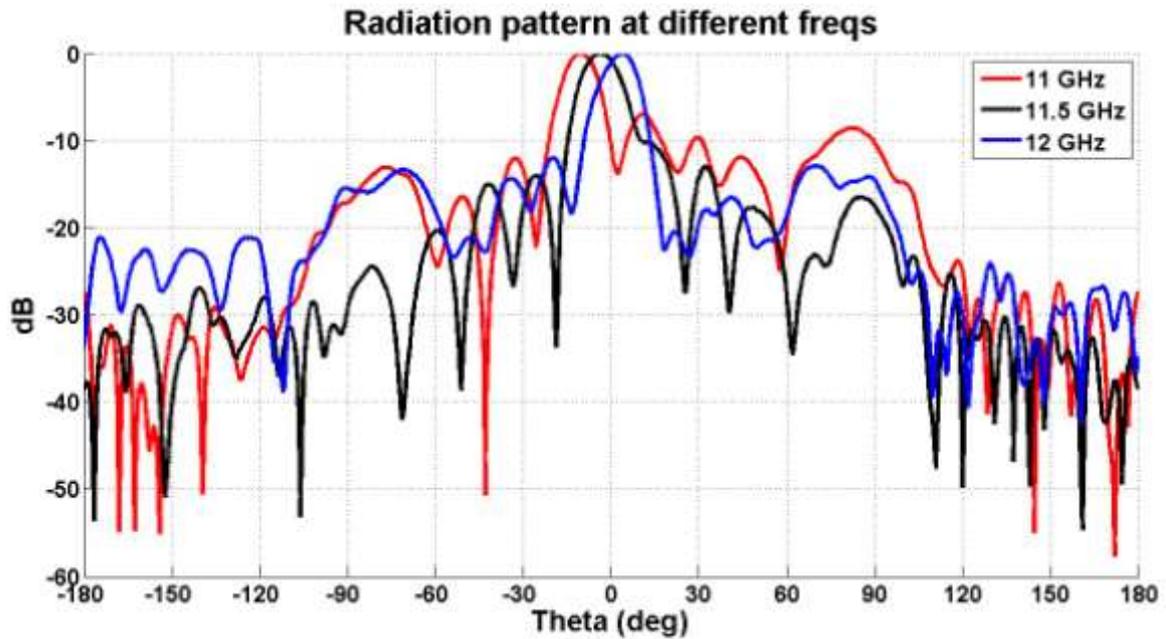
La ganancia ha preservado el comportamiento en banda visto en la medida anterior. A pesar de que se ha conseguido un aumento del nivel de ganancia de, aproximadamente, 1 dB en casi todo el rango de frecuencias, alcanzando los 11.7 dBs a 11.5 GHz, la antena presenta un nivel de eficiencia muy pobre que está en torno al 45%. Eso quiero decir que, respecto a las simulaciones establecidas en CST, la antena tiene unas pérdidas de más de la mitad del nivel de potencia de entrada en la misma. Si se realiza una comparativa entre el nivel de ganancia obtenido para el prototipo en su configuración inicial (9.5 dBs a 11.5 GHz) y para el intento 3.2 (11.7 dBs a 11.5 GHz) el aumento de directividad supera los 2 dBs. Sin embargo, un nivel de pérdidas tan elevadas, y su consecuente caída de ganancia, se considera algo inaceptable en este tipo de dispositivos. En el siguiente apartado se muestra un análisis de estos resultados así como una serie de pruebas con las que se intentará dar una justificación a dicha caída de ganancia que reflejan las medidas del prototipo.



**Figura 6-33: Diagrama de radiación normalizado 11.5 GHz, tercer intento práctico, mitad de tornillos**

El diagrama de radiación no ha visto modificados su apuntamiento. El lóbulo secundario que disminuía la SLL a -10 dB aún se percibe en el diagrama. De la misma manera, sigue existiendo cierto relleno de los nulos en todo el diagrama. El principal cambio que se observa en la figura es la reducción del nivel de radiación en los laterales del diagrama, que es la razón del aumento de directividad, y por lo tanto de la ganancia, en la dirección de máximo apuntamiento.

El último tema a tratar para este intento es cómo afectan los cambios de frecuencia al diagrama de radiación, por ejemplo, si se produce dispersión del haz principal o se rellenan los nulos de radiación, entre otras cosas.



**Figura 6-34: Diagrama de radiación normalizado 11.5 GHz, tercer intento práctico, mitad de tornillos**

La anterior figura muestra los diagramas de radiación normalizados (cada uno a su máximo) para las frecuencias de 11, 11.5 y 12 GHz.

Entre los cambios que sufre el diagrama debido a la frecuencia, se puede destacar la variación del apuntamiento hacia ángulos positivos cuando la frecuencia aumenta y hacia negativos cuando la misma decrece.

Otro efecto del cambio de la frecuencia de medida se observa en el general aumento de la potencia radiada por los lóbulos laterales, que hacen que la antena tenga mucha menos ganancia en la dirección del lóbulo principal (aunque aquí no se observe bien debido a la normalización de los diagramas).

Todo lo anterior se debe a que los parámetros de la estructura del array, por ejemplo separación entre tornillos, entre ranuras o penetración de los tornillos, se han optimizado para que a 11.5 GHz el array apuntara a broadside gracias a los desfases adicionales introducidos por los tornillos y para que no hubiera grating lobes gracias a juntar entre sí las ranuras. Sin embargo, los desfases y las distancias efectivas de los elementos radiantes no son iguales a todas las frecuencias, provocando variaciones en el comportamiento del array a frecuencias distintas de la central.

### **6.3 Análisis de los resultados experimentales**

El gran punto débil que se ha podido observar en estas comparaciones entre simulaciones y medidas es la pérdida de potencia radiada por la antena, que se ha traducido en una muy baja eficiencia (alrededor del 45%). La simulación OPT1 que se ha intentado reproducir, cuenta con una directividad de 15 dB en el lóbulo principal, y una realized gain, que tiene en cuenta la adaptación y las pérdidas de la estructura, de 14.60 dB. Sin embargo, la medida en la que más ganancia se ha conseguido, han sido 11,5 dB, existiendo

una diferencia de 3 dB con la realized gain, que es el parámetro que más se puede parecer a la ganancia que se ha medido. Debido a la diferencia de tamaños entre la antena de bocina calibrada y el array, se puede producir una pérdida de 0,5 dB a 1 dB a la hora de calcular la ganancia, debido a que las pérdidas del espacio libre son mayores en el caso del array. Pese a ello, la diferencia seguiría siendo de unos 2 dB.

Entre las posibles causas que se han barajado para explicar la pérdida de ganancia, está el efecto lente de los tornillos, que aunque se ha visto que afectaba, la mejora obtenida al intentar solucionarlo no ha sido demasiado grande (diferencia entre el intento 3.1 y el intento 3.2 presentados en el apartado anterior).

Otra causa posible que se ha barajado es que la antena no estuviera radiando en condiciones de campo lejano dentro de la cámara anecoica debido a las dimensiones reducidas de esta. Las consecuencias de que la radiación no se midiera en la zona de campo lejano son similares a las que se pueden observar en las medidas experimentales: relleno de los nulos, caída de ganancia y pérdida de definición del diagrama en general. En el Anexo E se han realizado los cálculos para conocer la distancia a la que el array entra en la zona de campo lejano, resultando que la antena sí se puede medir en campo lejano dentro de la cámara anecoica de la EPS.

Por otro lado, se ha pensado que la introducción de tanto metal dentro de la guía de onda (nos referimos a los tornillos en sí) podría haber causado cambios en las propiedades de la misma, haciendo que las frecuencias a las que comienzan a propagarse los modos superiores se hubieran visto reducidas. Se han realizado pruebas en CST para comprobarlo, pero parece que no se propaga nada más que el módulo fundamental.

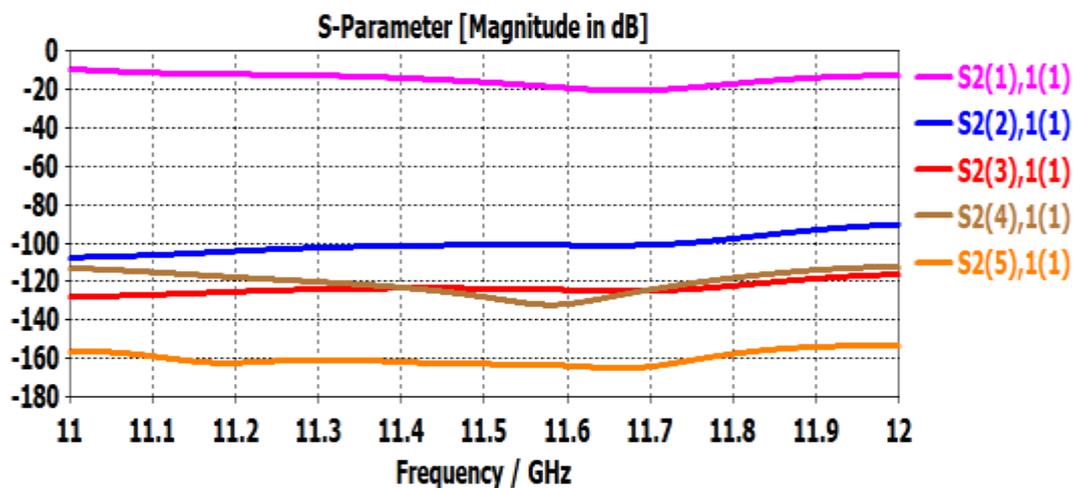


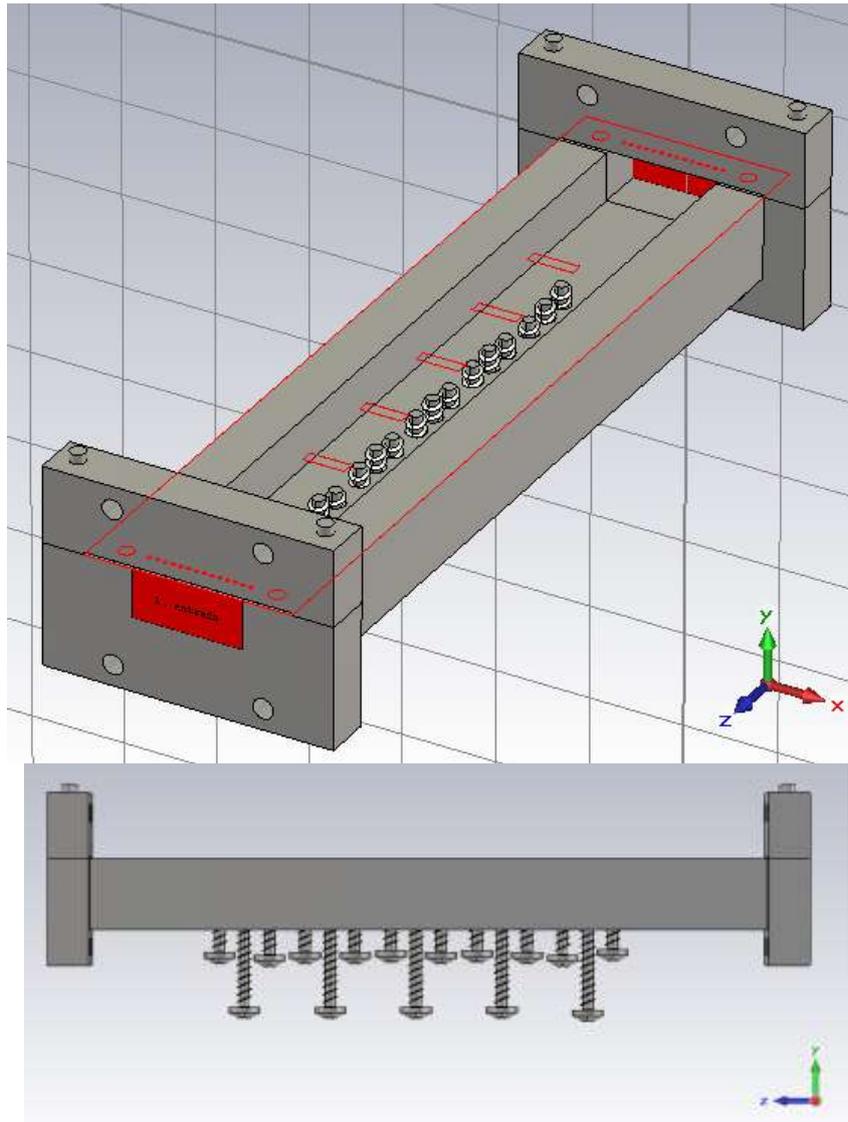
Figura 6-35: Potencia transmitida en los modos superiores

La anterior figura demuestra que no hay potencia entrante del modo fundamental que se propague en modos superiores, por lo tanto toda la potencia de entrada se está transmitiendo en el propio modo fundamental.

La precisión de colocación de los tornillos en sus posiciones ha afectado en gran manera a la ganancia y el diagrama de radiación del array. Se han realizado simulaciones en las que se han variado las longitudes de los tornillos ligeramente para ver si ese efecto

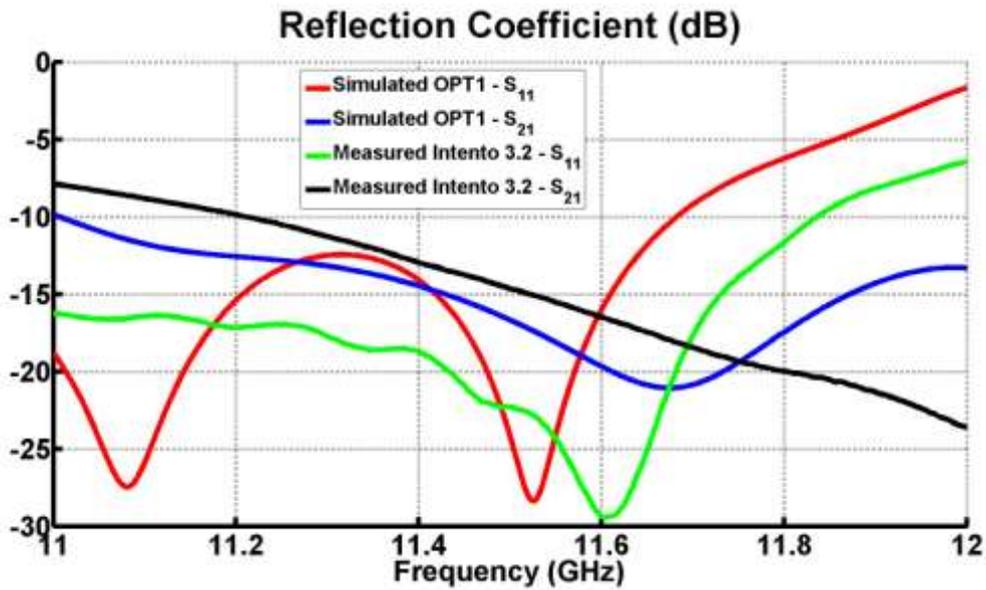
se reproduce en CST. Los resultados no han presentado tanta sensibilidad, por lo tanto no se ha conseguido replicar el efecto observado en la realidad, no se sabe si porque la simulación de CST no reproduce la realidad fielmente, o debido a algún fallo en el prototipo.

El siguiente paso ha consistido en utilizar modelos de tornillos más parecidos a la realidad, es decir, con rosca. También se ha aumentado la precisión de la simulación, aumentando el número de celdas del mallado por ejemplo, para observar si se producían cambios en los resultados y estos se parecían más a los del prototipo. La siguiente figura representa el diseño que finalmente se ha simulado:



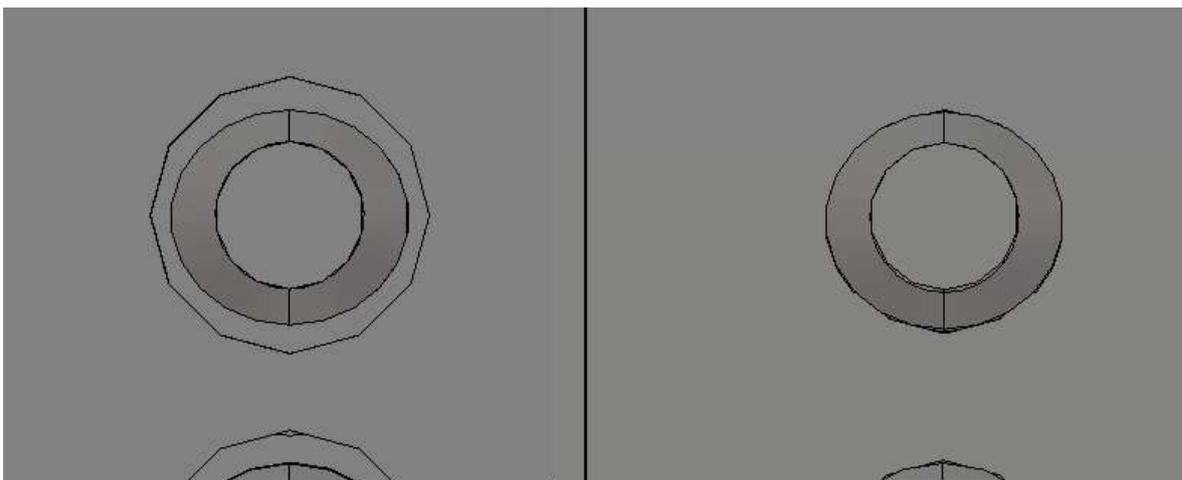
**Figura 6-36: Diseño del array con los tornillos roscados**

Los cambios en el diseño de los tornillos del array han permitido visualizar algunos cambios en los parámetros S de la estructura, donde se comienzan a apreciar las resonancias que se han obtenido en las medidas y que hasta ahora no se habían visto reflejadas en ninguna simulación. Sin embargo, la ganancia y el diagrama de radiación no se han visto afectados por el mayor realismo del modelo.



**Figura 6-37: Parámetros S con tornillos roscados**

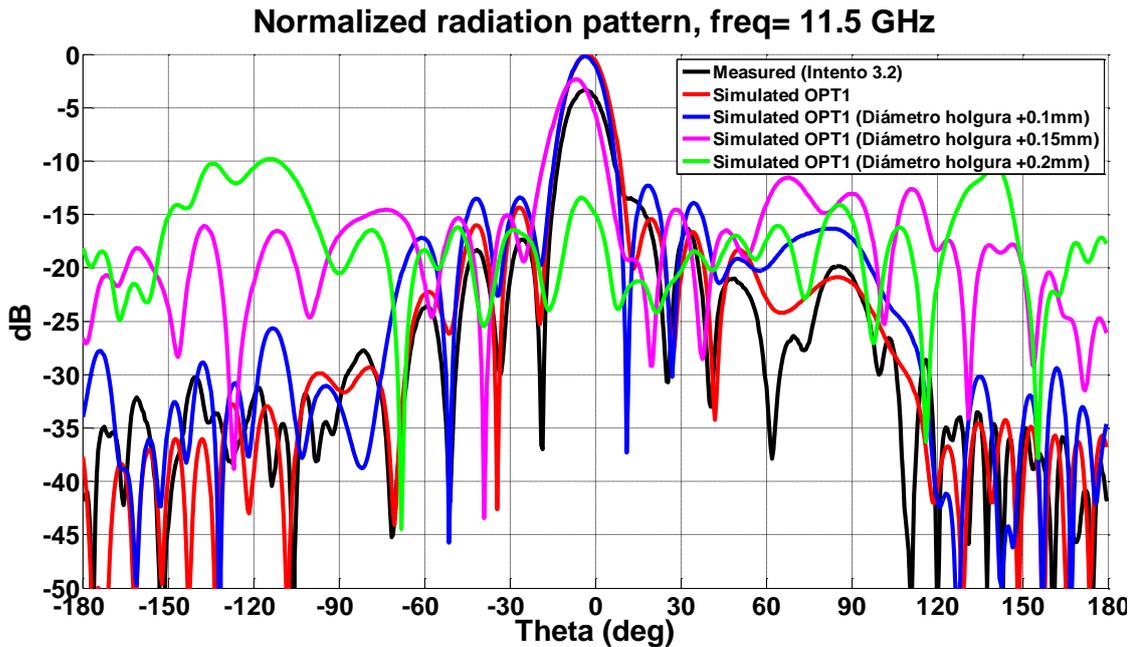
Por último, se ha pensado que la pérdida de ganancia podría darse por un escape de la señal a través de los taladros roscados realizados en la guía de onda para introducir los tornillos. En las simulaciones siempre se ha ajustado perfectamente el diámetro de los tornillos al de los taladros. Pero en la realidad los tornillos no se ajustan perfectamente y ese contacto realizado de forma incorrecta entre la masa (guía de onda) y los tornillos de sintonía puede producir que la radiación escape por esa zona (aumentando la radiación trasera de la antena). Podría decirse que se forma una especie de línea coaxial de aire donde el conductor exterior es la pared inferior de la guía de onda y el conductor interno es el tornillo donde, según entra más en la guía de onda más acopla. Esto explicaría porque este efecto no se manifestó en las medidas de la configuración inicial, donde los tornillos no entraban dentro de la guía de onda.



**Figura 6-38: Taladros holgados (izquierda) frente a taladros ajustados (derecha)**

En la anterior figura se pueden observar las diferencias en la estructura con tornillos que quedan holgados (caso realista) y tornillos perfectamente ajustados, que es el caso que se ha simulado hasta el momento. Se visualiza claramente el coaxial que forman el tornillo, como conductor interno, y la pared de la guía como conductor externo.

Para intentar reproducir el problema en CST, se han realizado varias simulaciones del array en la que los taladros tienen diámetros algo mayores que los tornillos, permitiendo así que la señal escape. La figura siguiente muestra la simulación del array lineal en su configuración OPT1 con diferentes holguras sobre el diámetro de los taladros roscados mecanizados en la guía de onda (holguras de 0.10, 0.15 y 0.20 mm de diámetro). Los diagramas presentados en dicha figura están normalizados al máximo de la simulación OPT1 (incluido la medida), mostrada en rojo, para ilustrar esa caída de ganancia provocada por la holgura de los taladros.



**Figura 6-39: Diagramas de radiación con taladros holgados. Normalización al máximo de la curva “Simulated OPT1”**

Tanto la ganancia como la directividad del conjunto se ha visto reducida de los 15 dB (valor máximo de la curva “Simulated OPT1”) a los 12.4 dB al introducir en CST una holgura de 0.15 mm en los diámetros de los taladros roscados, es decir, ha sufrido una caída de ganancia de casi 2.5 dB en la dirección de máximo apuntamiento. Comparado con el nivel máximo de ganancia conseguido en las medidas (intento 3.2), se empiezan a apreciar similitudes importantes entre estas nuevas simulaciones y la última medida tomada. El efecto de la holgura de los taladros roscados deja ver que gran parte de la radiación se acopla hacia la parte trasera de la antenna, cosa que no se observa en la medida. Esto, aunque también este pasando en la medida, puede deberse tanto a que las simulaciones realizadas no se corresponden totalmente con la medida (con la extrema variabilidad del diagrama se hace casi imposible) como por los efectos introducidos por el sistema de medida que pueden enmascarar dichas radiaciones espurias (por ejemplo, la torre y el plato de medida pueden ocultar el nivel de radiación trasera real de la antenna).

También se aprecia una sensibilidad muy fuerte del diagrama de radiación ante cambios ínfimos en los diámetros de los taladros roscados de la estructura. Cuando el diámetro del taladro es de 4.1 mm el diagrama y la ganancia se mantienen pero cuando es de 4.2 mm el lóbulo principal desaparece y gran parte de la radiación se acopla hacia la parte trasera de la antenna.

En todo caso, y aunque no se puede decir que ninguna de las simulaciones obtenidas se corresponde totalmente con la medida obtenida en el intento 3.2, las simulaciones revelan claramente que el problema de la caída de ganancia de la estructura se debe a la incorrecta definición por un mal contacto del plano de masa de los tornillos de sintonía.

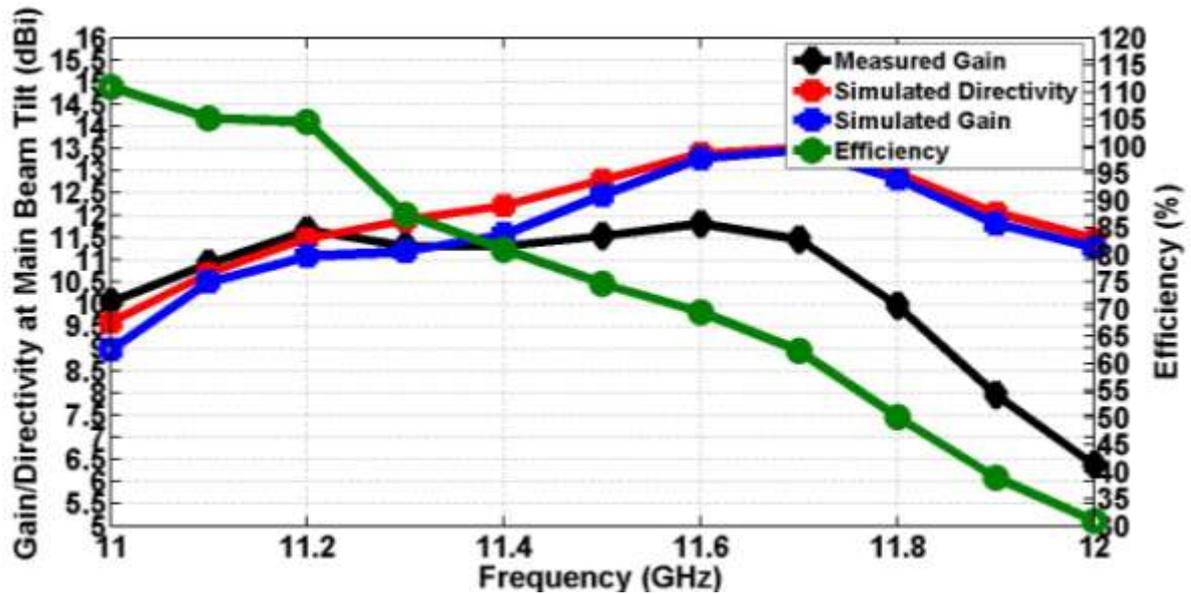


Figura 6-40: Eficiencia medida frente a simulación con taladros holgados (4.15 mm de diámetro).

Se ha realizado una prueba comparativa para obtener la eficiencia de la antena generada como la ganancia del prototipo respecto a la directividad extraída de la simulación OPT1 con taladros de 4.15 mm de diámetro (+0.15 mm de holgura). Tal y como parece lógico, la eficiencia de la antena ha aumentado hasta valores del 75% a la frecuencia de diseño (11.5 GHz). Aunque esta gráfica sigue sin mostrarnos valores reales de eficiencia, ya que no representa exactamente las condiciones de las medidas, es una buena aproximación que nos demuestra que una correcta implementación del plano de masa de la antena, en términos de una fabricación mucho más precisa de los tornillos de sintonía, provocaría una mejora sustancial de la ganancia de la antena y, por lo tanto, de su nivel de eficiencia.

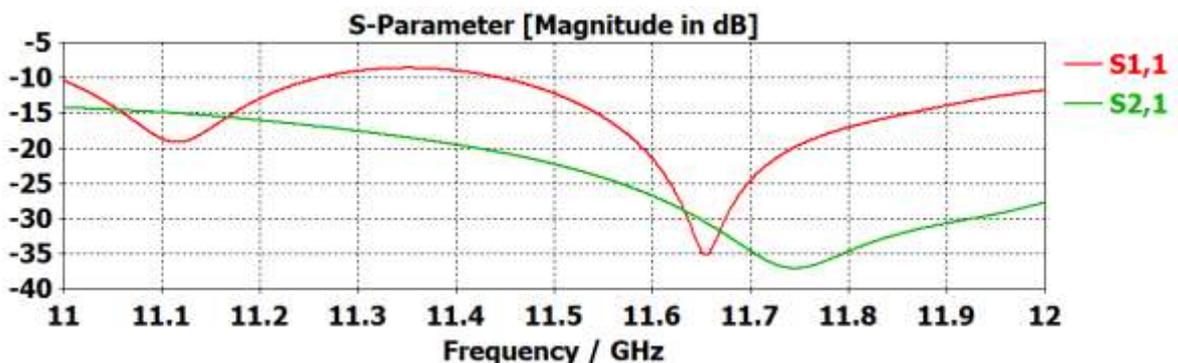


Figura 6-41: Parámetros S con taladros holgados

Para terminar, se muestran los parámetros S de la estructura con taladros roscados de 4.15 mm (holgura de +0.15mm). Los resultados extraídos parece que han cambiado poco respecto de las simulaciones anteriores. El mayor cambio se observa en el parámetro  $S_{21}$  donde la resonancia ha disminuido su nivel y se ha desplazado hacia frecuencias mayores. Si se hubiera desplazado un poco más, la gráfica hubiera sido similar a la medida. Se considera que este puede ser otro síntoma añadido de que parece que se ha conseguido localizar el fenómeno que provoca la caída de ganancia de la antena.

## 6.4 Conclusiones del array lineal

Una vez realizado el proceso de intentar replicar una de las simulaciones optimizadas en el prototipo fabricado, resulta interesante visualizar una comparativa de los resultados obtenidos. Para ello, se han representado en la misma gráfica, las ganancias en la dirección de máximo apuntamiento y los diagramas de radiación a la frecuencia central, para todos los intentos realizados.

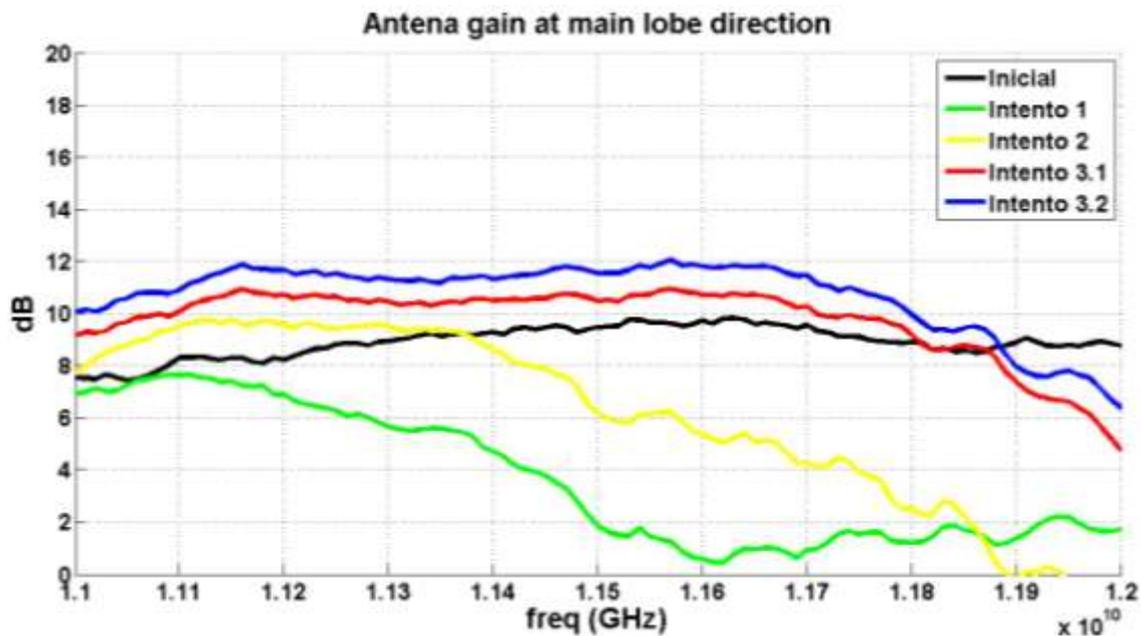
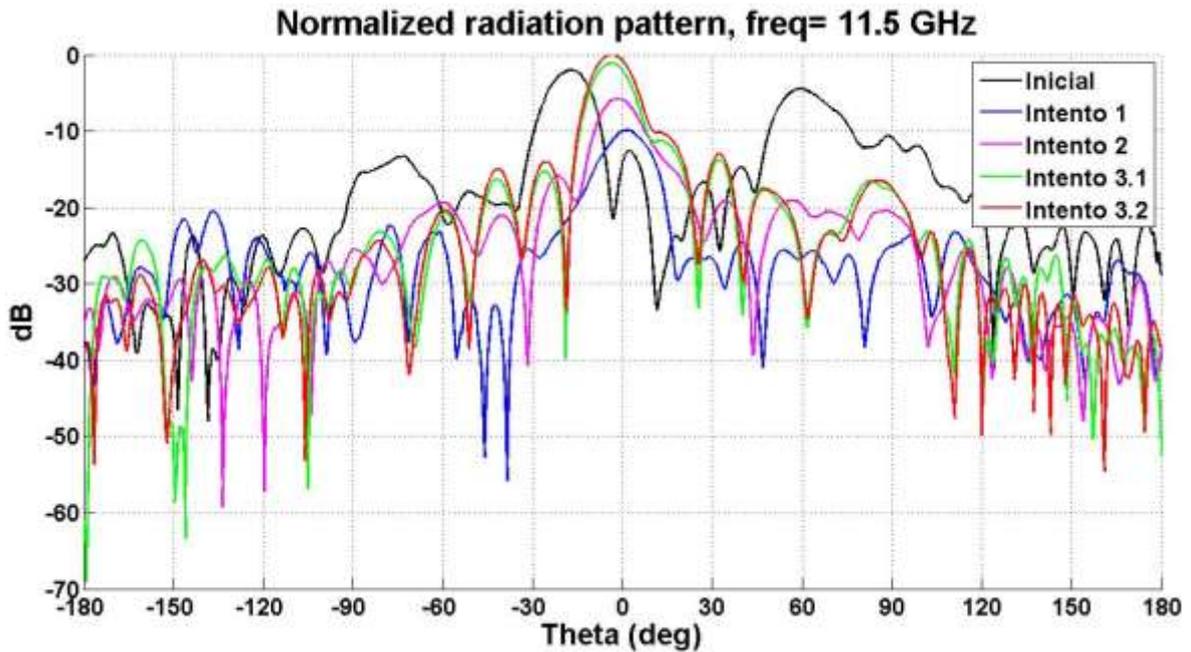


Figura 6-42: Comparativa de las ganancias de los distintos intentos

En la figura anterior se puede ver cómo la ganancia en la dirección de máximo apuntamiento en cada caso ha ido aumentando conforme se conseguía tener una mayor precisión a la hora de colocar los tornillos de sintonía en sus posiciones correctas.

La ganancia conseguida en los dos últimos intentos (unos 12 dB en el 3.2) es mayor que en el caso inicial, por lo tanto se está consiguiendo utilizar las ventajas de los tornillos sin perjudicar la potencia radiada, que es uno de los problemas que podrían haber surgido si nos guiamos por los resultados de las primeras medidas.



**Figura 6-43: Comparativa de los diagramas de los distintos intentos**

En esta figura los diagramas de radiación están todos normalizados a la máxima ganancia presente, que es la del intento 3.2 en su lóbulo principal. Se puede realizar esta normalización sin recaer en falsedades ni adulteraciones de la comparativa gracias a que todos los casos han sido medidos en las mismas condiciones (con muy ligeras variaciones de ganancia de los amplificadores).

El diagrama del último intento de medida, el 3.2, presenta un SLL de casi -10 dB, de los -13 dB que se puede conseguir como máximo en un array de este tipo con una distribución de alimentación uniforme. El parámetro  $S_{11}$  del array presenta en valores cercanos a -23 dB a 11.5 GHz, y se mantiene por debajo de -15 dB para casi todo el rango de frecuencias simuladas (a partir de 11.75 GHz la reflexión aumenta y el parámetro toma peores valores).

Se puede observar de nuevo como los dos primeros intentos al no ser lo suficientemente precisos en la configuración de los tornillos, desdibujan el diagrama y reducen la potencia radiada perdiendo ganancia en casi la totalidad de direcciones.

Gracias al uso de los tornillos de sintonía, se consiguen los acoplos necesarios en las ranuras para que el diagrama sea el que se ha calculado teóricamente. En este caso no se consigue replicar en su totalidad el diagrama pero sí se observa un apuntamiento, un aumento de la ganancia del array y una reducción de los grating lobes.

Por último, se ha demostrado que los tornillos de sujeción de la lámina de las ranuras pueden deformar el array y afectar a su directividad. Se han reducido los tornillos a la mitad, consiguiendo disminuir la potencia trasera radiada, lo cual ha aumentado el nivel de la potencia frontal. También se ha probado a cambiar los tornillos de aluminio que se han usado por otros de nylon, para comprobar si se conseguía una mejora aún mayor, pero no se han apreciado diferencias en ninguno de los parámetros del array.

Las holguras entre los tornillos y los taladros en la guía de onda provocan que la potencia transportada por la guía se escape debido a que la estructura se comporta como un coaxial. Se ha comprobado que esto es cierto mediante simulaciones en CST, las cuales ofrecen una ganancia muy similar a las medidas, demostrando que la estructura del array es extremadamente sensible a pequeñas variaciones en la holgura de los tornillos, llegando a tener pérdidas de casi 30 dB.



# 7

## **Conclusiones y trabajo futuro**



# 7 Conclusiones y trabajo futuro

---

## 7.1 Conclusiones

El objetivo de este Proyecto Final de Carrera ha sido investigar los tornillos de sintonía, que son tornillos que penetran en la guía de onda de alimentación, y descubrir el efecto que ejercen sobre los elementos radiantes, en este caso ranuras.

Durante la realización del PFC se ha simulado y modelado un elemento con una sola ranura sobre el que actuaban tres tornillos de sintonía. Gracias a esos tornillos se ha conseguido variar en el orden de varios dBs (entre 2 y 4 dBs en la mayoría de casos) el acoplo de dicha ranura. Los tornillos también han afectado a la fase de la señal que se propaga por la guía.

Se ha intentado reproducir un caso de uso práctico de los tornillos de sintonía en el diseño de un array lineal. Utilizando el modelo del elemento unitario se ha diseñado un banco de ranuras con las que se ha cubierto un rango de acoplos lo suficientemente amplio como para poder implementar las distribuciones de alimentación de algunos diagramas de radiación.

Debido a que los tornillos de sintonía modifican la fase transmitida al mismo tiempo que el acoplo, no se ha podido realizar un prototipo de array que pudiera variar su diagrama libremente. En cambio, se ha optado por diseñar un array al estilo clásico, y una vez calculados los acoplos necesarios para cada una de las ranuras, se han buscado configuraciones en el banco de ranuras que tuvieran esos acoplos con desfases similares.

Una vez elegidos los tamaños de ranura, se han realizado simulaciones en las que no existían los tornillos, y otras en las que se ha intentado optimizar las posiciones de los mismos para apuntar el diagrama en dirección broadside.

Como último paso del proyecto, se ha fabricado un prototipo del array para intentar reproducir los resultados vistos en las simulaciones. Las conclusiones que se han podido extraer han sido positivas ya que, aunque no se ha podido conseguir el diagrama exactamente como se había simulado, sí que se ha comprobado con éxito el reapuntamiento debido a los tornillos de sintonía y se ha obtenido un array con un SLL de -10 dB y una reflexión por debajo de -15 dB en casi toda la banda estudiada, valores que hacen al prototipo utilizable en la práctica. Sin embargo, pese a haber aumentado la ganancia de la antena respecto a la conseguida sin utilizar los tornillos, existían diferencias significativas respecto a la directividad del array según las simulaciones y la ganancia obtenida, que se traducían en una baja eficiencia del modelo construido.

Se ha intentado buscar la causa del problema mediante múltiples pruebas, llegando a la conclusión, gracias a simulaciones en CST, de que puede ser debido a holguras entre los taladros y los tornillos de sintonía. Se ha demostrado que el diagrama de radiación y la ganancia de la estructura son extremadamente sensibles ante una variación de la holgura presente entre los tornillos y los taladros en la guía de onda. Si para un diámetro de los taladros de 4.1 mm, los valores de la simulación se mantenían invariables, al aumentar dicho diámetro sólo 0.1 mm más, la ganancia cae a valores de -15 dB y el diagrama se desdibuja completamente.

La precisión que se debe tener a la hora de colocar los tornillos en sus posiciones y mantenerlos en estas (penetración precisa y holguras), así como ciertos problemas relacionados con los tornillos de ajuste de las ranuras, han sido los principales escollos con los que se ha debido lidiar en esta última etapa.

Las conclusiones del trabajo desarrollado son las siguientes: Se ha conseguido desarrollar un método capaz de modificar los acoplos de los elementos radiantes de un array lineal con alimentación en guía de onda, en tiempo real. Gracias a este método, se ha simplificado en gran manera el diseño de dicho tipo de arrays, ya que pueden dejarse de lado los acoplos mutuos entre elementos y más tarde realizar un ajuste fino con los tornillos.

Otra gran ventaja del método de diseño con tornillos de sintonía es que se puede conseguir un array lineal apuntado a broadside sin grating lobes en una antena sobre guía de onda rellena de aire, gracias a que se puede reducir el margen visible juntando los elementos y reapuntar el diagrama mediante el desfase introducido por los tornillos. Es un avance frente a las soluciones utilizadas actualmente, que rellenan las guías parcial o totalmente de dieléctrico, lo cual produce pérdidas de mayor dimensión que si esta está compuesta sólo de aire.

## **7.2 Trabajo futuro**

Como trabajo futuro de necesidad más inminente, debería intentarse remediar la causa de la pérdida de ganancia del prototipo respecto a las simulaciones de CST. Los resultados obtenidos son positivos, pero la pérdida de eficiencia de la antena hace que no sean un éxito rotundo. La holgura de los tornillos podría solventarse colocando alguna estructura dentro de los taladros que permita que el contacto entre los tornillos y la guía de onda, realizando una correcta definición del plano de masa de la antena.

Por otro lado, también debería intentarse resolver el problema relacionado con la colocación de los tornillos en sus posiciones. El uso de elementos de medición más precisos que los utilizados en los laboratorios donde se ha desarrollado este PFC, así como de tornillos con menor variabilidad en su tamaño, puede simplificar enormemente todo el proceso de configuración del array.

Una buena solución a los dos términos expuestos sería la mecanización de precisión en un taller especializado de pivotes metálicos con macho roscado para colocar en las posiciones de los tornillos. Sería necesario mecanizar uno de estos pivotes para cada posición de tornillo del array (cada con su longitud correspondiente). Otra solución aún más precisa pero también más costosa sería la fabricación del array lineal con los postes metálicos, que conforman los tornillos, mecanizados en la pared interior de la guía. De esta forma, no existirían problemas con la definición del plano de masa de la antena.

En el caso de conseguir solventarse los problemas anteriores, ya se dispondría de una base sólida para desarrollar arrays lineales de la manera clásica pero sin tener que hacer uso de costosos y tediosos métodos numéricos para calcular los acoplos mutuos y sin que sea necesario rediseñar los elementos radiantes teniéndolos en cuenta. Además, se ha

conseguido diseñar arrays rellenos de aire, con apuntamiento broadside y sin grating lobes, lo cual es un gran avance en el diseño de este tipo de antenas.

Como trabajo futuro, resultaría interesante comprobar si los efectos de los tornillos de sintonía se reproducen sobre otro tipo de elementos radiantes como por ejemplo parches, o intentar introducir los tornillos por el lateral de la guía usando ranuras longitudinales, para intentar reproducir el efecto de mover toda la pared de la guía y así conseguir que ese tipo de ranuras radien mayor potencia. Todas estas pruebas se están llevando a cabo actualmente en otros PFCs y TFGs de componentes de RFCAS.

Es también de mucha importancia el desarrollo de un sistema de control de fase entre elementos que consiguiera contrarrestar los efectos que los tornillos tienen sobre la misma. Si se consiguiera implementar un sistema adicional que permitiera variar la fase de alimentación, las posibilidades gracias a la modificación del acoplo y de la fase serían infinitas. Utilizando elementos como desfasadores digitales o MEMs de RF, podría diseñarse un array con unos elementos de tamaño concreto y que estos vieran modificados ampliamente su módulo y su fase de alimentación, consiguiendo de esa forma arrays que pueden variar su diagrama enormemente, y todo en tiempo real según las necesidades del enlace.



# Referencias

---

- [1] Proyectos Fin de Carrera de Pablo Sánchez Olivares, Sergio Casas Olmedo y David García Valverde. EPS UAM.
- [2] Constantine Balanis, "Antenna Theory. Analysis and Design". 2005 John Wiley & Sons.
- [3] Reuven Shavit, LineLev Pazin, Yaniv Israeli, Michael Sigalov, and Yehuda Leviatan, "Dual Frequency and Dual Circular Polarization Microstrip Nonresonant Array Pin-Fed From a Radial Fellow", 2005.
- [4] J. L. Masa-Campos, S. Klinger, and M. Sierra-Pérez, "Parallel plate patch antenna with internal horizontal coupling lines and mode excitation," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 57, no. 7, pp. 2185–2189, Jul. 2009.
- [5] R.E. Collin, "Antennas and Radiowave Propagation", McGraw-Hill Intenational Editions, 1985.
- [6] David K. Cheng, "Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería". Addison Wesley, 1997.
- [7] José Luis Masa Campos, Jorge Alfonso Ruiz Cruz, "Antenas y circuitos de alta frecuencia", 2009. Asignatura de máster impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [8] Balanis C. A., "Advanced Engineering Electromagnetics", John Wiley & Sons, 1989.
- [9] Ángel Cardama Aznar, "Antenas", Ediciones UPC, 2002.



### A Calibración TRL

# Calibración del analizador de redes para guía de onda WR-90

---

**Autor:** Javier Hernández Ortega

#### *Motivación e introducción a la calibración:*

Las guías de onda son el método más usado a la hora de transportar señales de alta frecuencia debido a sus bajas pérdidas. A dichas frecuencias, las líneas de transmisión tradicionales como los cables coaxiales presentan una gran atenuación.

Existen otras alternativas como la alimentación microstrip, pero las guías de onda presentan menores pérdidas a altas frecuencias, además, al ser un medio cerrado, evita que existan interferencias en los campos debidas otros objetos, al contrario de lo que ocurre en los sistemas de transmisión abiertos. Debido a ello, son usadas ampliamente para la comunicación de los sistemas de alimentación con sus antenas correspondientes.

Para comprobar que el proceso de alimentación se lleva a cabo de manera correcta, se hace necesaria una calibración precisa y de calidad a la hora de medir la señal transmitida por una guía de onda. La mayoría de los analizadores de redes comerciales sólo presentan puertos con conectores coaxiales, lo que hace necesario el uso de adaptadores coaxial-guía para poder realizar las mediciones. Estos conectores no son perfectos, presentan pérdidas y, sobre todo, reflexiones que hacen que las medidas finales presenten un importante rizado, inaceptable si se quiere mantener una precisión alta.

La calibración del analizador de redes con los adaptadores ya conectados a sus puertos puede solucionar en gran medida los rizados, y hacer que los resultados obtenidos no estén sujetos a grandes errores, pero para ello se debe contar con un kit de calibración para guía de onda.

En este caso en concreto, el analizador de redes utilizado es el Agilent E5071C, y el kit de calibración de guía de onda es el Maury Microwave X7007H para WR-90.

Se ha decidido realizar una calibración TRL (Thru, Reflect, Line) ya que el kit disponible posee los elementos necesarios para la misma. Este tipo de calibración sólo suele usarse en casos que requieren gran precisión y en los que la tecnología de los conectores (coaxial, guía de onda...) no es igual entre el analizador y el sistema a medir (como es el caso que nos ocupa).

Entre las principales ventajas de la calibración TRL destacan los buenos resultados que alcanza en sistemas en los que no es fácil colocar una carga adaptada, y que no se necesita mucha precisión a la hora de realizar los elementos del kit, sino que estos aseguren una buena repetitividad.

La calibración TRL se compone de la medición de un "Thru" o conexión entre ambos puertos, "Reflect" o gran reflexión en cada puerto, y por último "Line": otro "thru" con una línea de longitud efectiva conocida, típicamente  $\lambda/4$ , de por medio. Mediante estas medidas, el analizador consigue calcular los parámetros S incluyendo los adaptadores en la red. Las ecuaciones que sigue para realizar el proceso son las siguientes:

Medida	Reflexión 1	Reflexión 2	Transmisión 1-2
Conexión (Through)	$S_{11}^M _T = S_{11}^E + S_{22}^E \frac{S_{31}^E S_{24}^E}{1 - S_{33}^E S_{44}^E}$	$S_{22}^M _T = S_{22}^E + S_{33}^E \frac{S_{31}^E S_{24}^E}{1 - S_{44}^E S_{33}^E}$	$S_{21}^M _T = \frac{S_{31}^E S_{24}^E}{1 - S_{33}^E S_{44}^E} + S_{21}^E$
Reflexión (Reflect- $\Gamma$ )	$S_{11}^M _R = S_{11}^E + \Gamma \frac{S_{31}^E S_{31}^E}{1 - \Gamma S_{33}^E}$	$S_{22}^M _R = S_{22}^E + \Gamma \frac{S_{32}^E S_{32}^E}{1 - \Gamma S_{44}^E}$	$S_{21}^M _R = S_{21}^E$
Línea (Line - $kL$ )	$S_{11}^M _L = S_{11}^E + S_{22}^E \frac{S_{31}^E S_{31}^E}{e^{2j\beta L} - S_{33}^E S_{44}^E}$	$S_{22}^M _L = S_{22}^E + S_{33}^E \frac{S_{32}^E S_{32}^E}{e^{2j\beta L} - S_{33}^E S_{44}^E}$	$S_{21}^M _L = \frac{S_{31}^E S_{24}^E}{e^{j\beta L} - S_{33}^E S_{44}^E e^{-j\beta L}} + S_{21}^E$

Tabla 13.3.—Ecuaciones de calibración con Through-Reflect-Line.

**Proceso de calibración:**

1. Importar los datos del kit de calibración.

Si no se ha realizado antes ninguna calibración con este kit, deben importarse todos los parámetros del mismo al analizador para crear un perfil del kit de calibración.

Este paso es muy sencillo, simplemente se debe introducir en el analizador la memoria USB que se encuentra en la caja del kit. Después se debe ir al menú de calibración (botón Cal) y una vez dentro de la pantalla en la que se debe seleccionar qué kit se quiere utilizar, se debe elegir una ranura vacía. El siguiente paso es pinchar en la opción "Import kit definition" donde se seleccionará el archivo con las definiciones de los parámetros para el kit a utilizar. Por último se puede guardar el kit definido con un nombre que lo identifique claramente.

Una vez realizado este proceso ya se podrá elegir el modelo del kit entre los disponibles en el analizador cada vez que desee utilizarse, sin necesidad de repetir la importación.

2. Calibración TRL.

Antes de realizar los siguientes pasos, se deben haber conectado los adaptadores coaxial-guía al analizador de redes y entrado en el menú de "2 Port TRL-Cal" dentro del menú de calibración del analizador:

a. Medida del Thru.

Se deben conectar ambos adaptadores entre sí directamente. Para ello se disponen de unos pequeños "pinchos" o varillas que se encuentran en una bolsita dentro del kit de calibración. Estas varillas se pueden introducir en unos orificios presentes en los adaptadores para conseguir que no se separen. Un ejemplo de este montaje sería el de la siguiente fotografía:



Una vez se ha conseguido montar la estructura, se presiona la opción "Thru" en la pantalla del analizador.

b. Medida del Reflect.

El elemento del kit utilizado en este caso es el short, que está diseñado para reflejar toda la potencia recibida por el puerto en el que se conecta. Puede verse en la siguiente imagen:

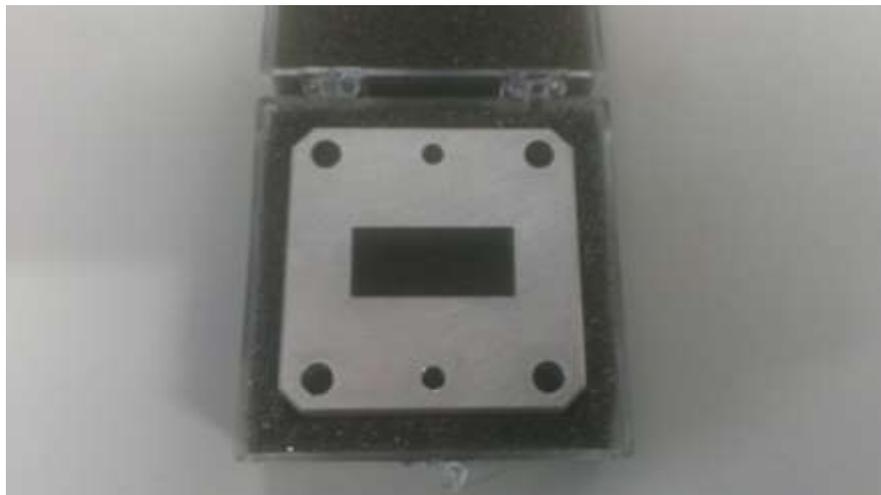


Deberá conectarse a cada puerto, utilizando tornillos para fijarlo, y una vez conseguido, se podrá pulsar la opción "Reflect" del puerto correspondiente.



c. Medida del Line.

En este caso se deberá realizar un montaje similar al thru pero con la guía de longitud  $\lambda/4$  que se incluye en el kit:



Fijándola una vez más con las varillas y los tornillos, se debe conseguir un montaje como el siguiente:



Finalmente se puede proceder a pulsar la opción "Line->Ports 1-2" en la pantalla del analizador.

Para terminar la calibración, sólo faltaría pulsar la opción "Done". Esta puede guardarse en la memoria del analizador vectorial para su uso en otras ocasiones sin tener que repetir todo el proceso. Sin embargo, se recomienda realizar siempre la calibración antes de realizar medidas.

***Bibliografía:***

[1] José Miguel Miranda Pantoja. Ingeniería de Microondas: técnicas experimentales. 2001



## **B Realización de medidas en la cámara anecoica**

El grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior (UAM) dentro del cual se ha desarrollado este PFC, dispone de una cámara anecoica propia de reciente construcción (año 2012), destinada a la medida de antenas y otros elementos en el campo de la radiofrecuencia. El significado del nombre de la cámara “anecoica” proviene de su denominación en inglés anechoic (“an – echoic”), es decir, sin ecos, ya que intenta eliminar las reflexiones de señal en sus paredes interiores.

La cámara está diseñada para medir componentes que funcionen en el rango de 2 GHz a 40 GHz, aunque actualmente sólo está operativa para medidas hasta los 20 GHz debido a las limitaciones del analizador de redes utilizado.

La estructura está compuesta por dos partes diferenciadas. La exterior es una Jaula de Faraday, necesaria para evitar en la medida de lo posible las interferencias con campos electromagnéticos procedentes del exterior de la cámara. La parte interior de la jaula está recubierta de material absorbente de radiación en el rango de frecuencias de funcionamiento, destinado a evitar reflexiones de señal.

### **Elementos de la cámara anecoica y asociados:**

#### **Recubrimiento externo:**

El esqueleto externo de la cámara anecoica es una Jaula de Faraday. El objetivo de este tipo de estructura es anular en su interior los campos electromagnéticos procedentes de fuentes externas.

Un campo eléctrico exterior a la caja polarizará positivamente la cara externa del material conductor en el sentido del campo y negativamente en el sentido contrario al campo. Dado que el conductor se ha polarizado, producirá en su interior un campo electromagnético de la misma magnitud y sentido contrario al externo, que al superponerse a este hará que el campo neto dentro de la caja sea 0.



Este mismo principio de funcionamiento se utiliza en los hornos microondas para evitar que la radiación de microondas salga al exterior y haga hervir todo su entorno.

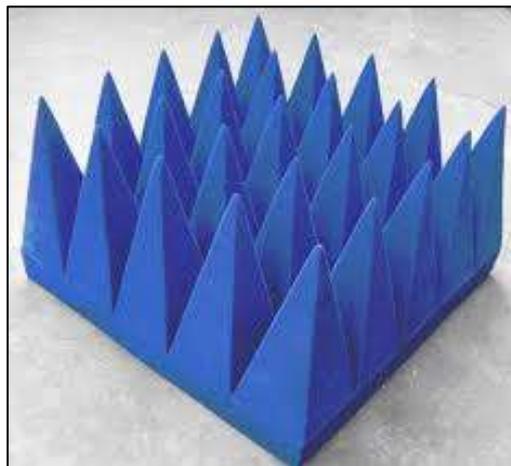
### Material absorbente piramidal:

El material absorbente se utiliza para revestir las paredes interiores de la Jaula de Faraday y su función es evitar reflexiones indeseadas que puedan afectar a la toma de medidas. Existen dos tipos diferentes de materiales absorbentes:

**De ferrita:** El revestimiento absorbente en este caso se compone de materiales dieléctricos mezclados con ferrita, un **material magnético**. Su función es absorber energía electromagnética en ángulos amplios en una gran gama de frecuencias. La absorción se realiza mediante la conversión del campo incidente en calor mediante la vibración de los átomos de ferrita, que es disipado al medio. Una aplicación de este tipo de material es por ejemplo en la pintura de aviones invisibles a los radares como por ejemplo los F-117.



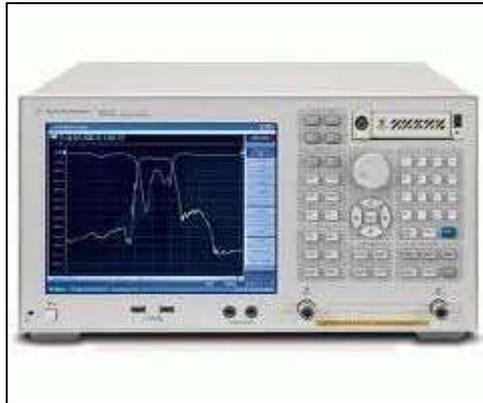
**Piramidal:** Son compuestos absorbentes con forma de pirámide de punta completa o truncada. Su material suele ser una espuma de uretano ignífuga con carbón negro en la punta de la pirámide. Las dimensiones de las pirámides (distancia punta a base y tamaño de la base) depende del rango de frecuencias en el que se requiera la absorción. La absorción de la señal se consigue en este caso mediante la atenuación debida al scattering y la absorción del propio material. Su uso se suele combinar con el de paneles de ferrita. En el caso concreto de la cámara de RFCAS se utiliza este tipo de material.



### Analizador de redes vectorial Agilent E5071C (VNA):

Un analizador de redes vectorial es un instrumento que se utiliza para medir magnitudes como la reflexión, la transmisión, la ROE y otras propiedades de redes eléctricas. En el caso de la medida en la cámara anecoica se utiliza para calcular los parámetros de dispersión (parámetros S) que sirven para conocer cuánta señal se transmite a la antena sonda en cada posición de la antena a medir. De esta manera se calcula luego mediante software el diagrama de radiación de la antena fuente.

La diferencia entre un analizador de redes vectorial (VNA) y uno escalar (SNA) reside en que mientras que el primero es capaz de medir los parámetros en amplitud y en fase, el segundo sólo puede hacerlo en amplitud.



El modelo disponible funciona en el rango de frecuencias entre 300 KHz a 20 GHz.

### Kits de calibración del analizador de redes:

- Agilent 85052D 3.5mm Economy Calibration Kit:

Es un kit de calibración en tecnología coaxial. Se ha venido utilizando de manera extensa en otros proyectos de RFCAS con resultados fiables y con alta repetitividad.



#### -Maury Microwave X7007H WR90 TRL Calibration Kit:

Este tipo de kit se utiliza para aplicaciones en las que la estructura a medir en el analizador tiene puertos realizados en guía de onda mientras que el analizador tiene los suyos en tecnología coaxial. Realizando una calibración con este tipo de kit, se consigue eliminar de los resultados el efecto que introducen los adaptadores necesarios para su conexión.

#### Cables de medida flexibles Agilent 85131F:

Son dos cables de alta calidad con terminación en conector coaxial que se utilizan para conectar la antena a medir y la antena sonda con el analizador de redes. Su rango de funcionamiento va desde DC hasta 27 GHz.



#### Nivel digital:

Instrumento de alta precisión usado para el correcto montaje y alineamiento de las antenas en la cámara anecoica.



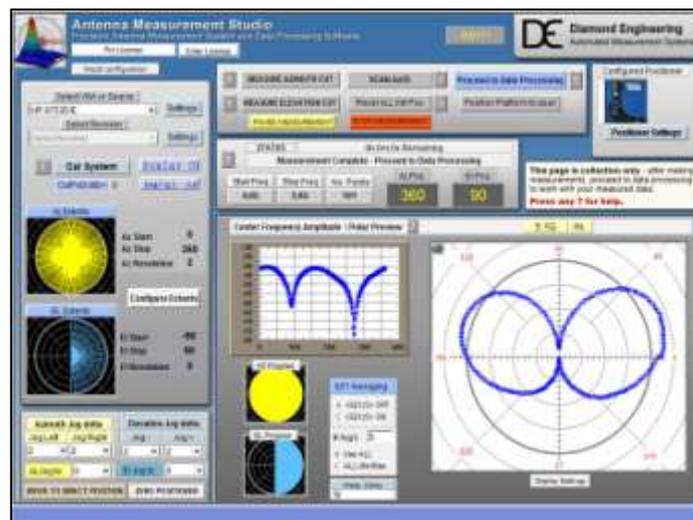
#### Sistema de medida de antenas DAMS 6000:

Está formado por una plataforma en la que se monta la antena que se quiere caracterizar y una controladora hardware para poder controlar el movimiento de la misma. El paquete del sistema también contiene otros elementos útiles como cables de RF y herramientas para el montaje.



Software Antenna Measurement Studio:

Este software se encarga de controlar todo el proceso de medida del diagrama de radiación de la antena fuente. Por un lado controla el movimiento de la plataforma giratoria mientras que por otro se comunica con el analizador de redes para la toma de medidas. Una vez realizado todo el barrido, se encarga de procesar las medidas y ofrecer el resultado.



Amplificadores Mini-Circuits ZX60-24-S+:

Son amplificadores de potencia que funcionan en el rango de 5 GHz a 20 GHz. Realizan la amplificación de la señal a la salida y a la entrada del analizador de redes. Son necesarios debido a las pérdidas que se producen en las antenas, los cables y la propia cámara anecoica.



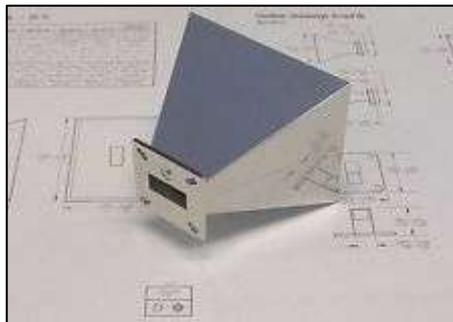
### Fuentes de alimentación PROMAX FAC-662B:

Se emplean para alimentar los amplificadores. Ofrecen un voltaje máximo de 30 V con corriente de 1 A.



### Antenas sonda (antenas de bocina):

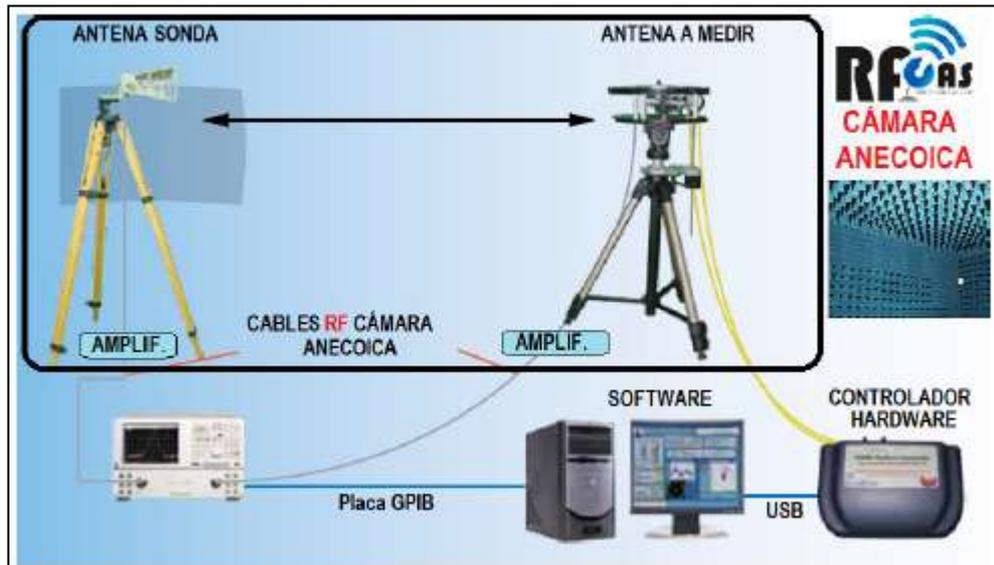
La antena sonda se coloca en la cámara anecoica sirviendo para la medida de las características de otra antena que trabaja en su misma banda de frecuencias. Sus propiedades, como por ejemplo el diagrama de radiación, deben conocerse con exactitud para que los resultados sean fiables, ya que deben sustraerse sus efectos sobre las medidas. Debido a ello se utilizan antenas de bocina, que son muy direccionales y fáciles de caracterizar.



La antena que se ha utilizado en este caso es una bocina piramidal que trabaja en la banda de 8 GHz a 12 GHz. En ocasiones puede ser necesario utilizar más de una antena sonda, combinando sus resultados, para cubrir todo el rango de frecuencias de la antena a medir.

### Montaje:

Se deben combinar todos los componentes descritos con anterioridad en un montaje similar al de la figura:



Para la conexión de las antenas sonda y fuente con los amplificadores o los analizadores de redes directamente (depende del caso), se necesitarán transiciones de guía de onda a coaxial en el caso en el que su tecnología de la antena sea la guía de onda. En el caso concreto de este PFC la sonda es una bocina con entrada directa en guía y la antena a medir es una antena de ranuras con estructura de alimentación en guía de onda, por lo tanto se hace necesario utilizar las transiciones.

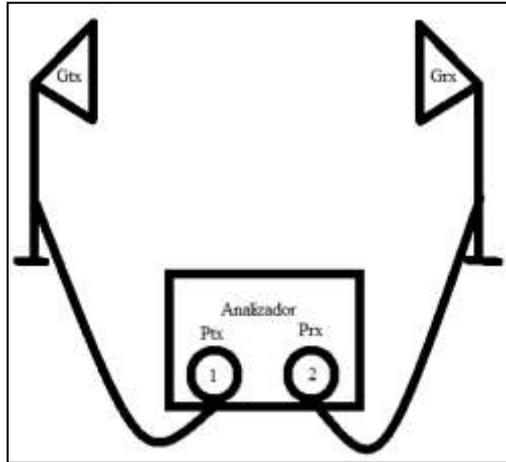
### **Procedimiento de medida:**

- 1) Se selecciona la sonda a utilizar y se coloca en la cámara según la polarización a medir (vertical u horizontal).
- 2) Posicionar la antena a medir en la cámara y alinearla con la sonda utilizando el nivel y el medidor láser.
- 3) Configurar el analizador de redes: Se debe seleccionar el rango de frecuencias a medir, número de puntos, parámetro  $S$  a medir. Se debe tener en cuenta el montaje de las antenas y qué se quiere medir a la hora de elegir entre el parámetro  $S_{21}$  y  $S_{12}$ .
- 4) Iniciar el software de medida y el controlador hardware: Se debe seleccionar el tipo de analizador, el plano en el que se desea realizar la rotación de la estructura y el número de posiciones de la rotación. Una vez realizado esto se puede iniciar el proceso de medida (con las puertas de la cámara cerrada).

El software realiza la medida para todo el rango de frecuencias al mismo tiempo, lo cual acorta el proceso de medida notablemente. Una vez finalizado, presenta el diagrama de radiación de la antena y permite exportarlo a un fichero para su posterior análisis.

A la hora de obtener la distribución espacial del diagrama de radiación es suficiente con realizar el montaje y la medida directamente. Sin embargo, si se quiere obtener el valor real de ganancia de la antena, se debe realizar un cálculo en el que se ven involucradas la

potencia transmitida, la potencia recibida, las pérdidas (montaje y espacio libre) y la ganancia de la antena de bocina.



$$P_{Rx} = P_{tx} + G_{tx} + G_{BOC}$$

$$S_{21} = P_{Rx} - P_{Tx}$$

$$S_{21} = P_{Rx} - P_{Tx} = G_{Tx} + G_{BOC}$$

En el laboratorio se dispone de otra antena de bocina (distinta a la utilizada para la medida regular en la cámara anecoica) de la que se conoce con precisión su ganancia. Gracias a este factor, se puede colocar dicha bocina en lugar del array del que se quiere medir la ganancia y mediante similitudes entre los dos enlaces, conseguir conocer la ganancia real de la antena de array a medir.

Teniendo en cuenta el sistema de la figura anterior, se pueden definir los valores de  $S_{21}$  tanto del array como de la bocina calibrada, y a partir de la siguiente igualdad calcular la ganancia del array gracias a que la ganancia de la bocina no calibrada se anula al ser igual en ambos montajes. El hecho de que las pérdidas no estuvieran incluidas en la formulación del sistema tampoco influye debido a que también se anulan.

$$G_{array} [dB] = S_{21} array [dB] - S_{21} boc cal. [dB] + G_{boc cal.} [dB]$$

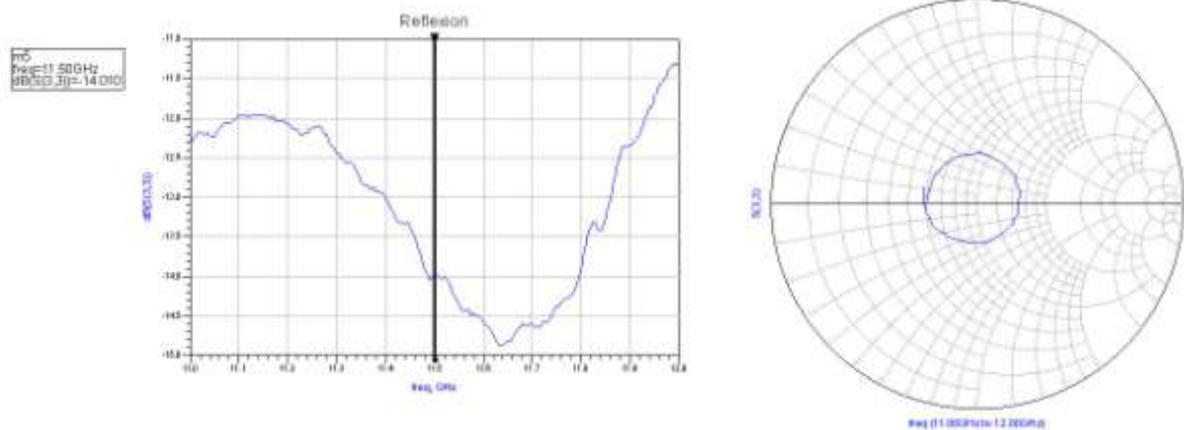
## C Configuraciones útiles del elemento unitario con ranura de $0.38\lambda$ .

Esta parte del documento consiste en una enumeración de las posiciones de los tornillos que ofrecen buenas características de reflexión. Para realizar una pequeña comparativa entre las distintas configuraciones y poder comprobar los efectos que produce cada tornillo, se han comparado entre sí las medidas tomadas con un valor igual para el tornillo de acoplo, ya que el efecto de este es el más sencillo de observar y el más intuitivo.

Se han representado en gráficas el acoplo de la ranura, la reflexión, la transmisión de la guía en módulo y fase, así como la Carta de Smith para la reflexión. Para cada configuración se describen brevemente sus particularidades.

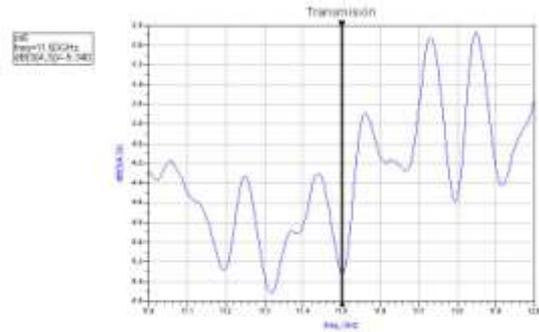
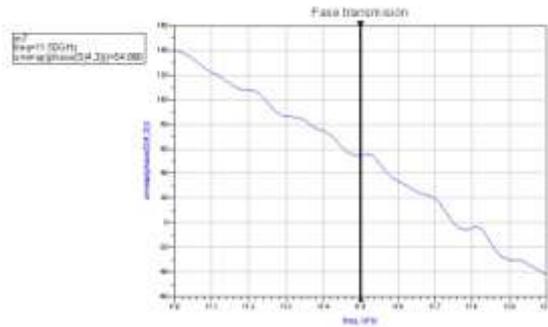
El orden en el que están colocadas las penetraciones de los tornillos es el siguiente: Tornillo de entrada, tornillo de sintonía y tornillo de acoplo.

1.4mm, 0mm, 2.8mm:

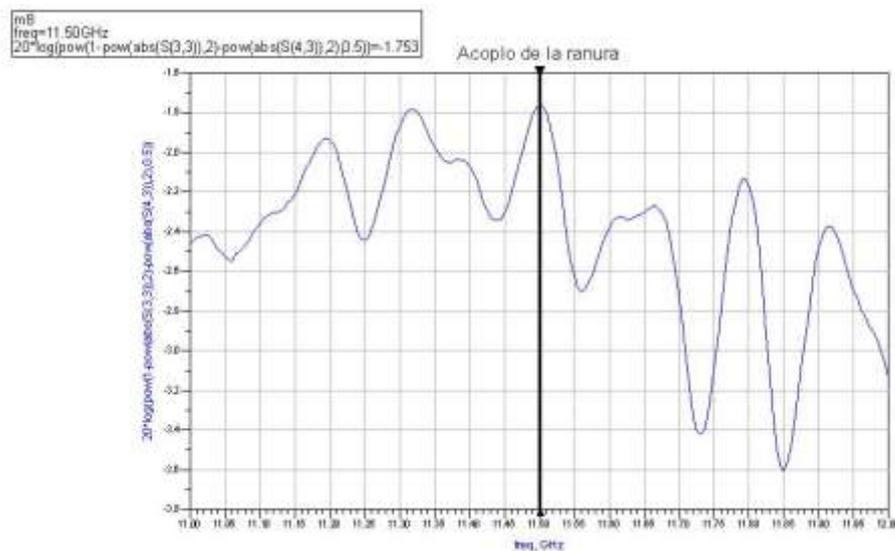


La reflexión tiene un pico negativo en 11.65GHz muy cerca de la frecuencia central, esto hace que a 11.5GHz el valor sea de -14dB. De esta configuración hay que destacar que la reflexión varía en sólo un par de dB en toda la frecuencia de trabajo, puede observarse bien en la carta de Smith ya que es casi un círculo con el centro situado en el origen.

La transmisión tiene muchas oscilaciones en su módulo. Por ejemplo, a la frecuencia central hay un pico negativo en el que se alcanza un mínimo local de -5.34dB. Debido a que la variación de la reflexión es más lenta, esto hará que el acoplo también presente dichas oscilaciones pero de manera inversa, habiendo un pico de máximo acoplo a la frecuencia central.



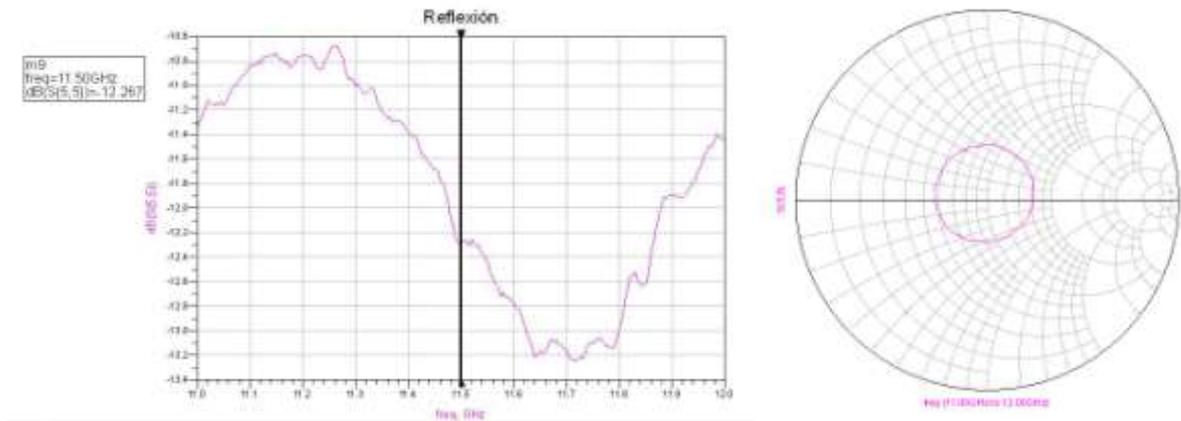
La fase disminuye aproximadamente de manera lineal con la frecuencia, como ocurre en todas las configuraciones. En este caso toma un valor a 11.5GHz de unos 55°.



Se observan las oscilaciones que se habían predicho con anterioridad. El hecho de que hubiera un mínimo local de transmisión en la frecuencia central, unido a un mínimo casi global en la reflexión hace que haya un acoplo de unos -1.75dB.

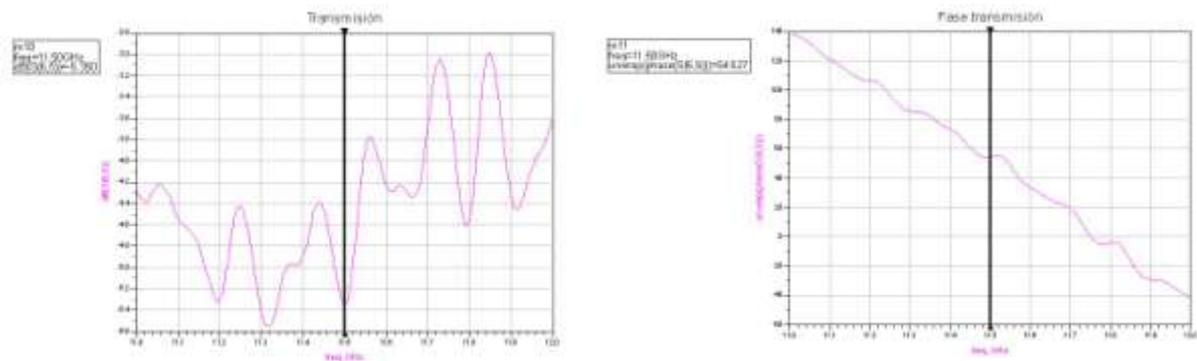
1.4mm, 1.4mm, 2.8mm:

Este caso es muy parecido al anterior, ya que simplemente se ha dado 2 vueltas más al tornillo de sintonía central.



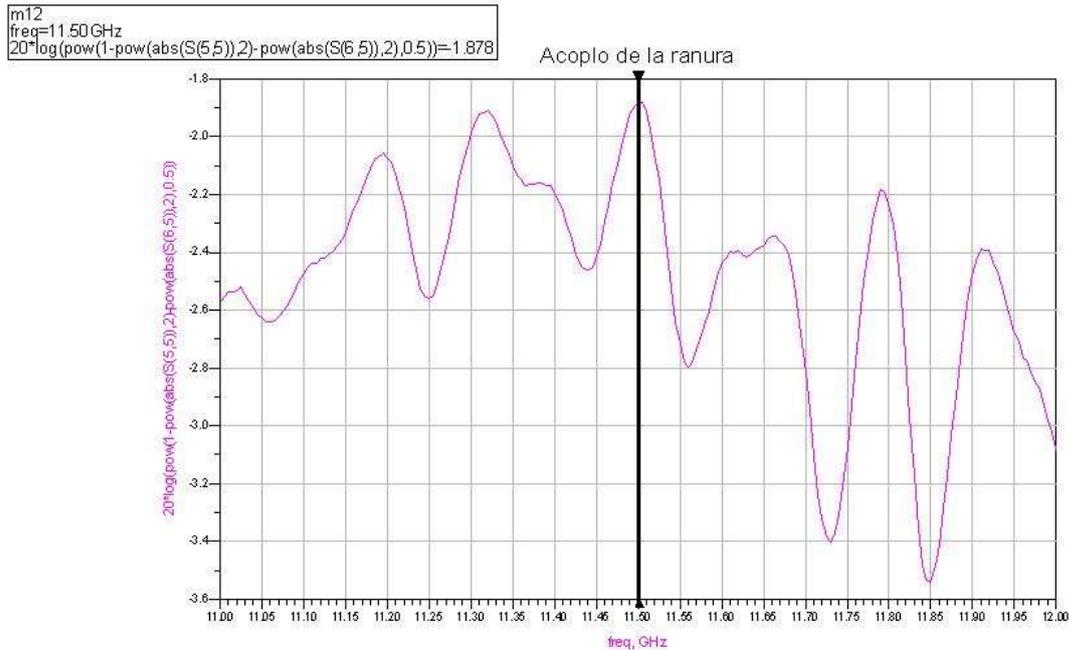
La reflexión tiene una forma similar a la de la configuración precedente, la introducción del tornillo central ha hecho que el mínimo se desplace hacia una frecuencia ligeramente superior, haciendo que a la frecuencia central el valor sea peor, en este caso -12.27dB.

En carta se puede visualizar el efecto del tornillo como un ligero desplazamiento hacia la derecha (parte real mayor) del centro del círculo que formaban las impedancias vistas. El desplazamiento es muy pequeño, por lo tanto las consecuencias también lo son. El efecto es el que se había observado en el estudio individual de este tornillo.



La transmisión se parece también enormemente a la configuración anterior, hay alguna variación de los valores debido al efecto del tornillo central, pero se mantiene el carácter oscilatorio y el mínimo local a la frecuencia central.

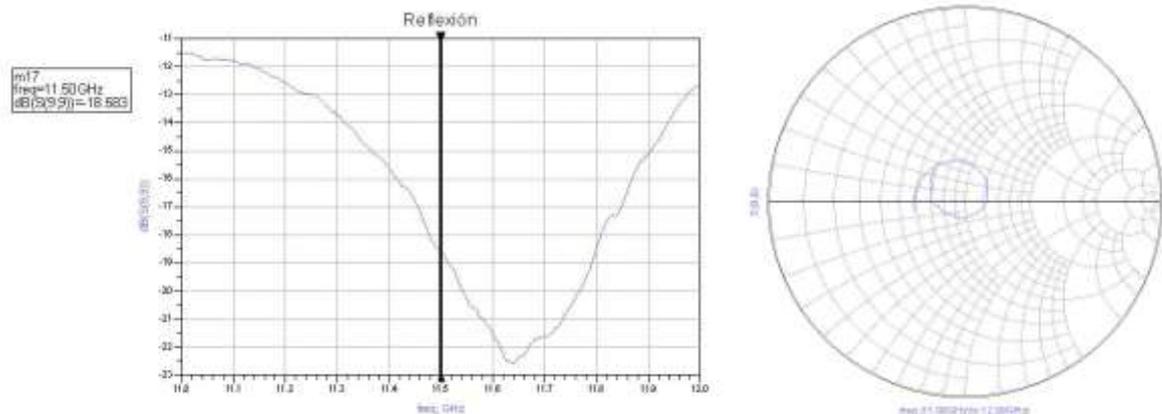
La fase también se ha modificado poco, en este caso es de 54.5° a la frecuencia central, muy parecida a los 55° anteriores.



En el acoplo de la ranura sigue habiendo un máximo a la frecuencia central, así como siguen existiendo las oscilaciones. En este caso el acoplo a 11.5GHz es de -1.878dB, 0.1dB inferior al de la configuración anterior.

2.1mm, 0mm, 2.8mm:

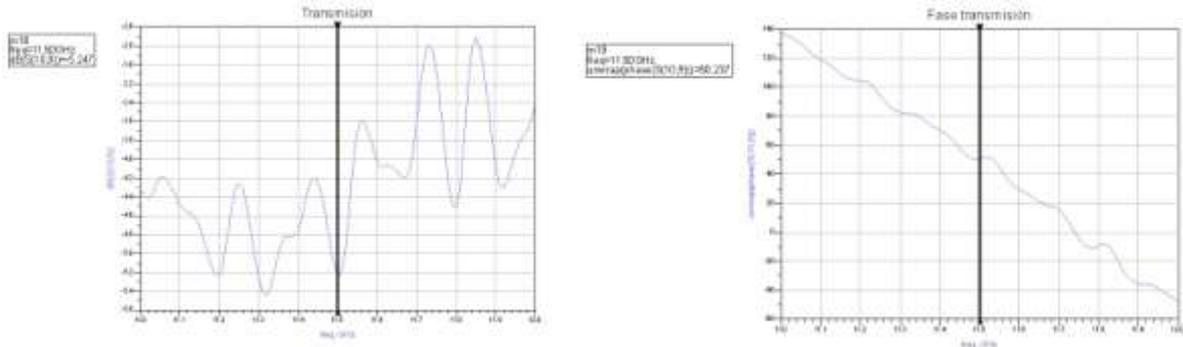
Este caso es comparable a la primera configuración, la diferencia es que se ha introducido otra vuelta el primer tornillo de sintonía. A continuación se observan sus efectos.



La forma de la reflexión es similar a la de la primera configuración, a excepción de que la resonancia es más acusada (-22.5dB) a 11.65GHz, que es la misma frecuencia a la que se encontraba en la primera. Esto hace que a la frecuencia central el valor también sea menor: -18.583dB. En la Carta de Smith se puede apreciar la causa de esto:

El hecho de introducir el primer tornillo otra vuelta ha hecho que el círculo de impedancias se cierre un poco más y se desplace ligeramente hacia arriba (parte imaginaria

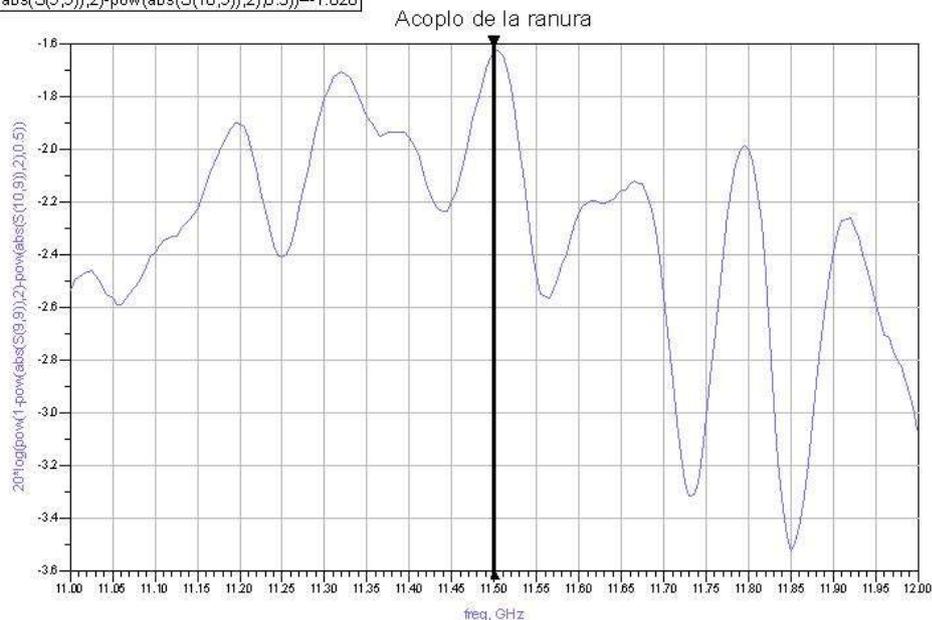
mayor). Esto implica que la frecuencia de la resonancia este más cercano al origen y por lo tanto su valor sea menor, así como que haya otras frecuencias que ahora estén ligeramente más lejos de dicho origen, aunque esto último no es muy acusado debido al cierre de la curva.



La forma de la transmisión es un calco de la de la primera configuración, solamente hay una variación de los valores en +0.1dB, por lo tanto a la frecuencia central se tiene un coeficiente de transmisión de -5.247dB. Se podría decir que el movimiento de este tornillo no ha modificado el módulo de la transmisión.

A diferencia del módulo, la fase transmitida si se ha modificado en unos -5°, lo cual hace que a la frecuencia central sea de 50.2°.

```
m20
freq=11.50GHz
20*log(pow(1-pow(abs(S(9,9)),2)-pow(abs(S(10,9)),2),0.5))=-1.628
```

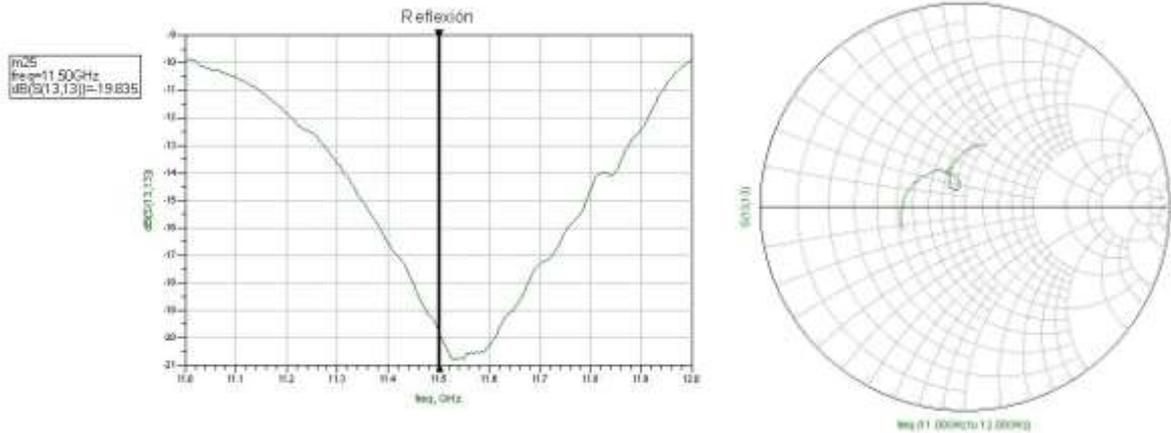


El acoplo también sufre, al igual que la transmisión, un aumento de 0.1dB sin modificar la forma en la frecuencia.

Se puede concluir que el introducir una vuelta más el tornillo más cercano a la entrada de la guía de onda ha hecho que la reflexión mejore considerablemente, sin producir cambios en los módulos de la transmisión y el acoplo. El único efecto adicional ha sido la reducción de la fase en 5°.

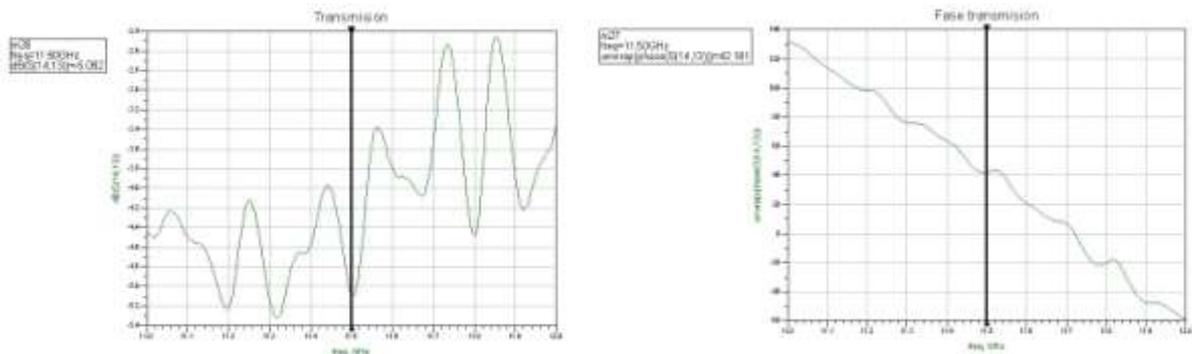
2.8mm, 0mm, 2.8mm:

En esta configuración se ha introducido el primer tornillo una vuelta más que en la configuración anterior y dos más que en la primera de todas.



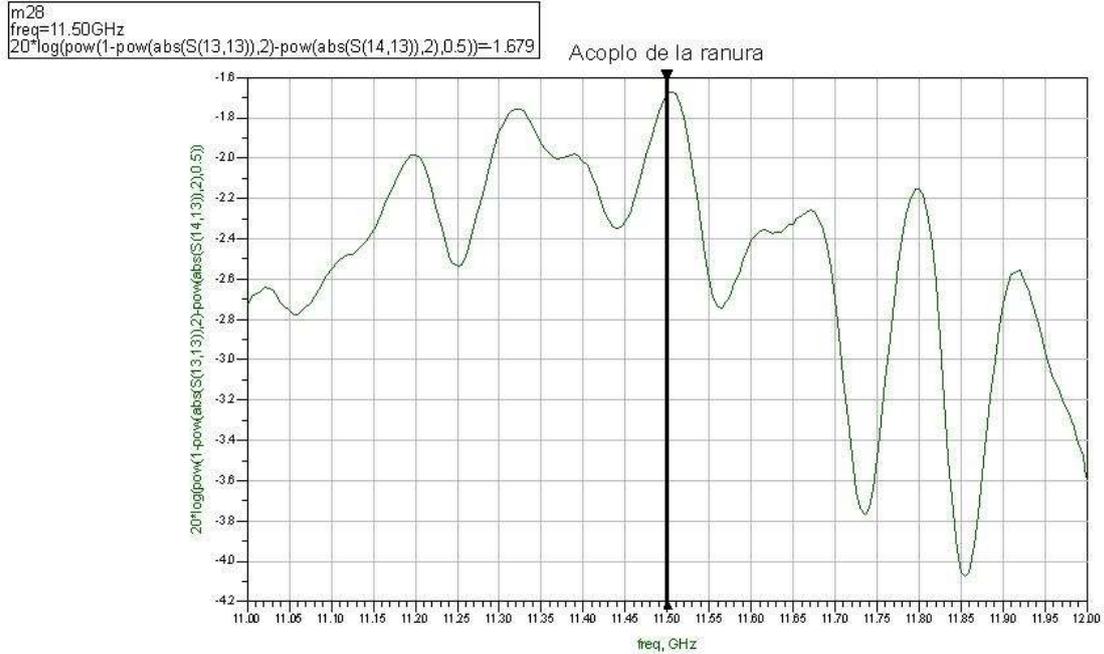
El tornillo ha movido la resonancia hacia frecuencias más bajas, acercándola a la frecuencia central, esto hace que a la misma se tenga una reflexión de -19.835dB, es decir más de 1dB de reducción del caso anterior y más de 5dB mejor que en la primera configuración.

En la carta se observa muy bien el por qué ha sucedido lo anterior. El tornillo de la entrada ha continuado cerrando la curva de impedancias, lo cual ha hecho que las frecuencias centrales estén ligeramente más cerca del origen que antes. Otro efecto de ello es que los valores tomados por la reflexión en las frecuencias extremas del intervalo son peores debido a que la impedancia vista está más lejos del origen.



En el módulo de la transmisión se observa lo mismo que en el caso anterior. La forma oscilatoria se mantiene, pero hay un ligero aumento de la potencia transmitida al otro extremo de la guía. Este aumento es de 0.1dB o 0.2dB, bastante pequeño.

Si en el caso anterior se observaba una disminución de la fase de la transmisión de unos 5°, en este caso el efecto es ligeramente superior dándose una reducción de unos 8° a la frecuencia central.

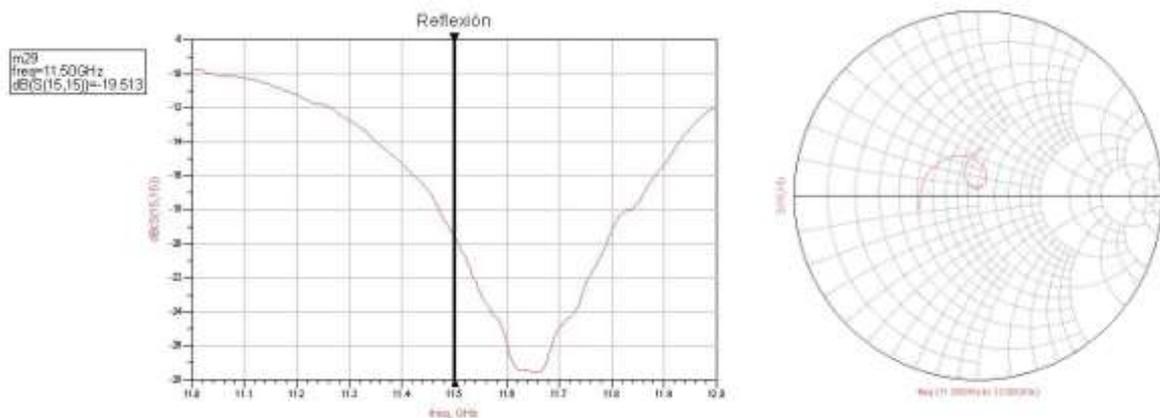


En este caso el acoplo a la frecuencia central sigue siendo prácticamente el mismo que en la configuración anterior, ya que la reflexión y la transmisión a dicha frecuencia no han variado demasiado. En los extremos del intervalo si se obtiene un acoplo mucho menor debido al cierre de la curva de impedancias observado anteriormente.

Esta configuración puede ser interesante si se quiere un acoplo similar al de la primera o la anterior configuración, modificando unos  $13^\circ$  o unos  $8^\circ$  respectivamente la fase transmitida.

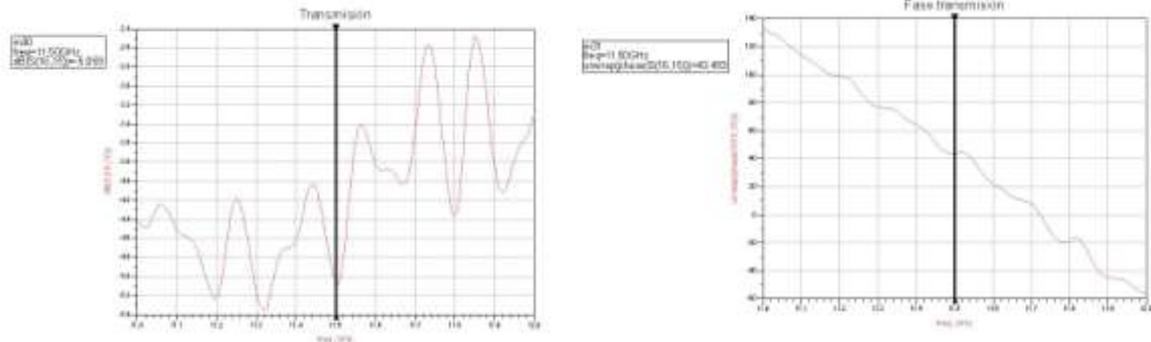
### 2.8mm, 1.4mm, 2.8mm:

Una vez se ha llegado a la configuración anterior se introduce dos vueltas el tornillo de sintonía, que era el único que no se había utilizado aún.



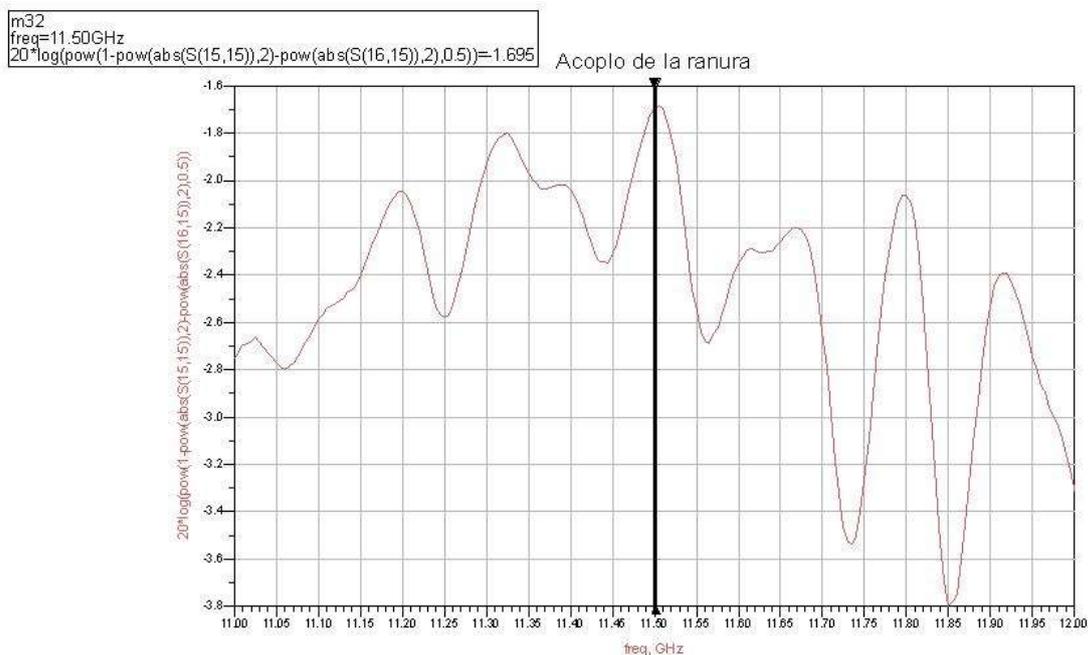
La resonancia vuelve a estar a la frecuencia de 11.65GHz como en otras configuraciones. Sin embargo, el valor de la reflexión conseguido en ese punto ahora es mejor que en casos anteriores donde valía unos -22.5dB mientras que ahora es de unos -27dB. La pendiente sigue siendo acusada como en el caso anterior, es decir, se mantienen los efectos del tornillo más cercano a la entrada.

En la carta esto se traduce en una apertura de la curva y un traslado de las impedancias hacia aquellas con mayor parte real. De esta manera, hay frecuencias que están mucho más cerca del origen (resonancia con un mejor valor) consiguiéndose un rango de frecuencias con reflexión más baja que en la configuración anterior.



El módulo de la transmisión es el mismo que en la configuración anterior. Si al introducir el tornillo de la entrada se daba un cambio muy pequeño (0.1dB), con este la diferencia es de unos 0.03dB, absolutamente despreciable.

Los valores de la fase son también casi los mismos que en la configuración anterior para todo el rango de frecuencias. El cambio es de 1.3° aproximadamente.

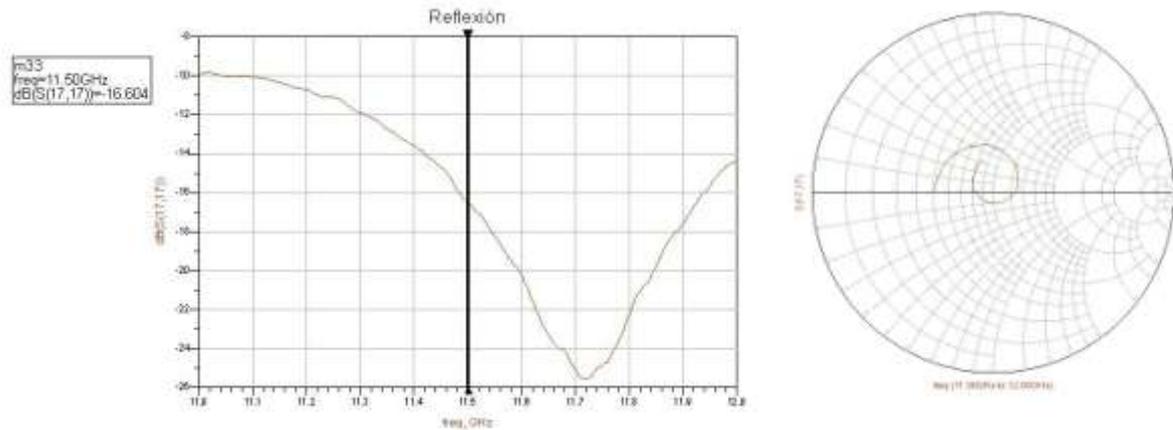


El acoplo de la ranura tampoco es modificado significativamente, el cambio es de unos 0.03dB al igual que para el módulo de la transmisión.

Se puede concluir que el introducir el tornillo de sintonía ha hecho que la resonancia de la reflexión se desplace y sea más acusada, dejando el resto de parámetros iguales. Esto podría ser útil si no se tuviera la resonancia a la frecuencia de trabajo.

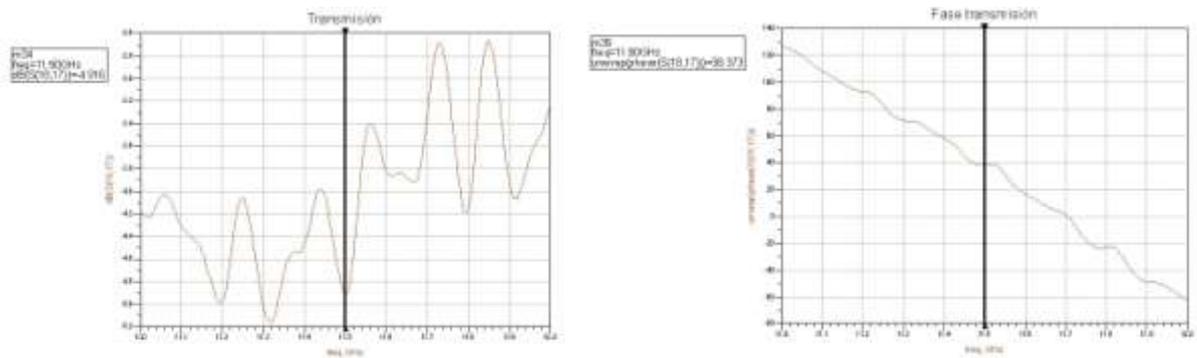
2.8mm, 2.8mm, 2.8mm:

Se introduce otras dos vueltas el tornillo central, a continuación se describen los efectos.



La resonancia sigue desplazándose hacia frecuencias superiores, al igual que en el caso anterior. Sin embargo, en esta ocasión los valores de reflexión mínimos han aumentado un par de dB.

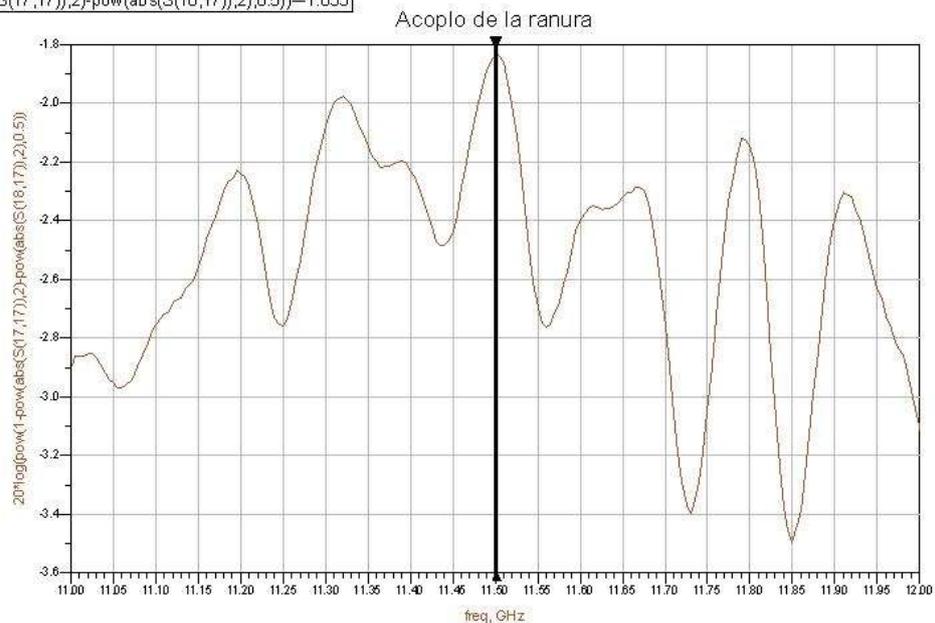
En la Carta de Smith se observa como se ha seguido abriendo la curva de impedancias y se ha desplazado hacia aquellas con impedancia real mayor. En este caso se puede observar de manera más clara otro de los efectos del tornillo de sintonía, que es la reducción de la parte imaginaria de la impedancia. Esto hace que se pueda concluir que este tornillo tiene los efectos contrarios al de entrada en relación a la modificación de la impedancia de entrada.



El movimiento de la resonancia de la reflexión también se ve reflejado en un aumento de la transmisión en las frecuencias de las que se aleja dicha resonancia, y en una disminución en aquellas a las que se acerca. De todas formas esta modificación es bastante pequeña, unos 0.2dB en el mayor de los casos.

La fase de la transmisión si sufre un cambio mayor en este caso, de unos  $-5^\circ$  en todo el rango de frecuencias. Este efecto es similar al que se da al introducir el otro tornillo de sintonía. Parece que ambos tornillos modifican la fase de manera similar al ser introducidos.

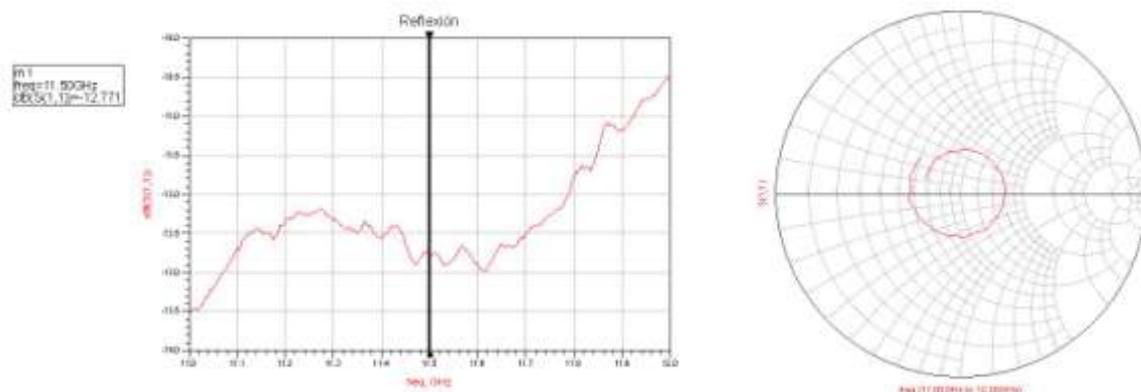
```
m36
freq=11.50GHz
20*log(pow(1-pow(abs(S(17,17)),2)-pow(abs(S(18,17)),2),0.5))=-1.833
```



El acoplo se modifica consecuentemente al cambio de la reflexión. Mientras que para las frecuencias a las que se ha movido la resonancia aumenta unos 0.2dB, para aquellas de las que se ha alejado, por ejemplo la frecuencia central, se da una reducción de un nivel similar.

0mm, 2.8mm, 4.2mm:

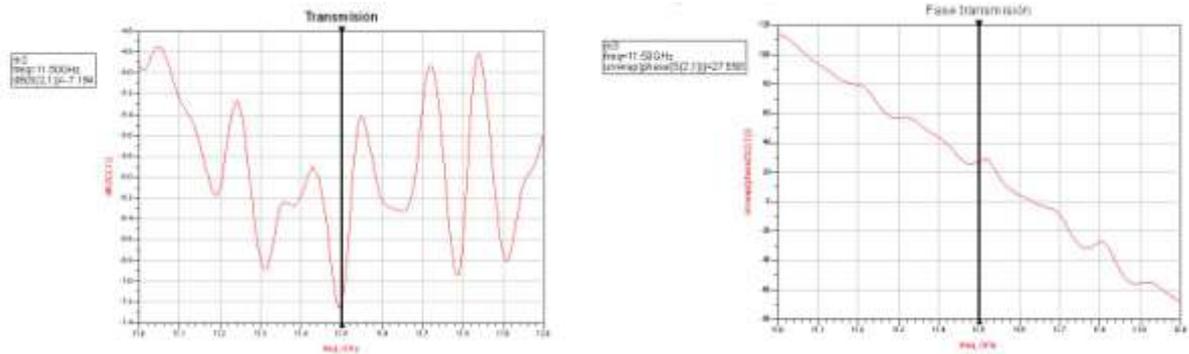
A partir de este punto, todas las configuraciones restantes tienen el tornillo de acoplo introducido 4.2mm, es decir 6 vueltas en lugar de las 4 anteriores.



El hecho de haber introducido tanto el tornillo de acoplo ha hecho que la reflexión aumente unos cuantos dB, pero al haber introducido el tornillo de sintonía, se ha conseguido tener una configuración medianamente útil.

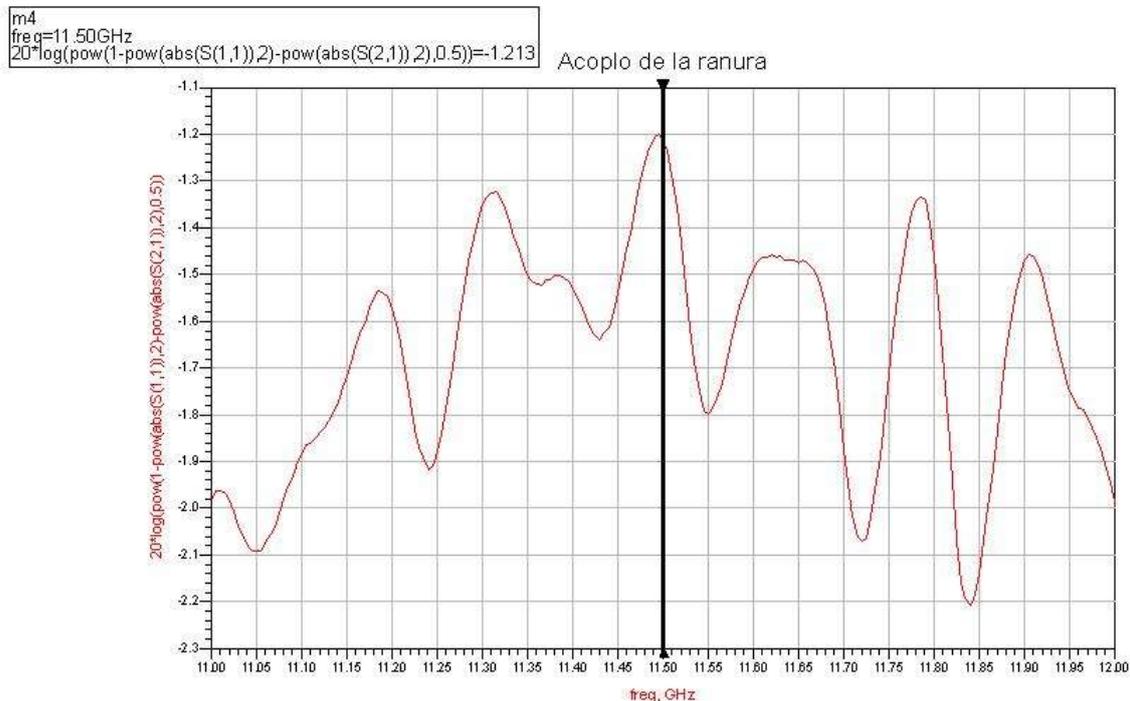
En la carta se ve como se tiene un círculo más o menos centrado en el origen, con todas las frecuencias a la misma distancia del origen. Es una situación parecida a la de la primera configuración de todas, es más, los valores de reflexión son bastante similares en

ambos casos. En ese caso se había introducido el primer tornillo para mejorar la reflexión debida al tornillo de acoplo y en este se ha hecho con el tornillo de sintonía.



La transmisión también tiene la misma forma que la primera configuración aunque sus valores son menores, sobre todo a la frecuencia central, donde el cambio es de  $-2\text{dB}$  aproximadamente. Esto se debe a que se tiene la misma reflexión, pero el acoplo será mayor gracias a que el tornillo está introducido dos vueltas más en la guía.

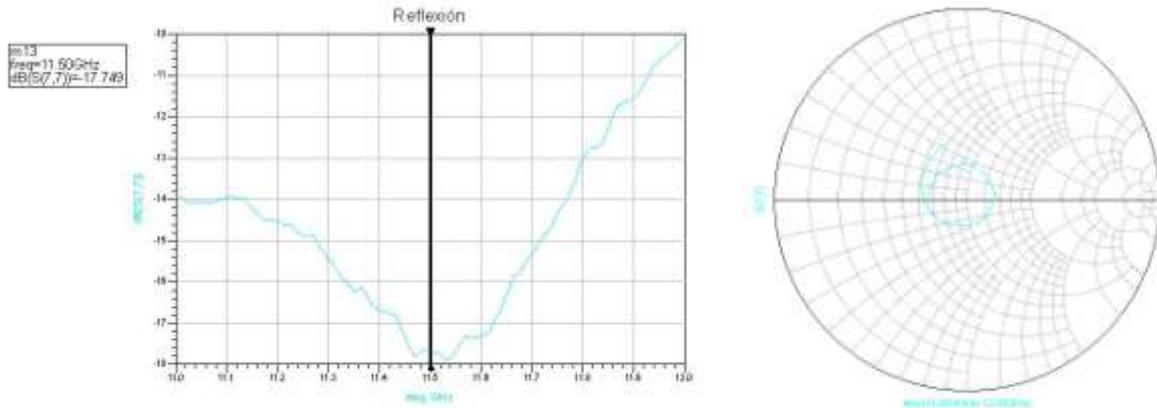
Debido a que se ha introducido más el tornillo de acoplo, se da la reducción en la fase que se ha estado observando a lo largo de todo el documento. Esto hace que la fase a frecuencia central sea de  $27^\circ$  aproximadamente.



El acoplo es bastante mayor que en todos los casos anteriormente estudiados gracias al tornillo de acoplo. El aumento es de unos  $0.6\text{dB}$  respecto a la primera configuración que es la más parecida en comportamiento. Por lo tanto se ha confirmado que el tercer tornillo aumenta el acoplo significativamente, a cambio de empeorar la reflexión.

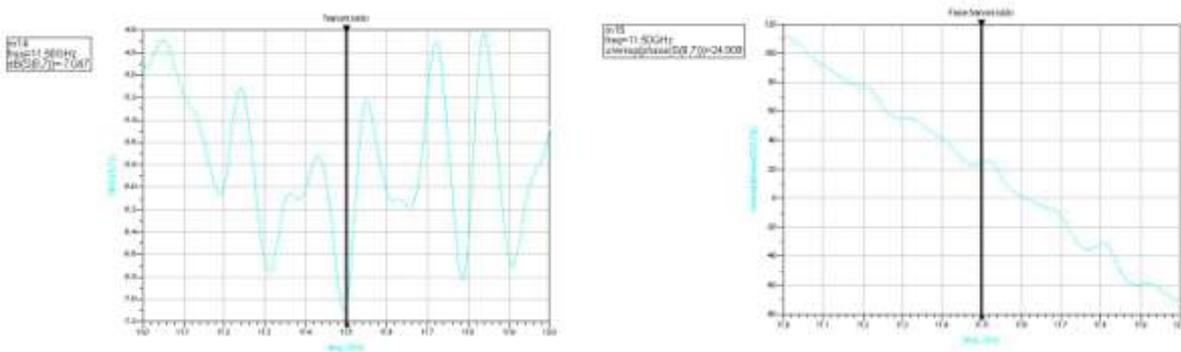
1.4mm, 2.8mm, 4.2mm:

En la anterior configuración se ha visto que la curva de impedancias formaba un círculo alrededor del origen. Se ha intentado utilizar el efecto del tornillo de entrada para cerrar esa curva y conseguir una resonancia en la reflexión cerca de la frecuencia central.



Se ha conseguido el objetivo propuesto, ya que la reflexión se ha reducido en el rango de frecuencias centrales, mientras que en el resto se ha mantenido sin excesivas dificultades. En este caso la reflexión vale -17.749dB a 11.5GHz, 5dB menor que en el caso anterior lo cual es un cambio importante.

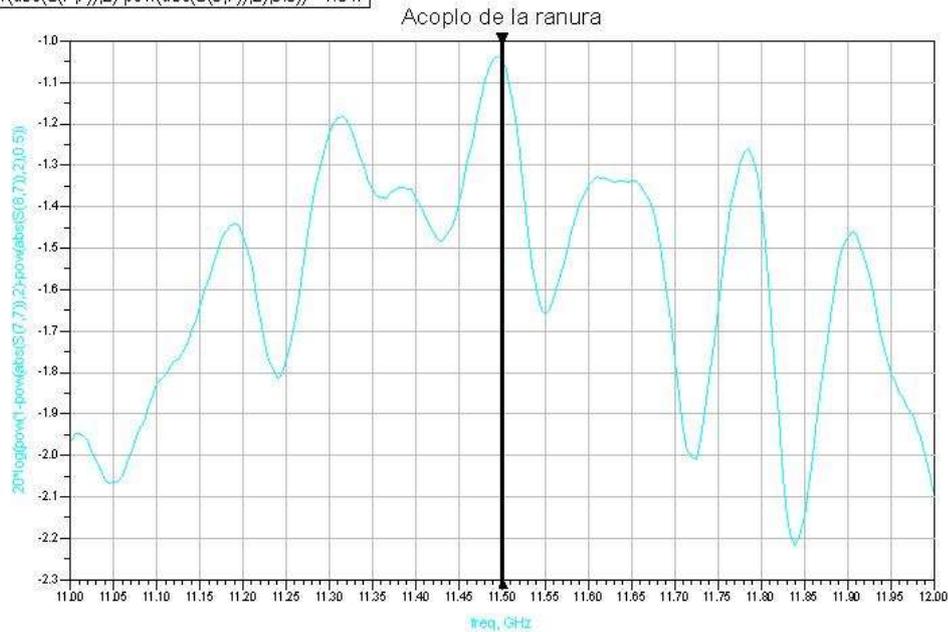
En la carta se aprecia claramente el efecto del tornillo. La curva se ha cerrado sobre sí misma y ha sufrido un ligero desplazamiento hacia las impedancias con menor parte real, no demasiado grande ya que el tornillo aún no está muy metido en la guía.



Los valores y la forma de la transmisión no se modifican mucho, más allá de los 0.1dB o 0.2dB que se han ido observando a lo largo de todo el documento.

Al introducir el primer tornillo se espera una reducción de la fase de unos 5°. En este caso no es tan acusada y sólo es de 3°, sin embargo se sigue observando ese comportamiento característico.

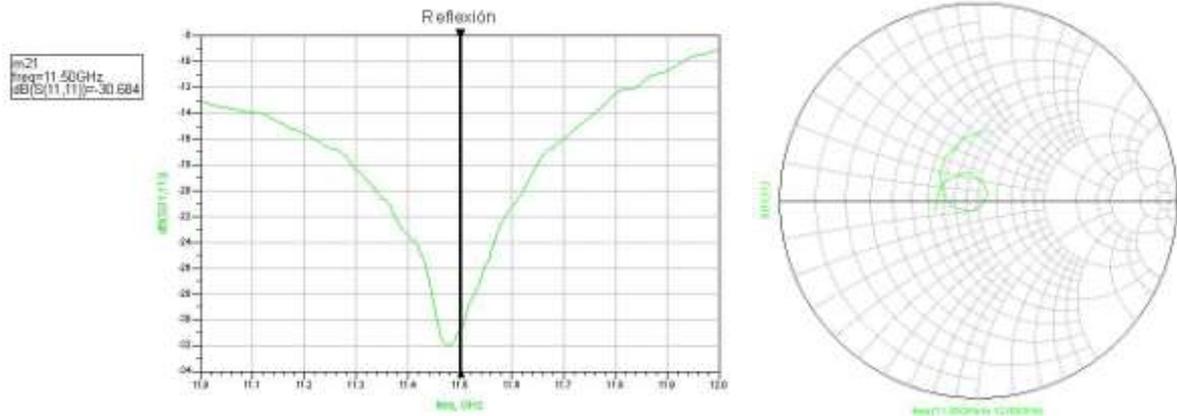
```
m16
freq=11.50GHz
20*log(pow(1-pow(abs(S(7,7)),2)-pow(abs(S(6,7)),2),0.5))=-1.047
```



El acoplo ha aumentado sobre todo a la frecuencia central y las cercanas a ella gracias a la resonancia en la reflexión debida al primer tornillo. Ahora el valor es de -1.047dB a 11.5GHz mientras que en el caso anterior era de -1.213dB.

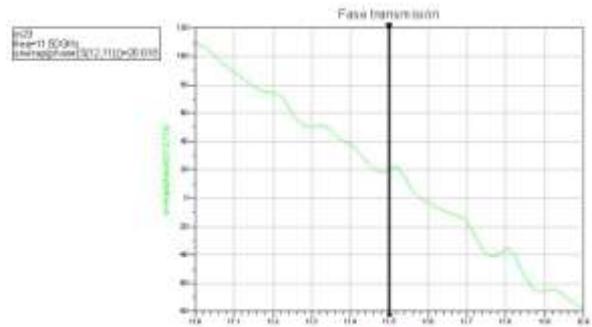
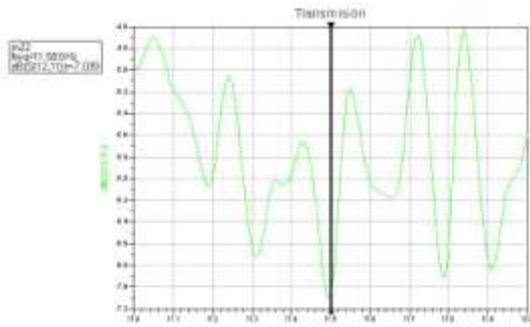
### 2.1mm, 2.8mm, 4.2mm:

Se introduce otra vuelta más el primer tornillo para seguir cerrando la curva de impedancias e intentar conseguir una reflexión aún menor al menos a la frecuencia central.



Se consigue reducir la reflexión en 13dB a 11.5GHz gracias al efecto del tornillo. A cambio se empeora ligeramente en los extremos del rango estudiado. La mejora en la reflexión es enorme con sólo dar una vuelta más al primer tornillo.

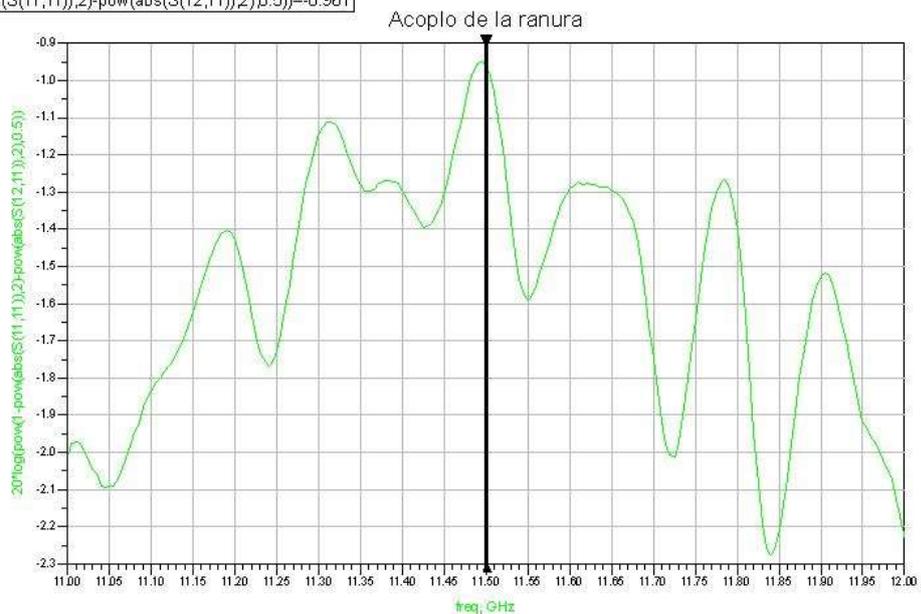
Se puede ver como la curva de impedancias está aún más plegada sobre sí misma y se ha desplazado otro poco hacia aquellas impedancias con mayor parte real. Esto ha hecho que la parte correspondiente a las frecuencias centrales esté mucho más cercana al origen de la carta.



La transmisión no sufre grandes cambios en su módulo como viene ocurriendo con anterioridad. Los mayores cambios se dan en los extremos del rango de frecuencias que es donde empeora la reflexión, pero es de 0.1dB o 0.2dB como mucho.

La fase se modifica en esos 4 o 5 grados que se han observado en la mayoría de las anteriores configuraciones. En este caso el cambio es de  $-4.3^\circ$  a la frecuencia central concretamente, aunque es parecido en todo el rango de frecuencias.

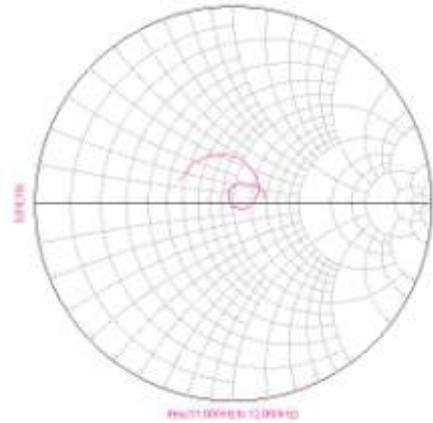
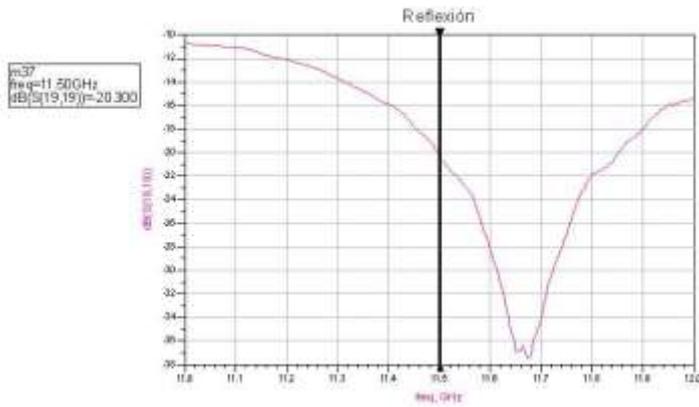
```
m24
freq=11.50GHz
20*log(pow(1-pow(abs(S(11,11)),2)-pow(abs(S(12,11)),2),0.5))=-0.961
```



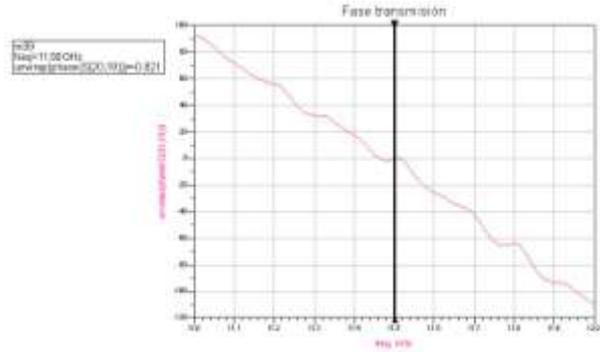
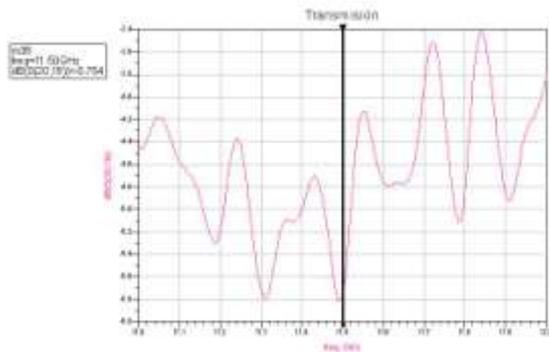
Se ha conseguido incrementar ligeramente el acoplo en la banda central gracias al aumento de la resonancia en la reflexión. En las frecuencias de los extremos se mantiene constante o decrece muy ligeramente. En todo caso, el cambio no es casi apreciable ya que es de unos 0.08dB.

2.8mm, 4.2mm, 4.2mm:

En este último caso se introduce el tornillo central otras dos vueltas, y el primer tornillo una vuelta más, de manera que sus efectos se compensen y conseguir una configuración que se pueda utilizar en el diseño de un array.



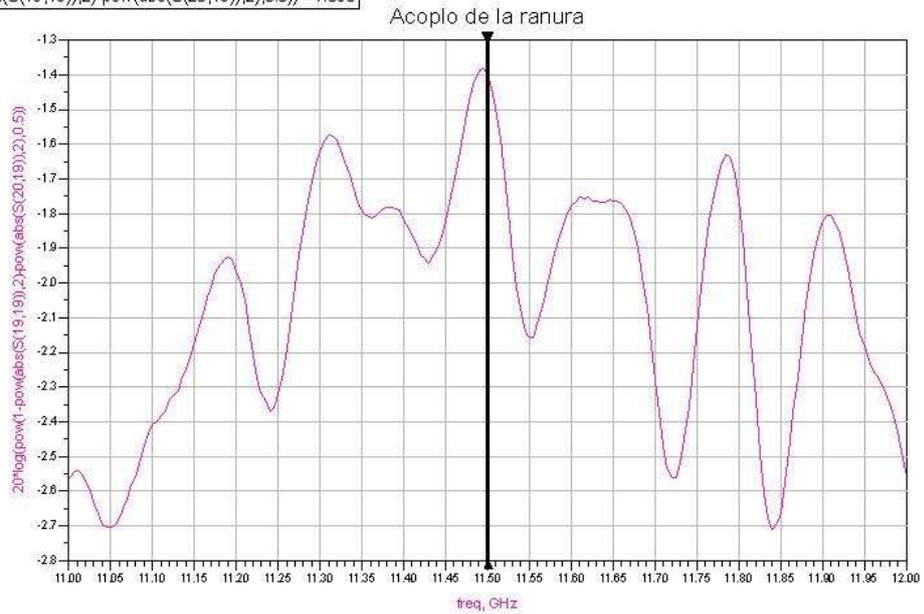
Con los cambios realizados se ha desplazado la resonancia hacia frecuencias mayores gracias al tornillo central, pero se ha cerrado la curva de impedancias sobre sí misma consiguiendo que sea más acusada gracias al tornillo más cercano a la entrada de la guía.



En este caso el módulo de la transmisión sí se ve modificado debido a que han sido dos tornillos los que se han cambiado de posición y uno de ellos 2 vueltas enteras. El cambio es de +1.3dB a la frecuencia central, que se mantiene más o menos para el resto del rango de estudio.

La fase sufre un cambio considerable debido a las mismas causas comentadas para el módulo. En este caso la reducción de la misma es de unos 21°, muy grande comparado con los casos anteriores.

```
m40
freq=11.50GHz
20*log(pow(1-pow(abs(S(19,19)),2)-pow(abs(S(20,19)),2),0.5))=-1.398
```



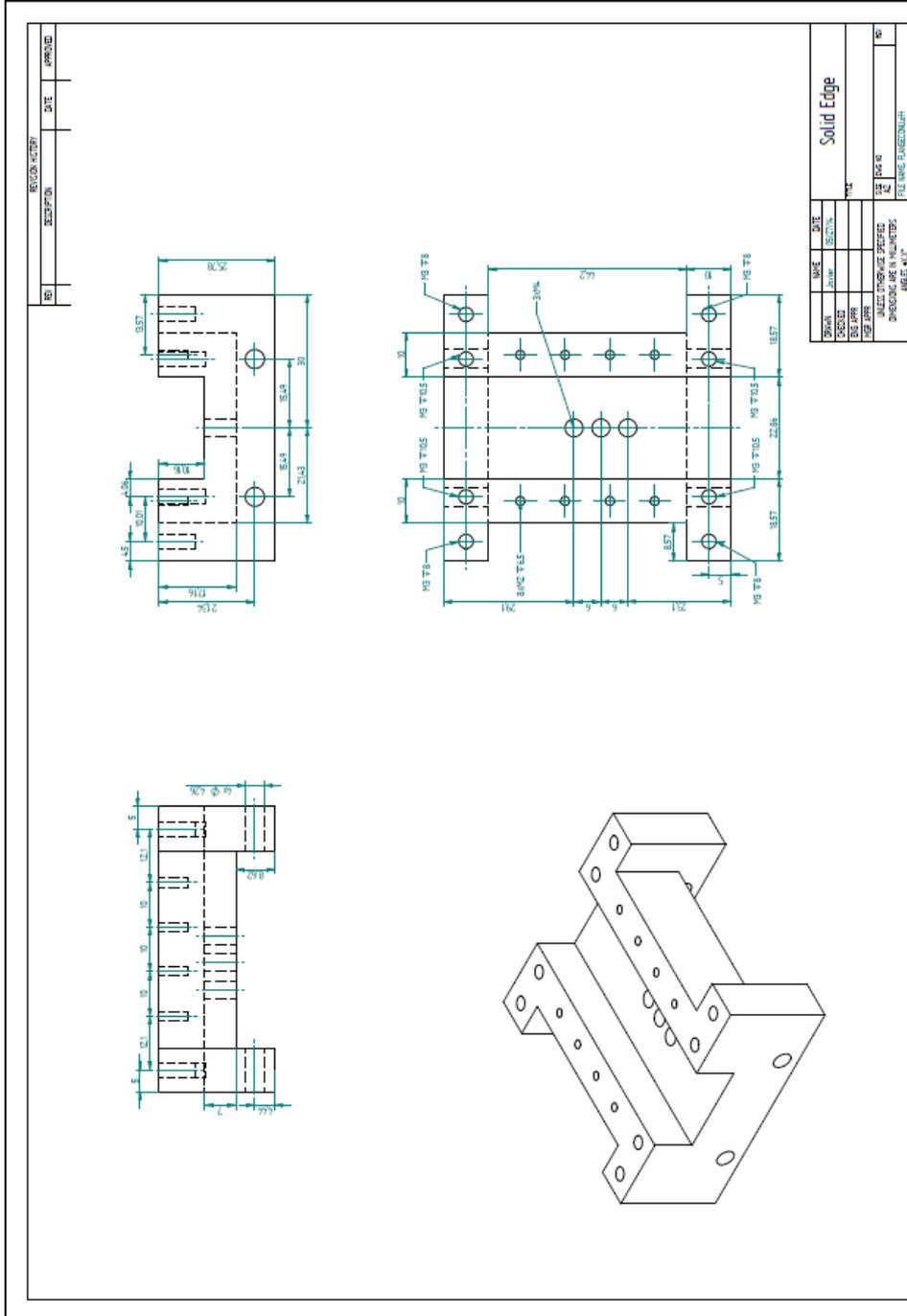
Por último el acoplo de la ranura se ha visto reducido en todo el rango de frecuencias. Concretamente para 11.5GHz el cambio ha sido de los -0.961dB pasados a los -1.398 actuales, es decir, una modificación de -0.4dB.

El interés que puede tener esta última configuración es el gran cambio sufrido por la fase de la transmisión, teniendo en cuenta que los cambios en su módulo y en el del acoplo de la ranura son de -1dB y -0.4dB respectivamente, no demasiado significativos en comparación.

## D Planos de los prototipos fabricados.

A continuación se incluyen los planos de las piezas de aluminio generados en las diferentes partes de este PFC.

Planos del prototipo unitario:









## **E Radiación en campo lejano.**

El espacio que rodea a una antena se divide en 3 regiones: campo-cercano reactivo, campo cercano radiado (Fresnel) y campo-lejano (Fraunhofer).

**-Campo cercano reactivo:** Espacio más próximo que rodea la antena donde predomina el campo reactivo. Esta región se da a una distancia R de la superficie de la antena según:

$$R < 0,62\sqrt{D^3/\lambda}$$

Donde  $\lambda$  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 de campo lejano; en esta zona predomina el campo radiado pero la distribución de campo angular depende de la distancia a la antena. La región queda definida a una distancia R tal que:

$$0,62\sqrt{D^3/\lambda} \leq R < 2D^2/\lambda$$

**-Campo lejano (Fraunhofer):** Región donde la distribución angular del campo es independiente de la distancia a la antena. La región se define a una distancia R que cumple:

$$R > 2D^2/\lambda$$

El diagrama de radiación de una antena cambia su forma en función de la región donde se esté observando. En la zona reactiva se obtiene un diagrama diseminado y casi uniforme.

Si se aleja el observador hasta la región cercana de Fresnel, el diagrama de radiación aparece suavizado con los nulos de los lóbulos secundarios rellenos. Por último, en la región de campo lejano el diagrama está correctamente formado, con los lóbulos bien definidos y sus nulos marcados.

La radiación de una antena siempre se representa mediante su diagrama de radiación en campo lejano (Fraunhofer).

La distancia a la que los prototipos construidos en este PFC radian en la región de campo lejano:

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot (85.28 \text{ mm})^2}{26,09 \text{ mm}} = 0.56 \text{ m}$$

La distancia entre torres de la cámara anecoica de la EPS es de 4,2 metros. Por ello, se dan las condiciones de campo lejano far-field para la medida de los prototipos de este PFC.



# PRESUPUESTO

## 1) Ejecución Material

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 2.000 €
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses ..... 50 €
- Material de oficina ..... 150 €
- Material de fabricación de prototipos:  
  
    Sustrato de circuitos impresos..... 425 €  
    Piezas metálicas a medida..... 410 €
- Alquiler máquina fresadora durante 1 mes ..... 4.500 €
- Medidas del analizador de redes durante 30h ..... 1.800 €
- Medidas en cámara anecoica durante 10h..... 1.200 €

Total de ejecución material 10.535 €

## 2) Gastos generales

- 16 % sobre Ejecución Material ..... 1.685,5 €

## 3) Beneficio Industrial

- 6 % sobre Ejecución Material ..... 635.1 €

## 4) Honorarios Proyecto

- 2000 horas a 15 € / hora..... 30.000 €

## 5) Material fungible

- Gastos de impresión..... 60 €
- Encuadernación..... 200 €

## 6) Subtotal del presupuesto

- Subtotal Presupuesto..... 43.115,6 €

## 7) I.V.A. aplicable

- 21% Subtotal Presupuesto ..... 9.054,3 €

## 8) Total presupuesto

- Total Presupuesto..... 52.169,9 €

Madrid, Mayo de 2015  
El Ingeniero Jefe de Proyecto  
Fdo.: Javier Hernández Ortega  
Ingeniero de Telecomunicación



## **PLIEGO DE CONDICIONES**

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de un DISEÑO DE ANTENAS EN GUÍA DE ONDA CON CONTROL DE ALIMENTACIÓN MEDIANTE TORNILLOS DE SINTONÍA. 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.