

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

Diseño de array lineal plano con guía de alimentación en sustrato integrado para banda Ku

Pablo Sánchez Olivares

Septiembre 2011

Diseño de array lineal plano con guía de alimentación en sustrato integrado para banda Ku

AUTOR: Pablo Sánchez Olivares
TUTOR: José Luis Masa Campos

Grupo de Radiofrecuencia, Circuitos, Antenas y Sistemas
Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Septiembre de 2011

Resumen

En este proyecto se ha llevado a cabo el diseño de antenas de array ranuradas sobre SIW con polarización circular dentro de la banda de microondas Ku (16.3 - 17.7 GHz). Los elementos radiantes que integran las guías de onda sobre sustrato (SIW) que conforman las antenas son ranuras sobre la cara superior de la guía rectangular. Si se colocan de la manera adecuada, dichas ranuras pueden ofrecer diferentes diagramas de radiación dependiendo del tipo de alimentación y del tamaño de estas en el array completo.

Además, se llevará a cabo el diseño de transiciones de alimentación para los arrays lineales de diferentes tipos, tanto a líneas microstrip como directamente a la SIW. También se llevará a cabo un proceso de fabricación de dichas transiciones para comprobar su nivel de sensibilidad a modificaciones y la repetitividad de los prototipos realizados. Todos los circuitos se construirán con los materiales, aparatos y recursos disponibles en los laboratorios de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.

Como última etapa, los arrays y las transiciones diseñadas serán combinados para completar la caracterización que pueda ser construida y medida mediante aparatos de análisis de redes y de diagramas de radiación. Este tipo de antenas impresas son muy utilizadas en sistemas de radar (como en barcos o aviones) o en aplicaciones para satélites por su directividad, bajo coste y por la reducción de tamaño características de estas antenas.

Palabras Clave

Guía de onda, SIW, línea microstrip, ranuras, parámetros S, adaptación, coeficiente de reflexión, relación axial, diagrama de radiación, sustrato, constante dieléctrica, pérdidas, antena, array lineal, transición, acoplo, vías de sintonía, conector SMA.

Abstract

This project deals with the design of circular polarized SIW slotted array antennas in the microwave band Ku (16.3 - 17.7 GHz). The radiating elements that make up the substratum waveguides (SIW) which form the antennas are slots cut in the broadwall of a rectangular waveguide. If placed in an appropriate manner, such grooves may offer different radiation patterns depending on the type of power and size of the slots in the entire array.

In addition, the design of power transitions for linear arrays of different types, either through micro strip lines or directly, to the SIW is carried out. Furthermore, an explanation of the manufacturing process of these transitions is given in order to check the level of sensitivity to change and the repeatability of the prototypes made. All circuits are constructed with materials, equipment and resources available in the laboratories of the Polytechnic School of the Autonoma University of Madrid.

As a final stage, the designed transitions and arrays are combined to complete the characterization which can be built and measured so that devices can analyze networks and radiation patterns. This type of printed antennas is widely used in radar systems, such as ships or aircraft, or in applications for satellites due to its high directivity, low cost and reduced size which characterize these antennas.

Key words

Waveguide, SIW, microstrip line, S parameter, adaptation, reflection coefficient, axial ratio, radiation pattern, substrate, dielectric constant, losses, antenna, lineal array, transition, coupling, tuning via, SMA connector

Agradecimientos

En primer lugar quiero dar las gracias a mi tutor José Luis Masa. Sin su ayuda y dedicación no habría sido posible la realización de este proyecto. No creo que mucha gente esté siempre “ahí” tanto como él y eso es algo que le tengo que agradecer enormemente.

También quiero dar las gracias a Bazil, Jorge y, en general, a todos los miembros del antiguo GSRCO y nuevo RFCAS: Ramiro, Roger, Jorge, Álvaro, Manzano, David, etc. Siempre han estado disponibles para comentar tanto cosas importantes como grandes tonterías.

Gracias a todos los compañeros con los que he compartido la carrera, como Rober, De Sevilla, Ibáñez y muchos más. Tiene mérito que lo pasáramos bien a pesar de ir a clase. Pero, en especial, quiero dar las gracias a Javi y a Chema. Aunque me digan que soy un “moñas” sin ellos no habría pasado igual estos 5 años.

Y, por último, y no menos importante, quiero dar las gracias a mi familia y amigos. En especial quiero agradecer a mis padres el poder haber llegado hasta aquí. Gracias a todo vuestro apoyo y cariño soy lo que soy. Y gracias a él seré más.

Muchas gracias.

Pablo.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	1
1.1	Motivación.....	1
1.2	Objetivos.....	1
1.3	Organización de la memoria.....	2
2	Estado del arte.....	3
2.1	Principios básicos de antenas.....	3
2.1.1	Concepto de antena.....	3
2.1.2	Tipos de antenas.....	4
2.1.2.1	Antenas de elementos.....	5
2.1.2.2	Antenas de onda progresiva.....	5
2.1.2.3	Antenas de array.....	5
2.1.2.4	Antenas de apertura.....	6
2.1.3	Impedancia de entrada.....	6
2.1.4	Parámetros de dispersión (Parámetros S).....	7
2.1.5	Adaptación.....	9
2.1.6	Relación de Onda Estacionaria (SWR).....	10
2.1.7	Diagrama de Radiación.....	10
2.1.8	Intensidad de radiación.....	13
2.1.9	Directividad y ganancia.....	13
2.1.10	Eficiencia.....	14
2.1.11	Polarización.....	14
2.1.12	Ancho de Banda (BW).....	15
2.2	Teoría de Guías de Onda.....	16
2.2.1	Modos de propagación.....	16
2.2.2	Tipos de guías de ondas.....	17
2.2.2.1	Guía rectangular.....	17
2.2.2.2	Guía Circular.....	19
2.2.3	Alimentación en guía de onda.....	20
2.3	Teoría Microstrip.....	21
2.3.1	Alimentación Microstrip.....	22
2.4	Teoría SIW (Substrate Integrated Waveguide).....	23
2.4.1	Alimentación SIW.....	24
2.5	Arrays de antenas.....	26
2.5.1	Arrays lineales.....	27
2.5.2	Arrays planos.....	28
2.5.3	Phased arrays.....	28

2.5.4 Elementos radiantes	29
2.5.4.1 Parches	29
2.5.4.2 Ranuras	30
2.6 Herramientas de diseño y simulación	32
2.6.1 CST Microwave Studio	32
2.6.2 Advanced Design System (ADS)	33
2.6.3 Ensemble 1D Array Synthesis	34
3 Diseño de antenas	35
3.1 Estructura global	35
3.2 Caracterización de las guías de onda	36
3.2.1 Caracterización de la guía de onda ($d_k=2.5$)	38
3.2.2 Caracterización de la guía de onda ($d_k=2.17$)	39
3.2.3 Tabla Resumen y Comparativa	41
3.3 Diseño del elemento unitario	41
3.3.1 Diseño del elemento unitario ($d_k=2.5$)	45
3.3.2 Diseño del elemento unitario ($d_k=2.17$)	48
3.3.3 Comparativa	51
3.4 Diseño del array lineal	52
3.4.1 Tipo de array	52
3.4.2 Elección de los elementos del array lineal	55
3.4.3 Modelo de acoplamientos	56
3.4.4 Diseño del array lineal ($d_k = 2.5$)	58
3.4.4.1 Array lineal sin compensación de acoplos ($d_k=2.5$)	58
3.4.4.2 Array lineal con compensación de acoplos ($d_k=2.5$)	61
3.4.4.3 Comparativa ($d_k=2.5$)	64
3.4.5 Diseño del array lineal ($d_k=2.17$)	65
3.4.5.1 Array lineal sin compensación de acoplos ($d_k=2.17$)	65
3.4.5.2 Array lineal con compensación de acoplos ($d_k=2.17$)	68
3.4.5.3 Comparativa ($d_k=2.17$)	70
3.4.6 Comparativa	71
3.5 Diseño del elemento unitario utilizando vías de sintonía	74
3.5.1 Comparativa con el diseño del elemento unitario sin vías de sintonía ($d_k=2.17$)	84
3.6 Diseño del array lineal utilizando vías de sintonía	85
3.7 Comparativa entre los arrays lineales diseñados ($d_k=2.5$, 2.17 con acoplos compensados y 2.17 con vías de sintonía)	90
4 Diseño de transiciones de alimentación	94
4.1 Transiciones con conector SMA horizontal	94

4.1.1 Transición mstrip - SIW	94
4.1.2 Transición SMA horizontal - mstrip - SIW	97
4.1.3 Análisis del coaxial SMA	100
4.1.4 Transición SMA horizontal - mstrip - SIW con protección	103
4.2 Transiciones con conector SMA vertical.....	106
4.2.1 Transición SMA vertical - SIW	107
4.2.1.1 Transición SMA vertical - SIW ($d_k=2.5$).....	107
4.2.1.2 Transición SMA vertical - SIW ($d_k=2.17$).....	112
4.2.1.3 Transición SMA vertical - SIW con cambio de anchura ($d_k=2.17$).....	115
4.2.2 Transición SMA vertical - mstrip	121
4.2.2.1 Transición SMA vertical - mstrip en sustrato de $b=1.5748$ mm.....	122
4.2.2.2 Transición SMA vertical - mstrip en sustrato de $b=0.508$ mm.....	123
4.2.2.3 Transición SMA vertical - mstrip con transformador en sustrato de $b=0.508$ mm.....	125
4.2.2.4 Transición SMA vertical - mstrip con transf. - SIW en sustrato de $b=0.508$ mm.....	129
4.2.2.5 Transición SMA vertical - mstrip ($b=0.508$ mm) - SIW ($b=1.5748$ mm) con cambio de sustrato en SIW	133
4.2.2.6 Transición SMA vertical - mstrip ($b=0.508$ mm) - SIW ($b=1.5748$ mm) con cambio de sustrato en mstrip.....	141
4.2.3 Comparativa.....	150
5 Integración y resultados experimentales.....	152
5.1 Arrays lineales con transición SMA vertical - SIW	152
5.1.1 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$	152
5.1.2 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$	154
5.1.3 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con vías de sintonía.....	155
5.2 Arrays lineales con transición SMA vertical - SIW con cambio de anchura	157
5.2.1 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$	157
5.2.2 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con vías de sintonía.....	159
5.3 Arrays lineales con transición SMA vertical - mstrip	161
5.3.1 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$	161
5.3.2 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con vías de sintonía.....	164
5.4 Comparativa.....	168
5.4.1 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$	168
5.4.2 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$	169
5.4.3 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con vías de sintonía.....	171
5.4.4 Resumen	173
5.5 Fabricación	175

6 Conclusiones y trabajo futuro	179
6.1 Conclusiones	179
6.2 Trabajo futuro	180
Referencias	181
Anexos	i
Publicaciones	xx
Presupuesto	xxiv
Pliego de condiciones	xxvi

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1: Antena para comunicaciones por satélite en banda C de 15 m de diámetro..	3
Figura 2-2: Antena de onda corta “Cortina”, Moosbrunn, Austria.....	3
Figura 2-3: Clasificación de antenas respecto a sus frecuencias de operación.....	4
Figura 2-4: Dipolo	5
Figura 2-5: Antena Yagi	5
Figura 2-6: Antena de ranuras en guía de onda para banda X.....	5
Figura 2-7: Antena de ranuras circular para comunicaciones por satélite en banda Ku...	5
Figura 2-8: Esquema de funcionamiento de una antena inteligente	6
Figura 2-9: Antena parabólica	6
Figura 2-10: Antena de bocina piramidal	6
Figura 2-11: Antena de bocina cónica	6
Figura 2-12: Red de dos puertos	7
Figura 2-13: Antena conectada a un generador mediante línea de transmisión	9
Figura 2-14: Sistema de coordenadas esféricas	11
Figura 2-15: Diagrama de radiación en 3D de un dipolo (izquierda) y de una antena de Yagi (derecha)	11
Figura 2-16: Diagramas de radiación en 2D. En coordenadas polares (izquierda) y cartesianas (derecha).....	12
Figura 2-17: Tipos de diagramas de radiación	12
Figura 2-18: Representación del diferencial de ángulo sólido	13
Figura 2-19: Elipse de polarización.....	14
Figura 2-20: Ejemplo de polarización lineal	15
Figura 2-21: Ejemplo de polarización circular	15
Figura 2-22: Ejemplo de guía de onda.....	16
Figura 2-23: Guía de onda rectangular	18
Figura 2-24: Atenuación de los modos de propagación para una guía rectangular con $a=2$ cm	18
Figura 2-25: Guía de onda circular.....	19
Figura 2-26: Funciones de Bessel de primera especie para $n=0,1$ y 2	19
Figura 2-27: Atenuación de los modos de propagación para una guía circular con $r=2.54$ cm	19
Figura 2-28: Alimentación de una guía de onda por sonda coaxial vertical	20
Figura 2-29: Posición y longitud del conector vertical.....	20
Figura 2-30: Parámetros de una línea microstrip.....	21
Figura 2-31: Propagación de los campos en una línea microstrip	21
Figura 2-32: Alimentación por sonda coaxial vertical de la línea microstrip.....	22
Figura 2-33: Alimentación por coaxial horizontal de la línea microstrip.....	23
Figura 2-34: Guía de onda con la tecnología impresa SIW	23
Figura 2-35: Equivalencia de anchuras entre SIW y guía tradicional	24
Figura 2-36: Alimentación de una SIW por sonda coaxial vertical.....	25
Figura 2-37: Transición de línea microstrip a SIW en el mismo sustrato	25
Figura 2-38: Transición de línea microstrip a guía de onda en el mismo sustrato	25
Figura 2-39: Líneas de campo dominantes en a) guía de onda rectangular y b) línea microstrip.....	25
Figura 2-40: Ejemplos de diferentes tipos de antenas de array. Lineal, plano y conformado.	26
Figura 2-41: Array lineal con N elementos equiespaciados y separados una distancia d	27
Figura 2-42: Retícula de $M \times N$ elementos dispuestos sobre el plano XY	28

Figura 2-43: Radar de phased arrays PAVE PAWS, en Alaska.....	28
Figura 2-44: Parche radiante.....	29
Figura 2-45: Formas de alimentar un parche.....	30
Figura 2-46: Esquema de una ranura.....	30
Figura 2-47: Alimentación de ranuras por medio de una guía de onda.....	31
Figura 2-48: Alimentación de una ranura por medio de una línea microstrip.....	32
Figura 2-49: Logo CST.....	32
Figura 2-50: Entorno de trabajo de CST.....	32
Figura 2-51: Logo ADS.....	33
Figura 2-52: Entorno de trabajo de ADS. Esquemático (izquierda) y Layout (derecha).....	33
Figura 2-53: Entorno de trabajo del software Ensemble 1D Array Synthesis.....	34
Figura 3-1: Aspecto de una antena final de este PFC (Entorno de simulación).....	35
Figura 3-2: Esquema de las frecuencias de corte de los modos de la guía con $d_k=2.5$... 39	39
Figura 3-3: Esquema de las frecuencias de corte de los modos de la guía con $d_k=2.5$... 40	40
Figura 3-4: Esquema de una SIW.....	41
Figura 3-5: Elemento radiante utilizado para el diseño de las antenas.....	42
Figura 3-6: Ranura formada por dos aperturas utilizada en [10] y [11]......	43
Figura 3-7: Esquema de la formación de la ranura propuesta a partir de la ranura doble.....	43
Figura 3-8: Esquema de la ranura propuesta con $x_{Ssup}=0$ y $x_{Ssup}\neq 0$	43
Figura 3-9: Entorno de simulación de una ranura en el software CST Microwave Studio.....	44
Figura 3-10: Parámetros S_{11} , S_{21} y señal de acoplo en dB para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.5$) a 17 GHz.....	45
Figura 3-11: Valores de x_s (mm) y fase del ERHCP ($^\circ$) para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.5$) a 17 GHz.....	46
Figura 3-12: Valores de amplitud y fase ($^\circ$) del parámetro S_{21} para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.5$) a 17 GHz.....	46
Figura 3-13: Valores de relación axial (dB) óptimos para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.5$) a 17 GHz.....	47
Figura 3-14: Parámetros simulados con CST para una ranura de longitud $l_s = 5.58$ mm sobre un sustrato de $\epsilon_r=2.5$. Parámetros S (izquierda) y relación axial a 17 GHz (derecha)......	47
Figura 3-15: Parámetros simulados con CST para una ranura de longitud $l_s = 5.33$ mm sobre un sustrato de $\epsilon_r=2.5$. Parámetros S (izquierda) y relación axial a 17 GHz (derecha)......	47
Figura 3-16: Parámetros simulados con CST para una ranura de longitud $l_s = 4.84$ mm sobre un sustrato de $\epsilon_r=2.5$. Parámetros S (izquierda) y relación axial a 17 GHz (derecha)......	48
Figura 3-17: Parámetros S_{11} , S_{21} y señal de acoplo en dB para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.17$) a 17 GHz.....	48
Figura 3-18: Valores de x_s (mm) y fase del ERHCP ($^\circ$) para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.17$) a 17 GHz.....	49
Figura 3-19: Valores de amplitud y fase ($^\circ$) del parámetro S_{21} para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.17$) a 17 GHz.....	49
Figura 3-20: Valores de relación axial (dB) óptimos para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.17$) a 17 GHz.....	49
Figura 3-21: Parámetros simulados con CST para una ranura de longitud $l_s = 5.77$ mm sobre un sustrato de $\epsilon_r=2.17$. Parámetros S (izquierda) y relación axial a 17 GHz (derecha)......	50

Figura 3-22: Parámetros simulados con CST para una ranura de longitud $l_s = 5.48$ mm sobre un sustrato de $\epsilon_r=2.17$. Parámetros S (izquierda) y relación axial a 17 GHz (derecha).	50
Figura 3-23: Parámetros simulados con CST para una ranura de longitud $l_s = 5$ mm sobre un sustrato de $\epsilon_r=2.17$. Parámetros S (izquierda) y relación axial a 17 GHz (derecha).	50
Figura 3-24: Comparativa de coeficientes de reflexión (S_{11}) entre los elementos radiantes para dos sustratos diferentes a 17 GHz	51
Figura 3-25: Comparativa de coeficientes de transmisión (S_{21}) y coeficientes de acoplo entre los elementos radiantes para dos sustratos diferentes a 17 GHz	51
Figura 3-26: Comparativa de relación axial (AR) entre los elementos radiantes para dos sustratos diferentes a 17 GHz	52
Figura 3-27: Diagrama de radiación teórico para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB	53
Figura 3-28: Ancho de haz a -3dB del diagrama de radiación teórico para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB	53
Figura 3-29: Entorno de simulación de CST de un array lineal	55
Figura 3-30: Esquema de coeficientes de potencia de una ranura con sus dos ranuras adyacentes	56
Figura 3-31: Modelo de simulación, sobre CST, del estudio de acoplamiento mutuo para una ranura y sus dos ranuras adyacentes	58
Figura 3-32: Simulación obtenida con CST de los parámetros S(dB) del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ sin compensación de acoplos	59
Figura 3-33: Simulación obtenida con CST del parámetro S_{11} , en carta de Smith, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ sin compensación de acoplos	59
Figura 3-34: Simulación obtenida con CST del nivel de AR a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ sin compensación de acoplos.	60
Figura 3-35: Simulación obtenida con CST del diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ sin compensación de acoplos. Representación de ganancia.	60
Figura 3-36: Diagrama de radiación normalizado a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ sin compensación de acoplos simulado con CST frente al diagrama de radiación teórico obtenido con Ensemble 1D Array Synthesis.	61
Figura 3-37: Simulación obtenida con CST de los parámetros S(dB) del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ con compensación de acoplos	61
Figura 3-38: Simulación obtenida con CST del parámetro S_{11} , en carta de Smith, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ con compensación de acoplos	62
Figura 3-39: Simulación obtenida con CST del nivel de AR a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ con compensación de acoplos.	62
Figura 3-40: Simulación obtenida con CST del diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ con compensación de acoplos. Representación de ganancia.	63
Figura 3-41: Diagrama de radiación normalizado a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ con compensación de acoplos simulado con CST frente al diagrama de radiación teórico obtenido con Ensemble 1D Array Synthesis.	63
Figura 3-42: Parámetros S(dB) del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ “sin acoplos compensados” frente a “con acoplos compensados” simulados con CST.	64
Figura 3-43: Comparativa del diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, simulado con CST, entre el array lineal de $\epsilon_r=2.5$ sin compensación de acoplos y con compensación de acoplos.	64

Figura 3-44: Simulación obtenida con CST de los parámetros S(dB) del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ sin compensación de acoplos	65
Figura 3-45: Simulación obtenida con CST del parámetro S_{11} , en carta de Smith, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ sin compensación de acoplos	66
Figura 3-46: Simulación obtenida con CST del nivel de AR a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ sin compensación de acoplos.....	66
Figura 3-47: Simulación obtenida con CST del diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ sin compensación de acoplos. Representación de ganancia.....	67
Figura 3-48: Diagrama de radiación normalizado a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ sin compensación de acoplos simulado con CST frente al diagrama de radiación teórico obtenido con Ensemble 1D Array Synthesis.....	67
Figura 3-49: Simulación obtenida con CST de los parámetros S(dB) del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ con compensación de acoplos	68
Figura 3-50: Simulación obtenida con CST del parámetro S_{11} , en carta de Smith, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ con compensación de acoplos	68
Figura 3-51: Simulación obtenida con CST del nivel de AR a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ con compensación de acoplos.....	69
Figura 3-52: Simulación obtenida con CST del diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ con compensación de acoplos. Representación de ganancia.....	69
Figura 3-53: Diagrama de radiación normalizado a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ con compensación de acoplos simulado con CST frente al diagrama de radiación teórico obtenido con Ensemble 1D Array Synthesis.....	70
Figura 3-54: Parámetros S (dB) del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ “sin acoplos compensados” frente a “con acoplos compensados” simulados con CST.....	70
Figura 3-55: Comparativa del diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, simulado con CST, entre el array lineal de $\epsilon_r=2.17$ sin compensación de acoplos y con compensación de acoplos.....	71
Figura 3-56: Comparativa del parámetro de reflexión S_{11} (dB) de los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 tanto para “sin acoplos compensados” como para “acoplos compensados”, simulados con CST	71
Figura 3-57: Comparativa del parámetro de reflexión S_{11} , en carta de Smith, de los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 tanto para “sin acoplos compensados” como para “acoplos compensados”, simulados con CST.....	72
Figura 3-58: Comparativa del diagrama de radiación normalizado a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, simulado con CST, entre los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 tanto para “acoplos no compensados” como para “acoplos compensados” frente al diagrama de radiación teórico obtenido con Ensemble 1D Array Synthesis	73
Figura 3-59: Elemento radiante utilizado para el diseño de las antenas con dos vías de sintonización añadidas para mejorar la reflexión	74
Figura 3-60: Parámetros S, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5.77 mm	75
Figura 3-61: Parámetros S en carta de Smith, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5.77 mm	76
Figura 3-62: Comparación de parámetros S, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura de longitud 5.77 mm con y sin vías de sintonía.....	76
Figura 3-63: Comparación de parámetros de reflexión (S_{11}) en carta de Smith, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura de longitud 5.77 mm con y sin vías de sintonía.....	77

Figura 3-64: Simulación con CST de la relación axial (AR) a 17 GHZ, con corte en el plano $\varphi=0$, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5.77 mm.....	77
Figura 3-65: Parámetros S, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5.48 mm	78
Figura 3-66: Parámetros S en carta de Smith, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5.48 mm	78
Figura 3-67: Comparación de parámetros S, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura de longitud 5.48 mm con y sin vías de sintonía.....	79
Figura 3-68: Comparación de parámetros de reflexión (S_{11}) en carta de Smith, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura de longitud 5.48 mm con y sin vías de sintonía.....	79
Figura 3-69: Simulación con CST de la relación axial (AR) a 17 GHZ, con corte en el plano $\varphi=0$, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5.48 mm.....	79
Figura 3-70: Parámetros S, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5 mm	80
Figura 3-71: Parámetros S en carta de Smith, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5 mm	80
Figura 3-72: Comparación de parámetros S, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura de longitud 5 mm con y sin vías de sintonía.....	81
Figura 3-73: Comparación de parámetros de reflexión (S_{11}) en carta de Smith, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura de longitud 5.77 mm con y sin vías de sintonía.....	81
Figura 3-74: Simulación con CST de la relación axial (AR) a 17 GHZ, con corte en el plano $\varphi=0$, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5 mm.....	81
Figura 3-75: Parámetros S_{11} , S_{21} y señal de acoplo en dB para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz para el array con vías de sintonía ($d_k=2.17$).....	82
Figura 3-76: Valores de x_s (mm) y fase del ERHCP ($^\circ$) para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz para el array con vías de sintonía ($d_k=2.17$).....	83
Figura 3-77: Valores de amplitud y fase ($^\circ$) del parámetro S_{21} para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz para el array con vías de sintonía ($d_k=2.17$)	83
Figura 3-78: Valores de x_{sup} (mm) para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz para el array con vías de sintonía ($d_k=2.17$)	83
Figura 3-79: Valores de x_{vs} (mm) y y_{vs} (mm) para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz para el array con vías de sintonía ($d_k=2.17$).....	83
Figura 3-80: Valores de relación axial (dB) óptimos para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz para el array con vías de sintonía ($d_k=2.17$)	83
Figura 3-81: Comparativa de coeficientes de reflexión (S_{11}) entre los elementos radiantes con y sin vías de sintonía para $d_k =2.17$ a 17 GHz.....	84
Figura 3-82: Comparativa de coeficientes de transmisión (S_{21}) y coeficientes de acoplo entre los elementos radiantes con y sin vías de sintonía para $d_k =2.17$ a 17 GHz.....	84
Figura 3-83: Comparativa de axial ratio entre los elementos radiantes con y sin vías de sintonía para $d_k =2.17$ a 17 GHz.....	85
Figura 3-84: Simulación obtenida con CST de los parámetros S(dB) del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ utilizando elementos con vías de sintonía.....	86
Figura 3-85: Simulación obtenida con CST del parámetro de reflexión S_{11} , en carta de Smith, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ utilizando elementos con vías de sintonía	86
Figura 3-86: Simulación obtenida con CST del nivel de AR a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ utilizando elementos con vías de sintonía. Representación de ganancia.....	87

Figura 3-87: Simulación obtenida con CST del diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ utilizando elementos con vías de sintonía. Representación de ganancia.	87
Figura 3-88: Diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=90^\circ$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ utilizando elementos con vías de sintonización con distintas anchuras de plano reflector, simulados con CST. $w_{top}=16$ mm (izq.) y $w_{top}=17.5$ mm (der.).....	88
Figura 3-89: Diagrama de radiación normalizado a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ utilizando elementos con vías de sintonización, simulado con CST, frente al diagrama de radiación teórico obtenido con Ensemble 1D Array Synthesis	89
Figura 3-90: Comparativa del parámetro de reflexión S_{11} (dB) de los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 con acoplos compensados (ambos) y 2.17 con vías de sintonía, simulados con CST	90
Figura 3-91: Comparativa del parámetro de reflexión S_{11} , en carta de Smith, de los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 con acoplos compensados (ambos) y 2.17 con vías de sintonía, simulados con CST	91
Figura 3-92: Comparativa del nivel de AR (dB) de los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 con acoplos compensados (ambos) y 2.17 con vías de sintonía, simulados con CST (AMPLIADO).....	91
Figura 3-93: Comparativa del diagrama de radiación normalizado a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, simulado con CST, entre los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 con acoplos compensados (ambos) y 2.17 con vías de sintonía frente al diagrama de radiación teórico obtenido con Ensemble 1D Array Synthesis	92
Figura 4-1: Esquema de la transición mstrip a SIW	94
Figura 4-2: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición mstrip a SIW simulados con CST.....	95
Figura 4-3: Esquema de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida.	95
Figura 4-4: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida simulados con CST.....	96
Figura 4-5: Imagen de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida construida en el taller de circuitos de la EPS. Top (izquierda) y bottom (derecha)	96
Figura 4-6: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida, medido con el analizador de redes E5071C	97
Figura 4-7: Coeficiente de transmisión (S_{21}), en dB, de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida, medido con el analizador de redes E5071C	97
Figura 4-8: Esquema de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida con conectores coaxiales reales conectados a la pista mstrip horizontalmente	98
Figura 4-9: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición mstrip a SIW con conectores coaxiales en los puertos de entrada y salida simulados con CST	98
Figura 4-10: Diagrama de radiación en 3D a 17 GHz de la transición mstrip a SIW con conectores coaxiales en los puertos de entrada y salida simulada con CST. Vista de planta. Alimentación por el puerto 1.	99
Figura 4-11: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida, medido con el analizador de redes E5071C y adaptado mediante análisis circuital con ADS	99
Figura 4-12: Coeficiente de transmisión (S_{21}), en dB, de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida, medido con el analizador de redes E5071C y adaptado mediante análisis circuital con ADS	99

Figura 4-13: Esquema de un conector coaxial real conectado a pista mstrip horizontalmente	100
Figura 4-14: Diagrama de radiación en 3D a 3 GHz de un conector coaxial real conectado a pista mstrip horizontalmente simulado con CST.....	101
Figura 4-15: Diagrama de radiación en 3D a 10 GHz de un conector coaxial real conectado a pista mstrip horizontalmente simulado con CST.....	101
Figura 4-16: Diagrama de radiación en 3D a 17 GHz de un conector coaxial real conectado a pista mstrip horizontalmente simulado con CST.....	101
Figura 4-17: Parámetro S_{11} (dB) de la simulación en CST de un conector coaxial real conectado a pista mstrip horizontalmente. Análisis en frecuencia	102
Figura 4-18: Parámetro S_{21} (dB) de la simulación en CST de un conector coaxial real conectado a pista mstrip horizontalmente. Análisis en frecuencia	102
Figura 4-19: Transición de adaptación de SIW a coaxial propuesta en [15].....	103
Figura 4-20: Transición de conector coaxial SMA a microstrip propuesta en [16]	103
Figura 4-21: Comparación de los parámetros S medidos para conexiones back to back entre el diseño convencional y el diseño propuesto en [16]	104
Figura 4-22: Anillo metálico propuesto para confinar la señal radiada por el conector SMA a partir del anillo metálico propuesto en [16]	104
Figura 4-23: Esquema de la transición mstrip a SIW back-to-back con conectores coaxiales reales, que utilizan el anillo metálico propuesto en la Figura 4-19	105
Figura 4-24: Parámetros S (dB), de la transición mstrip a SIW back-to-back con conectores coaxiales reales, que utilizan el anillo metálico propuesto en la Figura 4-19, simulados con CST	105
Figura 4-25: Esquema del plano de masa al que se conecta el SMA en una transición vertical.....	106
Figura 4-26: Imagen del conector SMA de tipo panel especificado en [23]	106
Figura 4-27: Esquema de un conector SMA alimentando una SIW por transición vertical. Vistas de perfil (izquierda) y planta (derecha)	107
Figura 4-28: Esquema de la transición vertical SMA a SIW sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$. 108	
Figura 4-29: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$, simulados con CST.....	108
Figura 4-30: Esquema de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$	108
Figura 4-31: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$, simulados con CST.....	109
Figura 4-32: Imagen de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$ construida en el taller de circuitos de la EPS. Top (izquierda) y bottom (derecha)	109
Figura 4-33: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$, medido con el analizador de redes E5071C.....	110
Figura 4-34: Coeficiente de transmisión (S_{21}), en dB, de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$, medido con el analizador de redes E5071C	110
Figura 4-35: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB, de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$ para diferentes longitudes de la altura del alma (h_{alma}), simulado con CST.....	111

Figura 4-36: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en carta de Smith, de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$ para diferentes longitudes de la altura del alma (h_{alma}), simulado con CST.....	111
Figura 4-37: Esquema de la transición vertical SMA a SIW sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$	112
Figura 4-38: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$, simulados con CST.....	112
Figura 4-39: Esquema de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$	113
Figura 4-40: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$, simulados con CST.....	113
Figura 4-41: Imagen de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ construida en el taller de circuitos de la EPS. Top (izquierda) y bottom (derecha).....	113
Figura 4-42: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$, medido con el analizador de redes E5071C.....	114
Figura 4-43: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB, de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ para diferentes longitudes de la altura del alma (h_{alma}), simulado con CST.....	114
Figura 4-44: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en carta de Smith, de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ para diferentes longitudes de la altura del alma (h_{alma}), simulado con CST.....	115
Figura 4-45: Ilustración del “gap” de aire que queda entre el conector SMA y el plano metálico del sustrato.....	115
Figura 4-46: Esquema de la posición del conector para poder unirlo a la placa utilizando los dos tornillos.....	116
Figura 4-47: Esquema de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$	117
Figura 4-48: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$, simulados con CST.....	118
Figura 4-49: Esquema de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$	118
Figura 4-50: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$, simulados con CST.....	118
Figura 4-51: Imagen de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ construida en el taller de circuitos de la EPS. Top (izquierda) y bottom (derecha).....	119
Figura 4-52: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB, de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ para diferentes alturas del alma del conector SMA, medido con el analizador de redes E5071C.....	119
Figura 4-53: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en carta de Smith, de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ para diferentes alturas del alma del conector SMA, medido con el analizador de redes E5071C.....	120
Figura 4-54: Coeficiente de transmisión (S_{21}), en dB, de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ para $h_{alma} = 1.70$ mm, medido con el analizador de redes.....	120

Figura 4-55: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ para diferentes alturas del alma del conector SMA con una desviación de la situación óptima de -0.2 mm de l_{alma} , medido con el analizador de redes E5071C	121
Figura 4-56: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ para diferentes alturas del alma del conector SMA con una desviación de la situación óptima de -0.3 mm de d_{vaciado} , medido con el analizador de redes E5071C.....	121
Figura 4-57: Esquema de los parámetros más importantes de una transición SMA vertical a mstrip con el sustrato dieléctrico oculto. Vista de planta.	122
Figura 4-58: Esquema de la transición vertical SMA a mstrip sobre sustrato de $b=1.5748$ mm.....	122
Figura 4-59: Parámetro de transmisión (S_{21}), en dB, de la transición vertical SMA a mstrip sobre sustrato de $b=1.5748$ mm.....	123
Figura 4-60: Diagrama de radiación en 3D, a 17 GHz, de la transición vertical SMA a mstrip sobre sustrato de $b=1.5748$ mm, simulado con CST.....	123
Figura 4-61: Esquema de la transición vertical SMA a mstrip sobre sustrato de $b=0.508$ mm	124
Figura 4-62: Parámetro de transmisión (S_{21}), en dB, de la transición vertical SMA a mstrip sobre sustrato de $b=0.508$ mm.....	124
Figura 4-63: Diagrama de radiación en 3D, a 17 GHz, de la transición vertical SMA a mstrip sobre sustrato de $b=0.508$ mm, simulado con CST.....	124
Figura 4-64: Esquema de la transición vertical SMA a mstrip con transformador sobre sustrato de $b=0.508$ mm.....	125
Figura 4-65: Parámetros S, en dB, de la transición vertical SMA a mstrip con transformador sobre sustrato de $b=0.508$ mm, simulados con CST.....	125
Figura 4-66: Parámetro S_{11} , en carta de Smith, de la transición vertical SMA a mstrip con transformador sobre sustrato de $b=0.508$ mm, simulado con CST.....	126
Figura 4-67: Comparación del parámetro S_{11} , en dB, de la transición vertical SMA a mstrip sobre distintos sustratos y sin y con transformador, simulados con CST	126
Figura 4-68: Esquema de la transición vertical SMA a mstrip con transformador, back-to-back, sobre sustrato de $b=0.508$ mm.....	127
Figura 4-69: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la transición vertical SMA a mstrip con transformador, back-to-back, sobre sustrato de $b=0.508$ mm simulado con CST.....	127
Figura 4-70: Imagen de la transición vertical SMA a mstrip back-to-back con transformador, sobre sustrato de $b=0.508$ mm, construida en el taller de circuitos de la EPS. Top (izquierda) y bottom (derecha)	128
Figura 4-71: Parámetro S_{11} , en dB (der.) y en carta de Smith (izq.), de la transición vertical SMA a mstrip back-to-back con transformador, en sustrato de $b=0.508$ mm, medidos con el analizador de redes.	128
Figura 4-72: Parámetro S_{21} (dB) de la transición vertical SMA a mstrip back-to-back con transformador, sobre sustrato de $b=0.508$ mm, medido con el analizador de redes.	129
Figura 4-73: Esquema del taper de unión entre la pista mstrip y la SIW sobre sustrato de $b=0.508$ mm.....	129
Figura 4-74: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del taper de unión entre la pista mstrip y la SIW sobre sustrato de $b=0.508$ mm, simulados con CST.....	130

Figura 4-75: Esquema de la transición vertical SMA - mstrip con transformador - SIW sobre sustrato de $b=0.508$ mm.....	130
Figura 4-76: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la transición vertical SMA - mstrip con transformador - SIW sobre sustrato de $b=0.508$ mm.....	130
Figura 4-77: Esquema de la transición vertical SMA - mstrip con transformador - SIW back-to-back sobre sustrato de $b=0.508$ mm.....	131
Figura 4-78: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la transición vertical SMA - mstrip con transformador - SIW back-to-back sobre sustrato de $b=0.508$ mm.....	131
Figura 4-79: Imagen de la transición vertical SMA - mstrip con transformador - SIW back-to-back sobre sustrato de $b=0.508$ mm, construida en el taller de circuitos de la EPS. Top (izquierda) y bottom (derecha).....	132
Figura 4-80: Parámetro S_{11} , en dB (der.) y en carta de Smith (izq.), de la transición vertical SMA - mstrip con transformador - SIW back-to-back sobre sustrato de $b=0.508$ mm, medido con el analizador de redes.....	132
Figura 4-81: Esquema de los elementos que componen la transición SMA vertical - mstrip ($b=0.508$ mm) - SIW ($b=1.5748$ mm) con cambio de sustrato en SIW.....	133
Figura 4-82: Esquema de tres secciones transformadoras en guía convencional diseñadas por el método de Uher.....	134
Figura 4-83: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de tres secciones transformadoras en guía convencional diseñadas por el método de Uher, simulados con CST.....	135
Figura 4-84: Esquema de tres secciones transformadoras en SIW diseñadas por el método de Uher.....	135
Figura 4-85: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de tres secciones transformadoras en SIW diseñadas por el método de Uher, simulados con CST.....	136
Figura 4-86: Esquema del taper de unión entre la transición mstrip y las tres secciones transformadoras en SIW diseñadas por el método de Uher.....	136
Figura 4-87: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del taper de unión entre la transición mstrip y las tres secciones transformadoras en SIW diseñadas por el método de Uher, simulados con CST.....	136
Figura 4-88: Esquema de la estructura global de la transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en guías diseñadas por el método de Uher.....	137
Figura 4-89: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la estructura global de transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en guías diseñadas por el método de Uher, simulados con CST.....	137
Figura 4-90: Esquema de tres secciones transformadoras en SIW diseñadas por el método directo.....	138
Figura 4-91: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de tres secciones transformadoras en SIW diseñadas por el método directo, simulados con CST.....	138
Figura 4-92: Esquema de la estructura global de la transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en guías diseñadas por el método directo.....	139
Figura 4-93: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la estructura global de transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en guías diseñadas por el método directo, simulados con CST.....	139
Figura 4-94: Comparativa del parámetro S_{11} , en dB, entre la transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en SIW diseñadas por el método directo y por el método de Uher.....	140

Figura 4-95: Comparativa del parámetro S_{11} , en carta de Smith, entre la transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en SIW diseñadas por el método directo y por el método de Uher	140
Figura 4-96: Fabricación de la transición vertical a mstrip por tramos.....	141
Figura 4-97: Fabricación de la transición vertical a mstrip por capas de 0.508 mm....	141
Figura 4-98: Esquema de los elementos que componen la transición SMA vertical - mstrip (b=0.508 mm) - SIW (b=1.5748 mm) con cambio de sustrato en mstrip	141
Figura 4-99: Esquema de los transformadores que conforman la línea de alimentación mstrip	142
Figura 4-100: Esquema del cambio de altura de sustrato en mstrip de la transición SMA vertical - mstrip - SIW	142
Figura 4-101: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del cambio de altura de sustrato en mstrip de la transición SMA vertical - mstrip - SIW, simulados con CST	143
Figura 4-102: Esquema de la entrada del conector SMA y del cambio de altura de sustrato en mstrip de la transición SMA vertical - mstrip - SIW.....	143
Figura 4-103: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la entrada del conector SMA y del cambio de altura de sustrato en mstrip de la transición SMA vertical - mstrip - SIW, simulados con CST.....	144
Figura 4-104: Esquema del taper de unión entre mstrip y SIW sobre sustrato de b=1.5748 mm.....	144
Figura 4-105: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del taper de unión entre mstrip y SIW sobre sustrato de b=1.5748 mm, simulados con CST	145
Figura 4-106: Esquema de la estructura global de la transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en mstrip	145
Figura 4-107: Parámetros S, en dB, de la transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en mstrip, simulados con CST	145
Figura 4-108: Parámetro S_{11} , en carta de Smith, de la transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en mstrip, simulados con CST.....	146
Figura 4-109: Esquema de la estructura global de la transición vertical SMA - mstrip - SIW back-to-back con cambio de sustrato en mstrip	146
Figura 4-110: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la transición vertical SMA - mstrip - SIW back-to-back con cambio de sustrato en mstrip, simulados con CST	147
Figura 4-111: Ilustración de montaje por capas de la transición SMA vertical - mstrip - SIW con cambio de anchura en mstrip	147
Figura 4-112: Ilustración de montaje por partes de la transición SMA vertical - mstrip - SIW con cambio de anchura en mstrip	148
Figura 4-113: Imagen de la transición vertical SMA - mstrip - SIW back-to-back con cambio de sustrato en mstrip, construida en el taller de circuitos de la EPS. Top (izquierda) y bottom (derecha)	148
Figura 4-114: Imagen de la zona de unión de los planos de masa en la transición vertical SMA - mstrip - SIW back-to-back con cambio de sustrato en mstrip. Esquema (izq.) y montado con cinta de cobre (der.)	149
Figura 4-115: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la transición vertical SMA - mstrip - SIW back-to-back con cambio de sustrato en mstrip, medidos con el analizador de redes	149
Figura 4-116: Comparativa del parámetro S_{11} , en dB, entre las transiciones verticales con mejor adaptación a la entrada diseñadas en este PFC por simulación con CST.....	150

Figura 4-117: Comparativa del parámetro S_{11} , en carta de Smith, entre las transición verticales con mejor adaptación a la entrada diseñadas en este PFC por simulación con CST.....	150
Figura 5-1: Esquema del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$ con transiciones SMA verticales a SIW	152
Figura 5-2: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulados con CST	153
Figura 5-3: Nivel de axial ratio (dB) a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulado con CST.....	153
Figura 5-4: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulado con CST.....	153
Figura 5-5: Esquema del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW	154
Figura 5-6: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulados con CST	154
Figura 5-7: Nivel de axial ratio (dB) a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulado con CST.....	155
Figura 5-8: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulado con CST.....	155
Figura 5-9: Esquema del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW	156
Figura 5-10: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulados con CST	156
Figura 5-11: Nivel de axial ratio (dB) a 17 GHz del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulado con CST	156
Figura 5-12: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulado con CST.....	157
Figura 5-13: Esquema del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura	158
Figura 5-14: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura, simulados con CST	158
Figura 5-15: Nivel de axial ratio (dB) a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura, simulado con CST	158
Figura 5-16: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura, simulado con CST	159
Figura 5-17: Esquema del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura	159
Figura 5-18: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura, simulados con CST	160
Figura 5-19: Nivel de axial ratio (dB) a 17 GHz del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura, simulado con CST	160

Figura 5-20: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura, simulado con CST.....	160
Figura 5-21: Esquema del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores detrás.....	161
Figura 5-22: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores detrás (interferentes), simulado con CST.....	161
Figura 5-23: Esquema del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores delante.....	162
Figura 5-24: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip.....	162
Figura 5-25: Nivel de axial ratio (dB) a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip, simulado con CST.....	163
Figura 5-26: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip, simulado con CST.....	163
Figura 5-27: Diagramas de radiación a 17 GHz de los arrays lineales sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores detrás y delante, simulados con CST.....	164
Figura 5-28: Esquema del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores detrás.....	164
Figura 5-29: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores detrás (interferentes), simulado con CST.....	165
Figura 5-30: Esquema del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores delante.....	165
Figura 5-31: Parámetros S, en dB, del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip.....	166
Figura 5-32: Parámetros S_{11} , en carta de Smith, del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip.....	166
Figura 5-33: Nivel de axial ratio (dB) a 17 GHz del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip, simulado con CST.....	166
Figura 5-34: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip, simulado con CST... ..	167
Figura 5-35: Comparación de los diagramas de radiación a 17 GHz de los arrays lineales con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores detrás y con los conectores delante, simulados con CST....	167
Figura 5-36: Parámetro S_{11} (dB) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$ con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional, simulados con CST.....	168
Figura 5-37: Parámetro S_{11} (carta de Smith) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$ con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional, simulados con CST.....	168
Figura 5-38: Diagrama de radiación normalizado (dB) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$ con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional y frente al modelo teórico obtenido con Ensemble.....	169
Figura 5-39: Parámetro S_{11} (dB) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional, simulados con CST.....	170

Figura 5-40: Parámetro S_{11} (carta de Smith) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional, simulados con CST.....	170
Figura 5-41: Diagrama de radiación normalizado (dB) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional y frente al modelo teórico obtenido con Ensemble	171
Figura 5-42: Parámetro S_{11} (dB) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con vías de sintonía con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional, simulados con CST.....	172
Figura 5-43: Parámetro S_{11} (carta de Smith) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con vías de sintonía con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional, simulados con CST	172
Figura 5-44: Diagrama de radiación normalizado (dB) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con vías de sintonía con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional y frente al modelo teórico obtenido con Ensemble	173
Figura 5-45: Imagen del array lineal fabricado con la transición SMA vertical a SIW con cambio de anchura sobre el sustrato TLY-5A 0620 CH/CH ($d_k=2.17$). Top (izq.) y bottom (der.)	175
Figura 5-46: Parámetros S_{11} (izq.) y S_{21} (der.), en dB, del array lineal fabricado con la transición SMA vertical a SIW con cambio de anchura sobre el sustrato TLY-5A 0620 CH/CH ($d_k=2.17$), medido con el analizador de redes	176
Figura 5-47: Imagen (izq.) y parámetro S_{21} (izq.) del array lineal fabricado con la transición SMA vertical a SIW con cambio de anchura sobre el sustrato TLY-5A 0620 CH/CH ($d_k=2.17$). Ranuras tapadas con cinta de cobre.....	176
Figura 5-48: Parámetro de transmisión (S_{21}), en dB, de las ranuras del array lineal fabricado con la transición SMA vertical a SIW con cambio de anchura sobre el sustrato TLY-5A 0620 CH/CH ($d_k=2.17$), simulado y medido con el analizador de redes.....	177
Figura 5-49: Imagen del array lineal fabricado con la transición SMA vertical a SIW con cambio de anchura sobre el sustrato TLY-5A 0620 CH/CH ($d_k=2.17$). Ranuras, transición y bordes de la placa tapados con cinta de cobre.	177
Figura 5-50: Parámetro S_{11} (izq.) y S_{21} (izq.) , ambos en dB, del array lineal fabricado con la transición SMA vertical a SIW con cambio de anchura sobre el sustrato TLY-5A 0620 CH/CH ($d_k=2.17$). Ranuras, transición y bordes de la placa tapados con cinta de cobre.	178
Figura A-1: Esquema sobre el proceso de diseño software para la construcción de un prototipo.....	ii
Figura C-1: Analizador de Redes E5071C de Agilent Technologies propiedad de la EPS	x
Figura C-2: Contenido del kit de calibración 85052D de Agilent Technologies	xi

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2-1: Banda de frecuencias.....	4
Tabla 2-2: Banda de frecuencias en el rango de las microondas.....	4
Tabla 2-3: Descripción de los parámetros S para una red de dos puertas	8
Tabla 3-1: Tabla comparativa. Parámetros para las guía de onda con sustratos de $d_k=2.5$ y $d_k=2.17$	41
Tabla 3-2: Tipos de ranuras determinados por su longitud (l_s), inclinación (θ) y posición vertical (y_s) para $d_k=2.5$ a 17 GHz.....	46
Tabla 3-3: Valores del parámetro x_{Ssup} (mm) para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.5$) a 17 GHz.....	46
Tabla 3-4: Tipos de ranuras determinados por su longitud (l_s), inclinación (θ) y posición vertical (y_s) para $d_k=2.17$ a 17 GHz.....	49
Tabla 3-5: Valores del parámetro x_{Ssup} (mm) para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.17$) a 17 GHz.....	49
Tabla 3-6: Distribución de amplitudes para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB	53
Tabla 3-7: Distribución de amplitud y coeficientes de acoplo para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB y una potencia desacoplada del 2 %	54
Tabla 3-8: Comparación de AR a 17 GHz en la dirección de broadside para una ranura de longitud 5.77 mm con y sin vías de sintonía.....	77
Tabla 3-9: Comparación de AR a 17 GHz en la dirección de broadside para una ranura de longitud 5.77 mm con y sin vías de sintonía.....	80
Tabla 3-10: Comparación de AR a 17 GHz en la dirección de broadside para una ranura de longitud 5 mm con y sin vías de sintonía.....	82
Tabla 3-11: Comparativa del valor de AR (dB) de los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 con acoplos compensados (ambos) y 2.17 con vías de sintonía en la dirección de broadside ($\theta=0^\circ$).....	92
Tabla 4-1: Fórmulas del método de Uher	134
Tabla 4-2: Alturas y anchuras obtenidas por el método de Uher para guía convencional	134
Tabla 4-3: Alturas y anchuras obtenidas por el método de Uher para SIW	135
Tabla 5-1: Nivel de axial ratio (dB) en la dirección de máximo apuntamiento a 17 GHz de la combinación de los arrays y las transiciones diseñadas con CST.....	174
Tabla 5-2: Ganancia (dB) en la dirección de máximo apuntamiento a 17 GHz de la combinación de los arrays y las transiciones diseñadas con CST.....	174
Tabla B-1: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal sin acoplos compensados de $\epsilon_r = 2.5$	v
Tabla B-2: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal con acoplos compensados de $\epsilon_r = 2.5$	vi
Tabla B-3: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal sin acoplos compensados de $\epsilon_r = 2.17$	vii
Tabla B-4: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal con acoplos compensados de $\epsilon_r = 2.17$	viii
Tabla B-5: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal con compensación de acoplos ($\epsilon_r = 2.17$) añadiendo vías de sintonización en los elementos mayores.....	ix

1 Introducción

Este documento describe el proyecto técnico de ingeniería consistente en el diseño de una serie de antenas que operan en la banda de frecuencias Ku (12-18 GHz). Este proyecto ha sido llevado a cabo íntegramente en las instalaciones de la Escuela Politécnica Superior en la Universidad Autónoma de Madrid.

1.1 Motivación

La aparición de nuevas tecnologías y su correspondiente mejora surge debido a los cambios y necesidades que tiene la sociedad para comunicarse. Los motivos de estas innovaciones pueden deberse a múltiples factores tales como el tamaño, los costes, la adaptación al entorno, etc... Cada vez se busca más la posibilidad de ofrecer una buena calidad de comunicación a cualquier usuario que se encuentre en cualquier lugar.

De esta manera surgen las antenas de array, que se componen de varias antenas distribuidas y ordenadas de tal manera que, en su conjunto, se comportan como una única antena con un diagrama propio. Este tipo de antenas se caracteriza, principalmente, porque su diagrama de radiación puede ser adaptado a diferentes necesidades, surgiendo así la idea de las antenas programables o inteligentes.

Por otra parte, el diseño y la fabricación de este tipo de antenas cada vez adquiere un mayor protagonismo en la tecnología de antenas impresas, que nos ofrece la posibilidad de construir antenas de alta ganancia sobre sistemas de dimensiones más pequeñas y con costes de fabricación bastante menores que los que ofrece la tecnología convencional.

1.2 Objetivos

El objetivo principal de este Proyecto Fin de Carrera (PFC) es el diseño y caracterización de una serie de antenas de array lineal sobre la tecnología de circuitos impresos en la banda Ku.

Los objetivos concretos de este PFC son:

1. Diseño y caracterización de una nueva ranura radiante con características óptimas de reflexión y relación axial sobre dos tipos diferentes de sustrato.
2. Diseño de antenas de array lineal sobre guías de onda montadas sobre sustrato (SIW) utilizando los elementos anteriormente especificados.

3. Caracterización y fabricación de transiciones de alimentación que sirvan como entrada de señal a las antenas diseñadas. Deberá buscarse una muy buena adaptación para estos elementos.
4. Integración de los arrays lineales y de las transiciones caracterizadas; y fabricación de la antena que cuente con las mejores características.

1.3 Organización de la memoria

La documentación del proyecto estará estructurada según los siguientes apartados:

- Durante el capítulo 2 se hace referencia al Estado del Arte actual, haciendo especial hincapié en las antenas de array y en las tecnologías impresas microstrip y SIW.
- En el capítulo 3 se describe el proceso de caracterización de los arrays lineales en dos grandes partes:
 - El diseño de los elementos unitarios para sustratos de 2.5 y 2.17 de constante dieléctrica.
 - El diseño de antenas con ciertas características de directividad y polarización circular colocando el elemento unitario idóneo en cada posición del array.
- En el capítulo 4 se presenta el diseño de varias transiciones de entrada que puedan ser realizables y ofrezcan buenos valores de adaptación. Además de caracterizarlos se intentarán construir para contrastar si son fácilmente realizables con los medios de los que se dispone en la EPS de la UAM.
- En el capítulo 5 muestra la combinación de los arrays y de las transiciones de alimentación diseñadas, formando antenas de array completas que se intentarán optimizar y fabricar.
- Por último, en el capítulo 6 se presenta un resumen de las conclusiones extraídas a lo largo de todo el proceso de diseño y fabricación de los sistemas expuestos en este PFC y un apartado de posibles mejoras y líneas de trabajo futuro.

2 Estado del arte

2.1 Principios básicos de antenas

2.1.1 Concepto de antena

Una antena se define como un dispositivo diseñado para emitir o recibir ondas de radio al medio. Las características de las antenas dependen de la relación entre sus dimensiones y la longitud de onda de la señal de radiofrecuencia transmitida o recibida.

Si las dimensiones de la antena son mucho más pequeñas que la longitud de onda las antenas se denominan elementales, si tienen dimensiones del orden de media longitud de onda se llaman resonantes, y si su tamaño es mucho mayor que la longitud de onda son directivas.



Figura 2-1: Antena para comunicaciones por satélite en banda C de 15 m de diámetro



Figura 2-2: Antena de onda corta "Cortina", Moosbrunn, Austria

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

Banda de frecuencias

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

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

Tabla 2-1: Banda de frecuencias

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

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

2.1.2 Tipos de antenas

Vamos a dar un pequeño repaso a los tipos de antenas que existen en la actualidad. La clasificación sigue la manera clásica descrita en [1]:

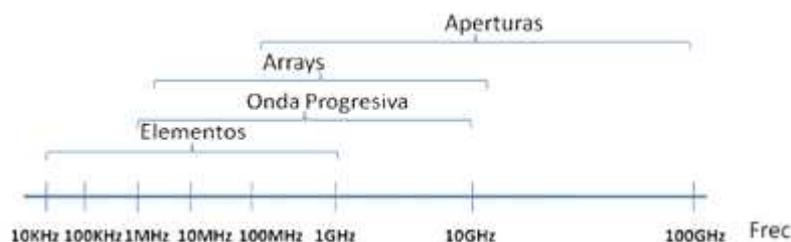


Figura 2-3: Clasificación de antenas respecto a sus frecuencias de operación

2.1.2.1 Antenas de elementos

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



Figura 2-4: Dipolo



Figura 2-5: Antena Yagi

2.1.2.2 Antenas de onda progresiva

Pueden ser construidos con hilos conductores eléctricamente largos (de varias longitudes de onda) terminados en cargas adaptadas o con guías eléctricas.

2.1.2.3 Antenas de array

Las antenas de array están formadas por un conjunto de antenas idénticas que, colocadas de la manera adecuada, forman una única antena con un solo diagrama de radiación. La gran característica de los arrays es que su diagrama es modificable pudiendo ser adaptado para diferentes aplicaciones. Esto se consigue mediante el control de la amplitud y fase de alimentación de cada uno de los elementos del array.

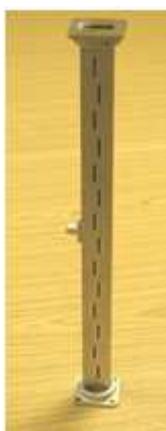


Figura 2-6: Antena de ranuras en guía de onda para banda X



Figura 2-7: Antena de ranuras circular para comunicaciones por satélite en banda Ku

Una aplicación muy interesante de los arrays es la construcción de antenas inteligentes. Estas antenas son capaces de reconfigurar su diagrama de radiación, según las necesidades del cliente, para proporcionar mayor cobertura y de mejor calidad para cualquier usuario.

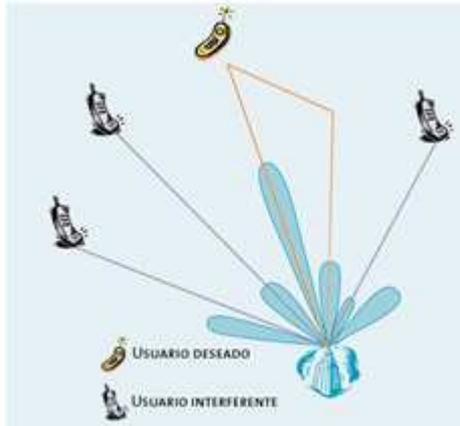


Figura 2-8: Esquema de funcionamiento de una antena inteligente

2.1.2.4 Antenas de apertura

Son aquellas antenas que utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético y así concentrar su emisión o recepción en una dirección determinada. Un ejemplo muy conocido, tanto para comunicaciones radio-terrestres como por satélite, son las antenas parabólicas. Su funcionamiento se basa en la reflexión de las ondas electromagnéticas que emanan del dispositivo emisor sobre la superficie parabólica. También cabe destacar las antenas de bocina, que son muy utilizadas en el rango de las microondas.



Figura 2-9: Antena parabólica

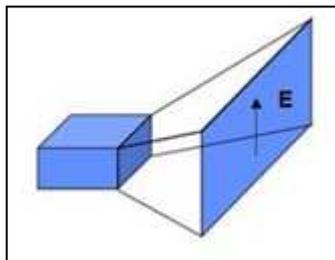


Figura 2-10: Antena de bocina piramidal



Figura 2-11: Antena de bocina cónica

2.1.3 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada de una antena se define como la relación entre tensión y corriente que existe entre sus terminales. Consta de una parte real $R_a(\omega)$, llamada

resistencia de la antena, y de una parte imaginaria $X_a(\omega)$, llamada reactancia de la antena, ambas dependientes de la frecuencia:

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

La parte real se puede descomponer como $R_a(\omega) = R_r + R_L$ donde R_r es la resistencia de radiación de la antena y R_L es la resistencia de pérdidas óhmicas de la misma. Esto nos permite distinguir entre la potencia radiada por la antena (P_r) y la potencia disipada en forma de calor (P_L) como:

$$P_r = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (2.2)$$

$$P_L = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_L \quad (2.3)$$

siendo I_0 el valor de la corriente de entrada a la antena.

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

2.1.4 Parámetros de dispersión (Parámetros S)

Las antenas, como circuitos de microondas que son, pueden caracterizarse también como una red de dos puertos, donde uno de ellos es el puerto físico de entrada de la antena, típicamente de valor 50Ω , y el otro es un puerto físico de radiación.



Figura 2-12: Red de dos puertos

Los circuitos de microondas se pueden caracterizar de diversas maneras, tales como matrices de impedancia “Z”, matrices admitancia “Y”, entre otras. Estos parámetros, que relacionan magnitudes de tensión y corriente, se obtienen considerando circuitos abiertos o cortocircuitos en sus puertos. Este hecho es difícil de conseguir a altas frecuencias.

Por ello se suelen utilizar los parámetros de dispersión o parámetros S, que sirven a cualquier frecuencia ya que no necesitan ningún tipo de consideración adicional. Simplemente se basan en los niveles de potencia que se perciben en los

terminales de los dos puertos según unas nuevas ondas de tensión incidente (a_i) y reflejada (b_i) normalizadas. Las ondas incidentes se dirigen en dirección entrante al circuito y las reflejadas, por el contrario, en dirección saliente al circuito tal y como se observa en la Figura 2-12.

En el caso de un circuito de 2 puertos existen cuatro parámetros S y la relación entre sus ondas incidentes y reflejadas vendrán definidas por estas dos ecuaciones:

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{aligned} \quad (2.4)$$

Para calcular el parámetro de dispersión s_{ji} es necesario que todos los accesos de la red se carguen con sus respectivas impedancias características a excepción del puerto i -ésimo en el que se colocará un generador que produzca una onda incidente a_i .

$$s_{ji} = \left(\frac{b_j}{a_i} \right)_{para: a_k=0 (\forall k \neq i)} \quad (2.5)$$

De esta manera el significado de cada parámetro S se describe en la siguiente tabla:

Parámetro	Coeficiente	Descripción	Fórmula
S_{11}	Reflexión a la entrada	Mide la cantidad de potencia que se refleja en el puerto 1 cuando se genera una onda incidente en el puerto 1.	$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big _{a_2=0}$
S_{12}	Transmisión o ganancia inversa	Mide la cantidad de potencia que llega al puerto 1 cuando la red se alimenta por el puerto 2.	$s_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big _{a_1=0}$
S_{21}	Transmisión o ganancia directa	Mide la cantidad de potencia que llega al puerto 2 cuando la red se alimenta por el puerto 2.	$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big _{a_2=0}$
S_{22}	Reflexión a la salida	Mide la cantidad de potencia que se refleja en el puerto 2 cuando se genera una onda incidente en dicho puerto.	$s_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big _{a_1=0}$

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

A partir de los parámetros S podemos definir ciertos parámetros de interés para nuestro circuito:

➤ Pérdidas de retorno (dB) = $-20 \log_{10}(s_{ii})$ (2.6)

➤ Pérdidas de inserción (dB) = $-20 \log_{10}(s_{ji})$ (2.7)

2.1.5 Adaptación

Tanto en transmisión como en recepción, la antena estará conectada a un transmisor o a un receptor mediante una línea de transmisión.

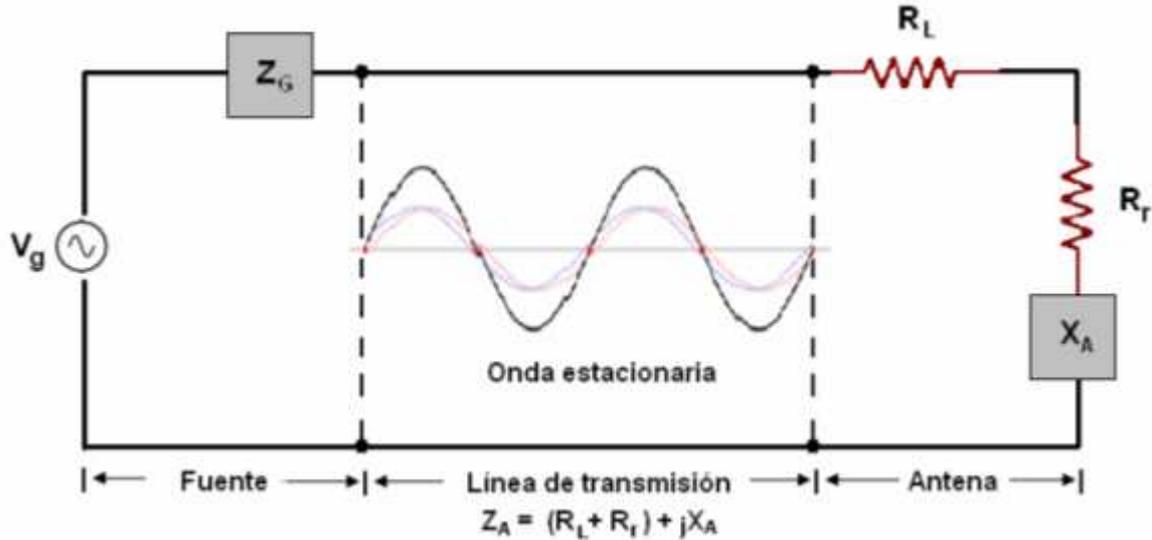


Figura 2-13: Antena conectada a un generador mediante línea de transmisión

Tal y como se vio en el punto anterior, el parámetro S_{11} nos da una idea de la transferencia de potencia a la antena, ya que representa la potencia que se refleja en el puerto de entrada de la antena. Dicho parámetro se define, en términos de impedancias, de la siguiente manera:

$$s_{11} = \Gamma = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.8)$$

donde Z_A es la impedancia de entrada de la antena y Z_0 es la impedancia característica de la línea de transmisión a la que está conectada.

En la Figura 2-13, se muestra una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 que conecta una fuente de impedancia $Z_g = R_g + jX_g$ y una antena con una impedancia de carga $Z_A = R_A + jX_A$. La impedancia vista desde el generador se describe como $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ y la potencia de entrada en la red se define según la fórmula:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (2.9)$$

Se puede demostrar que la máxima transferencia de potencia se produce cuando tenemos una adaptación conjugada, es decir, cuando $Z_g = Z_{in}^*$. Es importante distinguir entre esta adaptación y la que se da cuando no existe onda reflejada ($s_{11} = \Gamma = 0$). Ambas situaciones sólo se pueden dar si Z_g y Z_0 son reales.

Así, la expresión de la potencia máxima disponible a la entrada cuando conseguimos adaptar la red de alimentación de la antena viene dada según:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_{in}^* + Z_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{8} \frac{|V_g|^2}{R_g} \quad (2.10)$$

2.1.6 Relación de Onda Estacionaria (SWR)

Cuando la carga no está adaptada a la línea de transmisión la presencia de una onda reflejada provoca una onda estacionaria donde la magnitud de la onda del voltaje en la línea no es constante.

La ROE (relación de onda estacionaria) o SWR (Standing Wave Ratio) se define como el cociente entre el mínimo y el máximo de la onda estacionaria de tensión o de corriente que se forma a la salida del generador tal como aparece en la Figura 2-13.

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} \quad (2.11)$$

$$SWR = \frac{1 + |s_{11}|}{1 - |s_{11}|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.12)$$

Este parámetro es una medida de la desadaptación entre la impedancia del transmisor y de la antena, es decir, ofrece una idea de la potencia que se ha transmitido a la carga, o la reflexión que se ha producido en la carga por falta de adaptación. El valor de SWR es un número real comprendido entre $1 \leq SWR \leq \infty$. Un valor de $SWR = 1$ indica que la antena está perfectamente adaptada ($s_{11} = 0$).

2.1.7 Diagrama de Radiación

El diagrama de radiación se define como la representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales.

El diagrama de radiación se define en regiones de campo lejano. Se considera campo lejano a la distribución del campo angular que no depende de la distancia de la antena. Se considera campo lejano a distancias de la antena superiores a $2 \cdot D^2 / \lambda$, siendo D la dimensión máxima de la antena y λ la longitud de onda de funcionamiento de la misma.

El diagrama de radiación se puede representar en 3D utilizando diferentes técnicas gráficas o mediante cortes en planos. El sistema de referencia más utilizado para la representación del diagrama de radiación es el sistema de coordenadas esféricas, definido por tres magnitudes: el radio r , el ángulo polar o colatitud θ y el azimut φ (Figura 2-14):

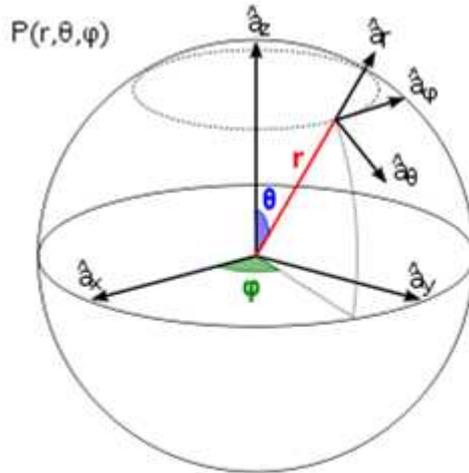


Figura 2-14: Sistema de coordenadas esféricas

En cuanto a la representación mediante cortes en planos, los más representativos son los planos E y H. El plano E está formado por el campo eléctrico en la dirección de máxima radiación y el plano H se forma por el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección define la dirección de máxima radiación de la antena.

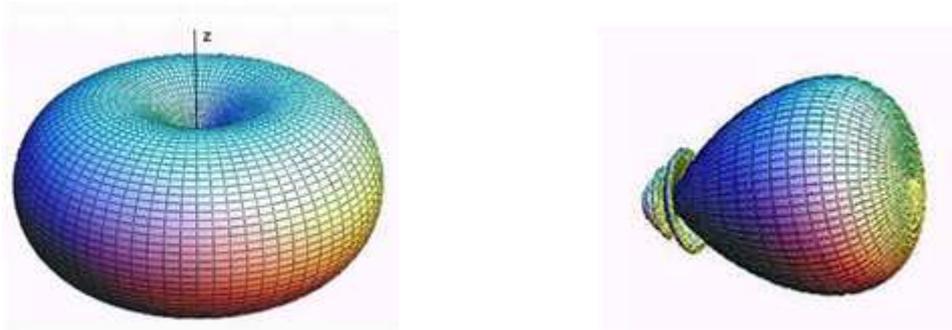


Figura 2-15: Diagrama de radiación en 3D de un dipolo (izquierda) y de una antena de Yagi (derecha)

En lo que se refiere a representación 2D, se utilizan coordenadas polares y cartesianas. En las polares el espacio se representa como una circunferencia y el modo en que las ondas se disipan en el entorno está representado en grados. Ofrecen una información más clara de la distribución de la potencia en diferentes puntos del espacio, enfatizando más la directividad de la antena bajo observación. En las coordenadas cartesianas o rectangulares, en el eje de abscisas queda representada la variable angular

y en el eje de ordenadas la densidad de potencia, lo que nos da una mayor visión del nivel de lóbulos que presenta nuestro diagrama.

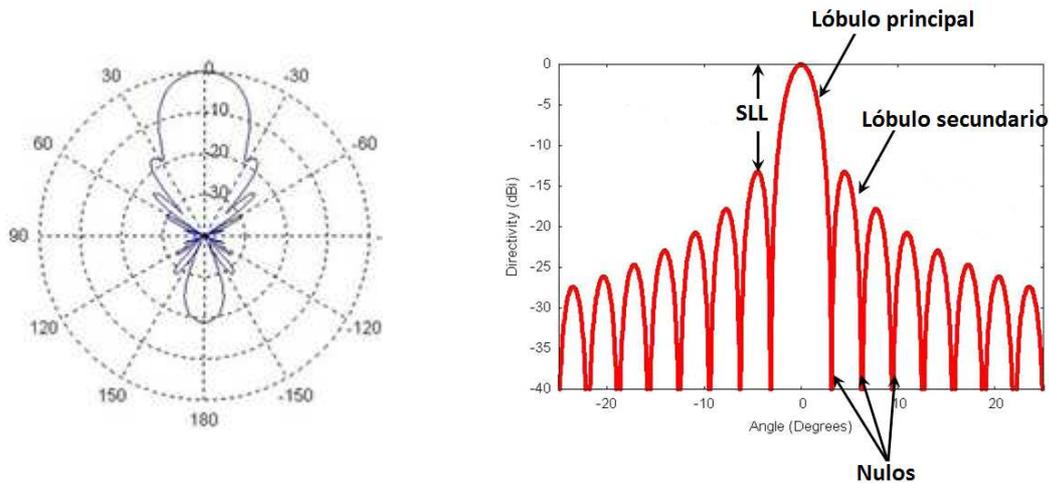


Figura 2-16: Diagramas de radiación en 2D. En coordenadas polares (izquierda) y cartesianas (derecha)

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

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

Existen varios tipos de diagrama de radiación dependiendo de la directividad de la radiación:

- Isotrópicos: en los que se radia la misma densidad de potencia en todas direcciones.
- Omnidireccionales: que presentan simetría de revolución en torno a un eje.
- Directivos: en los que el máximo de radiación se concentra en una dirección determinada.



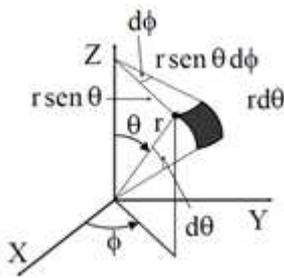
Figura 2-17: Tipos de diagramas de radiación

2.1.8 Intensidad de radiación

La intensidad de radiación queda definida como la potencia que la antena radia por ángulo sólido. Se habla de este parámetro en condiciones de campo lejano y es igual a la densidad de potencia radiada (W_{rad}) por el cuadrado de la distancia (r):

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.13)$$

Así, para una antena cuyo diagrama de radiación sea isotrópico, la intensidad de radiación será independiente de los ángulos θ y φ . Por lo tanto, la potencia radiada por la antena será:



$$P_{rad} = \iint_{d\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \iint_{d\Omega} d\Omega = 4\pi U_0 \Rightarrow U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.14)$$

$$d\Omega = \frac{dS}{r^2} = \text{sen}\theta d\theta d\varphi \quad (2.15)$$

$$dS = r^2 \text{sen}\theta d\theta d\varphi \quad (2.16)$$

Figura 2-18: Representación del diferencial de ángulo sólido

2.1.9 Directividad y ganancia

Se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada (U) con respecto a la intensidad de radiación que produciría la antena si radiara en todas direcciones (U_0). Suponiendo condiciones de campo lejano, este valor se puede deducir de las ecuaciones del apartado anterior:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \quad (2.17)$$

De esta forma, lo normal es hablar de la directividad de una antena para su dirección de máximo apuntamiento:

$$D_{\max} = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi \cdot U_{\max}}{P_{rad}} \quad (2.18)$$

La ganancia de una antena queda definida como el cociente entre la intensidad de radiación en una dirección determinada y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que aceptara la misma potencia de entrada (P_{in}) que la antena bajo estudio.

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \cdot \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (2.19)$$

2.1.10 Eficiencia

Un parámetro importante de cualquier antena es su eficiencia de radiación. Este nos da una idea sobre el rendimiento de radiación del sistema radiante. Se define como la relación entre la potencia radiada (P_{rad}) y la potencia que llega a la antena (P_{in}).

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (2.20)$$

Además, gracias a este valor, podemos encontrar una relación directa entre directividad y ganancia:

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \cdot \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} = \eta_{rad} \left[4\pi \cdot \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \right] \Rightarrow G(\theta, \varphi) = \eta_{rad} \cdot D(\theta, \varphi) \quad (2.21)$$

2.1.11 Polarización

Como ya se sabe, una antena emite o recibe ondas de radio. Por tanto, en cada punto del espacio existe un vector de campo eléctrico que depende tanto de la posición como del tiempo. La polarización de una antena en una dirección determinada es la variación temporal del campo radiado en esa misma dirección.

Esa variación de dirección del campo y su sentido de giro traza una figura vista desde la antena que es la que define el tipo de polarización. Es lo que se llama, para el caso general, elipse de polarización.

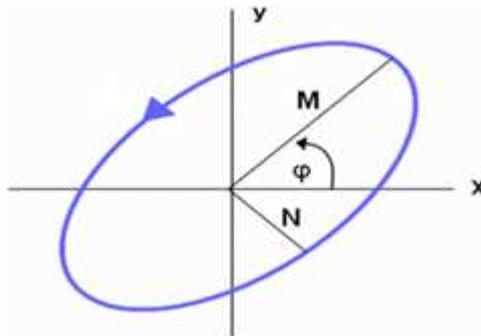


Figura 2-19: Elipse de polarización

Aunque normalmente la polarización tenga la forma de una elipse, se pueden dar algunos casos particulares:

- Polarización lineal: Si la figura trazada en el tiempo es un segmento entonces la polarización será lineal. Además, esta puede ser tanto vertical como horizontal.

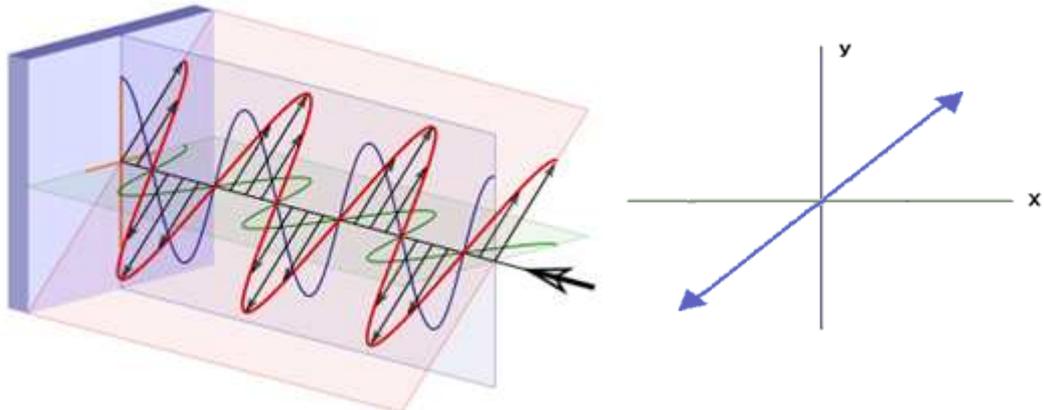


Figura 2-20: Ejemplo de polarización lineal

- Polarización circular: Esta situación se dará si el campo se mueve sobre una circunferencia. Puede circular a derechas o a izquierdas dependiendo del sentido de giro.

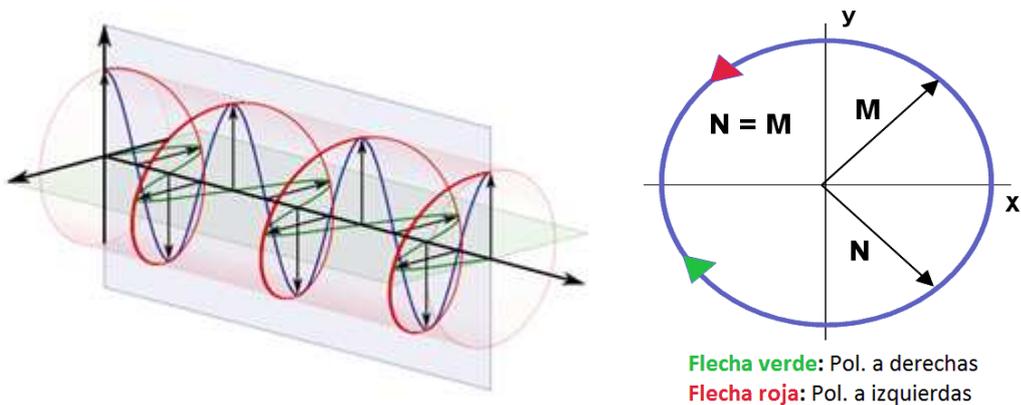


Figura 2-21: Ejemplo de polarización circular

Para conocer el tipo de polarización que tenemos bajo estudio se define un parámetro denominado *Relación Axial* o *Axial Ratio* (AR) como el cociente entre el eje mayor y el eje menor de la elipse de polarización, es decir, $AR = M/N$.

De esta manera, el AR será un valor comprendido entre $1 \leq AR \leq \infty$ donde:

- Si $AR = \infty \rightarrow$ Polarización lineal
- Si $AR = 1 \rightarrow$ Polarización circular

2.1.12 Ancho de Banda (BW)

Debido a la geometría finita de las antenas, estas están limitadas a funcionar en un rango de frecuencias delimitado. Es decir, el ancho de banda es aquel rango de frecuencias en el que la antena se comporta con unas determinadas características. Este

parámetro se puede presentar como el cociente de las frecuencias entre las que opera o en forma de porcentaje:

$$BW_{[\%]} = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_0} \cdot 100 \quad (2.22)$$

donde f_{\max} y f_{\min} son las frecuencias máxima y mínima que delimitan el ancho de banda y f_0 es la frecuencia central.

2.2 Teoría de Guías de Onda

Una guía de onda es un elemento físico que se encarga de la propagación de una onda mediante el confinamiento de esta dentro ella. La transmisión de señales por guías de onda reduce la disipación de energía, lo que las hace apropiadas para aplicaciones en altas frecuencias y, en concreto, para el rango de las microondas.

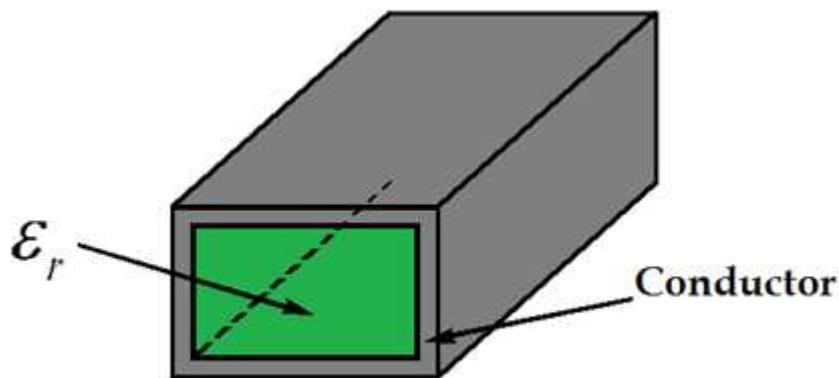


Figura 2-22: Ejemplo de guía de onda

Una guía de onda está formada por un único conductor cerrado y un dieléctrico en su interior, tal y como muestra la Figura 2-22.

2.2.1 Modos de propagación

Existen diferentes modos por los que una onda electromagnética puede propagarse a través de un medio de transmisión como una guía de onda. Tal y como se describe en [2] y [3] las soluciones de las ecuaciones de Maxwell se pueden clasificar según las componentes vectoriales de los campos eléctrico y magnético:

- Modos Transversales Electromagnéticos (TEM): estas soluciones no contienen ninguna componente longitudinal.
- Modos Transversales Eléctricos (TE): estas soluciones no contienen ninguna componente longitudinal eléctrica.
- Modos Transversales Magnéticos (TM): estas soluciones no contienen ninguna componente longitudinal magnética.

- Modos híbridos: son aquellos donde hay componentes de campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación.

Al tener un único conductor cerrado, las guías de onda, sólo pueden propagar modos TE y TM. Los modos TEM se propagarán por medios de transmisión con dos conductores diferenciados y los modos híbridos son propios de las fibras ópticas.

Según las características geométricas de la guía de onda se permitirá que se propague un modo u otro o varios a la vez. Eso dependerá de la frecuencia a la que opere la guía (f_0) y de las frecuencias de corte de los modos que puedan propagarse por ella (f_c).

Un modo se propagará por una guía de onda si su frecuencia de corte es inferior a la frecuencia de operación de la propia guía. Los modos con una frecuencia de corte superior reciben el nombre de *evanescentes* y, se atenúan tan rápidamente que se considera que no se propagan por la guía.

Se denomina *modo fundamental* al primer modo que se propaga por la guía y *modo superior* al primer modo que no se propaga por la guía. De esta manera, según el rango de frecuencias en el que trabaje la guía, esta podrá ser:

- *Monomodo*: si sólo se propaga un único modo.
- *Multimodo*: si se propagan varios modos.

Un parámetro de suma importancia de las guías de onda es el llamado *ancho de banda monomodo* ($BW_{monomodo}$). Es aquel rango de frecuencias en el que la guía propaga un solo modo, es decir, en el que la frecuencia superior es la frecuencia de corte del modo superior y la frecuencia inferior es la frecuencia de corte del modo fundamental de la guía.

2.2.2 Tipos de guías de ondas

Existen diferentes tipos de guías de onda según su geometría. Es posible modelar guías con formas elípticas, triangulares o, incluso, de formas totalmente arbitrarias. Sin embargo, las más corrientes y utilizadas son las guías rectangular y circular. Todos los conceptos y fórmulas electromagnéticas sobre este tipo de guías de onda quedan ampliamente desarrollados en [3].

2.2.2.1 Guía rectangular

Es un tipo de guía con forma rectangular en la que, normalmente, se llama “*a*” al lado mayor y “*b*” al lado menor del conductor, tal y como muestra la Figura 2-23.

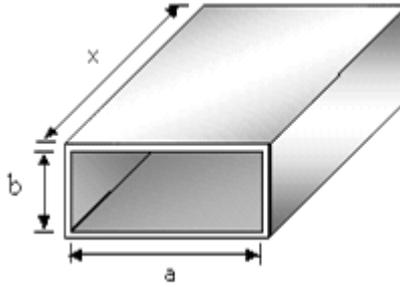


Figura 2-23: Guía de onda rectangular

Como ya se ha dicho, los únicos modos que se pueden propagar por una guía son TE_{mn} y los TM_{mn} . Así, las frecuencias de corte de dichos modos se calculan según:

$$f_{c_m} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad c = c_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (2.23)$$

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

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

Y la expresión de la longitud de onda de la guía de onda para cada uno de los modos que se propague por la misma viene dada por:

$$\lambda_{g_{mn}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{mn}}}{f_0}\right)^2}}; \quad \lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (2.24)$$

Representación de los modos TE y TM

A continuación, se presenta una figura que ilustra la atenuación del conductor (en dB/m) de la guía para diferentes modos de propagación. Cuando $a > b$ el modo fundamental de la guía rectangular siempre será el TE_{10} .

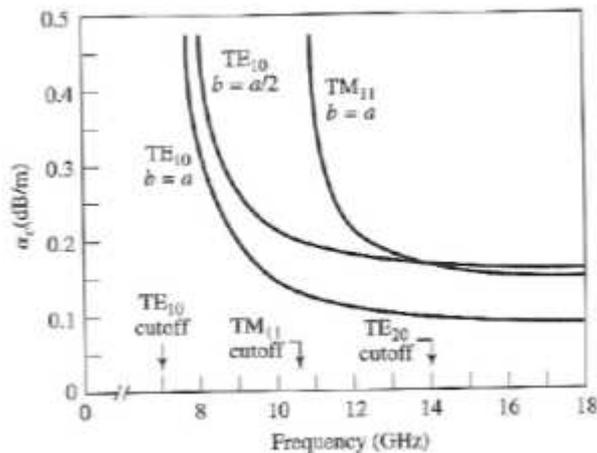


Figura 2-24: Atenuación de los modos de propagación para una guía rectangular con $a=2$ cm

2.2.2.2 Guía Circular

El otro tipo de guía más utilizada en aplicaciones de microondas es la guía circular. Consta de una sección circular interior de radio “a”, tal y como muestran las siguientes figuras.

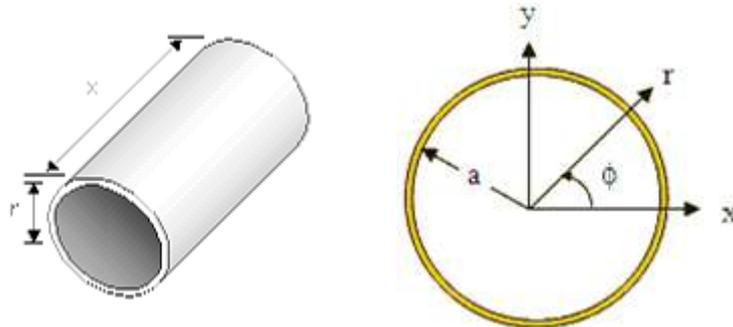


Figura 2-25: Guía de onda circular

Las expresiones para el cálculo de las frecuencias de corte de los modos de la guía circular son:

$$\text{Modos TM : } f_{c_{nm}} = \frac{p_{nm}}{2\pi r \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.25)$$

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

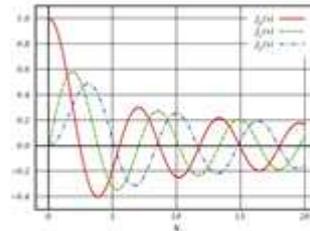


Figura 2-26: Funciones de Bessel de primera especie para n=0,1 y 2

donde p_{nm} y p'_{nm} son las raíces de las funciones de Bessel.

Representación de los modos TE y TM

En la figura siguiente se puede apreciar la atenuación del conductor (en dB/m) para los distintos modos de la guía circular.

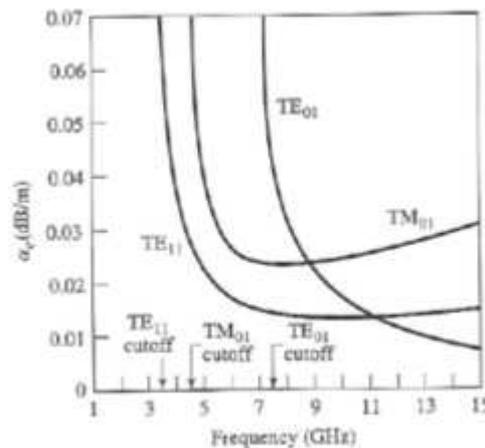


Figura 2-27: Atenuación de los modos de propagación para una guía circular con r=2.54 cm

Cabe destacar que si se trabaja a una frecuencia suficiente como para que se propague el modo TE_{01} , la atenuación que sufre dicho modo es bastante menor que la que sufre el modo fundamental, cosa que en la guía rectangular no sucede.

2.2.3 Alimentación en guía de onda

La forma más corriente de alimentar una guía de onda es mediante un conector coaxial que entra al sustrato por una de las caras de la guía. El conductor exterior se conecta al conductor de la guía, estableciendo el plano de masa del coaxial, y el conductor interior entra dentro de esta alimentándola a modo de monopolo.

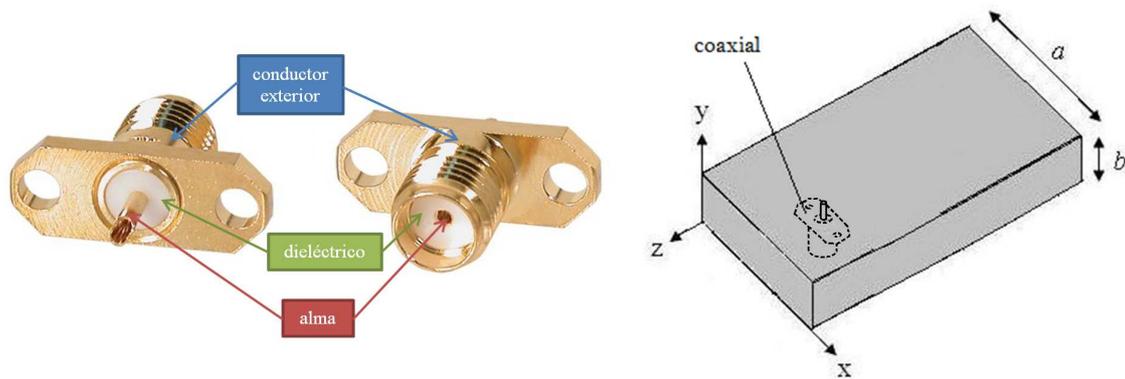


Figura 2-28: Alimentación de una guía de onda por sonda coaxial vertical

Tanto la posición como la longitud del alma (conductor interior) del conector van a ser determinantes a la hora de obtener la máxima adaptación a la frecuencia de trabajo (f_0).

El funcionamiento del monopolo dentro de la guía debe establecerse como un monopolo de longitud $\lambda_0/4$. Sin embargo, al estar radiando dentro de la guía, el alma del conector no radia a λ_0 , sino a la longitud de onda de la señal que se propaga por la guía, es decir, a λ_g .

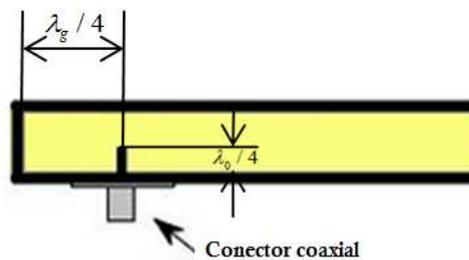


Figura 2-29: Posición y longitud del conector vertical

En cuanto a la posición del conector en el eje z de la guía, este se debe colocar a una distancia $\lambda_g/4$ del principio de la guía de onda, tal y como se muestra en la Figura 2-29. Esto debe ser así para que la onda que emite el monopolo hacia atrás llegue a la

pared de la guía con amplitud cero. De esta manera, la onda se reflejara totalmente, lo que se traduce en un valor de reflexión de $\rho=-1$ o, lo que es lo mismo, un desfase de 180° . Por tanto, la onda que viaja hacia la pared metálica sufrirá un desfase de $\lambda_g/4$ de ida, un desfase de $\lambda_g/2$ al reflejarse y, por último, otro desfase de $\lambda_g/4$ de vuelta. Así, en su regreso al monopolo la onda habrá recorrido una longitud de onda (λ_g), por lo que, al encontrarse con la onda que emite el monopolo, ambas se sumarán en fase y se formará una onda progresiva.

Si la posición del monopolo no es $\lambda_g/4$ se produce una desadaptación entre la guía y el coaxial que se traduce en reflexiones no deseadas. Las ondas no se sumarían en fase y la onda no podría transportar a través de la guía toda la energía posible.

2.3 Teoría Microstrip

Las líneas microstrip son un tipo de líneas de transmisión utilizadas para transmitir señales de microondas. Se basan en una tira metálica muy fina (respecto a la λ de la onda que se propaga por ella) de espesor " t " y anchura " w " separada de un plano de masa por una capa de un sustrato de altura " h " y constante dieléctrica " ϵ_r ".

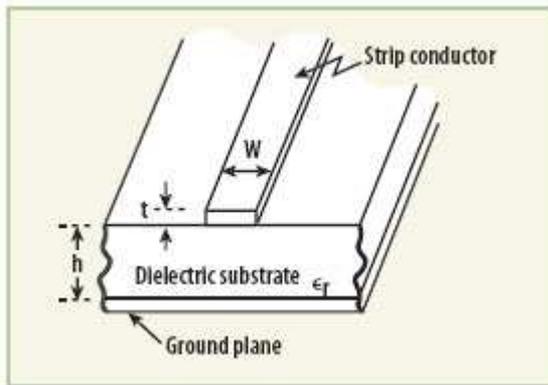


Figura 2-30: Parámetros de una línea microstrip

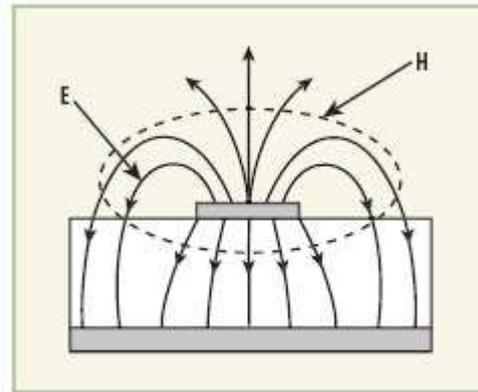


Figura 2-31: Propagación de los campos en una línea microstrip

Cuando una línea de transmisión consta de dos conductores diferenciados, entre ellos se establecerá una diferencia de potencial. Por ello no se propagan modos TE o TM, como en las guías de onda, sino que se establecen modos TEM o Transversales Electromagnéticos.

En las líneas microstrip, los campos se generan tal y como se muestra en la Figura 2-31. El hecho de que la pista metálica se encuentre entre el sustrato y el aire complica el análisis de la línea [3]. Aunque la mayoría de las líneas de campo se encuentran en la región del dieléctrico, algunas de ellas quedan por encima del sustrato. Es por este motivo que el modo que se propaga por la microstrip no es un TEM puro, sino, lo que se llama, un modo quasi-TEM.

Además, la presencia de dos dieléctricos (el aire y el sustrato) hace que la tecnología microstrip cuente con una constante dieléctrica efectiva “ ϵ_{reff} ” que se calcula de la siguiente manera:

$$\epsilon_{reff} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[\left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0.5} & \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.26)$$

$$\lambda_{\mu strip} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (2.27)$$

Las microstrip son mucho más baratas que la tecnología de guía de onda. Pueden ser construidas utilizando placas de circuito impreso (PCB) con materiales de bajo costo. Sin embargo, tienen poca capacidad para el manejo de energía y, normalmente, tienen mayores pérdidas que la tecnología tradicional.

2.3.1 Alimentación Microstrip

Una línea microstrip puede ser alimentada de diversas maneras por medio de conectores coaxiales.

Sonda coaxial vertical

Al igual que las guías de onda, las microstrip también se pueden alimentar entrando verticalmente en el sustrato por medio de un conector coaxial. El conductor exterior se conecta a la placa de masa y el conductor interno se extiende hasta la pista.

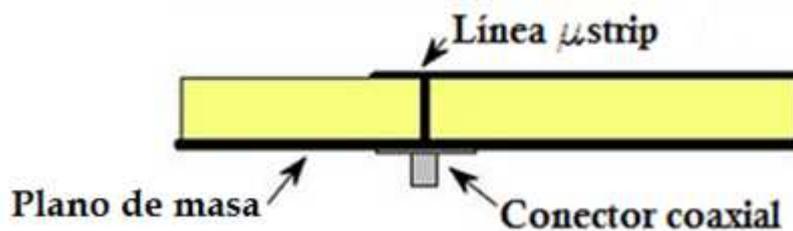


Figura 2-32: Alimentación por sonda coaxial vertical de la línea microstrip

La posición del conector, respecto del final de la pista, también puede ser controlada para adaptar la impedancia de entrada.

Coaxial horizontal

La línea microstrip también puede ser alimentada horizontalmente. Basta con conectar el conductor externo del coaxial al plano de masa y colocar el alma sobre la pista microstrip.

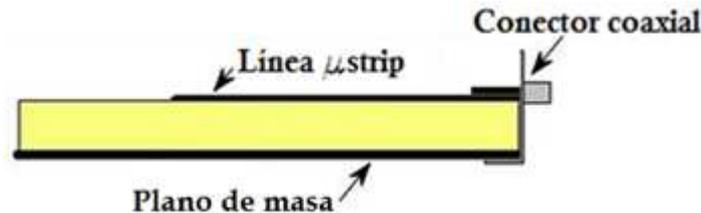


Figura 2-33: Alimentación por coaxial horizontal de la línea microstrip

Es realmente sencillo construir esta transición de alimentación. Sin embargo, al estar el alma del conector desprotegida, puede provocar muchas pérdidas por radiaciones inesperadas hacia el exterior en aplicaciones de alta frecuencia.

2.4 Teoría SIW (Substrate Integrated Waveguide)

A finales de 1993 surgió una tecnología conocida como SIW (Guía de Onda Integrada en Sustrato) la cual, como su propio nombre indica, consiste en integrar una guía de onda dentro de un sustrato dieléctrico, es decir, usando la tecnología impresa que caracterizan a las líneas microstrip.

Las guías de onda convencionales se fabrican con grandes piezas de metal y eso hace que las estructuras resultantes sean pesadas, difíciles de integrar en un sistema y, sobre todo, demasiado caras. Sin embargo, la tecnología SIW integra todas las ventajas de propagación y pérdidas de las guías tradicionales pero es construida mediante técnicas de circuitos impresos, de tal manera que elimina las desventajas de las guías convencionales.

Consiste en realizar una serie de orificios sobre el sustrato para, mediante su metalización posterior, confinar la señal entre las placas metálicas superior e inferior y las propias vías.

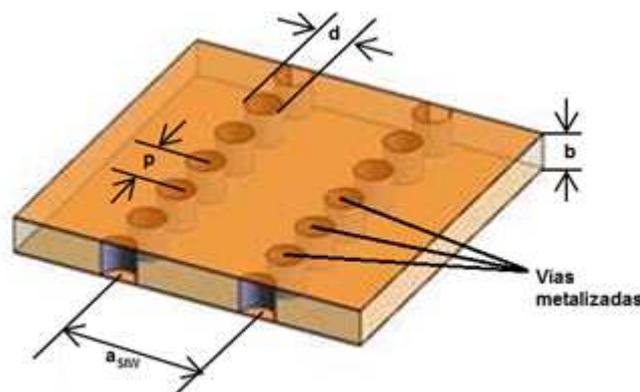


Figura 2-34: Guía de onda con la tecnología impresa SIW

Cada una de las vías que forman las paredes laterales de la guía tienen un diámetro “ d ” y están separadas una distancia “ p ” entre dos de ellas consecutivas. Estos valores deben respetar una serie de reglas, ampliamente analizadas en [6], para no generar demasiadas pérdidas (pérdidas por “leakage”) ni provocar efectos indeseados en la guía. Un valor aceptable, que acata dichas restricciones y que parece bastante razonable, es $p=2d$, tal y como se ha considerado para, prácticamente, la totalidad de las guías SIW diseñadas en este PFC.

En cuanto al valor de la anchura de la guía (a_{SIW}), hay que tener en cuenta que la guía SIW no es directamente convertible a la guía de onda tradicional. Se han establecido una serie de fórmulas descritas en [7] que establecen una equivalencia de anchuras entre la guía convencional y la SIW, con un error del 1%:

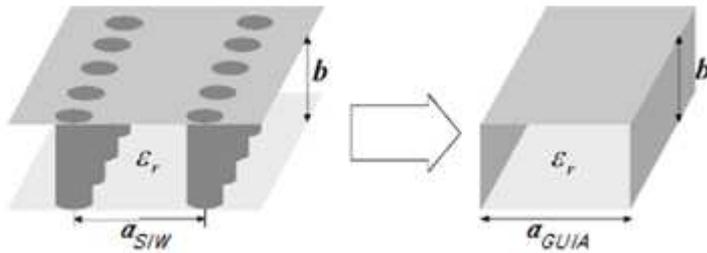


Figura 2-35: Equivalencia de anchuras entre SIW y guía tradicional

$$\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{a}{p} - 1.0684}$$

$$\xi_2 = -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{a}{p} - 1.2010}$$

$$\xi_3 = 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{a}{p} + 0.2152}$$

$$\bar{a} = \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{(\xi_1 + \xi_2 - \xi_3)}{(\xi_3 - \xi_1)}} \quad (2.28)$$

$$a_{GUIA} = a_{SIW} \cdot \bar{a} \quad (2.29)$$

La tecnología SIW fue creada para trabajar a altas frecuencias, ya que si se utilizara para bajas frecuencias los tamaños de la SIW serían similares a los de la guía convencional y nos encontraríamos con los mismos defectos que afectan a estas.

2.4.1 Alimentación SIW

Las SIW, puesto que también son guías de onda, pueden ser alimentadas del mismo modo que lo son las guías convencionales. Además, son muy apropiadas para ser alimentadas mediante línea microstrip, puesto que ambas utilizan la misma tecnología de fabricación.

Sonda coaxial vertical

Del mismo modo que es explico en el apartado 2.2.3 de la página 20, cualquier guía de onda, incluida la SIW, se puede alimentar mediante un conector coaxial que entre verticalmente al interior de la guía.

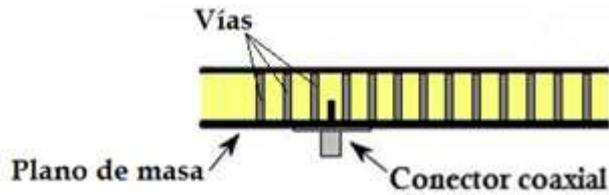


Figura 2-36: Alimentación de una SIW por sonda coaxial vertical

La distancia del conector respecto al cortocircuito de la guía debe ser $\lambda_g/4$ para que la onda reflejada y la propia onda generada por el conector se sumen en fase.

Línea microstrip

Tanto la línea microstrip como la SIW se construyen utilizando la tecnología impresa de PCBs. Por ello, es bastante intuitivo pensar en integrar ambas en un mismo sustrato y conectarlas mediante una zona de transición o chaflán [9].

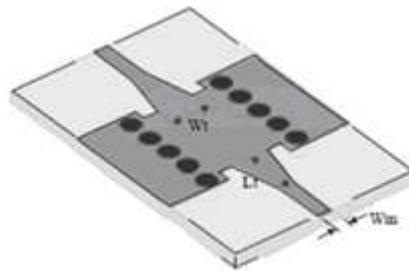


Figura 2-37: Transición de línea microstrip a SIW en el mismo sustrato

Este chaflán será el encargado de transformar el modo quasi-TEM de la microstrip en un modo TE_{10} , el modo fundamental de una guía rectangular. Como se puede ver en la Figura 2-39, la línea microstrip parece adecuada para excitar una guía de onda rectangular ya que las líneas de campo eléctrico de ambas estructuras tienen la misma orientación.

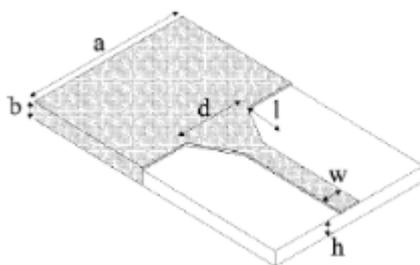


Figura 2-38: Transición de línea microstrip a guía de onda en el mismo sustrato

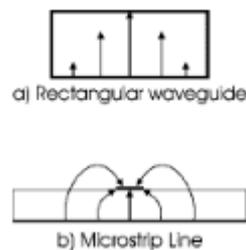


Figura 2-39: Líneas de campo dominantes en a) guía de onda rectangular y b) línea microstrip

Este tipo de alimentación de guía de onda rectangular es válido tanto para SIW como para guías de onda convencionales. Sin embargo, estas últimas, a diferencia de las tecnologías con sustrato dieléctrico, utilizan anchuras de sustrato mucho mayores que la

tecnología de circuitos impresos. Este hecho influye muy negativamente sobre las pérdidas de radiación de la microstrip y suprime las grandes ventajas de fabricación y coste que nos ofrece esta transición en tecnología impresa.

2.5 Arrays de antenas

Normalmente, el diagrama de radiación de un elemento es relativamente ancho y proporciona niveles bajos de ganancia. Muchas aplicaciones demandan el uso de antenas de alta ganancia y gran directividad para comunicaciones de larga distancia. Esto se puede conseguir de dos maneras: aumentando el tamaño de la antena o mediante el acoplamiento de varios elementos radiantes.

Por ello, se establece el concepto el array, en el que los elementos radiantes se disponen de diferentes maneras para conseguir que la antena alcance diversos objetivos de diseño mediante el acoplo estos.

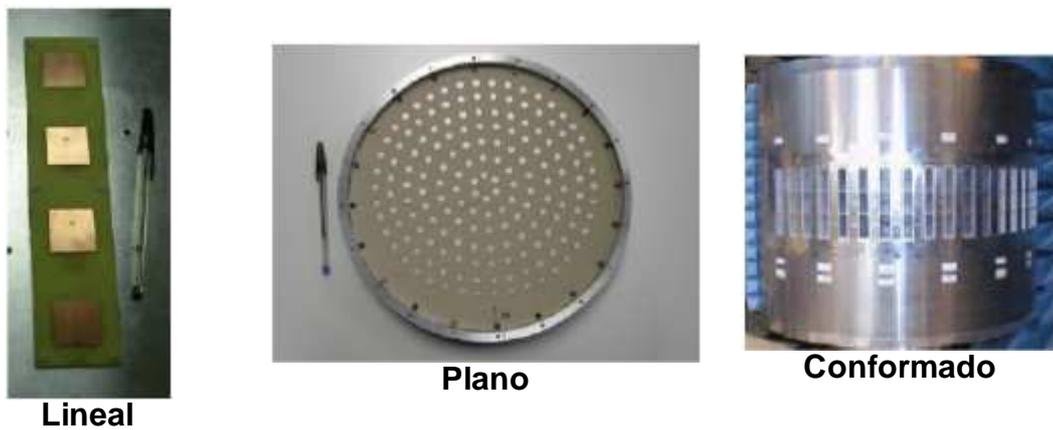


Figura 2-40: Ejemplos de diferentes tipos de antenas de array. Lineal, plano y conformado.

Un array quedará definido por el vector de posición (\vec{r}_i), las corrientes de alimentación (I_i) y el diagrama de radiación de cada uno de los elementos que lo integren ($\vec{E}_i(\theta, \phi)$):

$$\vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 \vec{r}_i} \quad (2.30)$$

Entonces, el campo radiado por el array se calculará como la suma de los campos radiados por cada uno de los elementos por separado:

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \sum_i \vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot F_A(\theta, \phi) \quad (2.31)$$

donde $F_A(\theta, \phi)$ recibe el nombre de Factor de Array.

Para obtener diagramas que sean muy directivos es necesario que los campos interfieran constructivamente en las direcciones deseadas. Esto se controla mediante 5 parámetros básicos, de los que se definen varios tipos de antenas de arrays que ofrecen diferentes prestaciones:

- Posición geométrica de los elementos en el array.
- Posición relativa entre los elementos.
- Amplitud de alimentación de cada elemento.
- Fase de alimentación de cada elemento.
- Diagrama de radiación del elemento radiante.

2.5.1 Arrays lineales

En los arrays lineales los elementos se disponen a lo largo de una línea recta. Se pueden distinguir dos tipos de arrays dependiendo de la separación que existe entre los elementos: equiespaciados o no equiespaciados.

El caso más sencillo es el de un array lineal, en el que un número “N” de elementos equiespaciados se disponen en un eje z separados por una distancia “d”. El Factor de Array vendrá dado por:

$$\left. \begin{aligned} \vec{r}_i &= i \cdot d \cdot \hat{z} \rightarrow \hat{r} \cdot \vec{r}_i = i \cdot d \cdot \cos \theta \\ A_i &= a_i \cdot e^{j\alpha_i} \end{aligned} \right\} F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i \cdot e^{jk_0 \vec{r}_i} = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot e^{j(i \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos \theta + \alpha_i)} \quad (2.32)$$

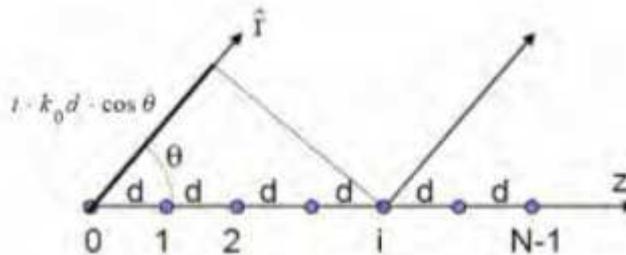


Figura 2-41: Array lineal con N elementos equiespaciados y separados una distancia d

Las leyes de excitación más utilizadas para este tipo de arrays son las siguientes:

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

Para este PFC, se va a llevar a cabo el diseño de una antena de arrays lineal con una ley de excitación de amplitud simétrica y decreciente del centro al borde. Además, los elementos no estarán equiespaciados ya que todos ellos son diferentes para compensar los acoplos necesarios en cada posición del array. La distancia entre estos

quedará definida por las fórmulas establecidas en [8], aunque eso se tratará con más detalle en el apartado de “Diseño de la Antena” de esta memoria.

2.5.2 Arrays planos

Los arrays planos disponen sus elementos en una matriz rectangular. Los array planos ofrecen más versatilidad que los lineales ya que pueden obtener diagramas que apunten en cualquier dirección del espacio.

Para un array plano de MxN elementos, como el mostrado en la Figura 2-42 el Factor de Array se define según:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} A_{mn} \cdot e^{jmk_0 d_x \text{sen}\theta \cos\phi} \cdot e^{jnk_0 d_y \text{sen}\theta \text{sen}\phi} \quad (2.33)$$

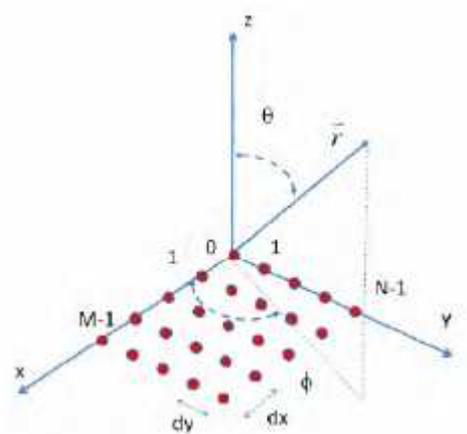


Figura 2-42: Red de MxN elementos dispuestos sobre el plano XY

2.5.3 Phased arrays

Cuando tenemos un array, tanto lineal como plano, en que los elementos tienen una amplitud de alimentación uniforme el diagrama de radiación debe ser controlado por la fase de los elementos. A este tipo de arrays se les conoce como phased arrays o arrays de exploración. Esto es así porque variando el desfase progresivo α se puede barrer todo un plano ϕ con un array lineal, o variando α_x y α_y para arrays planos, se puede barrer todo el espacio.



Figura 2-43: Radar de phased arrays PAVE PAWS, en Alaska.

Así, por ejemplo, el factor de Array de una red plana, cuyos elementos tienen amplitudes de alimentación reales y positivas y fases progresivas, se puede

calcular como el factor de array del plano X por el factor de array del plano Y, siendo estos independientes.

$$\left. \begin{aligned} A_{mn} &= a_m \cdot e^{jm\alpha_x} \cdot a_n \cdot e^{jn\alpha_y} \\ \Psi_X &= k_0 d_x \text{sen}\theta \cos\phi + \alpha_x \\ \Psi_Y &= k_0 d_y \text{sen}\theta \text{sen}\phi + \alpha_y \end{aligned} \right\} F_A(\Psi_X, \Psi_Y) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \cdot e^{jm\Psi_X} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{jn\Psi_Y} = F_{A_x}(\Psi_X) \cdot F_{A_y}(\Psi_Y) \quad (2.34)$$

2.5.4 Elementos radiantes

Los elementos radiantes pueden ser de muchas y muy diversas formas. Vamos a destacar dos tipos de elementos muy importantes para las antenas sobre tecnología impresa [5]: los parches y las ranuras.

2.5.4.1 Parches

Las líneas microstrip no fueron pensadas para disipar demasiada potencia en forma de radiación. Sin embargo, es inevitable que esto suceda, por lo que surge un nuevo concepto de este tipo de línea: la *antena microstrip*.

Los parches radiantes son una extensión de las antenas microstrip. La estructura consiste en un parche metálico, de dimensiones comparables a λ , sobre un sustrato que se encuentra sobre un plano de masa. Las dimensiones del parche son elegidas de tal manera que la potencia disipada se radie de la manera deseada.

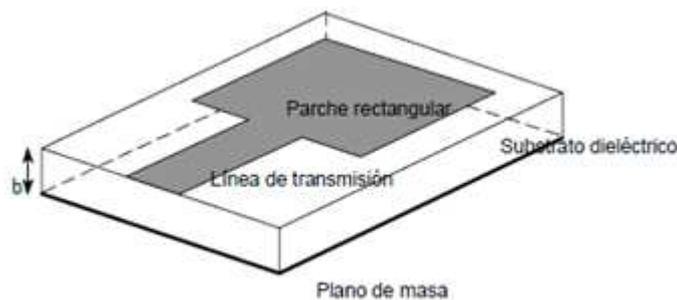


Figura 2-44: Parche radiante

Podemos encontrar parches de formas muy diversas tales como cuadrados, rectangulares, circulares, etc., además de otros menos comunes como triangulares o elípticos.

Uno de los mayores inconvenientes de este tipo de elementos radiantes es su estrecho ancho de banda. Para mejorar este factor se utilizan técnicas de diseño más avanzadas, como apilar varios parches a frecuencias de resonancia cercanas para formar una antena de banda más ancha.

Alimentación

Los parches se pueden alimentar de diferentes maneras como:

- A través de una línea de transmisión en el mismo plano del parche.
- Mediante un conector coaxial entrando verticalmente en el sustrato por el plano de masa. El alma del conector llega hasta el parche.
- Por acoplamiento de la señal en estructuras de varias capas.

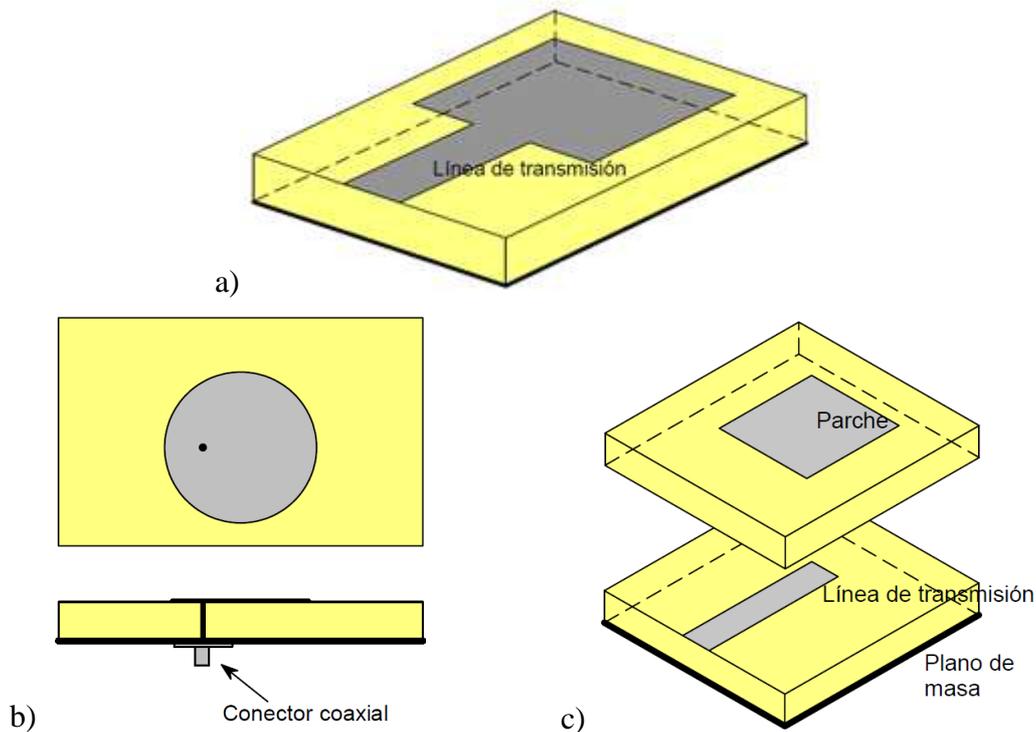


Figura 2-45: Formas de alimentar un parche

2.5.4.2 Ranuras

Las ranuras son aperturas en uno de los planos de masa de la línea de transmisión. Por ellas la señal escapa en forma de radiación. Son el equivalente eléctrico a un dipolo de longitud equivalente.

En una ranura convencional, una de sus dos dimensiones debe ser mucho menor que la longitud de onda de la señal y la otra debe ser ligeramente inferior a $\lambda/2$ para conseguir resonancia.

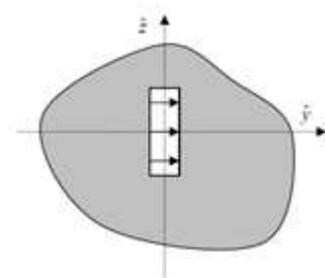


Figura 2-46: Esquema de una ranura

Aunque para obtener una antena basta que construir un tubo o una varilla, este tipo de antena es de gran aplicación en los aviones, en los que, por las velocidades a las que se mueven y la resistencia del aire no es fácil montar nada que sobresalga del

fuselaje del avión, mientras que una ranura rellena de algún material aislante es muy útil en estos casos.

Alimentación

Las ranuras pueden ser alimentadas mediante:

- a) **Guías de onda:** Las ranuras interrumpen el paso de las corrientes siendo el acoplamiento entre la ranura y la guía proporcional a ese efecto. Una ranura acoplará más potencia cuanto más perpendicular se encuentre su dimensión mayor a las líneas de densidad de corriente que circulan por la guía de onda, tal y como se quiere ilustrar en la figura siguiente:

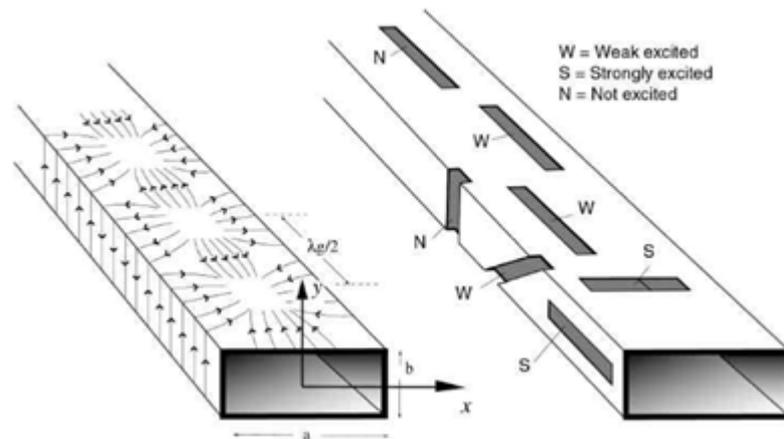


Figura 2-47: Alimentación de ranuras por medio de una guía de onda

En la Figura 2-47 se pueden observar que existen varios tipos de ranuras, dependiendo de cómo se coloquen sobre la guía:

- **Ranuras S** (Fuerte excitación): Una ranura dispuesta sobre el eje x y colocada en el centro de la parte superior de la guía acoplará mucha potencia, ya que, en esta zona, las líneas de densidad de corriente se distribuyen en la dirección de propagación de la onda.
- **Ranuras N** (Excitación nula): Una ranura de las mismas características pero girada 90° , es decir, dispuesta sobre el eje z , no acoplará, prácticamente, nada de potencia ya que las líneas de densidad de corriente van paralelas a su dimensión mayor. Esto ocurrirá justo en el centro del lado mayor de la guía.
- **Ranuras W** (Poca excitación): Si nos vamos desplazando al borde, la ranura irá acoplando cada vez más potencia. Esto se debe a que las líneas de campo van girando y, en el borde de la guía, se encuentran giradas 90° respecto a las líneas que atraviesan el centro de esta.

En las caras laterales de la guía, sólo una ranura dispuesta sobre el eje z conseguirá acoplar potencia, a no ser que la giremos hasta un ángulo en el que la ranura acople la potencia que deseemos (siempre menor). Esta es la manera de

controlar la potencia radiada de una antena de array con ranuras y que se utilizará en el diseño de los elementos radiantes que integran las antenas ranuradas diseñadas en este PFC.

- b) **Líneas Microstrip:** La ranura se sitúa en el plano de masa y la línea termina en circuito abierto a una distancia $\lambda/4$ de la ranura.

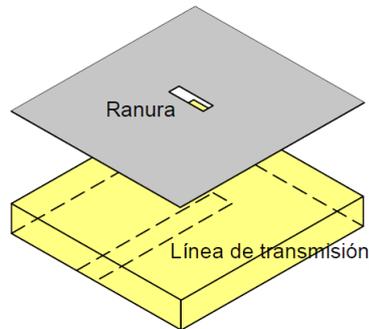


Figura 2-48: Alimentación de una ranura por medio de una línea microstrip

2.6 Herramientas de diseño y simulación

2.6.1 CST Microwave Studio

CST Microwave Studio es una herramienta especializada para la simulación EM en 3D de componentes de alta frecuencia y la versión disponible en el grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM es la 2010. Esta ha sido la principal herramienta de diseño que se ha utilizado para la realización de este PFC.



Figura 2-49: Logo CST

El programa cuenta con un análisis rápido y preciso de aparatos de alta frecuencia tales como antenas, filtros, estructuras de diversas capas, etc. También ofrece un amplio vistazo al comportamiento EM de los diseños de alta frecuencia y promueve una tecnología completa y de alta calidad para EM en 3D. Además, brinda a los usuarios una gran flexibilidad mediante un rango de aplicación muy amplio, gracias a la variedad de tecnologías disponibles.

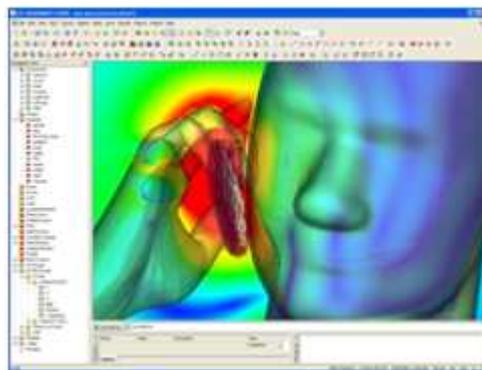


Figura 2-50: Entorno de trabajo de CST

Además cuenta con filtros para la importación y exportación de archivos CAD específicos, lo que mejora las posibilidades de diseño y además fomenta el ahorro de tiempo. Este hecho ha sido muy beneficioso para nuestro fin, ya que los ficheros CAD son necesarios para la construcción de nuestros componentes. Además este programa de simulación es amigable con el usuario, ya que se adapta a sus necesidades gracias a sus diversos campos de aplicación.

2.6.2 Advanced Design System (ADS)

Advanced Design System (ADS) es un programa de simulación circuital para una gran variedad de dispositivos de telecomunicaciones tales como amplificadores, líneas de transmisión, filtros, resonadores, osciladores, etc. Este programa ha sido creado por Agilent Technologies y la versión utilizada para este PFC es la 2008, disponible en el grupo RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la UAM.



Figura 2-51: Logo ADS

Este software lleva a cabo simulaciones de gran precisión, a nivel de circuitos, basándose en las densas librerías que posee. Además de disponer de dos tipos de ventanas donde trabajar con circuitos y los resultados de sus simulaciones, ADS también permite tratar Layouts, por lo que el usuario puede examinar cómo será su circuito físicamente a partir de los elementos que lo integran.

ADS también permite la importación/exportación de diversos tipos de ficheros tales como archivos CAD, TOUCHSTONE, etc. Este hecho ha resultado imprescindible para el tratamiento de nuestros diseños a nivel físico y, sobre todo, para la generación de archivos “Gerber” (formato de impresión creado por Gerber System Corporation), necesarios para la construcción de los circuitos impresos de este PFC.

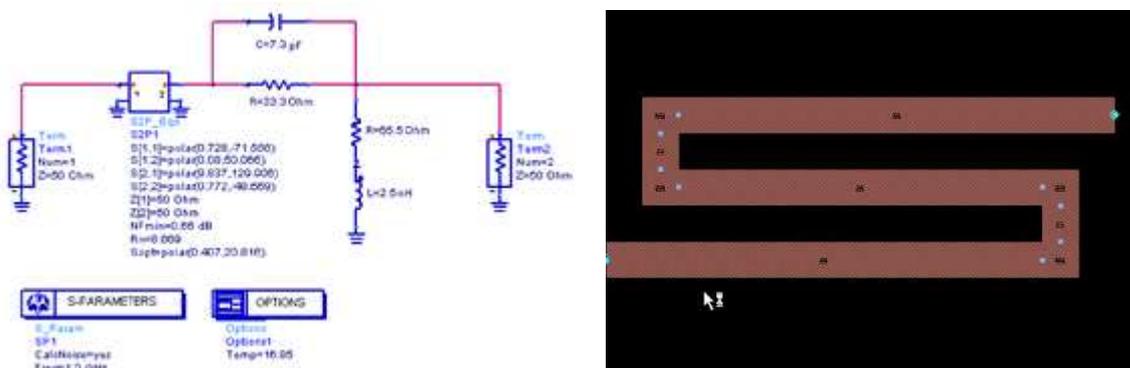


Figura 2-52: Entorno de trabajo de ADS. Esquemático (izquierda) y Layout (derecha)

2.6.3 Ensemble 1D Array Synthesis

El software “Ensemble 1D Array Synthesis” es un programa muy sencillo, pero eficaz, de modelado de arrays lineales (sólo sirve para arrays de una sola dimensión).

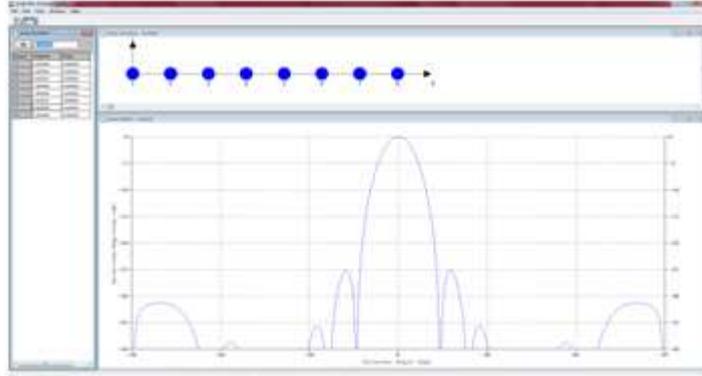


Figura 2-53: Entorno de trabajo del software Ensemble 1D Array Synthesis

Como se puede apreciar en la figura, el programa “EnsSym” (abreviado) nos muestra el diagrama de radiación normalizado (abajo), un esquema de los elementos posicionados (arriba) y las amplitudes de cada elemento radiante (izquierda) de un array lineal con una distribución y un número de elementos que el usuario le introduce previamente.

3 Diseño de antenas

3.1 Estructura global

En este Proyecto Fin de Carrera (PFC) se va a llevar a cabo el diseño de un array lineal sobre una guía de onda ranurada, que opera entre 16.3 y 17.7 GHz (banda Ku según la Tabla 2-2), construida sobre la tecnología SIW y con polarización circular. Los elementos radiantes que conforman la antena han sido propuestos para la realización de este PFC y, cada uno de ellos, consta de 4 aperturas entrecruzadas. La Figura 3-1 muestra un ejemplo del aspecto que tendrá uno de los arrays lineales que se diseñarán a lo largo de este apartado.

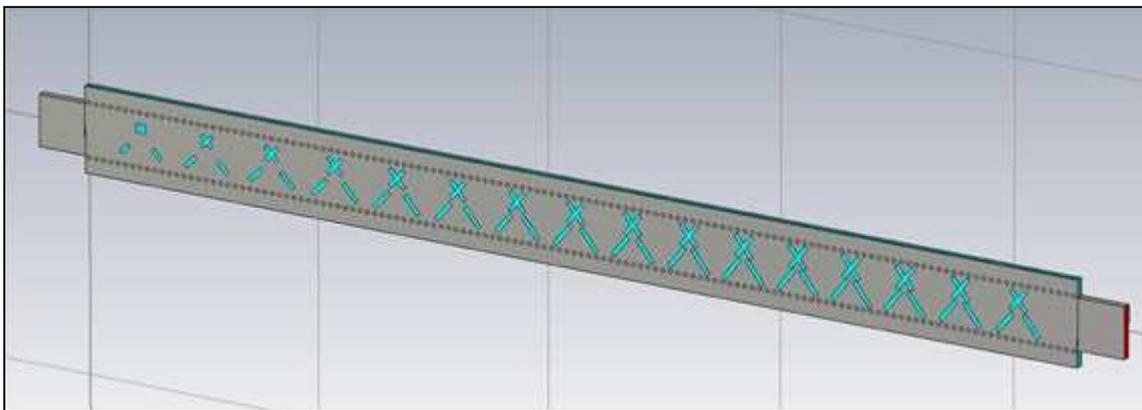


Figura 3-1: Aspecto de una antena final de este PFC (Entorno de simulación)

El diseño de la antena consta de los siguientes pasos:

- Caracterización de las guías de onda donde se establecerán las ranuras radiantes de las antenas.
- Diseño de un elemento radiante y confección de una tabla de acoplos para diferentes tamaños de ranura.
- Obtención de la distribución de acoplos de cada uno de los elementos que integrarán el array a partir de su propia distribución de amplitudes.
- Desarrollo de un estudio de acoplamientos entre las ranuras más cercanas entre sí para conseguir una caracterización más realista.
- Asignación, a cada posición del array lineal, de las ranuras adecuadas para radiar la potencia establecida previamente, a partir del estudio realizado.

Tras esto se diseñarán diferentes transiciones de alimentación para intentar conseguir la máxima adaptación a la entrada del array. Esto es muy importante ya que, si no conseguimos dicha adaptación, no podremos obtener los parámetros reales de la propia antena. La influencia de la transición sobre el sistema radiante será determinante, sobre todo en cuanto a valores de reflexión y de potencia disponible a la entrada de la antena.

Sustratos utilizados

Durante este PFC se han diseñado antenas ranuradas sobre SIW utilizando dos tipos diferentes de sustratos. Así, de aquí en adelante, se distinguirán los diseños tanto para un dieléctrico como para el otro. Los dos sustratos utilizados para el diseño de las antenas son los siguientes:

- **“TLX-9 0620 CH/CH”** ($d_k=2.5$): Sustrato de 1.5748 mm de espesor cubierto de una capa de cobre, tanto por encima como por debajo, de un espesor de 0.018 mm. La constante dieléctrica de este sustrato es $\epsilon_r=2.5$ y su tangente de pérdidas está en torno a $\tan \delta = 0.0024$ para 17 GHz [19].
- **“TLY-5A 0620 CH/CH”** ($d_k=2.17$): Al igual que el TLX-9, este sustrato tiene una anchura de 1.5748 mm de espesor y está recubierto por capas de cobre de 0.018 mm. Su constante dieléctrica es $\epsilon_r=2.17$ y su $\tan \delta = 0.0011$ para 17 GHz, aproximadamente [20].

Más tarde, en el diseño de las transiciones de alimentación utilizaremos otros dos sustratos de la serie TLY-5A para la fabricación de los diseños más sofisticados. Son el **“TLY-5A 0400 CH/CH”** y el **“TLY-5A 0200 CH/CH”**, que tienen las mismas características que el **“TLY-5A 0620 CH/CH”** pero su espesor es de 0.508 mm y 1.016 mm, respectivamente.

3.2 Caracterización de las guías de onda

En la caracterización de las guías de onda tendremos que decidir sobre el valor que tomarán los parámetros que las definen. En una guía rectangular, cuando su altura es menor que su anchura ($b < a$), el modo fundamental que se propaga es el TE_{10} .

En nuestros diseños, el espesor del sustrato, “ b ”, siempre será mucho menor que el ancho de la guía, “ a ”, ya que, si esto no se cumpliera el modo fundamental de la guía sería el TE_{01} y su frecuencia de corte:

según la formula
$$f_{c_m} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad c = c_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (2.23)$$

si $a < b$ entonces el modo de propagación fundamental de la guía de onda será

$$f_{c_{TE_{01}}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{b}\right)^2} = \frac{c_0}{2b\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{9.525 \cdot 10^9}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \begin{cases} \epsilon_r = 2.5 \rightarrow f_{c_{TE_{01}}} = 60.24 \text{ GHz} \\ \epsilon_r = 2.17 \rightarrow f_{c_{TE_{01}}} = 64.66 \text{ GHz} \end{cases}$$

Se puede comprobar que, en el rango de frecuencias de corte que hemos obtenido, no se incluye la banda de frecuencias de operación en la que se quiere que las antenas trabajen (16.3 – 17.7 GHz). Es decir, que si se cumpliera que $a < b$ entonces no se propagaría nada por la guía de onda. Por tanto, queda demostrado que, para las SIW rectangulares que se van a diseñar, “ a ” debe ser mayor que “ b ” y que el modo fundamental siempre será el TE_{10} .

Así, la altura de la guía, “ b ”, no influirá en la frecuencia de corte del modo fundamental que se propaga por la guía. Únicamente quedará determinado por el valor de la anchura de la guía de onda:

$$f_{c_{TE_{10}}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \Bigg|_{\substack{m=1 \\ n=0}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2} \Rightarrow f_{c_{TE_{10}}} = \frac{c}{2a} \quad c = c_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (3.1)$$

El criterio seguido a la hora de la elección de “ a ” es que sea lo mayor posible para que, al ser la guía más ancha, podamos utilizar ranuras lo suficientemente grandes como para satisfacer la demanda de acoplo de potencia de la antena. Si la anchura de la guía es demasiado estrecha, puede que las ranuras que necesitamos utilizar no encajen en la guía o no puedan ofrecer buenos niveles de reflexión y AR.

Por otra parte, se desea que la guía de onda trabaje en monomodo y no en multimodo. Por tanto, el valor de “ a ” será lo mayor posible, pero sin dejar que el modo superior de la guía rectangular se acople a esta. Además, dejaremos un margen de guarda de 1.5 a 2 GHz entre la frecuencia superior de operación y la frecuencia de propagación del segundo modo para que este no pueda montarse sobre la guía (ya que la atenuación que sufre el modo va siendo cada vez menor a medida que nos acercamos a la frecuencia de corte de este).

Una vez obtenido el valor de la anchura de la guía, “ a ”, debemos calcular el valor de la anchura equivalente para la SIW, “ a_{SIW} ”, que será el ancho real con el que contará la antena final. Según las formulas descritas en [7] y en el apartado 2.4 de esta memoria, en este cálculo influye el valor del diámetro de las vías que forman las paredes laterales de la SIW (d) y la separación entre dos vías consecutivas (p).

Los valores escogidos para estos parámetros son $d=0.8 \text{ mm}$ y $p=1.6 \text{ mm}$. Existen diferentes motivos para haber efectuado esta elección:

- En el taller de la EPS sólo se dispone de tres tipos de remaches con los que metalizar los taladros. Los diámetros exteriores de los remaches disponibles son 0.6, 0.8 y 1 mm. Su hoja de datos se puede ver en [25].
- Se debe encontrar un cierto acuerdo entre no utilizar demasiadas vías y realizar una buena caracterización de la SIW.
- Se deben respetar las fórmulas de diseño de una SIW descritas en [6].

El diámetro de las vías metalizadas será de 0.8 mm ya que, utilizando los de 0.6 mm quizá el número de vías necesarias para fabricar el array lineal sea demasiado grande. Respecto a los remaches de 1 mm de diámetro, rechazamos la idea de utilizarlos puesto que no contábamos con demasiados de ellos.

Por último, se ha decidido que $p = 2d$, es decir, que $p = 1.6 \text{ mm}$. Se considera que con este valor nos encontramos ante una situación concordante entre el número de vías que se utilizarán en el diseño y la caracterización de la guía SIW. Además, este valor cumple con las fórmulas que se describen en [6].

Parece que en la literatura encontrada no se hace especial hincapié en la elección de estos parámetros. Los artículos tales como [12] o [13] utilizan valores para p y d en torno a los escogidos en este caso, por lo que consideramos que estos valores son igual de válidos que los utilizados en estos artículos. Es por esto, también, que vamos a utilizar este tipo de vías tanto para las guías con constante dieléctrica 2.5 como para las de 2.17.

3.2.1 Caracterización de la guía de onda ($d_k=2.5$)

Ya se ha visto que en guías rectangulares en las que $a > b$ el modo fundamental que se propaga es el TE_{10} . Pero, además, si b es pequeño con respecto a la anchura “ a ”, el modo inmediatamente superior será el TE_{20} . Por ello y por todos los argumentos mencionados anteriormente se ha escogido un valor para “ a ” de 9.75 mm.

A continuación, vamos a calcular las frecuencias de corte de los modos fundamental y superior:

$$f_{c_{TE_{10}}} = \frac{c_0}{2a\sqrt{\epsilon_r}} = 9.73 \text{ GHz} \quad f_{c_{TE_{20}}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{2}{a}\right)^2} = \frac{c_0}{a\sqrt{\epsilon_r}} = 19.46 \text{ GHz}$$

Debemos comprobar que, efectivamente, el segundo modo que se propaga por esta guía es el TE_{20} . Para ello, hay que evaluar a qué frecuencias se propagan los modos más cercanos al fundamental y candidatos a ser el modo superior inmediato:

$$f_{c_{TE_{30}}} = \frac{3c_0}{2a\sqrt{\epsilon_r}} = 29.19 \text{ GHz} \quad f_{c_{TE_{01}}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{b}\right)^2} = \frac{c_0}{2b\sqrt{\epsilon_r}} = 60.24 \text{ GHz}$$

$$f_{c_{TM_{11}}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2} = 61.02 \text{ GHz}$$

De esta manera confirmamos que, para $a=9.75 \text{ mm}$ y $b=1.5748 \text{ mm}$, el modo fundamental propagado por la guía es el TE_{10} y el modo de orden superior es el TE_{20} . La frecuencia a la que comienza a propagarse el modo fundamental es bastante menor que la banda a la que se desea que la antena trabaje, por lo que el modo estará bien definido dentro de la guía.

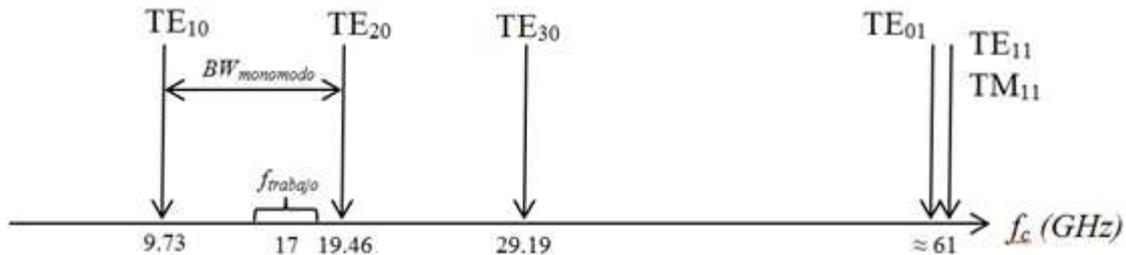


Figura 3-2: Esquema de las frecuencias de corte de los modos de la guía con $d_k=2.5$

La frecuencia de corte del segundo modo tiene un margen con la frecuencia mayor de operación de la antena de $19.46 \text{ GHz} - 17.7 \text{ GHz} = 1.76 \text{ GHz}$ por lo que se considera que aún no afectará a la guía de forma apreciable y que se podrá trabajar con la guía en monomodo.

La longitud de onda de propagación por la guía tendrá un valor de:

$$\lambda_{g_{TE_{10}}} = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{TE_{10}}}}{f_0} \right)^2}} = 13.6086 \text{ mm}$$

donde λ_0 y f_0 son la longitud de onda y la frecuencia central de trabajo y $f_{c_{TE_{10}}}$ es la frecuencia de corte del modo fundamental de la guía de onda.

También se debe calcular cuál será el valor de la anchura equivalente en SIW a partir de [7] y del tamaño de las vías que se utilizarán para montarla ($d=0.8 \text{ mm}$ y $p=1.6 \text{ mm}$). Aplicando dichas fórmulas se obtiene que el ancho de la SIW debe ser $a_{SIW} = 10.27 \text{ mm}$. Hay que tener en cuenta que esta medida se define entre los centros de las vías que definen las paredes laterales de la SIW por lo que, la zona efectiva donde se podrá colocar ranuras, es decir, el “top” de la SIW, tendrá una longitud efectiva de $10.27 - 0.8 = 9.47 \text{ mm}$ y lo llamaremos $a_{SIW_{int}}$.

3.2.2 Caracterización de la guía de onda ($d_k=2.17$)

El valor de la anchura escogido para la guía de onda con $\epsilon_r = 2.17$ es $a=10.4828 \text{ mm}$. El uso de un sustrato con una constante dieléctrica menor nos ofrece un pequeño

margen para poder hacer la guía un poco más ancha y, así, tener más espacio disponible para la colocación de las ranuras.

Al igual que en el caso anterior, el modo de propagación fundamental será el TE₁₀ (puesto que $a > b$) y el modo de orden superior será el TE₂₀. Las frecuencias de corte de estos modos serán:

$$f_{c_{TE_{10}}} = \frac{c_0}{2a\sqrt{\epsilon_r}} = 9.714 \text{ GHz} \qquad f_{c_{TE_{20}}} = \frac{c_0}{a\sqrt{\epsilon_r}} = 19.43 \text{ GHz}$$

También debemos realizar la comprobación de que, efectivamente, el modo de orden superior es el TE₂₀:

$$f_{c_{TE_{30}}} = \frac{3c_0}{2a\sqrt{\epsilon_r}} = 29.14 \text{ GHz} \qquad f_{c_{TE_{01}}} = \frac{c_0}{2b\sqrt{\epsilon_r}} = 64.66 \text{ GHz}$$

$$f_{c_{\substack{TE_{11} \\ TM_{11}}}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2} = 65.39 \text{ GHz}$$

Se ha verificado que si esta guía se diseña con $a=10.4828 \text{ mm}$ y $b=1.5748 \text{ mm}$ el modo de propagación fundamental es el TE₁₀ y el secundario es el TE₂₀. El margen de guarda entre la frecuencia de trabajo y la frecuencia de corte de dicho modo es de $19.43-17.7 \text{ GHz} = 1.73 \text{ GHz}$.

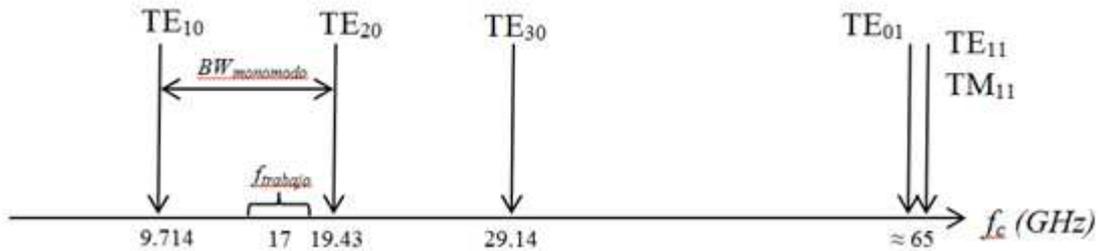


Figura 3-3: Esquema de las frecuencias de corte de los modos de la guía con $d_k=2.5$

El valor de la longitud de onda del modo que se propagará por la guía será:

$$\lambda_{g_{TE_{10}}} = \frac{\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{TE_{10}}}}{f_0}\right)^2}} = 14.5997 \text{ mm}$$

donde λ_0 y f_0 son la longitud de onda y la frecuencia central de trabajo y $f_{c_{TE_{10}}}$ es la frecuencia de corte del modo fundamental de la guía de onda.

Por último, el cálculo de la anchura “a” equivalente en SIW, utilizando vías de 0.8 mm de diámetro separadas 1.6 mm entre sí, nos da un valor de $a_{SIW} = 11 \text{ mm}$. El valor del ancho de la cara superior de la SIW, que podremos utilizar para colocar las ranuras, será de $a_{SIW_{int}} = 11 - 0.8 = 10.2 \text{ mm}$.

3.2.3 Tabla Resumen y Comparativa

A continuación se muestra una tabla para revisar brevemente los parámetros escogidos en la definición de las guías de onda que serán la base de las antenas de este PFC.

	$d_k = 2.5$	$d_k = 2.17$
ϵ_r	2.5	2.17
$\tan \delta (f = 17 \text{ GHz})$	0.0024	0.0011
$a \text{ (mm)}$	9.75	10.4828
$b \text{ (mm)}$	1.5748	1.5748
$f_{c_{TE_{10}}} \text{ (GHz)}$	9.73	9.714
$f_{c_{TE_{20}}} \text{ (GHz)}$	19.46	19.43
$\lambda_g \text{ (mm)}$	13.6086	14.5997
$a_{SIW} \text{ (mm)}$	10.27	11
$d \text{ (mm)}$	0.8	0.8
$p \text{ (mm)}$	1.6	1.6
$a_{SIW_{int}} \text{ (mm)}$	9.47	10.2

Tabla 3-1: Tabla comparativa. Parámetros para las guía de onda con sustratos de $d_k=2.5$ y $d_k=2.17$

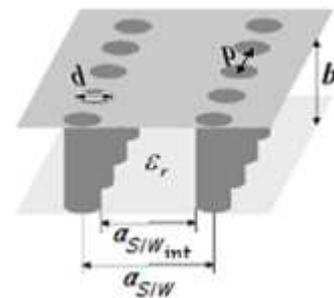


Figura 3-4: Esquema de una SIW

Se puede apreciar a simple vista como, al haber escogido unas frecuencias de corte prácticamente iguales, el dieléctrico con una constante menor nos ofrece un margen de anchura mayor para la guía. Además, la longitud de onda del modo que se propaga por esta es ligeramente mayor y tiene menos pérdidas.

3.3 Diseño del elemento unitario

Para el diseño y construcción de las antenas que integran este PFC se propone un elemento radiante como el mostrado en la siguiente figura.

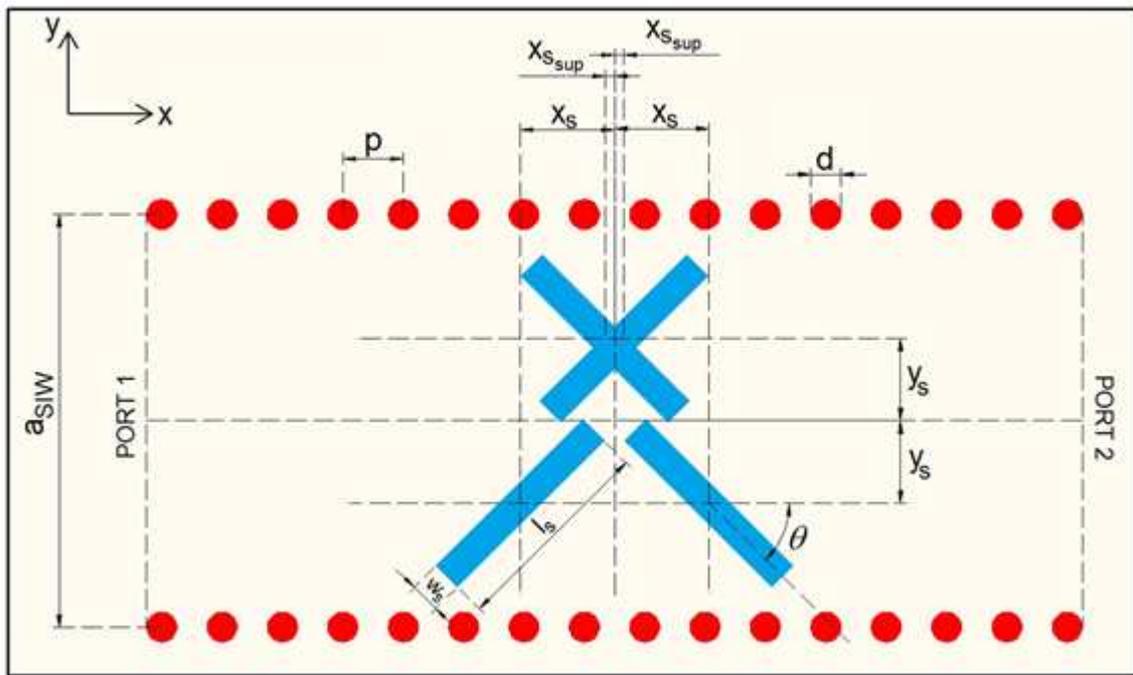


Figura 3-5: Elemento radiante utilizado para el diseño de las antenas

Es necesario conocer las variables que van a definir al elemento unitario y cuál será su función. En la Figura 3-5 podemos distinguir diferentes parámetros, que se detallan a continuación:

- Parámetro " l_s ": define la longitud cada ranura. En la teoría, este valor debe ser algo menor que $\lambda/2$ para conseguir resonancia. Controla la excitación del elemento.
- Parámetro " w_s ": define la anchura de cada una de las ranuras. En teoría este valor debe ser mucho más pequeño que la longitud de onda. En los diseños que se han elaborado este valor es igual a 0.8 mm.
- Parámetro " x_s ": define la separación desde el centro geométrico del elemento al centro de las ranuras inferiores sobre el eje x. Se encarga tanto de proporcionar valores aceptables de AR como de coeficiente de reflexión (S_{11}).
- Parámetro " $x_{s, sup}$ ": define la separación desde el centro geométrico del elemento al centro de las ranuras superiores sobre el eje x. Utilizado en las ranuras más largas para mejorar el AR cuando las limitaciones físicas del elemento no permiten seguir moviendo el valor de " x_s ".
- Parámetro " y_s ": define la separación desde el centro geométrico del elemento al centro de las ranuras sobre el eje y. Permite mejorar la reflexión de la ranura.
- Parámetro " θ ": define el ángulo de giro de cada una de las ranuras para formar un elemento como el de la figura. Es decir, el elemento se compone de dos ranuras que giran θ° y de otras dos que giran $-\theta^\circ$. Este parámetro cogerá valores en torno a los 45° para conseguir polarización circular.

Este elemento es una combinación de los elementos radiantes usados en [10] y en [11] y sus simétricos, tal y como se intenta ilustrar en la Figura 3-7.

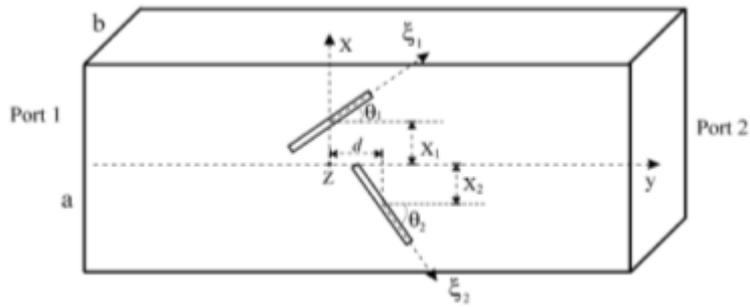


Figura 3-6: Ranura formada por dos aperturas utilizada en [10] y [11].

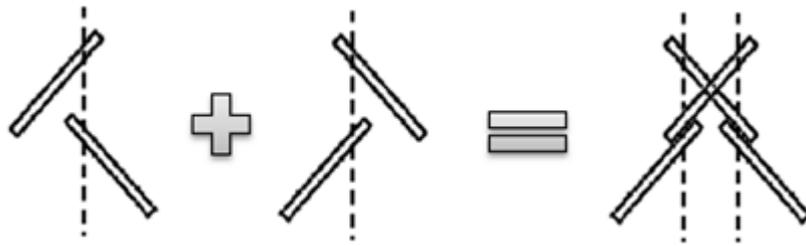


Figura 3-7: Esquema de la formación de la ranura propuesta a partir de la ranura doble

Debemos destacar que los parámetros que se han definido sobre el elemento unitario propuesto son los mismos que los ya definidos para la ranura doble. Sin embargo, se ha agregado un nuevo parámetro a esta lista, " x_{sup} ". Como ya se ha comentado, es muy útil para las ranuras más largas donde, físicamente, ya no podemos modificar más el valor de " x_s " para la mejora de AR. Lo que haremos en ese caso es hacer que la cruz que forman las ranuras superiores del elemento propuesto se descentre del punto medio geométrico del elemento.

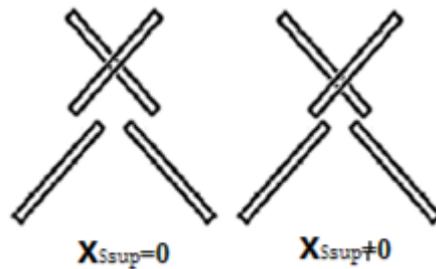


Figura 3-8: Esquema de la ranura propuesta con $x_{sup}=0$ y $x_{sup}\neq 0$

Examinando los artículos [10] y [11] se puede observar que este tipo de elementos, formados por un par de ranuras, ofrecen buenos niveles de polarización circular. Lo que se busca con este nuevo elemento radiante es mantener, o incluso mejorar, estos niveles de polarización utilizando ranuras de longitudes más cortas. Nuestro "slot", al constar de 4 aperturas en lugar de 2, conseguirá acoplar cantidades similares de intensidad de señal utilizando longitudes de ranura menores.

A continuación, se van a presentar los resultados de un estudio realizado para cada una de las dos guías de onda definidas en el apartado anterior de esta memoria. En él se llevará a cabo una caracterización de los parámetros del elemento radiante, mediante el software de simulación CST Microwave Studio, con el objetivo de optimizar los valores de AR y S_{11} a la frecuencia central de trabajo ($f_0=17\text{ GHz}$), para cada longitud de ranura " l_s " en un rango determinado. Dichos parámetros son los siguientes:

- Variables de posicionamiento de la ranura de las que se hablaron al comienzo de este apartado (Figura 3-5).
- Valores necesarios para el diseño del array lineal tales como las fases del parámetro de transmisión (S_{21}) o de la fase de la componente de campo eléctrico polarizada circularmente a derechas en la dirección de broadside (ERHCP).
- Relación axial optimizada en la dirección de broadside (a $\theta = 0^\circ$). Se pretende que sea lo menor posible y se considera un buen diseño de ranura si es $< 1\text{ dB}$.
- Parámetro de reflexión (S_{11} en dB) optimizado al mejor valor posible a 17 GHz, parámetro de transmisión (S_{21} en dB) y valores de acoplamientos obtenidos según:

$$Coupling_{(dB)} = 20 \log_{10} \left(\sqrt{1 - \left[|s_{11}|^2 + |s_{21}|^2 \right]} \right) \quad (3.2)$$

donde s_{11} y s_{21} se encuentran en unidades naturales. Este parámetro nos dará una idea de cuánto es capaz de acoplar una ranura al medio y será de gran utilidad a la hora de realizar el estudio de acoplamientos entre ranuras adyacentes en el diseño del array lineal.

El entorno de simulación se definirá en el programa como un tramo de guía de onda convencional de longitud λ_g con un plano reflector extendido mediante la condición "*periodic*" de CST para emular un plano mayor que el que se aprecia en la Figura 3-9. Esto nos ofrecerá una versión más aproximada de la caracterización de un elemento, ya que, al ser mayor, el plano reflector se parecerá mucho más al plano que tendrá la antena completa:

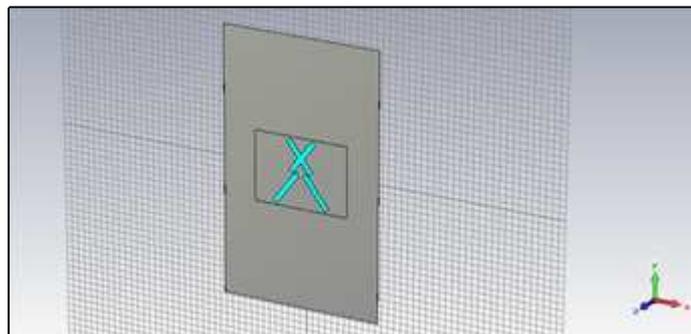


Figura 3-9: Entorno de simulación de una ranura en el software CST Microwave Studio

Además, el hecho de utilizar estas condiciones de contorno y de trabajar sobre la guía convencional equivalente, en lugar de trabajar sobre la SIW, nos hará ahorrar mucho tiempo de simulación.

3.3.1 Diseño del elemento unitario ($d_k=2.5$)

Se van a presentar las tablas y figuras que presentan los parámetros que optimizan los valores de reflexión (S_{11}) y axial ratio (AR) en función de diferentes longitudes de ranura sobre la guía de onda con un sustrato de constante dieléctrica $\epsilon_r=2.5$.

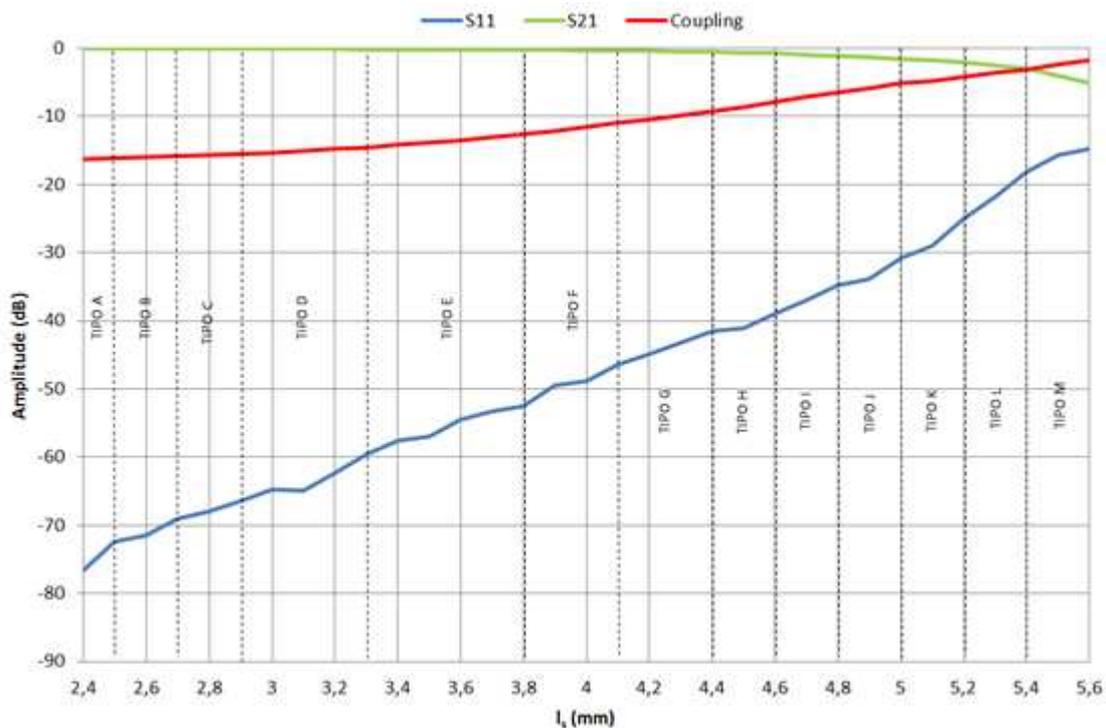


Figura 3-10: Parámetros S_{11} , S_{21} y señal de acoplo en dB para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.5$) a 17 GHz

En esta gráfica se representan los parámetros de reflexión, transmisión y potencia acoplada para cada tamaño de ranura a la frecuencia central de trabajo (17 GHz). El análisis comienza con longitudes de ranura, " l_s ", que apenas acoplan señal y finaliza cuando la potencia acoplada supera, incluso, al parámetro de transmisión S_{21} .

A la hora de diseñar estas figuras se ha buscado que la reflexión (S_{11}) sea lo menor posible. Así, la peor reflexión se da para la ranura analizada más larga ($l_s=5.6$ mm) y está en torno a los -15 dB.

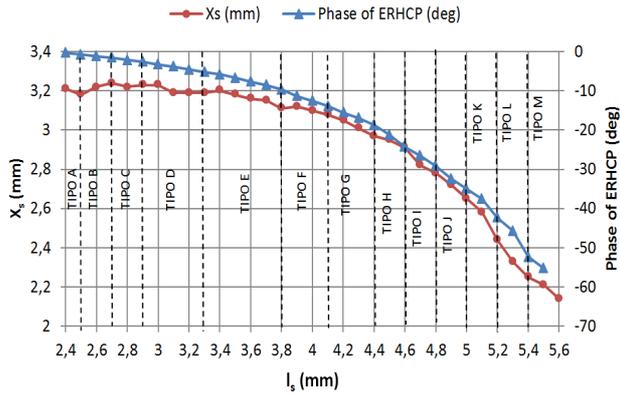


Figura 3-11: Valores de x_s (mm) y fase del ERHCP ($^{\circ}$) para diferentes longitud de ranura ($d_k=2.5$) a 17 GHz

TIPO	l_s (mm)	θ ($^{\circ}$)	y_s (mm)
A	2,4-2,5	43,3	1,91
B	2,5-2,7	44,2	1,96
C	2,7-2,9	45,3	2,02
D	2,9-3,3	45,3	2,08
E	3,3-3,8	45,5	2,1
F	3,9-4,1	45,8	2,12
G	4,1-4,4	46,5	2,15
H	4,4-4,6	47,4	2,2
I	4,6-4,8	48,8	2,2
J	4,8-5	49,9	2,25
K	5-5,2	50,5	2,29
L	5,2-5,4	5	29
M	5,4-5,6	51,4	2,28

Tabla 3-2: Tipos de ranuras determinados por su longitud (l_s), inclinación (θ) y posición vertical (y_s) para $d_k=2.5$ a 17 GHz

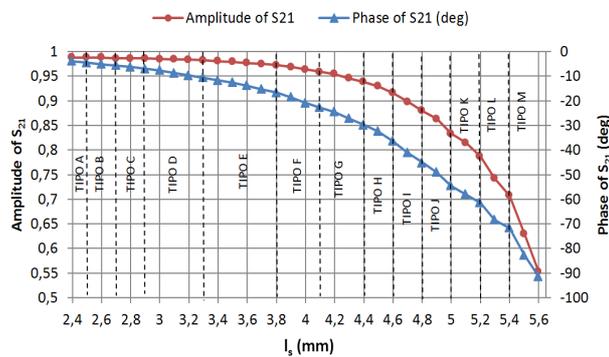


Figura 3-12: Valores de amplitud y fase ($^{\circ}$) del parámetro S_{21} para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.5$) a 17 GHz

l_s (mm)	x_{Ssup} (mm)
2,4-5,2	0
5,3	-0,03
5,4	-0,07
5,5	-0,2
5,6	-0,24

Tabla 3-3: Valores del parámetro x_{Ssup} (mm) para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.5$) a 17 GHz

En estas gráficas y en la tabla adjunta podemos apreciar los parámetros de diseño de las diferentes ranuras para el sustrato con un valor de 2.5 de constante dieléctrica. A la hora de seleccionar los elementos que formen parte de la antena se hará uso de estas tablas para utilizar la ranura necesaria en función de la potencia que consigan acoplar.

En la Tabla 3-2 se definen sub-rangos de longitudes de ranura en función de su inclinación y de su posición vertical sobre la guía. A estos rangos los hemos llamado "Tipos de ranuras" y han sido denotados con letras con objeto de simplificar la organización de las ranuras facilitando su posterior uso en el diseño de la antena.

Por otra parte, como ya se comentó anteriormente, el valor del parámetro " x_{Ssup} " es cero, excepto en los elementos de mayor longitud. Las ranuras superiores se descentran para conseguir mantener la polarización circular.

Axial Ratio (dB)

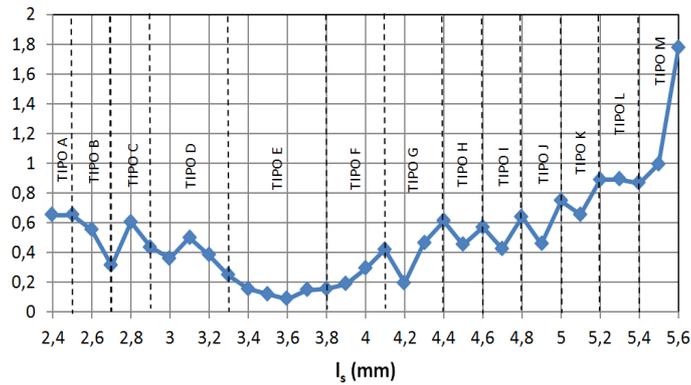


Figura 3-13: Valores de relación axial (dB) óptimos para diferentes longitudes de ranura ($d_r=2.5$) a 17 GHz

Como se puede observar, en esta figura se muestra la relación axial de las ranuras. En general, los valores se mantienen por debajo de 1 dB, excepto para las últimas ranuras (para longitudes mayores de 5.5 mm). Sin embargo, sin el uso del parámetro “ x_{Ssup} ” el valor de AR de dichas ranuras no llegaría a ser ni aceptable (sería, prácticamente, del doble) y algunas ranuras de menor tamaño tampoco cumplirían los requerimientos de 1 dB máximo de relación axial.

A continuación se presentan algunas gráficas de los parámetros simulados con CST para algunas ranuras de diferentes tamaños a modo de ejemplos:

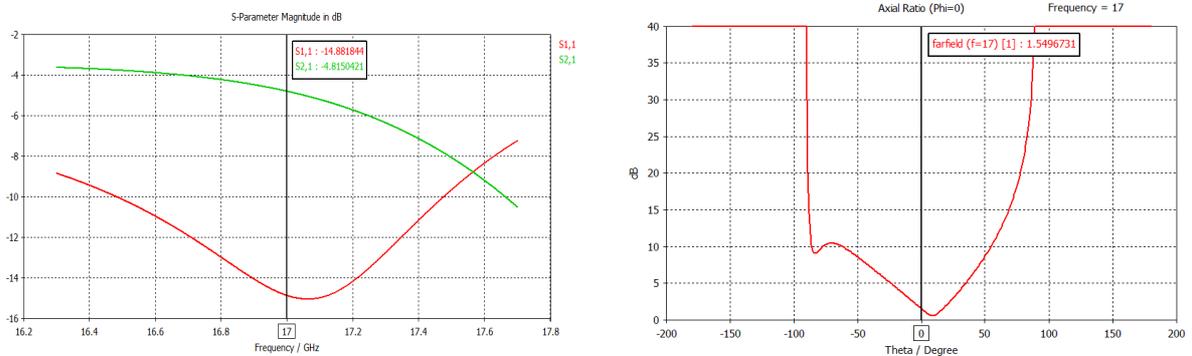


Figura 3-14: Parámetros simulados con CST para una ranura de longitud $l_s = 5.58$ mm sobre un sustrato de $\epsilon_r=2.5$. Parámetros S (izquierda) y relación axial a 17 GHz (derecha).

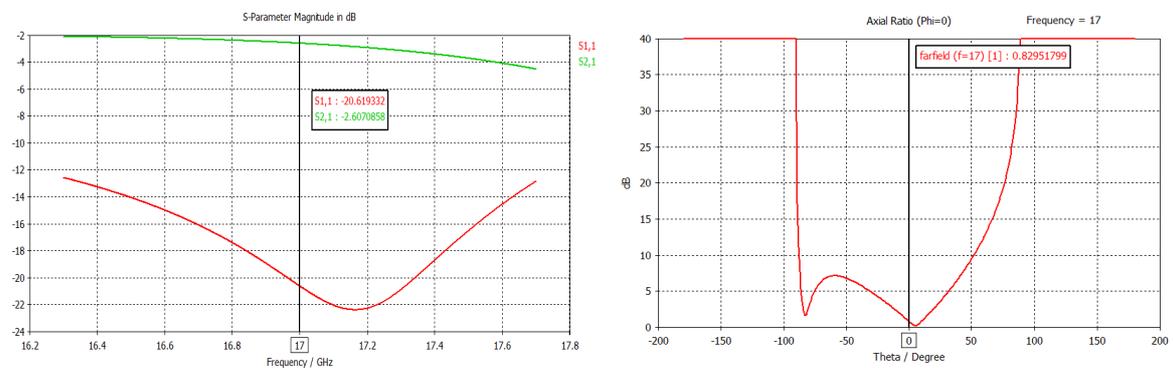


Figura 3-15: Parámetros simulados con CST para una ranura de longitud $l_s = 5.33$ mm sobre un sustrato de $\epsilon_r=2.5$. Parámetros S (izquierda) y relación axial a 17 GHz (derecha).

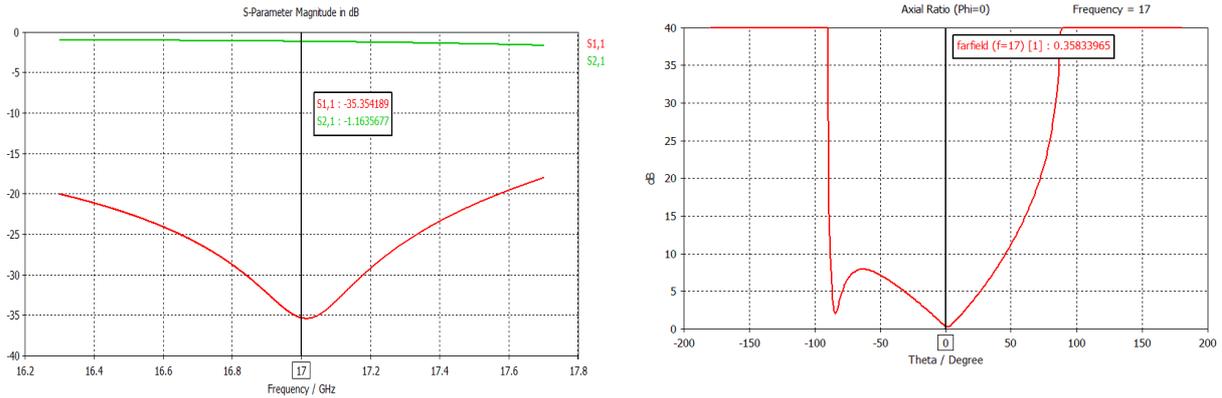


Figura 3-16: Parámetros simulados con CST para una ranura de longitud $l_s = 4.84$ mm sobre un sustrato de $\epsilon_r=2.5$. Parámetros S (izquierda) y relación axial a 17 GHz (derecha).

3.3.2 Diseño del elemento unitario ($d_k=2.17$)

Aquí se presentan las gráficas de S_{11} , S_{21} y acoplamiento para los elementos unitarios, y los distintos parámetros de estos, diseñados sobre la guía de onda con sustrato de $\epsilon_r=2.17$.

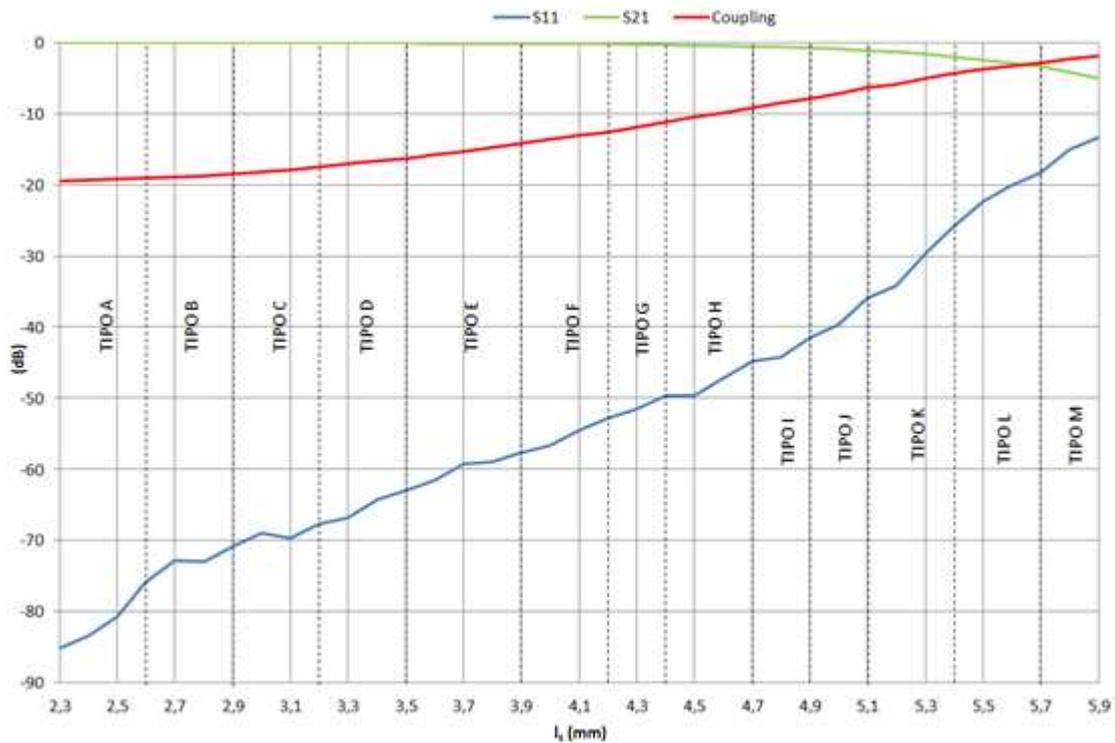


Figura 3-17: Parámetros S_{11} , S_{21} y señal de acoplo en dB para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.17$) a 17 GHz

TIPO	l_s (mm)	θ (°)	y_s (mm)
A	2,3-2,6	43,4	2,
B	2,6-2,9	43,8	2,1
C	2,9-3,2	4,5	2,32
D	3,2-3,5	45,5	2,34
E	3,5-3,	46	2,35
F	3,9-4,2	46,8	2,36
G	4,2-4,4	47,7	2,37
H	4,4-4,7	48,8	2,38
I	4,7-4,9	49,9	2,39
J	4,9-5,1	50,5	2,4
K	5,1-5,4	51,2	2,42
L	5,4-5,	5,8	2,43
M	5,7-5,9	52,5	2,45

Tabla 3-4: Tipos de ranuras determinados por su longitud (l_s), inclinación (θ) y posición vertical (y_s) para $d_k=2.17$ a 17 GHz

l_s (mm)	x_{Ssup} (mm)
2,3-5,4	0
5,5	-0,02
5,6	-0,08
5,7	-0,11
5,8	-0,24
5,9	-0,28

Tabla 3-5: Valores del parámetro x_{Ssup} (mm) para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.17$) a 17 GHz

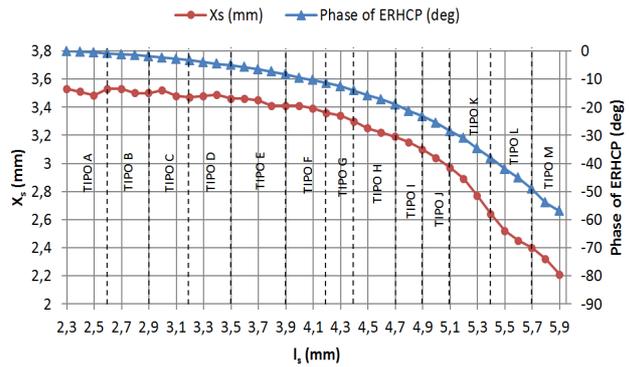


Figura 3-18: Valores de x_s (mm) y fase del ERHCP (°) para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.17$) a 17 GHz

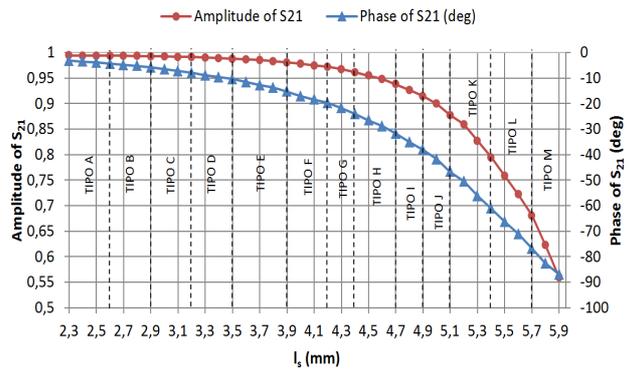


Figura 3-19: Valores de amplitud y fase (°) del parámetro S_{21} para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.17$) a 17 GHz

Según las figuras y tablas adjuntas los parámetros utilizados en este caso son similares a los del caso anterior. Se puede apreciar que los valores del parámetro “ y_s ” son algo mayores. Esto nos lleva a deducir que las ranuras van obteniendo sus valores óptimos de S_{11} y AR cuando se encuentran más cerca del borde de la guía que, en este caso, era algo más ancha que en el caso anterior ($a_{er2.17}=10.4828$ mm frente a $a_{er2.5}=9.75$ mm).

Axial Ratio (dB)

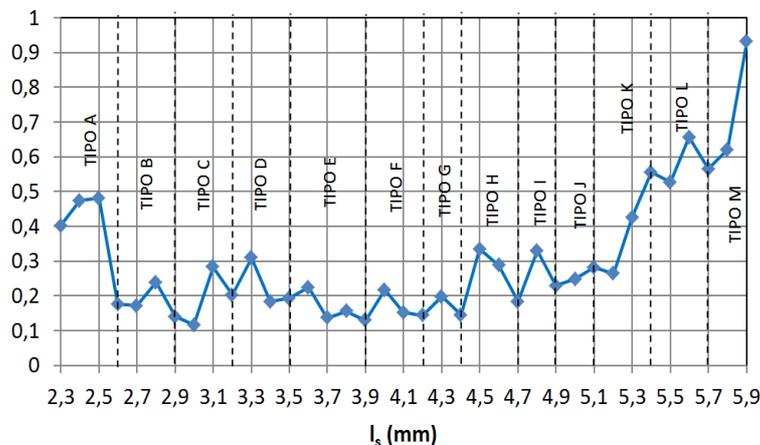


Figura 3-20: Valores de relación axial (dB) óptimos para diferentes longitudes de ranura ($d_k=2.17$) a 17 GHz

Los valores de axial ratio (AR) se mantienen todos por debajo de 1 dB, incluso, en elementos que llegan casi a 6 mm de longitud.

Para terminar, se presentan los parámetros S y de AR obtenidos por simulación para algunas de las ranuras diseñadas:

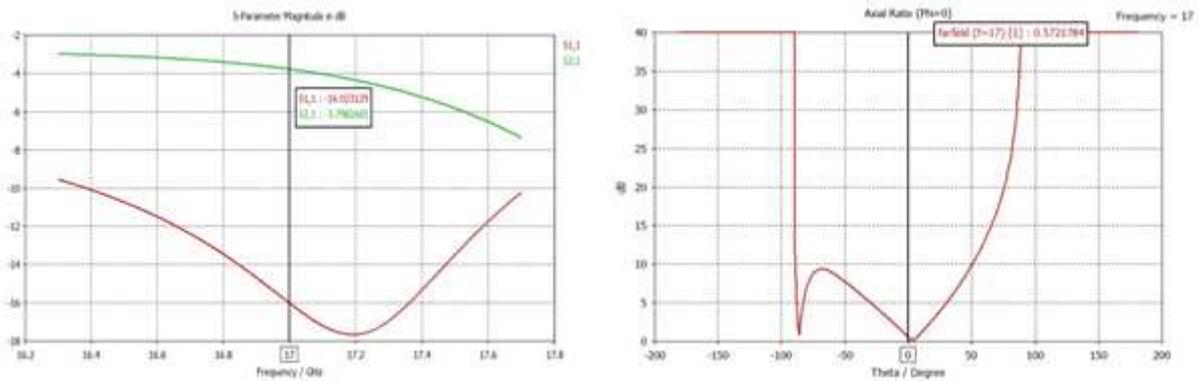


Figura 3-21: Parámetros simulados con CST para una ranura de longitud $l_s = 5.77$ mm sobre un sustrato de $\epsilon_r = 2.17$. Parámetros S (izquierda) y relación axial a 17 GHz (derecha).

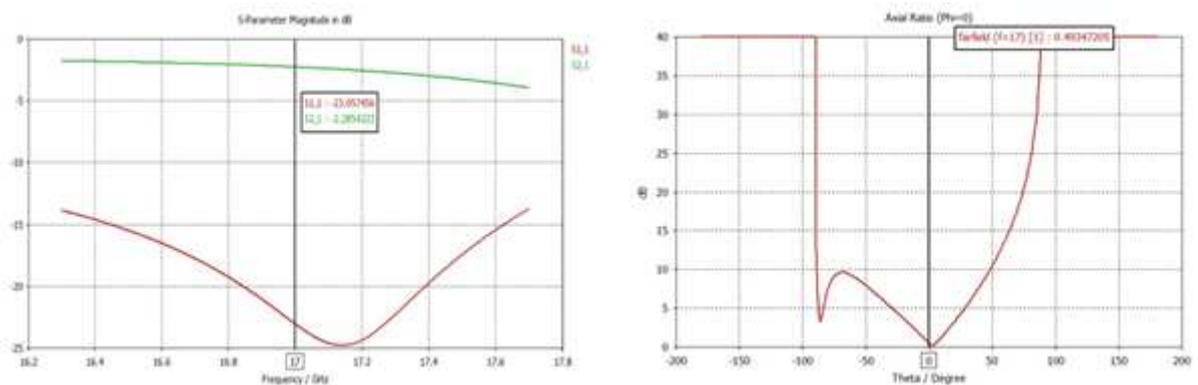


Figura 3-22: Parámetros simulados con CST para una ranura de longitud $l_s = 5.48$ mm sobre un sustrato de $\epsilon_r = 2.17$. Parámetros S (izquierda) y relación axial a 17 GHz (derecha).

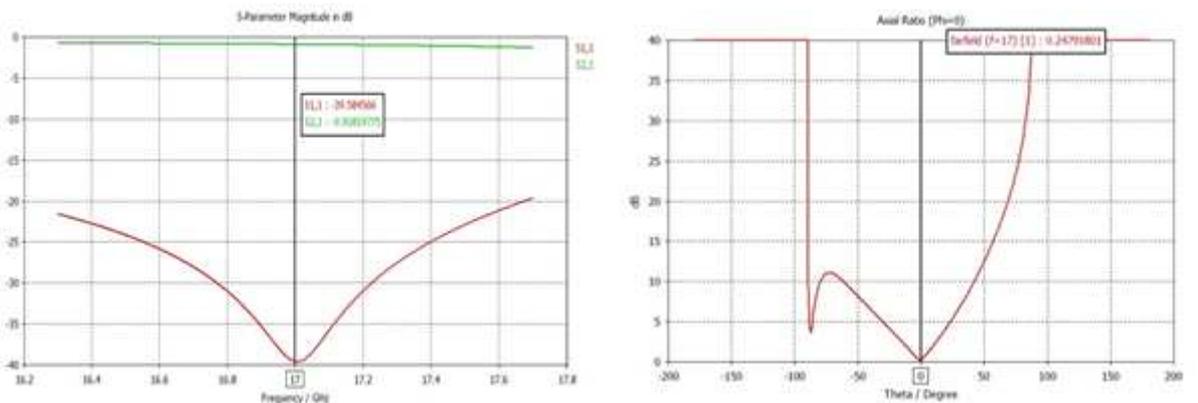


Figura 3-23: Parámetros simulados con CST para una ranura de longitud $l_s = 5$ mm sobre un sustrato de $\epsilon_r = 2.17$. Parámetros S (izquierda) y relación axial a 17 GHz (derecha).

3.3.3 Comparativa

A continuación se van a mostrar las gráficas de reflexión (S_{11}), transmisión (S_{21}), acoplamiento y relación axial (AR) para los dos diferentes sustratos utilizados en este PFC y analizados anteriormente. El objetivo es establecer una comparación entre los dos dieléctricos respecto a dichos parámetros.

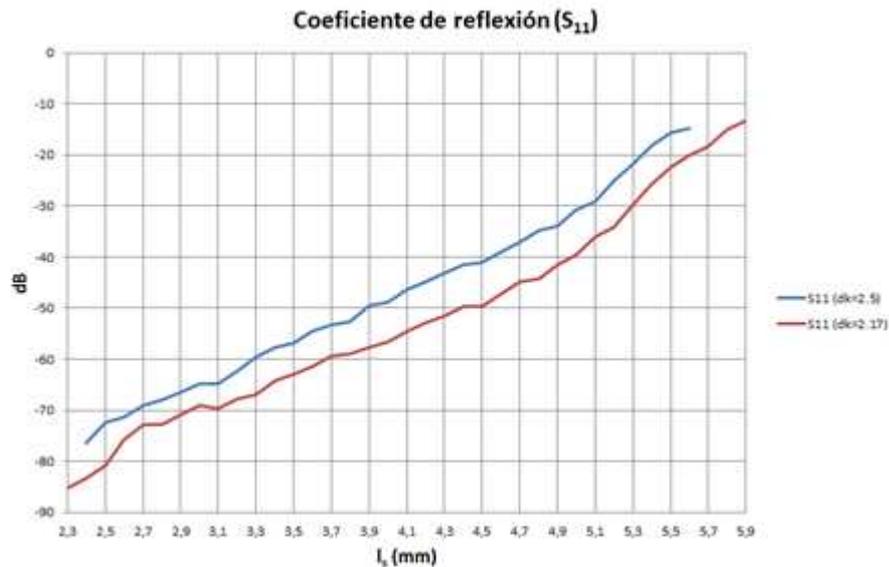


Figura 3-24: Comparativa de coeficientes de reflexión (S_{11}) entre los elementos radiantes para dos sustratos diferentes a 17 GHz

Se puede notar claramente que, para las mismas longitudes de ranura (l_s) la reflexión de los elementos para el dieléctrico de $\epsilon_r = 2,17$ es menor que los de $\epsilon_r = 2,5$. La mejora es de 5 a 10 dB en todo el rango de l_s . Visto de otra forma, el mismo valor de reflexión se da en ranuras ligeramente mayores para el sustrato de 2,17.

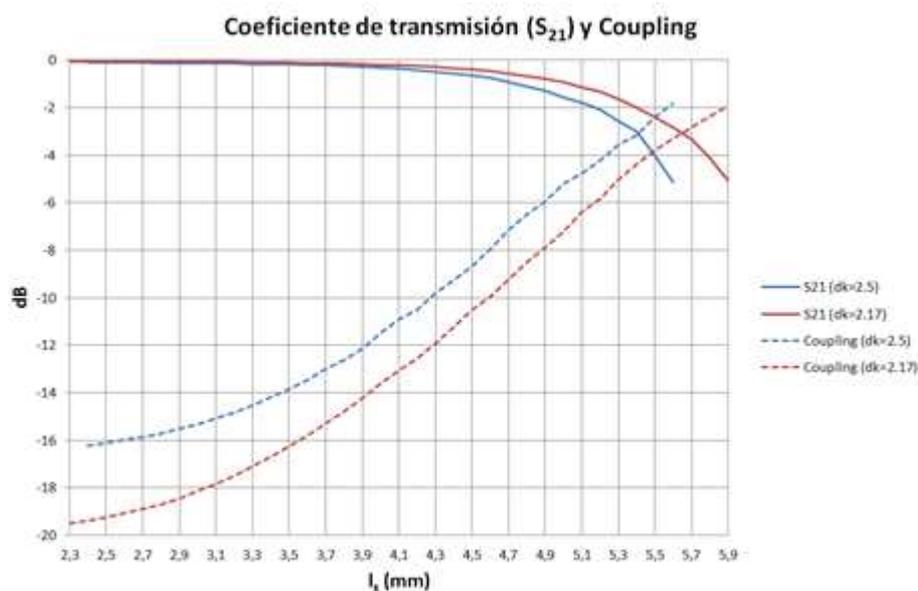


Figura 3-25: Comparativa de coeficientes de transmisión (S_{21}) y coeficientes de acoplamiento entre los elementos radiantes para dos sustratos diferentes a 17 GHz

Examinando esta gráfica podemos observar que los valores de acoplo de señal altos se alcanzan para longitudes de ranuras levemente menores en el caso del sustrato con $\epsilon_r = 2.5$. Además, el punto de cruce entre el S_{21} y la señal acoplada por cada elemento también se da para ranuras más pequeñas en este dieléctrico.

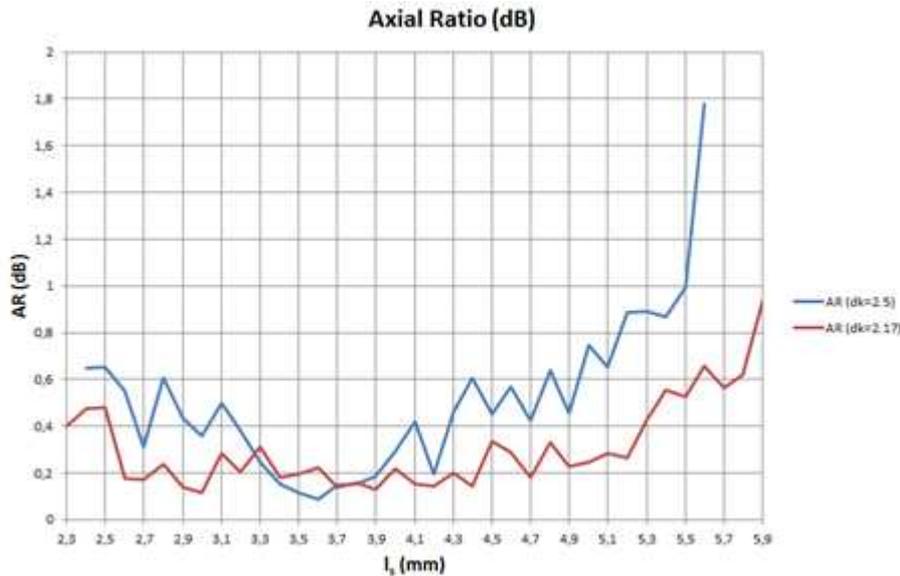


Figura 3-26: Comparativa de relación axial (AR) entre los elementos radiantes para dos sustratos diferentes a 17 GHz

Mirando la comparación de los valores de axial ratio (AR) se puede advertir claramente que, sobre el sustrato de $\epsilon_r = 2.17$, la polarización circular es de mejor calidad para, prácticamente, la totalidad de las ranuras examinadas.

3.4 Diseño del array lineal

3.4.1 Tipo de array

Lo primero que se debe decidir a la hora de diseñar un array lineal es qué tipo de array se va a utilizar. Es decir, se debe decidir sobre el número de elementos de los que constará el array, su distribución de amplitudes y fases, la terminación del array, etc.

Tras pequeñas comprobaciones se decidió que los arrays lineales diseñados durante este PFC consten de **16 elementos**. Seguirán una función de alimentación decreciente desde los elementos centrales hacia los extremos según una distribución de **Taylor de -26 dB** con un **2% de potencia residual**, es decir, que no se radia y que atraviesa la guía de onda que integra la antena. Este tipo de alimentación es similar a muchas antenas diseñadas en la literatura con la misma tecnología (como, por ejemplo, en [11] o [13]). Además, se realizó una pequeña comprobación a la hora de tomar esta decisión. Consistía en asegurarse de que las potencias máximas que podían acoplar las

ranuras examinadas en el apartado 3.3 conseguían satisfacer los acoplos que la distribución demandaba.

Gracias al software Ensemble 1D Array Synthesis se puede obtener el diagrama de radiación teórico y la distribución de amplitudes para nuestro array lineal de 16 elementos radiantes con una distribución de Taylor de -26 dB.

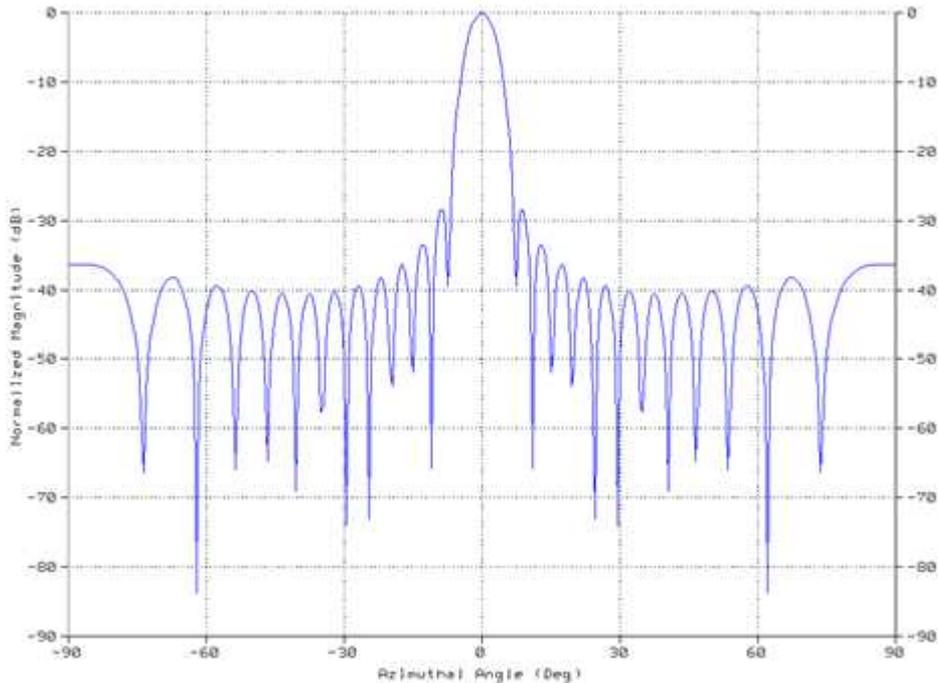


Figura 3-27: Diagrama de radiación teórico para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB

Element	Amplitude	Phase
1	0.151021	0.000000
2	0.278881	0.000000
3	0.426329	0.000000
4	0.581392	0.000000
5	0.729932	0.000000
6	0.857394	0.000000
7	0.950702	0.000000
8	1.000000	0.000000
9	1.000000	0.000000
10	0.950702	0.000000
11	0.857394	0.000000
12	0.729932	0.000000
13	0.581392	0.000000
14	0.426329	0.000000
15	0.278881	0.000000
16	0.151021	0.000000

Tabla 3-6: Distribución de amplitudes para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB

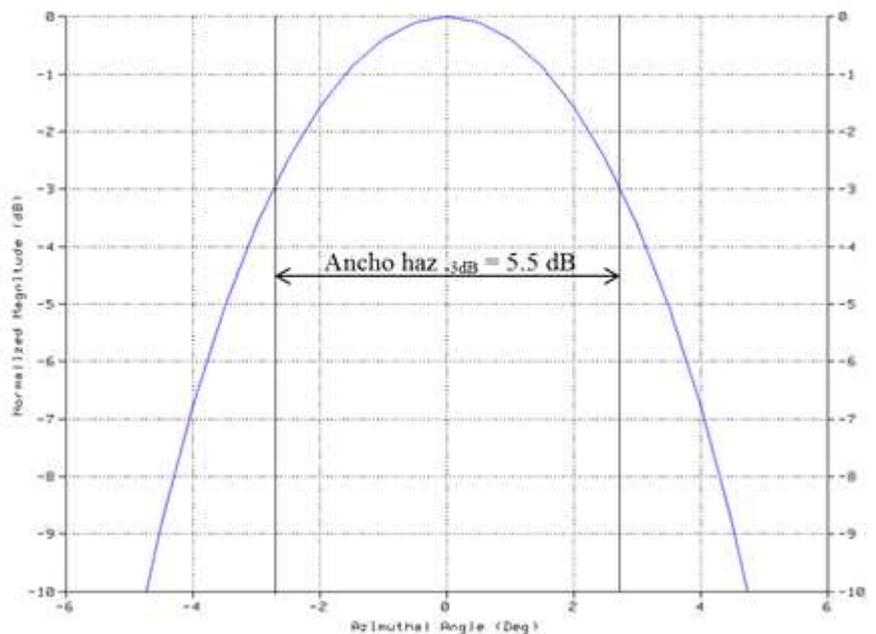


Figura 3-28: Ancho de haz a -3dB del diagrama de radiación teórico para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB

La Tabla 3-6 nos muestra cuál es la alimentación que necesita cada uno de los elementos de las 16 posiciones del array lineal. Ahora, utilizando la siguiente fórmula definida en [14] podemos obtener, a partir de dichas amplitudes, los valores de potencia que deben acoplar cada uno de los elementos del array:

$$|s_k| = \frac{P_{rad,k}}{P_{in,k}} = \frac{F_k^2(x_k)}{\sum_{i=1}^M F_i^2(x_i) - \sum_{i=1}^{k-1} F_i^2(x_i)} \quad (3.3) \quad S_{k(dB)} = 10 \cdot \log_{10}(s_k)$$

donde los parámetros definidos en esta fórmula son:

- s_k : coeficiente de acoplo de cada elemento “k” del array.
- $P_{in,k}$: Potencia de entrada individual a cada elemento “k” del array.
- $P_{rad,k}$: Potencia radiada por cada elemento “k” del array.
- F : función de alimentación de los elementos del array.
- M : Número total de elementos que conforman el array.
- t : tanto por ciento de la potencia residual que no se acopla a la antena.

Así, los valores de F_k serán los coeficientes de amplitud obtenidos a partir del software Ensemble, M será igual a 16 elementos y t tendrá un valor del 2% (es decir, de 0.02) ya que esa fue la potencia que se decidió no radiar al comienzo de este apartado.

Por tanto, los coeficientes de acoplo que necesitan satisfacer los elementos de nuestro array para conseguir un diagrama de radiación como el de la Figura 3-27 se muestran en la siguiente tabla:

Elemento (k)	Función alimentación, F_k	Coef. acoplo, S_k (dB)
1	0,151021	-25,3061
2	0,278881	-19,9657
3	0,426329	-16,2351
4	0,581392	-13,4361
5	0,729932	-11,2583
6	0,857394	-9,5225
7	0,950702	-8,1112
8	1	-6,9433
9	1	-5,9626
10	0,950702	-5,1328
11	0,857394	-4,4392
12	0,729932	-3,9002
13	0,581392	-3,6044
14	0,426329	-3,8111
15	0,278881	-5,1632
16	0,151021	-8,9134

Tabla 3-7: Distribución de amplitud y coeficientes de acoplo para un array lineal de 16 elementos con una distribución de Taylor de -26 dB y una potencia desacoplada del 2 %

3.4.2 Elección de los elementos del array lineal

Se van a seguir distintos pasos a la hora de seleccionar los elementos que formaran parte del array con el fin de caracterizar la antena lo más fielmente posible al modelo teórico obtenido:

1. La ranura que se debe elegir para cada posición del array es aquella cuyos valores de acoplo (“Coupling” sobre la Figura 3-10 y la Figura 3-17) satisfacen a los coeficientes de acoplo calculados (S_k).
2. Cálculo de las distancias entre elementos (d_n) según la fórmula descrita y utilizada en [11]:

$$d_n = \left(1 + \frac{\phi_n^{[S_{21}]}}{2\pi} + \frac{\Delta\vartheta_n}{2\pi} \right) \cdot \lambda_g \quad (3.4)$$

donde d_n es la distancia entre el elemento “n” y el “n+1”, $\phi_n^{[S_{21}]}$ es la fase del parámetro S_{21} del elemento “n” y $\Delta\vartheta_n$ es la diferencia entre el ERHCP de los elementos “n” y “n+1”.

3. La antena obtenida se simula con el software CST Microwave Studio. Para ello se debe tener en cuenta un parámetro muy importante de la antena que será muy útil, principalmente, para obtener valores óptimos de relación axial para nuestros arrays. Se trata de la anchura del plano reflector de la antena, “ w_{top} ”.

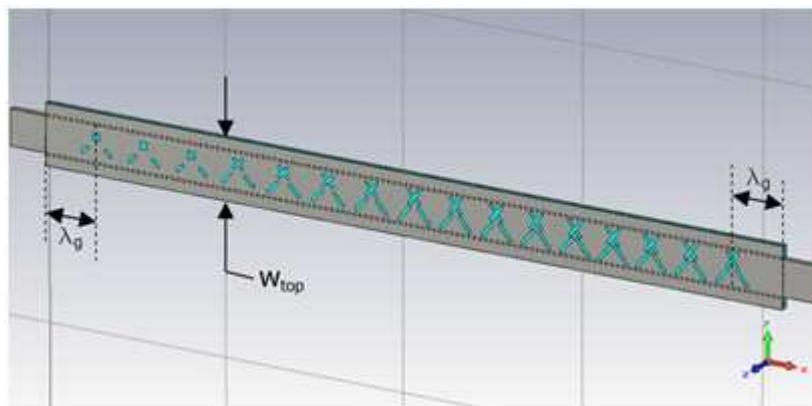


Figura 3-29: Entorno de simulación de CST de un array lineal

La distancia entre el comienzo de la SIW y la primera ranura (o de la última ranura y el final de la SIW) será, en cualquier caso, aproximadamente λ_g , ya que se ha comprobado por simulación que este parámetro no afecta demasiado a las características del array.

- Tras la simulación, es necesario contrastar si los resultados son coherentes con la teoría (diagrama de radiación, potencia residual, potencia acoplada, etc.). Para que la antena deje de radiar un porcentaje de potencia del 2% es necesario que se cumpla que el parámetro S_{21} sea aproximadamente:

$$t = 2\% \Rightarrow S_{21} = 10 \cdot \log_{10}(0.02) \approx -17 \text{ dB} \quad (3.5)$$

- Si no es así, lo que sucede es que las ranuras adyacentes están acoplando señal sobre la ranura de interés, tal y como se comenta en [11] y en [13]. Por ello se lleva a cabo un estudio de acoplos en el que se tiene en cuenta la influencia de los elementos cercanos. Este estudio se detalla en el apartado 3.4.3.
- Se vuelve a elegir cuáles serán las ranuras adecuadas para cada posición del array teniendo en cuenta el cálculo de acoplos realizado. Este método es iterativo, ya que al seleccionar una nueva ranura los acoplamientos sobre las adyacentes cambian.
- Se recalculan las distancias entre elementos con los parámetros de los nuevos elementos introducidos en el array y se simula la antena final.

3.4.3 Modelo de acoplamientos

Para proceder con el estudio de acoplamientos entre elementos adyacentes se va a plantear un esquema como el de la Figura 3-30. En él se establecen las ondas de potencia de cada uno de los puertos de entrada y salida de los elementos.

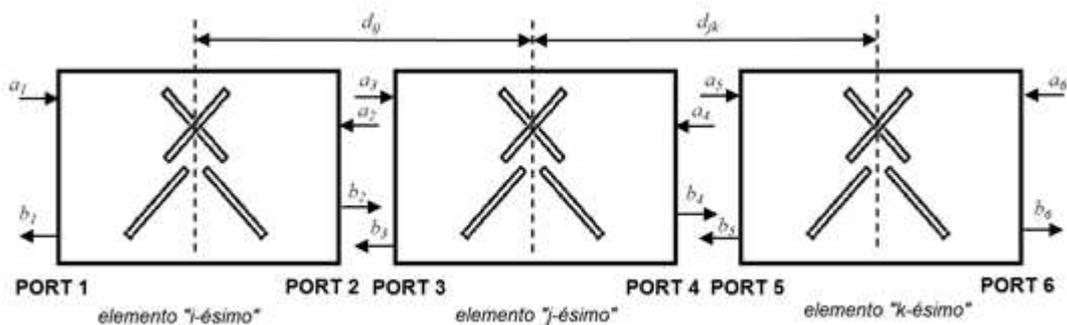


Figura 3-30: Esquema de coeficientes de potencia de una ranura con sus dos ranuras adyacentes

Examinando esta situación en la que el acoplo de una ranura “j” está influido por la ranura anterior y la posterior a ella, el cálculo de la potencia de acoplo será el siguiente:

$$\begin{aligned}
b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}a_2 + s_{13}a_3 + s_{14}a_4 + s_{15}a_5 + s_{16}a_6 \\
b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}a_2 + s_{23}a_3 + s_{24}a_4 + s_{25}a_5 + s_{26}a_6 \\
b_3 &= s_{31}a_1 + s_{32}a_2 + s_{33}a_3 + s_{34}a_4 + s_{35}a_5 + s_{36}a_6 \\
b_4 &= s_{41}a_1 + s_{42}a_2 + s_{43}a_3 + s_{44}a_4 + s_{45}a_5 + s_{46}a_6 \\
b_5 &= s_{51}a_1 + s_{52}a_2 + s_{53}a_3 + s_{54}a_4 + s_{55}a_5 + s_{56}a_6 \\
b_6 &= s_{61}a_1 + s_{62}a_2 + s_{63}a_3 + s_{64}a_4 + s_{65}a_5 + s_{66}a_6
\end{aligned} \tag{3.6}$$

$$T_j = \frac{b_4}{a_3} = s_{41} \frac{a_1}{a_3} + s_{42} \frac{a_2}{a_3} + s_{43} \frac{a_3}{a_3} + s_{44} \frac{a_4}{a_3} + s_{45} \frac{a_5}{a_3} + s_{46} \frac{a_6}{a_3} \tag{3.7}$$

Si consideramos que la antena es alimentada por el puerto 1 entonces los valores de a_i con “ i ” impar se corresponderán con los valores de la función de alimentación de la antena, es decir, su distribución de amplitudes.

En cambio, los valores de a_i con “ i ” par los consideraremos 0. Esto se debe a que vamos a pretender que cada uno de los elementos radiantes presente la menor reflexión posible, es decir, que las ondas de potencia de salida en los puertos impares sean prácticamente 0 ($b_m \approx 0$ con “ m ” impar). Como se cumple que $a_n = b_m$ cuando “ m ” es impar y “ n ” es par entonces deberá cumplirse que $a_n = b_m \approx 0$.

Por tanto, la fórmula queda reducida a:

$$T_j = \frac{b_4}{a_3} = s_{41} \frac{a_1}{a_3} + s_{43} + s_{45} \frac{a_5}{a_3} \tag{3.8}$$

y la potencia acoplada por el elemento “ j ” es:

$$Coupling (dB) = 20 \log_{10} \left(\sqrt{1 - \left[(s_{jj})^2 + (T_j)^2 \right]} \right) \tag{3.9}$$

donde el parámetro s_{jj} es el coeficiente de reflexión del elemento “ j ” de la Figura 3-30, que, en ese caso, correspondería al parámetro s_{33} .

El modelo de simulación debe estructurarse tal y como muestra la Figura 3-31. Entre cada ranura tiene que establecerse una pared metálica lo suficientemente ancha como para que la señal que alimenta un puerto no atraviese de una ranura a otra. Así, también aseguramos que los valores de a_i con “ i ” par sean 0.

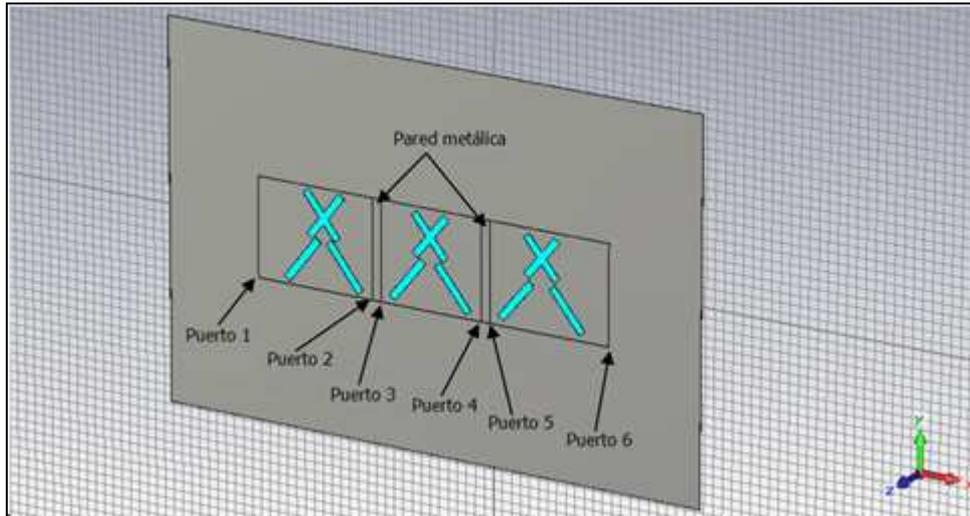


Figura 3-31: Modelo de simulación, sobre CST, del estudio de acoplamiento mutuo para una ranura y sus dos ranuras adyacentes

De esta manera se busca realizar un estudio en el que únicamente influyan los acoplamientos entre ranuras, y no otros factores.

3.4.4 Diseño del array lineal ($d_k = 2.5$)

En primer lugar se llevará acabo el diseño de arrays que cuenta con el sustrato “TLX-9” de constante dieléctrica $d_k=2.5$ y $\tan\delta = 0.0024$ [17 GHz].

En el apartado 3.4.4.1 se ha preparado un array en el que los coeficientes de acoplo que se necesitan se buscan directamente en las tablas y gráficas para los elementos radiantes de la página 46. Sin embargo, en el apartado 3.4.4.2 se presenta un nuevo array (también de $\epsilon_r = 2.5$) en el que los coeficientes de acoplo de los elementos que lo forman se han escogido siguiendo las fórmulas de acoplo mutuo para tres ranuras consecutivas.

3.4.4.1 Array lineal sin compensación de acoplos ($d_k=2.5$)

Los detalles de los elementos radiantes que conforman el diseño de este array están especificados en la tabla del Anexo B.1.

Primero mostramos los valores de los parámetros S, tanto en dB como en carta de Smith. Rápidamente nos podemos percatar de que se necesita que se realice un estudio de acoplamientos entre ranuras adyacentes para que el array esté bien definido. Sólo mirando el parámetro S_{21} vemos que la antena deja de radiar mucha más potencia de la que, en un principio, se estipuló.

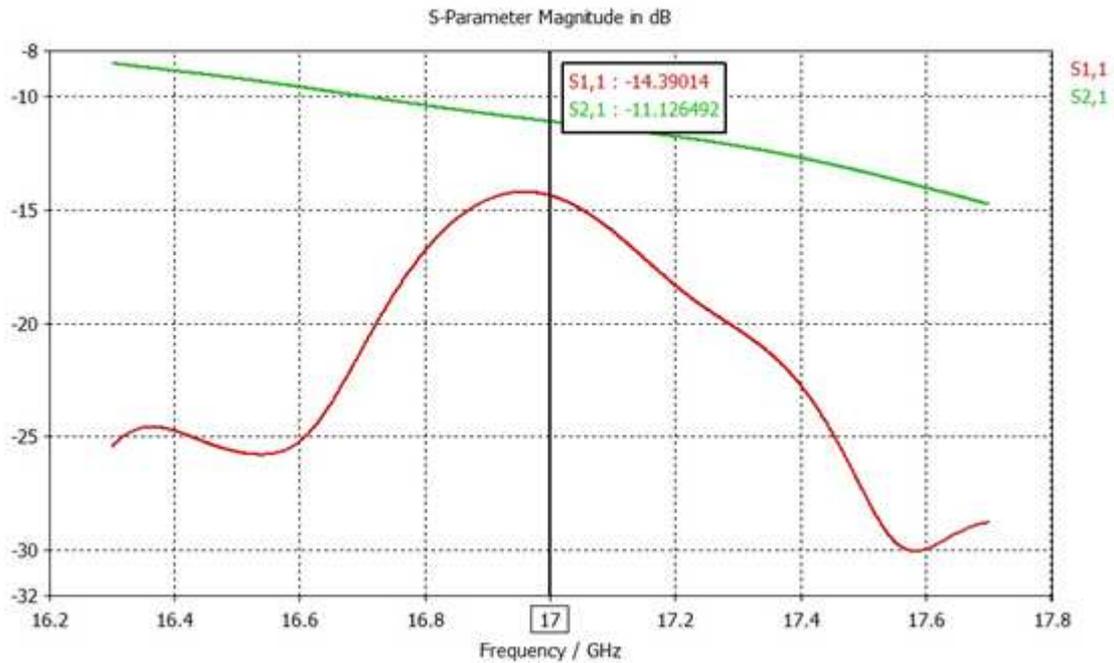


Figura 3-32: Simulación obtenida con CST de los parámetros S (dB) del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ sin compensación de acoplos

En concreto, la potencia residual será, aproximadamente:

$$S_{2,1}^{[17GHz]} \simeq -11.126 \text{ dB} \rightarrow 10^{(-11.126/10)} = 0.0772 \Rightarrow t = 7.72 \%$$

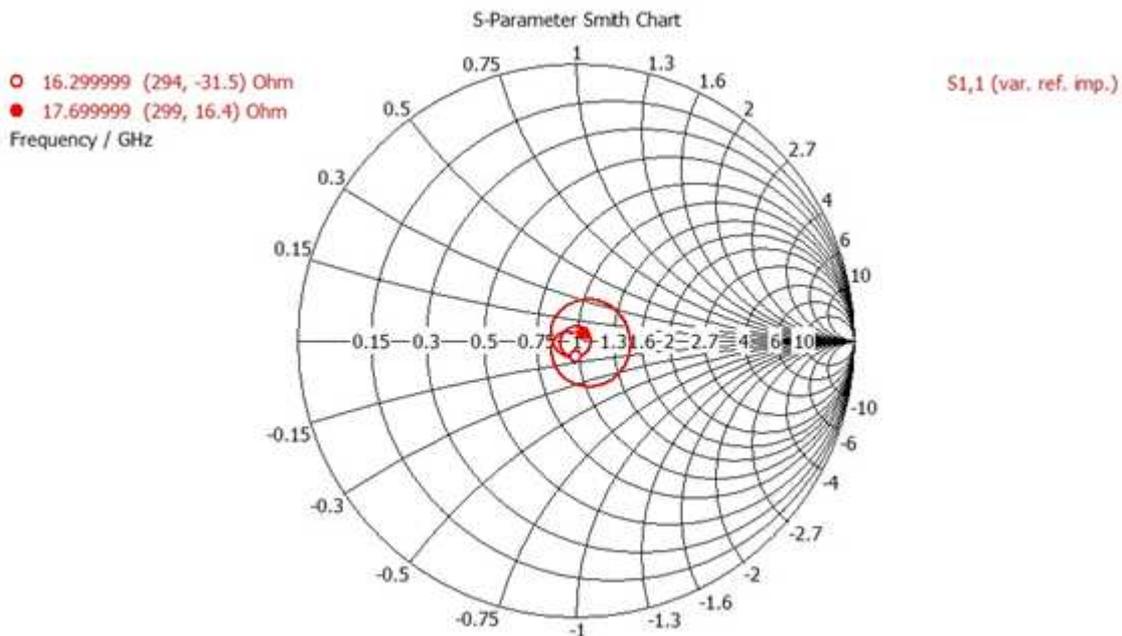


Figura 3-33: Simulación obtenida con CST del parámetro S_{11} , en carta de Smith, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ sin compensación de acoplos

Podemos decir que los valores de AR del array, en dB, son aceptables, ya que no superan el dB en la dirección de broadside, es decir, en $\theta = 0^\circ$.

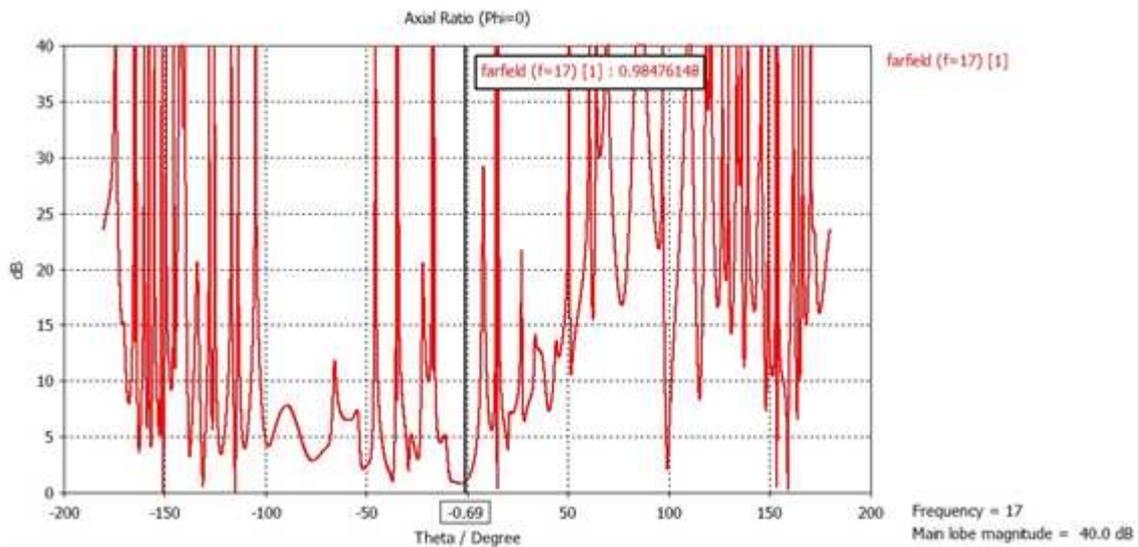


Figura 3-34: Simulación obtenida con CST del nivel de AR a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ sin compensación de acoplos.

En cuanto al diagrama de radiación obtenido, se puede ver que no está muy mal formado. Presenta lóbulos secundarios pequeños y el nivel de sus nulos es ciertamente admisible. Sin embargo, se obtiene un nivel de ganancia ligeramente menor del que cabría esperar, la antena se encuentra desapuntada 0.69° y los niveles de SLL, aunque bajos, se encuentran varios dB por encima del modelo teórico del diagrama del array lineal (Figura 3-36).

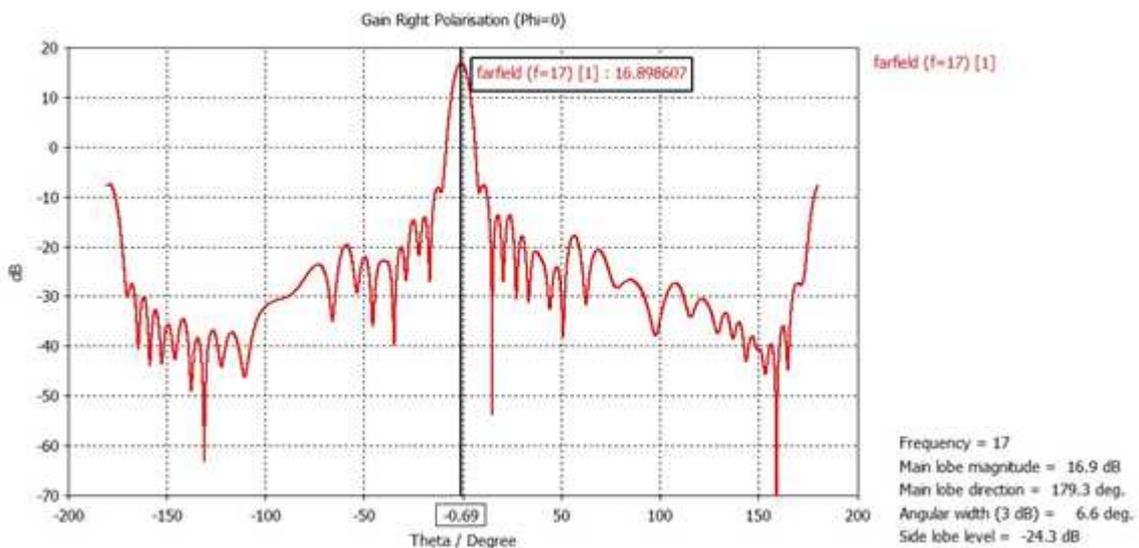


Figura 3-35: Simulación obtenida con CST del diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ sin compensación de acoplos. Representación de ganancia.

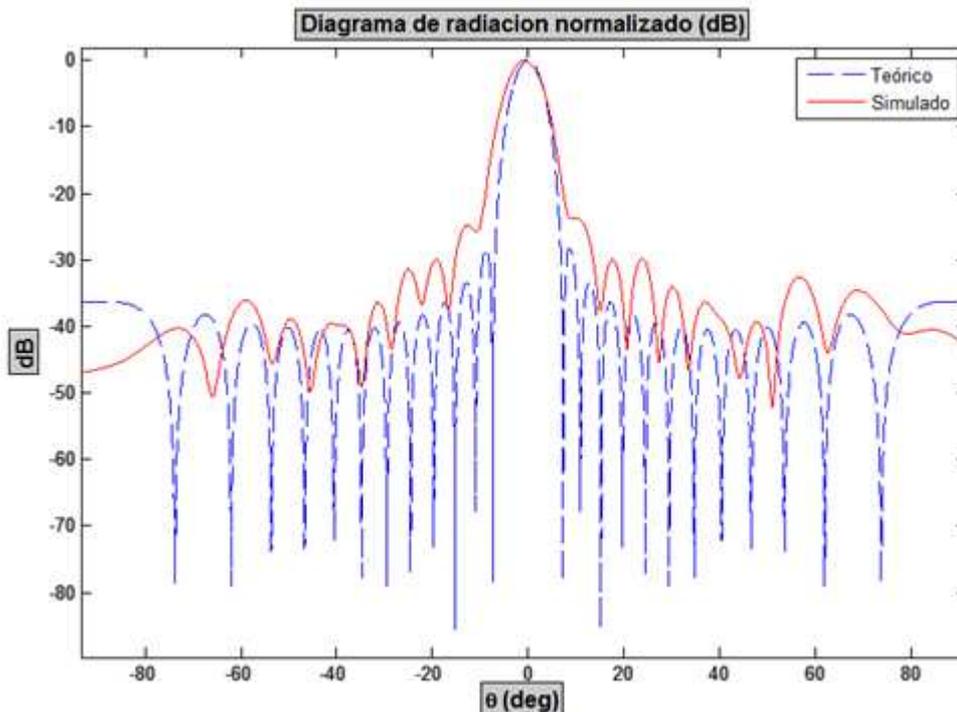


Figura 3-36: Diagrama de radiación normalizado a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ sin compensación de acoplos simulado con CST frente al diagrama de radiación teórico obtenido con Ensemble 1D Array Synthesis

3.4.4.2 Array lineal con compensación de acoplos ($d_k=2.5$)

Tras el estudio de acoplo mutuo entre las ranuras del array lineal, se han escogido una nueva serie de estas que se detallan en la tabla del Anexo B.2. En este caso, el valor utilizado para calcular los coeficientes de acoplo de las ranuras (“Coupling”) no son los de la columna del parámetro S_{21} , como en el caso anterior, sino los de la columna T_k , tal y como se detalló en las fórmulas de la página 57.

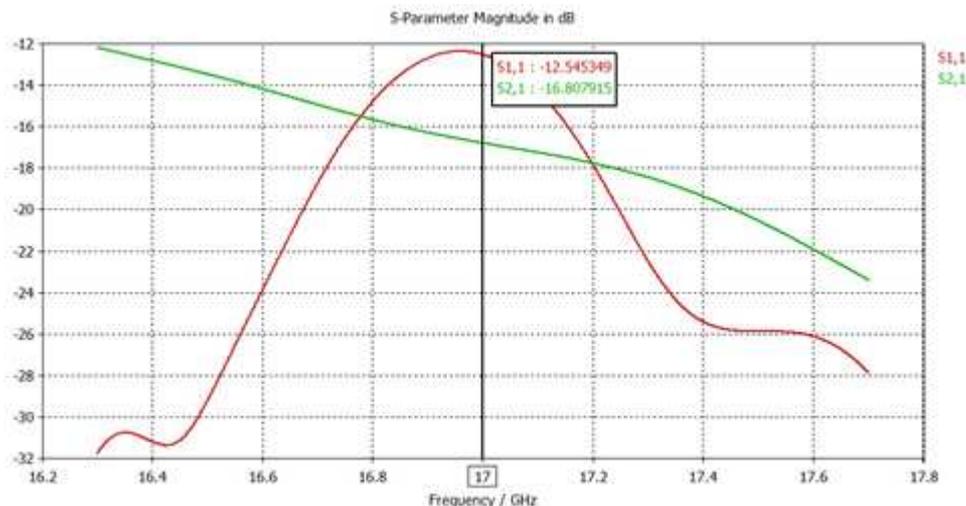


Figura 3-37: Simulación obtenida con CST de los parámetros S (dB) del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ con compensación de acoplos

En cuanto a los datos que nos aporta el parámetro S_{21} , de momento podemos decir que el array se encuentra compensado correctamente. El porcentaje de señal que no será radiada por la antena y que atravesará la guía de onda será:

$$S_{21(dB)}^{[17GHz]} \approx -16.808 \text{ dB} \rightarrow 10^{(-16.808/10)} = 0.0209 \Rightarrow t = 2.09 \%$$

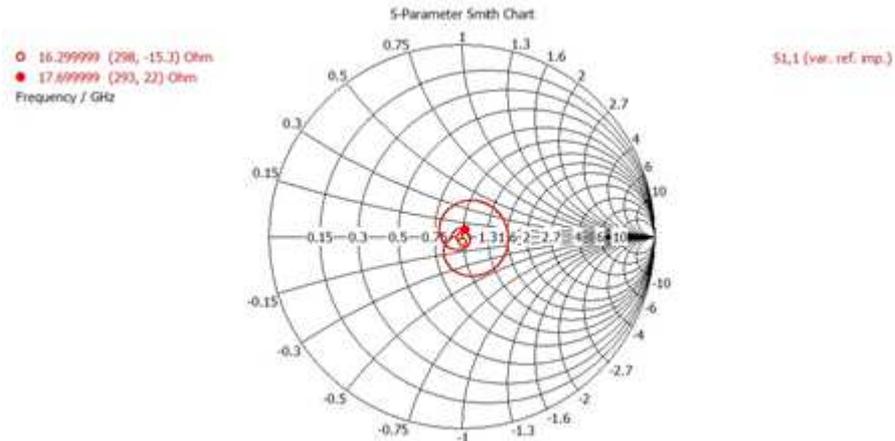


Figura 3-38: Simulación obtenida con CST del parámetro S_{11} , en carta de Smith, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ con compensación de acoplos

Además, el valor de relación axial no se ha visto afectado negativamente por el estudio realizado. Aunque no sería extraño si así ocurriera, ya que las ranuras utilizadas necesitan ser mayores para mantener los niveles de acoplo deseados y, tal como muestra la Figura 3-13 de la página 47, a mayor longitud de ranura (“ l_s ”) peor es el AR.

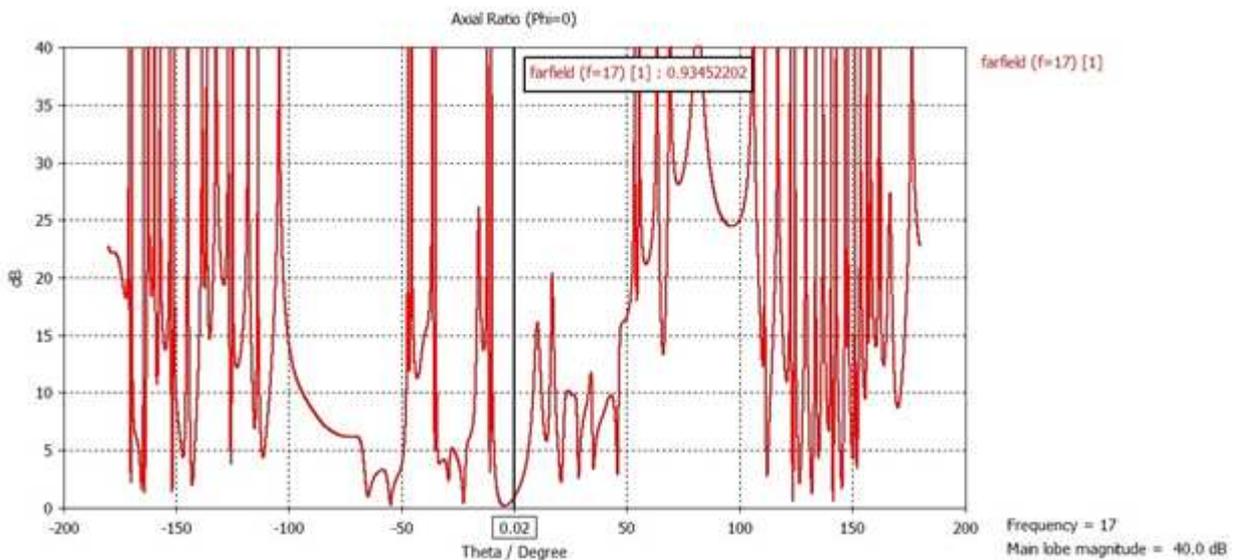


Figura 3-39: Simulación obtenida con CST del nivel de AR a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ con compensación de acoplos.

El diagrama de radiación parece que pierde un poco de simetría ya que define muy bien el nulo de uno de los lóbulos secundarios pero no del otro. Sin embargo, aumenta su nivel de ganancia a 17.11 dB y reduce los niveles de SLL.

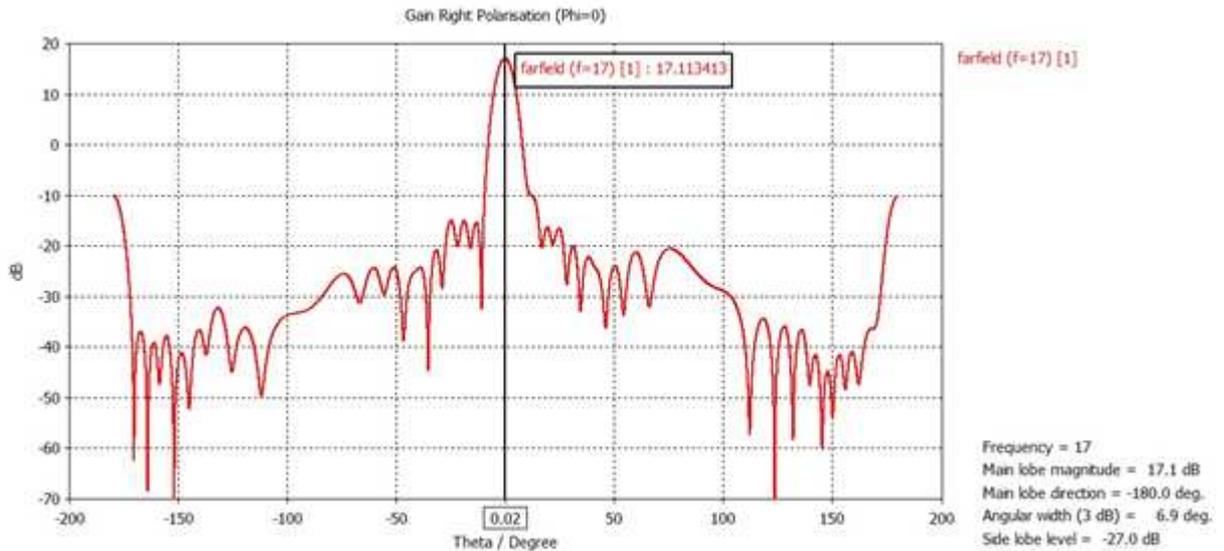


Figura 3-40: Simulación obtenida con CST del diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ con compensación de acoplos. Representación de ganancia.

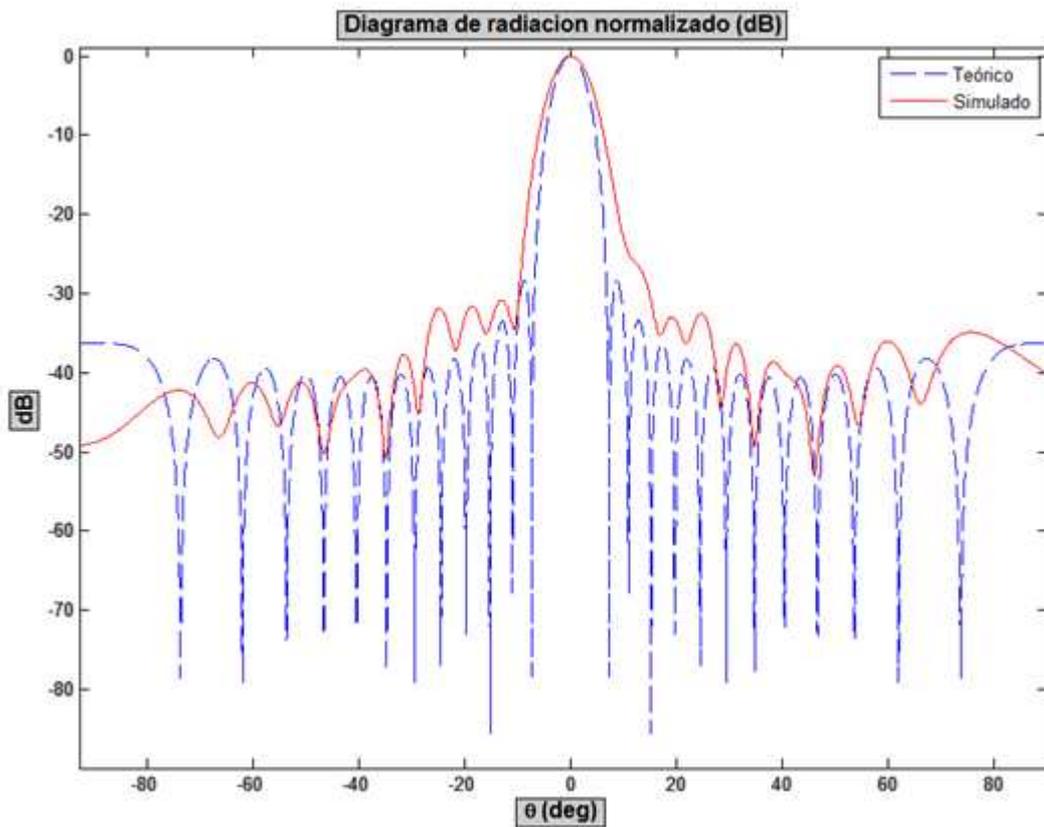


Figura 3-41: Diagrama de radiación normalizado a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ con compensación de acoplos simulado con CST frente al diagrama de radiación teórico obtenido con Ensemble 1D Array Synthesis

3.4.4.3 Comparativa ($d_k=2.5$)

Como se ha podido ver, el parámetro S_{21} determina el valor de la potencia residual del array (“ t ”). En este aspecto, cuando los acoplos entre ranuras no se compensan entre sí se provoca que se radie mucho menos potencia hacia fuera. Por ello, para tener el array definido correctamente ha sido totalmente necesario establecer el estudio de acoplos propuesto.

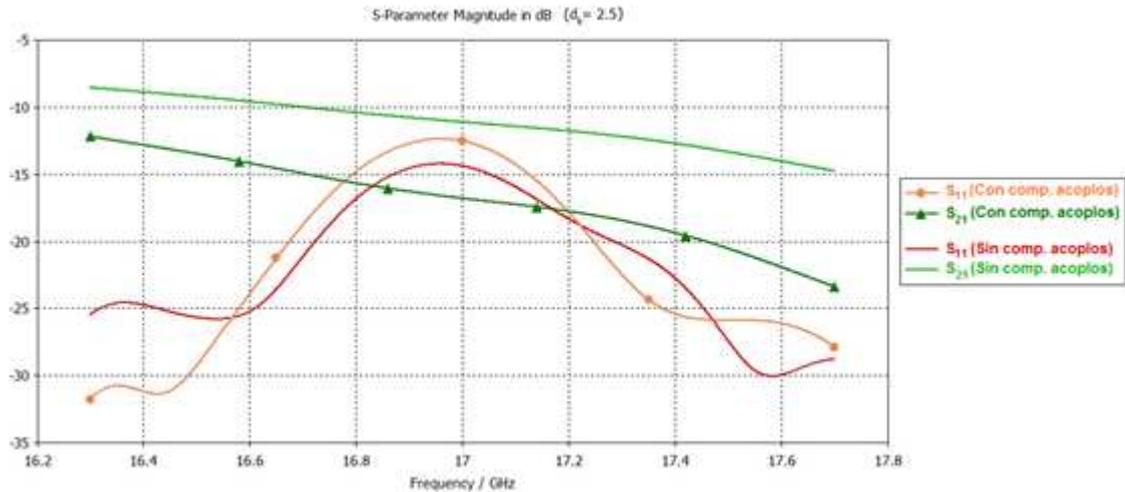


Figura 3-42: Parámetros S (dB) del array lineal de $\epsilon_r=2.5$ “sin acoplos compensados” frente a “con acoplos compensados” simulados con CST

Se puede apreciar la reflexión del array (S_{11}) no es demasiado destacable, sobre todo en el centro de la banda de trabajo.

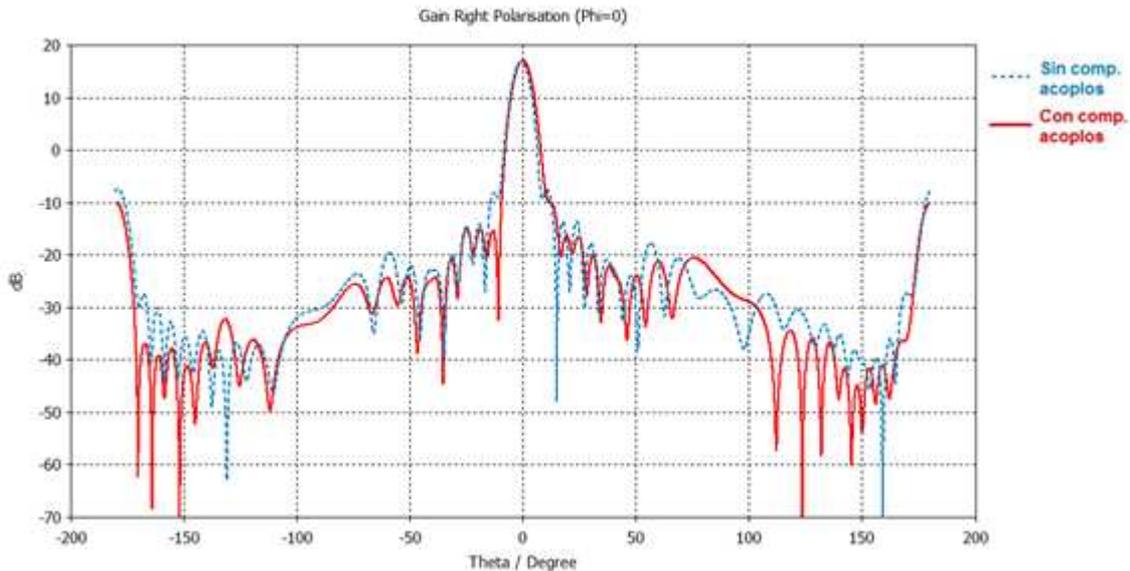


Figura 3-43: Comparativa del diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, simulado con CST, entre el array lineal de $\epsilon_r=2.5$ sin compensación de acoplos y con compensación de acoplos

Si comparamos ambos diagramas, antes del estudio y tras él, podemos destacar que el nivel de los lóbulos secundarios desciende bastante en el caso compensado, además de conseguir más ganancia en la dirección de máximo apuntamiento.

3.4.5 Diseño del array lineal ($d_k=2.17$)

A continuación, se presentan los arrays lineales diseñados sobre el sustrato “TLY-5A” de constante dieléctrica $d_k=2.17$ y $\tan\delta = 0.0011$ [17 GHz].

En primer lugar, y de la misma manera que en el diseño del array con sustrato de 2.5, se diseñará un array que no tiene en cuenta la compensación de acoplos entre ranuras. Si los resultados de parámetros S y diagrama de radiación no satisfacen las características que debe tener la antena, entonces se pasará a diseñar otro array basado en el estudio de acoplos del que ya se ha hablado.

3.4.5.1 Array lineal sin compensación de acoplos ($d_k=2.17$)

Las ranuras que se asignan a cada posición del array y sus parámetros de diseño más relevantes se detallan en la Tabla B-3 del Anexo B.3.

De nuevo, al igual que ocurría en el array de $\epsilon_r = 2.5$, el parámetro S_{21} no ofrece un nivel de potencia residual que se acerque al 2 %:

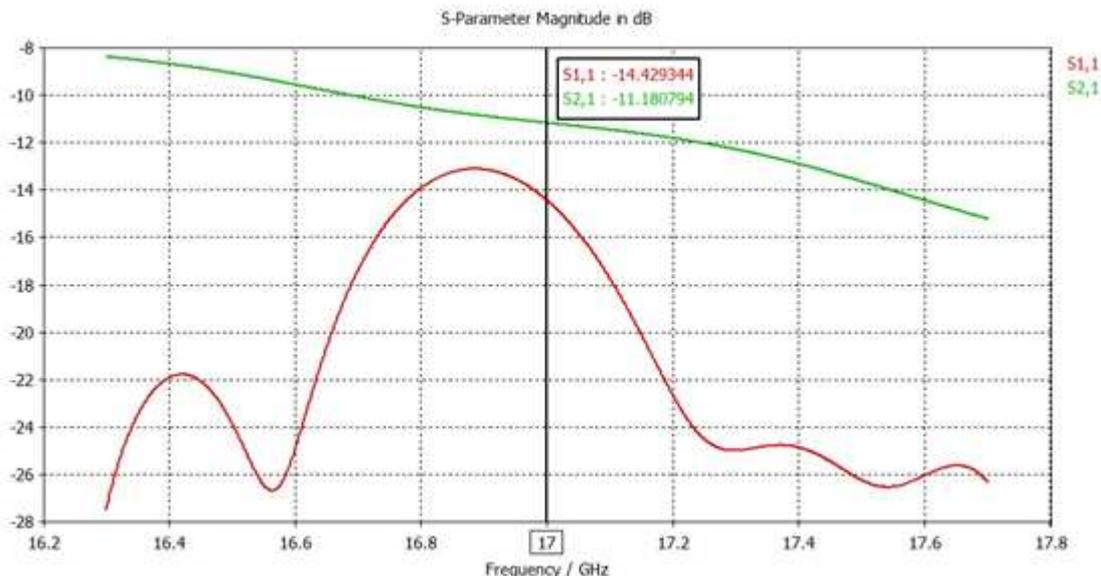


Figura 3-44: Simulación obtenida con CST de los parámetros S (dB) del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ sin compensación de acoplos

$$S_{21}^{[17GHz]} \approx -11.18 \text{ dB} \rightarrow 10^{\left(\frac{-11.18}{10}\right)} = 0.0762 \Rightarrow t = 7.62\%$$

Por este motivo, ya podemos determinar que será necesario realizar el estudio de acoplo mutuo entre ranuras en el siguiente apartado.

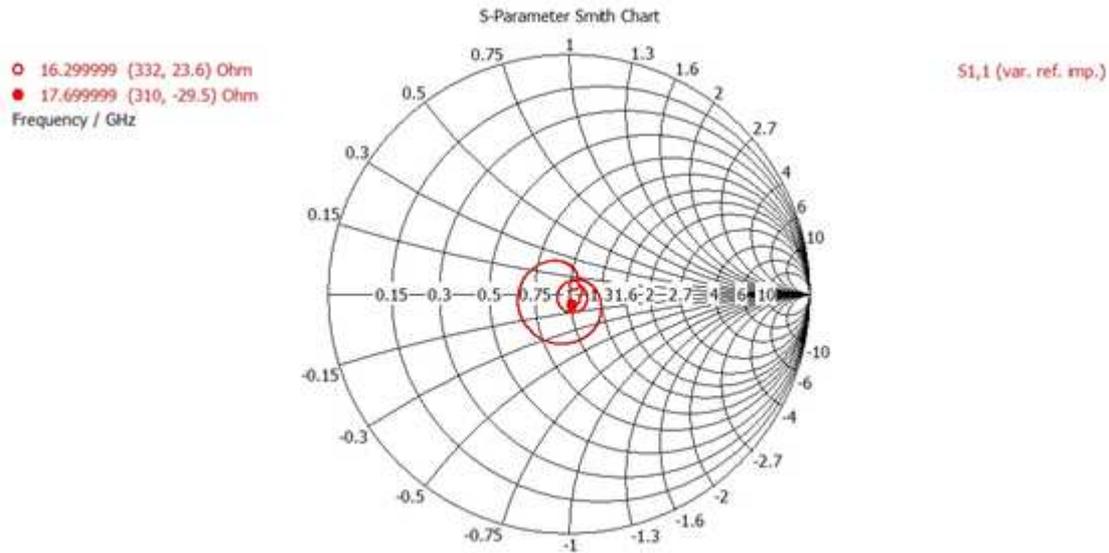


Figura 3-45: Simulación obtenida con CST del parámetro S_{11} , en carta de Smith, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ sin compensación de acoplos

El nivel de relación axial, con 0.91 dB en la dirección de máximo apuntamiento de la antena se considera razonable.

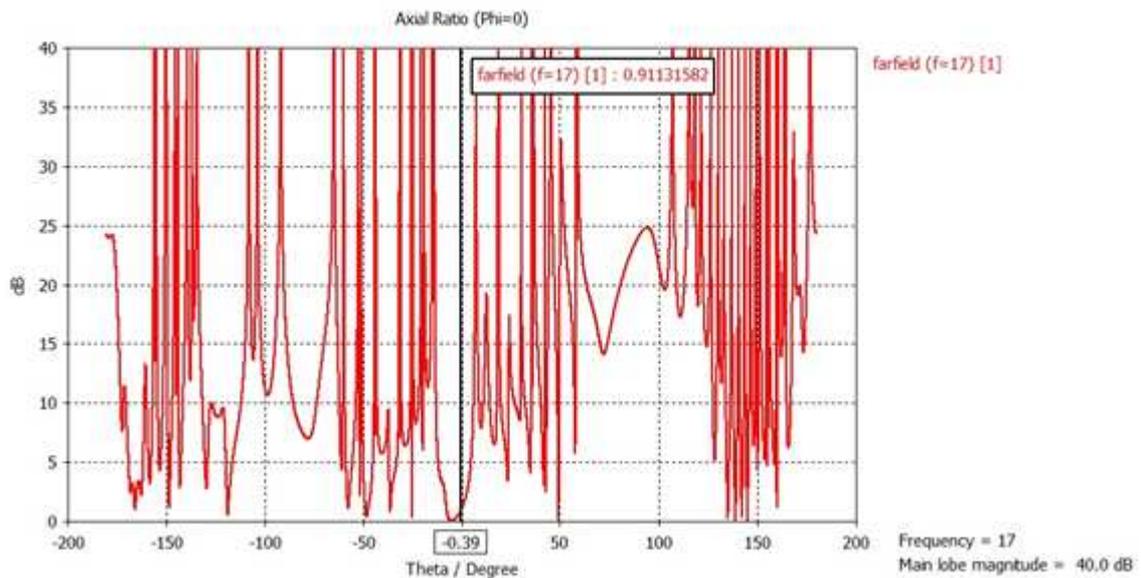


Figura 3-46: Simulación obtenida con CST del nivel de AR a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ sin compensación de acoplos.

Si miramos el diagrama de radiación podemos ver que no está muy mal definido. Es bastante simétrico, tiene un nivel aceptable de SLL y tiene muchos nulos bastante bien definidos.

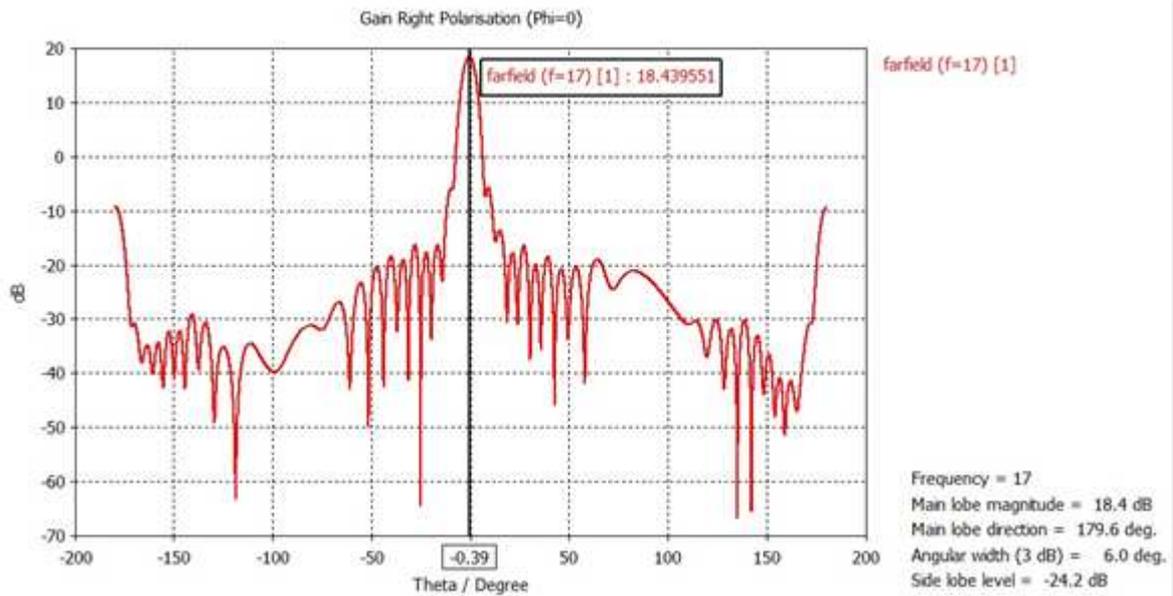


Figura 3-47: Simulación obtenida con CST del diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ sin compensación de acoplos. Representación de ganancia.

Además, si la comparamos con el caso del dieléctrico anterior, el ancho de haz a -3 dB ha mejorado del orden de 1° y la ganancia en la dirección de máximo apuntamiento también ha aumentado considerablemente (casi 2 dB).

Sin embargo, la falta de compensación de acoplos hace que la antena dirija su máximo fuera de la dirección de broadside y que los lóbulos secundarios aún sean demasiado altos en comparación con el modelo teórico del array lineal.

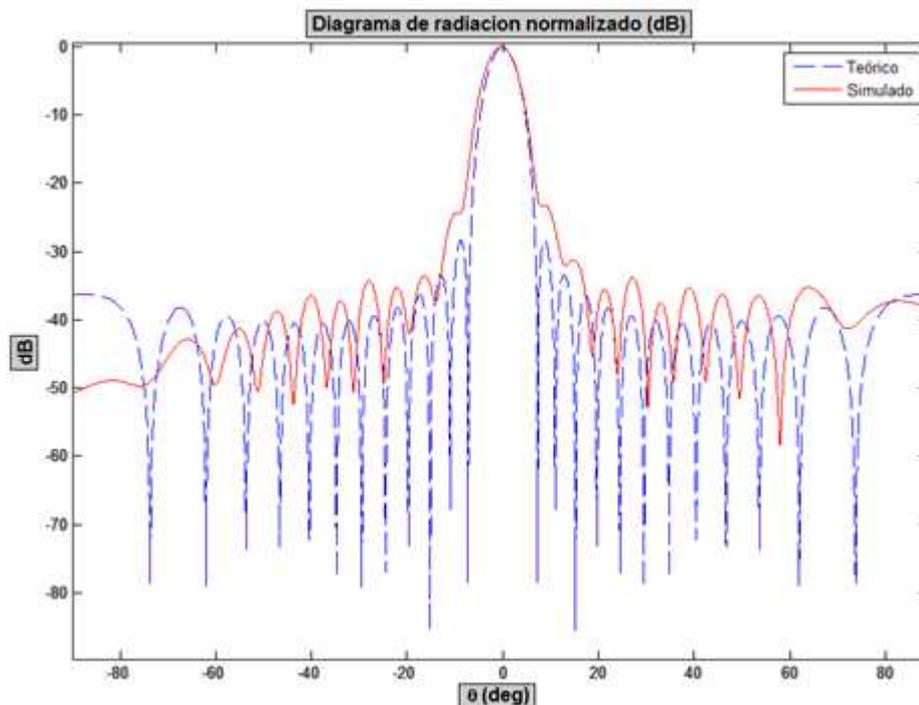


Figura 3-48: Diagrama de radiación normalizado a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ sin compensación de acoplos simulado con CST frente al diagrama de radiación teórico obtenido con Ensemble 1D Array Synthesis

3.4.5.2 Array lineal con compensación de acoplos ($d_k=2.17$)

Ante la necesidad de un estudio de acoplamientos, también para el array basado en este sustrato (“TLY-5A”), se ha diseñado esta antena lineal. Los elementos que la componen vienen especificados en las tablas del Anexo B.4. A continuación se presentan los parámetros del array simulados con CST.

En la gráfica de parámetros S se puede observar que el valor del parámetro S_{21} es tal que parece que la potencia residual se podría considerar tolerable para nuestro diseño:

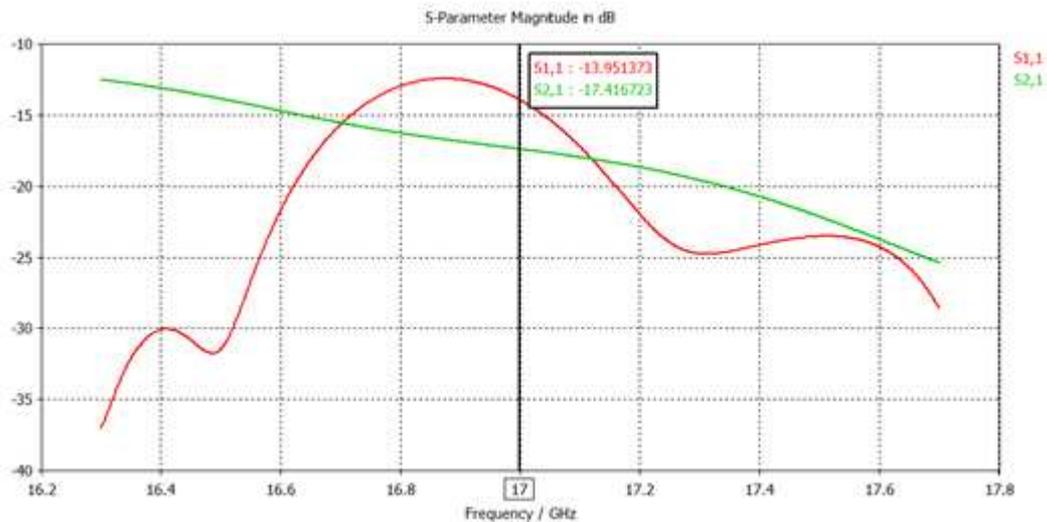


Figura 3-49: Simulación obtenida con CST de los parámetros S (dB) del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ con compensación de acoplos

$$S_{21}^{[17GHz]} \approx -17.417 \text{ dB} \rightarrow 10^{\left(\frac{-17.417}{10}\right)} = 0.0181 \Rightarrow t = 1.81\%$$

Parece que, en este caso se radia algo más de lo que se pretendía, pero no demasiado.

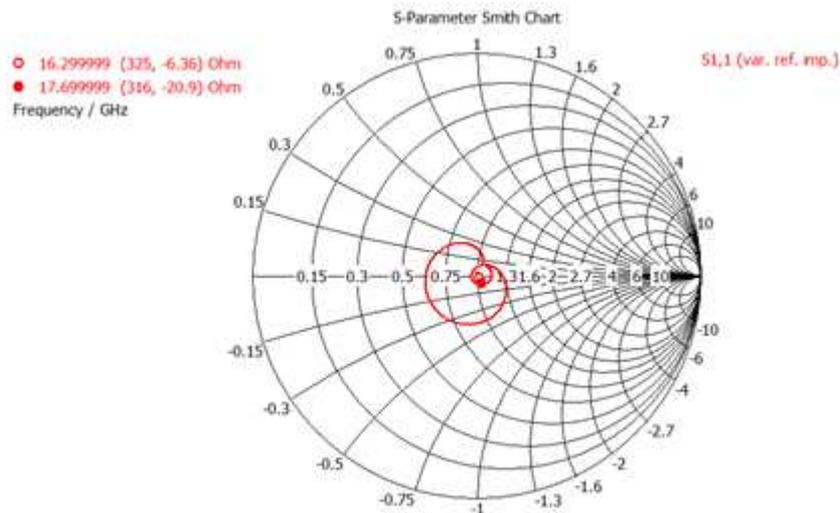


Figura 3-50: Simulación obtenida con CST del parámetro S_{11} , en carta de Smith, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ con compensación de acoplos

Aparentemente, los niveles de AR aumentan ligeramente respecto al diseño de los demás arrays que se han analizado. Esta vez, el parámetro AR del array sí ha sufrido las consecuencias del uso de ranuras más grandes que gozan de peor polarización circular.

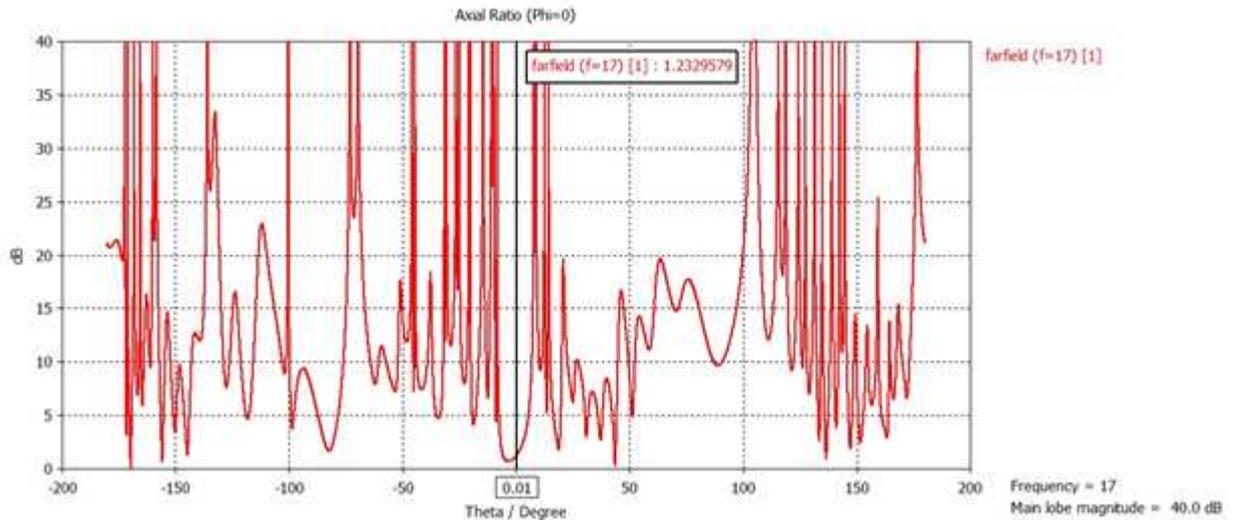


Figura 3-51: Simulación obtenida con CST del nivel de AR a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ con compensación de acoplos.

El efecto que sufre el diagrama de radiación de este array, tras el estudio de acoplo mutuo, se traduce en una cierta desimetrización de este. Al igual que ocurría en el array con acoplos compensados de $\epsilon_r = 2.5$, uno de los nulos de un lóbulo secundario se define muy bien y el otro no lo hace tan acusadamente.

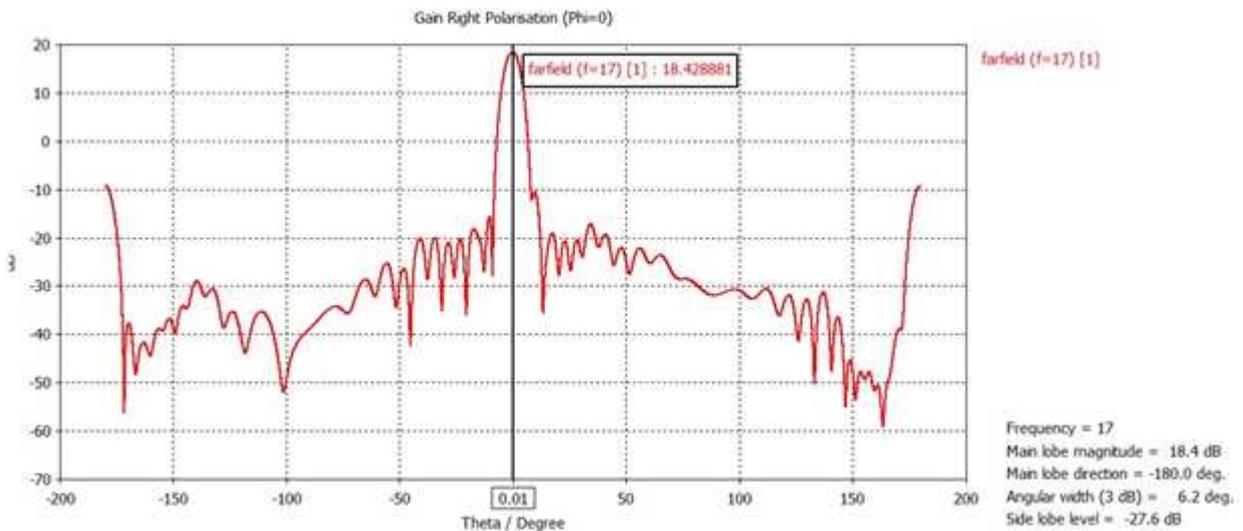


Figura 3-52: Simulación obtenida con CST del diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ con compensación de acoplos. Representación de ganancia.

Sin embargo, en general, el diagrama tiene buenas características tales como alta ganancia, niveles de SLL y ancho de haz a -3dB similares al modelo teórico o apuntamiento dirigido a la dirección de broadside ($\theta = 0^\circ$).

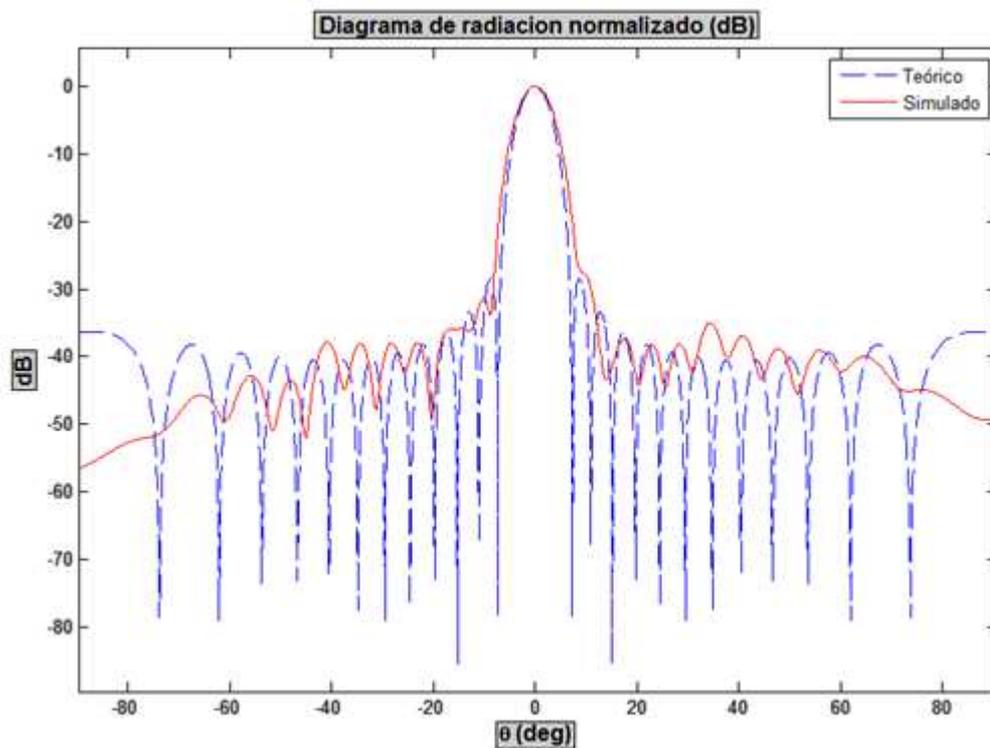


Figura 3-53: Diagrama de radiación normalizado a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ con compensación de acoplos simulado con CST frente al diagrama de radiación teórico obtenido con Ensemble 1D Array Synthesis

3.4.5.3 Comparativa ($d_k=2.17$)

El diseño del array con y sin compensación de acoplos entre ranuras apenas afecta sobre el parámetro S_{11} . En la Figura 3-54 se puede ver que la reflexión no es demasiado óptima, ya que se encuentra por encima de 15 dB en parte de la banda.

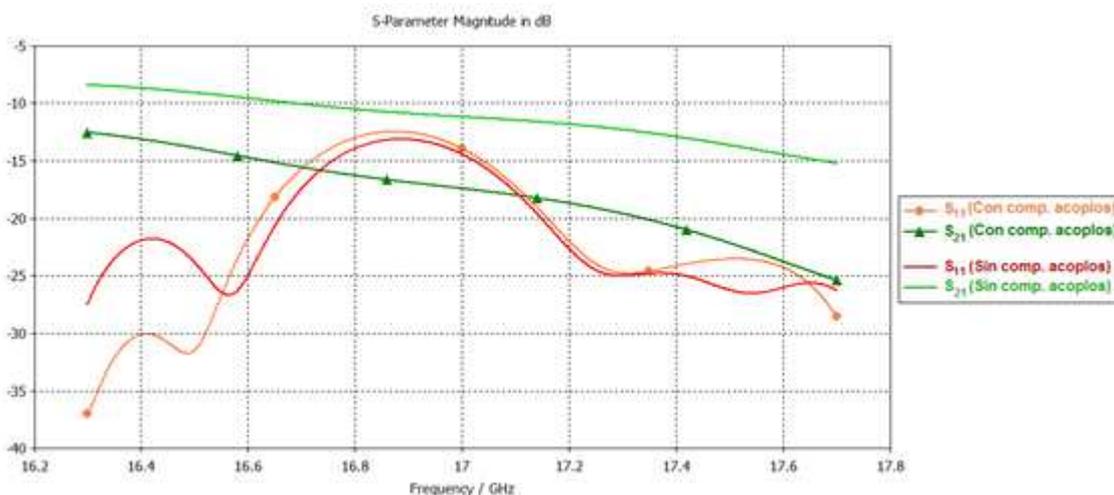


Figura 3-54: Parámetros S (dB) del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ “sin acoplos compensados” frente a “con acoplos compensados” simulados con CST

El efecto que provoca cada tipo de diseño sí es mucho más acusado sobre los diagramas de radiación de los arrays. Cuando los acoplos se compensan todo el diagrama en general se encuentra mejor definido. Pero esto se nota sobre manera si comparamos los niveles de SLL de ambas figuras.

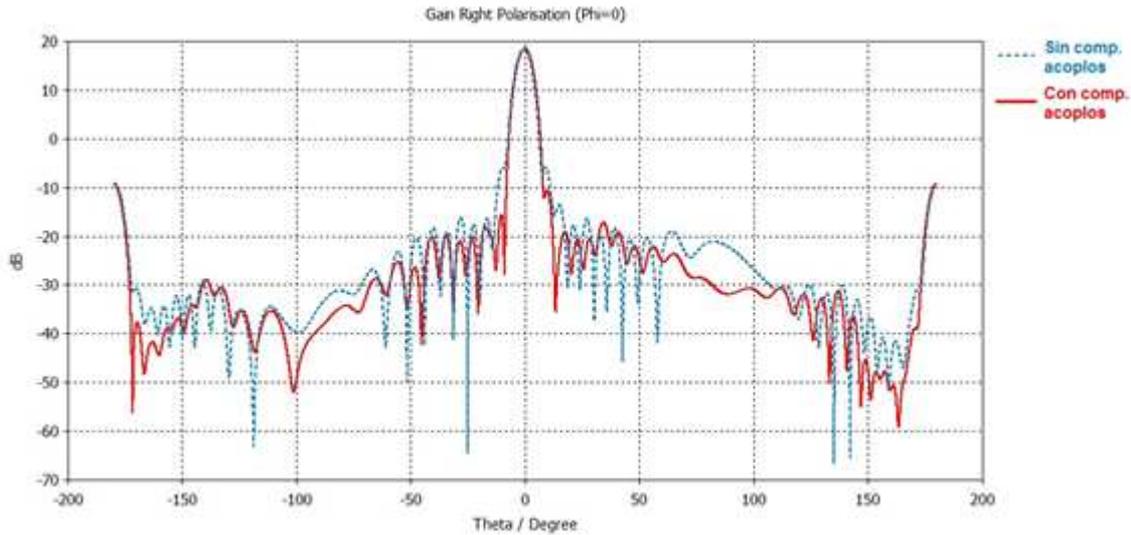


Figura 3-55: Comparativa del diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, simulado con CST, entre el array lineal de $\epsilon_r=2.17$ sin compensación de acoplos y con compensación de acoplos

3.4.6 Comparativa

Una vez han sido analizadas las antenas que hemos diseñado vamos a establecer una comparativa para poder examinar cuál de ellas goza de mejores características.

Primero se presentan las gráficas simuladas del parámetro de reflexión (S_{11}) de los cuatro arrays lineales diseñados, tanto en dBs como en carta de Smith.

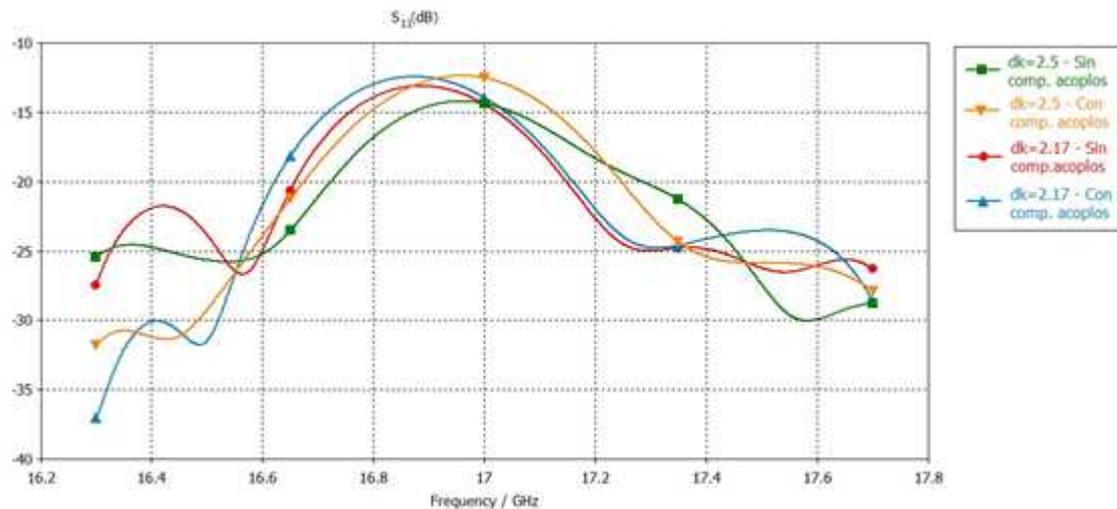


Figura 3-56: Comparativa del parámetro de reflexión S_{11} (dB) de los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 tanto para “sin acoplos compensados” como para “acoplos compensados”, simulados con CST

Se puede observar que la reflexión de las antenas diseñadas no es muy óptima. En los extremos desciende a 25 o 30 dB pero, en la mayor parte de nuestra banda no es tan buena y se mantiene por encima de los 20 dB en gran parte de ella. Este es el gran problema que nos hemos encontrado a la hora del diseño de los arrays.

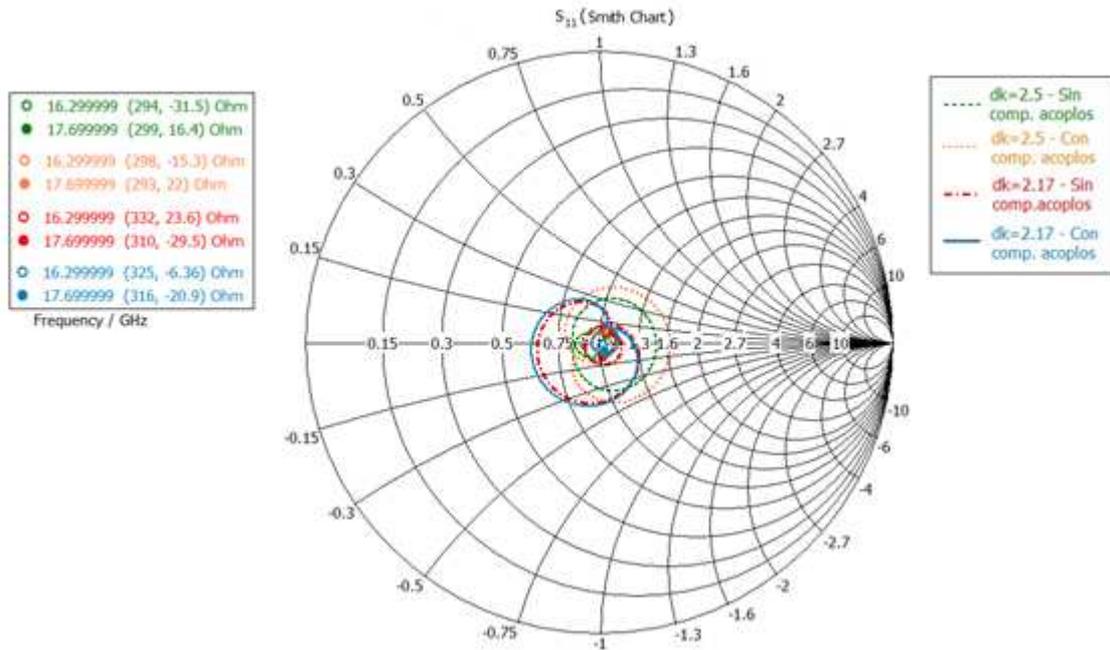


Figura 3-57: Comparativa del parámetro de reflexión S_{11} , en carta de Smith, de los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 tanto para “sin acoplos compensados” como para “acoplos compensados”, simulados con CST

En carta de Smith se puede apreciar que, aunque las curvas están giradas todas presentan, más o menos, la misma longitud y se alejan del punto de adaptación aproximadamente a la frecuencia central.

Por estos motivos se va a intentar buscar la manera de mejorar la reflexión de la antenna total sin afectar negativamente a los demás parámetros de esta. Para ello, se ha ideado una manera de resintonizar la señal que avanza por la guía SIW que consiste en introducir unas vías metálicas cerca de la ranura. Este método se utiliza mucho en aplicaciones de microondas como resonadores o filtros.

Para terminar, se presenta una comparación de los diagramas de radiación obtenidos para cada array. Esta gráfica nos muestra cuál es la antenna que más fielmente se ajusta al modelo de array lineal definido previamente.

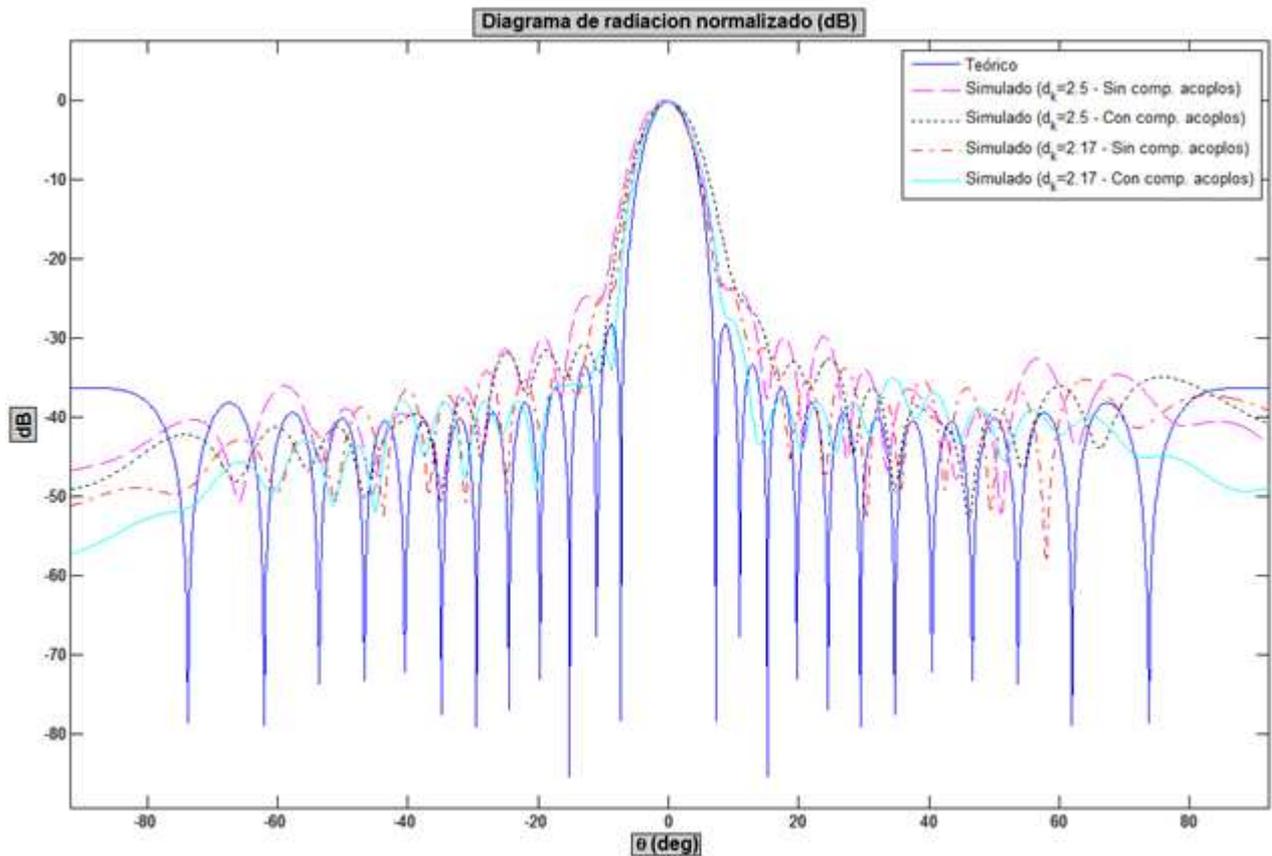


Figura 3-58: Comparativa del diagrama de radiación normalizado a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, simulado con CST, entre los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 tanto para “acoplos no compensados” como para “acoplos compensados” frente al diagrama de radiación teórico obtenido con Ensemble 1D Array Synthesis

Los arrays en los que no hemos compensado los acoplos tienen su máximo de radiación desviado ligeramente de la dirección de broadside y sus lóbulos secundarios están bastante por encima de los lóbulos secundarios teóricos.

En cuanto a los arrays diseñados con compensación de acoplos, se puede apreciar que ambos diagramas apuntan en la dirección de broadside, pero consideramos que el diseñado sobre un sustrato de $\epsilon_r=2.17$ está mejor caracterizado que el de $\epsilon_r=2.5$. El nivel de sus lóbulos secundarios es menor y muy similar al nivel de los teóricos. Además, el ancho de haz a -3 dB es 1° más estrecho para el array de $\epsilon_r=2.17$ que para el de $\epsilon_r=2.5$.

Por ello, se ha decidido que el nuevo diseño del array lineal, que utilizará las vías de sintonía propuestas para intentar mejorar la reflexión, se realice, únicamente, para el dieléctrico con $\epsilon_r=2.17$ y partiendo del diseño con acoplos compensados.

NOTA: Las diferencias entre los parámetros físicos de las antenas presentadas se pueden observar en las tablas de los Anexos B.1, B.2, B.3 y B.4.

3.5 Diseño del elemento unitario utilizando vías de sintonía

Observando los resultados del parámetro S_{11} para las antenas diseñadas hasta ahora, no se ha podido evitar pensar una manera de mejorar este parámetro, ya que la simulación obtenida de él no era muy óptima.

De esta manera, se propone el mismo diseño de ranura que el utilizado hasta ahora, pero agregando un par de vías a la parte superior de la ranura, en la zona del puerto 1 (el de alimentación), tal y como muestra la Figura 3-59.

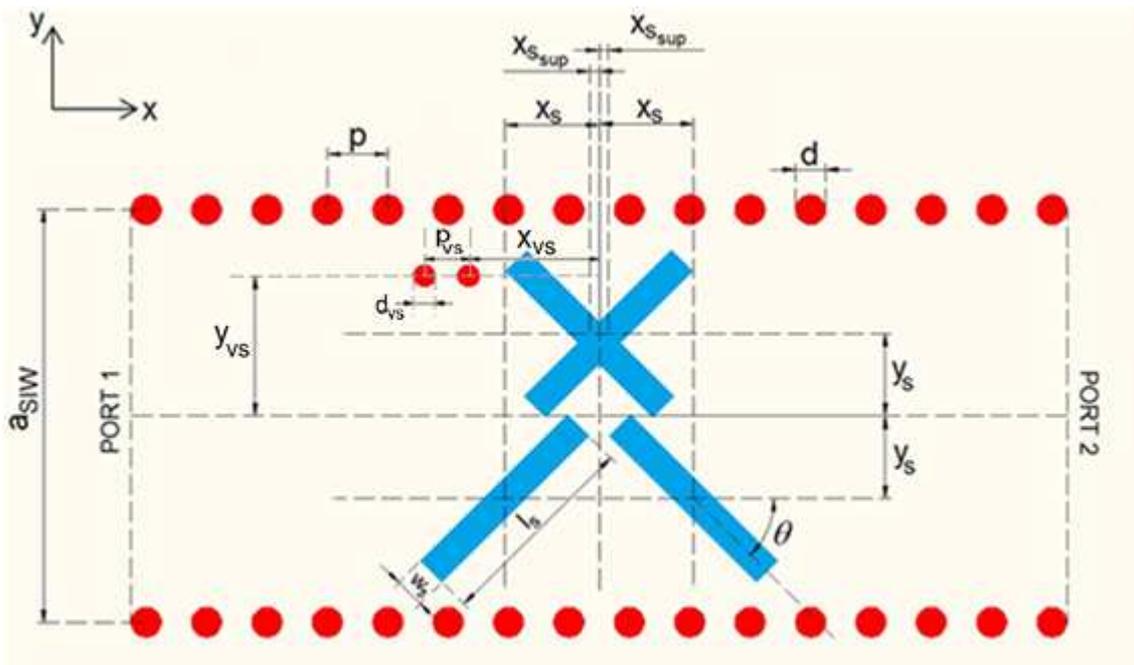


Figura 3-59: Elemento radiante utilizado para el diseño de las antenas con dos vías de sintonización añadidas para mejorar la reflexión

Así, los nuevos parámetros definidos sobre la ranura son:

- Parámetro " d_{vs} ": Diámetro de las vías de sintonización propuestas. Se ha elegido un valor de 0.6 mm.
- Parámetro " p_{vs} ": Distancia entre las dos vías de sintonización propuestas. Se ha escogido un valor de 1.2 mm ($p_{vs}=2d_{vs}$).
- Parámetro " x_{vs} ": Distancia entre el centro de la vía de sintonización más cercana a la ranura y el centro geométrico de esta en el eje x.
- Parámetro " y_{vs} ": Distancia entre el centro de las vías de sintonización y el centro geométrico del elemento en el eje y.

Como ya se dijo anteriormente este tipo de elementos son muy utilizados en aplicaciones de microondas, como filtros o resonadores, para sintonizar la señal que atraviesa la guía de onda y conseguir que esta resuene en la banda de trabajo.

Normalmente, para este efecto se utilizan tornillos metálicos que se colocan en la guía y, manualmente, se enroscan sobre esta para afectar de una manera u otra a la onda viajera. En la tecnología SIW sería complicado realizar este tipo de elementos físicamente ya que, el espesor tan delgado del sustrato nos haría requerir mucha precisión, tanto mecánica (de la que no disponemos en nuestro taller de prototipado) como manual.

Por ello, surge la idea de, en lugar de introducir tornillos, introducir vías metalizadas sobre la SIW. En la tecnología impresa las vías se caracterizan por ser de fabricación muy sencilla. La desventaja es que debemos posicionar correctamente dichas vías porque no nos ofrecen una sintonización manual como lo hacen los tornillos, sino una sintonización fija.

A continuación vamos a mostrar los parámetros de simulación obtenidos para una serie de longitudes de ranura. Después se compararán con los ejemplos mostrados en las figuras de la página 50 (ya que se van a examinar ranuras de la misma longitud, pero con vías de sintonización). De esta manera, se podrá analizar con detenimiento el tipo de mejora conseguida y el comportamiento de las vías propuesto sobre distintos elementos unitarios.

Los parámetros que van a ser mostrados pertenecen a una de las ranuras más grandes y que más potencia acopla ($l_s = 5.77$ mm), a una de tamaño y acoplo medio ($l_s = 5.48$ mm) y, por último, a una de las que menos acoplan ($l_s = 5$ mm):

Slot con vías de sintonía con un coeficiente de acoplo alto ($l_s=5.77$ mm)

Primero se presentan las gráficas de reflexión y transmisión en función de la frecuencia, tanto en dBs como en carta de Smith.

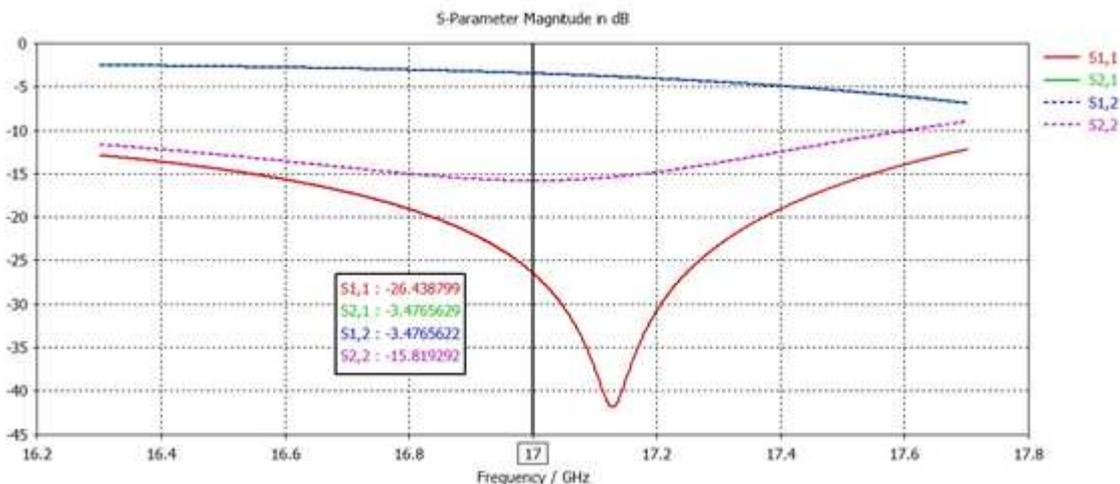


Figura 3-60: Parámetros S, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5.77 mm

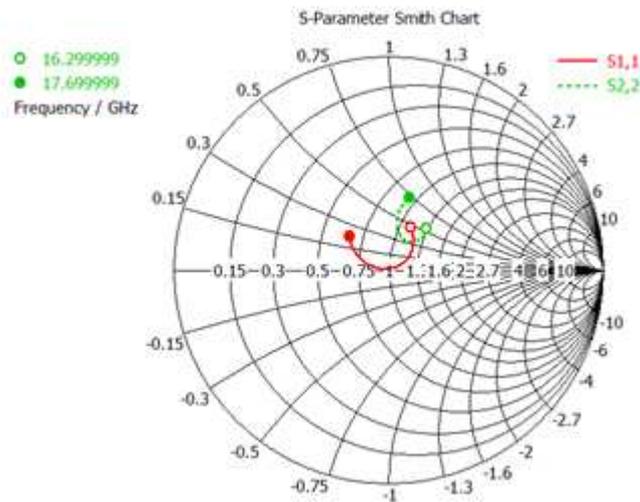


Figura 3-61: Parámetros S en carta de Smith, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5.77 mm

Se puede apreciar fácilmente que la mejora de reflexión que sufre el puerto 1 respecto al 2 es muy grande. Hay que notar que, en estas ranuras las reflexiones no son la misma en los dos puertos porque el elemento radiante ya no es simétrico.

A continuación se presenta una comparación de la ranura analizada con y sin vías de sintonía. En este análisis es donde se puede apreciar la gran mejoría de reflexión obtenida respecto a los elementos diseñados hasta ahora.

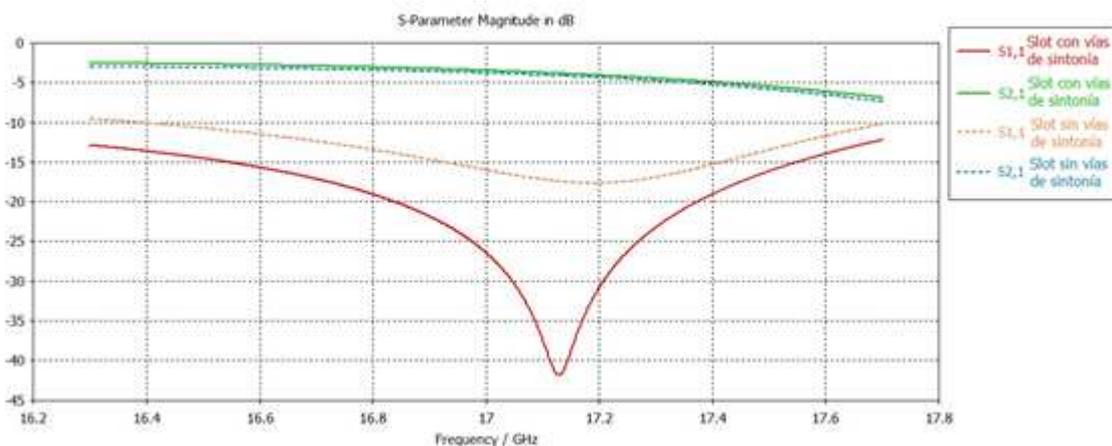


Figura 3-62: Comparación de parámetros S, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura de longitud 5.77 mm con y sin vías de sintonía

Además, en carta de Smith podemos observar como el elemento está mucho más adaptado en el puerto 1 que cuando no utilizaba vías de sintonización, perdiendo el carácter inductivo que tenía.

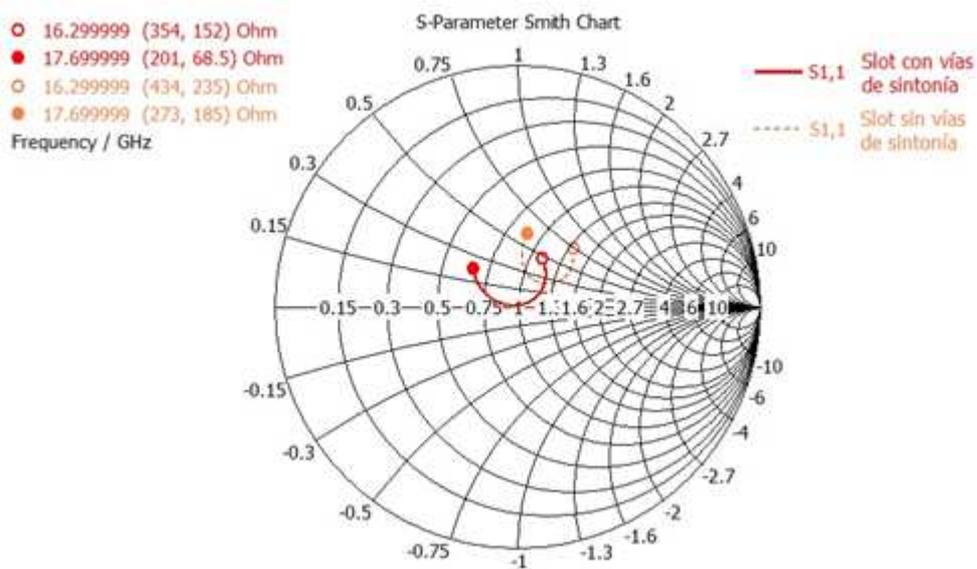


Figura 3-63: Comparación de parámetros de reflexión (S_{11}) en carta de Smith, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura de longitud 5.77 mm con y sin vías de sintonía

Por otra parte, la siguiente gráfica muestra el valor de axial ratio (AR) para esta ranura con vías de alimentación. Si miramos las gráficas de AR para las ranuras diseñadas sobre el sustrato de $\epsilon_r=2.17$ (Figura 3-21) podemos apreciar que este se ve ligeramente afectado por las vías añadidas.

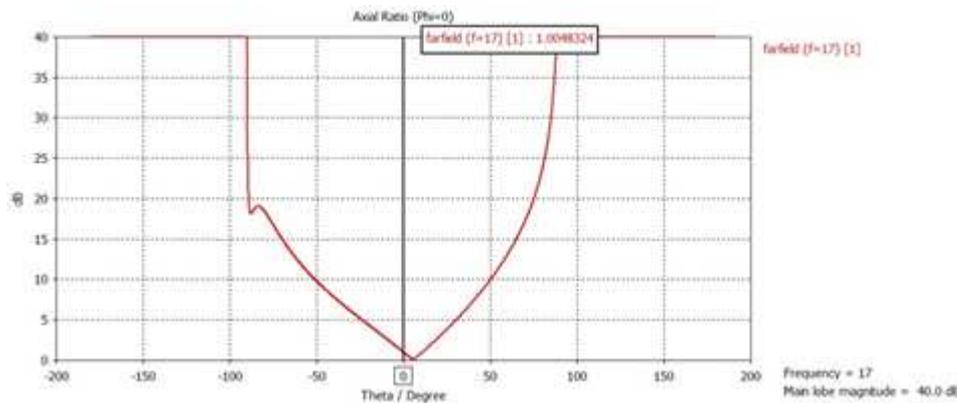


Figura 3-64: Simulación con CST de la relación axial (AR) a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5.77 mm

Elemento radiante ($l_s=5.77$ mm)	AR (dB)
Sin vías de sintonía	≈ 0.6
Con vías de sintonía	≈ 1

Tabla 3-8: Comparación de AR a 17 GHz en la dirección de broadside para una ranura de longitud 5.77 mm con y sin vías de sintonía

Slot con vías de sintonía con un coeficiente de acoplo medio ($l_s=5.48$ mm)

En el caso de una ranura con un acoplo de potencia “medio” también observamos una mejora bastante significativa en el parámetro de reflexión, aunque parece una mejora un poco más discreta que en el caso anterior.

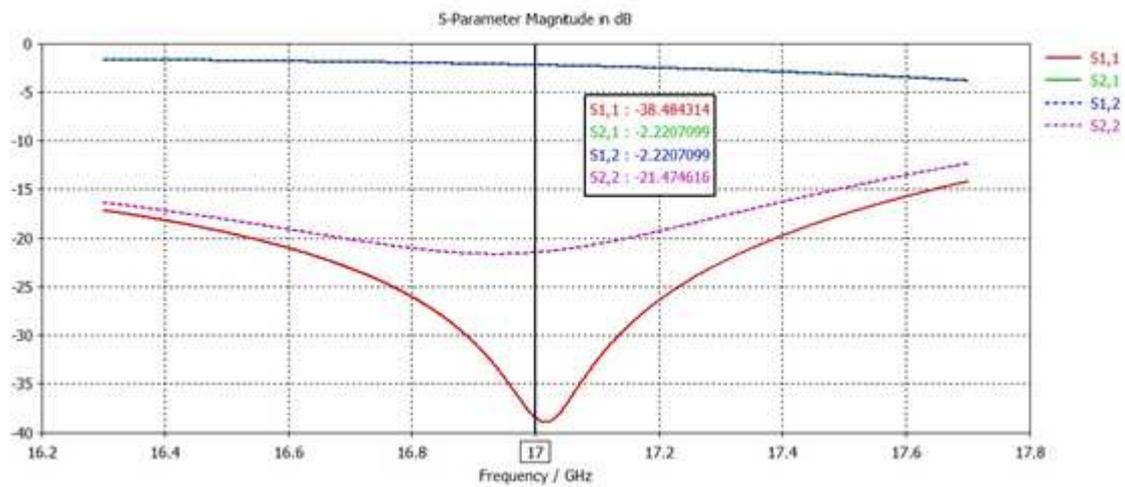


Figura 3-65: Parámetros S, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5.48 mm

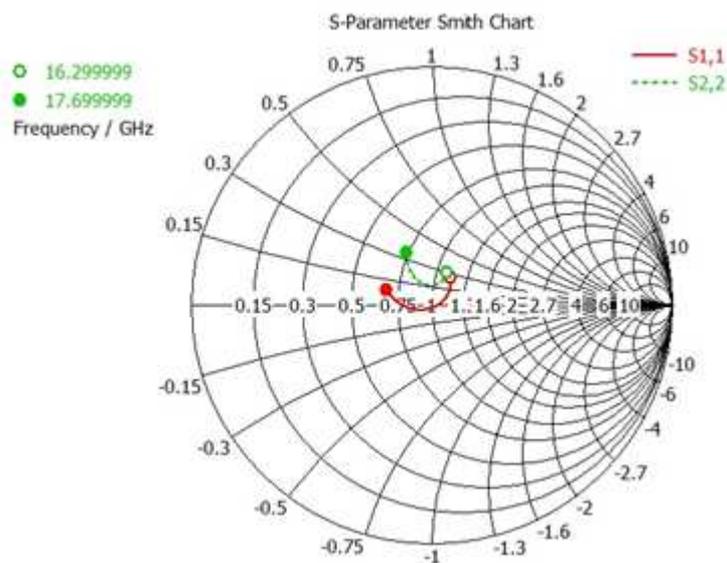


Figura 3-66: Parámetros S en carta de Smith, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5.48 mm

Con la comparación con la misma ranura, pero sin vías de sintonía, podemos apreciar que la mejora es, efectivamente, muy buena aunque un poco menor que para la ranura anteriormente analizada.

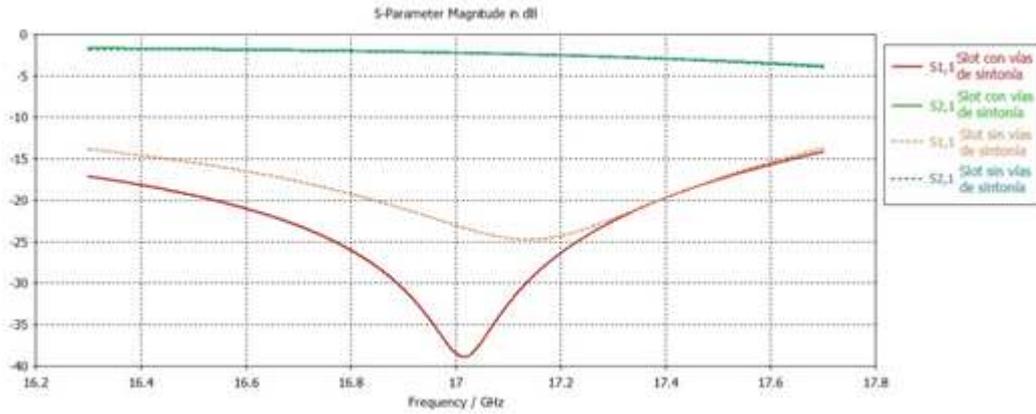


Figura 3-67: Comparación de parámetros S, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura de longitud 5.48 mm con y sin vias de sintonía

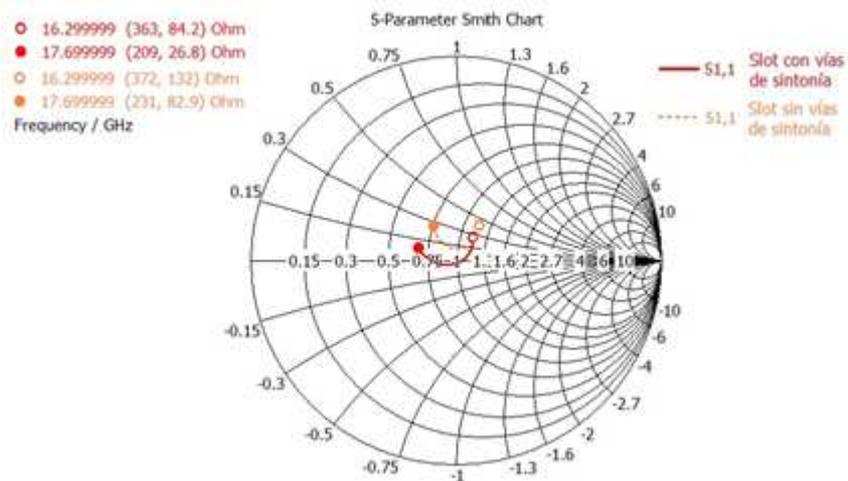


Figura 3-68: Comparación de parámetros de reflexión (S_{11}) en carta de Smith, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura de longitud 5.48 mm con y sin vias de sintonía

En cuanto al valor de relación axial de esta ranura, parece que también se siente afectada por la introducción de las vias pero, esta vez parece que en menor medida que en el caso de una ranura con un gran coeficiente de acoplo.

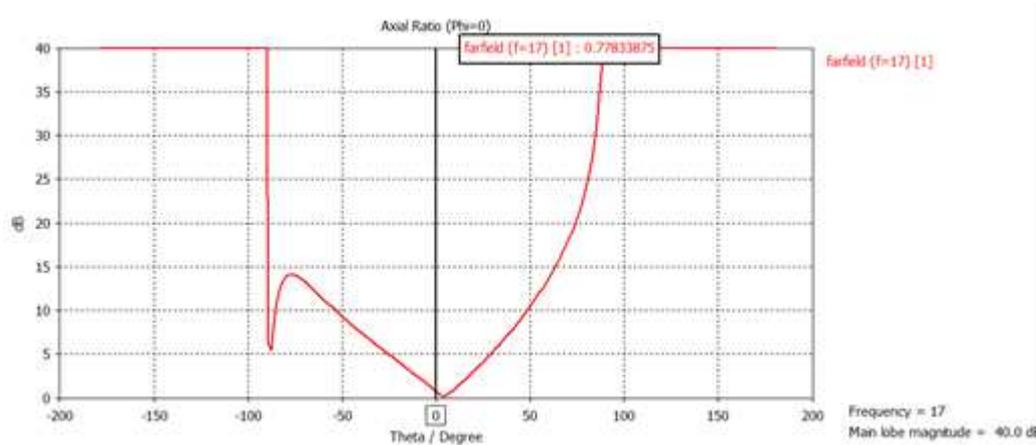


Figura 3-69: Simulación con CST de la relación axial (AR) a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, para una ranura con vias de sintonía de longitud 5.48 mm

Elemento radiante ($l_s=5.48$ mm)	AR (dB)
Sin vías de sintonía	≈ 0.55
Con vías de sintonía	≈ 0.78

Tabla 3-9: Comparación de AR a 17 GHz en la dirección de broadside para una ranura de longitud 5.77 mm con y sin vías de sintonía

Slot con vías de sintonía con un coeficiente de acoplo bajo ($l_s=5$ mm)

Por último vamos a examinar el caso de una ranura que radie poca potencia. Se puede ver que la diferencia entre los dos puertos de esta ya no es muy significativa como en los casos anteriores.

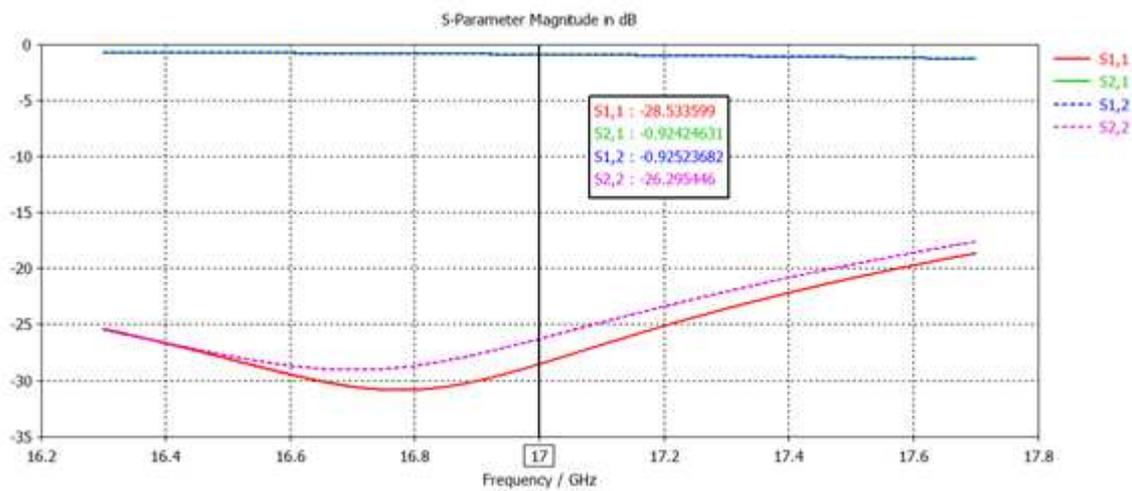


Figura 3-70: Parámetros S, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5 mm

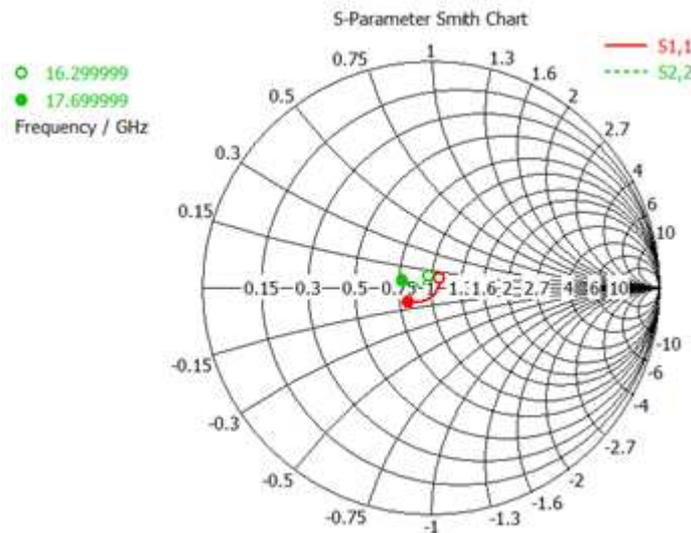


Figura 3-71: Parámetros S en carta de Smith, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5 mm

Es más, si se observa la reflexión del puerto 1 de esta ranura con y sin elementos de sintonización se puede apreciar que, para este caso, la introducción de las vías

propuestas comienza a ser contraproducente. La onda reflejada al puerto 1 comienza a desadaptarse y es mayor para el caso propuesto.

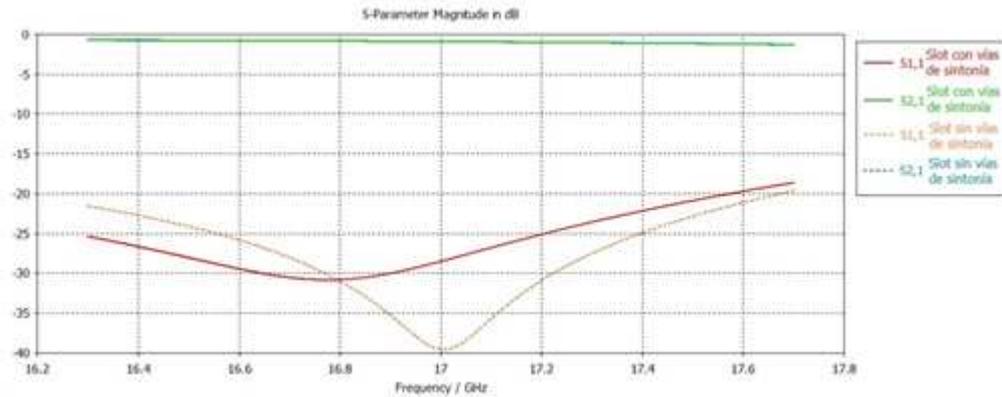


Figura 3-72: Comparación de parámetros S, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura de longitud 5 mm con y sin vías de sintonía

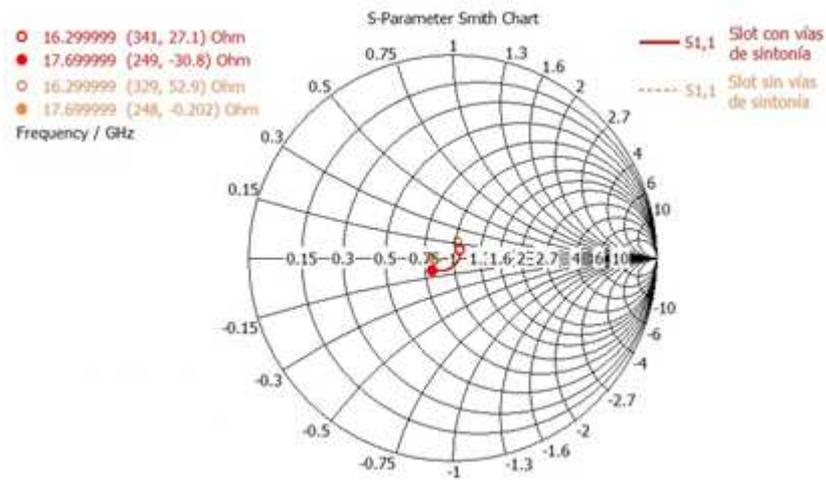


Figura 3-73: Comparación de parámetros de reflexión (S_{11}) en carta de Smith, obtenidos mediante simulación con CST, para una ranura de longitud 5.77 mm con y sin vías de sintonía

Sin embargo, los valores de AR, para este caso no parecen verse afectados por la introducción de las vías de sintonización como en los ejemplos ya examinados.

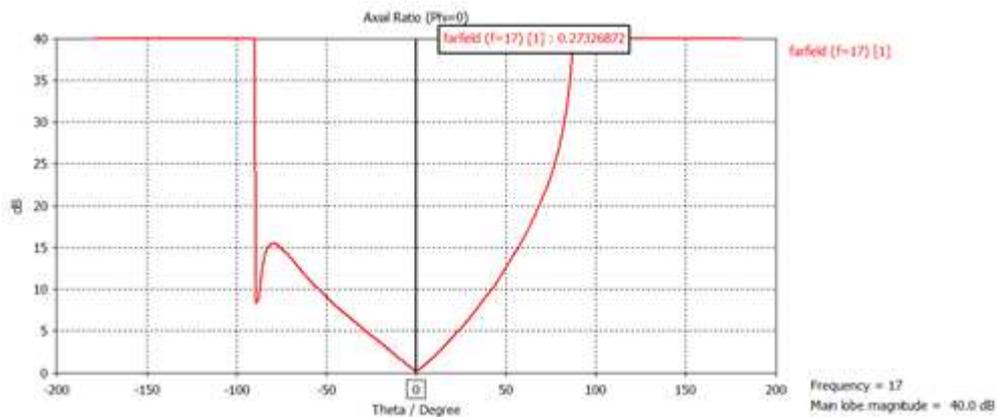


Figura 3-74: Simulación con CST de la relación axial (AR) a 17 GHZ, con corte en el plano $\phi=0$, para una ranura con vías de sintonía de longitud 5 mm

Elemento radiante ($l_s=5.48$ mm)	AR (dB)
Sin vías de sintonía	≈ 0.25
Con vías de sintonía	≈ 0.27

Tabla 3-10: Comparación de AR a 17 GHz en la dirección de broadside para una ranura de longitud 5 mm con y sin vías de sintonía

Como conclusión a este estudio podemos decir que la introducción de vías metálicas sobre la guía de onda para intentar conseguir una sintonización de la onda para la mejora de reflexión ha sido una idea muy satisfactoria. La introducción de las vías aporta al elemento radiante un carácter más capacitivo. Por tanto, las ranuras de mayor longitud, que tienen un carácter inductivo, mejoran mucho su adaptación y eso se traduce en una mejora considerable del parámetro de reflexión (S_{11}). Sin embargo, en las ranuras de menor tamaño, al estar más adaptadas, la introducción del carácter capacitivo de las vías de sintonía hace que estas se desadapten.

Por todo ello se ha considerado realizar el diseño de un array lineal en el que, únicamente sobre las ranuras que acoplan niveles de potencia altos y medios, se introduzcan las vías de sintonía diseñadas para intentar mejorar la reflexión total del array.

Para realizar un estudio más a fondo de este tipo de elementos radiantes se han confeccionado unas gráficas de diseño, solamente, para aquellos que tienen longitudes que consiguen acoplar un nivel alto o medio de señal al medio.

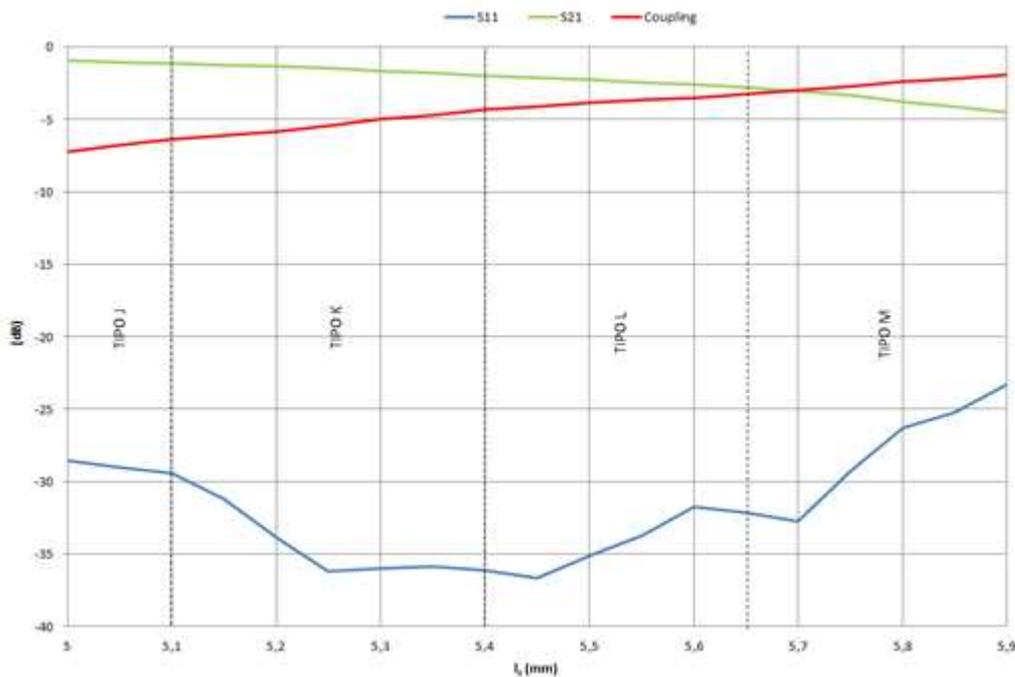


Figura 3-75: Parámetros S_{11} , S_{21} y señal de acoplamiento en dB para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz para el array con vías de sintonía ($d_s=2.17$)

Los tipos de ranuras que aparecen en estas gráficas son los mismos que los que se especifican en la Tabla 3-4 de la página 49 y, por tanto, las ranuras están diseñadas con los mismos valores de inclinación (θ) y posición vertical (y_s).

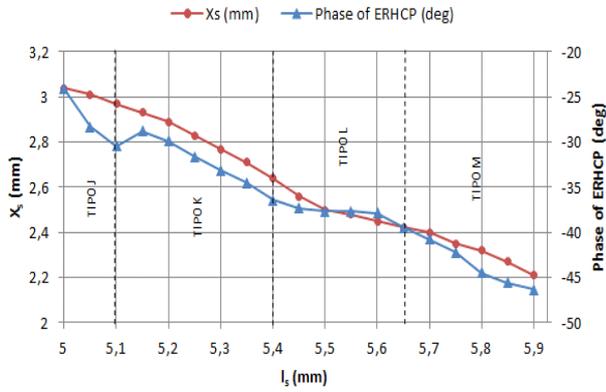


Figura 3-76: Valores de x_s (mm) y fase del ERHCP ($^{\circ}$) para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz para el array con vías de sintonía ($d_k=2.17$)

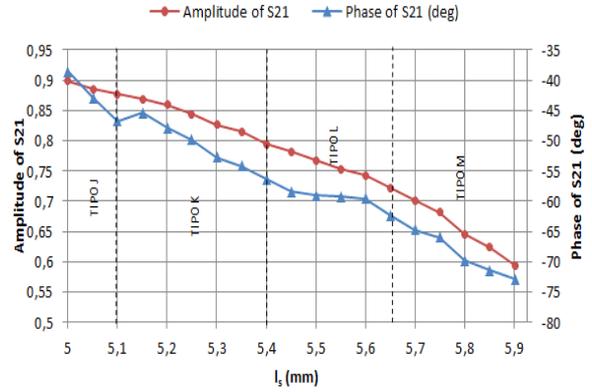


Figura 3-77: Valores de amplitud y fase ($^{\circ}$) del parámetro S_{21} para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz para el array con vías de sintonía ($d_k=2.17$)

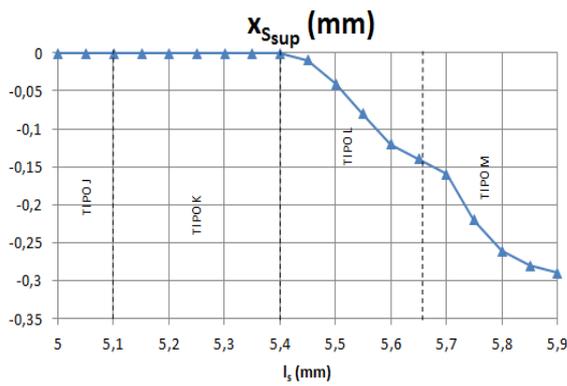


Figura 3-78: Valores de x_{sup} (mm) para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz para el array con vías de sintonía ($d_k=2.17$)

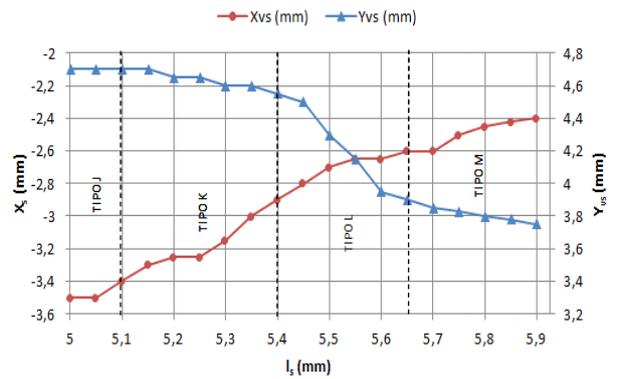


Figura 3-79: Valores de x_{vs} (mm) y y_{vs} (mm) para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz para el array con vías de sintonía ($d_k=2.17$)

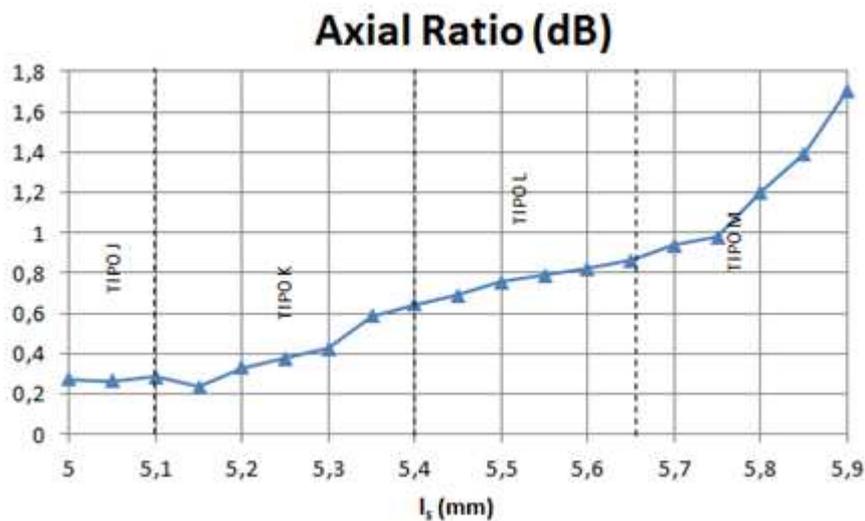


Figura 3-80: Valores de relación axial (dB) óptimos para diferentes longitudes de ranura a 17 GHz para el array con vías de sintonía ($d_k=2.17$)

3.5.1 Comparativa con el diseño del elemento unitario sin vías de sintonía ($d_k=2.17$)

En este apartado se van a comparar las gráficas de diseño de los elementos que trabajan sobre el sustrato de $d_k = 2.17$. Así, se podrá observar cómo han cambiado los parámetros que conforman las gráficas tras la introducción de las vías de sintonización.



Figura 3-81: Comparativa de coeficientes de reflexión (S_{11}) entre los elementos radiantes con y sin vías de sintonía para $d_k=2.17$ a 17 GHz

Mirando la Figura 3-81 podemos apreciar que la mejora del parámetro de reflexión para los elementos que acoplan mayor cantidad de potencia es muy grande. En el último elemento analizado, de 5.9 mm de longitud, se produce una mejora de 10 dB para 17 GHz.

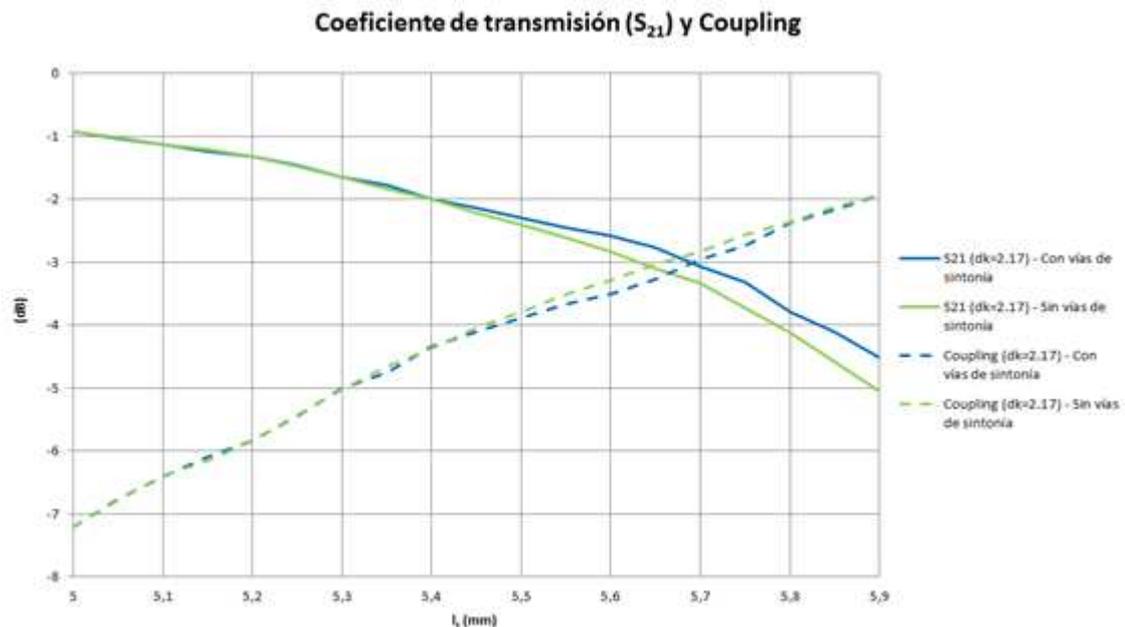


Figura 3-82: Comparativa de coeficientes de transmisión (S_{21}) y coeficientes de acoplo entre los elementos radiantes con y sin vías de sintonía para $d_k=2.17$ a 17 GHz

En cuanto al tema de los coeficientes de acoplo, aunque el parámetro S_{21} para los elementos con vías de sintonización es mayor que para los elementos sin vías, la mejora de reflexión permite que las dos curvas de acoplamiento de señal sean muy similares. Incluso, el punto de corte entre las gráficas de S_{21} y Coupling, para ambos casos, se produce en una ranura muy cercana en longitud ($l_s = [5.65 - 5.7]$ mm).

Por último, el punto negativo lo encontramos en el nivel de AR, que aumenta para las ranuras de mayor longitud en el caso de que utilicen vías de sintonía.

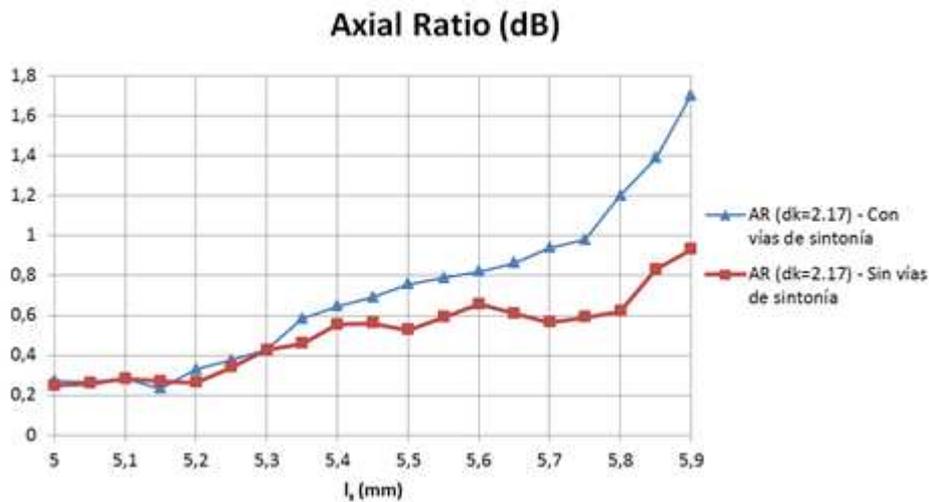


Figura 3-83: Comparativa de axial ratio entre los elementos radiantes con y sin vías de sintonía para $d_k=2.17$ a 17 GHz

3.6 Diseño del array lineal utilizando vías de sintonía

Como se dijo en el apartado anterior, los elementos en los que se han introducido vías de sintonización sobre la SIW están diseñados sobre el sustrato de 2.17. Por tanto, el array lineal estará planteado sobre dicho sustrato.

Además, se partirá del diseño del apartado 3.4.5.2 “Array lineal con compensación de acoplos ($dk=2.17$)” ya que, como se ha podido observar en los ejemplos analizados (Figura 3-72, Figura 3-67 y Figura 3-62) los valores de los parámetros de transmisión (S_{21}) de dichos elementos no varían significativamente del caso con vías de sintonía al caso normal. Por ello, se puede pensar que la potencia acoplada por el array pueda ser similar, aun añadiendo los elementos de sintonización, y que, por tanto, las ranuras que conforman el array ya tienen sus acoplos debidamente compensados.

En el Anexo B.5 podemos encontrar la tabla de los elementos que integran el array diseñado. Como hemos dicho, los elementos son los mismos que forman el array

del Anexo B.4, pero, en este caso, a partir del octavo elemento, inclusive, se introducen un par de vías de sintonización (diseñadas en el apartado anterior) para conseguir la mejora de reflexión buscada sobre la antenna total. El único cambio introducido es una pequeña modificación del parámetro x_{Sup} para que cada elemento mantenga el nivel de adaptación más óptimo.

A continuación, se presentan las gráficas de simulación con CST Microwave Studio del array lineal diseñado sobre SIW con puertos en guía de onda convencional.

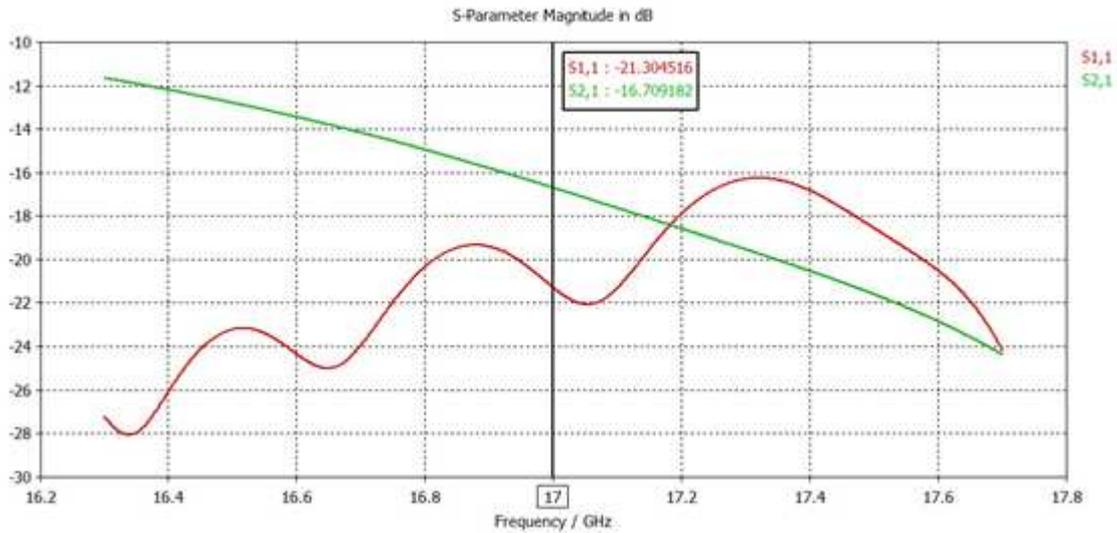


Figura 3-84: Simulación obtenida con CST de los parámetros S(dB) del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ utilizando elementos con vías de sintonía

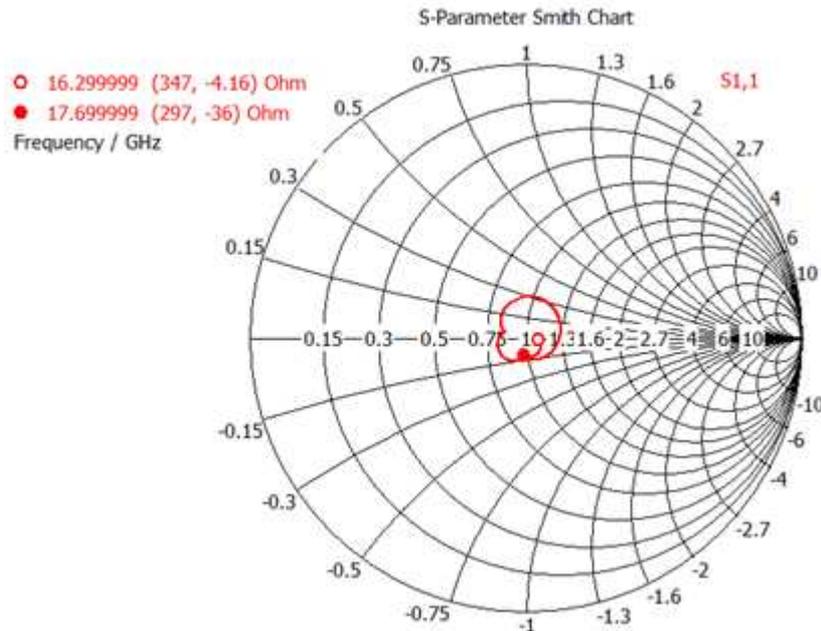


Figura 3-85: Simulación obtenida con CST del parámetro de reflexión S_{11} , en carta de Smith, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ utilizando elementos con vías de sintonía

El parámetro de reflexión ha mejorado considerablemente con la introducción de las vías metálicas sobre la SIW. En casi toda la banda se encuentra en torno a los 20 dBs, excepto en la zona de altas frecuencias donde nos encontramos un pico que sube hasta los 16 dB. También se puede observar como el S_{11} en carta de Smith se encuentra mucho más cerrado en torno al centro de la misma (se comprobará más claramente en la comparativa establecida en el siguiente punto de la memoria).

En cuanto al valor de AR, podemos observar que nos encontramos ante un valor bastante óptimo. Aunque el análisis de los tres ejemplos de ranuras nos mostraba un aumento del AR para las ranuras que más potencia acoplaban al introducir las vías de sintonización la buena caracterización del array y una ligera reducción del plano reflector (que ahora es de $w_{top}=16$ mm) han conseguido mantener un valor de AR bastante aceptable.

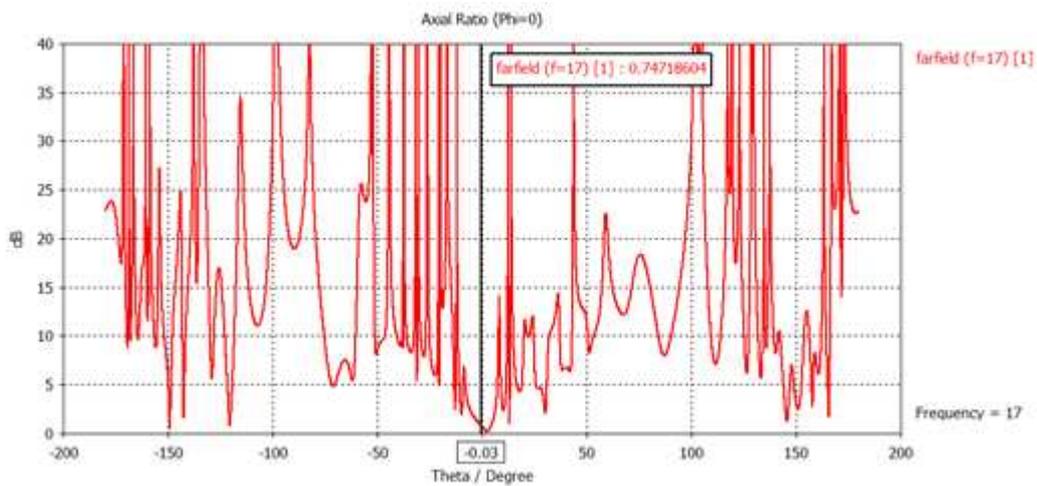


Figura 3-86: Simulación obtenida con CST del nivel de AR a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ utilizando elementos con vías de sintonía. Representación de ganancia.

Por último, se debe examinar el diagrama de radiación de la antena.

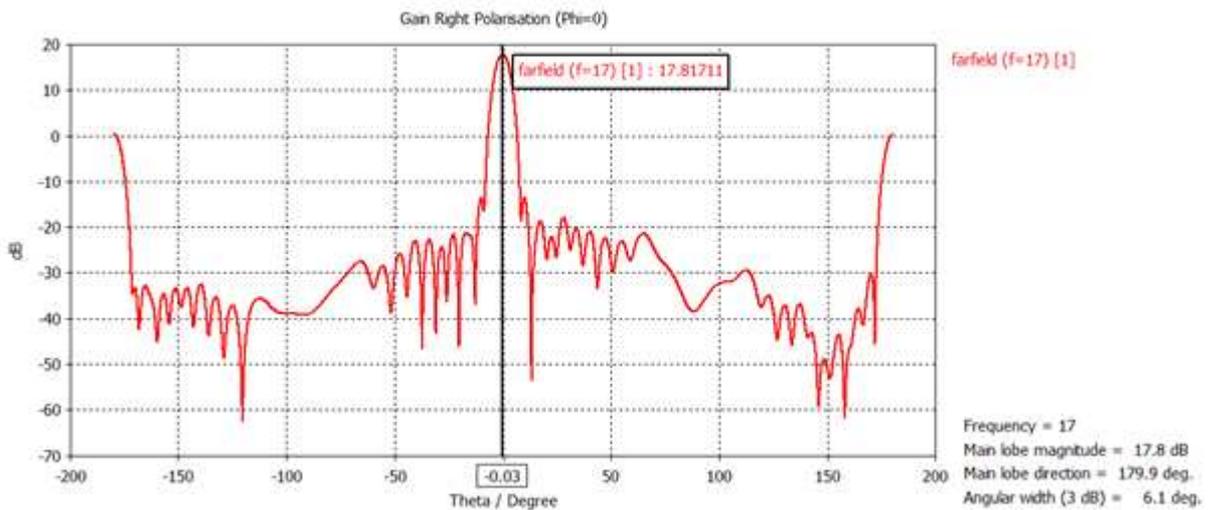


Figura 3-87: Simulación obtenida con CST del diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ utilizando elementos con vías de sintonía. Representación de ganancia.

Se puede apreciar como el diagrama tiene un correcto apuntamiento, consta de muchos nulos bien definidos y de unos lóbulos secundarios bastante bajos.

Como único dato desfavorable se advierte una pequeña disminución del valor máximo de ganancia de la antenna, que es 17.81 dB, que se sitúa entre el valor de ganancia obtenido para la antenna diseñada sobre el sustrato de $\epsilon_r=2.5$ (≈ 17.1 dB) y el de $\epsilon_r=2.17$ (≈ 18.4 dB).

A priori, no se piensa que el motivo de esta disminución de ganancia sea la introducción de las vías sobre los elementos radiantes, ya que se ha comprobado que los diagramas de radiación de estos no se han modificado significativamente. Más bien, la reducción de ganancia puede venir por el hecho de la reducción del ancho del plano reflector (w_{top}).

Se sabe que una antenna tendrá más directividad, y por lo tanto más ganancia, cuando su anchura de haz se estreche concentrando más la energía. Sin embargo, cuando hablamos de ancho de haz nos referimos al que se define en las 3 dimensiones del espacio. Por ello, aunque el lóbulo principal del array mantenga su anchura de haz a -3 dB en el plano $\phi = 0^\circ$ puede que dicho parámetro haya cambiado en otro plano de corte.

De esta manera, se ha mirado el diagrama de radiación en el plano $\phi = 90^\circ$ del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con vías de sintonía con dos planos reflectores diferentes: el que, en este caso, nos ofrece resultados óptimos ($w_{top} = 16$ mm) y el que nos los ofrecía sobre la misma antenna sin vías añadidas ($w_{top} = 17.5$ mm).

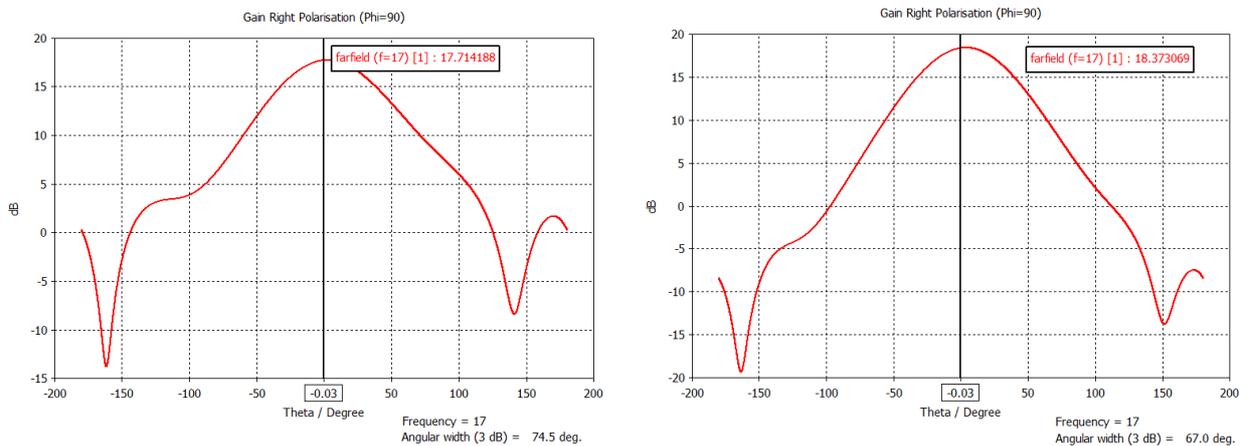


Figura 3-88: Diagrama de radiación a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=90^\circ$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ utilizando elementos con vías de sintonización con distintas anchuras de plano reflector, simulados con CST. $w_{top}=16$ mm (izq.) y $w_{top}=17.5$ mm (der.)

Estas dos gráficas nos muestran que, al disminuir el ancho del plano reflector a 16 mm hemos aumentado la anchura de haz a -3 dB en el plano de corte $\phi = 90^\circ$ de 67° a 74.5° . Además, como pérdida de potencia adicional podemos ver, en la Figura 3-87, que, al reducir el ancho del plano reflector, la radiación trasera aumenta 10 dB respecto

a las antenas caracterizadas anteriormente. Estos dos factores derivan la pérdida de ganancia que presenta la antena.

En este punto se podría decir que, si al disminuir valor de w_{top} perdemos ganancia, entonces sería mejor no hacerlo. Sin embargo, tal y como dijimos anteriormente, se ha comprobado que esta reducción provoca una mejora general en los demás parámetros del array. En especial, la mejora más destacable es la disminución del AR de 2.5 dB a 0.74 dB, aproximadamente, en la dirección de máximo apuntamiento.

Finalmente, presentamos una comparación entre el diagrama de radiación normalizado y el teórico obtenido con el software Ensemble. Tal y como se ha dicho, se puede apreciar que los lóbulos secundarios están incluso por debajo del modelo teórico. Cada lóbulo coincide en el ángulo θ donde se encuentran los lóbulos del diagrama teórico y el ancho de haz a -3 dB es sólo ligeramente mayor que el del modelo ($\approx 0.5^\circ$).

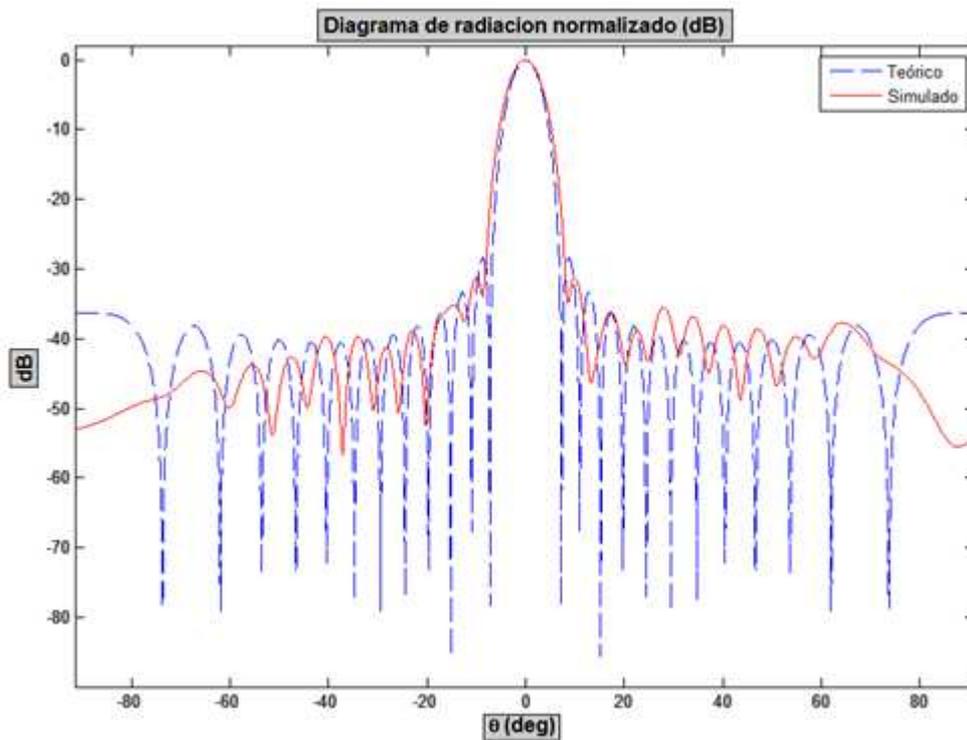


Figura 3-89: Diagrama de radiación normalizado a 17 GHz, con corte en el plano $\phi=0$, del array lineal de $\epsilon_r=2.17$ utilizando elementos con vías de sintonización, simulado con CST, frente al diagrama de radiación teórico obtenido con Ensemble 1D Array Synthesis

La forma del diagrama obtenido es tan aceptable que hemos considerado que este nuevo array no necesita un estudio adicional de compensación de acoplos. El único efecto que se pudo observar a este respecto sobre las nuevas ranuras es que acoplaban algo menos de potencia, es decir, que su S_{21} era algo menor. Esto se traduce sobre el array completo en una pequeña reducción del parámetro S_{21} total y, por tanto, de la potencia desechada (“ t ”). El valor de S_{21} del array sin vías de sintonía es de -17.41 dB (Figura 3-49) mientras que, utilizando vías es de -16.71 dB (Figura 3-84). Sin embargo,

los resultados que se acaban de conseguir siguen siendo coherentes con las especificaciones de la antena ya que, el valor de transmisión del array (S_{21}) nos hace deducir que el porcentaje de potencia que se desperdicia es, aproximadamente, del 2%:

$$S_{21_{(dB)}}^{[17GHz]} \approx -16.71dB \rightarrow 10^{(-16.71/10)} = 0.0213 \Rightarrow t = 2.13\%$$

Se quiere subrayar que lo dicho en el párrafo anterior no significa que este tipo de array no necesite un estudio de acoplos entre ranuras, sino que no se va a realizar un nuevo estudio porque los datos obtenidos nos dicen que no parece estrictamente necesario hacerlo, ya que este diseño partió de un array que ya había tenido en cuenta la compensación de acoplos entre elementos.

Para poder determinar con precisión los efectos de mejoría (sobre todo en reflexión) que ha introducido este nuevo diseño vamos a presentar una serie de gráficas comparativas que ilustrarán dicha mejoría y ayudarán a la hora de decidir qué diseño presenta mejores características.

3.7 Comparativa entre los arrays lineales diseñados ($d_k=2.5$, 2.17 con acoplos compensados y 2.17 con vías de sintonía)

Como se determinó en el análisis de la Figura 3-58, las antenas que se diseñaron teniendo en cuenta la compensación de acoplos entre ranuras presentaban mejores características de diagrama de radiación que las otras, y similares características en los demás parámetros de análisis. Por ello, la comparación del nuevo diseño propuesto se realizará con dichos diseños.

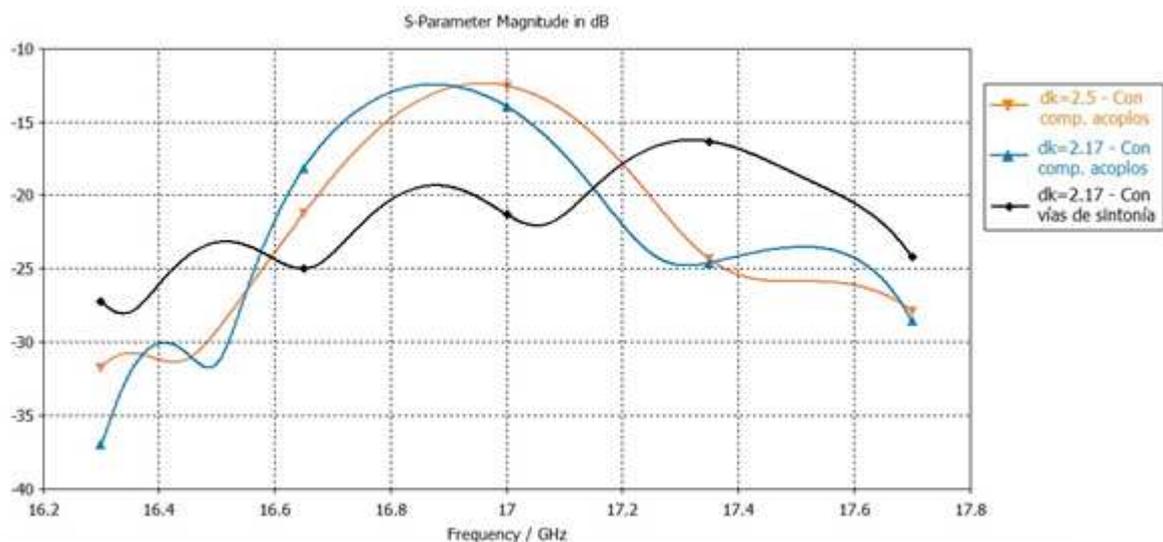


Figura 3-90: Comparativa del parámetro de reflexión S_{11} (dB) de los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 con acoplos compensados (ambos) y 2.17 con vías de sintonía, simulados con CST

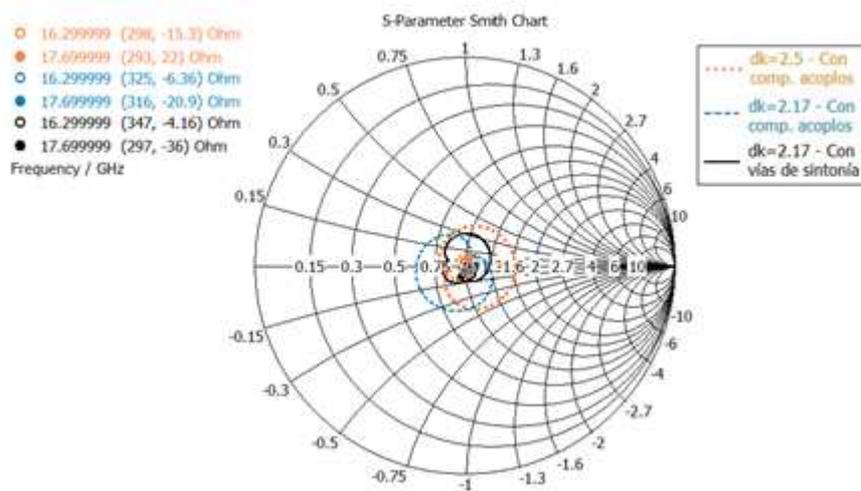


Figura 3-91: Comparativa del parámetro de reflexión S_{11} , en carta de Smith, de los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 con acoplos compensados (ambos) y 2.17 con vías de sintonía, simulados con CST

Tal y como se intuía, el parámetro de reflexión S_{11} ha sufrido una mejoría considerable en la mayor parte de la banda de trabajo, sobre todo en la zona central de esta. Este hecho también se puede comprobar en carta de Smith donde la curva de reflexión es mucho más corta y se encuentra mucho más cerrada en torno al punto medio de adaptación máxima que las otras.

Este efecto de mejoría no es tan acusado en los niveles de relación axial. Todos los valores son ciertamente similares en la dirección de broadside (excepto en la antena de $d_k=2.17$ sin vías de sintonía). Aun así, los resultados también son satisfactorios puesto que nuestro objetivo, introduciendo vías de sintonización en la estructura, era mejorar el S_{11} sin afectar negativamente a los demás parámetros.

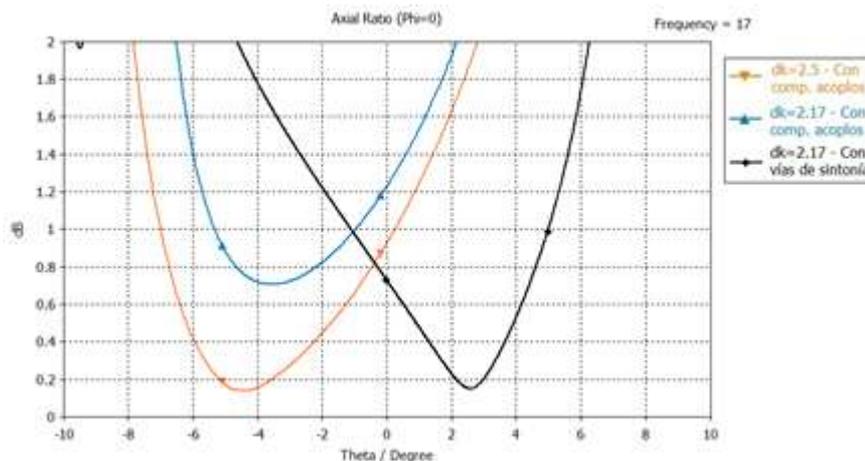


Figura 3-92: Comparativa del nivel de AR (dB) de los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 con acoplos compensados (ambos) y 2.17 con vías de sintonía, simulados con CST (AMPLIADO)

Incluso, se puede apreciar que el valor de axial ratio (AR) obtenido en el nuevo array lineal propuesto es el mejor de los tres analizados para el ángulo $\theta = 0^\circ$:

Array lineal	AR (dB)
$\epsilon_r = 2.5$ – Con acoplos compensados	≈ 0.93
$\epsilon_r = 2.17$ – Con acoplos compensados	≈ 1.23
$\epsilon_r = 2.17$ – Con vías de sintonía	≈ 0.74

Tabla 3-11: Comparativa del valor de AR (dB) de los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 con acoplos compensados (ambos) y 2.17 con vías de sintonía en la dirección de broadside ($\theta=0^\circ$)

Por último, vamos a contrastar los diagramas de radiación normalizados de cada array con el diagrama de radiación teórico que nos proporciona Ensemble:

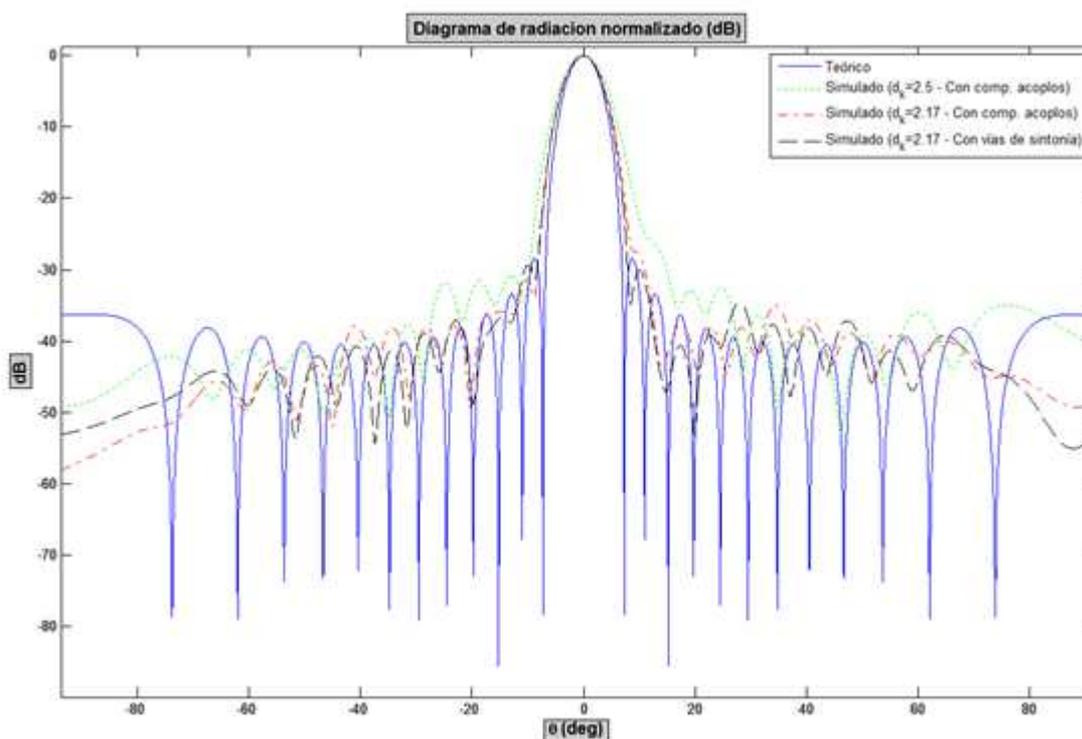


Figura 3-93: Comparativa del diagrama de radiación normalizado a 17 GHz, con corte en el plano $\varphi=0$, simulado con CST, entre los arrays lineales de $\epsilon_r=2.5$ y 2.17 con acoplos compensados (ambos) y 2.17 con vías de sintonía frente al diagrama de radiación teórico obtenido con Ensemble 1D Array Synthesis

En esta figura podemos apreciar que los diagramas de radiación más fieles al modelo teórico son los de los arrays diseñados con sustrato de $d_k=2.17$, principalmente, en términos de SLL y de anchura de haz a -3 dB. Se podría matizar que el array con vías de sintonía ofrece un diagrama más simétrico y un nivel de lóbulos secundarios menor.

Por tanto, la idea de introducir vías metalizadas en el sustrato de la guía de onda ha sido realmente productiva ya que, además de conseguir el objetivo buscado y mejorar la reflexión del array completo, hemos conseguido obtener un diagrama de radiación muy similar al teórico y hemos mantenido buenos niveles de polarización circular para la antena.

Hasta aquí llega el estudio y diseño de los arrays lineales que conforman este PFC. En el siguiente apartado de la memoria se estudiarán y analizarán una serie de transiciones de alimentación y, más tarde, se integrarán con los arrays diseñados para poder formar y construir una antena física y realizable.

4 Diseño de transiciones de alimentación

A lo largo de este apartado se van a plantear una serie de transiciones para alimentar las SIW ranuradas que conforman este PFC. Además, también se harán pruebas de fabricación para comprobar si las transiciones son realizables, con cierta estabilidad, con los medios de los que disponemos en el Taller de Circuitos Impresos de la EPS de la Universidad Autónoma de Madrid.

Estas transiciones deberán conseguir una buena adaptación para conseguir pasar de la SIW de nuestro array lineal a un conector coaxial SMA estándar. Esto es así porque los prototipos construidos deberán ser medidos por el analizador de redes E5071C (Anexo C) propiedad de la EPS que utiliza un par de cables coaxiales como medio de unión entre el aparato y el elemento a medir.

4.1 Transiciones con conector SMA horizontal

En primer lugar se va a testear el funcionamiento de una transición en la que el conector coaxial se conectará colocando el alma (conductor interior) sobre una pista mstrip, que será la encargada de alimentar la SIW. Para ello, es necesario realizar diversas pruebas y simulaciones.

4.1.1 Transición mstrip - SIW

Antes que nada se debe caracterizar la anchura de la pista mstrip y el tamaño y la forma que debe tener el taper de unión con la guía de onda para conseguir una transición bien adaptada que pueda ofrecernos buenos valores de reflexión y ancho de banda.

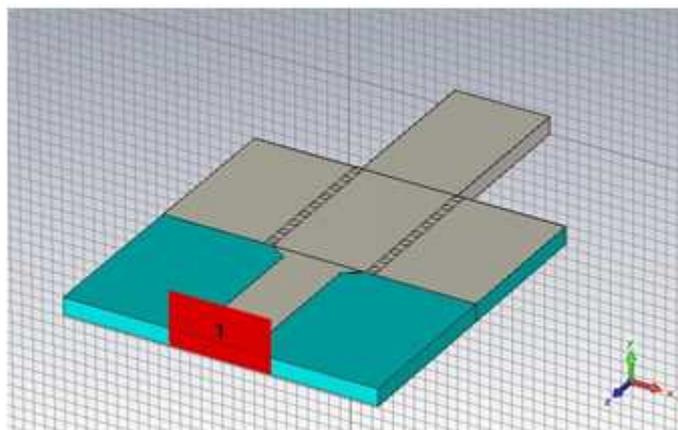


Figura 4-1: Esquema de la transición mstrip a SIW

Este tipo de transiciones, en el que tanto la mstrip como la SIW se encuentran sobre el mismo sustrato, se diseñan de manera similar al planteamiento seguido en [9].

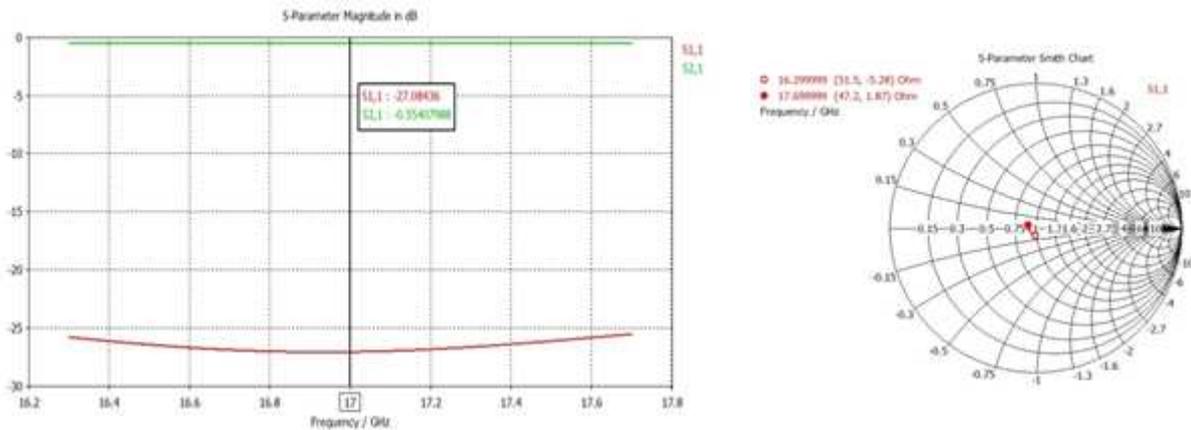


Figura 4-2: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición mstrip a SIW simulados con CST

Se puede observar que se ha diseñado una transición de mstrip a SIW bastante óptima, ya que el parámetro de reflexión está suficientemente bien adaptado y las pérdidas introducidas por las estructura son tolerables.

Ante estas simulaciones, vamos a intentar que sean cotejadas con una transición real fabricada por nosotros mismos. Para ello, el sistema debe tener una entrada y una salida, por lo que el diseño anterior se duplicará y se utilizará de segundo puerto, tal y como muestra la Figura 4-3.

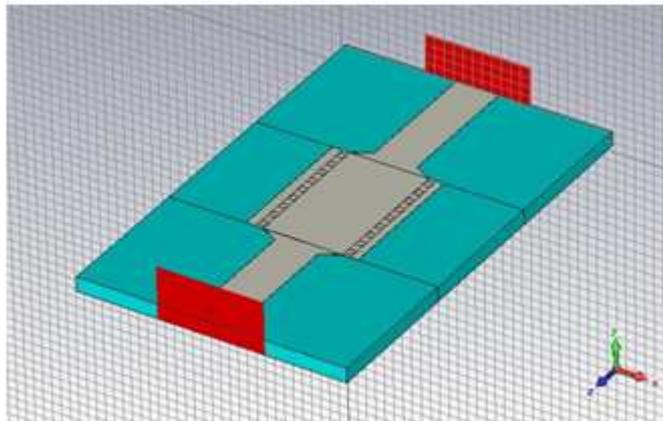


Figura 4-3: Esquema de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida

Los resultados de adaptación obtenidos para esta transición, que deberán ser comparados con la transición que fabriquemos, son:

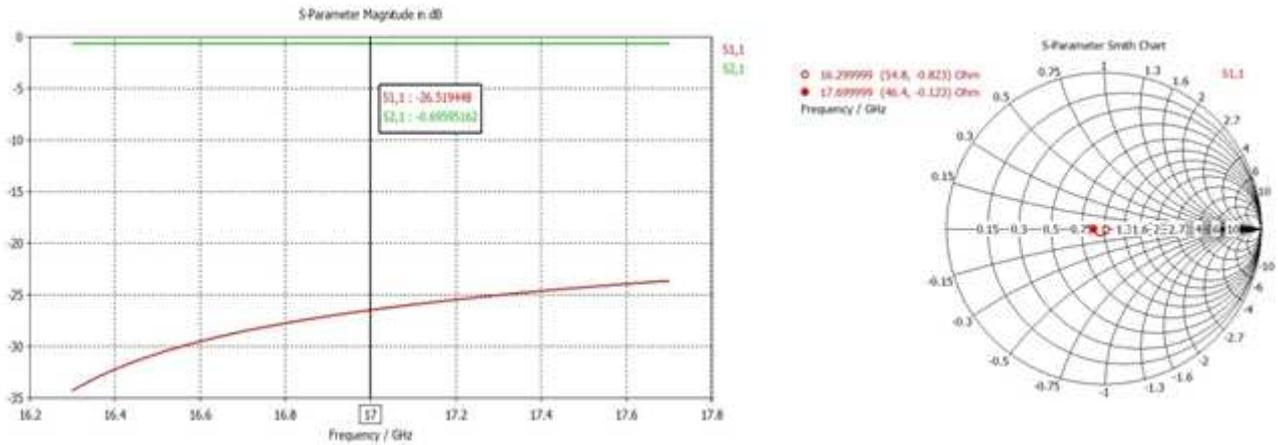


Figura 4-4: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida simulados con CST

Fabricación

En la Figura 4-5 se muestra una fotografía de la transición fabricada. Las vías que conforman las paredes laterales de la SIW se sueldan con estaño para establecer una buena continuidad entre ellas y las líneas mstrip son alimentadas horizontalmente por conectores coaxiales de tipo [22]. El alma del conector se une a la pista de la mstrip con una “gota” de estaño mientras que el conductor exterior se suelda al plano de masa de la placa con estaño en abundancia, tal y como se esquematizó en la Figura 2-33 de la página 23 de esta memoria. Los planos con las medidas y detalles de este circuito se encuentran en el Anexo D.1.

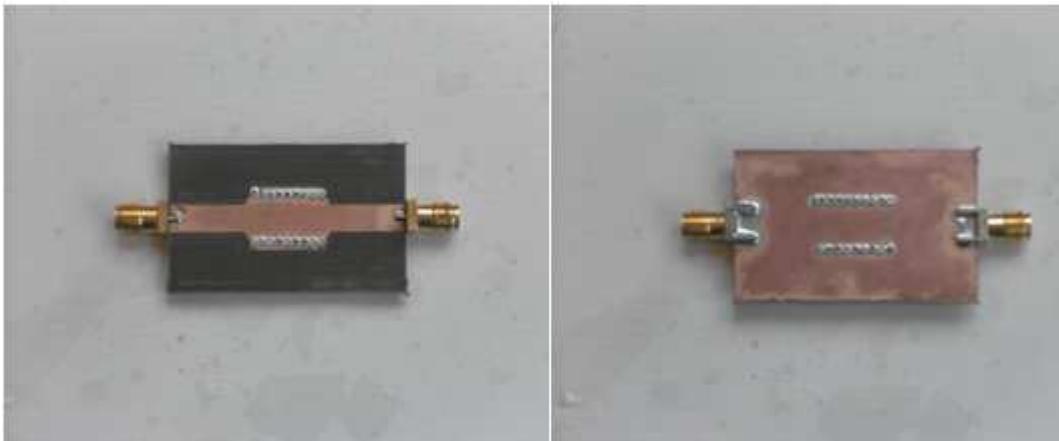


Figura 4-5: Imagen de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida construida en el taller de circuitos de la EPS. Top (izquierda) y bottom (derecha)

Una vez fabricado, estos son los resultados obtenidos midiendo con el analizador de redes E5071C.

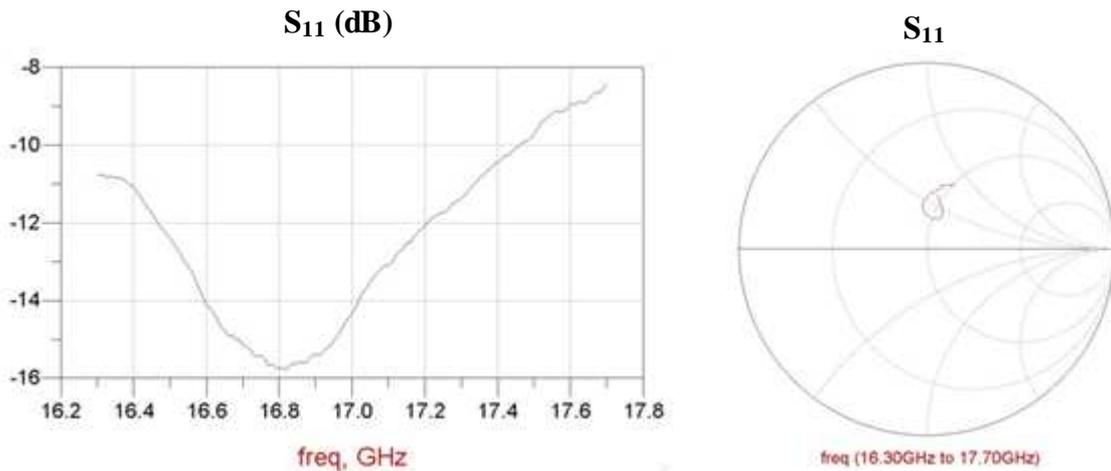


Figura 4-6: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida, medido con el analizador de redes E5071C

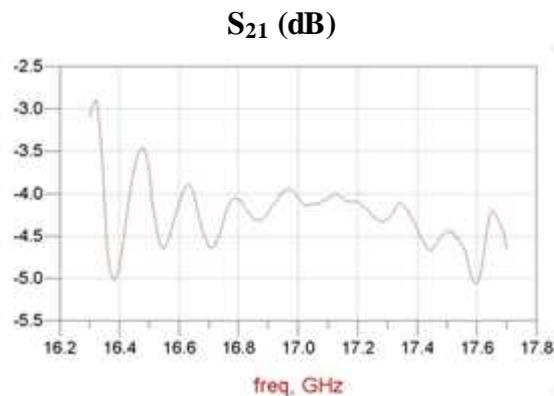


Figura 4-7: Coeficiente de transmisión (S_{21}), en dB, de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida, medido con el analizador de redes E5071C

Parece que las medidas conseguidas no tienen ningún parecido con las gráficas obtenidas por simulación (Figura 4-4). Se podría achacar este hecho a errores e imprecisiones en la fabricación pero, aparte de que ningún elemento del sistema parece tan sensible, unos cambios tan significativos y, sobre todo, unas pérdidas tan altas deben tener otro tipo de explicación.

4.1.2 Transición SMA horizontal - mstrip - SIW

Ante los resultados obtenidos para el circuito medido vamos a establecer una simulación mucho más fiel a la realidad que las anteriores. En ella, vamos a dibujar en CST los conectores coaxiales que se soldaron a las pista mstrip como medio de conexión al equipo de medida para comprobar cuál es su influencia sobre el sistema.

Ante las altas pérdidas que presenta el circuito en su medición (Figura 4-7) la intuición nos dice que el conector, al trabajar a altas frecuencias y al estar al aire, esté radiando parte de la energía transmitida a la pista mstrip. Además, la propia pista, por

sus dimensiones, también puede acarrear pérdidas en el sistema si comienza a comportarse como una antena mstrip.

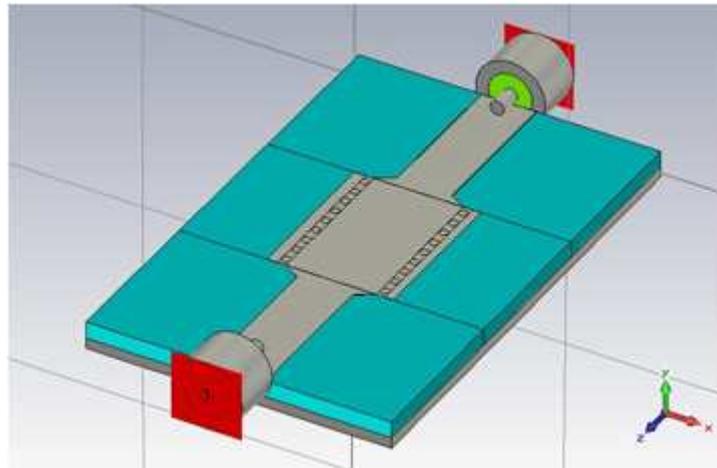


Figura 4-8: Esquema de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida con conectores coaxiales reales conectados a la pista mstrip horizontalmente

Sobre las gráficas de parámetros S podemos apreciar que los conectores introducen una desadaptación muy severa sobre el circuito simulado. Esto afecta mucho al valor de reflexión de la transición pero, sobre todo, a su valor de transmisión. Las pérdidas introducidas por los coaxiales de entrada y salida son del orden de unos 3 dB (si se compara la Figura 4-9 con la Figura 4-4).

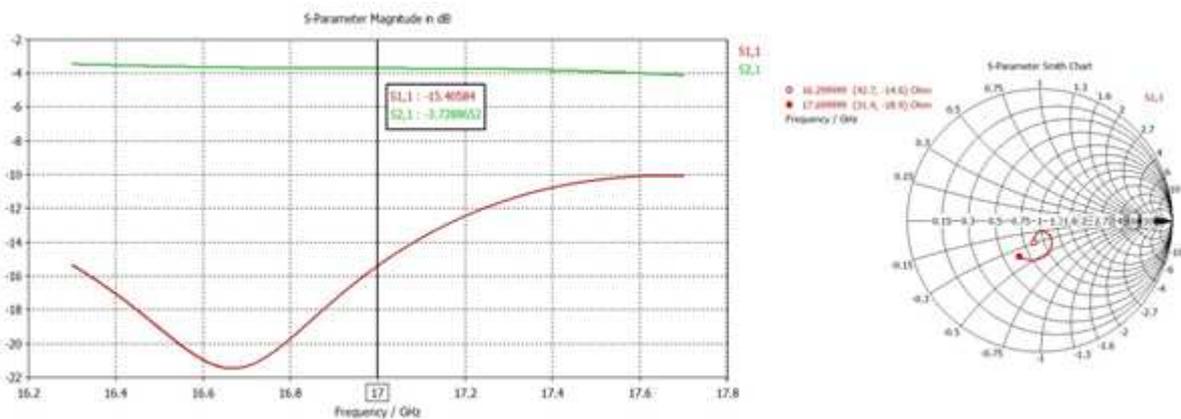


Figura 4-9: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición mstrip a SIW con conectores coaxiales en los puertos de entrada y salida simulados con CST

Si examinamos el sistema en campo lejano y observamos su diagrama de radiación nos damos cuenta de que nuestras primeras sospechas eran correctas.

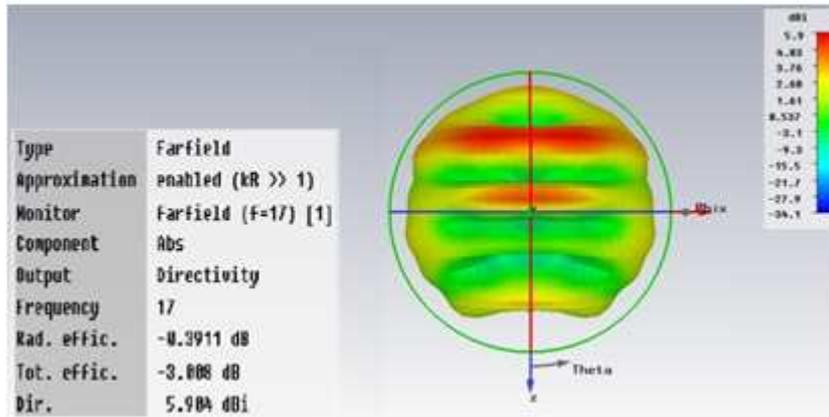


Figura 4-10: Diagrama de radiación en 3D a 17 GHz de la transición mstrip a SIW con conectores coaxiales en los puertos de entrada y salida simulada con CST. Vista de planta. Alimentación por el puerto 1.

Efectivamente, la transición del conector SMA a la pista mstrip, al carecer de aislamiento electromagnético, radia parte de la señal al exterior con una eficiencia de radiación bastante significativa, $\eta_{rad}[dB] = -0.3911$ dB. Esto genera unas pérdidas poco aceptables para la transición back-to-back (aproximadamente de 4 dB).

Se ha establecido, con la ayuda del análisis circuital que ofrece el software ADS, una buena adaptación para esta transición introduciendo stubs en las entradas de la transición. Es decir, el software ADS nos puede mostrar el circuito medido (Figura 4-5) como si tuviera stubs en un cierto punto de las pistas mstrip.

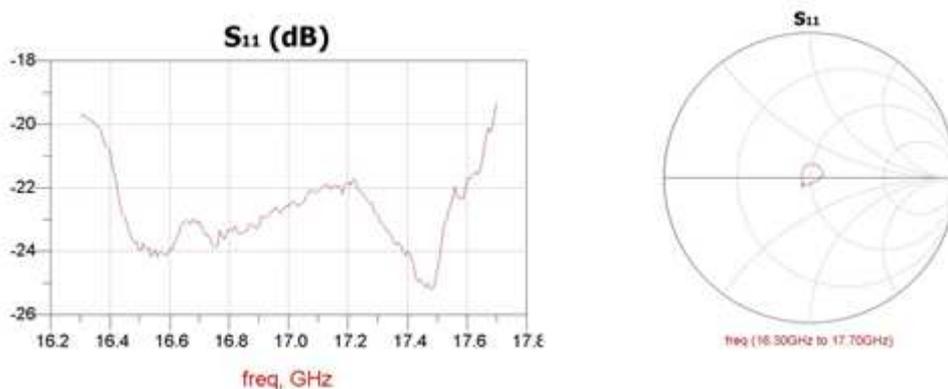


Figura 4-11: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida, medido con el analizador de redes E5071C y adaptado mediante análisis circuital con ADS

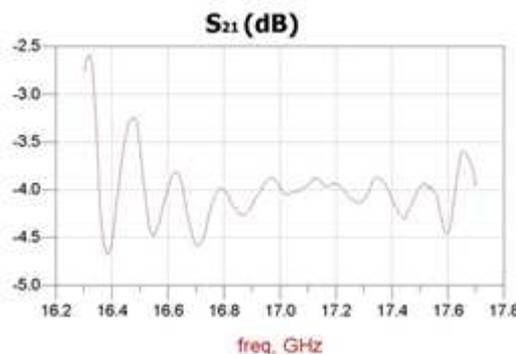


Figura 4-12: Coeficiente de transmisión (S_{21}), en dB, de la transición mstrip a SIW en los puertos de entrada y salida, medido con el analizador de redes E5071C y adaptado mediante análisis circuital con ADS

Si comparamos la Figura 4-12 con la Figura 4-7 se puede apreciar cómo, aun adaptando la reflexión de la transición, el coeficiente de transmisión se mantiene, aproximadamente, al mismo nivel que habíamos obtenido. Esto significa que las pérdidas que ofrece esta transición son, exclusivamente, a causa de la radiación del conector y no por una mala adaptación a la entrada del sistema.

Tal y como se intuyó, la colocación del conector sin ningún tipo de apantallamiento hace que el sistema tenga pérdidas considerables. Para ilustrar este hecho vamos a presentar un pequeño análisis en frecuencia sobre el conector coaxial utilizado.

4.1.3 Análisis del coaxial SMA

Para realizar este análisis vamos a simular un conector coaxial conectado a una pista mstrip horizontalmente. La longitud del alma conectada a la pista será de algo más de 2 mm.

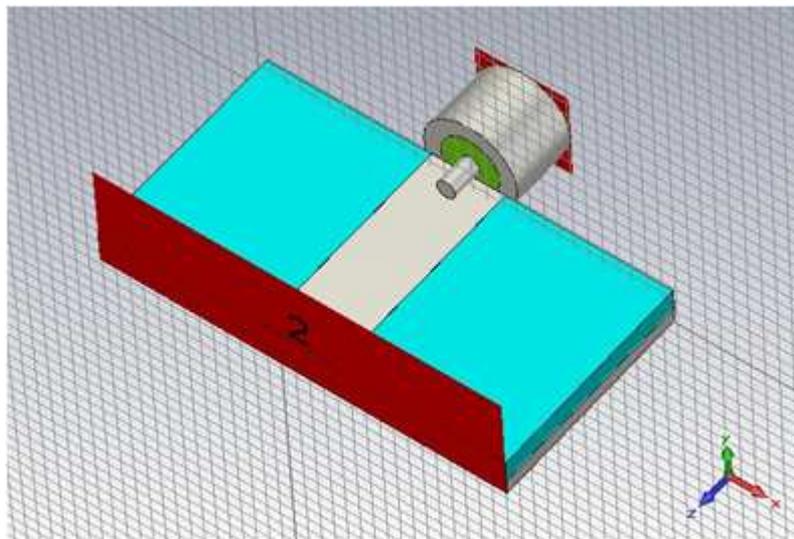


Figura 4-13: Esquema de un conector coaxial real conectado a pista mstrip horizontalmente

Las tres figuras siguientes muestran el diagrama de radiación en 3D de la simulación a diferentes frecuencias para apreciar el efecto de radiación indeseada provocado por el conector.

A una frecuencia de 3 GHz se puede ver que el conector apenas radia potencia. La eficiencia de radiación, de -7.6 dB, es muy débil como para notar pérdidas importantes en la señal.

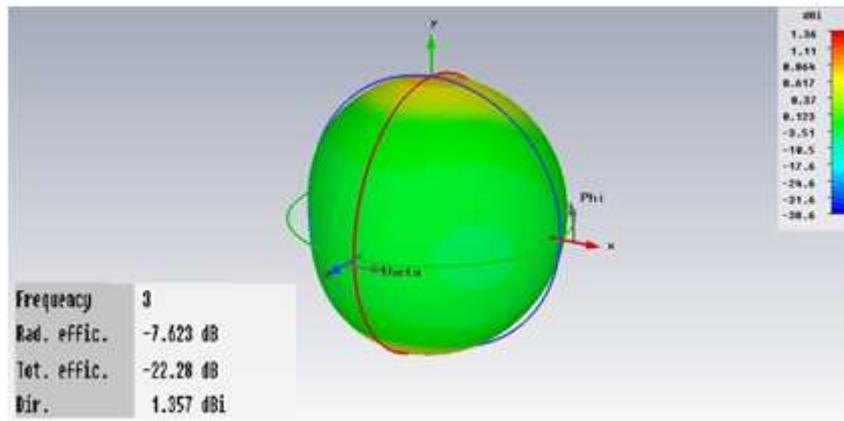


Figura 4-14: Diagrama de radiación en 3D a 3 GHz de un conector coaxial real conectado a pista mstrip horizontalmente simulado con CST

Sin embargo, a partir de los 10 GHz se puede apreciar que la transición comienza a radiar en la dirección “y” con eficiencias de radiación mucho más importantes (de -1 dB o más).

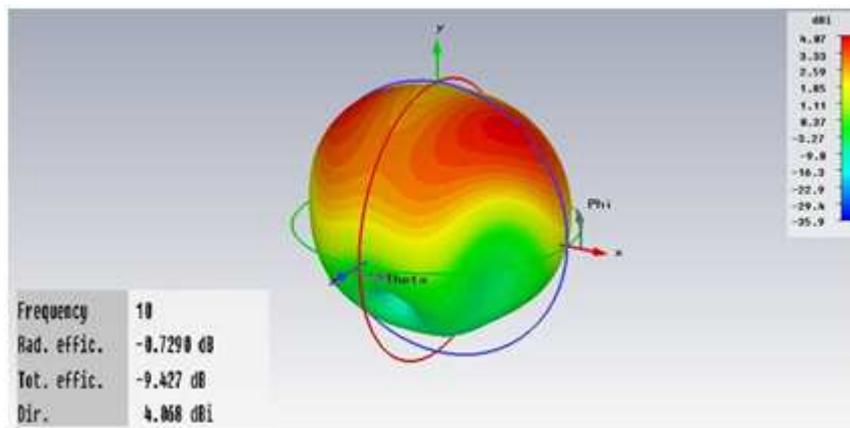


Figura 4-15: Diagrama de radiación en 3D a 10 GHz de un conector coaxial real conectado a pista mstrip horizontalmente simulado con CST

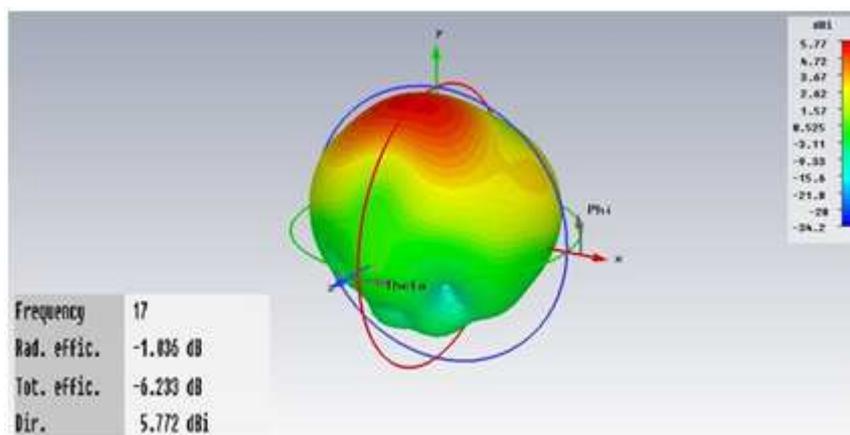


Figura 4-16: Diagrama de radiación en 3D a 17 GHz de un conector coaxial real conectado a pista mstrip horizontalmente simulado con CST

Este efecto se ve reflejado en la gráfica de parámetros S para todo el rango de frecuencias. Por debajo de los 6 o 7 GHz la adaptación del conector es perfecta y las pérdidas que agrega al sistema son casi nulas. Sin embargo, a medida que la frecuencia aumenta la reflexión va siendo de peor calidad y las pérdidas por radiación se acrecentan.

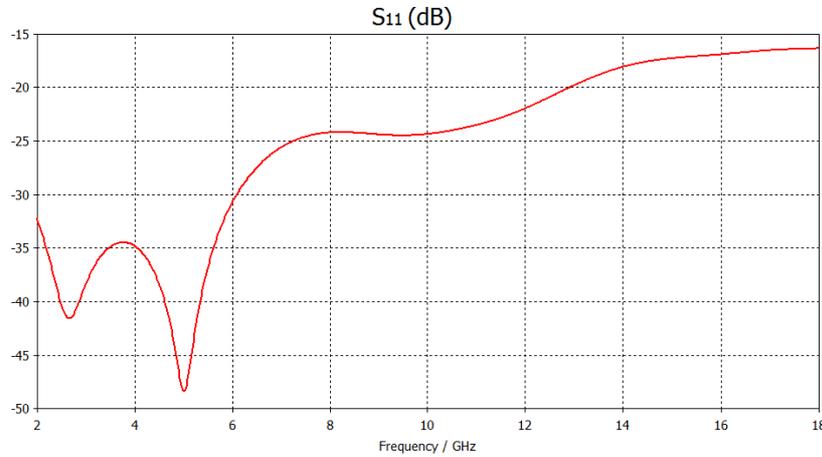


Figura 4-17: Parámetro S_{11} (dB) de la simulación en CST de un conector coaxial real conectado a pista mstrip horizontalmente. Análisis en frecuencia

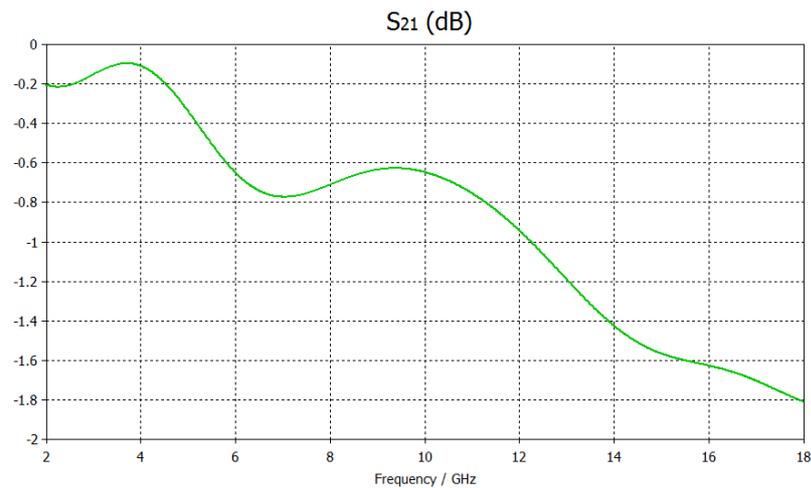


Figura 4-18: Parámetro S_{21} (dB) de la simulación en CST de un conector coaxial real conectado a pista mstrip horizontalmente. Análisis en frecuencia

Ante los resultados y simulaciones que se nos presentan es necesario tomar dos consideraciones muy importantes a la hora del diseño de las transiciones de alimentación:

- I. Incluir siempre el conector coaxial en la simulación para poder evaluar si el sistema sufre pérdidas por radiación del mismo.
- II. Los conectores de alimentación que vamos a utilizar no pueden diseñarse sin protección electromagnética y dejar que añadan pérdidas al sistema. Hay que buscar otras formas de ubicar los coaxiales o utilizar algún tipo de elemento que confine la señal.

4.1.4 Transición SMA horizontal - mstrip - SIW con protección

En la literatura se han encontrado diversas maneras, comprobadas empíricamente, de alimentar una antena mediante el uso de un conector coaxial colocado horizontalmente, ya sea sobre una mstrip o, directamente, sobre una SIW.

Un buen ejemplo es la transición de coaxial a SIW propuesta en [15]. En ella se diseña un taper en línea microstrip para pasar del conector a la guía de onda tal y como se ha diseñado en esta memoria. Sin embargo, el conector y el sustrato donde se sitúa la transición microstrip se recubre con una caja metálica que se conecta al plano de masa y se le realiza un vaciado debidamente optimizado previamente por simulación.

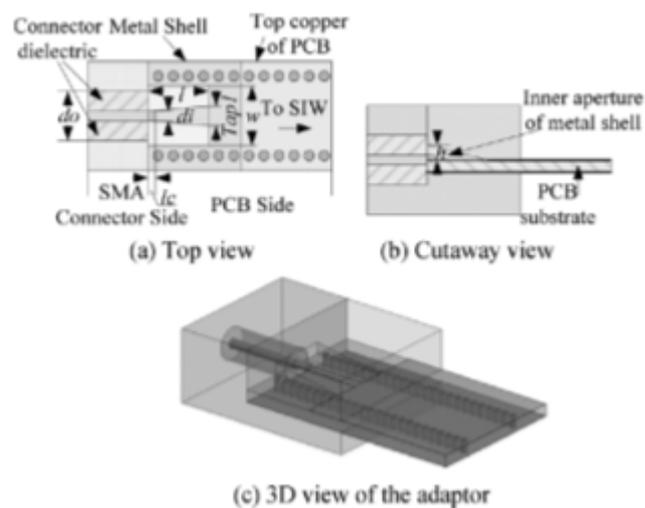


Figura 4-19: Transición de adaptación de SIW a coaxial propuesta en [15]

Otro ejemplo, mucho más sencillo de fabricar, es el uso de la transición que se propone en el artículo [16]. En él se lleva a cabo un análisis de las pérdidas por radiación que agrega el coaxial a un circuito idéntico al que utilizamos en el apartado anterior (Figura 4-13) para llevar a cabo nuestro estudio. Ante los resultados obtenidos se diseña un anillo metálico que se coloca sobre el alma del conector para confinar la señal en la línea microstrip y que ofrece unos márgenes de mejora muy altos.

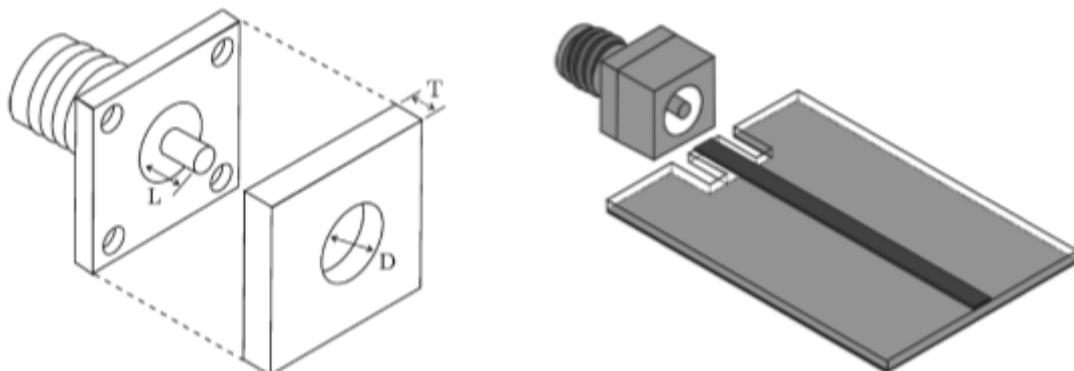


Figura 4-20: Transición de conector coaxial SMA a microstrip propuesta en [16]

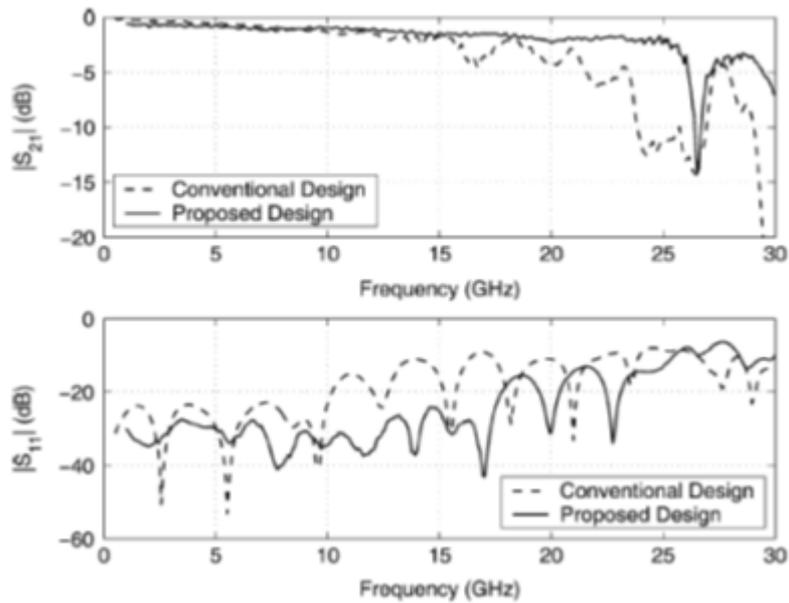


Figura 4-21: Comparación de los parámetros S medidos para conexiones back to back entre el diseño convencional y el diseño propuesto en [16]

No se especifica claramente pero, en este artículo nos podemos percatar de que el anillo que se estudia y se diseña para evitar la radiación del conector SMA sólo ofrece buenos resultados si tiene unas medidas tales en las que sólo encajan sustratos muy delgados. Así, esta transición no puede ser utilizada sobre el sustrato del que se componen nuestras antenas, de 1.5748 mm de espesor.

Por ello, se propone una pequeña variante de esta transición en la que la parte inferior del anillo metálico sea cuadrada.

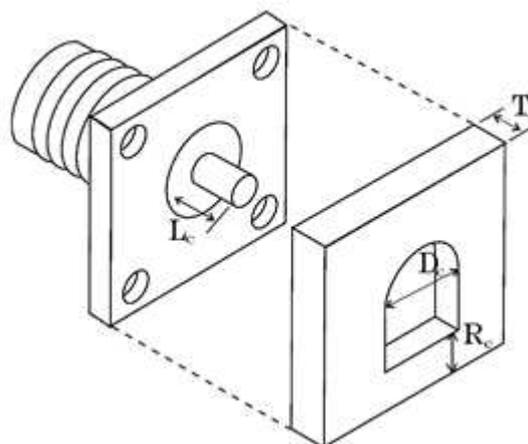
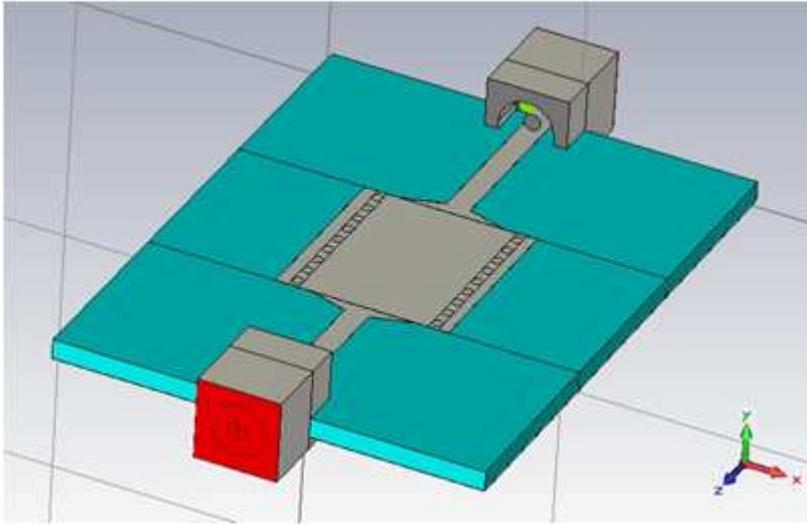


Figura 4-22: Anillo metálico propuesto para confinar la señal radiada por el conector SMA a partir del anillo metálico propuesto en [16]

Hemos simulado la transición coaxial-SIW-coaxial que se diseñó en los apartados anteriores utilizando el anillo metálico propuesto y los resultados, tal y como esperanzaban las gráficas extraídas del artículo [16], sufren una mejora considerable.



$L_C = 2 \text{ mm}$
 $T_C = 3 \text{ mm}$
 $D_C = 4.4 \text{ mm}$
 $R_C = 0.25 \text{ mm}$

Figura 4-23: Esquema de la transición mstrip a SIW back-to-back con conectores coaxiales reales, que utilizan el anillo metálico propuesto en la Figura 4-22

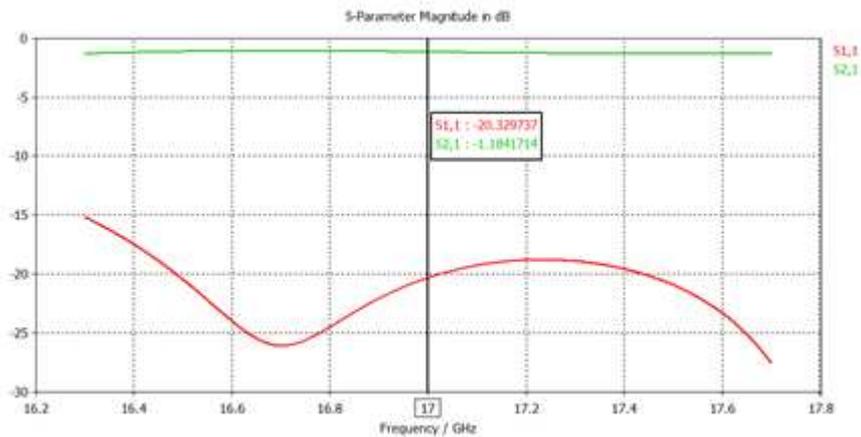


Figura 4-24: Parámetros S (dB), de la transición mstrip a SIW back-to-back con conectores coaxiales reales, que utilizan el anillo metálico propuesto en la Figura 4-22, simulados con CST

El parámetro de transmisión pasa de estar en torno a los -4 dB (Figura 4-9) a subir hasta los -1.20 dB de pérdidas, cifra ya tolerable si consideramos que la transición es de entrada-salida y que, por tanto, las únicas pérdidas adicionales que podrían incurrir en este circuito aparecerían por propagación de la onda si hiciéramos la SIW más larga.

Aunque las transiciones comentadas presentan muy buenos resultados en términos de pérdidas por radiación del conector coaxial no hemos podido fabricarlas. El motivo principal es que no contamos con los elementos necesarios para construir con cierta precisión las piezas que se utilizan para confinar la señal que se escapa en forma de radiación.

4.2 Transiciones con conector SMA vertical

A continuación vamos a presentar una serie de transiciones caracterizadas por que el conector coaxial entrará en el sustrato por el plano de masa del circuito. La manera de proceder en este tipo de situaciones es que el conductor exterior se conecte al plano de masa y que el conductor interior atraviese el sustrato hasta donde sea conveniente. Normalmente, si se alimenta una guía de onda el alma no debe traspasarla completamente, mientras que si se alimenta una línea mstrip, el pincho penetra en el dieléctrico y se conecta a la pista, tal y como se comentó en los apartados 2.4.1 y 2.3.1 de este documento, respectivamente.

Existe un parámetro de diseño muy importante común a este tipo de transiciones. Se trata del tamaño que debe tener el agujero que se le hace al plano de tierra en la posición en la que se coloca el conector SMA. Consiste en un simple vaciado del plano metálico para que el conductor exterior del SMA pueda conectarse a él sin que se produzca un cortocircuito con el alma del conector. Cuantificamos este valor con el diámetro del vaciado circular que se realiza (d_{vaciado}).

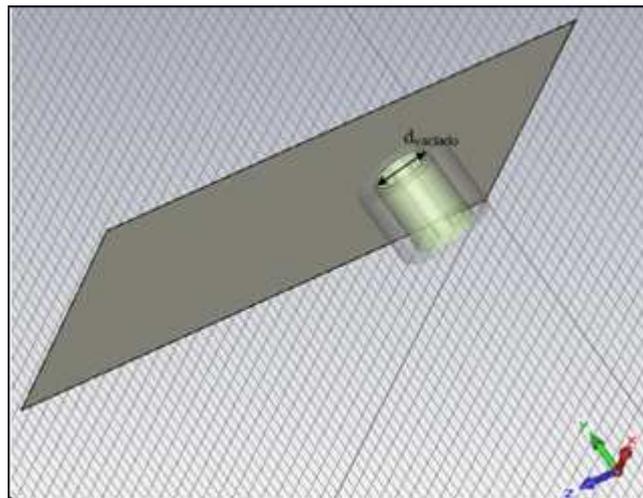


Figura 4-25: Esquema del plano de masa al que se conecta el SMA en una transición vertical

Los conectores que han sido utilizados para la fabricación de las transiciones verticales han sido los SMA de tipo panel detallados en [23].



Figura 4-26: Imagen del conector SMA de tipo panel especificado en [23]

Para su utilización debemos eliminar la parte sobrante de dieléctrico y cortar y limar, a mano, el alma del conector a la medida que necesite la transición. Esto va a introducir muchos efectos nefastos para la transición, sobre todo para aquellas que necesitan un pincho con una longitud muy precisa.

4.2.1 Transición SMA vertical - SIW

Las primeras transiciones verticales que vamos a analizar son las que penetran en una SIW. En este caso, existen tres parámetros que serán esenciales para diseñar una transición óptima:

1. El valor del vaciado del plano de masa (d_{vaciado}), que ya se ha comentado.
2. La altura que debe tener el alma y que, por tanto, entra sobre el sustrato (h_{alma}).
3. La posición del centro geométrico del conector respecto al cortocircuito (l_{alma}).
En la teoría, este valor debe ser, aproximadamente, $\lambda_g/4$ para conseguir una onda progresiva, tal y como se explicó en el apartado 2.2.3.

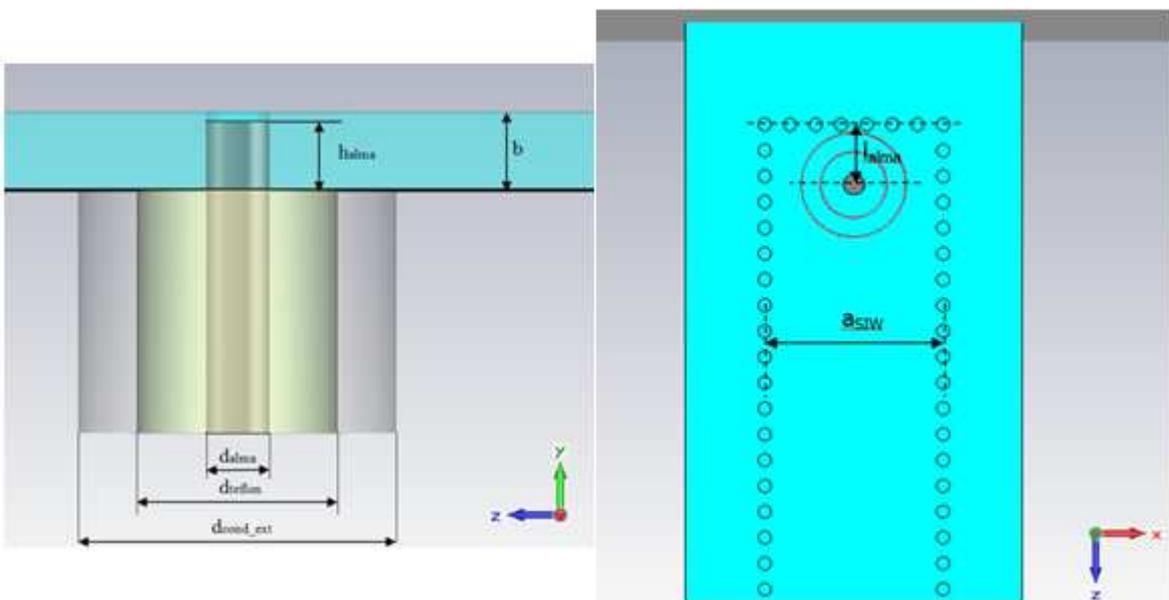


Figura 4-27: Esquema de un conector SMA alimentando una SIW por transición vertical. Vistas de perfil (izquierda) y planta (derecha)

En este caso vamos a distinguir el caso de utilizar el dieléctrico de $\epsilon_r=2.5$ o $\epsilon_r=2.17$. De esta manera podremos comparar resultados y comprobar si el tipo de dieléctrico utilizado afecta al nivel de adaptación de la transición.

4.2.1.1 Transición SMA vertical - SIW ($d_k=2.5$)

Para el caso del sustrato de 2.5 de constante dieléctrica se presentan los resultados de adaptación del circuito con entrada en SMA vertical y salida en guía

convencional, simulados con CST, en los que se puede ver que la transición tiene muy buena adaptación en toda la banda de trabajo y muy pocas pérdidas.

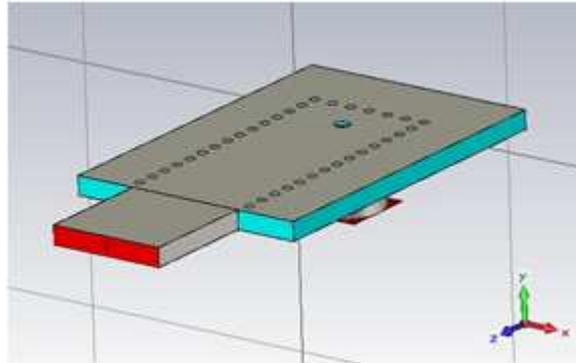


Figura 4-28: Esquema de la transición vertical SMA a SIW sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$

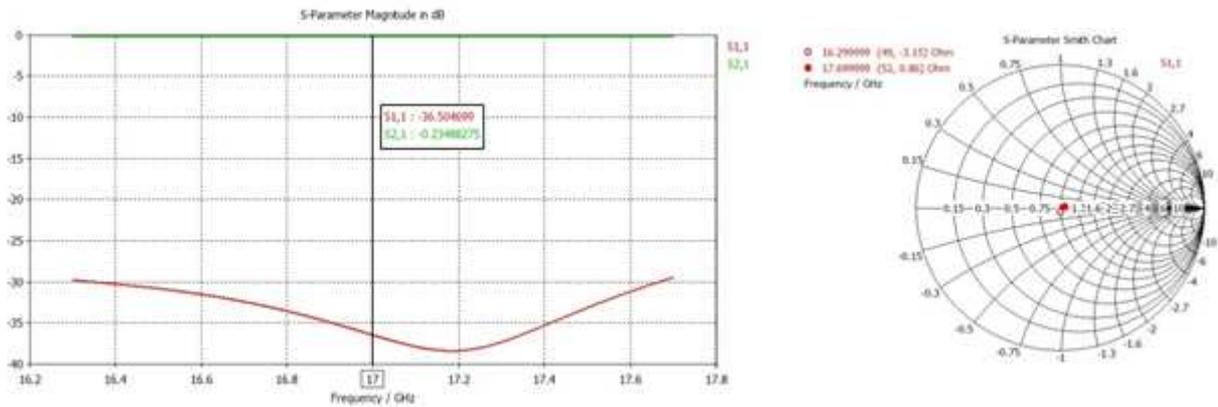


Figura 4-29: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$, simulados con CST

A continuación se presentan las gráficas de simulación del circuito back-to-back en el que tanto la entrada como la salida son transiciones verticales. Diseñamos este circuito para poder construir y comparar los resultados simulados con los reales

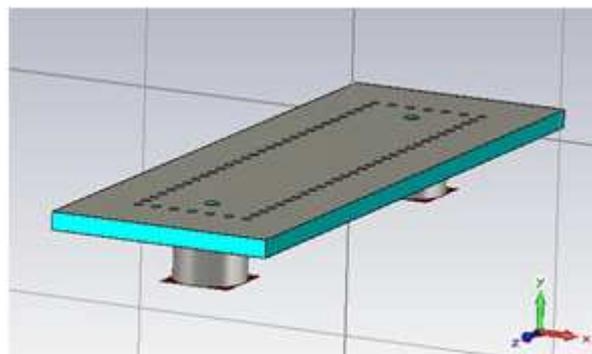


Figura 4-30: Esquema de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$

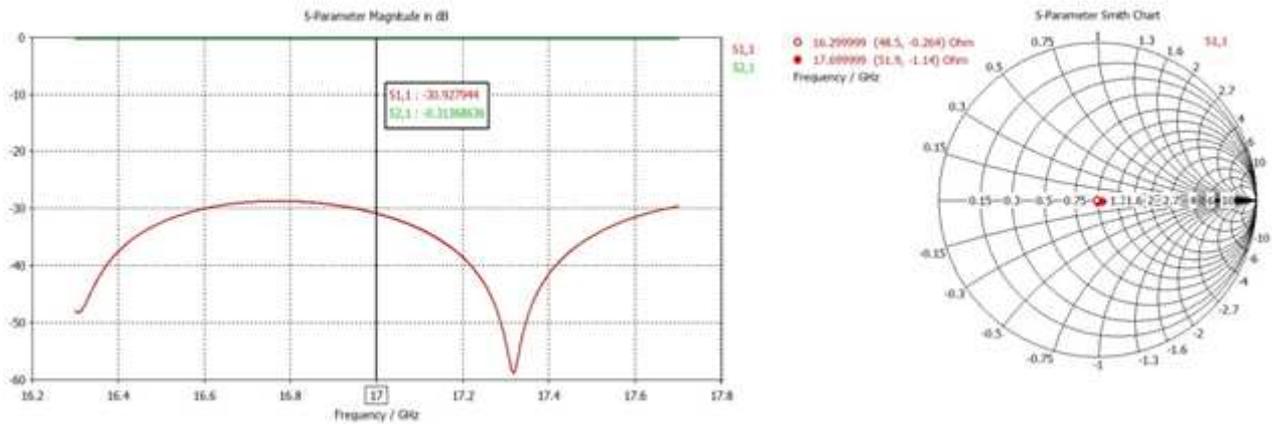


Figura 4-31: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$, simulados con CST

La simulación obtenida también es muy óptima en toda la banda y la carta de Smith nos muestra una adaptación total a 50Ω .

Fabricación

Sin embargo, aunque los resultados simulados eran muy esperanzadores, vamos a comprobar que los errores que introducimos a la hora de fabricar son fatales para este tipo de transiciones.

Este es el aspecto que tiene la placa una vez construida y sus detalles de fabricación se detallan en el Anexo D.2. Las vías se sueldan para conseguir continuidad entre ellas, se introduce el alma de los conectores en el sustrato, previamente taladrado, y el conductor exterior se atornilla y se suelda a la placa, tal y como muestra la siguiente imagen.

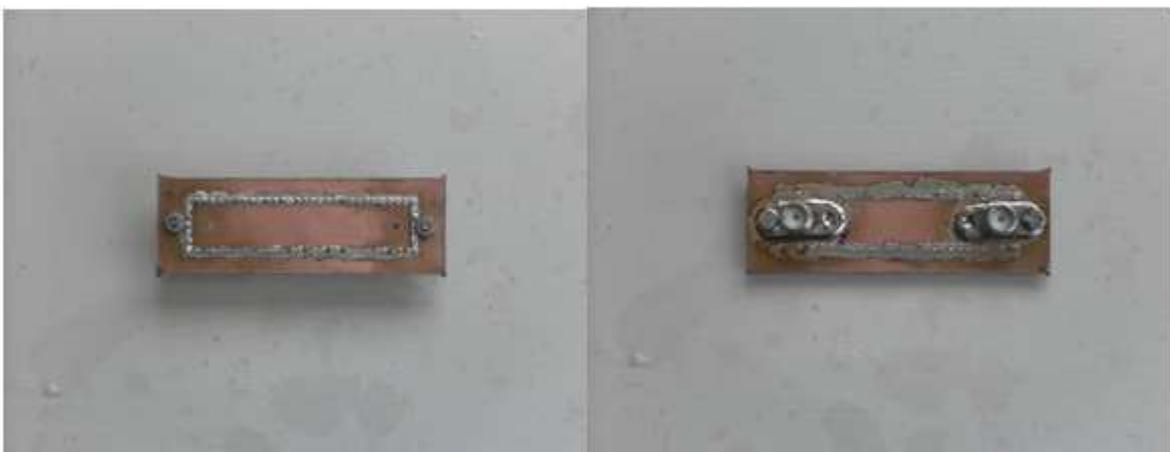


Figura 4-32: Imagen de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$ construida en el taller de circuitos de la EPS. Top (izquierda) y bottom (derecha)

Aunque habíamos obtenido unos resultados excelentes en las simulaciones realizadas, las gráficas de medida de esta transición son las siguientes.

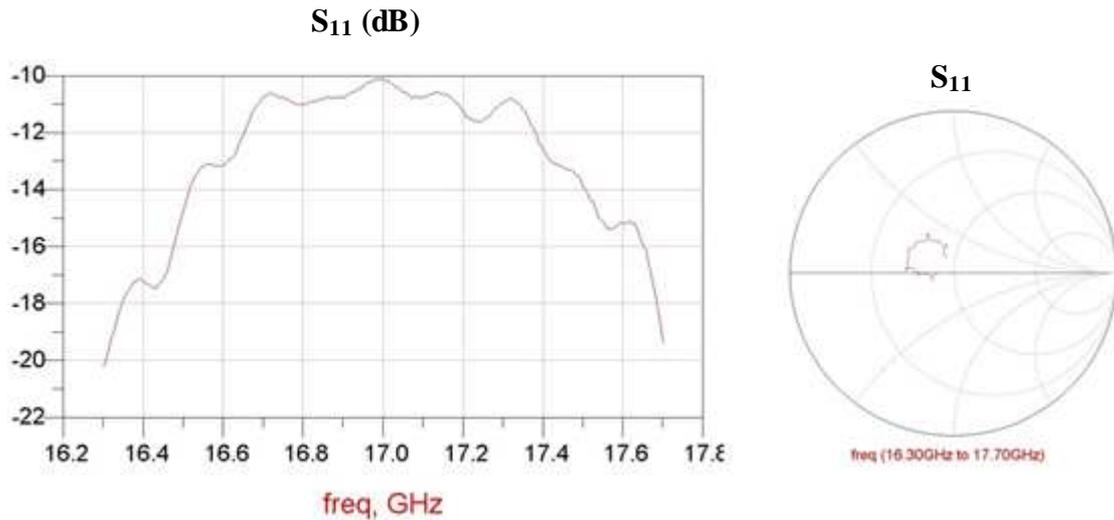


Figura 4-33: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$, medido con el analizador de redes E5071C

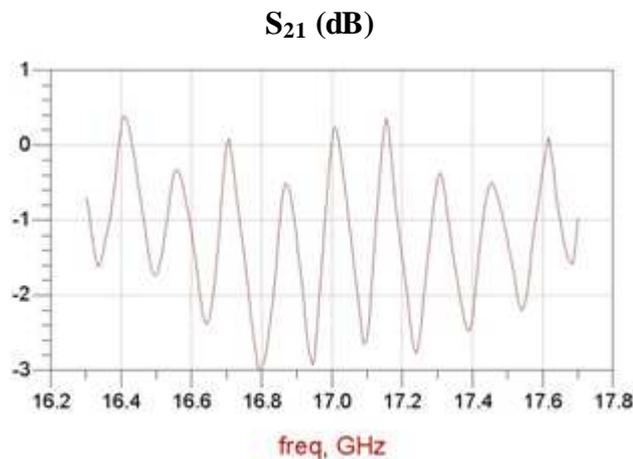


Figura 4-34: Coeficiente de transmisión (S_{21}), en dB, de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$, medido con el analizador de redes E5071C

En primer lugar se va a tratar con el coeficiente de transmisión. Parece que la medida ha empeorado respecto a la simulación y que aparece una especie de vibración en ella. Esta va a ser la tónica general en todas nuestras medidas del parámetro S_{21} . Esa desmesurada oscilación siempre va a surgir porque los cables coaxiales de los que disponemos en la EPS para tomar medidas con el analizador de redes no son aptos para frecuencias tan altas. Al medir un parámetro de transmisión debemos doblar los cables por lo que, se introduce un efecto fatal de pérdidas en los cables que queda reflejado en la gráfica como esta vibración. Por ello, sobre las medidas tomadas en este PFC del parámetro S_{21} debemos decir que no se ajustan mucho a la realidad y que están teniendo en cuenta efectos que maquillan totalmente el resultado.

En cuanto al parámetro de reflexión (S_{11}) podemos apreciar como la adaptación desaparece completamente y los valores de reflexión son del orden de 20 dB peores. La única explicación posible para esto, aparte del uso de material de medida no demasiado

apto para estas frecuencias, es que hayamos introducido grandes pérdidas por errores de construcción.

Esto podría ser ya que, como se especifica en el Anexo D.2, la longitud del alma que entra al sustrato para conseguir la mejor adaptación es de 1.35 mm. Como ya se dijo anteriormente, no tenemos manera de construir esto con una precisión muy alta. Tan sólo lo podemos hacer cortando y limando el alma a mano. Así, deberíamos comprobar si la adaptación del sistema es muy sensible a este parámetro porque, si es así, será muy complicado realizar esta transición correctamente sin una máquina de gran precisión.

Las dos gráficas siguientes muestran cómo se modifica el parámetro de reflexión ante cambios en la altura del alma del conector SMA de 50 μm , respecto del tamaño óptimo.

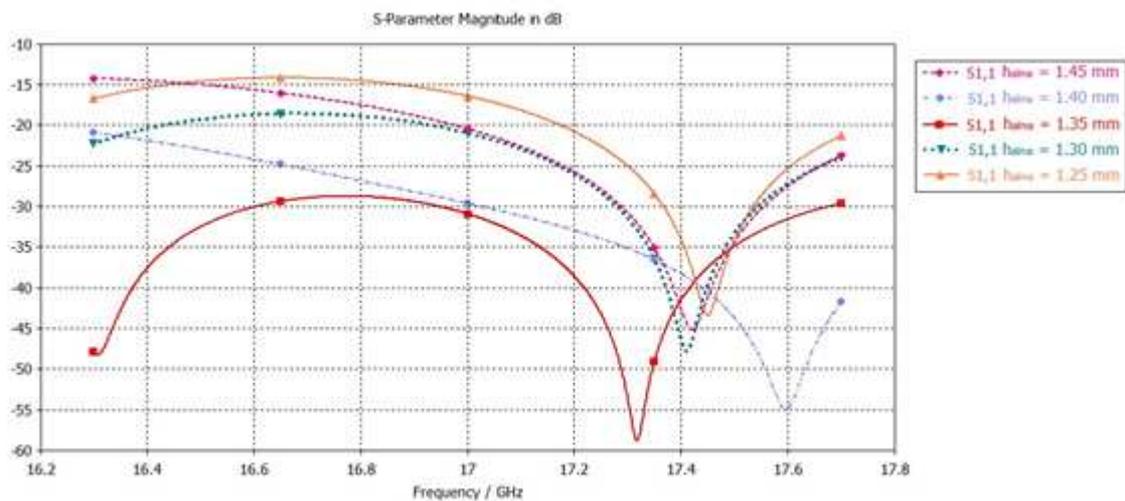


Figura 4-35: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB, de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$ para diferentes longitudes de la altura del alma (h_{alma}), simulado con CST

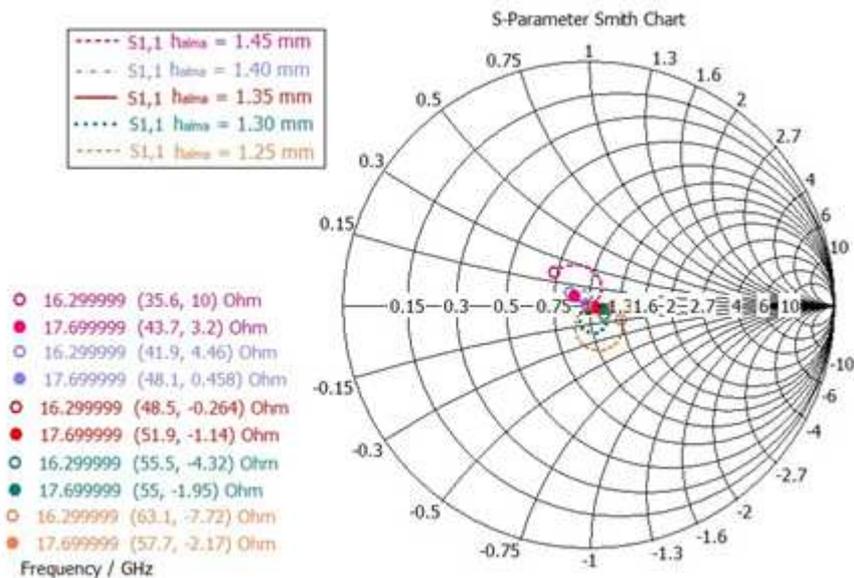


Figura 4-36: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en carta de Smith, de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.5$ para diferentes longitudes de la altura del alma (h_{alma}), simulado con CST

Efectivamente, se puede advertir que la desadaptación, sufrida ante un cambio de longitud tan minúsculo, es brutal. En la representación en dBs podemos ver como un cambio de 50 μm puede acarrear 10 o 15 dB de pérdidas en toda la banda de trabajo mientras que si observamos la representación en carta de Smith vemos que las curvas se abren y se alejan del punto central de adaptación muy rápidamente.

4.2.1.2 Transición SMA vertical - SIW ($d_k=2.17$)

A pesar de los malos resultados experimentales obtenidos para este tipo de transición se va a diseñar y construir de nuevo, sobre el dieléctrico de $\epsilon_r=2.17$ para comprobar si el comportamiento en este caso es similar al anterior.

Primero la transición se diseña con coaxial SMA en un solo puerto.

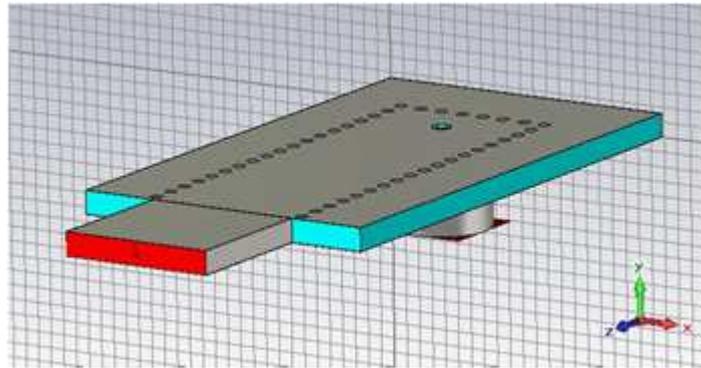


Figura 4-37: Esquema de la transición vertical SMA a SIW sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$

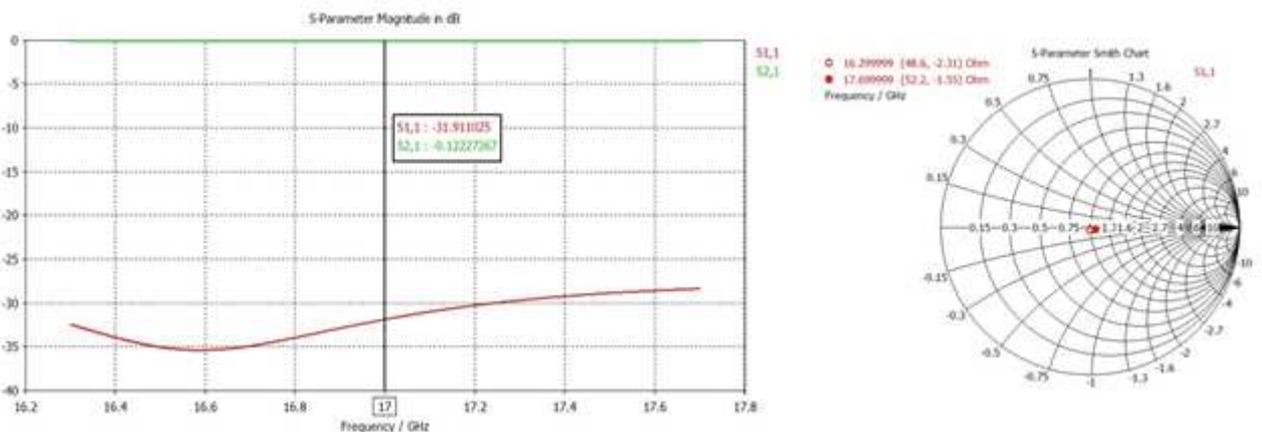


Figura 4-38: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$, simulados con CST

Después, la transición se duplica y conformamos la simulación que se llevará a la práctica. Los planos de estos diseños se adjuntan en el 0.

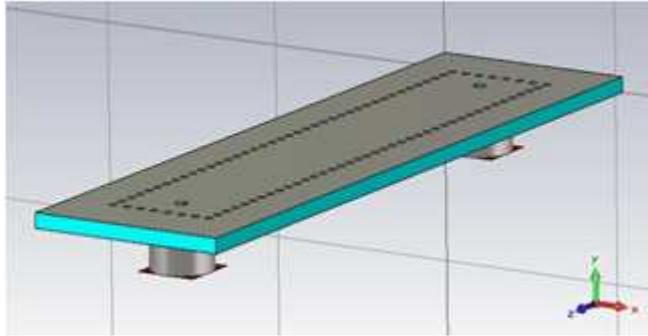


Figura 4-39: Esquema de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$

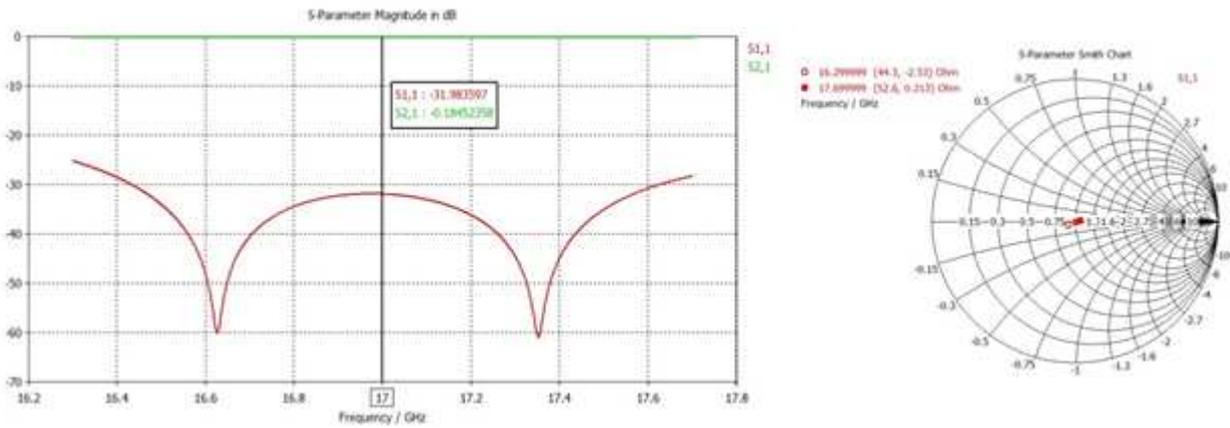


Figura 4-40: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$, simulados con CST

Tanto en la Figura 4-38 como en la Figura 4-40 se ha podido ver que la adaptación es muy buena para esta transición. Sin embargo, esto también ocurriría para el circuito montado sobre el sustrato de $\epsilon_r=2.17$, por lo que vamos a comprobar qué ocurre cuando la fabricamos.

Fabricación

El aspecto de la transición, una vez construida, es el que se muestra en la Figura 4-41, presentada a continuación.

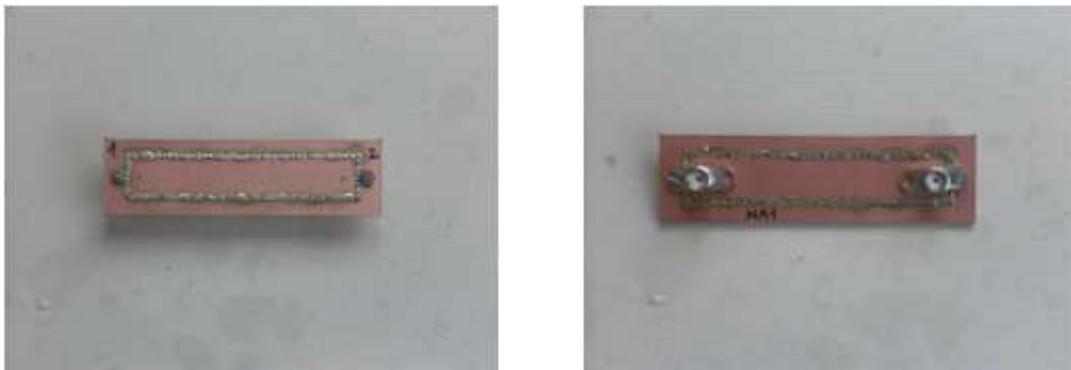


Figura 4-41: Imagen de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ construida en el taller de circuitos de la EPS. Top (izquierda) y bottom (derecha)

En las medidas sustraídas de esta transición con el analizador de redes de la EPS podemos apreciar que, aunque parece existir cierta adaptación en un rango de frecuencias muy estrecho, la transición se ha desadaptado completamente. La reflexión está por encima de los 15 dB en casi toda la banda y la carta de Smith muestra cómo la curva del parámetro S_{11} se ha abierto y enroscado sobremanera.

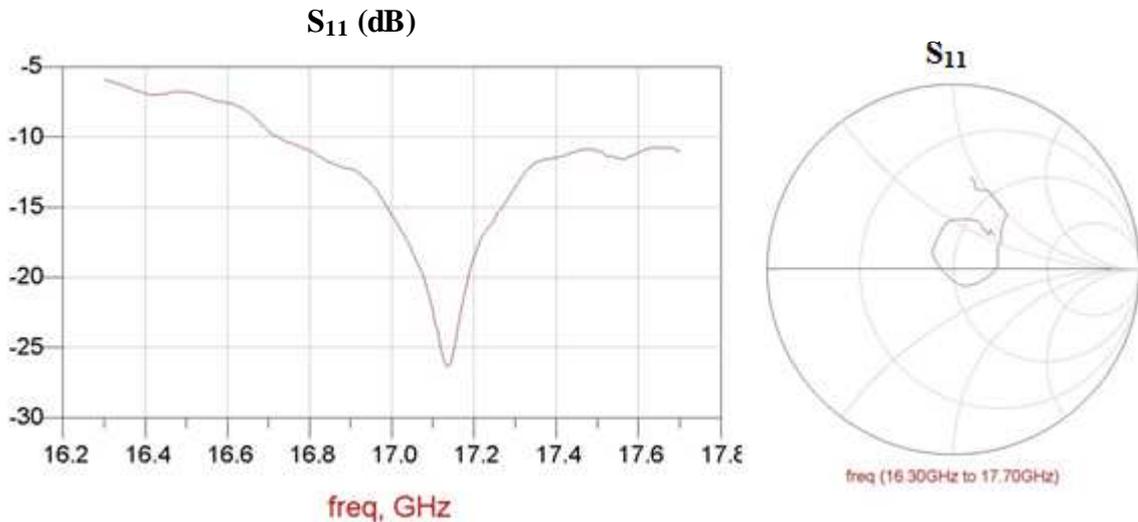


Figura 4-42: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$, medido con el analizador de redes E5071C

Parece que los patrones de error que se produjeron en el caso anterior se vuelven a repetir en este. Vamos a realizar de nuevo una comparación entre distintas longitudes del alma del conector SMA con variaciones de 50 μm respecto a la longitud óptima ($h_{\text{alma}}=1.40 \text{ mm}$)

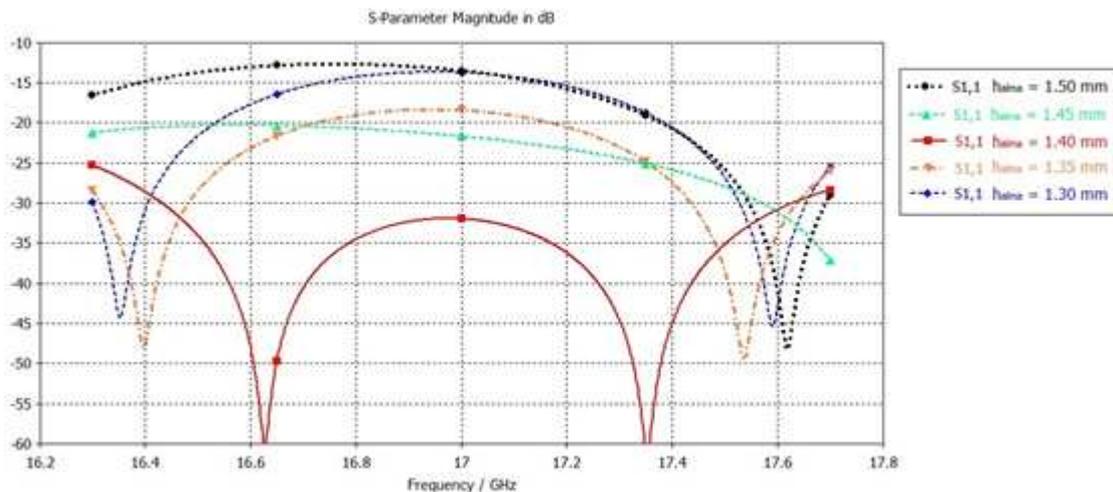


Figura 4-43: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB, de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ para diferentes longitudes de la altura del alma (h_{alma}), simulado con CST

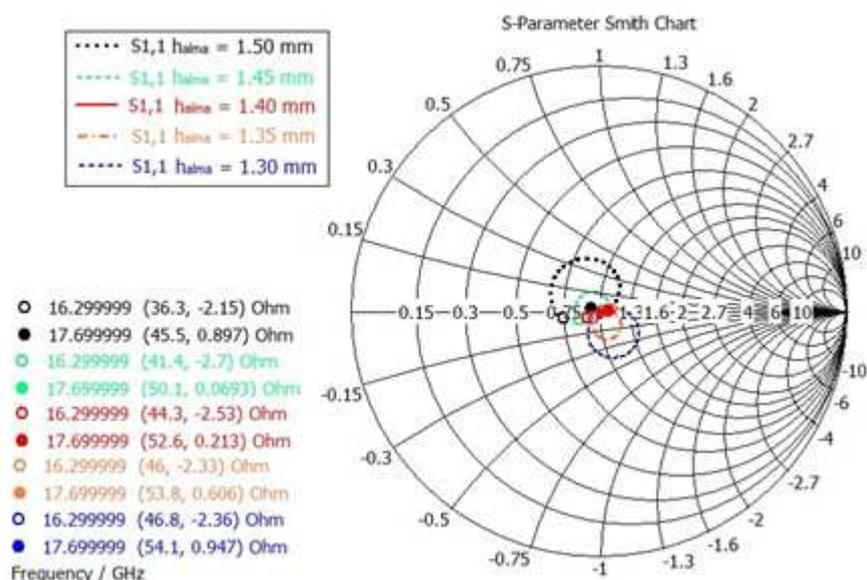


Figura 4-44: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en carta de Smith, de la transición vertical SMA a SIW back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ para diferentes longitudes de la altura del alma (h_{alma}), simulado con CST

Al igual que en el caso con $\epsilon_r=2.5$, la Figura 4-43 y la Figura 4-44 nos muestran cómo la transición vertical a SIW es tremendamente sensible a la longitud del pincho que entra dentro de la guía.

4.2.1.3 Transición SMA vertical - SIW con cambio de anchura ($d_k=2.17$)

Durante la fabricación de las dos transiciones verticales a SIW nos hemos percatado de que, entre el plano de masa de la placa y el conductor exterior del conector, siempre queda un “gap” de aire que supone una nueva imprecisión para la transición.

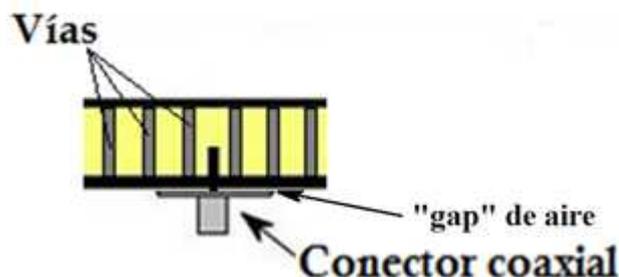


Figura 4-45: Ilustración del “gap” de aire que queda entre el conector SMA y el plano metálico del sustrato

Además el propio estaño utilizado para soldar las vías que solapa con el panel del conector también introduce un pequeño error en la junta.

Todo ello afecta directamente a la longitud del alma del conector ya que, esa separación, hace que la longitud de alma efectiva que entra en el sustrato sea menor.

En las transiciones verticales, hasta ahora construidas, el conector tipo panel utilizado [23] sólo se fija a la placa de sustrato mediante un tornillo (Figura 4-32 o Figura 4-41) aunque existe la posibilidad de hacerlo con dos. El segundo no se ha usado porque la anchura de la SIW nos impide utilizar dicho elemento de sujeción sin invadirla. Por ello, se propone una última transición de este tipo en la que el conector SMA alimente una guía más estrecha y, después, se realice un cambio de anchuras para volver a tener la SIW con la que se diseñaron las antenas. Esta nueva anchura deberá ser tal que permita usar los dos tornillos del panel para fijar el conector a la placa pero también permitir que la onda que se propague por la guía sea monomodo.

Por tanto, lo primero es delimitar las anchuras entre las que podremos elegir:

- i. Límite superior: La anchura mayor que podemos usar viene dada por las medidas del conector tipo panel que se va a utilizar. Si miramos su hoja de datos podremos ver que la distancia entre los centros de los agujeros del panel es de 12.2 mm. Ya que los tornillos que usaremos para la fijación son de 2 mm de diámetro, la distancia entre los extremos interiores de los agujeros del panel es de $12.2 - 2 = 10.2$ mm. Además, como el ancho de la SIW se define entre centros de vías debemos tener en cuenta el diámetro de estas, es decir, que la anchura máxima debe ser de $10.2 - 0.8 = 9.4$ mm.

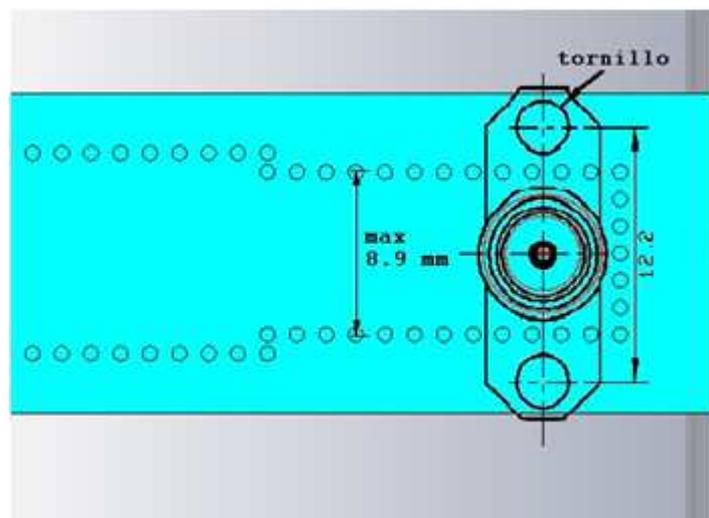


Figura 4-46: Esquema de la posición del conector para poder unirlo a la placa utilizando los dos tornillos

Sin embargo, vamos a establecer un cierto margen de guarda entre los tornillos de sujeción y las propias vías que conforman la SIW, por ejemplo, un margen de medio milímetro. Por tanto, hemos estipulado que la anchura mayor

que vamos a permitir utilizar para la SIW de transición es de 8.9 mm entre centros de vías.

- ii. Límite inferior: La anchura menor vendrá marcada por aquella que permite que la onda se propague en monomodo. Por tanto debemos estudiar las frecuencias de corte del modo fundamental.

$$f_{c_{TE_{10}}} = \frac{c_0}{2a\sqrt{\epsilon_r}} \Rightarrow a = \frac{c_0}{2f_{c_{TE_{10}}}\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$a|_{f_{c_{TE_{10}}}=16.3GHz} = \frac{c_0}{2f_{c_{TE_{10}}}\sqrt{\epsilon_r}}|_{f_{c_{TE_{10}}}=16.3GHz} = 6.247 \text{ mm}$$

Para que el modo fundamental de la guía comience a propagarse a la frecuencia menor de trabajo (16.3 GHz) la guía debe tener una anchura de 6.247 mm. Por tanto, dejaremos un cierto margen para que el modo esté bien definido a dicha frecuencia. Así, se ha decidido que el límite menor de anchura de la guía sea de 6.6 mm que, transformado a anchura de SIW mediante las fórmulas definidas en [7], nos da un valor de 7.11 mm.

Sabiendo que el límite de acción se encuentra entre 7.1 mm y 8.9 mm de anchura de SIW el sistema se ha montado y simulado sobre CST variando la anchura de la guía de entrada entre esos parámetros. A través de este análisis se buscará la transición de alimentación más óptima.

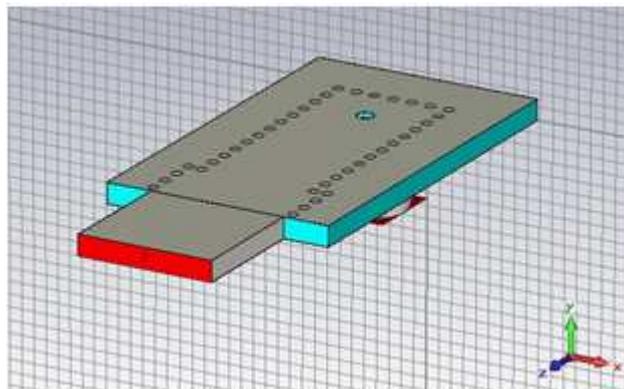


Figura 4-47: Esquema de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$

La mejor transición obtenida se ha dado con la anchura mayor que habíamos estipulado, es decir, 8.9 mm. Parece totalmente lógico ya que, como la SIW que diseñamos sobre el dieléctrico de 2.17 mide 11 mm, es normal que la transición que mejores resultados ofrezca sea aquella en la que las anchuras son menos distantes entre sí. Los demás parámetros que definen este diseño se detallan en los planos del Anexo D.4.

En las gráficas simuladas podemos ver que la adaptación es bastante buena, quedando el parámetro S_{11} por debajo de 25 dB.

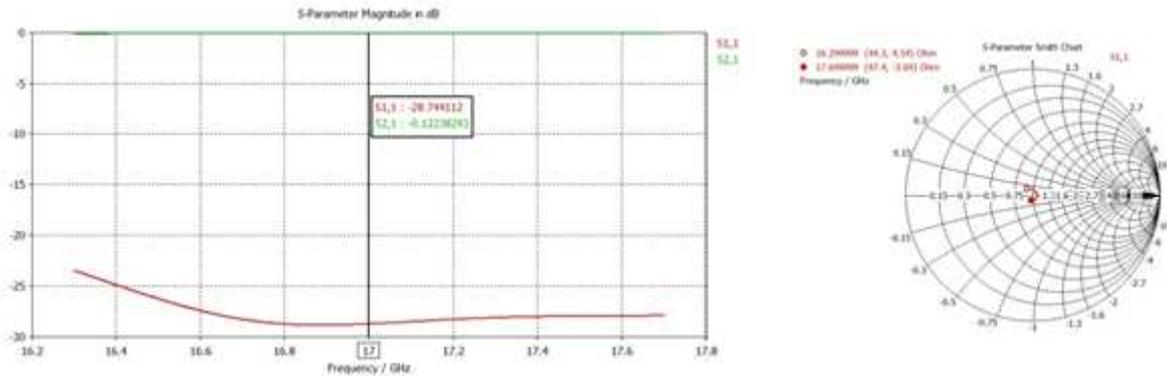


Figura 4-48: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$, simulados con CST

A continuación, se diseña el sistema back-to-back para su posterior construcción.

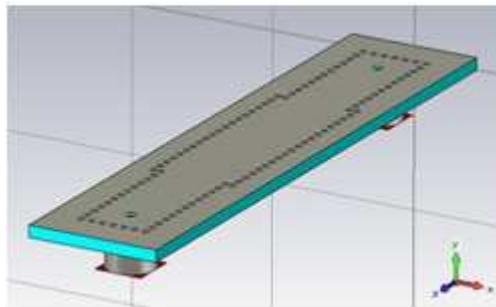


Figura 4-49: Esquema de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$

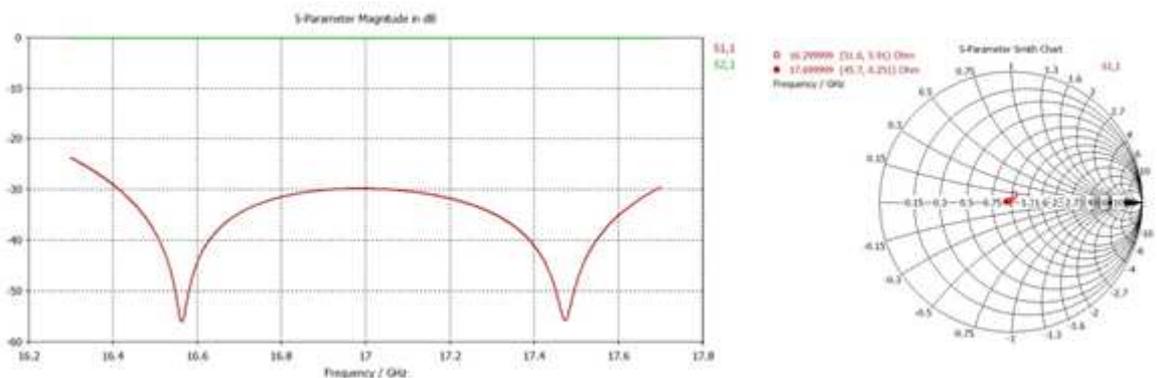


Figura 4-50: Parámetros S, en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$, simulados con CST

Se puede observar que las simulaciones ofrecen resultados de alta adaptación. Sin embargo, ahora vamos a ver qué ocurre cuando implementamos físicamente este circuito.

Fabricación

Como se puede apreciar en la Figura 4-51, el método de fabricación de este diseño es el mismo que el utilizado en los anteriores. Sin embargo, ahora los conectores se fijan a la placa mediante dos tornillos. De esta manera, la juntura con el metal del sustrato estará mucho mejor construida y el conector se encontrará más unido a él.



Figura 4-51: Imagen de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ construida en el taller de circuitos de la EPS. Top (izquierda) y bottom (derecha)

Aun así, la separación entre ellos seguirá existiendo y esto afectará a la longitud del alma que se deba utilizar. Por ello y por la hipersensibilidad que tiene la transición ante cambios de este factor, para este caso, hemos preferido tomar medidas de este circuito utilizando longitudes del pincho del coaxial (h_{alma}) diferentes para encontrar la transición óptima.

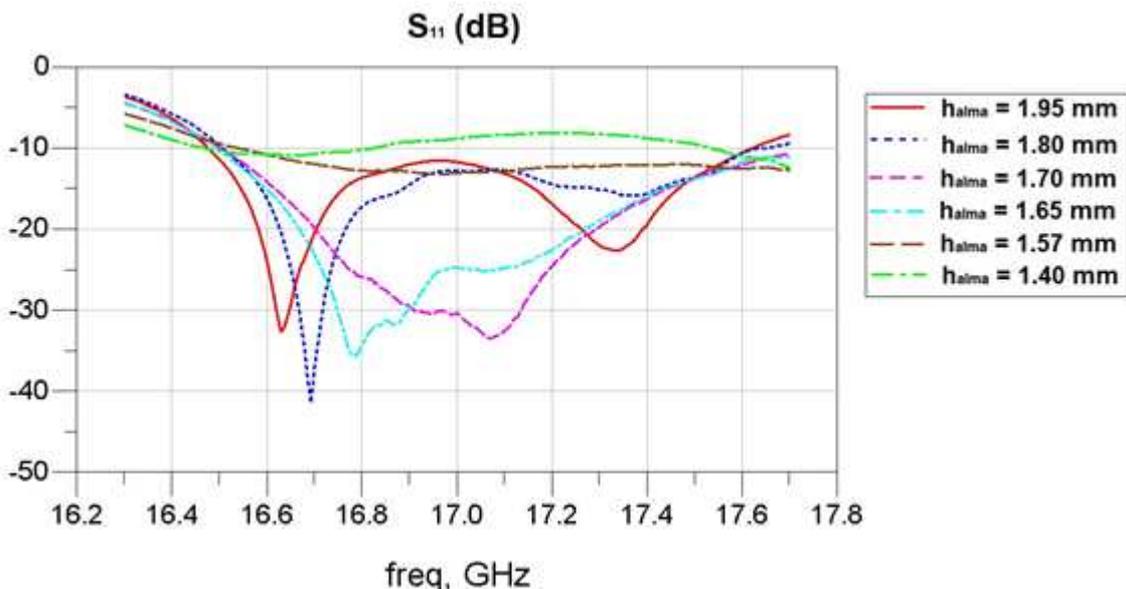


Figura 4-52: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB, de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ para diferentes alturas del alma del conector SMA, medido con el analizador de redes E5071C

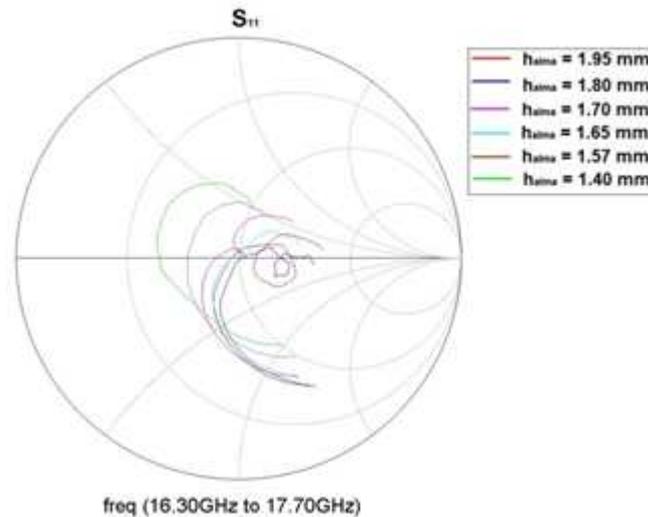


Figura 4-53: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en carta de Smith, de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ para diferentes alturas del alma del conector SMA, medido con el analizador de redes E5071C

Los resultados recogidos nos dicen que esta transición sufre una gran desadaptación a causa de los errores de fabricación manuales. Sin embargo, la idea de utilizar una guía más estrecha para poder unir el conector a la placa mejor ha optimizado la transición respecto a las anteriores. Se puede notar como la curva que utiliza un pincho de 1.70 mm al menos tiene un ancho de banda de unos 800 MHz por debajo de 20 dB. También hay que decir que la simulación nos decía que el valor óptimo de h_{alma} era de 1.40 mm por lo que la unión de la placa con el conector no sigue siendo perfecta.

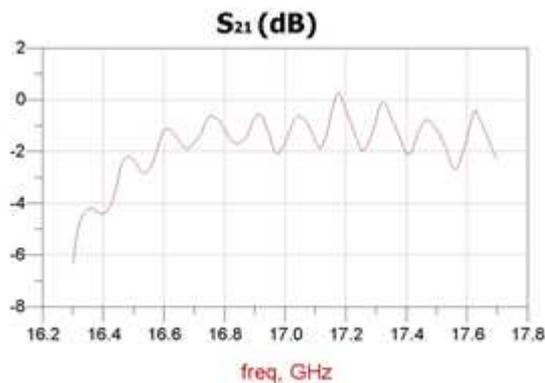


Figura 4-54: Coeficiente de transmisión (S_{21}), en dB, de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ para $h_{\text{alma}} = 1.70$ mm, medido con el analizador de redes

La Figura 4-54 muestra la medida el parámetro de transmisión (S_{21}) de la transición más optimizada, es decir con la longitud de alma de 1.70 mm.

A continuación, se presentan las medidas de dos placas extra que se han construido variando los otros dos parámetros que definen la transición para ver qué ocurre. En la Figura 4-55 la posición del alma se acerca 0.2 mm al corto, mientras que

en la Figura 4-56 el diámetro del vaciado de la parte inferior de la placa se disminuye en 0.3 mm.

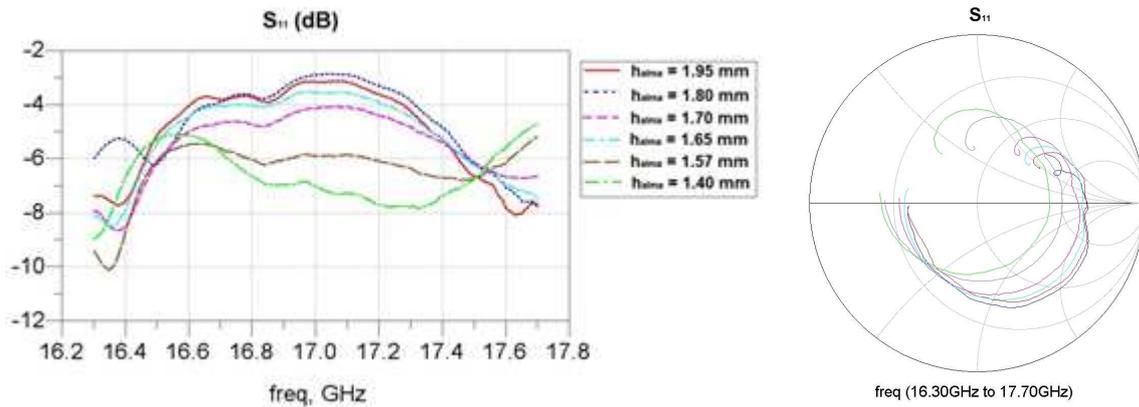


Figura 4-55: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ para diferentes alturas del alma del conector SMA con una desviación de la situación óptima de -0.2 mm de l_{alma} , medido con el analizador de redes E5071C

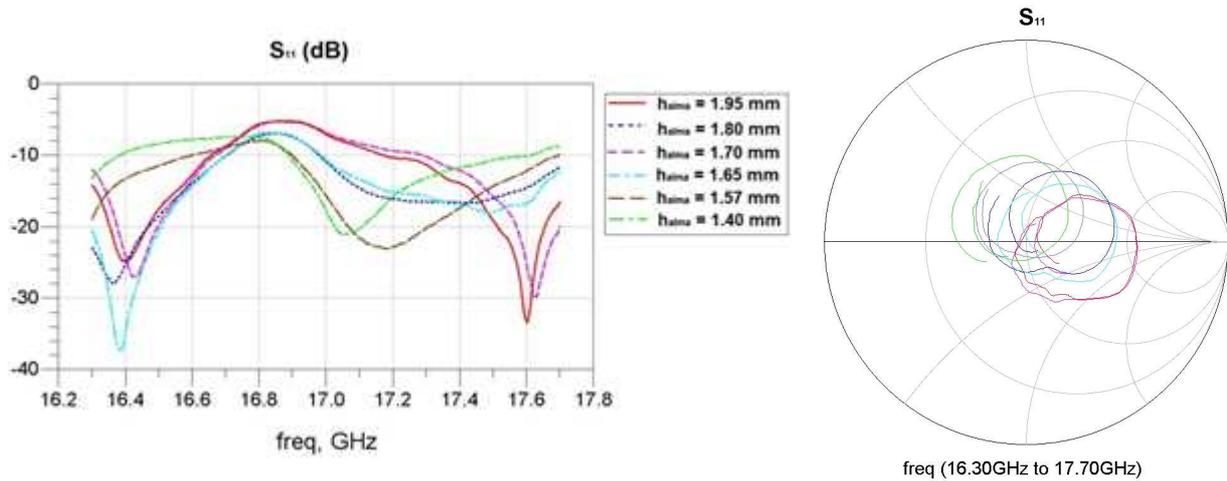


Figura 4-56: Coeficiente de reflexión (S_{11}), en dB (izquierda) y en carta de Smith (derecha), de la transición vertical SMA a SIW con cambio de anchura back-to-back sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$ para diferentes alturas del alma del conector SMA con una desviación de la situación óptima de -0.3 mm de d_{vaciado} , medido con el analizador de redes E5071C

Como se puede comprobar y, tal como predijeron las simulaciones, mover estos dos parámetros nos hace perder adaptación en el circuito. Por suerte, estos parámetros sí los podemos controlar y fabricar con precisión gracias a la fresadora de precisión de la EPS [27] con la que se están realizando todos los prototipos.

4.2.2 Transición SMA vertical - mstrip

Ante la imposibilidad de fabricar una transición vertical a SIW de calidad vamos a intentar diseñar una transición vertical a mstrip. Vamos a eliminar el gran problema de imprecisión de casos anteriores, la longitud del alma del conector, ya que, en estos casos, el pincho atraviesa el sustrato completamente y se conecta con el comienzo de la pista mstrip.

Los dos parámetros que definen esta transición son el diámetro del vaciado que debemos hacer al plano de masa (d_{vaciado}), de nuevo, y una pequeña transición circular sobre la pista mstrip en la zona de conexión con el alma del conector que denotaremos, también, por su diámetro (d_{mstrip}).

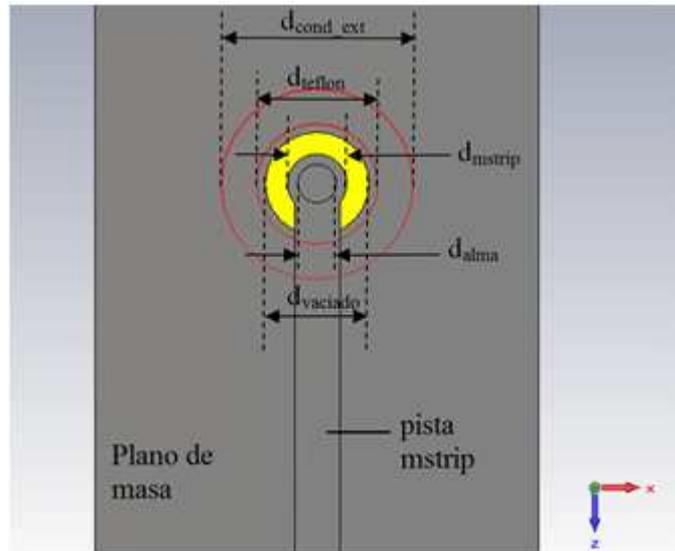


Figura 4-57: Esquema de los parámetros más importantes de una transición SMA vertical a mstrip con el sustrato dieléctrico oculto. Vista de planta.

La primera impresión al pensar en realizar esta transición es que puede presentar pérdidas si el pincho del conector se comporta como un monopolo. En este caso, el alma no está flanqueada por las vías de la SIW, como anteriormente, y, por lo tanto, la señal no queda confinada dentro de esta.

4.2.2.1 Transición SMA vertical - mstrip en sustrato de $b=1.5748$ mm

En primer lugar, vamos a probar la transición estándar, es decir, un conector SMA coaxial que entra verticalmente en el dieléctrico por el plano de masa y se conecta con la pista mstrip en el otro lado sobre un sustrato de 1.5748 mm de espesor. Los detalles de diseño de esta transición se encuentran en el Anexo D.5.

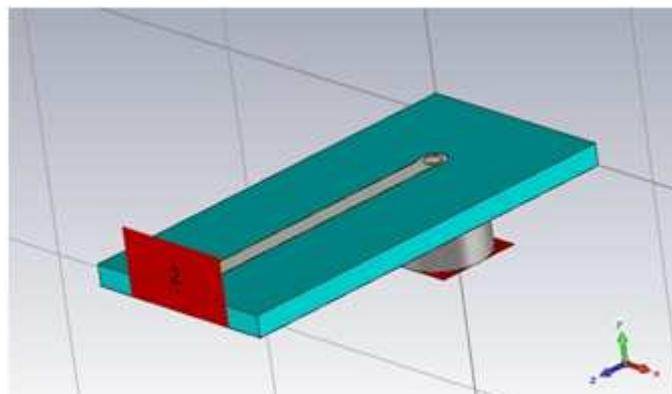


Figura 4-58: Esquema de la transición vertical SMA a mstrip sobre sustrato de $b=1.5748$ mm

En efecto, si examinamos un poco el parámetro S_{21} y el diagrama de radiación de este circuito podemos comprobar fácilmente que se presentan pérdidas por radiación a causa de la longitud del alma que se interna en el sustrato.

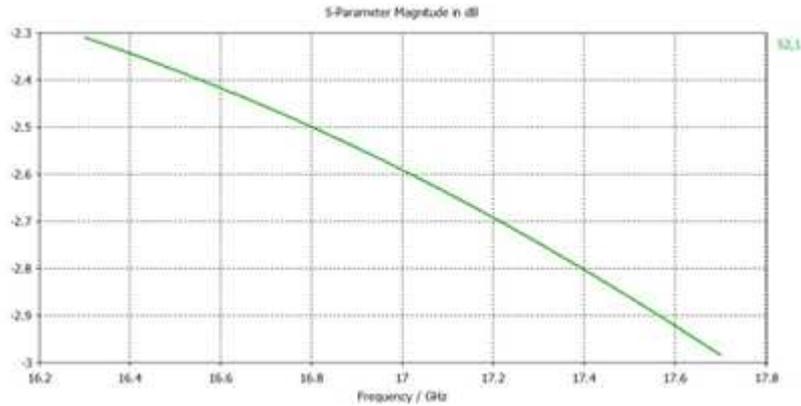


Figura 4-59: Parámetro de transmisión (S_{21}), en dB, de la transición vertical SMA a mstrip sobre sustrato de $b=1.5748$ mm

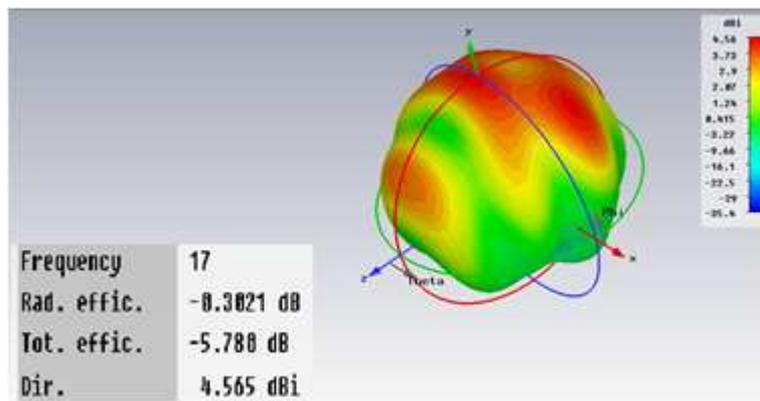


Figura 4-60: Diagrama de radiación en 3D, a 17 GHz, de la transición vertical SMA a mstrip sobre sustrato de $b=1.5748$ mm, simulado con CST

4.2.2.2 Transición SMA vertical - mstrip en sustrato de $b=0.508$ mm

Ante los resultados obtenidos vamos a diseñar una transición que esté integrada en un sustrato de 0.508 mm de espesor para comprobar si, haciendo que la longitud del pincho sea más corta, evitamos que se radie parte de la señal al exterior.

La elección de esta anchura de dieléctrico ha dependido del que teníamos disponible en el laboratorio de la EPS. Todas las simulaciones deben hacerse con un cierto rigor, tal que lo que diseñemos pueda ser construido más tarde si es necesario. De esta manera, el sustrato con 0.508 mm de espesor y $\epsilon_r=2.17$ utilizado en este caso en el “TLY-5A 0200 CH/CH”, que posee las mismas características que el sustrato TLY-5A usado hasta ahora.

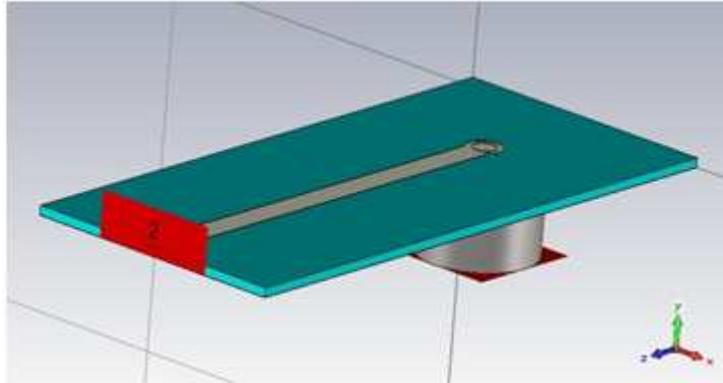


Figura 4-61: Esquema de la transición vertical SMA a mstrip sobre sustrato de $b=0.508$ mm

Tal y como pensábamos, tanto los parámetros del diagrama de radiación como el coeficiente de transmisión (S_{21}) adjuntos nos muestran que este sustrato es demasiado fino como para que el conector sufra demasiadas pérdidas por radiación.

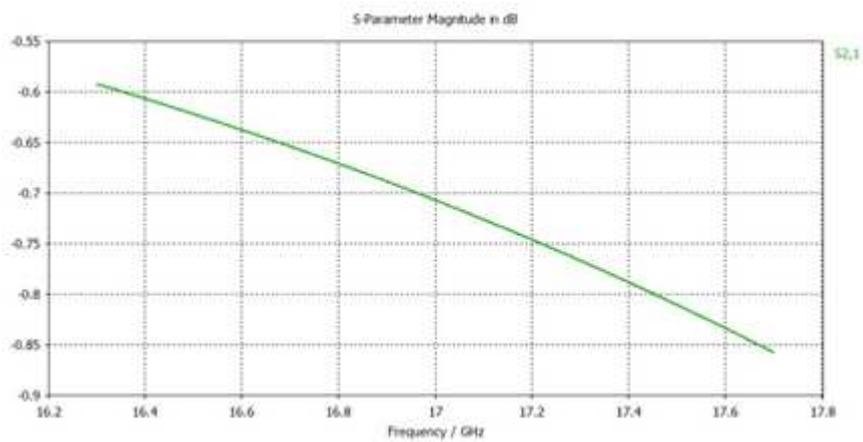


Figura 4-62: Parámetro de transmisión (S_{21}), en dB, de la transición vertical SMA a mstrip sobre sustrato de $b=0.508$ mm

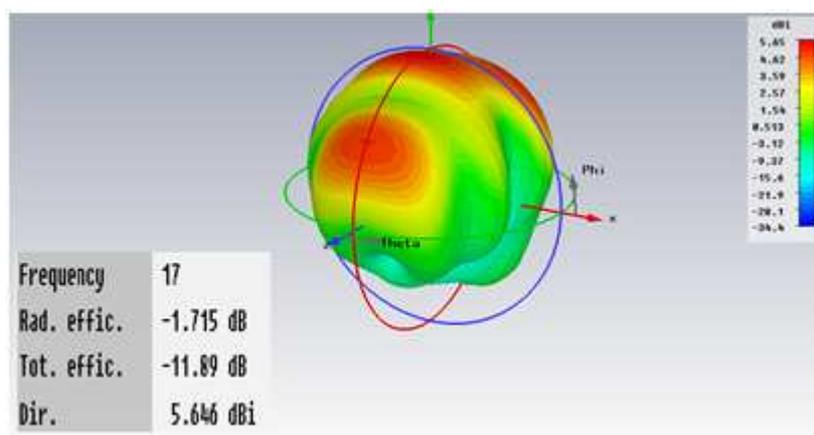


Figura 4-63: Diagrama de radiación en 3D, a 17 GHz, de la transición vertical SMA a mstrip sobre sustrato de $b=0.508$ mm, simulado con CST

A pesar de estos resultados se va a llevar a cabo la construcción de un prototipo sobre este sustrato para comprobar la veracidad de las simulaciones. Por ello, nos disponemos a diseñar una transición con una buena adaptación a la entrada.

4.2.2.3 Transición SMA vertical - mstrip con transformador en sustrato de $b=0.508$ mm

Este tipo de transición no nos ofrece muchas posibilidades de diseño a la hora de plantear una buena adaptación. El alma del conector se conecta a una pista mstrip que tiene una anchura de 1.53 mm (esta medida define una línea de 50Ω sobre este tipo de sustrato en concreto, según la fórmula 2.26). Por este motivo, se ha introducido un transformador sobre la pista para conseguir dicha adaptación.

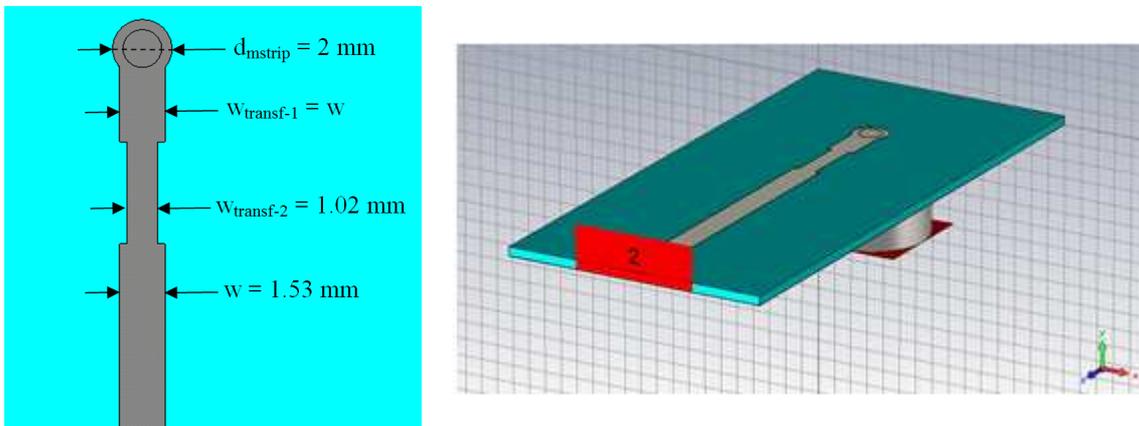


Figura 4-64: Esquema de la transición vertical SMA a mstrip con transformador sobre sustrato de $b=0.508$ mm

La parte de unión entre la línea y la zona de conexión entre esta y el alma se considera la primera parte del transformador ($w_{\text{transf-1}}$) y se ha mantenido a una anchura de 50Ω . La segunda parte del transformador ($w_{\text{transf-2}}$) presenta una anchura algo menor para conseguir un buen valor de reflexión.

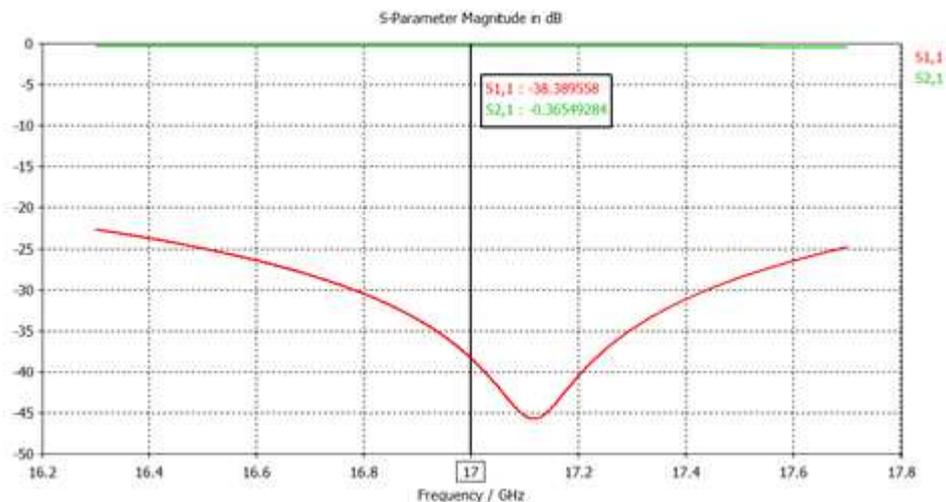


Figura 4-65: Parámetros S, en dB, de la transición vertical SMA a mstrip con transformador sobre sustrato de $b=0.508$ mm, simulados con CST

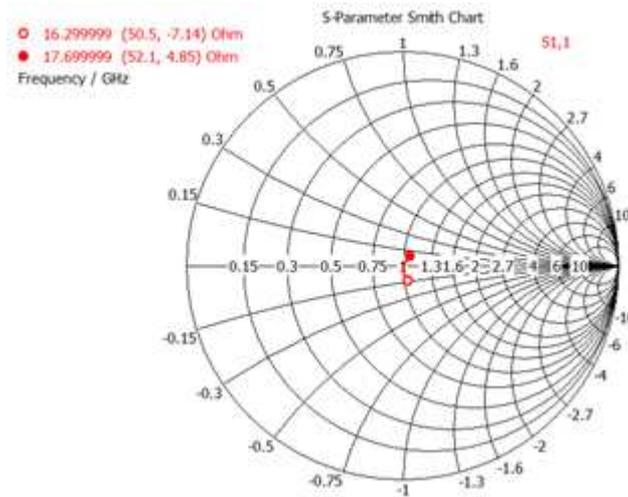


Figura 4-66: Parámetro S_{11} , en carta de Smith, de la transición vertical SMA a mstrip con transformador sobre sustrato de $b=0.508$ mm, simulado con CST

Para esta transición el parámetro S_{21} , incluso, mejora ligeramente. Este hecho no significa que ahora la transición tenga menos pérdidas por el conector sino que la mejora viene a causa la adaptación conseguida. A continuación se presenta una gráfica comparativa para comprobar cómo el uso de un sustrato menor y de una buena adaptación a la entrada del circuito nos ofrece una transición con unas pérdidas totalmente tolerables.

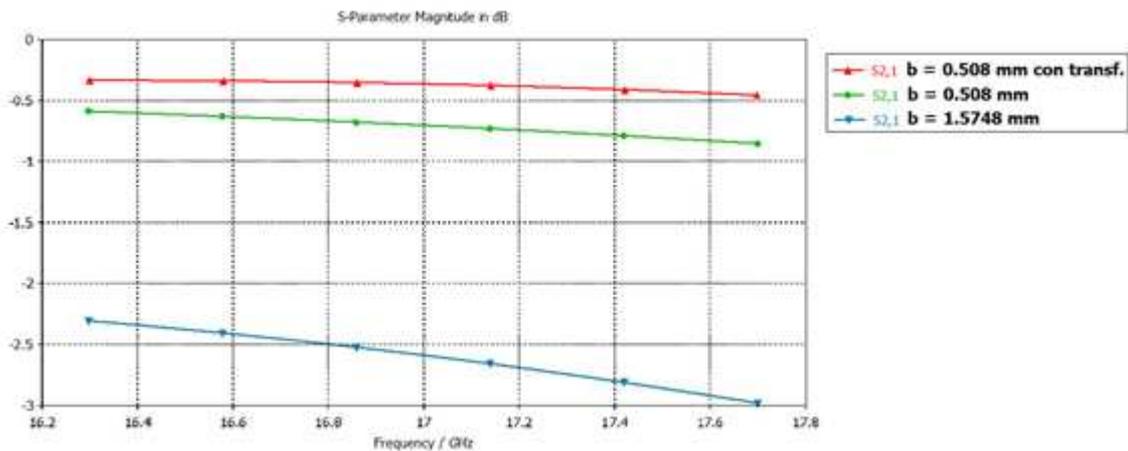


Figura 4-67: Comparación del parámetro S_{11} , en dB, de la transición vertical SMA a mstrip sobre distintos sustratos y sin y con transformador, simulados con CST

Tal y como se dijo, nos gustaría comprobar que estas simulaciones no se encuentran muy lejos de la realidad y que los errores de precisión de fabricación no van a ser demasiado elevados. Por ello, aquí se presentan las simulaciones con CST del circuito back-to-back y el proceso de construcción del mismo.

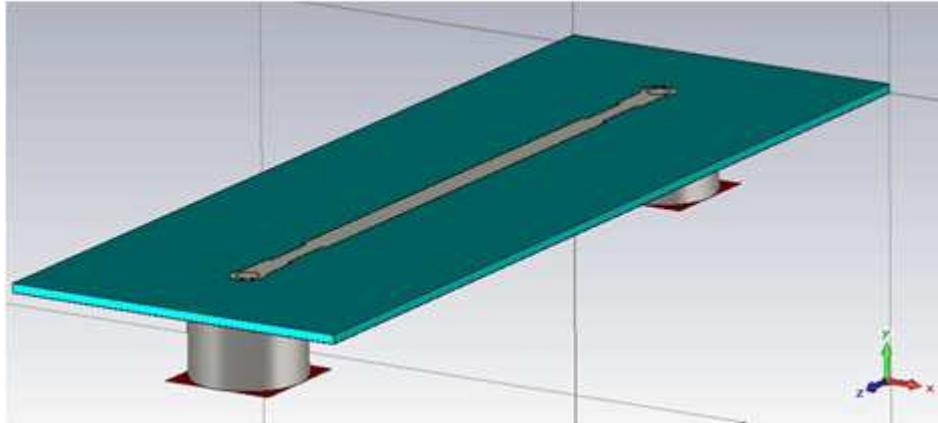


Figura 4-68: Esquema de la transición vertical SMA a mstrip con transformador, back-to-back, sobre sustrato de $b=0.508$ mm

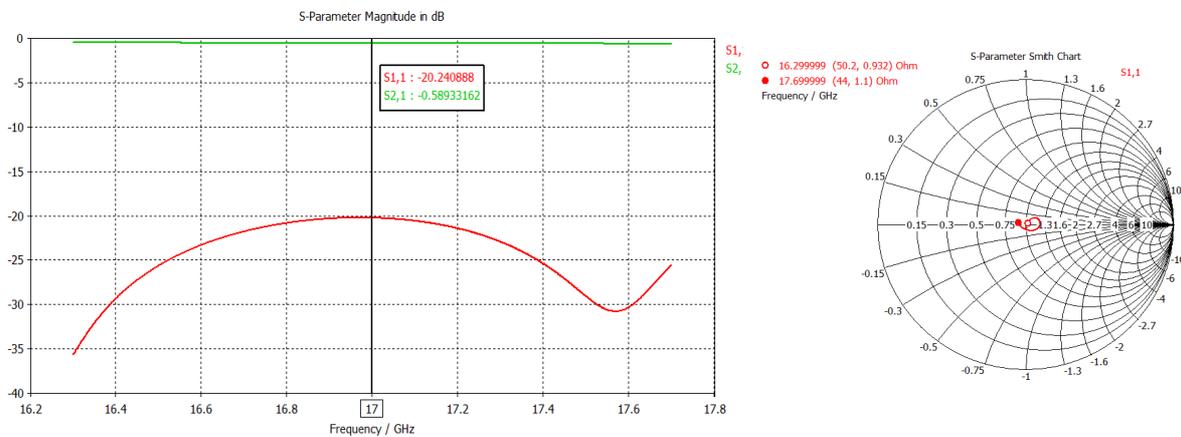


Figura 4-69: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la transición vertical SMA a mstrip con transformador, back-to-back, sobre sustrato de $b=0.508$ mm simulado con CST

Fabricación

Para la fabricación de este tipo de transiciones debemos ser menos precisos que para las transiciones verticales sobre SIW. El alma del conector se corta a una longitud igual al espesor del sustrato y se suelda a la pista mstrip por la zona circular de unión definida por el parámetro d_{mstrip} . La única precaución que debemos tener es ser precisos a la hora de realizar la soldadura para no destruir dicha zona circular echando demasiado estaño.

Las medidas de este circuito y sus especificaciones de diseño vienen detalladas en el Anexo D.6.

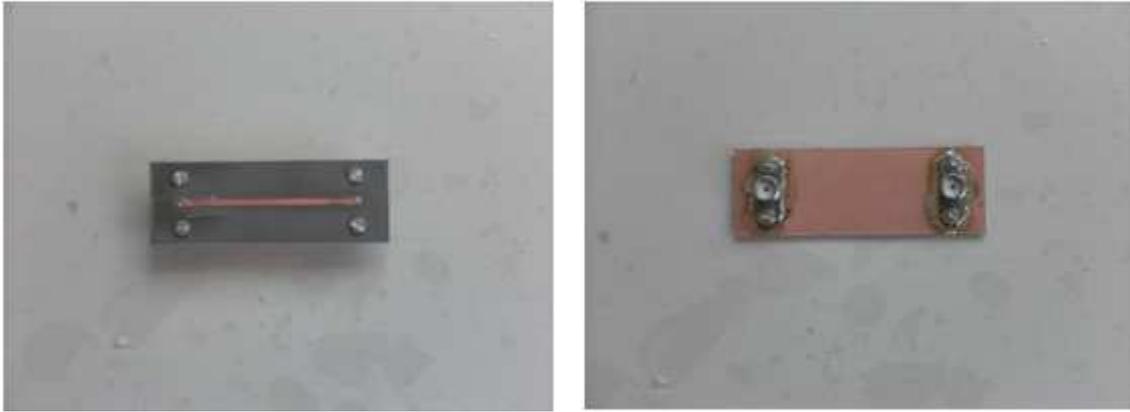


Figura 4-70: Imagen de la transición vertical SMA a mstrip back-to-back con transformador, sobre sustrato de $b=0.508$ mm, construida en el taller de circuitos de la EPS. Top (izquierda) y bottom (derecha)

Además, como la pista mstrip no está rodeada de nada podemos usar tranquilamente dos tornillos para sujetar lo mejor posible los conectores a la placa y establecer una buena continuidad en el plano de tierra sin afectar a los campos de la línea en demasía. A parte, el conductor exterior de los conectores también se suelda al bottom de la placa para que la continuidad sea mejor.

A continuación se presentan las figuras de medida de reflexión y transmisión obtenidas con el analizador de redes de la EPS.

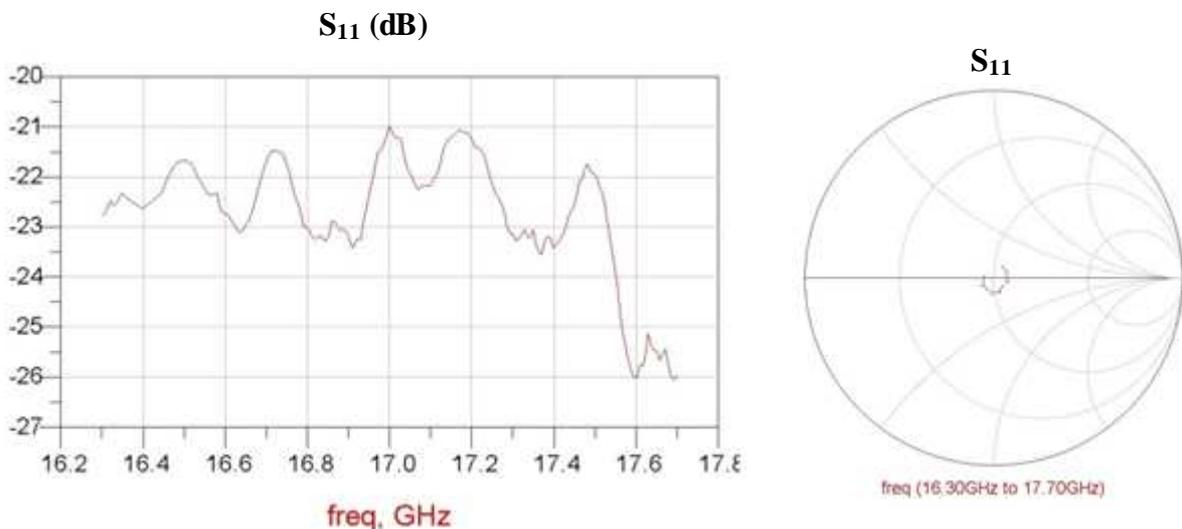


Figura 4-71: Parámetro S_{11} , en dB (der.) y en carta de Smith (izq.), de la transición vertical SMA a mstrip back-to-back con transformador, en sustrato de $b=0.508$ mm, medidos con el analizador de redes.

Parece que, en efecto, la transición no sufre de pérdidas por radiación y ofrece una adaptación a la entrada bastante buena. Todo el parámetro S_{11} se encuentra por debajo de los 21 dB en el rango de frecuencias de trabajo.

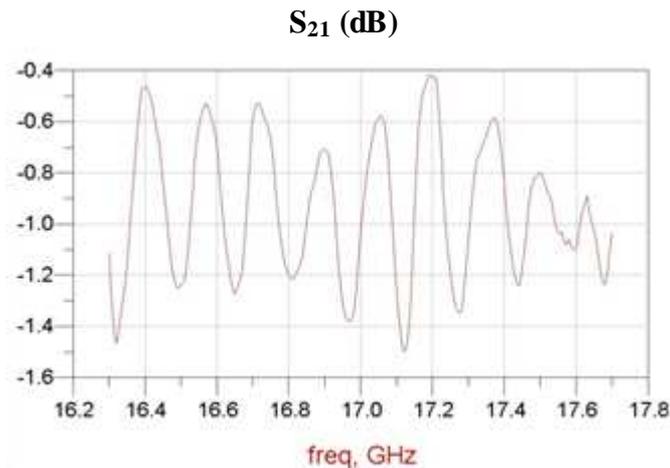


Figura 4-72: Parámetro S_{21} (dB) de la transición vertical SMA a mstrip back-to-back con transformador, sobre sustrato de $b=0.508$ mm, medido con el analizador de redes.

En cuanto al parámetro S_{21} , la medida aparece con mucha vibración a causa del uso de cables de medida que no son adecuados para frecuencias tan altas, como ya se explicó, pero podemos decir que, en media, las pérdidas del circuito parecen tolerables.

Ante los resultados tan óptimos que nos ofrecen las gráficas de medida hemos decidido construir esta transición con paso a una SIW sobre sustrato de 0.508 mm de espesor.

4.2.2.4 Transición SMA vertical - mstrip con transf. - SIW en sustrato de $b=0.508$ mm

Lo primero que debemos diseñar para conseguir esta transición es un taper que nos permita que la onda viajera pase de la línea mstrip a la guía de onda en SIW con la mayor adaptación posible.

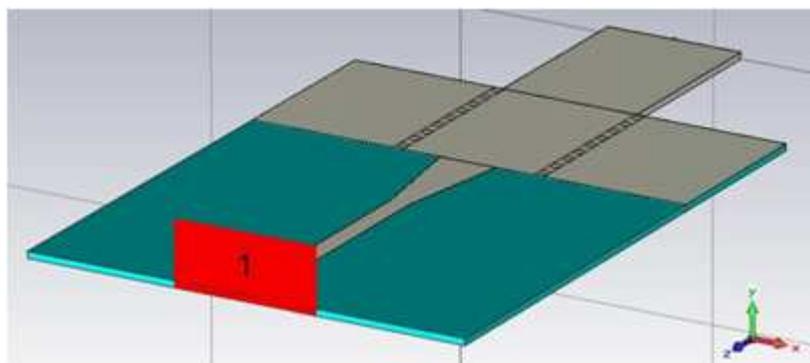


Figura 4-73: Esquema del taper de unión entre la pista mstrip y la SIW sobre sustrato de $b=0.508$ mm

Dicha adaptación, entre una pista de 50 Ω y una SIW definida según el apartado 3.2.2 sobre el sustrato “TLY-5A 0200 CH/CH” con 0.508 mm de espesor y 2.17 de constante dieléctrica, es:

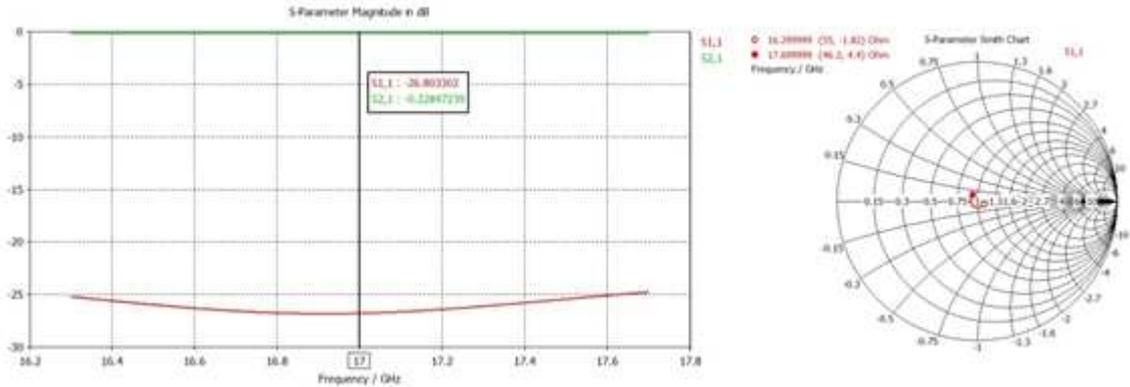


Figura 4-74: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del taper de unión entre la pista mstrip y la SIW sobre sustrato de $b=0.508$ mm, simulados con CST

Así, el montaje de la transición con un puerto como conector coaxial vertical es el mostrado en esta figura:

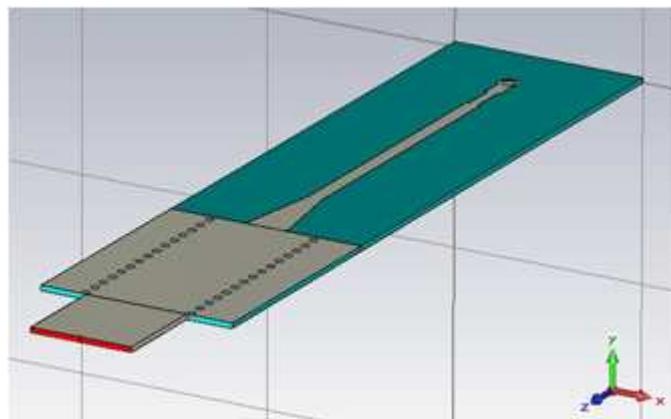


Figura 4-75: Esquema de la transición vertical SMA - mstrip con transformador - SIW sobre sustrato de $b=0.508$ mm

Los resultados por simulación ofrecen una adaptación aceptable en toda la banda de frecuencias.

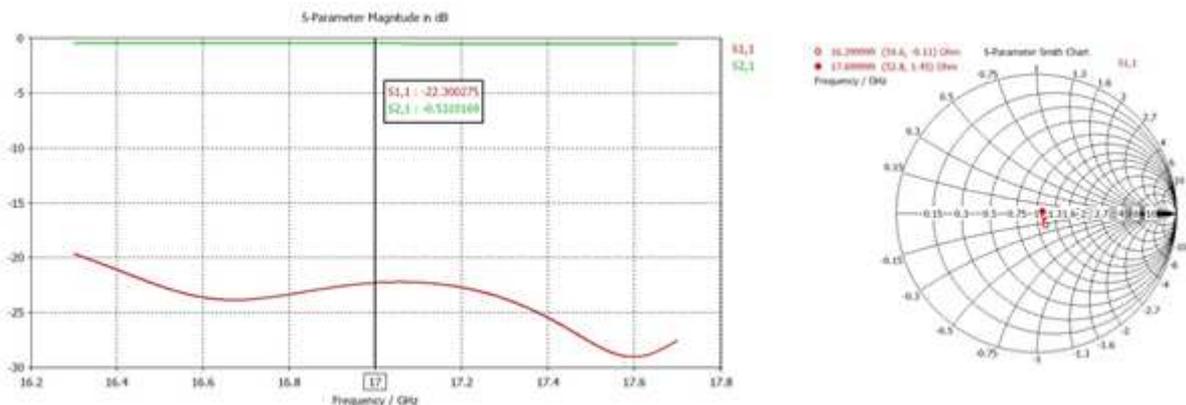


Figura 4-76: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la transición vertical SMA - mstrip con transformador - SIW sobre sustrato de $b=0.508$ mm

Sin embargo nos gustaría testear la similitud que pueda tener la simulación de este sistema con la propia construcción. Por ello, vamos a simular el circuito back-to-back y a montarlo para ver cuál es su comportamiento real.

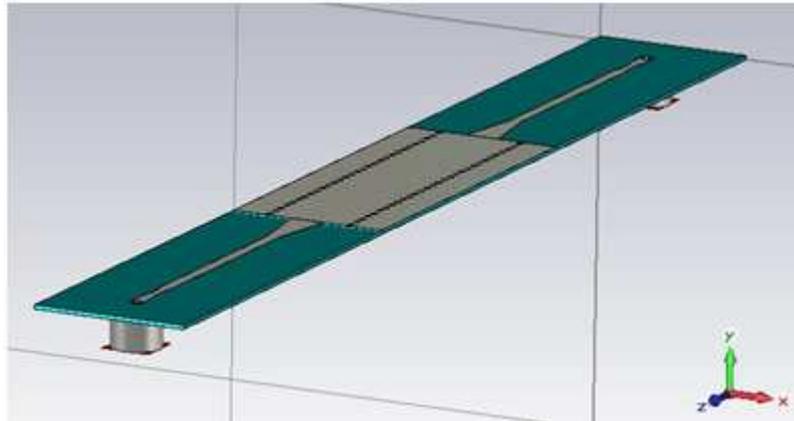


Figura 4-77: Esquema de la transición vertical SMA - mstrip con transformador - SIW back-to-back sobre sustrato de $b=0.508$ mm

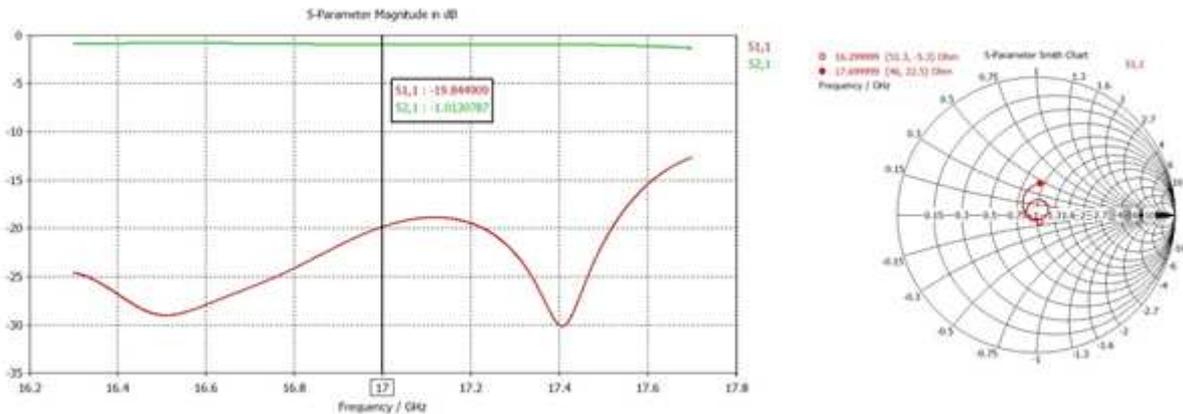


Figura 4-78: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la transición vertical SMA - mstrip con transformador - SIW back-to-back sobre sustrato de $b=0.508$ mm

Los detalles de diseño del circuito back-to-back simulado y que, a continuación, va a ser construido con la máquina de precisión "LPKF ProtoMat S100" [27], vienen en el Anexo D.7.

Fabricación

La complicación de fabricación de esta transición no difiere mucho de la transición anterior. Básicamente, la entrada del conector SMA en el sustrato es igual pero ahora se añade una parte de SIW en la zona central de la placa. Esto, únicamente se traduce en tener que poner algunas vías metálicas y soldarlas entre ellas para mantener la continuidad.

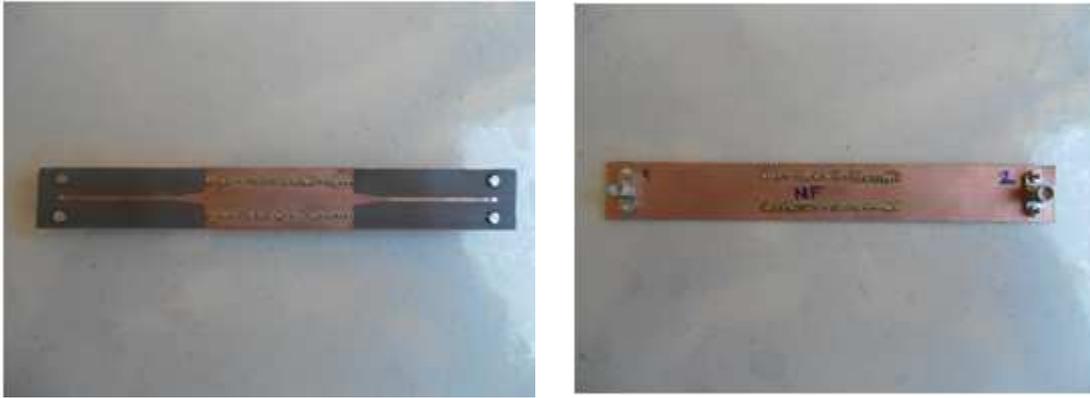


Figura 4-79: Imagen de la transición vertical SMA - mstrip con transformador - SIW back-to-back sobre sustrato de $b=0.508$ mm, construida en el taller de circuitos de la EPS. Top (izquierda) y bottom (derecha)

Aunque es unos cuantos dBs peor debido a los errores de fabricación, de los que ya se han hablado y, que introducimos en el proceso de construcción manual las gráficas medidas en el circuito son muy parecidas, sobre en forma, a las gráficas que se obtuvieron por simulación.

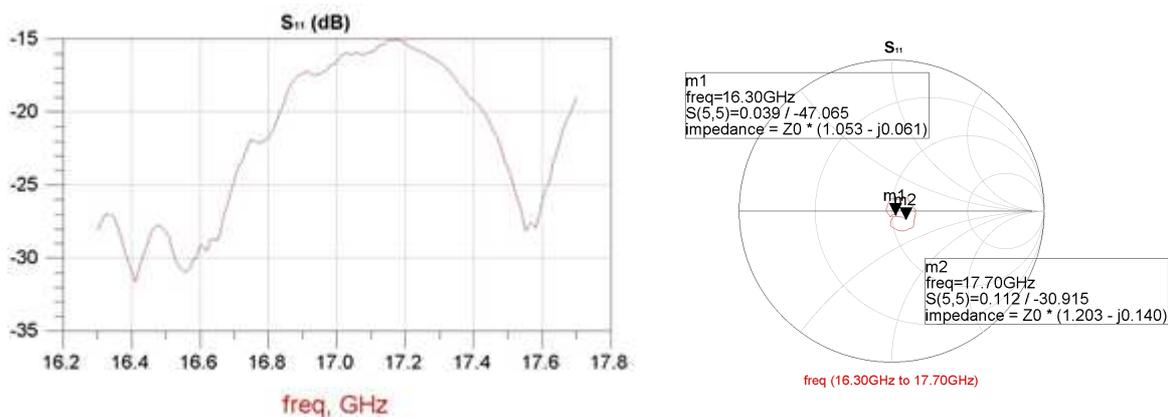


Figura 4-80: Parámetro S_{11} , en dB (der.) y en carta de Smith (izq.), de la transición vertical SMA - mstrip con transformador - SIW back-to-back sobre sustrato de $b=0.508$ mm, medido con el analizador de redes.

Parece ser que toda la transición se mantiene por debajo de los 15 dB y por debajo de los 20 dBs en gran parte de ella. Además, la dificultad de fabricación de esta transición, aunque se ha entrado incluso en la SIW, ha sido bastante menor que la mayoría de las transiciones construidas hasta ahora.

De esta manera, con el diseño de estas últimas transiciones hemos llegado a la conclusión de que, si queremos construir una transición vertical de conector SMA a línea mstrip, debe ser utilizando el sustrato de 0.508 mm del que se dispone. Como las antenas fueron diseñadas sobre un sustrato de las mismas características, pero de algo más del triple de espesor (1.5748 mm), se debe encontrar la manera de diseñar una transición que pase de un espesor a otro manteniendo una buena adaptación a la entrada del circuito. Para ello se proponen dos alternativas que serán ampliamente analizadas:

- I. Realizar el cambio de espesor en SIW
- II. Realizar el cambio de espesor en mstrip.

4.2.2.5 Transición SMA vertical - mstrip ($b=0.508$ mm) - SIW ($b=1.5748$ mm) con cambio de sustrato en SIW

En este apartado se va a diseñar una transición vertical de SMA a línea microstrip que después cambie su espesor en SIW, tras el taper de unión entre la propia pista y el comienzo de la guía. El siguiente esquema ilustra los siguientes módulos de los que está formada la estructura global de diseño.

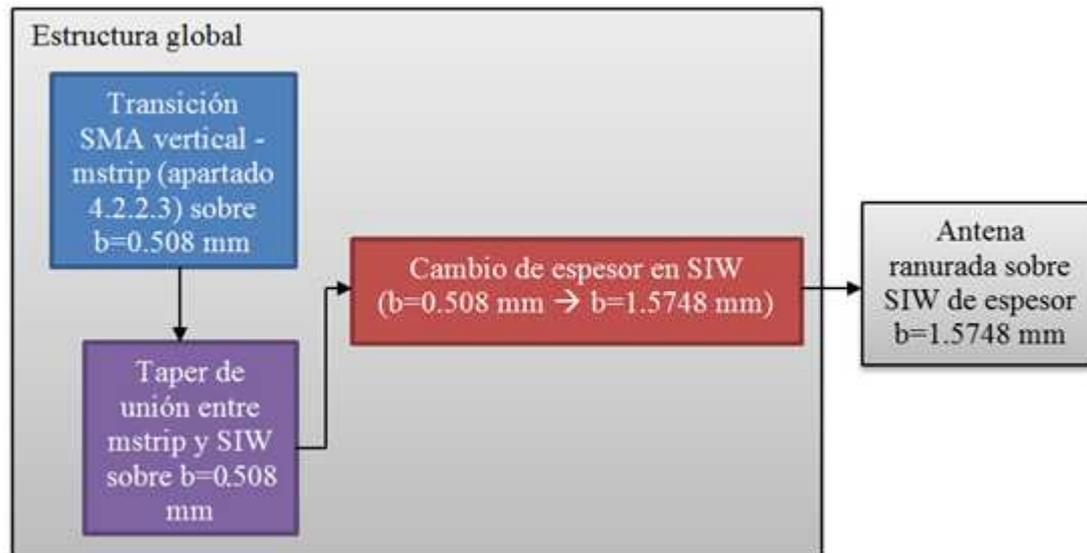


Figura 4-81: Esquema de los elementos que componen la transición SMA vertical - mstrip ($b=0.508$ mm) - SIW ($b=1.5748$ mm) con cambio de sustrato en SIW

Hemos distinguido dos diseños que, más tarde, compararemos. Uno sufre una serie de cambios en las anchuras de las SIW, según va cambiando el espesor del sustrato, definidos por las fórmulas del método de *Uher*; mientras que el otro es el método que hemos llamado *directo*, que consiste en cambiar el espesor del sustrato sin alterar la anchura de la SIW.

4.2.2.5.1 Cambio de sustrato por el método de Uher

El método de Uher es un método iterativo para determinar las anchuras “ a ” y “ b ” de secciones transformadoras $\lambda/4$ en guía cuando las guías a adaptar tienen distintas “ a ” y “ b ”. En el siguiente cuadro se muestran las fórmulas que definen este método:

<p style="text-align: center;">Datos iniciales</p> <p>$N_i = \text{Número de secciones adaptadoras}$ $N = N_i + 1$ $a_1 = a_{\text{input}}$ $a_{N+1} = a_{\text{output}}$ $\delta = \left(\frac{a_{N+1}}{a_1} \right)^{1/N}$</p>	<p style="text-align: center;">Definición de variables</p> <p>$g_c = \begin{cases} \text{for } c = 2 \rightarrow N+1 \\ g_c = 2 \sin \left(\frac{(2c-3)\pi}{2N} \right) \end{cases}$</p> <p>$A_k = \delta \cdot X_a$ $X_a = \frac{\delta^2}{2} - 2\delta + 2.5$ $\gamma = \frac{\ln(R)}{\rho}$</p> <p>$R = \frac{a_{N+1} \cdot b_{N+1} \cdot \lambda_{g_{N+1}}}{a_1 \cdot b_1 \cdot \lambda_{g_1}} \cdot (X_a)^N$ $\rho = \sum_{c=2}^{N+1} g_c$</p>
<p style="text-align: center;">Cálculo de las anchuras de los adaptadores ("a")</p> <p style="text-align: center;"><i>for</i> $c = 2 \rightarrow N$ $a_c = a_{c-1} \cdot \delta$</p>	<p style="text-align: center;">Cálculo de las alturas de los adaptadores ("b")</p> <p style="text-align: center;"><i>for</i> $c = 2 \rightarrow N$ $b_c = \frac{b_{c-1} \cdot e^{(\gamma \cdot z_c)}}{\left(\frac{\lambda_{z_c}}{\lambda_{z_{c-1}}} \right)} \cdot A_k$</p>

Tabla 4-1: Fórmulas del método de Uher

A la hora de ejecutar este método hemos tenido en cuenta ciertos factores que nos han condicionado. Como ya se dijo anteriormente, en el laboratorio C-107 de la EPS únicamente disponemos de sustratos de anchuras de 0.508 mm, 1.016 mm y 1.5748 mm. Por tanto, si queremos obtener una sección transformadora para pasar del sustrato de espesor 0.508 al de 1.5748 mm esta debe ser de 1.016 mm. Según este método, existen ciertos valores de anchuras para que, respetando los cambios de altura mencionados, se pueda conseguir la mayor adaptación posible para el sistema.

Por otra parte las longitudes de las secciones 1 y 3 (Figura 4-82) son arbitrarias, ya que son las zonas de unión con la línea de alimentación mstrip y con la SIW ranurada, respectivamente. Por tanto, la única longitud de sección que debe ser diseñada es la de la sección intermedia.

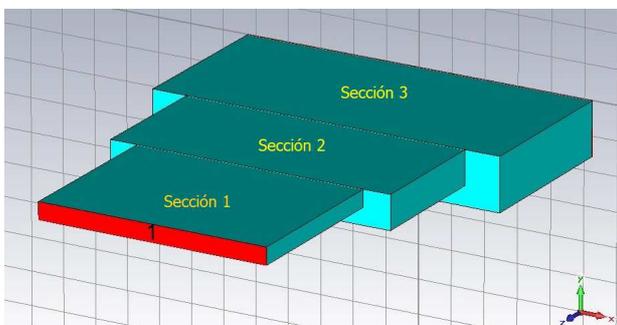


Figura 4-82: Esquema de tres secciones transformadoras en guía convencional diseñadas por el método de Uher

	a (mm)	b (mm)
Sección 1	6.82	0.508
Sección 2	8.455	1.016
Sección 3	10.4828	1.5748

Tabla 4-2: Alturas y anchuras obtenidas por el método de Uher para guía convencional

Así, se ha diseñado la sección transformadora, primero en guía convencional, con los valores que nos ofrecen las fórmulas del método de Uher (Tabla 4-2) y con una longitud para la sección 2 de 3.94 mm. Estos son los resultados de adaptación.

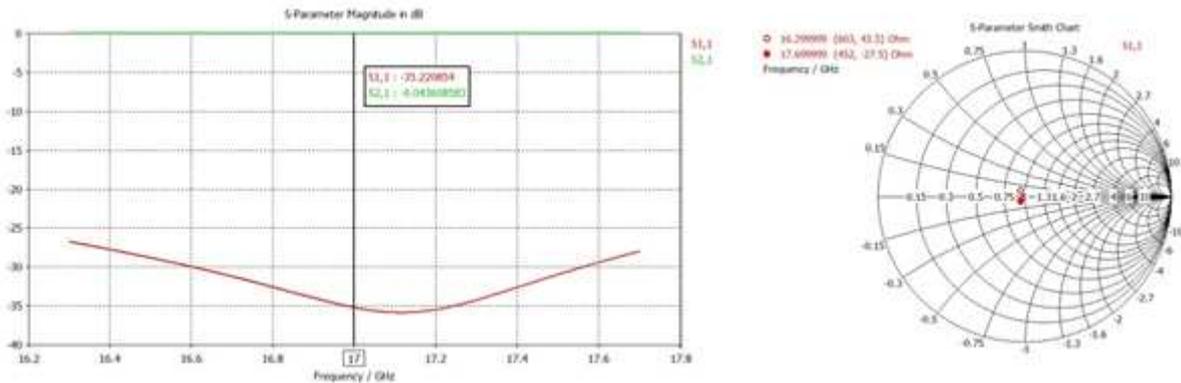


Figura 4-83: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de tres secciones transformadoras en guía convencional diseñadas por el método de Uher, simulados con CST

A continuación, se muestran las simulaciones de las tres secciones diseñadas en SIW. Hay que tener en cuenta que este cambio no es tan arbitrario como seguir las fórmulas de conversión definidas en [7]. Sabemos que, en este caso, la longitud de la secciones transformadoras es totalmente determinante para conseguir una buena adaptación, y dicha longitud queda limitada a valores enteros múltiplos del tamaño y de la separación entre las vías de la SIW. Por este motivo, para este diseño en particular se utilizan vías con un diámetro menor, de 0.6 mm, y una separación entre ellas de 1.2 mm, excepto en la sección transformadora central, cuyas vías tienen una separación que ha sido adaptada a la longitud de la propia sección con la mayor precisión posible. Todos los detalles de diseño de las secciones transformadoras se pueden examinar con detenimiento en los planos de la estructura completa (Anexo A.1).

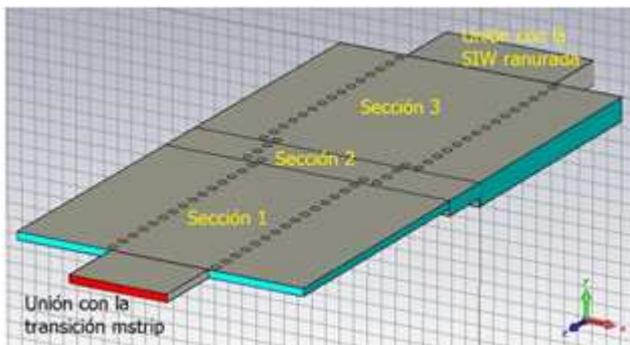


Figura 4-84: Esquema de tres secciones transformadoras en SIW diseñadas por el método de Uher

	a_{SIW} (mm)	b (mm)
Sección 1	7.185	0.508
Sección 2	8.858	1.016
Sección 3	10.875	1.5748

Tabla 4-3: Alturas y anchuras obtenidas por el método de Uher para SIW

La sección 3, que engancharía con la SIW que sustenta la antena ranurada, no tiene una anchura igual a la de esta porque una está diseñada con vías de 0.8 mm y otra con vías de 0.6 mm de diámetro. Sin embargo, las anchuras equivalentes en guía convencional sí son las mismas por lo que se considera que pasar de la sección 3 a la SIW caracterizada en el apartado 3.2.2 de esta memoria es un hecho arbitrario.

Los parámetros de adaptación obtenidos por simulación para las secciones transformadoras en SIW son los siguientes.

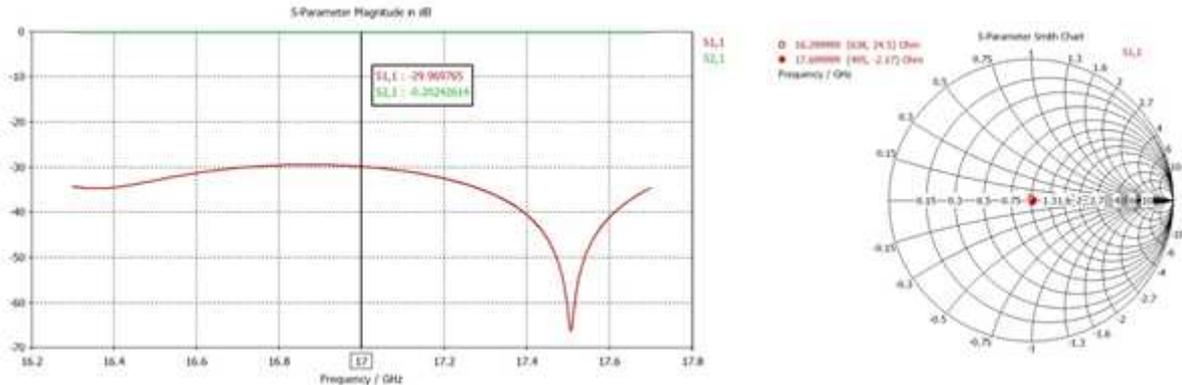


Figura 4-85: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de tres secciones transformadoras en SIW diseñadas por el método de Uher, simulados con CST

Tras haber diseñado la parte en que se cambia de altura de sustrato debemos caracterizar un circuito de unión entre la transición vertical SMA a mstrip (diseñada en el apartado 4.2.2.3) y la primera sección transformadora de las tres secciones diseñadas con SIW donde se produce dicho cambio de espesor.

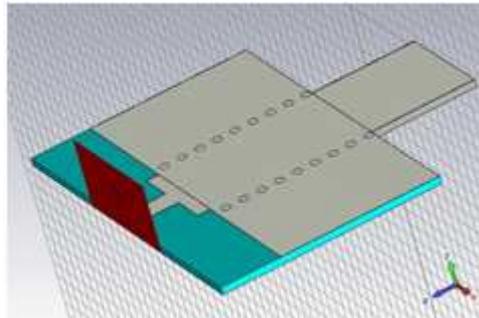


Figura 4-86: Esquema del taper de unión entre la transición mstrip y las tres secciones transformadoras en SIW diseñadas por el método de Uher

Para eso, se ha planificado un taper de conexión que, al contrario que en otros casos, hemos diseñado cuadrado y no escalonado porque nos ofrecía un nivel de adaptación mayor.

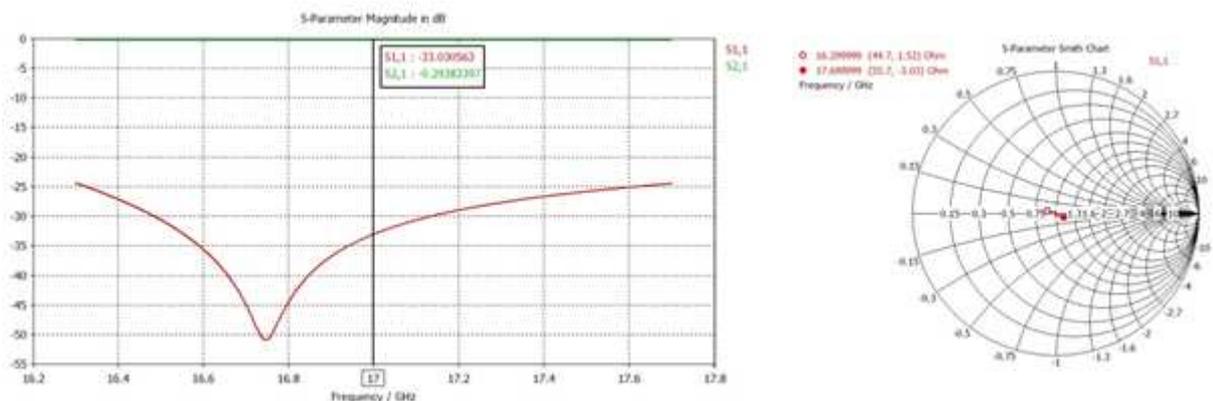


Figura 4-87: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del taper de unión entre la transición mstrip y las tres secciones transformadoras en SIW diseñadas por el método de Uher, simulados con CST

Finalmente, los tres elementos que forman esta transición se unen formando una transición completa en la que, por una parte se entra con un conector SMA por el plano de masa de la placa hasta una línea mstrip que alimenta a una SIW. Después, esta SIW va cambiando de espesor y de anchura hasta llegar a tener las medidas necesarias para alimentar las antenas diseñadas a lo largo de esta memoria.

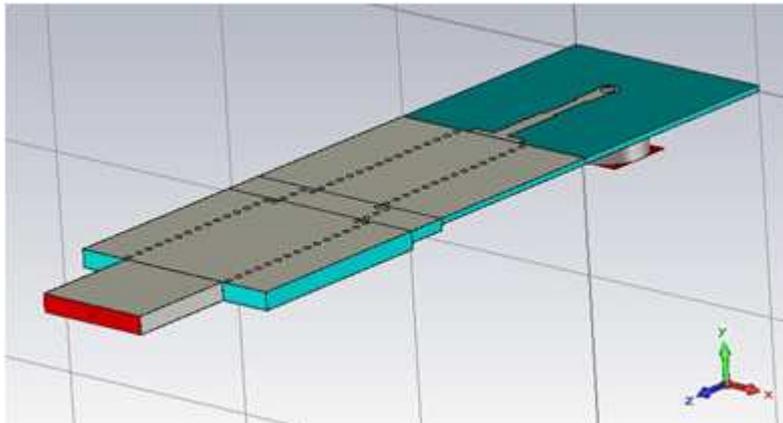


Figura 4-88: Esquema de la estructura global de la transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en guías diseñadas por el método de Uher

La unión de los elementos hace que la curva de reflexión se abra en carta de Smith y esto repercute en la reflexión de la transición, sobre todo en los extremos. Existe muy buena adaptación en gran parte del rango de frecuencias de interés pero en los bordes de esta el nivel de reflexión asciende hasta los 15 dBs.

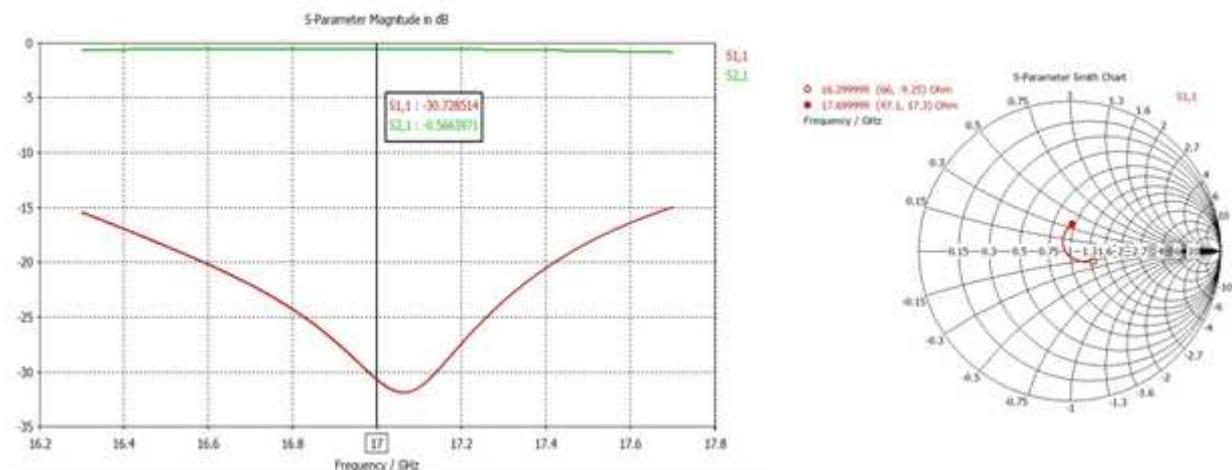


Figura 4-89: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la estructura global de transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en guías diseñadas por el método de Uher, simulados con CST

4.2.2.5.2 Cambio de sustrato por el método directo

Ahora vamos a probar qué resultados nos ofrece la misma transición que acabamos de diseñar pero haciendo los cambios de altura de los sustratos directamente, es decir, sin usar el método de Uher y, por tanto, sin cambios de anchuras.

La transición de una SIW de $b=0.508$ mm a otra de $b=1.5748$ mm se hace pasando por una altura intermedia de 1.016 mm, de la misma manera que en el caso anterior.

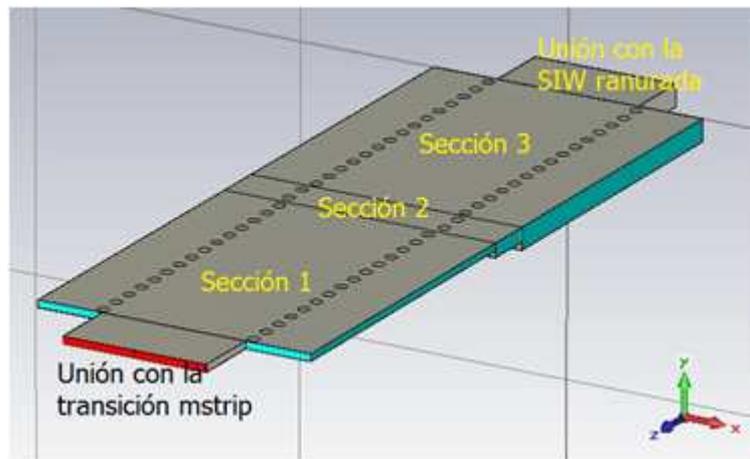


Figura 4-90: Esquema de tres secciones transformadoras en SIW diseñadas por el método directo

La longitud de la sección intermedia también es caracterizada por simulación para obtener el valor que nos ofrezca una mayor adaptación del parámetro S_{11} . Su valor es de 3.43 mm y, hay que decir que, esta vez sí hemos podido caracterizar la transición con vías de 0.8 mm como se venía haciendo durante toda la memoria, por lo que las anchuras de las guías SIW son de 11 mm.

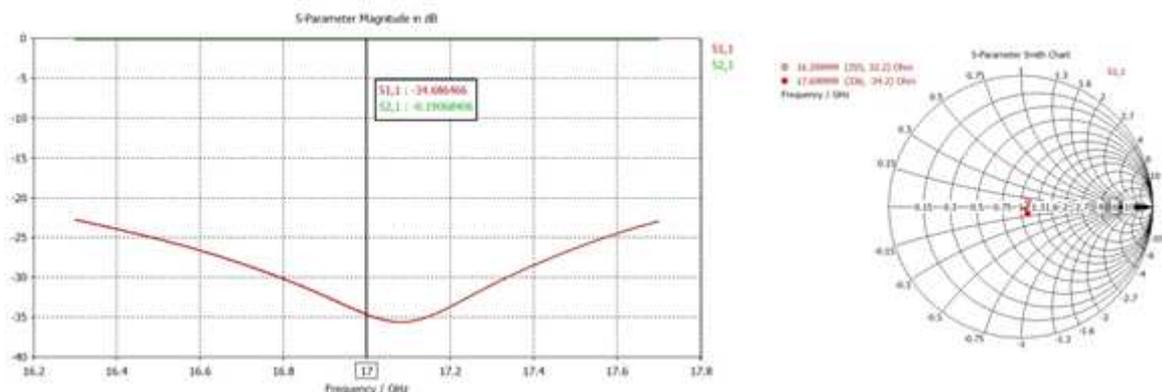


Figura 4-91: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de tres secciones transformadoras en SIW diseñadas por el método directo, simulados con CST

Una vez diseñada la transición de sustratos se prepara el taper de unión entre la pista mstrip de alimentación y la sección transformadora número 1 (Figura 4-73). Esta

parte del circuito se diseña sobre sustrato de 0.508 mm de espesor puesto que es el paso previo al cambio de alturas. Se advierte que esta parte de la transición es la misma que la que fue diseñada en el apartado 4.2.2.4 de esta memoria.

Para este caso, en el que la pista se conecta con una SIW de 11 mm de anchura que usa vías de 0.8 mm y separación de 1.6 mm, parece que las simulaciones nos dicen que el tipo de taper que mejor resultados nos ofrece es el escalonado, tal y como se pudo apreciar en la Figura 4-74.

De esta manera, la combinación de estos circuitos nos da la transición vertical completa, que mostramos en la Figura 4-92 y cuyas parámetros se detallan en el plano del Anexo A.1.

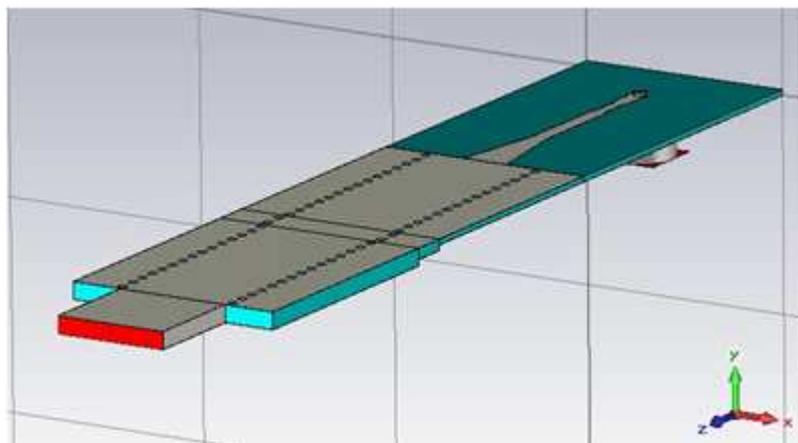


Figura 4-92: Esquema de la estructura global de la transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en guías diseñadas por el método directo

Las gráficas siguientes nos muestran los parámetros S de la transición diseñada. En ellas podemos ver como existe muy buena adaptación en la frecuencia central, pero peor en los extremos.

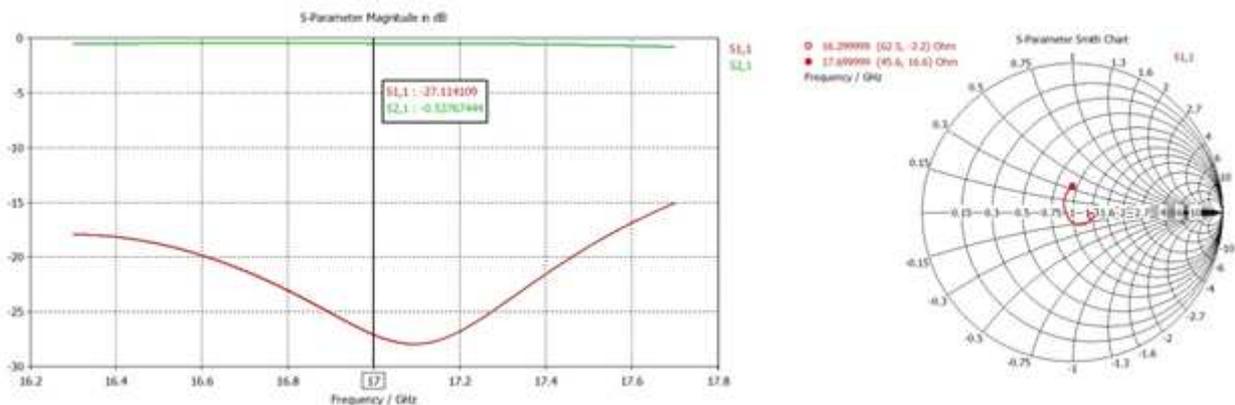


Figura 4-93: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la estructura global de transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en guías diseñadas por el método directo, simulados con CST

4.2.2.5.3 Comparativa

Las gráficas de adaptación de la transición vertical con cambio de sustrato directo en la SIW ofrecen unos resultados similares a los obtenidos con cambio por el método de Uher.

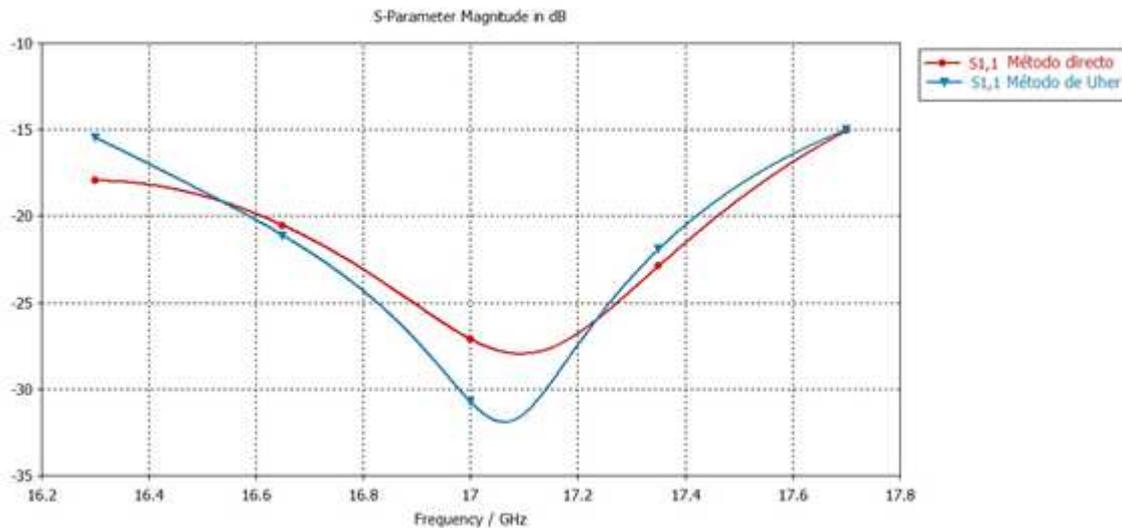


Figura 4-94: Comparativa del parámetro S_{11} , en dB, entre la transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en SIW diseñadas por el método directo y por el método de Uher

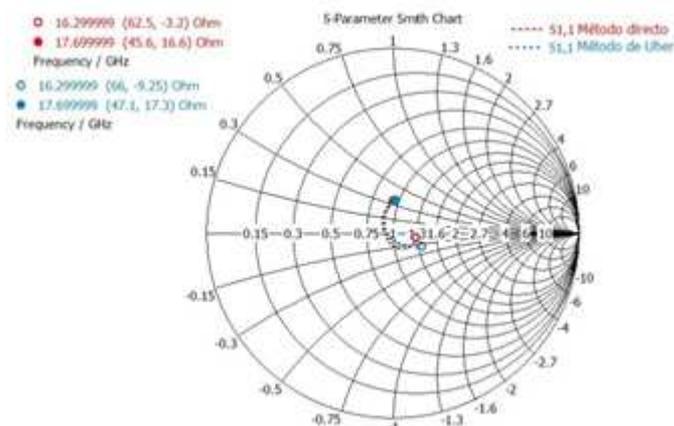


Figura 4-95: Comparativa del parámetro S_{11} , en carta de Smith, entre la transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en SIW diseñadas por el método directo y por el método de Uher

Tal y como ya se ha comentado, ambos tienen su curva de adaptación centrada en la carta de Smith pero demasiado abierta para conseguir una adaptación tan óptima en los extremos.

Por otra parte, si pensamos en el sistema de fabricación de cualquiera de estas dos transiciones podemos hacerlas por tramos (Figura 4-96) o por capas de sustrato de 0.508 mm (Figura 4-97).



Figura 4-96: Fabricación de la transición vertical a mstrip por tramos



Figura 4-97: Fabricación de la transición vertical a mstrip por capas de 0.508 mm

En cualquiera de las zonas de juntura entre las partes que forman la transición, tanto si son horizontales como verticales, los errores de fabricación van a fomentar la desadaptación del circuito. Además, el poner vías tan pegadas al borde de las placas que conformarían la transición puede ser una tarea complicada.

Por todo ello, pensamos en probar a diseñar y construir la transición SMA vertical sobre pista mstrip con cambio de anchura antes de la SIW. Además, quizás la pista mstrip nos ofrezca la posibilidad de cambiar de sustrato de una sola vez, lo que reduciría notablemente los errores y la dificultad de fabricación.

4.2.2.6 Transición SMA vertical - mstrip ($b=0.508$ mm) - SIW ($b=1.5748$ mm) con cambio de sustrato en mstrip

En el diseño de esta transición vamos a realizar el cambio de espesor en línea mstrip, antes del taper de unión entre la propia pista y la SIW que se une al array lineal diseñado anteriormente. El sistema se estructura de la siguiente manera.

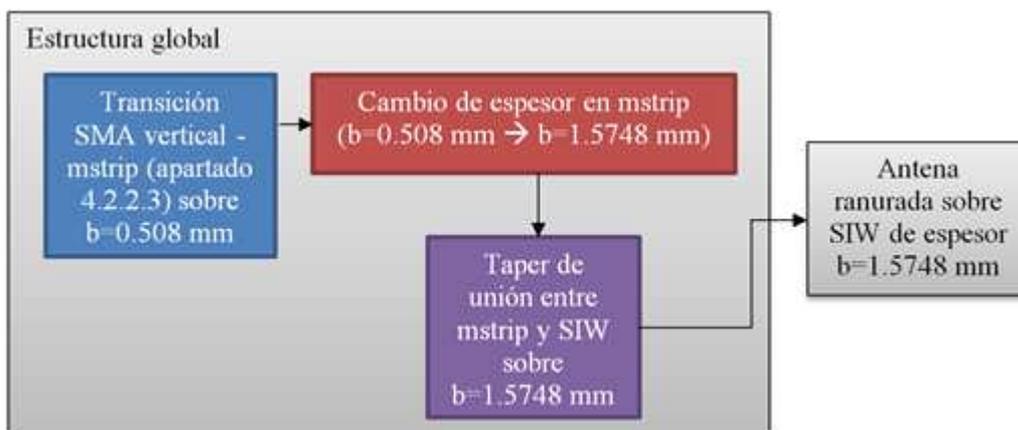


Figura 4-98: Esquema de los elementos que componen la transición SMA vertical - mstrip ($b=0.508$ mm) - SIW ($b=1.5748$ mm) con cambio de sustrato en mstrip

Como el cambio de sustrato se realiza sobre una pista mstrip la solución para mantener una buena adaptación entre una parte y otra será introducir una serie de transformadores que permitan un guiado correcto de la onda entrante. Así, la pista de alimentación final consta de 5 transformadores microstrip. Los detalles de esta transición quedan especificados en el 0 y se ilustra en la siguiente imagen:

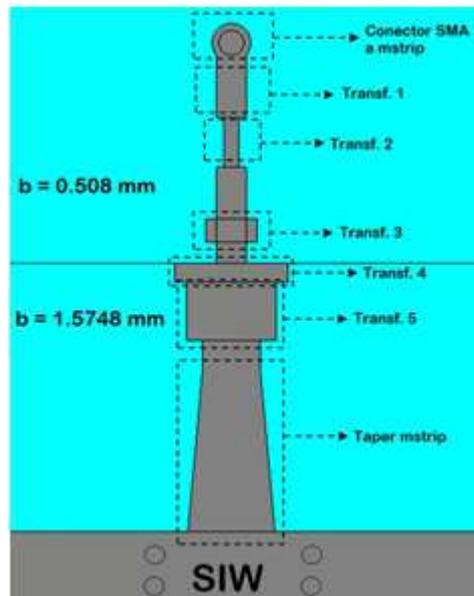


Figura 4-99: Esquema de los transformadores que conforman la línea de alimentación mstrip

La primera parte de la pista, es decir, la entrada del conector y los dos primeros transformadores, forma la transición SMA vertical a mstrip en sustrato de 0.508 mm de altura que fue diseñada en el apartado 4.2.2.3 con buenos resultados de adaptación en simulación.

Por tanto, la siguiente parte que debemos analizar es la zona de unión entre los sustratos, integrada por los transformadores 3 y 4.

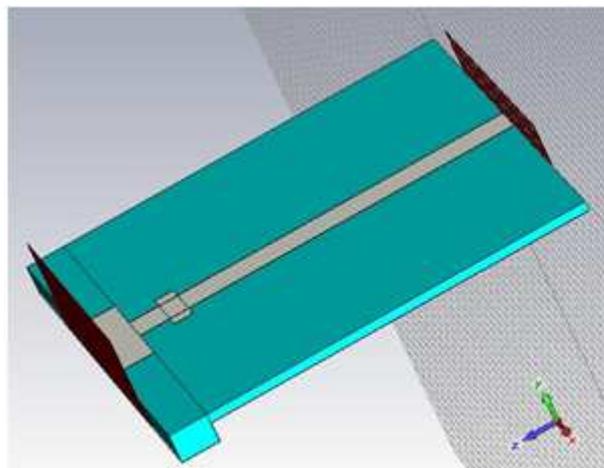


Figura 4-100: Esquema del cambio de altura de sustrato en mstrip de la transición SMA vertical - mstrip - SIW

Tal y como dijimos, se iba a intentar que el cambio de sustrato fuera directo, es decir, que pasara de 0.508 mm a 1.5748 mm en un solo salto, debido a la diferencia de distribución entre las líneas de campo que se definen en una mstrip y en una guía de onda.

Podemos ver que, en efecto, la transición con el cambio de anchura está muy bien adaptada en todo nuestro rango de frecuencias gracias al uso de los transformadores de impedancia utilizados.

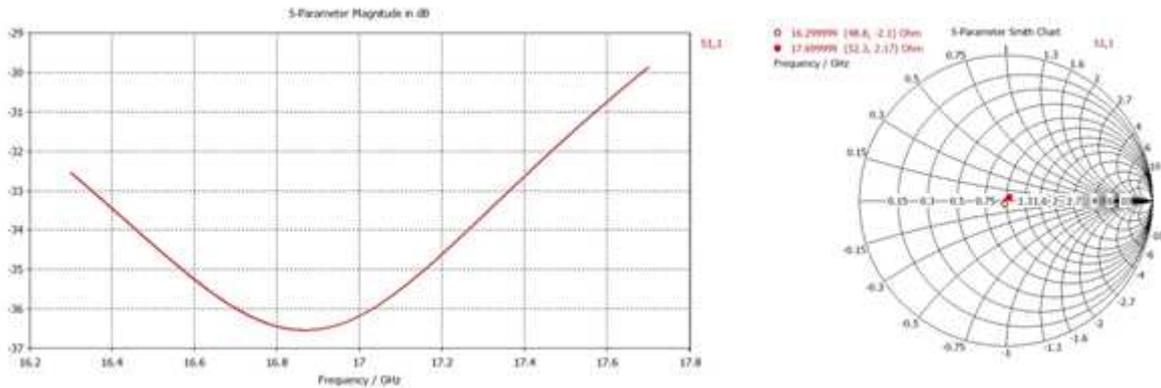


Figura 4-101: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del cambio de altura de sustrato en mstrip de la transición SMA vertical - mstrip - SIW, simulados con CST

A continuación vamos a integrar los transformadores 3 y 4, que conforman el cambio de sustrato, con los transformadores 1 y 2 y con el conector SMA vertical, que forman la transición completa de entrada que se diseñó.

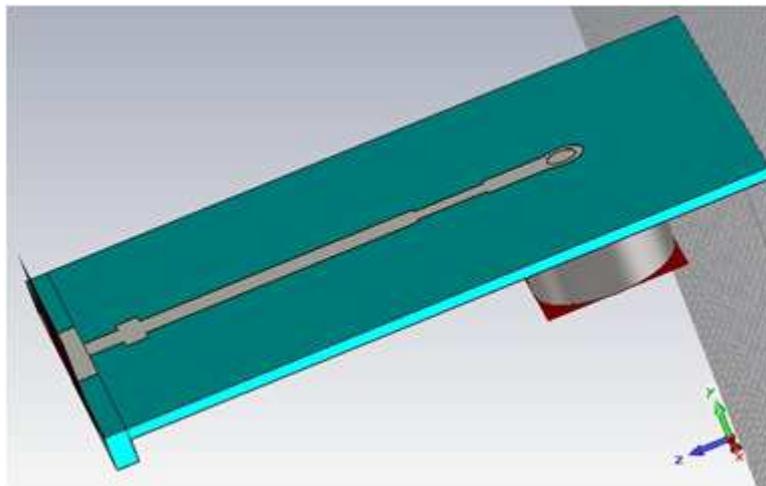


Figura 4-102: Esquema de la entrada del conector SMA y del cambio de altura de sustrato en mstrip de la transición SMA vertical - mstrip - SIW

Como ambas partes por separado nos ofrecían una adaptación muy buena en las frecuencias de interés, eso es, precisamente, lo que presenta la unión de ellas.

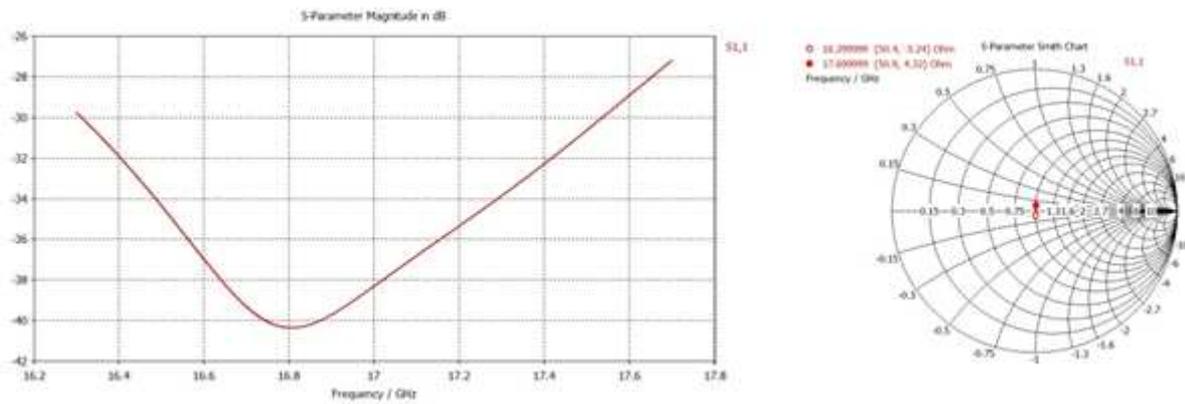


Figura 4-103: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la entrada del conector SMA y del cambio de altura de sustrato en mstrip de la transición SMA vertical - mstrip - SIW, simulados con CST

Ahora, por el otro lado, debemos diseñar el taper que conecta la guía de onda con la transición microstrip. Además, se añade un transformador mstrip adicional (transf. 5) para conseguir una adaptación óptima de la señal entre la SIW y el circuito anterior.

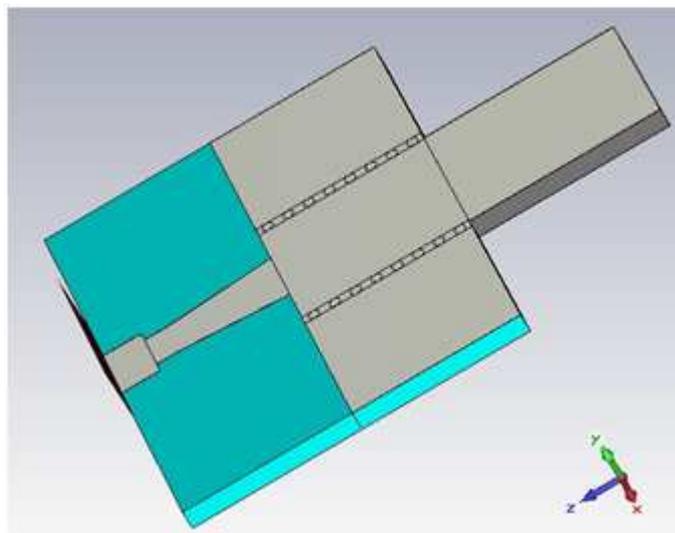


Figura 4-104: Esquema del taper de unión entre mstrip y SIW sobre sustrato de $b=1.5748$ mm

Podemos decir que hemos conseguido una adaptación perfecta para el taper y que, por tanto, la onda pasará de ser transportada por una microstrip a una SIW sin apenas pérdida de señal.

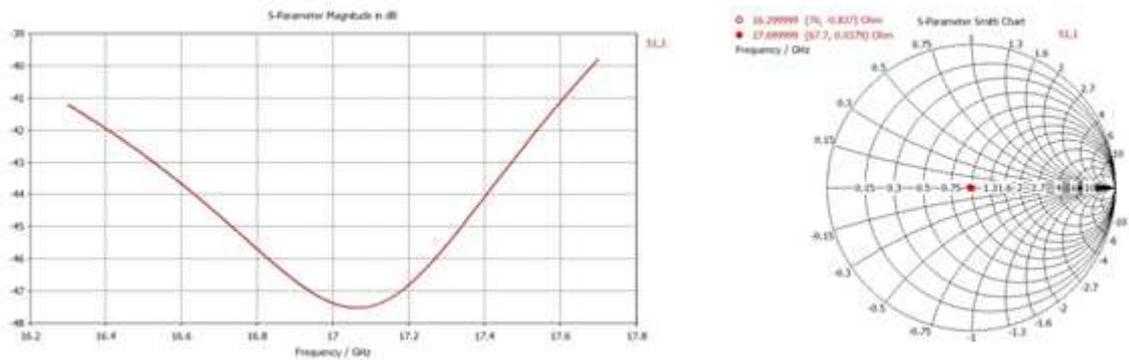


Figura 4-105: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del taper de unión entre mstrip y SIW sobre sustrato de $b=1.5748$ mm, simulados con CST

Una vez examinadas todas las partes de esta transición, lo que toca es analizar su comportamiento en su estructura total.

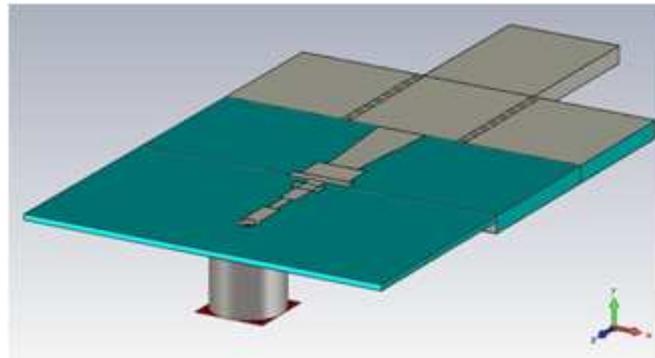


Figura 4-106: Esquema de la estructura global de la transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en mstrip

Si miramos los parámetros S en dB podemos ver como el parámetro de reflexión se mantiene por debajo de los 25 dB en todo el rango de interés, con una adaptación perfecta en la frecuencia central. Además, el coeficiente de transmisión ofrece un valor tolerable de pérdidas, ya que la pista mstrip, dependiendo de su geometría, puede comportarse como un parche radiante en algunas zonas de la transición, sobre todo en el taper.

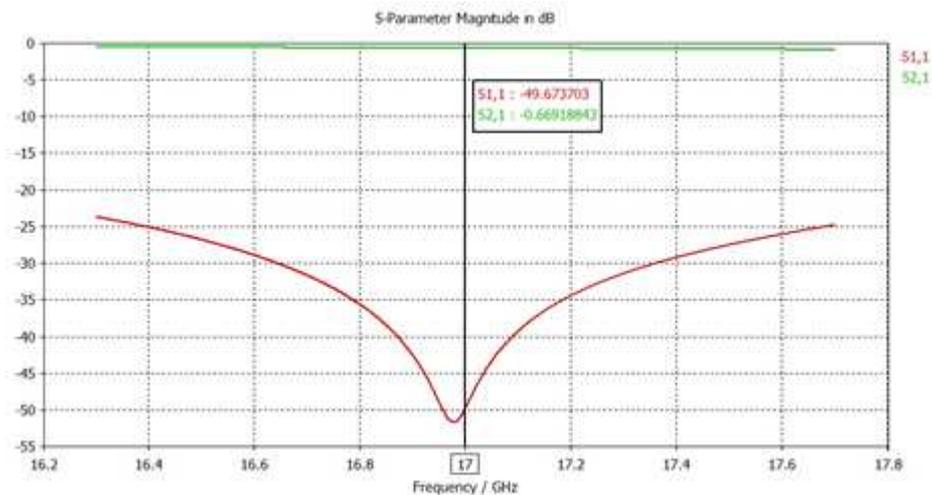


Figura 4-107: Parámetros S, en dB, de la transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en mstrip, simulados con CST

Igualmente, si observamos el parámetro de reflexión (S_{11}) en carta de Smith podemos apreciar como, aunque la curva se abre un poco, la adaptación en el centro de la carta es muy buena.

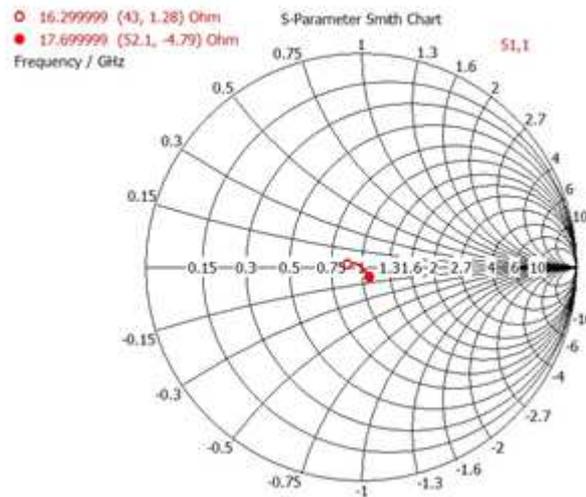


Figura 4-108: Parámetro S_{11} , en carta de Smith, de la transición vertical SMA - mstrip - SIW con cambio de sustrato en mstrip, simulados con CST

Hemos querido fabricar una de estas transiciones para comprobar su funcionamiento sobre una placa de montaje y examinar la dificultad que acaece el construir una transición como esta. Por ello, en primer lugar, se ha diseñado la transición back-to-back.

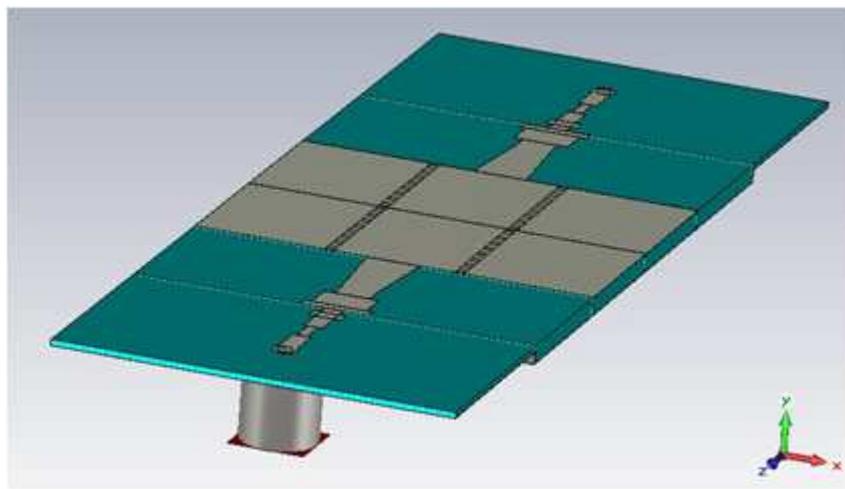


Figura 4-109: Esquema de la estructura global de la transición vertical SMA - mstrip - SIW back-to-back con cambio de sustrato en mstrip

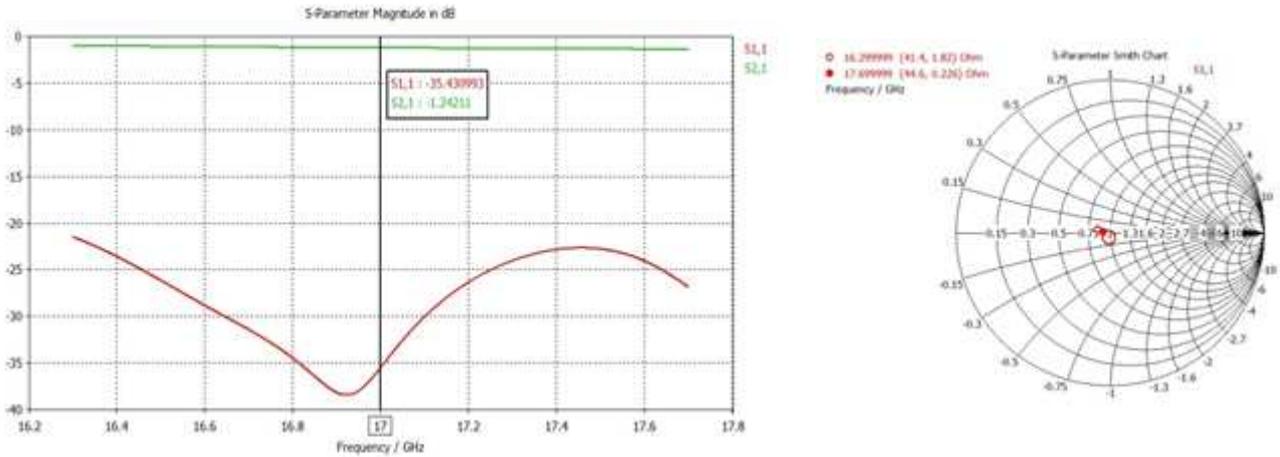


Figura 4-110: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la transición vertical SMA - mstrip - SIW back-to-back con cambio de sustrato en mstrip, simulados con CST

Fabricación

Se ha decidido que la construcción de las dos partes que forman esta transición se haga por capas, es decir, primero se hace una capa completa de 0.508 mm de espesor en la que se imprime todo el circuito y, después, se añade una pequeña capa de 1.016 mm con plano de masa a la parte central de la transición (Figura 4-111).

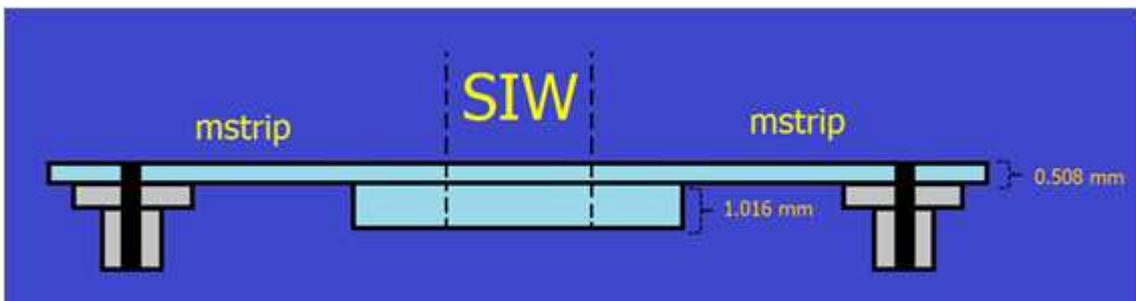


Figura 4-111: Ilustración de montaje por capas de la transición SMA vertical - mstrip - SIW con cambio de anchura en mstrip

Aunque la suma de los dos dieléctricos nos da un espesor menor que el diseñado ($0.508 + 1.016 = 1.524 \text{ mm} < 1.5748 \text{ mm}$) pensamos que este error es más llevadero que el que introduciría la unión de las dos partes de la mstrip con un dieléctrico de 0.508 mm y otro de 1.5748 mm (Figura 4-112). La unión de esta zona añadiría “gaps” de aire y zonas que empeorarían la definición de la mstrip, además de añadir la dificultad de alinear correctamente las dos partes de la pista mstrip.

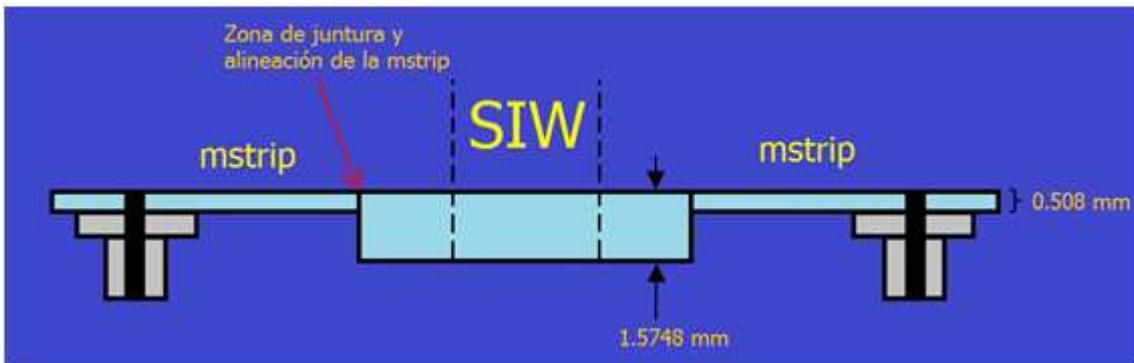


Figura 4-112: Ilustración de montaje por partes de la transición SMA vertical - mstrip - SIW con cambio de anchura en mstrip

Por ello, se ha tomado la decisión de combinar los dos dieléctricos horizontalmente, donde la mayor dificultad de construcción que existe consiste en juntarlos de tal manera que los gaps de aire no influyan en la mstrip ni en la SIW. Por este motivo se han añadido vías metálicas en los bordes de la placa. No existe razón electromagnética para colocar esas vías, pero nos sirven de elemento de unión barato y muy fácil de implementar.

El aspecto final de la transición, tras todas estas consideraciones es el que se muestra en la siguiente ilustración:



Figura 4-113: Imagen de la transición vertical SMA - mstrip - SIW back-to-back con cambio de sustrato en mstrip, construida en el taller de circuitos de la EPS. Top (izquierda) y bottom (derecha)

Una de las reparaciones manuales que no podemos evitar hacer cuando juntamos dos dieléctricos de diferente altura es establecer la continuidad de los planos de masa a través del borde sobrante de la guía más alta. Para ello, los dos sustratos deben estar muy bien unidos y debemos pegar y soldar una fina capa de cinta de cobre que establezca dicha continuidad. Para dar solidez y sujeción a la zona, sin distorsionar los campos EM que se establecen en la línea mstrip, se han colocado unos grandes tornillos de plástico en las junturas de los planos de masa, junto a la cinta de cobre de unión.

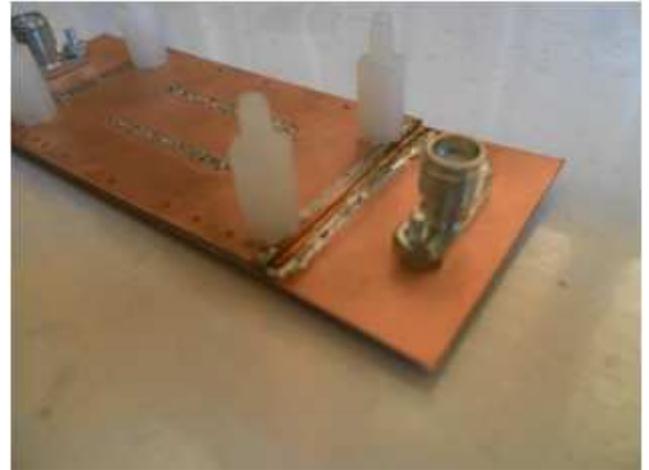
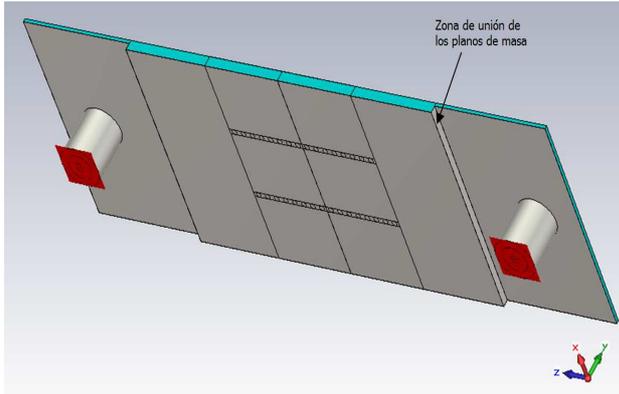


Figura 4-114: Imagen de la zona de unión de los planos de masa en la transición vertical SMA - mstrip - SIW back-to-back con cambio de sustrato en mstrip. Esquema (izq.) y montaje con cinta de cobre (der.)

Las medidas tomadas con el analizador de redes, propiedad de la EPS, sobre esta transición vertical no parecen asemejarse mucho a los resultados que obtuvimos por simulación y que se mostraron en la Figura 4-110.

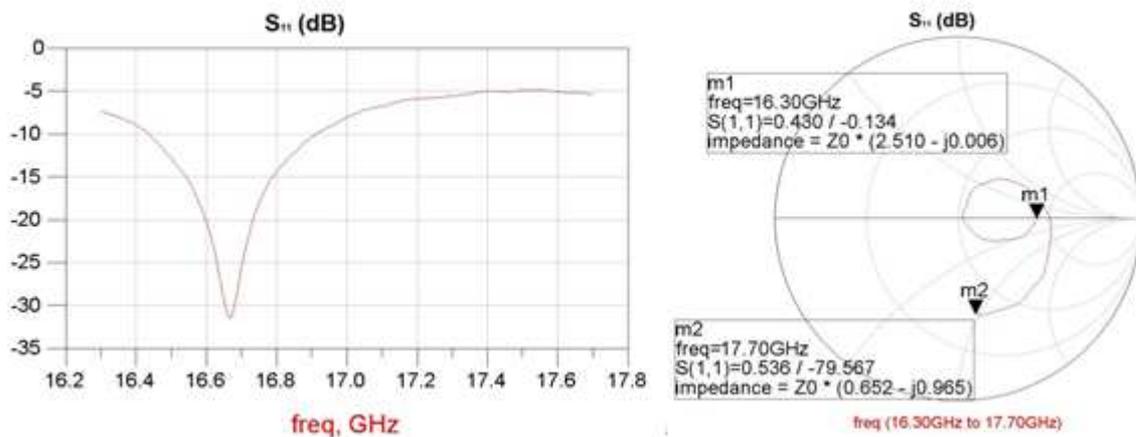


Figura 4-115: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), de la transición vertical SMA - mstrip - SIW back-to-back con cambio de sustrato en mstrip, medidos con el analizador de redes

Se ha comprobado que las transiciones verticales a mstrip no tienen demasiadas pérdidas por radiación y que son mucho menos sensibles a fuentes de error manual que las transiciones verticales a SIW. Sin embargo, la introducción de pequeñas fuentes de error puede inducir grandes errores en la fabricación de la transición final. Este es el motivo por el que pensamos que la adaptación del circuito ha sido tan degradada.

Sin embargo, al no existir tanta sensibilidad al error, se cree que, con repetitividad y precisión, se conseguiría obtener una transición con una adaptación bastante decente.

4.2.3 Comparativa

En este último apartado vamos a establecer una comparativa de adaptación entre las transiciones SMA verticales diseñadas a la largo del apartado y que podrían ser buenas candidatas a alimentar los arrays lineales diseñados.

Dicha comparación se realiza entre las transiciones diseñadas sobre sustrato de $\epsilon_r=2.17$, ya que este es el único dieléctrico que se ha usado para caracterizar las transiciones SMA verticales a mstrip. Son las siguientes:

- Transición SMA vertical - SIW (apartado 4.2.1.2)
- Transición SMA vertical - SIW con cambio de anchura (apartado 4.2.1.3)
- Transición SMA vertical - mstrip - SIW con cambio de sustrato en SIW por el método de Uher (apartado 4.2.2.5.1)
- Transición SMA vertical - mstrip - SIW con cambio de sustrato en SIW por el método directo (apartado 4.2.2.5.2)
- Transición SMA vertical - mstrip - SIW con cambio de sustrato en mstrip (apartado 4.2.2.6)

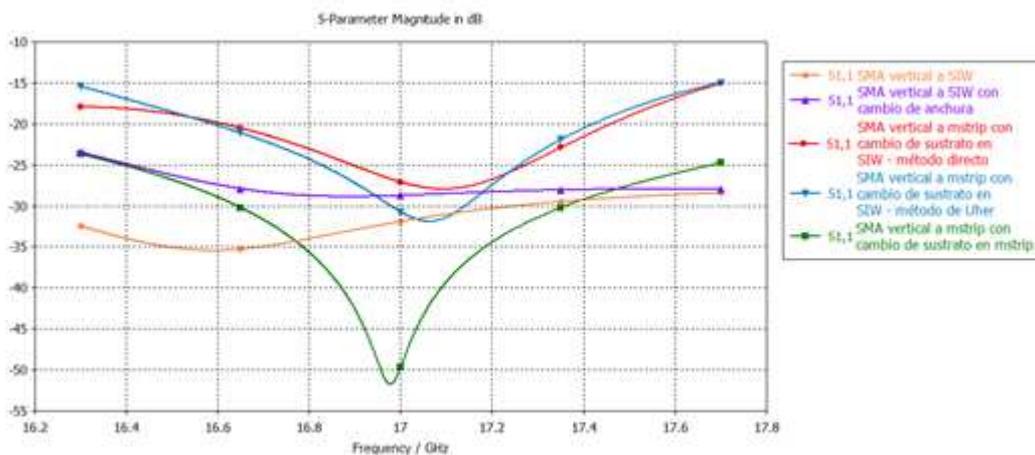


Figura 4-116: Comparativa del parámetro S_{11} , en dB, entre las transición verticales con mejor adaptación a la entrada diseñadas en este PFC por simulación con CST

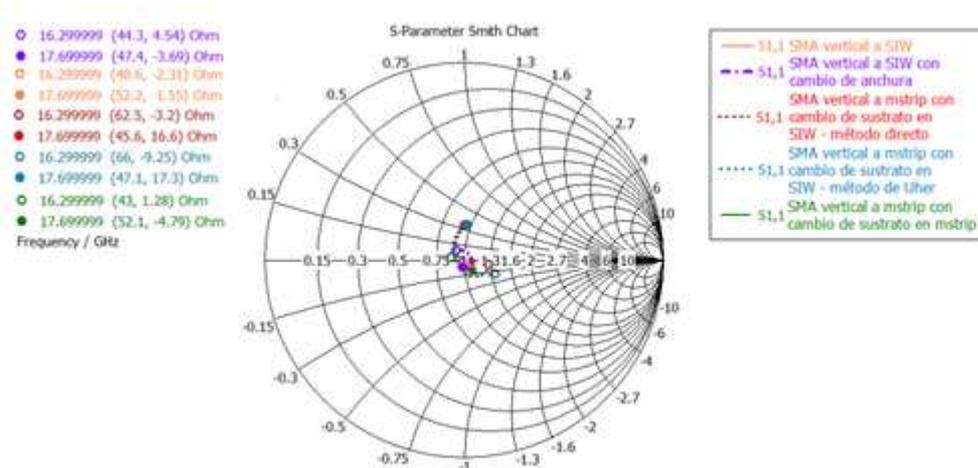


Figura 4-117: Comparativa del parámetro S_{11} , en carta de Smith, entre las transición verticales con mejor adaptación a la entrada diseñadas en este PFC por simulación con CST

Tanto en la representación en dB como en carta de Smith se puede apreciar que las mejores transiciones son las que tienen la transición a SIW y la que hace una transición vertical a mstrip con cambio de sustrato en mstrip. Las curvas de adaptación de estos diseños están mucho más cerradas en torno al centro de la carta de Smith. Sin embargo, sabemos que las imperfecciones técnicas que introducimos a la hora de la fabricación manual pueden hacer que nos decantemos antes por una transición que por otra, aunque la primera ofrezca mejores resultados de simulación. Por ejemplo, las transiciones verticales a SIW son muy sensibles a un cambio minúsculo en la longitud del alma del conector que se introduce en la guía y, sin embargo, las transiciones a mstrip con cambio de sustrato son de montaje complejo pero menor sensibilidad, en general, a los cambios.

De todas formas, en el supuesto caso de poder fabricar las transiciones con una precisión muy alta en todos sus aspectos la elección más sabia sería una de las tres transiciones mencionadas.

5 Integración y resultados experimentales

En el apartado 5 de la memoria de este PFC se van a presentar los resultados de la integración de los arrays lineales con acoplos compensados que se diseñaron en el apartado 3 con las transiciones que presentan mejores niveles de adaptación preparados en el apartado 4.

En los apartados 5.1, 5.2 y 5.3 , únicamente se van a presentar las gráficas de los parámetros S, axial ratio y diagrama de radiación de cada una de las antenas completas diseñadas. Al final, en el apartado 5.4 se establecerá una comparativa entre el montaje de las diferentes transiciones y de los arrays diseñados y se analizará cada uno de ellos.

5.1 Arrays lineales con transición SMA vertical - SIW

La primera transición que se va a probar es aquella en la que el conector entra verticalmente sobre la SIW y la penetra parcialmente, diseñada en los apartados 4.2.1.1 ($d_k = 2.5$) y 4.2.1.2 ($d_k = 2.17$) de esta memoria.

5.1.1 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$

Detalles de optimización del diseño:

- Longitud del alma que se introduce en el sustrato: $h_{\text{alma}} = 1.45 \text{ mm}$
- Anchura del plano reflector: $w_{\text{top}} = 16.5 \text{ mm}$
- Distancia del alma al cortocircuito: $x_{\text{alma}} = 3.6 \text{ mm}$
- Longitud de la SIW en número de vías: $n_{\text{vias}} = 132 \text{ vías}$
- Distancia del alma a la primera ranura: $x_{\text{inicial}} = 13.6 \text{ mm} (\approx \lambda_g)$

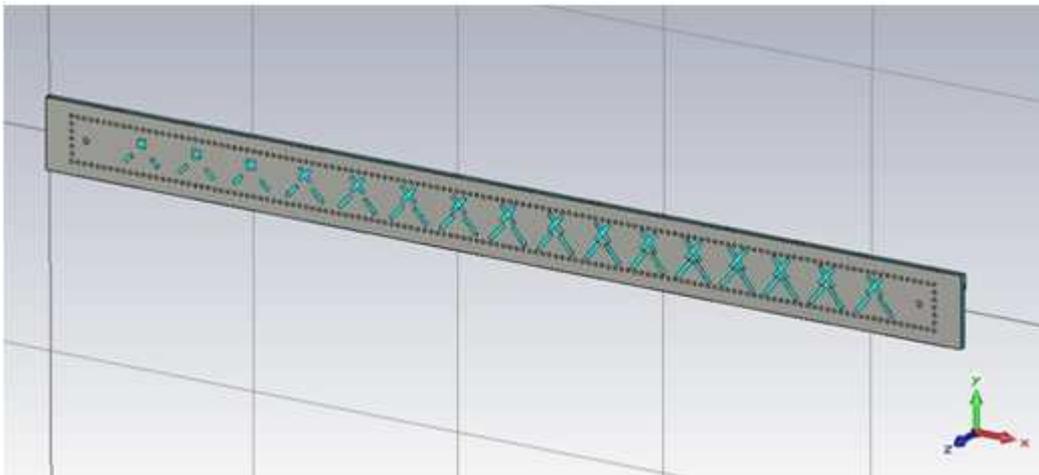


Figura 5-1: Esquema del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$ con transiciones SMA verticales a SIW

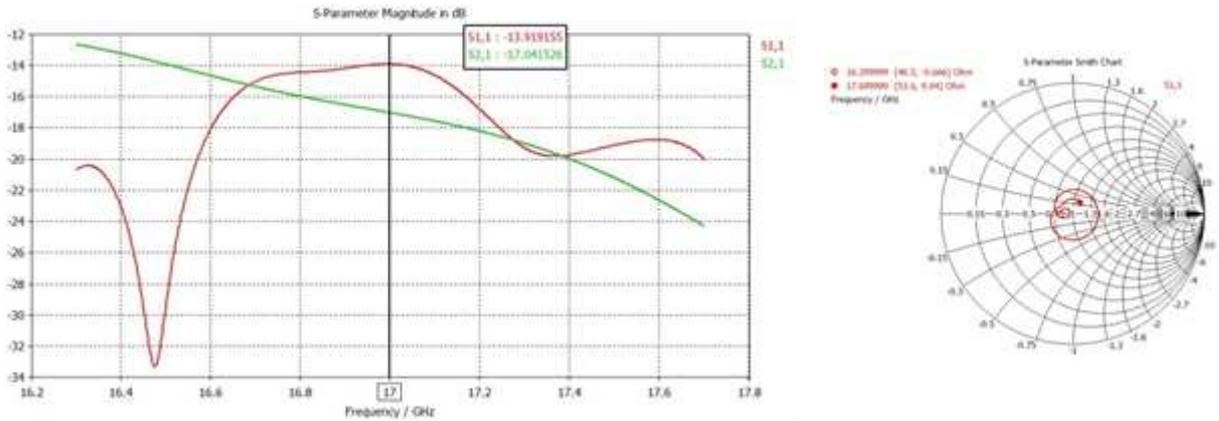


Figura 5-2: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulados con CST

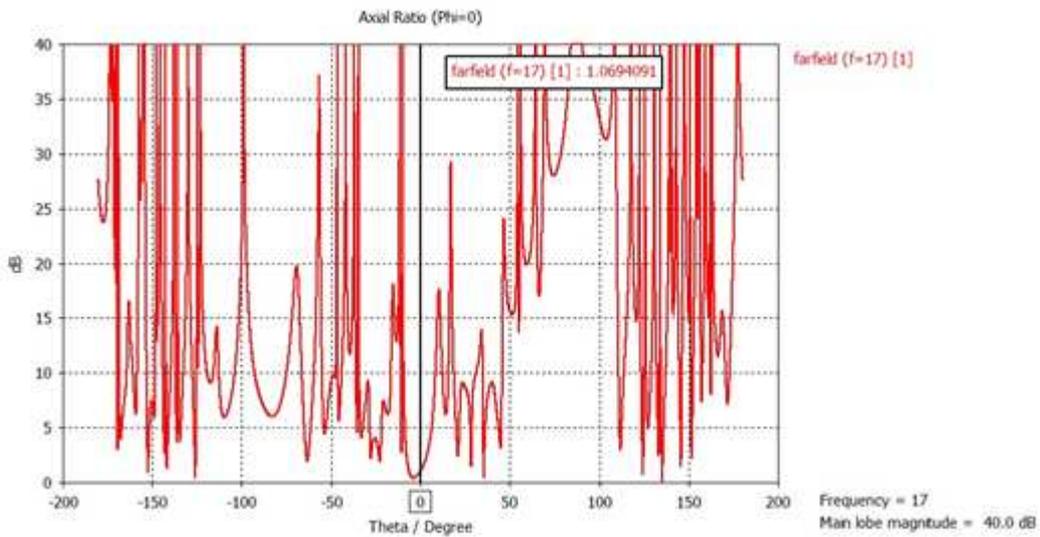


Figura 5-3: Nivel de axial ratio (dB) a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulado con CST

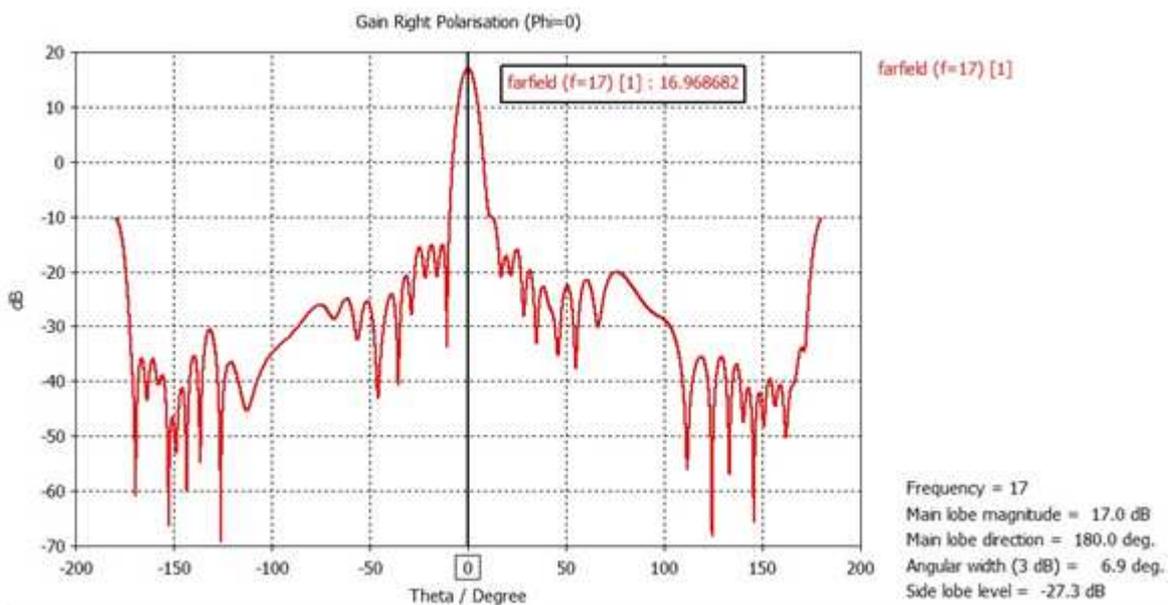


Figura 5-4: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulado con CST

5.1.2 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$

Detalles de optimización del diseño:

- Longitud del alma que se introduce en el sustrato: $h_{\text{alma}} = 1.45 \text{ mm}$
- Anchura del plano reflector: $w_{\text{top}} = 17.5 \text{ mm}$
- Distancia del alma al cortocircuito: $x_{\text{alma}} = 3.6 \text{ mm}$
- Longitud de la SIW en número de vías: $n_{\text{vias}} = 142 \text{ vías}$
- Distancia del alma a la primera ranura: $x_{\text{inicial}} = 14.6 \text{ mm} (\approx \lambda_g)$

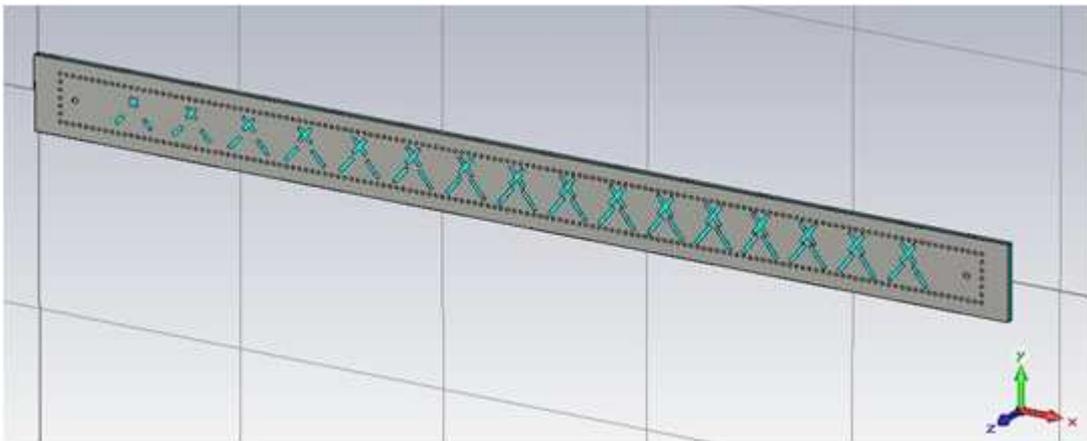


Figura 5-5: Esquema del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW

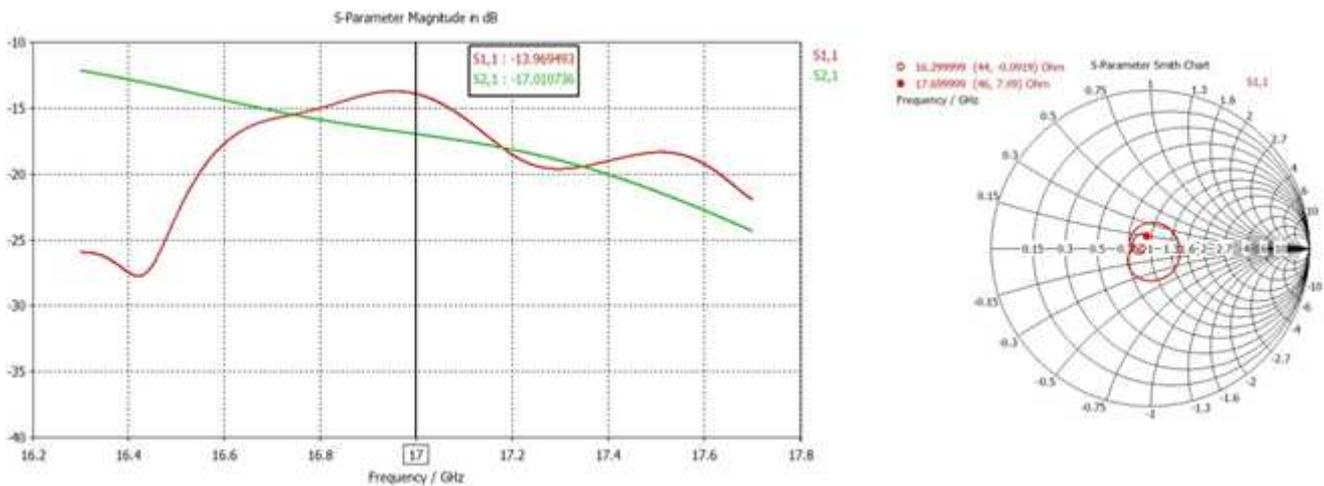


Figura 5-6: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulados con CST

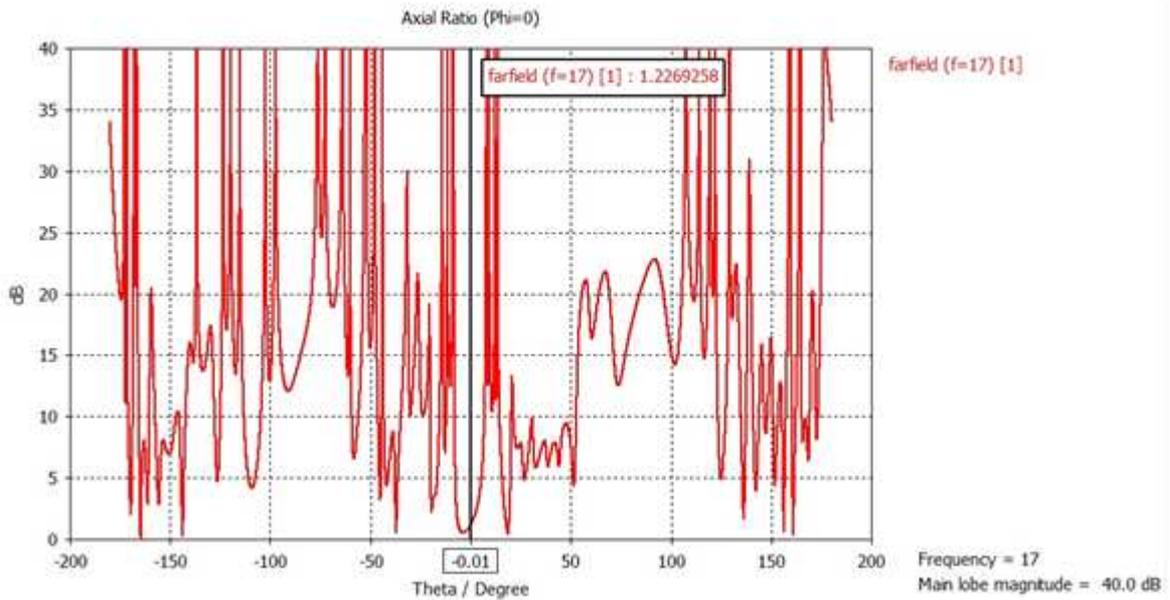


Figura 5-7: Nivel de axial ratio (dB) a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulado con CST

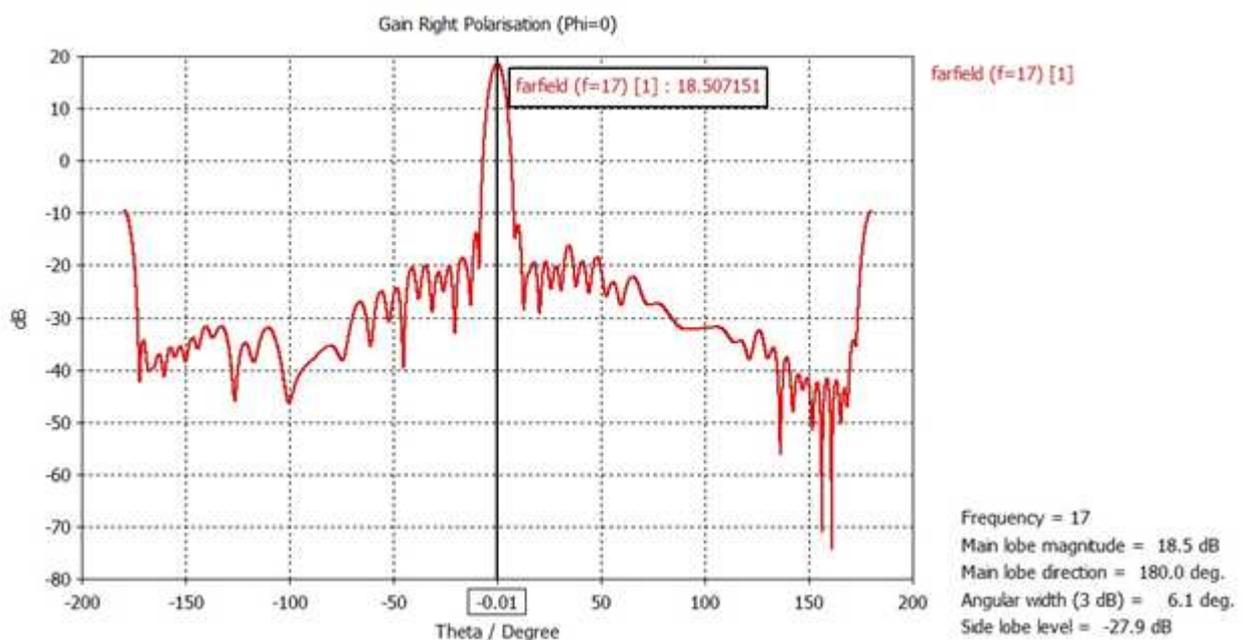


Figura 5-8: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulado con CST

5.1.3 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con vías de sintonía

Detalles de optimización del diseño:

- Longitud del alma que se introduce en el sustrato: $h_{\text{alma}} = 1.45 \text{ mm}$
- Anchura del plano reflector: $w_{\text{top}} = 16 \text{ mm}$
- Distancia del alma al cortocircuito: $x_{\text{alma}} = 3.6 \text{ mm}$
- Longitud de la SIW en número de vías: $n_{\text{vias}} = 143 \text{ vías}$
- Distancia del alma a la primera ranura: $x_{\text{inicial}} = 14.6 \text{ mm} (\approx \lambda_g)$

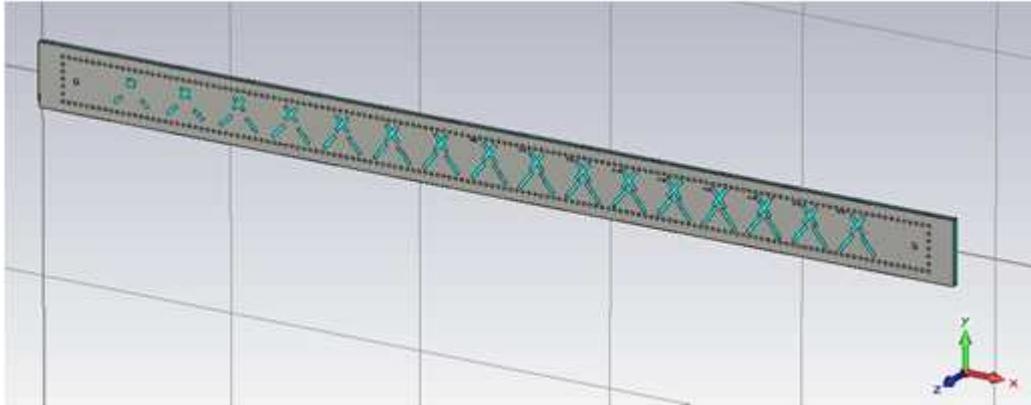


Figura 5-9: Esquema del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW

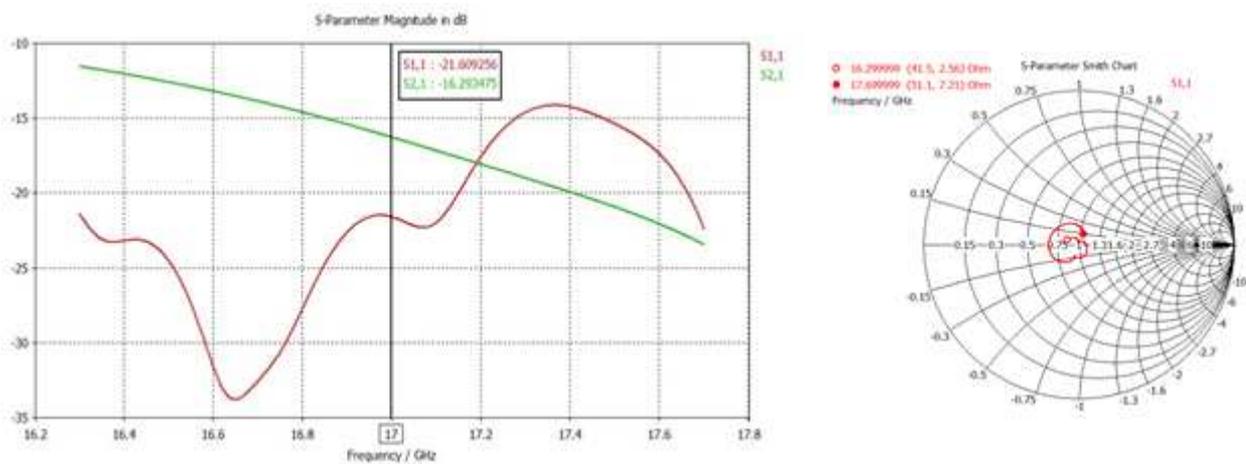


Figura 5-10: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulados con CST

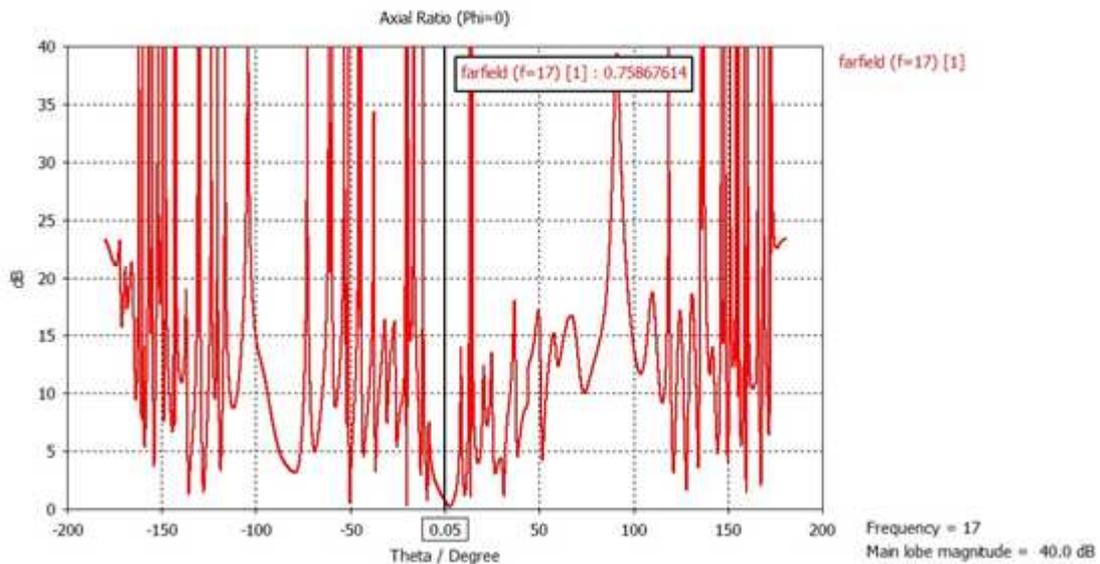


Figura 5-11: Nivel de axial ratio (dB) a 17 GHz del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulado con CST

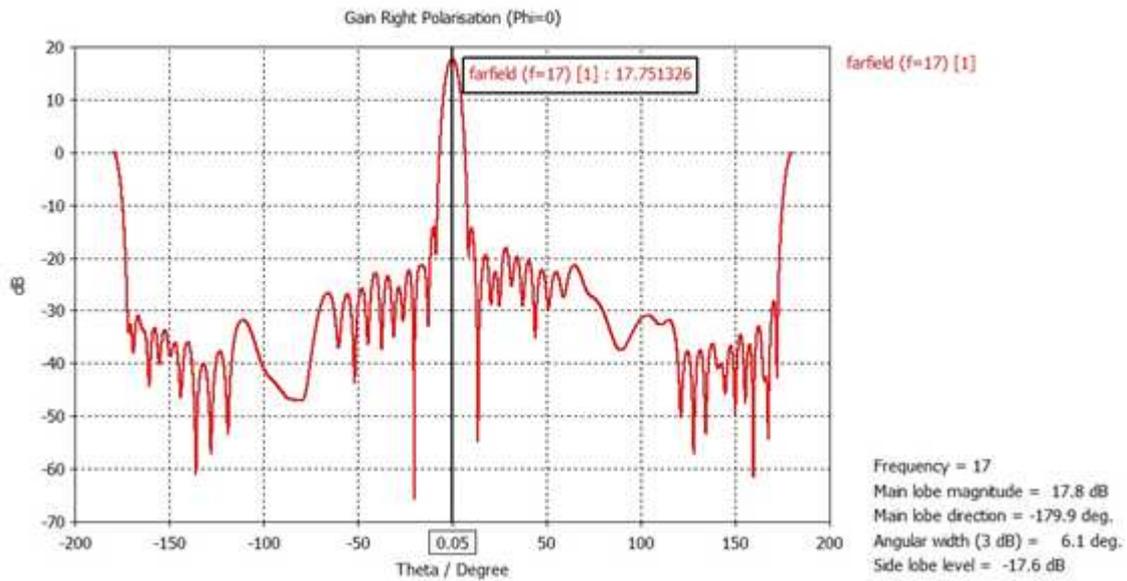


Figura 5-12: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW, simulado con CST

5.2 Arrays lineales con transición SMA vertical - SIW con cambio de anchura

A continuación se presentan las dos antenas diseñadas sobre el sustrato de 2.17 de constante dieléctrica alimentadas con la transición caracterizada en el apartado 4.2.1.3. En ella, el alma del conector entra verticalmente sobre una guía de onda más estrecha que hace de transformador entre el conector y el comienzo del array lineal que contiene las ranuras como elementos radiantes.

5.2.1 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$

Detalles de optimización del diseño:

- Longitud del alma que se introduce en el sustrato: $h_{\text{alma}} = 1.28 \text{ mm}$
- Anchura del plano reflector: $w_{\text{top}} = 17.5 \text{ mm}$
- Distancia del alma al cortocircuito: $x_{\text{alma}} = 4 \text{ mm}$
- Longitud de la SIW en número de vías: $n_{\text{vias}} = 138 \text{ vías}$
- Longitud del tramo SIW de entrada: $n_{\text{vias_transf}} = 14 \text{ vías}$
- Distancia del alma a la primera ranura: $x_{\text{inicial}} = 14.6 \text{ mm} (\approx \lambda_g)$

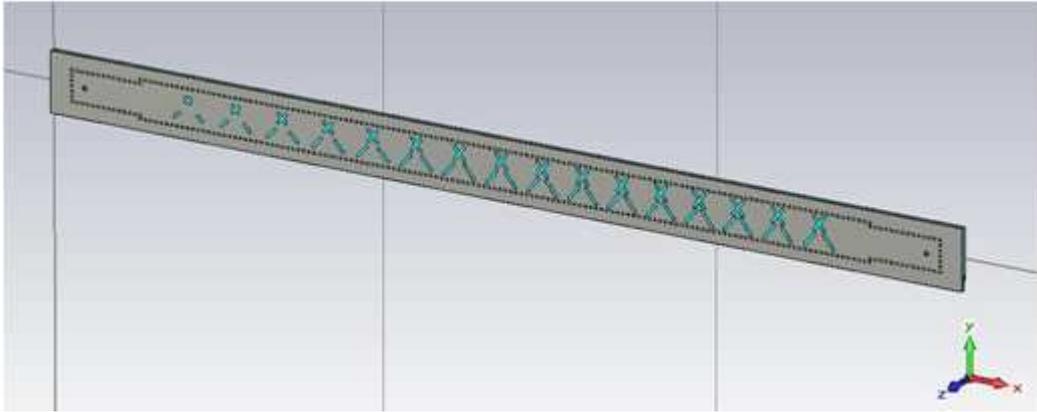


Figura 5-13: Esquema del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura

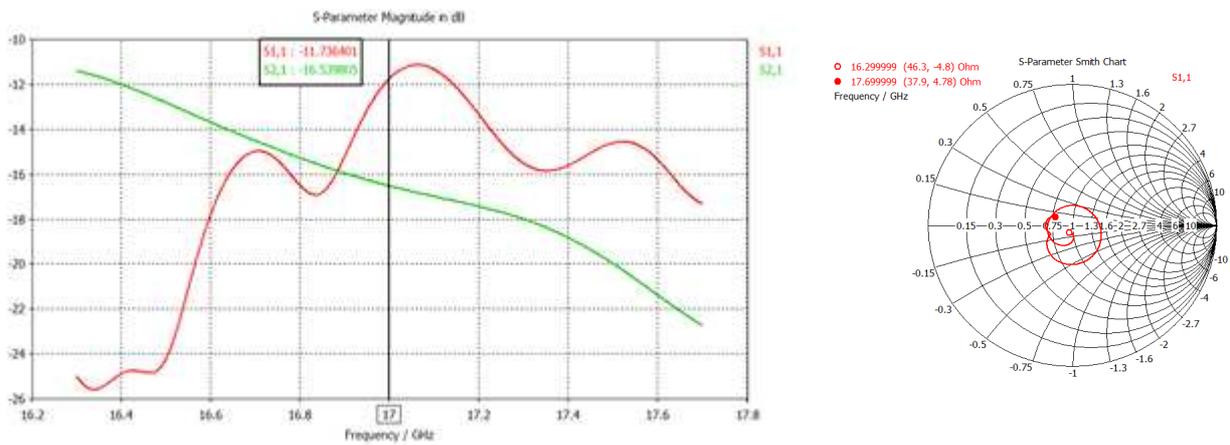


Figura 5-14: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura, simulados con CST

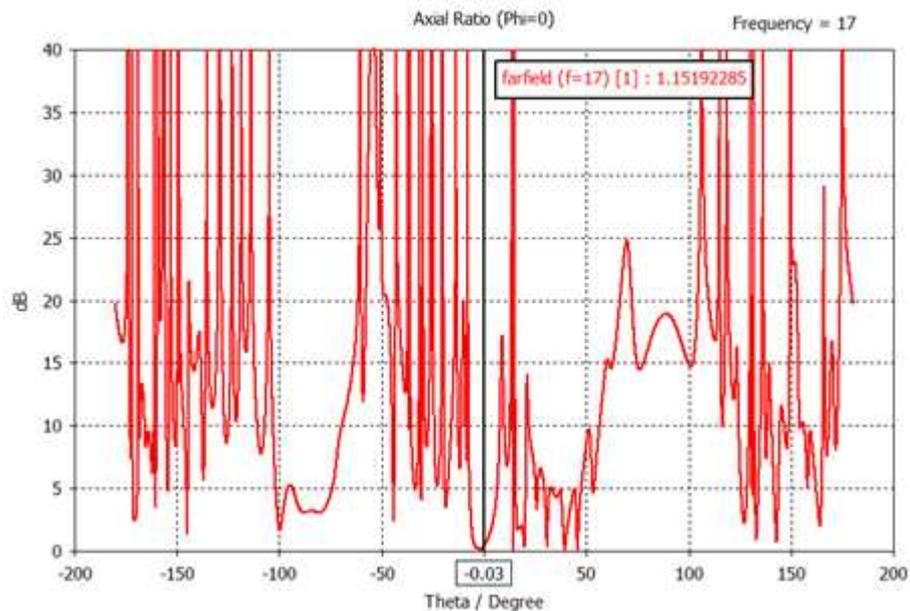


Figura 5-15: Nivel de axial ratio (dB) a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura, simulado con CST

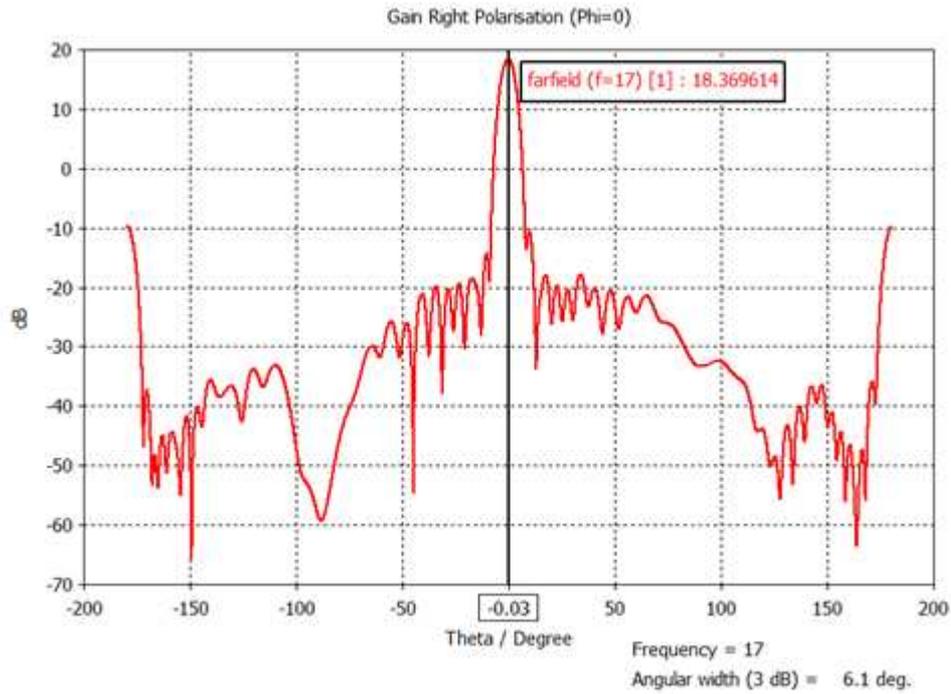


Figura 5-16: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura, simulado con CST

5.2.2 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con vías de sintonía

Detalles de optimización del diseño:

- Longitud del alma que se introduce en el sustrato: $h_{\text{alma}} = 1.32 \text{ mm}$
- Anchura del plano reflector: $w_{\text{top}} = 16 \text{ mm}$
- Distancia del alma al cortocircuito: $x_{\text{alma}} = 4 \text{ mm}$
- Longitud de la SIW en número de vías: $n_{\text{vias}} = 138 \text{ vías}$
- Longitud del tramo SIW de entrada: $n_{\text{vias_transf}} = 14 \text{ vías}$
- Distancia del alma a la primera ranura: $x_{\text{inicial}} = 14.6 \text{ mm} (\approx \lambda_g)$

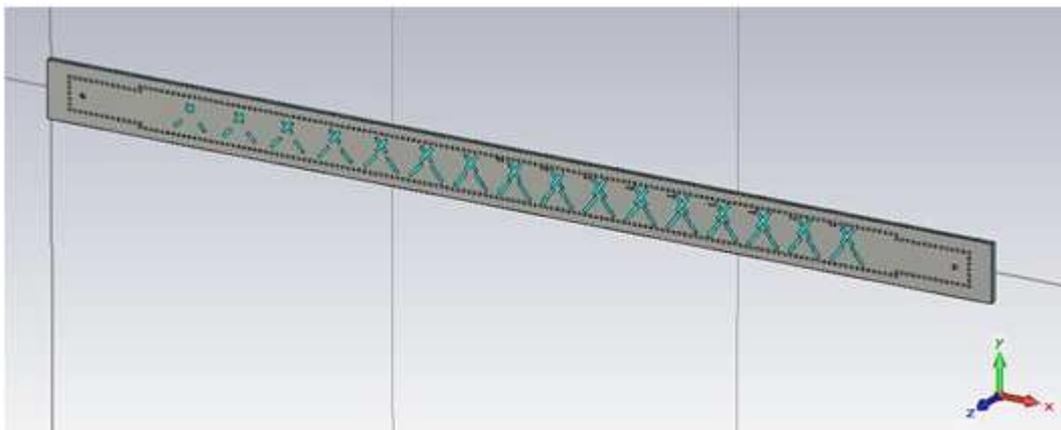


Figura 5-17: Esquema del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura

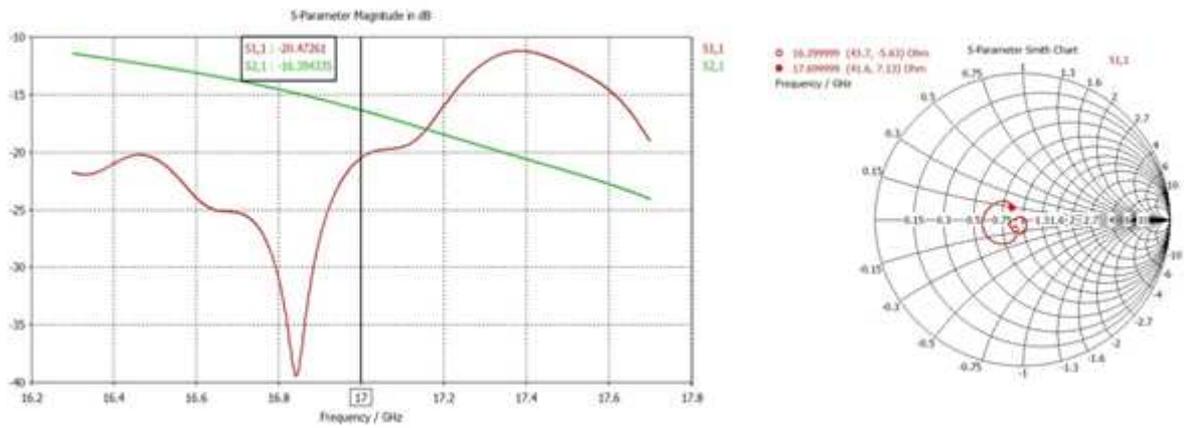


Figura 5-18: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura, simulados con CST

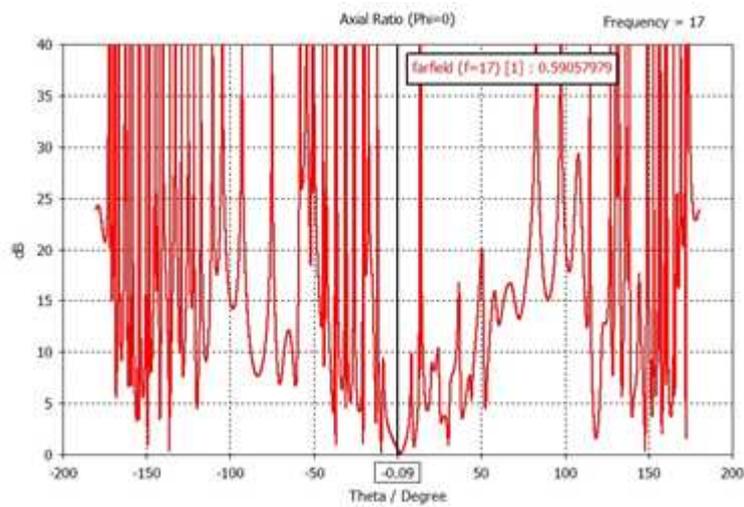


Figura 5-19: Nivel de axial ratio (dB) a 17 GHz del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura, simulado con CST

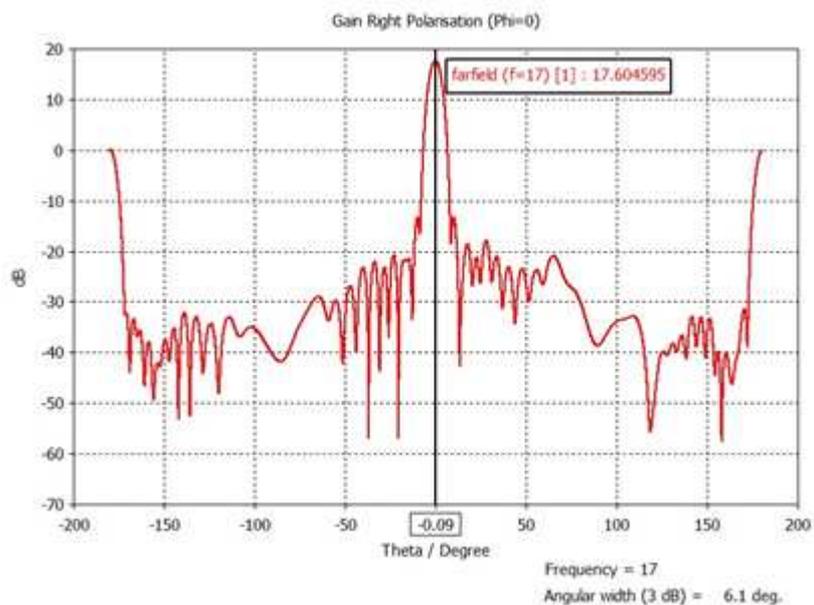


Figura 5-20: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a SIW con cambio de anchura, simulado con CST

5.3 Arrays lineales con transición SMA vertical - mstrip

Por último, se han obtenido resultados para la mejor de las tres transiciones verticales a línea microstrip que se diseñaron en el apartado 4.2.2. La que presentaba mejor adaptación en los puertos de entrada era aquella en la que el cambio de espesor del sustrato (de 0.508 a 1.5748 mm) se hacía bajo pista microstrip y no sobre SIW.

5.3.1 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$

Detalles de optimización del diseño:

- Anchura del plano reflector: $w_{top} = 17.5$ mm
- Longitud de la SIW en número de vías: $n_{vias} = 134$ vías
- Distancia del comienzo de la SIW a la primera ranura: $x_{inicial} = 12.2$ mm

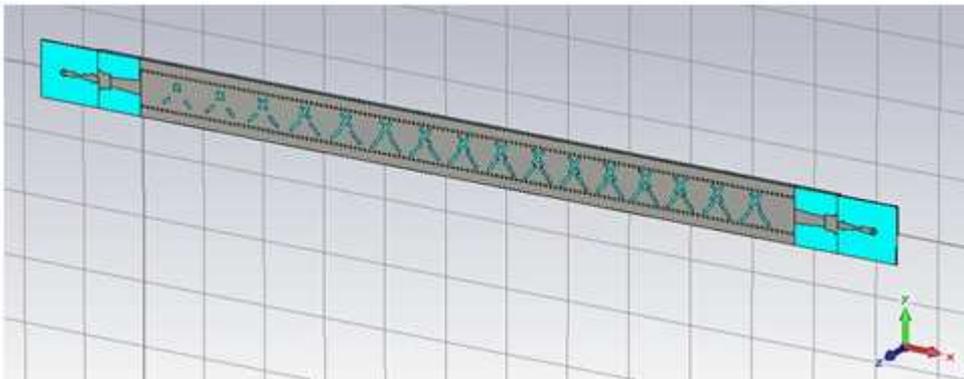


Figura 5-21: Esquema del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores detrás

Ante esta configuración debemos hacer alguna consideración respecto al diagrama de radiación que presenta.

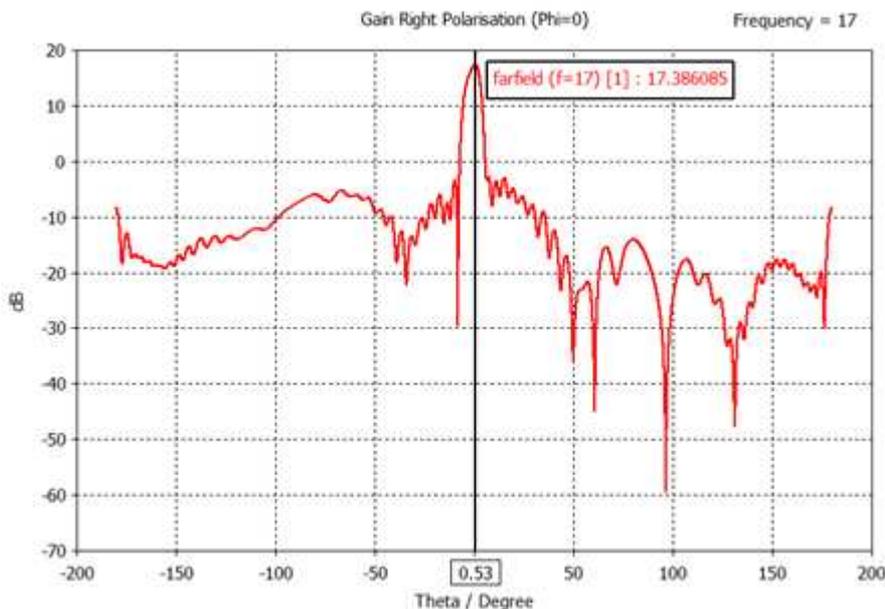


Figura 5-22: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores detrás (interferentes), simulado con CST

Podemos apreciar que el lóbulo principal ha sufrido un desapuntamiento y una desimetrización. Además, los lóbulos secundarios que se encuentran en torno a los -75° parece que han aumentado significativamente. Esto nos hace pensar que la pista mstrip, en concreto el taper entre los transformadores y la SIW, está radiando una pequeña cantidad de señal.

Por ello, sólo para los arrays que utilizan esta transición de alimentación, vamos a girar las pistas de tal manera que los planos de masa de las mstrip se encuentren en el mismo plano que la cara de la SIW que contiene las ranuras. Es decir, los SMA se conectarán por la parte delantera de la antena.

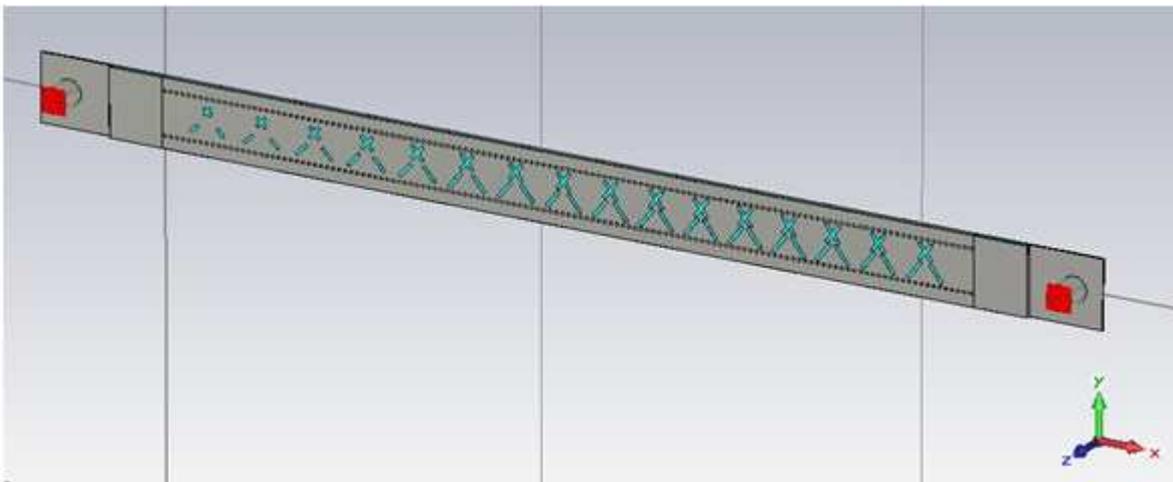


Figura 5-23: Esquema del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores delante

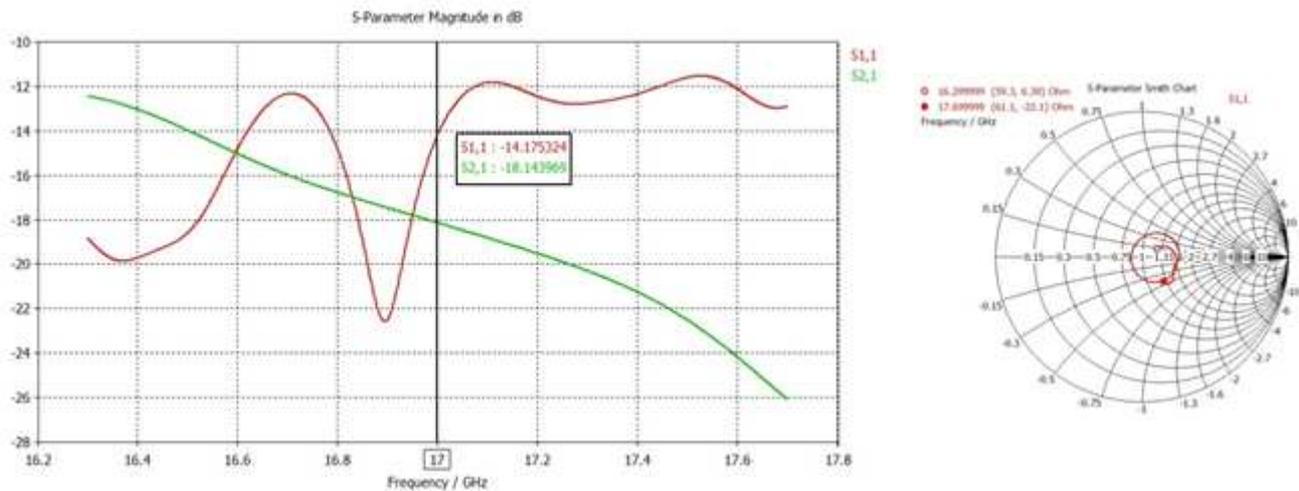


Figura 5-24: Parámetros S, en dB (izq.) y en carta de Smith (der.), del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip

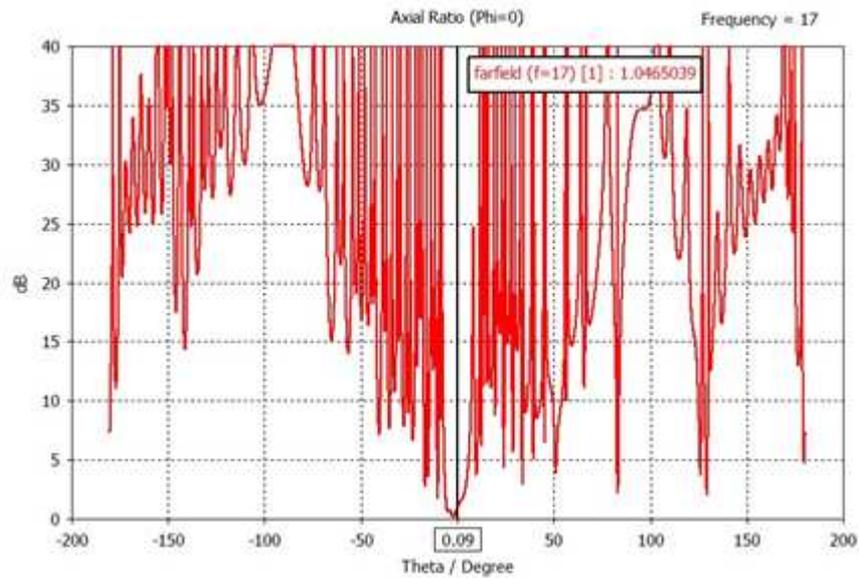


Figura 5-25: Nivel de axial ratio (dB) a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip, simulado con CST

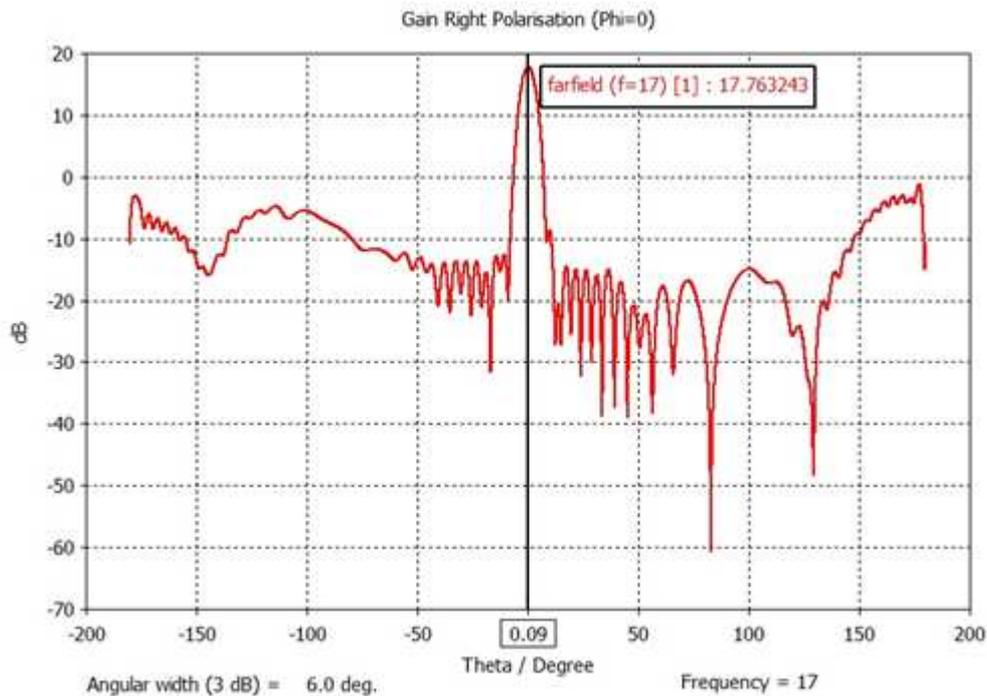


Figura 5-26: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip, simulado con CST

Tras el giro de las líneas de alimentación vemos que, efectivamente, el taper mstrip estaba radiando energía y estaba modificando el diagrama de radiación del array. Ahora, el lóbulo principal vuelve a estar bien definido y la parte radiada por la transición se ha desplazado hacia un ángulo θ más lejano que antes. Eso significa que se radia por la parte trasera de la antena (puesto que el aumento de los lóbulos se da por debajo de los -90°) sin afectar al patrón de radiación del array lineal.

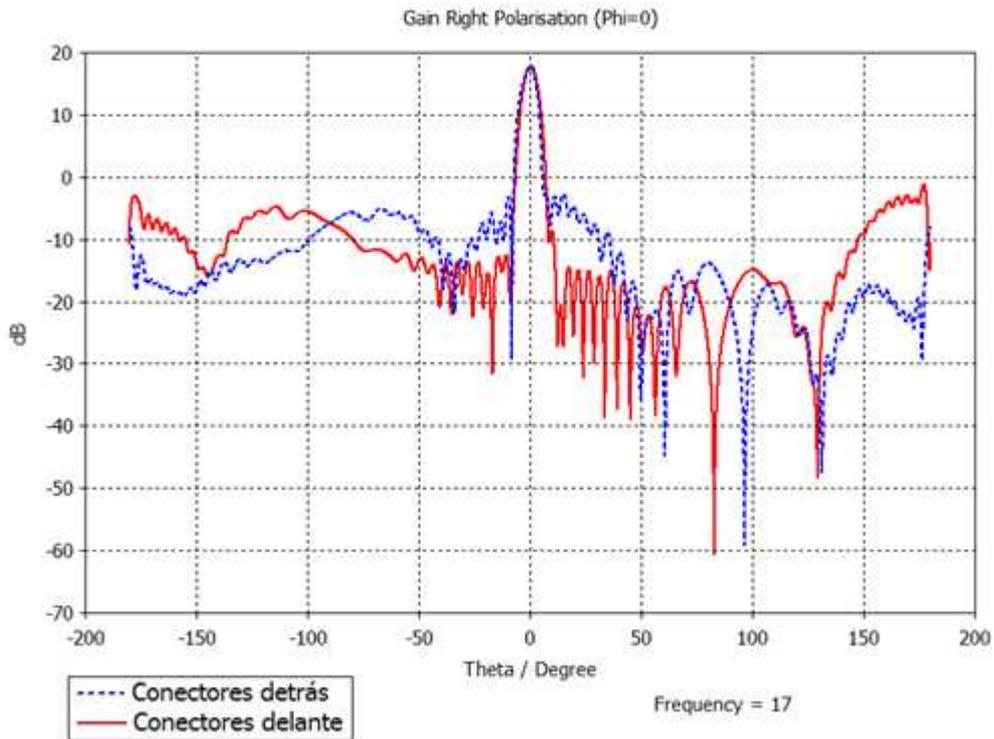


Figura 5-27: Diagramas de radiación a 17 GHz de los arrays lineales sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores detrás y delante, simulados con CST

Debido a estas pérdidas por radiación imprevistas, el parámetro S_{21} , mostrado en la Figura 5-24, también disminuye considerablemente respecto a las anteriores situaciones.

5.3.2 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con vías de sintonía

Detalles de optimización del diseño:

- Anchura del plano reflector: $w_{top} = 16$ mm
- Longitud de la SIW en número de vías: $n_{vias} = 134$ vías
- Distancia del comienzo de la SIW a la primera ranura: $x_{inicial} = 12.2$ mm

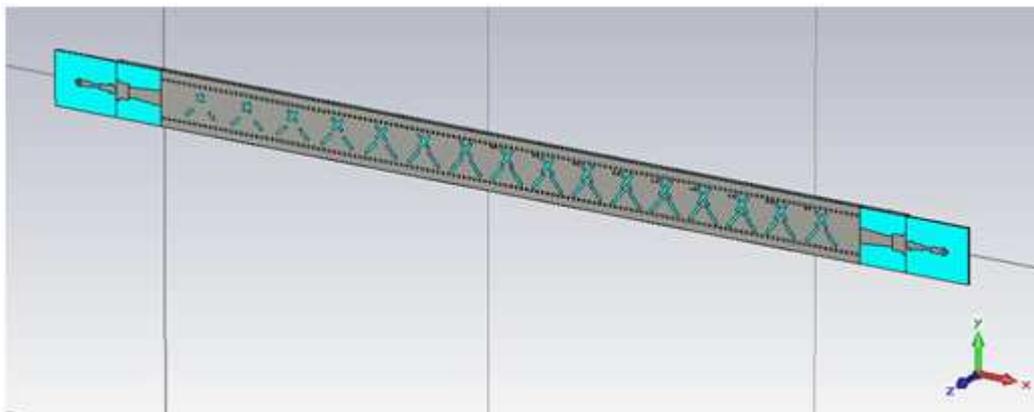


Figura 5-28: Esquema del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores detrás

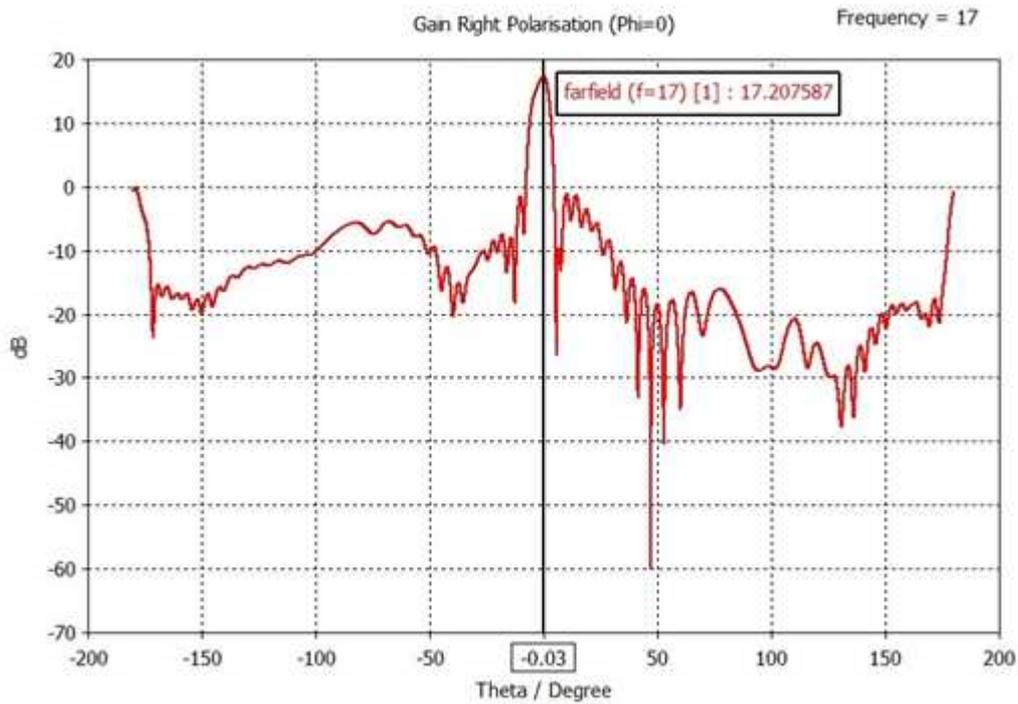


Figura 5-29: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores detrás (interferentes), simulado con CST

Al igual que le sucedió al array sin vías de sintonía, en este caso la transición SMA vertical a mstrip también radia cierta parte de la señal de entrada y, por tanto, debemos girarla 180° para evitar el deterioro del diagrama de radiación de la antena completa.

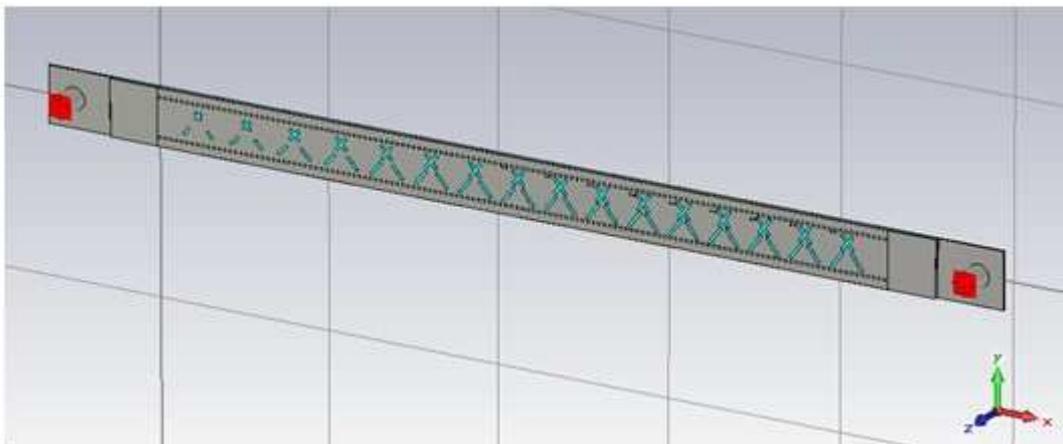


Figura 5-30: Esquema del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores delante

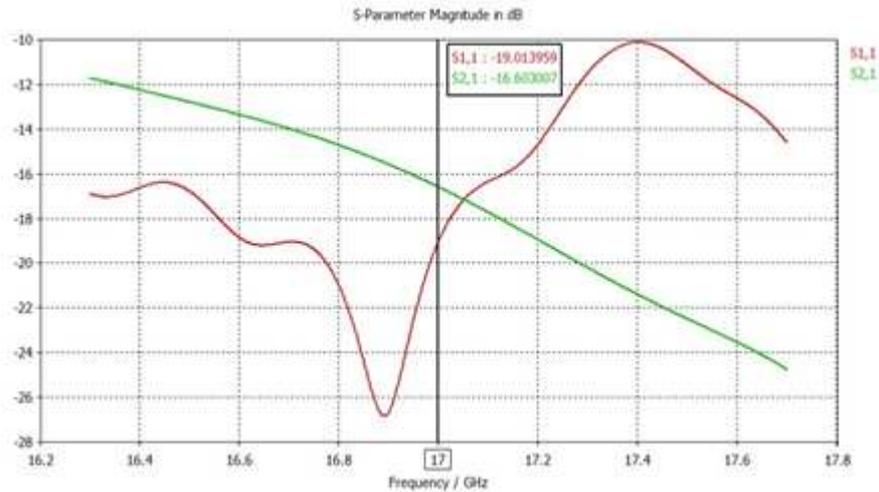


Figura 5-31: Parámetros S, en dB, del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip

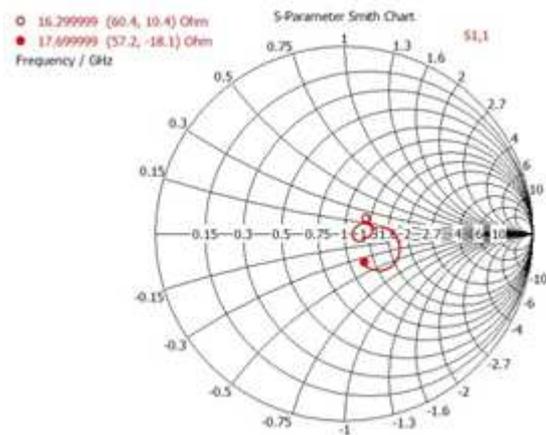


Figura 5-32: Parámetros S_{11} , en carta de Smith, del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip

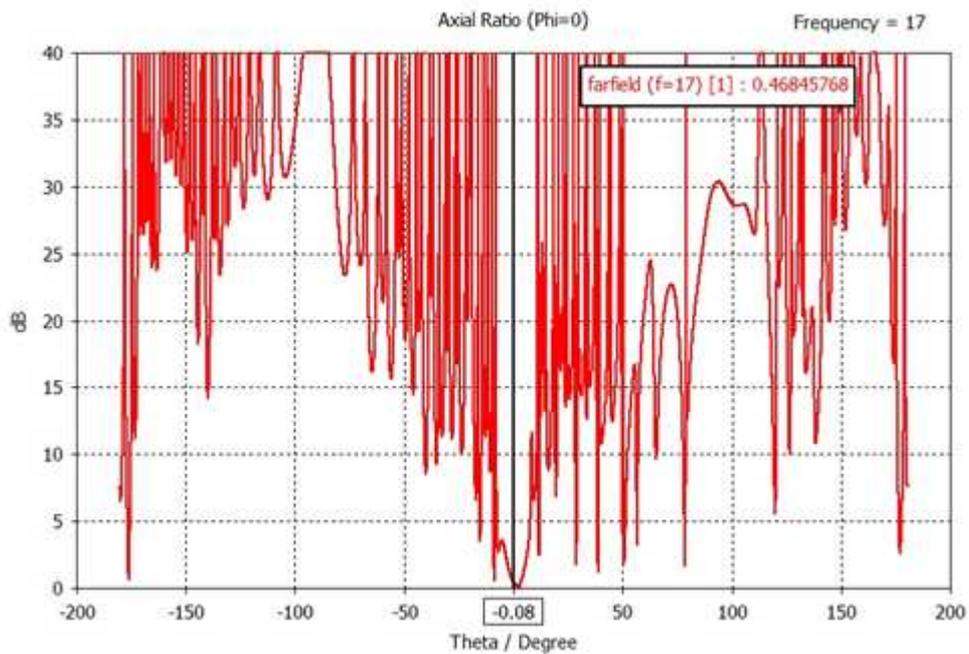


Figura 5-33: Nivel de axial ratio (dB) a 17 GHz del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip, simulado con CST

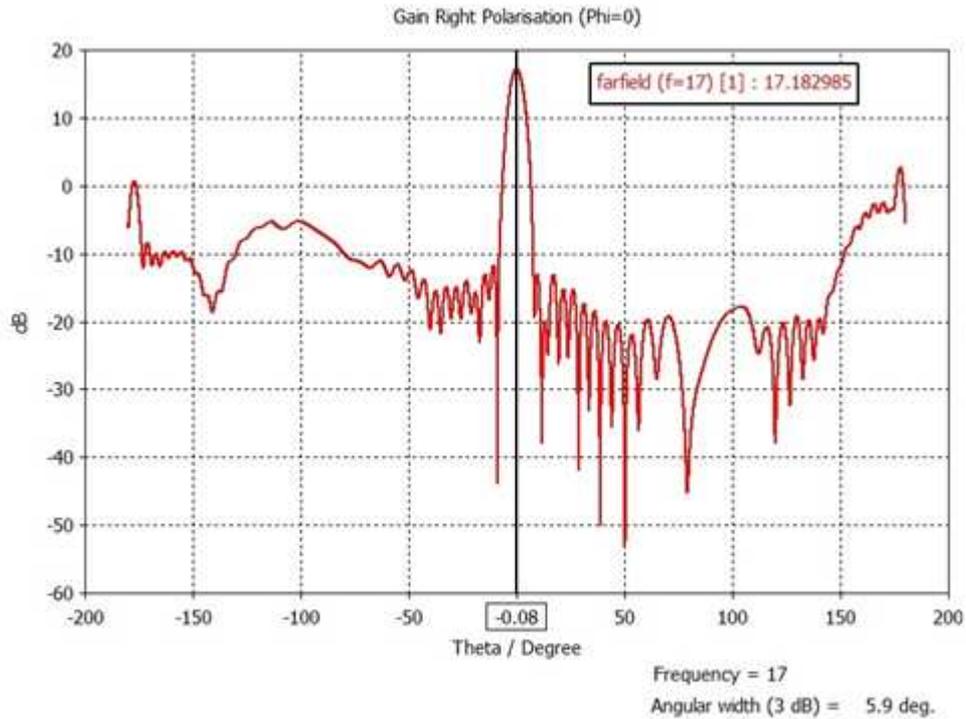


Figura 5-34: Diagrama de radiación a 17 GHz del array lineal con vías de sintonía sobre sustrato de $\epsilon_r = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip, simulado con CST

En la comparación de los dos diagramas (con los conectores SMA por delante y por detrás) podemos ver cómo, al igual que en el caso anterior, el uso de la transición girada nos hace recuperar la forma del diagrama y empuja la radiación no deseada hacia valores de θ menores de -90° .

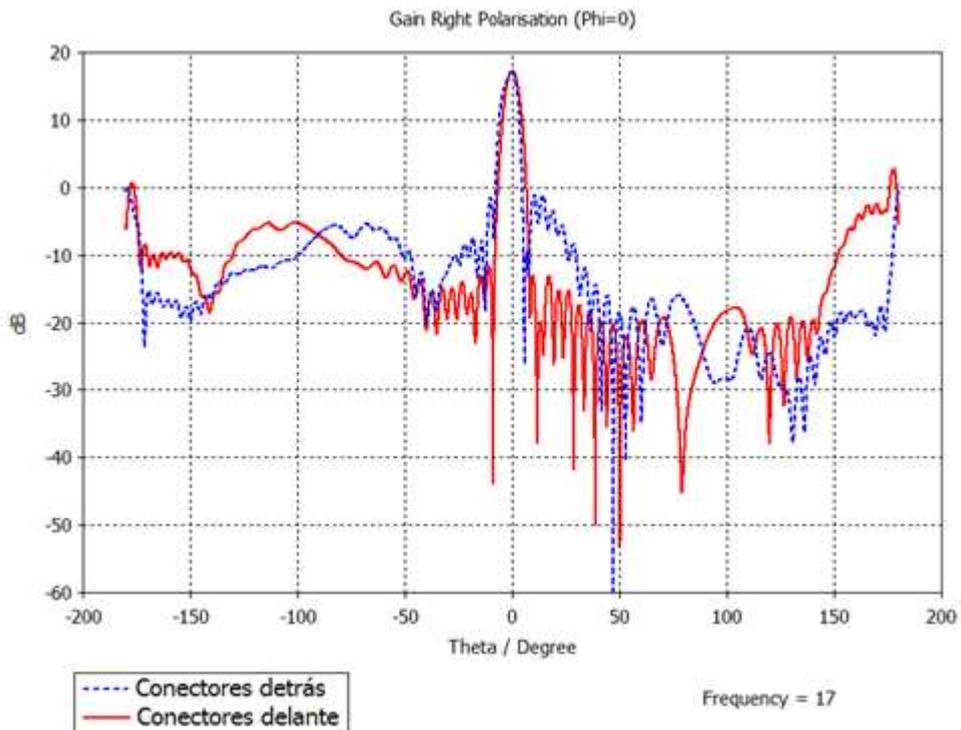


Figura 5-35: Comparación de los diagramas de radiación a 17 GHz de los arrays lineales con vías de sintonía sobre sustrato de $\epsilon_r = 2.17$ con transiciones SMA verticales a mstrip con los conectores detrás y con los conectores delante, simulados con CST

5.4 Comparativa

5.4.1 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$

Para el caso del array lineal caracterizado sobre el sustrato de 2.5 de constante dieléctrica únicamente se diseñó la transición vertical a SIW. A continuación el array montado con esta transición (especificado en el apartado 5.1.1) se va a comparar, en simulación, con los resultados obtenidos para el array diseñado con puertos en guía de onda (apartado 3.4.4.2).

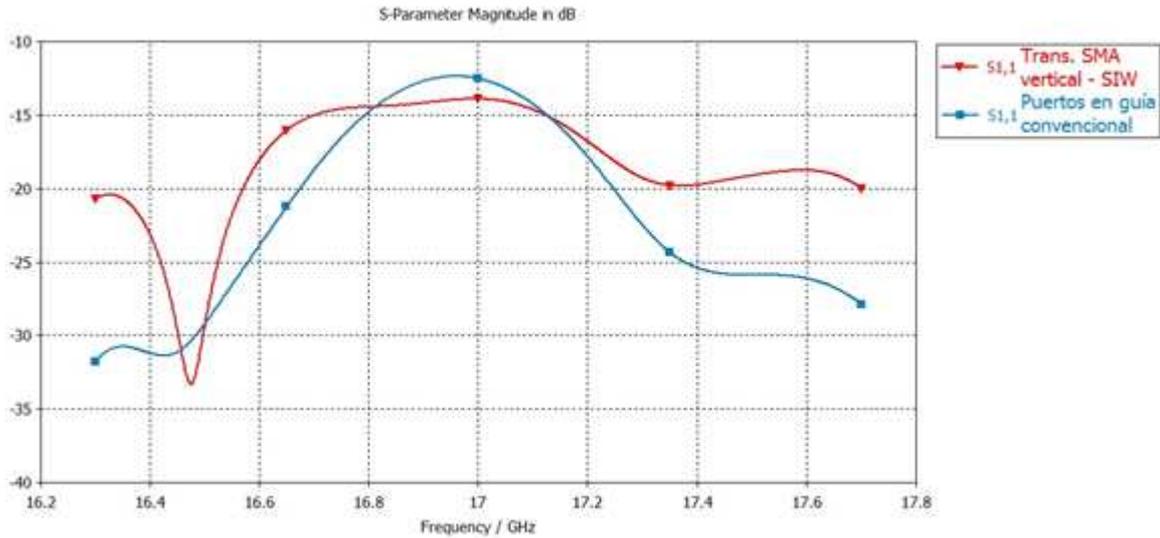


Figura 5-36: Parámetro S_{11} (dB) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$ con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional, simulados con CST

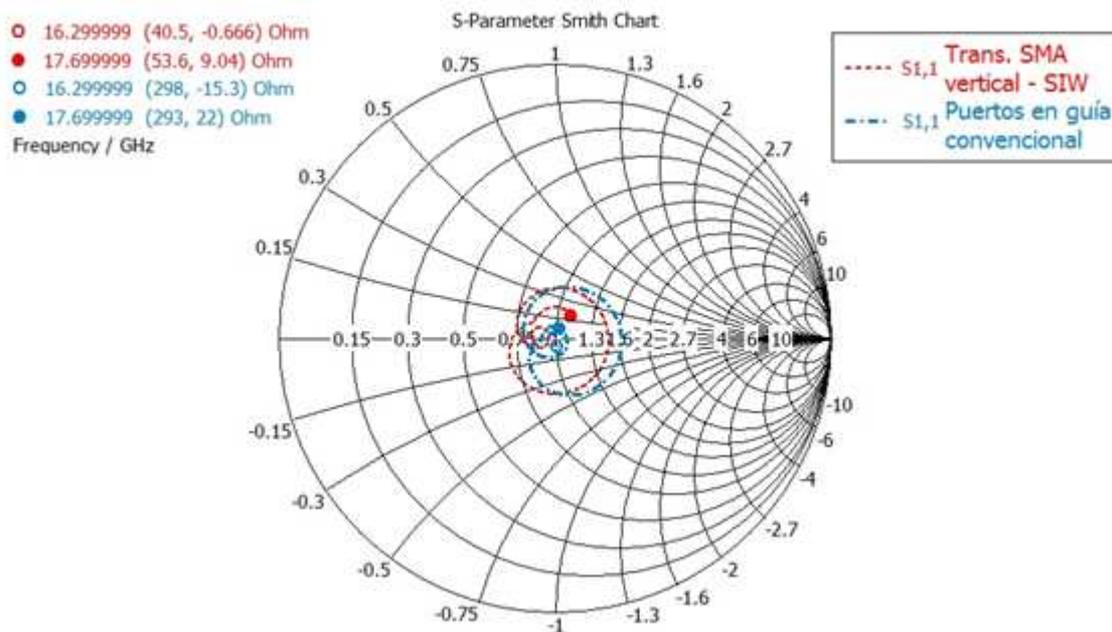


Figura 5-37: Parámetro S_{11} (carta de Smith) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$ con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional, simulados con CST

Tanto en términos de reflexión como de diagrama de radiación, el paso de SMA vertical a SIW directamente parece ser una buena transición de entrada ya que los parámetros apenas se modifican respecto a la situación del array con puertos ideales.

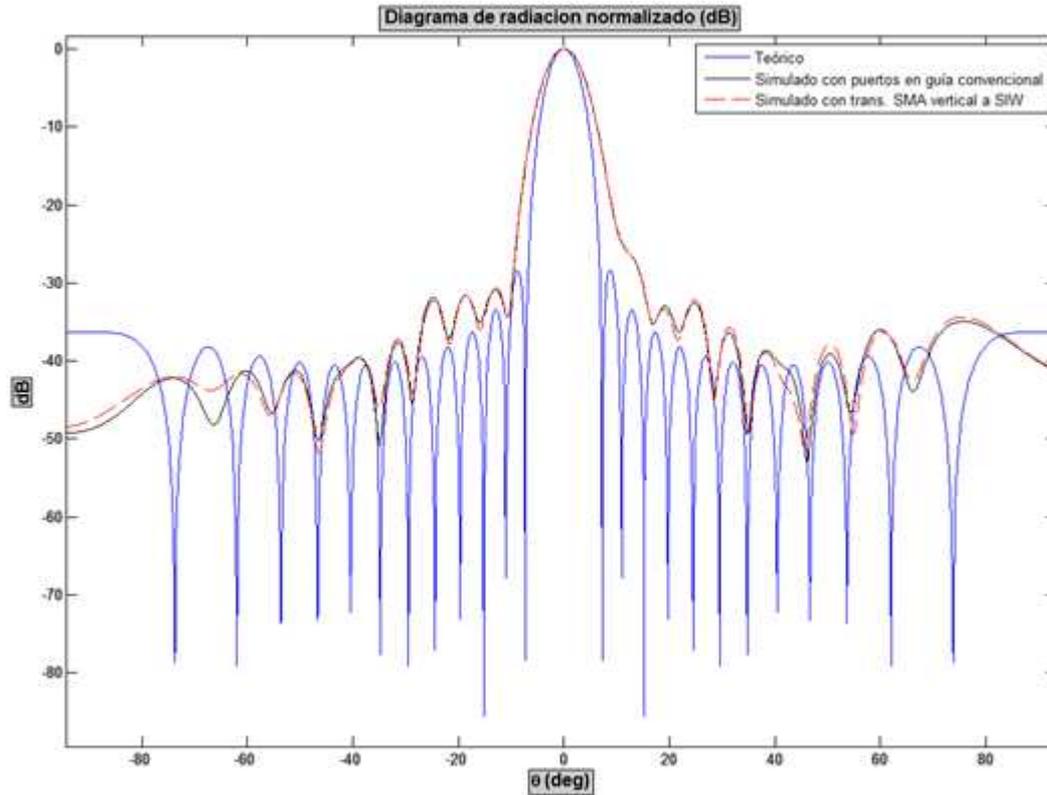


Figura 5-38: Diagrama de radiación normalizado (dB) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.5$ con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional y frente al modelo teórico obtenido con Ensemble

Sin embargo, tal y como ya vimos, este array no ofrece muy buena adaptación ni define un diagrama muy parecido al modelo teórico que fue obtenido con el software Ensemble. Presenta unas características bastante pobres de nivel de SLL y de ancho de haz a -3 dB, seguramente, a causa del modelo de compensación de acoplos utilizado.

5.4.2 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$

Para el array especificado sobre un sustrato de $d_k = 2.17$ se van a analizar y comparar las tres transiciones vistas en el apartado 5:

- SMA vertical a SIW
- SMA vertical a SIW con cambio de anchura
- SMA vertical a mstrip.

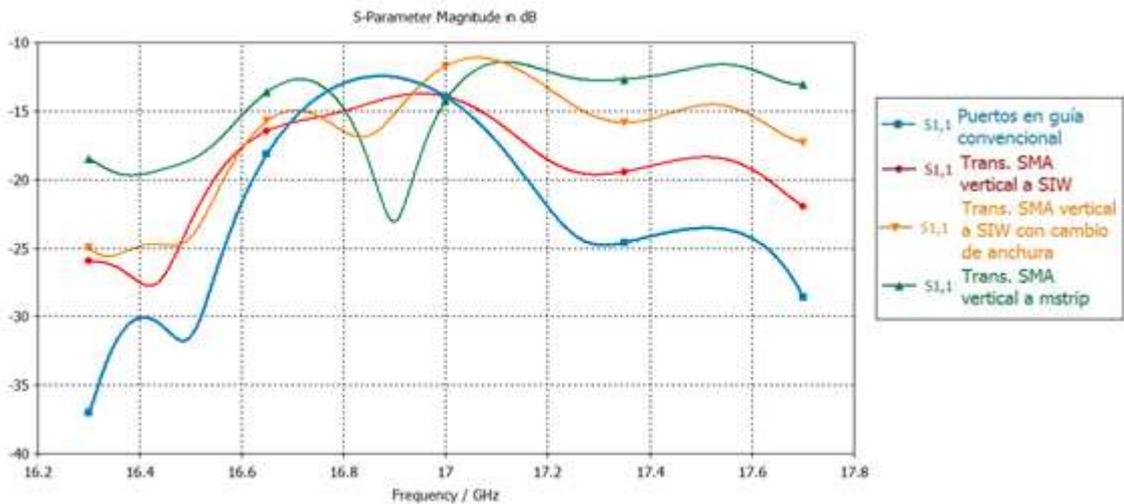


Figura 5-39: Parámetro S_{11} (dB) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional, simulados con CST

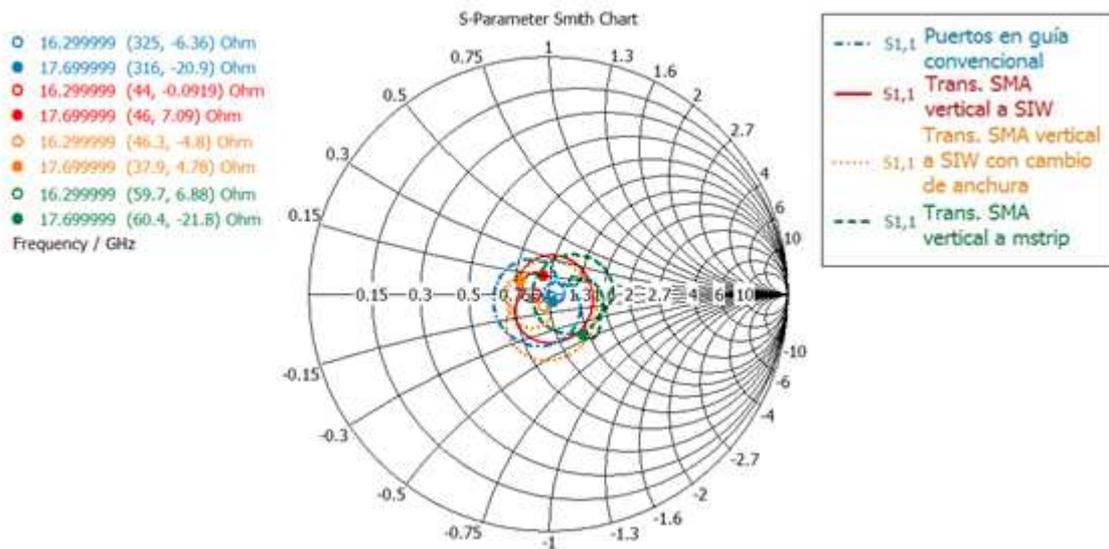


Figura 5-40: Parámetro S_{11} (carta de Smith) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional, simulados con CST

Observando las gráficas del coeficiente de reflexión podemos decir que, como es lógico, la introducción de las transiciones en el array lineal con puertos ideales hace que se pierda adaptación en todos los casos.

Sin embargo, dicha pérdida no es del mismo calibre para todas las transiciones. Mientras que la transición vertical a mstrip parece desadaptar la entrada en casi toda la banda, la transición SMA vertical a SIW parece que no modifica tanto la gráfica de referencia. Incluso, se podría decir que la curva se centra más en carta de Smith.

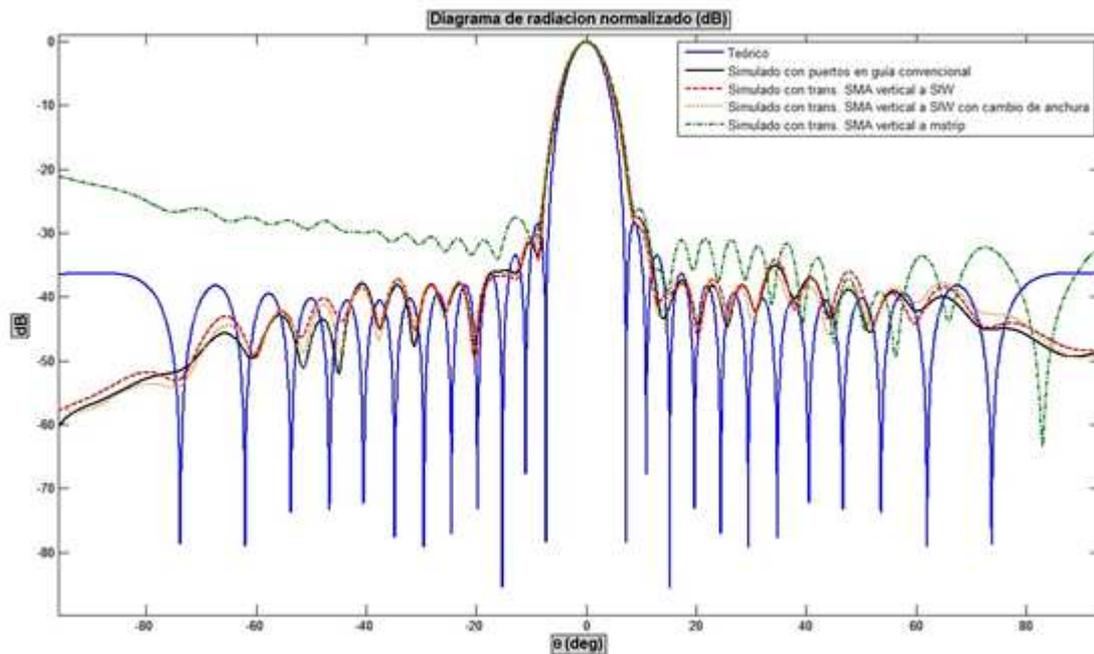


Figura 5-41: Diagrama de radiación normalizado (dB) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional y frente al modelo teórico obtenido con Ensemble

En cuanto al patrón de radiación que siguen estas antenas, podemos ver que todas ellas ofrecen una forma de lóbulo principal y un nivel de SLL bastante óptimo y parecido, tanto al modelo simulado con puertos en guía como al modelo teórico buscado desde un principio.

La única excepción radica en los lóbulos más lejanos del array con la transición SMA vertical a mstrip. Las pérdidas por radiación que presenta la línea mstrip hace que dichos lóbulos aumenten de tamaño según nos acercamos, sobre todo, a ángulos por debajo de -90° , tal y como se advirtió anteriormente.

5.4.3 Array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con vías de sintonía

El array lineal con vías de sintonización añadidas en los elementos de mayor tamaño y montada sobre sustrato de $\epsilon_r = 2.17$ también ha sido diseñado con las tres transiciones analizadas en el punto anterior (SMA vertical a SIW, SMA vertical a SIW con cambio de anchura y SMA vertical a mstrip). A continuación, vamos a comentar y comparar los resultados obtenidos.

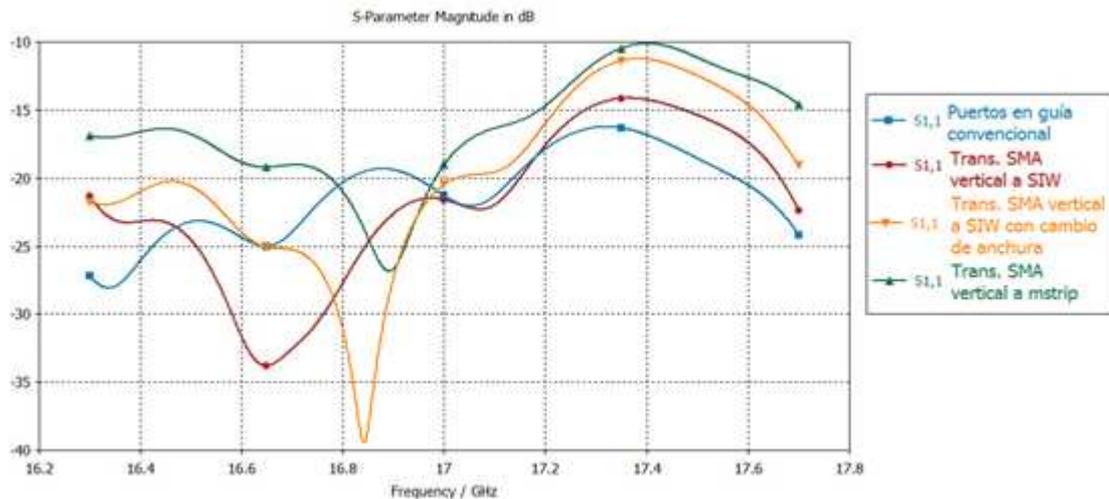


Figura 5-42: Parámetro S_{11} (dB) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con vías de sintonía con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional, simulados con CST

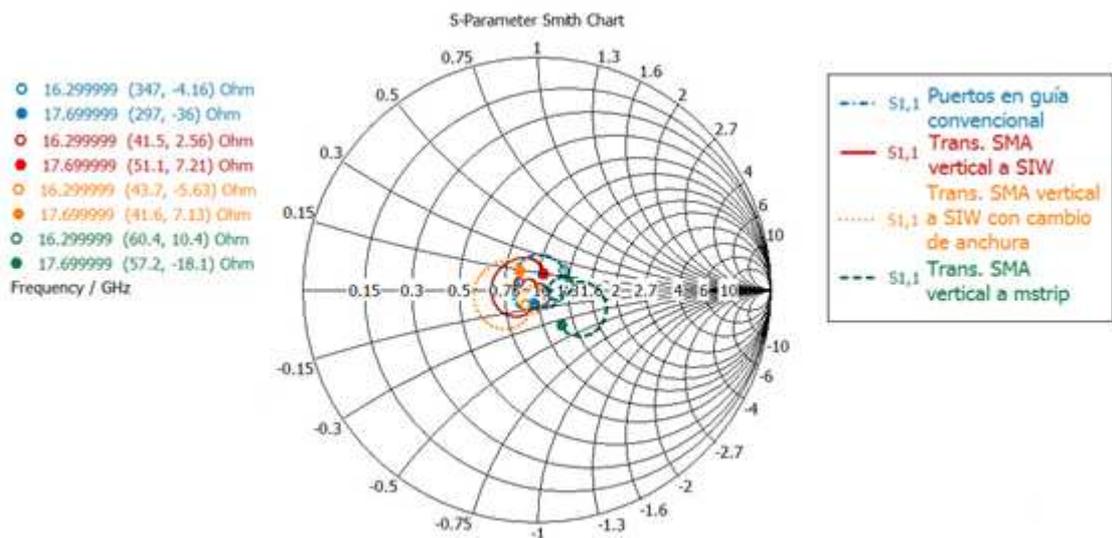


Figura 5-43: Parámetro S_{11} (carta de Smith) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con vías de sintonía con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional, simulados con CST

Podemos comentar las simulaciones del parámetro S_{11} de las tres transiciones por separado:

- SMA vertical a SIW: En carta de Smith sufre, únicamente, una pequeña rotación en torno a centro de esta. Por tanto, aunque empeora ligeramente, mantiene unos niveles de adaptación buenos.
- SMA vertical a SIW con cambio de anchura: Esta vez sí podemos apreciar un desplazamiento hacia la izquierda en la curva de adaptación. Sin embargo, en la gráfica de reflexión seguimos manteniendo un cierto nivel de adaptación.
- SMA vertical a mstrip: Aunque era la transición con mejor adaptación a priori es la que más desadapta la antena completa. Puede deberse a que la potencia que radia el taper mstrip se acopla a la guía de onda a través de las ranuras.

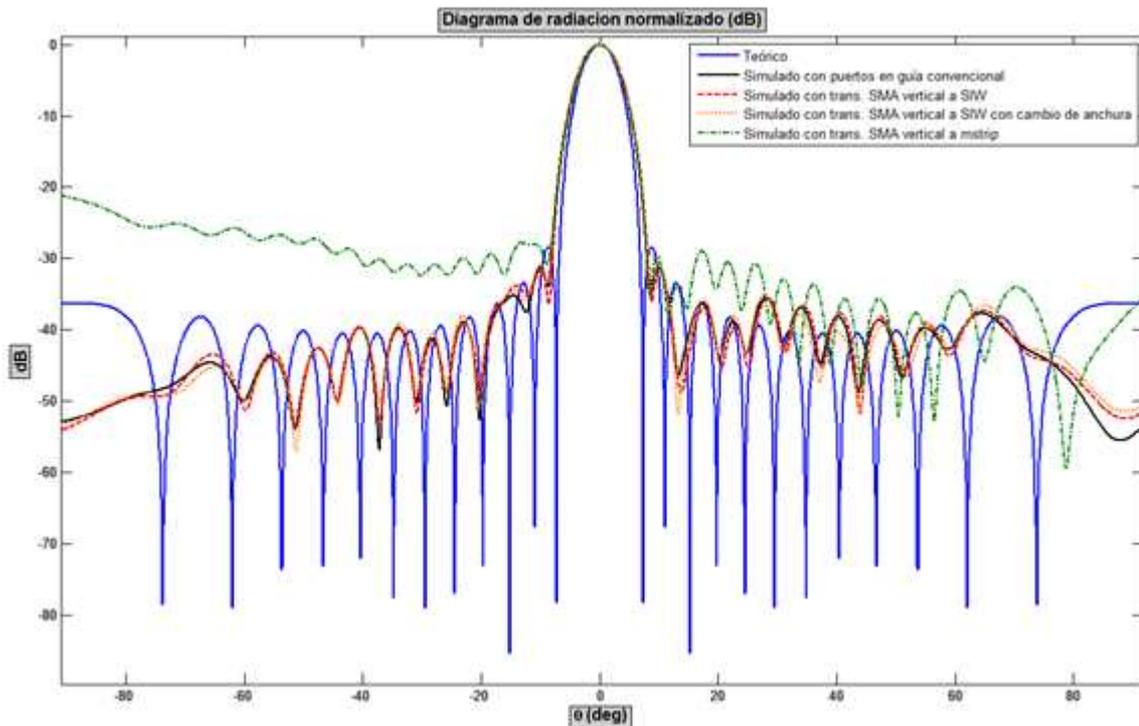


Figura 5-44: Diagrama de radiación normalizado (dB) del array lineal sobre sustrato de $d_k = 2.17$ con vías de sintonía con las diferentes transiciones diseñadas frente al array con puertos en guía convencional y frente al modelo teórico obtenido con Ensemble

Si hablamos del diagrama de radiación que ofrece el array analizado con cada una de las transiciones los comentarios no son muy diferentes a los que se hicieron para el modelo de $d_k = 2.17$ sin vías de sintonización. Las transiciones presentan lóbulos principales y secundarios bien definidos pero la transición SMA vertical a mstrip introduce unas pérdidas que cambian ligeramente una parte del diagrama. Parece ser que la introducción de las vías de sintonización en el array provoca una pequeña mejora de la anchura de haz respecto a la situación sin vías.

5.4.4 Resumen

Parece que los ejemplos que hemos simulado y comparado nos han dejado ciertas conclusiones respecto a las transiciones diseñadas:

La transición SMA vertical a mstrip, que era la que presentaba una mejor adaptación, ha resultado ser la que más deteriora el modelo con puertos en guía convencional debido a las pérdidas por radiación que introduce.

En cambio, la transición SMA vertical a SIW parece que mantiene bastante, tanto los niveles de reflexión como las formas de los diagramas de radiación de las antenas completas. Pero, ya se comprobó que su fabricación, sobre todo con nuestros medios, ofrece demasiadas incertidumbres como para conseguir una transición de calidad. A la hora de construir en nuestro taller sólo podemos intentar elaborar antenas

con transición SMA vertical a SIW con cambio de anchura, que tienen una adaptación algo peor pero ofrecen menos incertidumbre (aunque la hipersensibilidad a cambios de la longitud del alma sigue estando presente).

Para terminar con el análisis se presentan dos tablas que muestran los valores de AR y ganancia (dB) de la combinación de arrays y transiciones diseñadas en la dirección de máximo apuntamiento del diagrama de radiación a una frecuencia de 17 GHz.

AR (dB) EN LA DIRECCIÓN DE MÁX. APUNTAMIENTO A 17 GHZ

Transición / Array lineal	$d_k = 2.5$	$d_k = 2.17$	$d_k = 2.17$ con vías de sintonía
Puertos en guía convencional	0.93	1.23	0.74
SMA vertical a SIW	1.07	1.22	0.76
SMA vertical a SIW con cambio de anchura	-	1.15	0.59
SMA vertical a mstrip	-	1.04	0.47

Tabla 5-1: Nivel de axial ratio (dB) en la dirección de máximo apuntamiento a 17 GHz de la combinación de los arrays y las transiciones diseñadas con CST

GANANCIA (dB) EN LA DIRECCIÓN DE MÁX. APUNTAMIENTO A 17 GHZ

Transición / Array lineal	$d_k = 2.5$	$d_k = 2.17$	$d_k = 2.17$ con vías de sintonía
Puertos en guía convencional	17.11	18.42	17.81
SMA vertical a SIW	16.97	18.5	17.75
SMA vertical a SIW con cambio de anchura	-	18.37	17.6
SMA vertical a mstrip	-	17.76	17.18

Tabla 5-2: Ganancia (dB) en la dirección de máximo apuntamiento a 17 GHz de la combinación de los arrays y las transiciones diseñadas con CST

Si en las tablas examinamos las transiciones de alimentación utilizadas se puede observar que:

- Las antenas montadas con la transición SMA vertical a SIW tienen valores de AR y ganancia bastante similares a los que ofrece la antena sola.
- Los arrays que utilizan la transición SMA vertical a SIW con cambio de anchura sufren una ligera disminución de ambos parámetros.
- Los que usan la transición SMA vertical a mstrip también sufren una disminución que, en este caso, es considerable, sobre todo en niveles de ganancia máxima. Nuevamente, parece que las radiaciones inesperadas de la

pista mstrip de unión entre el conector SMA y la SIW afectan negativamente en otro parámetro.

En cambio, si analizamos los arrays por separado podemos ver que:

- El array lineal montado sobre un sustrato de $d_k = 2.5$ tiene la menor ganancia (en torno a 17 dB) pero un nivel de AR aceptable (en torno a 1 dB o menor)
- El array que usa un sustrato de $d_k = 2.17$ y carece de vías de sintonización ofrece los mayores niveles de ganancia máxima (≈ 18.5 dB) pero los peores de AR.
- La antena que cuenta con vías de sintonía sobre un dieléctrico de $d_k = 2.17$ tiene valores de ganancia intermedios pero los mejores niveles de polarización circular (relación axial bastante por debajo de 1 dB).

5.5 Fabricación

Ante los resultados de medida tan desfavorables obtenidos para las transiciones de alimentación que se fabricaron en el apartado 4 se había tomado la decisión de no fabricar ninguno estos arrays. Los medios de construcción con los que contamos en los talleres de la EPS no nos ofrecen las prestaciones necesarias para elaborar una transición bien adaptada y se ha comprobado que los “arreglos manuales” a frecuencias de operación tan elevadas no ofrecen resultados, ni siquiera, aceptables. Parece que la fabricación de todas las antenas diseñadas sin el uso de recursos externos sólo conllevará una elevada pérdida de material.

Aun así, se ha intentado fabricar el array sobre sustrato de $d_k = 2.17$ sin vías de sintonía con la transición SMA vertical a SIW con cambio de anchura (diseñado en el apartado 5.2.1). El objetivo es comprobar, por lo menos en una ocasión, que nuestros motivos para no construir las antenas completas no son infundados.

Este es el aspecto, por ambas caras, de la antena completa que ha sido construida.



Figura 5-45: Imagen del array lineal fabricado con la transición SMA vertical a SIW con cambio de anchura sobre el sustrato TLY-5A 0620 CH/CH ($d_k=2.17$). Top (izq.) y bottom (der.)

A la hora de soldar las vías que conforman la SIW es importante tener mucho cuidado en no introducir estaño sobre las ranuras de la cara superior. Aunque cayera muy poco estaño sobre una de ellas ya se estaría modificando la longitud del elemento radiante que con tanto cuidado se caracterizó en el punto 3 de esta memoria.

En la siguiente figura se presentan los parámetros S del array lineal fabricado.

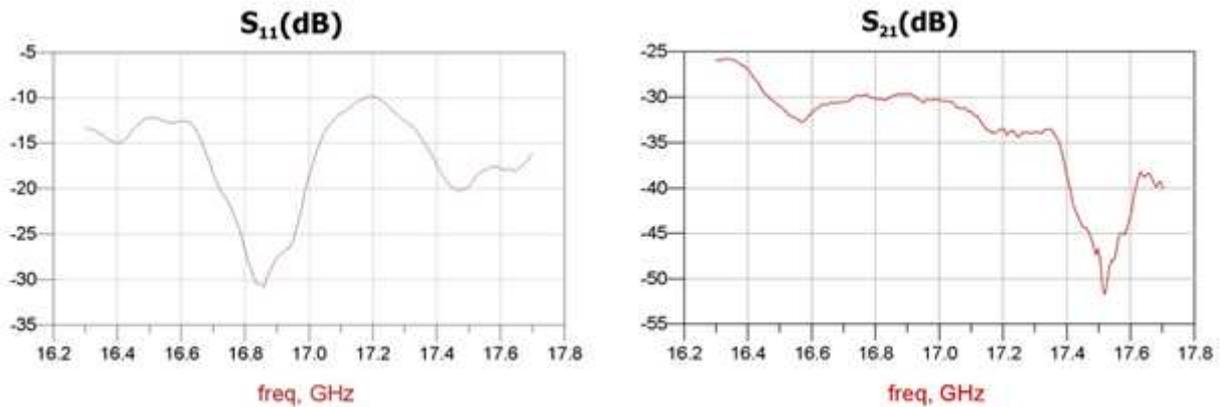


Figura 5-46: Parámetros S_{11} (izq.) y S_{21} (der.), en dB, del array lineal fabricado con la transición SMA vertical a SIW con cambio de anchura sobre el sustrato TLY-5A 0620 CH/CH ($d_c=2.17$), medido con el analizador de redes

El coeficiente de transmisión de la transición no tiene ni un ligero parecido con la simulación obtenida con CST. En este caso parece que el sistema introduce tantas pérdidas que al puerto de salida de la antenna no llega prácticamente nada. Hemos tapado las ranuras con cinta de cobre para comprobar cuál es la parte de señal que se pierde por la radiación de la antenna y cuál es la que pierde la propia transición. En este caso, el parámetro S_{11} obtenido es muy similar al de la Figura 5-46.

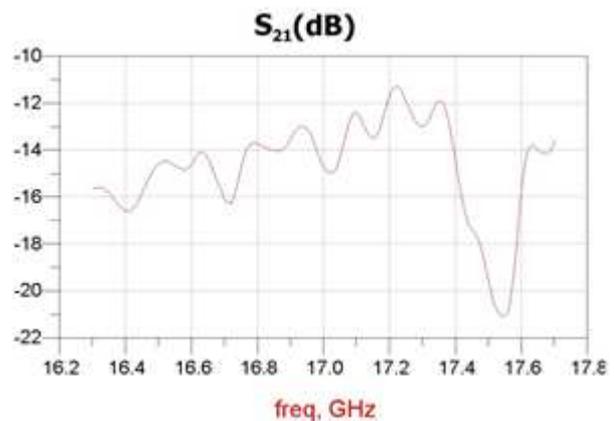


Figura 5-47: Imagen (izq.) y parámetro S_{21} (izq.) del array lineal fabricado con la transición SMA vertical a SIW con cambio de anchura sobre el sustrato TLY-5A 0620 CH/CH ($d_c=2.17$). Ranuras tapadas con cinta de cobre.

Si miramos la diferencia entre el coeficiente de transmisión de la antena con y sin las ranuras tapadas (Figura 5-48) parece que la potencia de señal que se pierde, únicamente entre las transiciones y la SIW, es de unos 17 dB a 17 GHz. Es más, la gráfica que se define es similar a la obtenida por simulación para un diseño con una potencia residual del 2%.

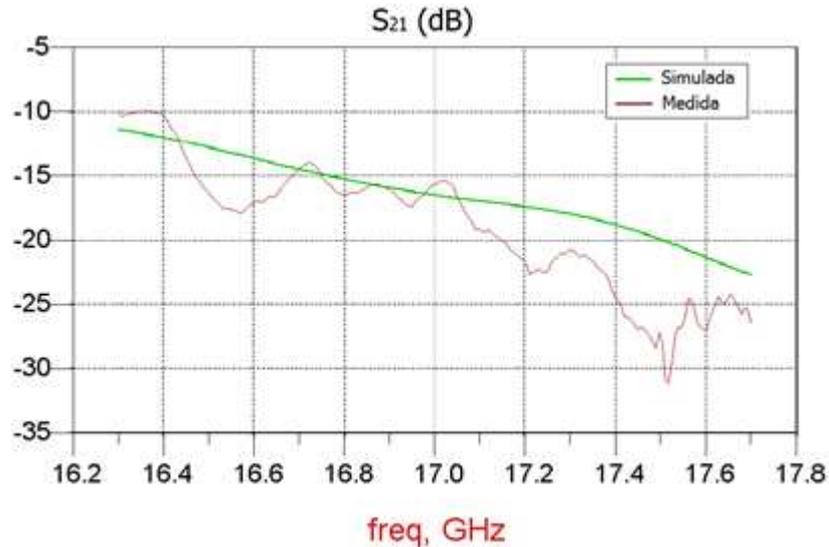


Figura 5-48: Parámetro de transmisión (S_{21}), en dB, de las ranuras del array lineal fabricado con la transición SMA vertical a SIW con cambio de anchura sobre el sustrato TLY-5A 0620 CH/CH ($d_r=2.17$), simulado y medido con el analizador de redes

La conclusión que extraemos de este análisis es que la onda se pierde a través de la transición de entrada y de la guía de onda pero, el conjunto de las ranuras, radía lo que se había estipulado en la fase de diseño.

Ahora, para intentar descartar el efecto de pérdida de señal por los bordes de la guía a causa de una mala caracterización de la SIW vamos a tapar completamente la antena con cinta de cobre. Cubrimos tanto los bordes de la placa como las ranuras, las transiciones, etc... para comprobar el comportamiento de una guía de onda bien cerrada.



Figura 5-49: Imagen del array lineal fabricado con la transición SMA vertical a SIW con cambio de anchura sobre el sustrato TLY-5A 0620 CH/CH ($d_r=2.17$). Ranuras, transición y bordes de la placa tapados con cinta de cobre.

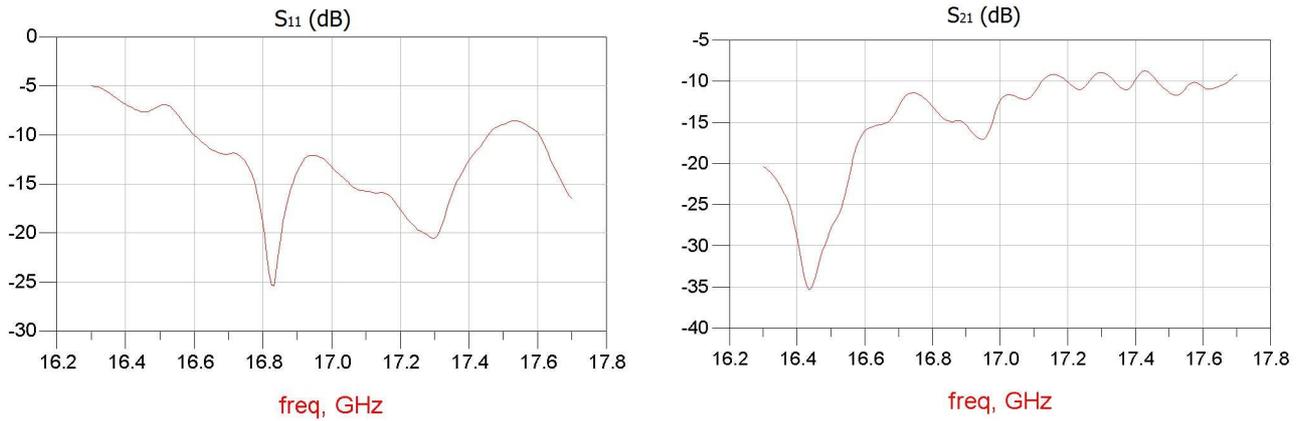


Figura 5-50: Parámetro S_{11} (izq.) y S_{21} (izq.), ambos en dB, del array lineal fabricado con la transición SMA vertical a SIW con cambio de anchura sobre el sustrato TLY-5A 0620 CH/CH ($d_r=2.17$). Ranuras, transición y bordes de la placa tapados con cinta de cobre.

A la vista de estos resultados, podemos observar que, es posible que una pequeña cantidad de energía de la señal se escape por los bordes de la placa. El parámetro S_{21} de la Figura 5-50 es ligeramente superior al de la Figura 5-47 en la que, únicamente, se tapaban los elementos radiantes. Sin embargo, aún quedan más de 10 dB de pérdidas a los que no encontramos explicación a su presencia. Quizás la causante pueda ser una mala fabricación de la transición de alimentación o una elección inadecuada del sustrato utilizado para fabricar la antena.

Por todo ello, consideramos que tanto nuestros medios de fabricación como los materiales de los que disponemos no son los adecuados para conseguir obtener una buena transición a SIW por el momento. Se ha tomado la decisión de finalizar en este punto la fase de construcción de las antenas.

6 Conclusiones y trabajo futuro

6.1 Conclusiones

Durante la realización de este Proyecto Fin de Carrera se han diseñado tres arrays lineales sobre SIW con polarización circular utilizando ranuras como elementos radiantes. Dichas ranuras han sido propuestas para obtener valores óptimos de reflexión y axial ratio. Los arrays han sido elaborados de tal manera que estén formados por 16 elementos que sigan una distribución de Taylor a -26 dB con un desperdicio de potencia total del 2%.

En un principio, se ha diseñado un array sobre el sustrato TLX-9 ($\epsilon_r = 2.5$) y otro sobre el sustrato TLY-5A ($\epsilon_r = 2.17$) para comprobar las diferencias que ofrece el diseño de una antena sobre ambos dieléctricos. Cada uno de los diseños conlleva un estudio de caracterización y de acoplamiento entre ranuras independiente. Los mejores resultados son ofrecidos por la antena diseñada sobre el sustrato de menos pérdidas (TLY-5A). Aun así, parece que el nivel de reflexión obtenido por simulación es mayor que el esperado en cierta parte de nuestra banda de trabajo.

Ante esta situación se propone la introducción de un par de vías metálicas delante de las ranuras de mayor longitud. Estas vías se encargan de realizar una resintonización de la señal que atraviesa la SIW, por lo que cada uno de los elementos radiantes, individualmente, presenta mejores valores de reflexión sin que los demás parámetros se degraden. Este hecho, se traduce en una mejora de la reflexión total del array lineal completo.

Por otra parte, se han diseñado un cierto número de transiciones de alimentación con el fin de dar sustento a cualquiera de los arrays lineales diseñados. Todos estos diseños están condicionados por los recursos de fabricación con los que contamos en los talleres de prototipado de la Escuela Politécnica Superior. Tras la construcción de varios prototipos hemos llegado a la conclusión de que, con los medios de los que disponemos actualmente, no vamos a poder elaborar un sistema real con cierta calidad. Además, se ha comprobado el trabajo a altas frecuencias conlleva que cualquier arreglo que hagamos manualmente desadapte considerablemente la transición de entrada.

Por todo ello se toma la decisión final de fabricar una sola antena de prueba en la que podemos ver que nos faltan medios para poder completar con éxito la fase de construcción. Necesitamos el uso de recursos externos, a los que de momento no tenemos acceso, para conseguir realizar una buena transición de alimentación y una buena caracterización de la guía de onda.

6.2 Trabajo futuro

Como línea de trabajo más a corto plazo se propone la fabricación de los arrays diseñados en este PFC. Para ello, es necesario solucionar los problemas de construcción con los que nos hemos ido topando a lo largo de esta memoria. Se proponen varias soluciones:

- Se pueden encargar piezas metálicas diseñadas y fabricadas con bastante precisión que sirvan de apantallamiento para los conectores SMA usados como nexo entre el circuito y los aparatos de medida.
- Se pueden encargar conectores SMA con las medidas óptimas calculadas a proveedores externos.
- Una empresa especializada puede llevar a cabo la construcción, tanto de la transición como de la antena completa.

Lo ideal, a la hora de fabricar una buena transición de alimentación, sería el uso de transiciones que no cuenten con pistas microstrip o, que si las tienen, cuenten con un apantallamiento propio, ya que, sobre los sustratos de 1.5748 mm de espesor las líneas comienzan a comportarse como parches y sufren pérdidas por radiación que afectan negativamente, tanto a la forma de los diagramas de radiación como a su ganancia máxima.

Otra línea de trabajo posible que eliminaría los problemas descritos en el párrafo anterior sería el diseño de los elementos radiantes y, por tanto, de los arrays lineales, sobre sustratos más finos como, por ejemplo, de 0.508 mm de espesor. A lo largo de la memoria se ha comprobado que, con estas alturas, las pistas y conectores utilizados en las transiciones apenas tienen pérdidas por radiación y, por lo tanto, sería mucho más plausible que las pudiéramos fabricar por nuestros propios medios.

Otra forma de mejorar los resultados obtenidos es utilizar sustratos con constantes dieléctricas y con pérdidas menores para el diseño de los arrays lineales. Eso nos haría ganar un cierto nivel de directividad y ganancia para nuestras antenas y, en general, mejorar la definición del diagrama de radiación de las antenas al completo.

Referencias

- [1] **José Luis Masa Campos, Jorge Alfonso Ruiz Cruz.** Antenas y circuitos de alta frecuencia, 2009. Asignatura de máster impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [2] **David K. Cheng.** Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería. Addison Wesley, 1997.
- [3] **David M. Pozar.** Microwave Engineering. John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [4] **I.J. Bahl, P. Bhartia,** “Microstrip Antennas”, Artech House, Dedham, 1980.
- [5] **Miguel Ferrando Bataller, Alejandro Valero Nogueira.** Antenas. Asignatura impartida en la Universidad Politécnica de Valencia.
- [6] **D. Deslandes and K. Wu,** “Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of Substrate Integrated Waveguide,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, pp. 2516-2526, June 2006.
- [7] **L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu and T. J. Cui,** “Simulation and experiment on SIW slot array antennas,” *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 446-448, Sept. 2004.
- [8] **G. Montisci,** “Design of Circularly Polarized Waveguide Slot Linear Arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, issue 10, pp. 3025-3029, October 2006.
- [9] **D. Deslandes and K. Wu,** “Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, pp. 68-70, Feb. 2001.
- [10] **G. Montisci, M. Musa, and G. Mazzarella,** “Waveguide slot antennas for circularly polarized radiated field,” *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 52, no. 2, pp. 619 – 623, Feb. 2004.
- [11] **G. Montisci,** “Design of circularly polarized waveguide slot linear arrays,” *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 54, no. 10, pp. 3025 – 3029, Oct. 2006.
- [12] **Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro,** “Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide,” *IEEE Microwave Wireless Compon. Letters*, vol. 12, no. 9, pp. 333 – 335, Sep. 2002.
- [13] **P. Chen, W. Hong, Z. Kuai, and J. Xu,** “A substrate integrated waveguide circularly polarized slot radiator and its linear array,” *IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters*, vol. 8, pp. 120 – 123, 2009.
- [14] **J. L. Masa-Campos, S. Klinger, M. Sierra-Pérez,** “Parallel plate patch antenna with internal horizontal coupling lines and TE_{N0} mode excitation”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no.7, pp. 2185 – 2189, Julio 2009.
- [15] **P. Chen, W. Hong, Z. Kuai, J. Xu, H. Wang, J. Chen, H. Tang, J. Zhou, and K. Wu,** “A multibeam antenna based on substrate integrated waveguide

- technology for MIMO wireless communications,” *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 57, no. 6, pp. 1813 – 1821, Jun. 2009.
- [16] **Jui-Ching Cheng, Eric S.Li, Wen-Fu Chou, and Kuan-Lin Huang**, “Improving the High-Frequency Performance of Coaxial-to-Microstrip Transitions” *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques.*, vol. 59, no. 6, Jun. 2011.
- [17] **J.L. Masa-Campos, M.Sierra-Pérez, J.L. Fernández-Jambrina, P. Rodríguez-Fernández**, “New Circularly Polarized Slot Radiator for Substrate Integrated Waveguide (SIW) Planar Array,” actas del 5th EUROPEAN CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION EUCAP 2011, pp. 816 – 820, Roma (Italia), 11 – 14 Abril 2011.
- [18] **J.L.Masa-Campos, M.Sierra-Perez, J.L. Fernandez-Jambrina, P. Rodríguez-Fernandez**, “Monopulse circularly polarized SIW slot array antenna in millimetre band”, *Journal on Electromagnetic Waves and Applications*, vol.25, pp.857-868, 2011.
- [19] Características disponibles en <http://www.taconic-add.com/en/pdf/tlx.pdf>
- [20] Características disponibles en <http://www.taconic-add.com/en/pdf/tly.pdf>
- [21] Adquirido en Elate SA. Circuitos impresos. <http://www.elatesa.com>
- [22] End Launch JK 1.57 PCB. Referencia 526-5785 en <http://es.rs-online.com/web/>
- [23] 2 hole SMA stub terminal panel Jack, 50ohm. Referencia 414-1357 en <http://es.rs-online.com/web/> Especificaciones y medidas en su hoja de datos: <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/010a/0900766b8010a325.pdf>
- [24] Remachadora FAVORIT de la marca BUNGARD. Disponible en <http://www.bungard.de>
- [25] Remaches tubulares de cobre para el metalizado de vías. Disponibles en http://www.bungard.de/old/deutsch1/spanisch/seiten/m_dknieten.htm
- [26] Marca JBC. Disponible en <http://www.jbctools.com/>
- [27] Consultar características en <http://www.lpkf.com/>
- [28] Ambos de la empresa LPKF: <http://www.lpkf.es/productos/creacion-rapida-prototipos-pcb/software/index.htm>

Anexos

Anexo A. Construcción de circuitos impresos

Como ya se ha citado a lo largo de esta memoria, las antenas impresas se caracterizan, sobre todo, por ser de fabricación sencilla y de bajo coste. Existen dos métodos para la construcción de antenas impresas: el método químico y el mecánico.

El método químico consiste en la creación de una máscara que contenga las pistas impresas que debe tener el circuito. Esta máscara se pega a la placa y se introduce en una disolución de cloruro férrico. Este material reacciona con el cobre, eliminando a éste sólo en las zonas no cubiertas por la máscara.

El método mecánico utiliza una fresadora de precisión controlada por un software. La fresadora elimina el cobre gracias a los distintos tipos de herramientas que puede utilizar. Es un procedimiento muy limpio y seguro ya que no se manejan compuestos químicos, aunque es algo menos preciso. Para la realización de este proyecto se ha utilizado el método mecánico ya que es el más sencillo, es del que se dispone en los laboratorios de la EPS y ya que los resultados obtenidos, en cuanto a precisión, suelen ser bastante satisfactorios.

Para el proceso de construcción se ha utilizado el siguiente material:

- Placas de sustrato TLX-9 de espesor 1.5748 mm [19].
- Placas de sustrato TLX-5A de espesores 0.508, 1.016 y 1.5748 mm [20].
- Placas de sustrato FR-4 de espesor 1.6 mm [21].
- Conectores SMA [22] y SMA tipo panel [23].
- Remachadora [24] y remaches [25] para el metalizado de taladros de la marca BUNGARD.
- Estación profesional de soldadura [26].
- Sistema de realización de prototipos RF “LPKF ProtoMat S100” [27].
- Software de control “CircuitCAM” y “Board Master” [28].

Proceso de construcción del circuito:

A continuación se va a llevar a cabo una sencilla explicación sobre el proceso de fabricación de un circuito impreso con el que se han construido todas las placas de este PFC. Es decir, cuáles son los pasos para construir un circuito a partir de un diseño software:

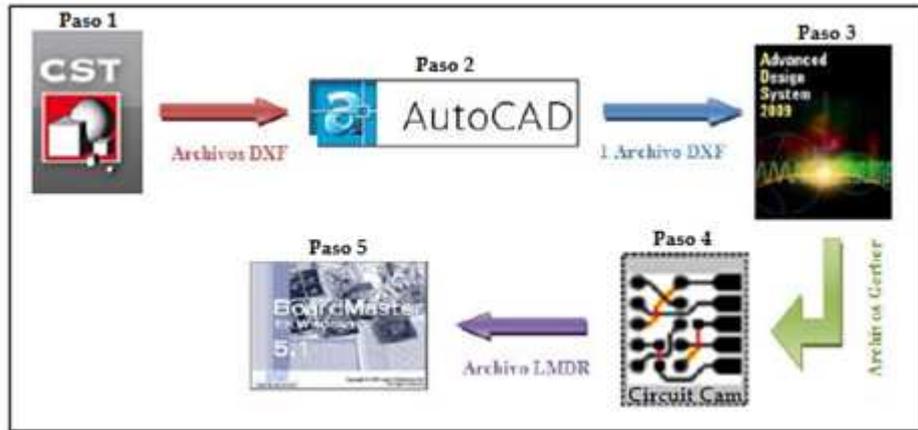
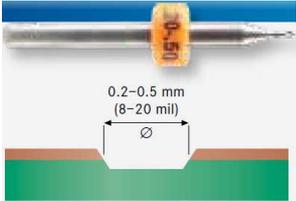
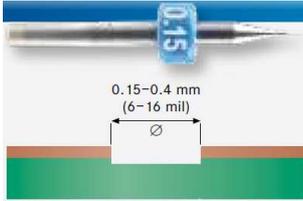
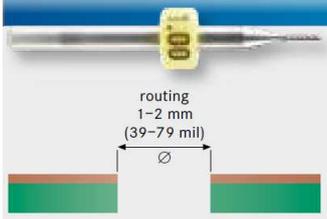
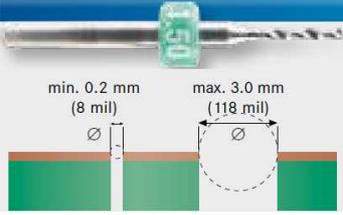


Figura A-1: Esquema sobre el proceso de diseño software para la construcción de un prototipo

- **Paso 1:** Una vez el circuito ha sido diseñado electromagnéticamente con el software CST Microwave Design Studio, se deben exportar archivos DXF correspondientes a cada una de las capas que necesitemos imprimir sobre el circuito. En algunas ocasiones sólo se necesita la capa superior, mientras que en otras se necesita tanto la capa superior del circuito como la inferior.
- **Paso 2:** Estos archivos DXF se combinan en uno solo mediante el software de dibujo “AutoCad”. En este archivo ya se deben definir las capas que la fresadora de precisión “LPKF ProtoMat S100” debe interpretar para su correcto funcionamiento: capa de corte, top, taladros y bottom (si fuera necesario).
- **Paso 3:** A continuación se necesitan obtener archivos Gerber. El formato Gerber es un formato de impresión utilizado en la producción de circuitos impresos y fue creado por Gerber Systems Corporation. Es necesario generar un archivo Gerber por cada capa. Para la obtención de estos archivos se utiliza el software Advanced Design System (ADS).
- **Paso 4:** Una vez en este punto ya comenzamos a utilizar el software exclusivo de la fresadora LPKF. El software CircuitCAM permite, a partir de los ficheros Gerber, escoger qué herramientas van a ser usadas en la construcción y de qué manera van a actuar sobre la placa. A continuación se muestran los 5 tipos de herramientas de los que dispone la fresadora:

Universal Cutter	End Mill	End Mill RF
		
<p>Se utiliza para marcar el contorno del circuito así como para eliminar cobre de manera precisa.</p>	<p>Permite eliminar cobre con no mucha precisión. Es muy útil para quitar rápidamente el cobre de zonas amplias.</p>	<p>Es la herramienta más precisa de eliminación de cobre. Por ello, se utiliza para la construcción de dispositivos de microondas.</p>

Contour Router	Spiral Drill
	
<p>Realiza el corte del circuito de la lámina de sustrato con la que se trabaja.</p>	<p>Herramienta de taladrado con la que realizar agujeros con diámetros de gran precisión sobre la placa.</p>

- **Paso 5:** Tras pasar por el programa CircuitCam se genera un fichero con extensión LMDR. Este se pasa al software Board Master que se encarga de controlar la comunicación entre el ordenador y la fresadora.

Una vez iniciado el proceso de fabricación de la placa, sólo debemos ir ordenando a la máquina de precisión qué fases debe ir ejecutando para imprimir cada una de las capas del circuito sobre la placa de sustrato.

Anexo B. Tablas

A continuación se presentan las tablas de contienen los parámetros de diseño y caracterización de cada uno de los arrays lineales diseñados en los apartados 3.4.4.1, 3.4.4.2, 3.4.5.1, 3.4.5.2 y 3.6 de este documento.

Anexo B.1 Array lineal sin compensación de acoplos ($d_k=2.5$)

– Este array ha sido diseñado con el ancho del plano reflector que ofrece valores más óptimos de axial ratio (AR) $\rightarrow w_{top} = 18$ mm.

Elem. (k)	F_k	S_k (dB)	l_s (mm)	θ (°)	y_s (mm)	x_s (mm)	x_{Ssup} (mm)	S_{11} (dB)	AR (dB)	E (°)	$ S_{21} $	ϕS_{21} (°)	S_{21} (dB)	Coupling (dB)	$\Delta\theta$ (°)	d_n ($\cdot\lambda_{g}$)	d_n (mm)
1	0,151021	-25,3061	2,4	43,3	1,91	3,21	0	-76,46	0,65	274,54	0,98797	-3,99	-0,1051	-16,2143	0,000	0,9904	13,47882687
2	0,278881	-19,9657	2,4	43,3	1,91	3,21	0	-76,46	0,65	274,54	0,98797	-3,99	-0,1051	-16,2143	0,000	0,9904	13,47882687
3	0,426329	-16,2351	2,4	43,3	1,91	3,21	0	-76,46	0,65	274,54	0,98797	-3,99	-0,1051	-16,2143	-6,720	0,9717	13,224781
4	0,581392	-13,4361	3,6	45,5	2,1	3,16	0	-54,49	0,087	267,82	0,977	-13,82	-0,2	-13,4675	-5,130	0,9488	12,91327238
5	0,729932	-11,2583	4,04	45,8	2,12	3,09	0	-47,85	0,32	262,69	0,9619	-21,72	-0,337	-11,2699	-4,290	0,9292	12,646373
6	0,857394	-9,5225	4,34	46,5	2,15	2,99	0	-41,97	0,495	258,4	0,943	-28,26	-0,5078	-9,5748	-4,450	0,9106	12,39308322
7	0,950702	-8,1112	4,58	47,4	2,2	2,92	0	-39,43	0,507	253,95	0,9199	-35,3	-0,7253	-8,1335	-4,440	0,8911	12,12731798
8	1	-6,9433	4,73	48,8	2,2	2,8	0	-35,73	0,465	249,51	0,8923	-42,42	-0,9895	-6,9147	-4,190	0,8720	11,86760144
9	1	-5,9626	4,9	49,9	2,25	2,72	0	-33,85	0,4566	245,32	0,863	-49,06	-1,277	-5,9458	-3,180	0,8564	11,65476242
10	0,950702	-5,1328	5	49,9	2,25	2,65	0	-30,75	0,747	242,14	0,834	-54,52	-1,5713	-5,1893	-4,260	0,8382	11,40752135
11	0,857394	-4,4392	5,16	50,5	2,29	2,49	0	-26,64	0,8121	237,88	0,7968	-60,51	-1,972	-4,4034	-3,370	0,8240	11,21471869
12	0,729932	-3,9002	5,24	51	2,29	2,39	-0,02	-23,35	0,775	234,51	0,767	-65,01	-2,305	-3,9018	-1,900	0,8156	11,10017122
13	0,581392	-3,6044	5,29	51	2,29	2,34	-0,03	-22,35	0,95	232,61	0,7444	-68,31	-2,56	-3,5699	1,560	0,8161	11,10621993
14	0,426329	-3,8111	5,25	51	2,29	2,38	-0,02	-23,48	0,865	234,17	0,7615	-65,92	-2,365	-3,8152	7,970	0,8405	11,43889904
15	0,278881	-5,1632	5	49,9	2,25	2,65	0	-30,75	0,747	242,14	0,834	-54,52	-1,5713	-5,1893	14,480	0,8903	12,11597664
16	0,151021	-8,9134	4,46	47,4	2,2	2,96	0	-40,93	0,452	256,62	0,934	-31,3	-0,593	-8,9432	-	-	-

Tabla B-1: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal sin acoplos compensados de $\epsilon_r = 2.5$

Anexo B.2 Array lineal con compensación de acoplos ($d_k=2.5$)

– Este array ha sido diseñado con el ancho del plano reflector que ofrece valores más óptimos de axial ratio (AR) $\rightarrow w_{top} = 16.5$ mm.

Elem. (k)	F_k	S_k (dB)	l_s (mm)	θ (°)	y_s (mm)	x_s (mm)	x_{SSup} (mm)	S_{11} (dB)	AR (dB)	E (°)	$ S_{21} $	ϕS_{21} (°)	S_{21} (dB)	T_k (dB)	Coupling (dB)	$\Delta\theta$ (°)	d_n ($\cdot\lambda_{g}$)	d_n (mm)
1	0,426329	-16,4400	2,4	43,3	1,91	3,21	0	-76,46	0,65	274,54	0,98797	-3,99	-0,100074	-0,100074	-16,4248	-0,780	0,9882	13,4493394
2	0,426329	-16,3403	2,6	44,2	1,96	3,22	0	-71,4	0,551	273,76	0,9873	-5,1	-0,10553	-0,1027	-16,3136	-0,390	0,9862	13,4221202
3	0,426329	-16,2382	2,7	44,2	1,96	3,24	0	-69,06	0,312	273,37	0,98693	-5,69	-0,109275	-0,105	-16,2185	-6,570	0,9674	13,1661841
4	0,581392	-13,4392	3,7	45,5	2,1	3,15	0	-53,2	0,1472	266,8	0,9747	-15,34	-0,21658	-0,2064	-13,3341	-5,820	0,9427	12,8297246
5	0,729932	-11,2616	4,18	46,5	2,15	3,06	0	-46,3	0,2238	260,98	0,9553	-24,25	-0,3839	-0,343	-11,1981	-4,880	0,9206	12,5284231
6	0,857394	-9,5260	4,48	47,4	2,2	2,95	0	-41,74	0,386	256,1	0,9318	-31,89	-0,6041	-0,5138	-9,5335	-6,990	0,8935	12,1598298
7	0,950702	-8,1152	4,74	48,8	2,2	2,79	0	-35,32	0,48	249,11	0,89	-42,87	-0,9129	-0,7121	-8,2209	-5,960	0,8658	11,7836756
8	1	-6,9480	4,96	49,9	2,25	2,66	0	-31,35	0,567	243,15	0,8453	-52,35	-1,345	-1,0145	-6,8415	-5,270	0,8414	11,4513745
9	1	-5,9685	5,16	50,5	2,29	2,49	0	-26,64	0,812	237,88	0,797	-60,51	-1,86	-1,3113	-5,9137	-5,940	0,8169	11,1175613
10	0,950702	-5,1407	5,33	51	2,29	2,3	-0,02	-20,62	0,83	231,94	0,7407	-67,87	-2,527	-1,7157	-5,0411	-6,340	0,7953	10,8241988
11	0,857394	-4,4506	5,45	51	2,29	2,24	-0,14	-16,69	0,883	225,6	0,6727	-76,44	-3,308	-2,156	-4,3995	-4,300	0,7772	10,5773358
12	0,729932	-3,9180	5,55	51,4	2,28	2,15	-0,23	-15,11	1,29	221,3	0,6002	-84,98	-4,245	-2,7372	-3,7253	-1,990	0,7599	10,3418141
13	0,581392	-3,6344	5,6	51,4	2,28	2,14	-0,24	-14,71	1,778	219,31	0,5538	-91,36	-4,77	-2,9027	-3,4915	0,310	0,7486	10,1875719
14	0,426329	-3,8641	5,59	51,4	2,28	2,14	-0,24	-14,745	1,63	219,62	0,5642	-89,76	-4,884	-2,6215	-3,8234	2,360	0,7587	10,3255582
15	0,278881	-5,2535	5,53	51,4	2,28	2,15	-0,22	-14,9	1,1	221,98	0,6173	-82,275	-4,11	-1,7646	-5,3430	25,650	0,8442	11,4889899
16	0,151021	-9,0427	4,81	49,9	2,25	2,78	0	-35,55	0,224	247,63	0,882	-44,93	-0,994	-0,5982	-8,9221	-	-	-

Tabla B-2: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal con acoplos compensados de $\epsilon_r = 2.5$

Anexo B.3 Array lineal sin compensación de acoplos ($d_k=2.17$)

– Este array ha sido diseñado con el ancho del plano reflector que ofrece valores más óptimos de axial ratio (AR) $\rightarrow w_{top} = 17.5$ mm.

Elem. (k)	F_k	S_k (dB)	l_s (mm)	θ (°)	y_s (mm)	x_s (mm)	x_{sup} (mm)	S_{11} (dB)	AR (dB)	E (°)	$ S_{21} $	ϕS_{21} (°)	S_{21} (dB)	Coupling (dB)	$\Delta\theta$ (°)	d_n ($\cdot\lambda_{g}$)	d_n (mm)
1	0,151021	-25,3061	2,3	43,4	2,3	3,53	0	-85,13	0,403	275,07	0,9944	-3,184	-0,0489	-19,5092	0,000	0,9928	14,49433883
2	0,278881	-19,9657	2,3	43,4	2,3	3,53	0	-85,13	0,403	275,07	0,9944	-3,184	-0,0489	-19,5092	-5,030	0,9788	14,29034858
3	0,426329	-16,2351	3,5	45,5	2,34	3,46	0	-63,01	0,194	270,04	0,9882	-10,4	-0,1035	-16,2802	-4,690	0,9597	14,01149431
4	0,581392	-13,4361	4,03	46,8	2,36	3,41	0	-55,63	0,174	265,35	0,977	-17,396	-0,2015	-13,4357	-4,370	0,9412	13,74075098
5	0,729932	-11,2583	4,4	47,7	2,37	3,3	0	-49,68	0,146	260,98	0,9615	-23,99	-0,34	-11,2326	-4,230	0,9232	13,47901081
6	0,857394	-9,5225	4,66	48,8	2,38	3,2	0	-45,89	0,224	256,75	0,9424	-30,406	-0,5153	-9,5133	-4,520	0,9046	13,20705084
7	0,950702	-8,1112	4,88	49,9	2,39	3,12	0	-42,606	0,27	252,23	0,9177	-37,56	-0,746	-8,0196	-3,830	0,8867	12,94490511
8	1	-6,9433	5,04	50,5	2,4	3,01	0	-38,16	0,236	248,4	0,89174	-43,75	-0,9951	-6,8903	-4,315	0,8681	12,67420234
9	1	-5,9626	5,2	51,2	2,42	2,89	0	-34,2	0,264	244,085	0,8592	-50,48	-1,317	-5,8302	-3,695	0,8511	12,42641299
10	0,950702	-5,1328	5,3	51,2	2,42	2,77	0	-29,66	0,427	240,39	0,8267	-56,255	-1,653	-5,0103	-3,380	0,8360	12,20498421
11	0,857394	-4,4392	5,4	51,2	2,42	2,64	0	-25,75	0,555	237,01	0,795	-61,11	-1,994	-4,3710	-3,850	0,8212	11,98903031
12	0,729932	-3,9002	5,5	51,8	2,43	2,52	-0,02	-22,304	0,527	233,16	0,7589	-66,314	-2,397	-3,7853	-1,470	0,8133	11,87450378
13	0,581392	-3,6044	5,55	51,8	2,43	2,5	-0,05	-21,15	0,534	231,69	0,7433	-68,285	-2,577	-3,5668	1,470	0,8160	11,9138013
14	0,426329	-3,8111	5,5	51,8	2,43	2,52	-0,02	-22,304	0,527	233,16	0,7589	-66,314	-2,397	-3,7853	7,230	0,8375	12,22732986
15	0,278881	-5,1632	5,3	51,2	2,42	2,77	0	-29,66	0,427	240,39	0,8267	-56,255	-1,653	-5,0103	14,395	0,8854	12,9258444
16	0,151021	-8,9134	4,75	49,9	2,39	3,17	0	-45,5	0,403	254,785	0,933	-33,38	-0,602	-8,8803	-	-	-

Tabla B-3: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal sin acoplos compensados de $\epsilon_r = 2.17$

Anexo B.4 Array lineal con compensación de acoplos ($d_k=2.17$)

– Este array ha sido diseñado con el ancho del plano reflector que ofrece valores más óptimos de axial ratio (AR) $\rightarrow w_{top} = 17.5$ mm.

Elem. (k)	F_k	S_k (dB)	l_s (mm)	θ (°)	y_s (mm)	x_s (mm)	x_{sup} (mm)	S_{11} (dB)	AR (dB)	E (°)	$ S_{21} $	ϕS_{21} (°)	S_{21} (dB)	T_k (dB)	Coupling (dB)	$\Delta\theta$ (°)	d_n ($\cdot\lambda_{g}$)	d_n (mm)
1	0,29	-19,6808	2,5	43,4	2,3	3,485	0	-80,73	0,481	274,55	0,99403	-3,91	-0,04885	-0,0473	-19,6531	-2,300	0,9844	14,37162024
2	0,3	-19,3393	3,1	44,5	2,32	3,48	0	-69,715	0,2835	272,25	0,99174	-7,227	-0,06417	-0,0513	-19,3026	-4,750	0,9684	14,13774116
3	0,426329	-16,2360	3,82	46	2,35	3,42	0	-59,22	0,19	267,5	0,9828	-14,18	-0,1423	-0,1047	-16,2309	-5,320	0,9475	13,83264798
4	0,581392	-13,4369	4,32	47,7	2,37	3,33	0	-51,495	0,197	262,18	0,96622	-22,14	-0,2896	-0,2061	-13,3403	-5,610	0,9245	13,49807153
5	0,729932	-11,2592	4,67	48,8	2,38	3,2	0	-45,74	0,219	256,57	0,94155	-30,71	-0,50135	-0,3511	-11,1016	-4,690	0,9033	13,1878279
6	0,857394	-9,5235	4,9	49,9	2,39	3,1	0	-41,48	0,23	251,88	0,9149	-38,08	-0,7731	-0,5387	-9,3360	-4,510	0,8833	12,89623945
7	0,950702	-8,1123	5,07	50,5	2,4	2,98	0	-36,12	0,195	247,37	0,8854	-45,01	-1,0845	-0,7553	-7,9791	-4,380	0,8644	12,62046734
8	1	-6,9446	5,23	51,2	2,42	2,86	0	-32,98	0,304	242,99	0,8499	-52,28	-1,4673	-1,0255	-6,7887	-4,440	0,8441	12,32320122
9	1	-5,9642	5,36	51,2	2,42	2,69	0	-26,71	0,4	238,55	0,8115	-58,45	-1,8972	-1,3282	-5,8505	-4,410	0,8270	12,07419523
10	0,950702	-5,1350	5,48	51,8	2,43	2,54	-0,01	-23,057	0,493	234,14	0,76865	-64,85	-2,434	-1,7229	-4,9500	-4,460	0,8091	11,81261727
11	0,857394	-4,4424	5,61	51,8	2,43	2,45	-0,08	-20,21	0,728	229,68	0,71747	-71,79	-3,004	-2,1486	-4,2712	-2,360	0,7957	11,61633241
12	0,729932	-3,9052	5,67	51,8	2,43	2,43	-0,1	-19,36	0,874	227,32	0,6877	-76,12	-3,457	-2,4993	-3,7563	-2,350	0,7837	11,44113601
13	0,581392	-3,6128	5,72	52,5	2,45	2,4	-0,13	-18,246	0,687	224,97	0,665	-79,23	-3,72576	-2,6748	-3,5807	2,740	0,7892	11,52143436
14	0,426329	-3,8260	5,68	51,8	2,43	2,42	-0,1	-19,03	0,811	227,71	0,69285	-74,78	-3,518	-2,577	-3,6645	7,040	0,8135	11,87628818
15	0,278881	-5,1886	5,46	51,8	2,43	2,56	-0,01	-23,127	0,4	234,75	0,777	-63,66	-2,3238	-1,6757	-5,0399	7,790	0,8464	12,35767274
16	0,151021	-8,9499	5,24	51,2	2,42	2,84	0	-32,09	0,286	242,54	0,8464	-52,79	-1,554	-0,6236	-8,7702	-	-	-

Tabla B-4: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal con acoplos compensados de $\epsilon_r = 2.17$

Anexo B.5 Array lineal con compensación de acoplos ($d_k=2.17$) usando elementos con vías de sintonización

– Este array ha sido diseñado con el ancho del plano reflector que ofrece valores más óptimos de axial ratio (AR) $\rightarrow w_{top} = 16$ mm.

Elem. (k)	F_k	S_k (dB)	l_s (mm)	θ (°)	Y_s (mm)	X_s (mm)	X_{Sup} (mm)	X_{vs} (mm)	Y_{vs} (mm)	S_{11} (dB)	AR (dB)	E (°)	$ S_{21} $	ϕS_{21} (°)	S_{21} (dB)	T_k (dB)	Coupling (dB)	$\Delta\delta$ (°)	d_n (-lambda_g)	d_n (mm)	ϕS_{21_guia} (°)
1	0,29	-19,6808	2,5	43,4	2,3	3,485	0	-	-	-80,73	0,481	274,55	0,99403	-3,91	-0,0489	-0,0473	-19,6531	-2,300	0,9844	14,3716202	-0,586
2	0,3	-19,3393	3,1	44,5	2,32	3,48	0	-	-	-69,715	0,283	272,25	0,99174	-7,227	-0,0642	-0,0513	-19,3026	-4,750	0,9684	14,1377411	-0,586
3	0,426329	-16,2360	3,82	46	2,35	3,42	0	-	-	-59,22	0,19	267,5	0,9828	-14,18	-0,1423	-0,1047	-16,2309	-5,320	0,9475	13,8326479	-0,586
4	0,581392	-13,4369	4,32	47,7	2,37	3,33	0	-	-	-51,495	0,197	262,18	0,96622	-22,14	-0,2896	-0,2061	-13,3403	-5,610	0,9245	13,4980715	-0,586
5	0,729932	-11,2592	4,67	48,8	2,38	3,2	0	-	-	-45,74	0,219	256,57	0,94155	-30,71	-0,5014	-0,3511	-11,1016	-4,690	0,9033	13,1878279	-0,586
6	0,857394	-9,5235	4,9	49,9	2,39	3,1	0	-	-	-41,48	0,23	251,88	0,9149	-38,08	-0,7731	-0,5387	-9,3360	-4,510	0,8833	12,8962394	-0,586
7	0,950702	-8,1123	5,07	50,5	2,4	2,98	0	-	-	-36,12	0,195	247,37	0,8854	-45,01	-1,0845	-0,7553	-7,9791	-1,210	0,8659	12,6418802	-0,586
* 8	1	-6,9446	5,23	51,2	2,42	2,86	0	-3,50	4,70	-31,77	0,356	246,16	0,851	-48,78	-1,4673	-1,0255	-6,7887	-3,670	0,8485	12,3880887	2,084
* 9	1	-5,9642	5,36	51,2	2,42	2,69	0	-3,00	4,60	-35,87	0,585	242,49	0,815	-54,21	-1,8972	-1,3282	-5,8505	-3,370	0,8329	12,1596845	2,580
* 10	0,950702	-5,1350	5,48	51,8	2,43	2,54	-0,01	-2,80	4,50	-38,48	0,778	239,12	0,7744	-59,44	-2,434	-1,7229	-4,9500	-1,175	0,8229	12,0145392	3,130
* 11	0,857394	-4,4424	5,61	51,8	2,43	2,45	-0,13	-2,65	4,05	-30,47	0,766	237,945	0,74	-60,82	-3,004	-2,1486	-4,2712	-1,385	0,8104	11,8310696	6,060
* 12	0,729932	-3,9052	5,67	51,8	2,43	2,43	-0,16	-2,65	3,95	-31,47	0,974	236,56	0,715	-63,54	-3,457	-2,4993	-3,7563	-1,040	0,8017	11,7044983	6,810
* 13	0,581392	-3,6128	5,72	52,5	2,45	2,4	-0,2	-2,60	3,85	-33,15	0,977	235,52	0,692	-65,91	-3,7258	-2,4722	-3,8440	1,280	0,7993	11,6702296	7,600
* 14	0,426329	-3,8260	5,68	51,8	2,43	2,42	-0,18	-2,60	3,90	-31,576	0,979	236,8	0,7132	-63,18	-3,518	-2,577	-3,6645	2,900	0,8126	11,8634728	7,190
* 15	0,278881	-5,1886	5,46	51,8	2,43	2,56	-0,01	-2,80	4,50	-36,63	0,69	239,7	0,7816	-58,42	-2,3238	-1,6757	-5,0399	6,000	0,8457	12,3466824	3,130
* 16	0,151021	-8,9499	5,24	51,2	2,42	2,84	0	-3,50	4,70	-32,485	0,354	245,7	0,84725	-49,34	-1,554	-0,6236	-8,7702	-	-	-	2,084

Tabla B-5: Tabla de datos y parámetros de los elementos del array lineal con compensación de acoplos ($\epsilon_r = 2.17$) añadiendo vías de sintonización en los elementos mayores

* Elementos que utilizan las dos vías de sintonía para mejorar la reflexión

Anexo C. Medidas con el analizador de Redes

Analizador de redes Agilent – Modelo E5071C

Un Analizador de Redes es un instrumento capaz de analizar las propiedades de las redes eléctricas asociadas con la reflexión y la transmisión de señales eléctricas, conocidas como parámetros de dispersión (Parámetros S). Muchas propiedades eléctricas útiles de las redes o de componentes pueden expresarse por medio de los parámetros-S, como por ejemplo la ganancia, pérdida por retorno, relación de onda estacionaria de tensión (VSWR), coeficiente de reflexión y estabilidad de amplificación.

Este analizador de redes tiene dos puertos y abarca frecuencias de 9KHz hasta 20GHz.

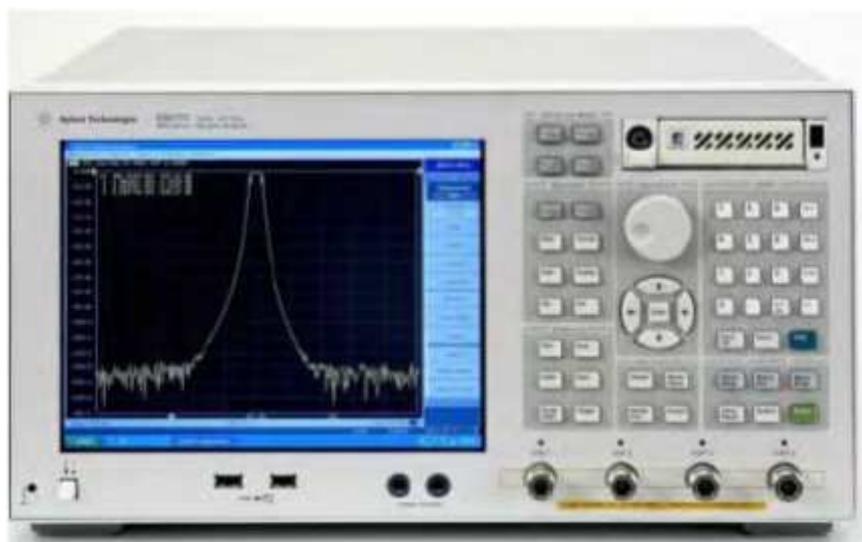


Figura C-1: Analizador de Redes E5071C de Agilent Technologies propiedad de la EPS

Kit de calibración del analizador de redes

Para la medida de los parámetros S de un circuito de RF se necesita eliminar o sustraer de la medición el efecto de todos aquellos errores sistemáticos como pueden ser las pérdidas en cables, conectores, etc. Para ello previamente a la medida del circuito de RF el VNA necesita ser calibrado. Mediante dicho proceso de calibración se suministra al VNA toda la información necesaria para que después pueda sustraer de la medida del circuito los efectos debidos a los errores sistemáticos mencionados. De esta manera se obtienen los parámetros S justo a la entrada del circuito que se quiere caracterizar, que en nuestro caso será el elemento radiante que conformará parte de la antena array. La manera de calibrar el VNA es ir conectando al cable que se va a utilizar en las medidas una serie de terminaciones: un cortocircuito, un circuito abierto y una carga de 50 Ω , que es la impedancia característica del aparato. En nuestro caso los conectores del cable coaxial que servirán de conexión entre el analizador de redes y los arrays lineales, han

sido soldados a estos en el taller de la Escuela, por lo que su calidad diferirá de la de un cable coaxial ya preparado, y que, por otro lado, hubiera sido bastante caro. Además, si se utilizan los dos puertos del analizador, también se necesitará un adaptador hembra-hembra que conecte entre sí los dos cables.

Para la caracterización, vamos a utilizar el HP/Agilent 85052D 50 ohm 3.5 mm calibration kit 9GHz. Los tres elementos terminaciones (cortocircuito, circuito abierto y carga de 50 Ω) que vamos a utilizar se encuentran incluidos en este kit, tanto hembra como macho.



Figura C-2: Contenido del kit de calibración 85052D de Agilent Technologies

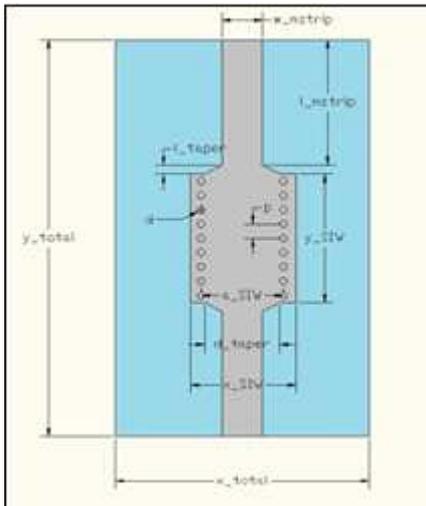
Antes de comenzar cualquier calibración, es bueno asegurar el rango de frecuencias en el que vamos a calibrar el aparato, para ello basta con introducirnos en el sub-menú SPAN y a continuación establecer el rango START-STOP y CENTER. El aparato nos pedirá conectar sucesivamente un circuito abierto, un cortocircuito y una carga de 50 Ω igual a la del dispositivo, y a través de la interfaz gráfica del sistema iremos observando las correspondencias en términos de reflexión.

Anexo D. Planos

Anexo D.1 Transición SMA horizontal - mstrip - SIW

Sustrato utilizado:

“TLX-9 0620 CH/CH”: $\epsilon_r = 2.5$, $b = 1.5748$ mm



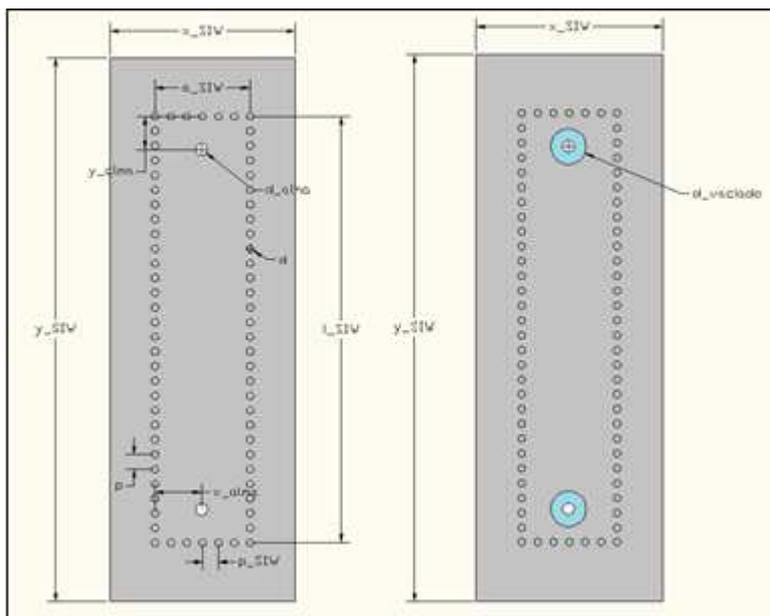
Dimensión	Valor (mm)
x_total	28.2
y_total	44.4
w_mstrip	5.53
l_mstrip	14
a_SIW	10.27
y_SIW	14.4

Dimensión	Valor (mm)
x_SIW	11.73
d_taper	9.57
l_taper	1
d	0.8
p	1.6

Anexo D.2 Transición SMA vertical - SIW ($d_k=2.5$)

Sustrato utilizado:

“TLX-9 0620 CH/CH”: $\epsilon_r = 2.5$, $b = 1.5748$ mm

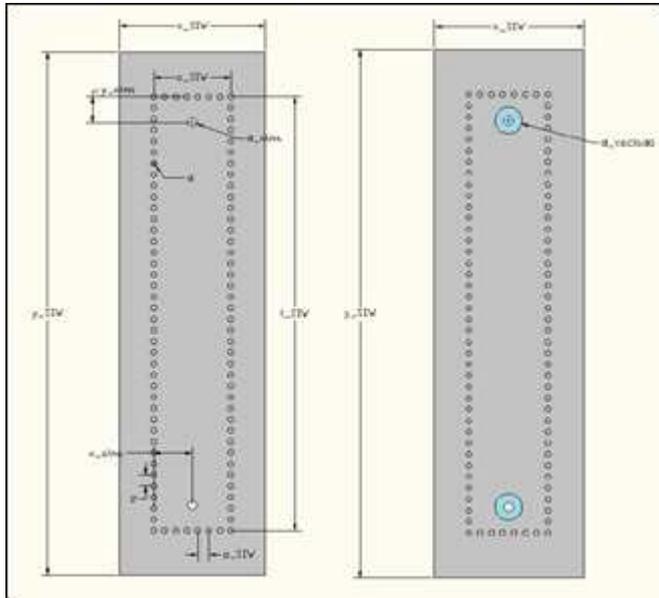


Dimensión	Valor (mm)
y_SIW	59.2
x_SIW	20.07
a_SIW	10.27
l_SIW	46.4
p SIW	1.7117
d_vaciado	3.85
y_alma	3.6
d_alma	1.3
x_alma	5.135
d	0.8
p	1.6

Anexo D.3 Transición SMA vertical - SIW ($d_k=2.17$)

Sustrato utilizado:

“TLY-5A 0620 CH/CH”: $\epsilon_r = 2.17$, $b = 1.5748$ mm

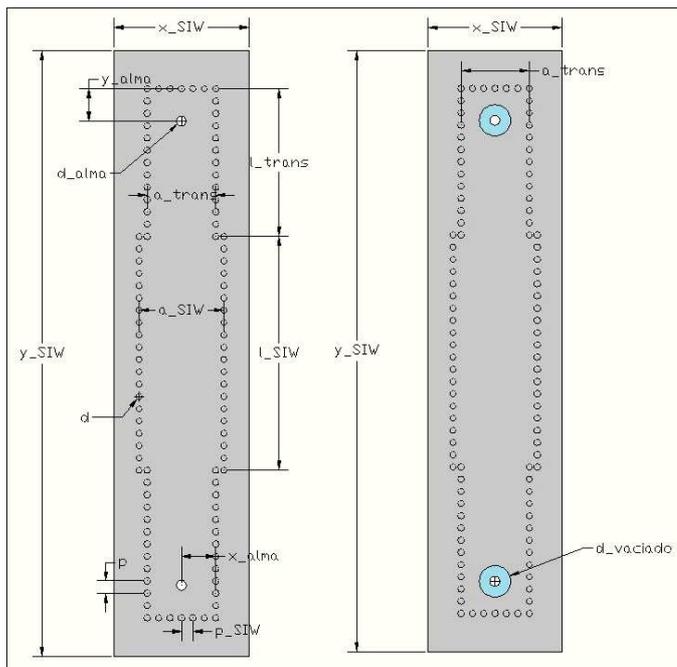


Dimensión	Valor (mm)
y_SIW	75.2
x_SIW	20.8
a_SIW	11
l_SIW	62.4
p_SI	1.5714
d_vaciado	3.75
y_alma	3.7
d_alma	1.3
x_alma	5.5
d	0.8
p	1.6

Anexo D.4 Transición SMA vertical - SIW con cambio de anchura ($d_k=2.17$)

Sustrato utilizado:

“TLY-5A 0620 CH/CH”: $\epsilon_r = 2.17$, $b = 1.5748$ mm

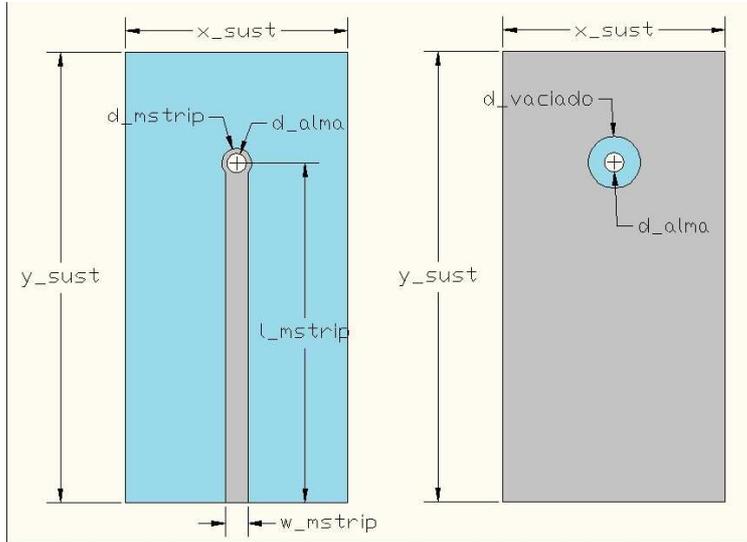


Dimensión	Valor (m)
y_SIW	78.8
x_SIW	17.5
a_SIW	11
l_SIW	30.4
p_SI	1.48
d_vaciado	4.1
y_alma	4.2
d_alma	1.3
x_alma	4.45
d	0.8
p	1.6
a_trans	8.9
l_trans	19.2

Anexo D.5 Transición SMA vertical - mstrip en sustrato de $b=1.5748$ mm

Sustrato utilizado:

“TLY-5A 0620 CH/CH”: $\epsilon_r = 2.17$, $b = 1.5748$ mm

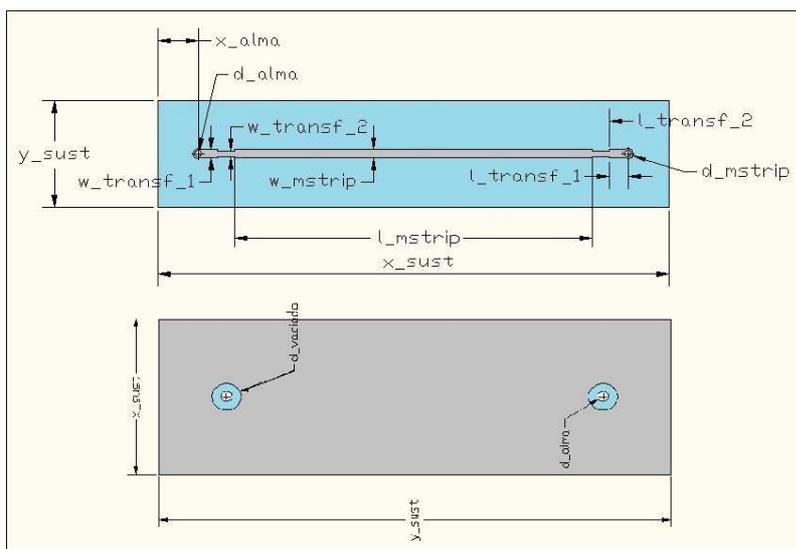


Dimensión	Valor (mm)
y_sust	30.5
x_sust	14.93
l_mstrip	23
w_mstrip	1.53
d_mstrip	2
d_vaciado	3.5
d_alma	1.3

Anexo D.6 Transición SMA vertical - mstrip en sustrato de $b=0.508$ mm

Sustrato utilizado:

“TLY-5A 0200 CH/CH”: $\epsilon_r = 2.17$, $b = 0.508$ mm

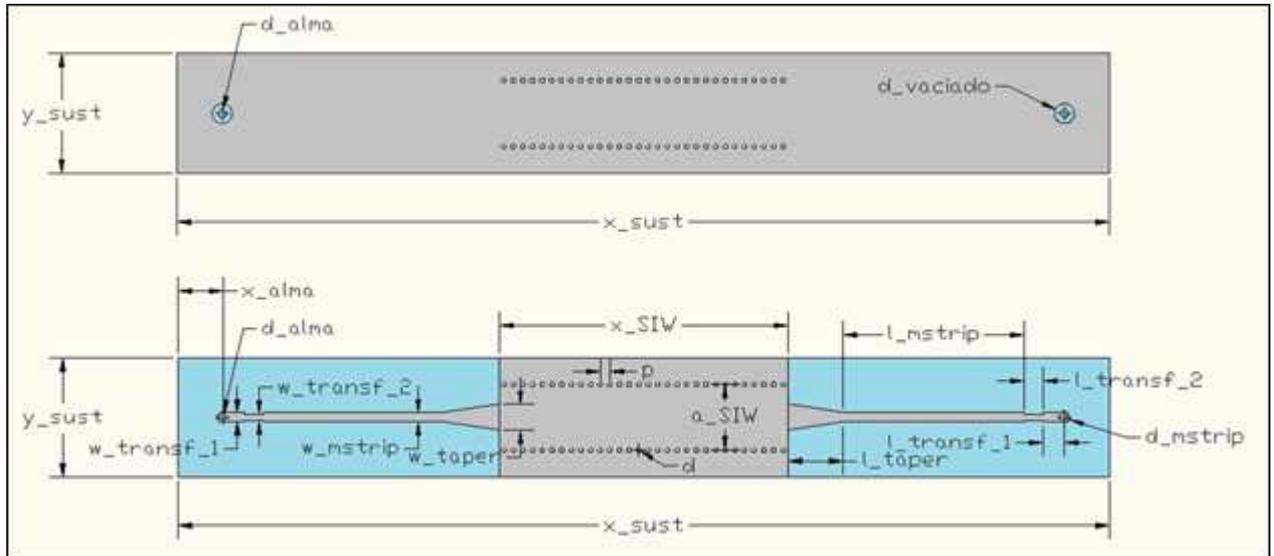


Dimensión	Valor (mm)
y_sust	57
x_sust	20
w_transf_1	1.53
w_transf_2	1.02
w_mstrip	1.53
l_transf_1	3.2
l_transf_2	3.5
l_mstrip	28.6
d_mstrip	2
d_vaciado	3.3
d_alma	1.3
x_alma	7.5

Anexo D.7 Transición SMA vertical - mstrip - SIW en sustrato de $b=0.508$ mm

Sustrato utilizado:

“TLY-5A 0200 CH/CH”: $\epsilon_r = 2.17$, $b = 0.508$ mm



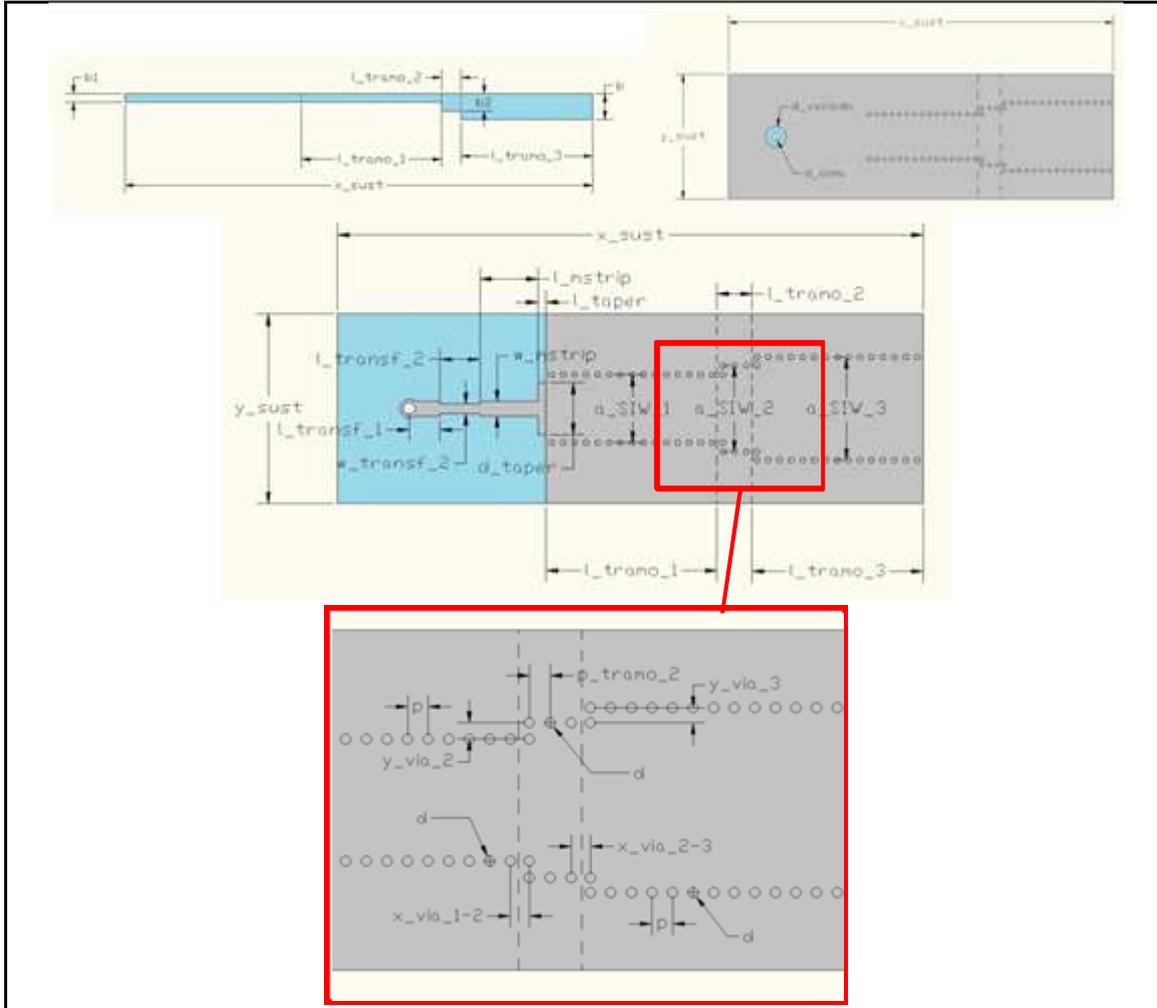
Dimensión	Valor (mm)
y_sust	154.8
x_sust	20
w_transf_1	1.53
w_transf_2	1.02
w_mstrip	1.53
l_transf_1	3.5
l_transf_2	3.2
l_mstrip	30
d_mstrip	2

Dimensión	Valor (mm)
w_taper	4.3
l_taper	9.2
a_SIW	11
x_SIW	48
d	0.8
p	1.6
d_alma	1.3
x_alma	7.5
d_vaciado	3.3

Anexo D.8 Transición SMA vertical - mstrip ($b=0.508$ mm) - SIW ($b=1.5748$ mm) con cambio de sustrato en SIW (método Uher)

Sustrato utilizado:

- Altura “ b ” \rightarrow “TLY-5A 0620 CH/CH”: $\epsilon_r = 2.17$, $b = 1.5748$ mm
- Altura “ b_2 ” \rightarrow “TLY-5A 0400 CH/CH”: $\epsilon_r = 2.17$, $b = 1.016$ mm
- Altura “ b_1 ” \rightarrow “TLY-5A 0200 CH/CH”: $\epsilon_r = 2.17$, $b = 0.508$ mm



Dimensión	Valor (mm)
y_{sust}	20
x_{sust}	61.27
w_{transf_1}	1.53
w_{transf_2}	1.02
w_{mstrip}	1.53
l_{transf_1}	3.2
l_{transf_2}	4.2
l_{mstrip}	6.06
d_{mstrip}	2
d_{alma}	1.3

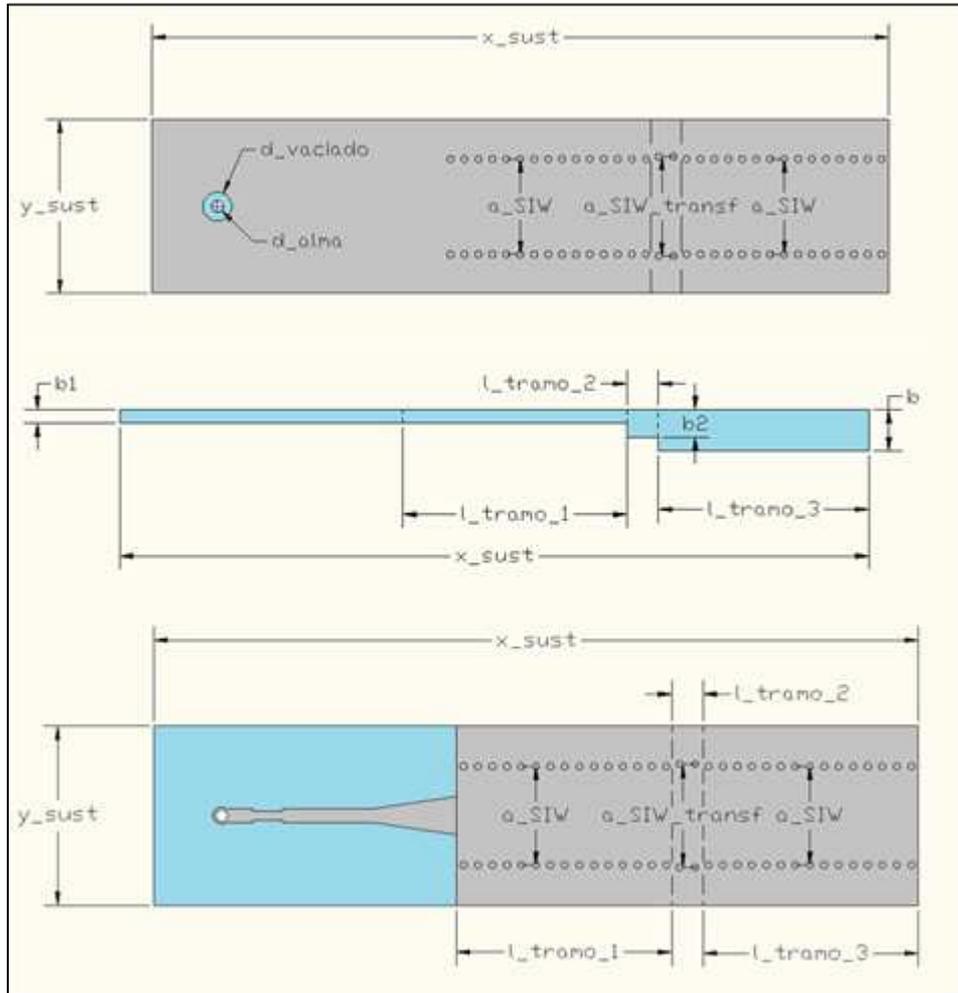
Dimensión	Valor (mm)
d_{taper}	5.5
l_{taper}	0.84
a_{SIW_1}	7.185
a_{SIW_2}	9.108
a_{SIW_3}	10.875
l_{tramo_1}	17.9
l_{tramo_2}	3.67
l_{tramo_3}	17.9
$d_{vaciado}$	3.3
p_{tramo_2}	1.223

Dimensión	Valor (mm)
y_{via-2}	0.9615
x_{via_1-2}	1.1117
y_{via_3}	0.8835
x_{via_2-3}	1.1117
d	0.6
p	1.2
b	1.5748
b_1	0.508
b_2	1.016

Anexo D.9 Transición SMA vertical - mstrip ($b=0.508$ mm) - SIW ($b=1.5748$ mm) con cambio de sustrato en SIW (método directo)

Sustrato utilizado:

- Altura “ b ” → “TLY-5A 0620 CH/CH”: $\epsilon_r = 2.17$, $b = 1.5748$ mm
- Altura “ b_2 ” → “TLY-5A 0400 CH/CH”: $\epsilon_r = 2.17$, $b = 1.016$ mm
- Altura “ b_1 ” → “TLY-5A 0200 CH/CH”: $\epsilon_r = 2.17$, $b = 0.508$ mm



Dimensión	Valor (mm)
y_{sust}	20
x_{sust}	84.43
w_{transf_1}	1.53
w_{transf_2}	1.02
w_{mstrip}	1.53
l_{transf_1}	3.5
l_{transf_2}	3.2
l_{mstrip}	10

Dimensión	Valor (mm)
d_{mstrip}	2
w_{taper}	4.3
l_{taper}	9.2
a_{SIW}	11
$a_{SIW_{transf}}$	11.5
l_{tramo_1}	23.8
l_{tramo_2}	3.43
l_{tramo_3}	23.8

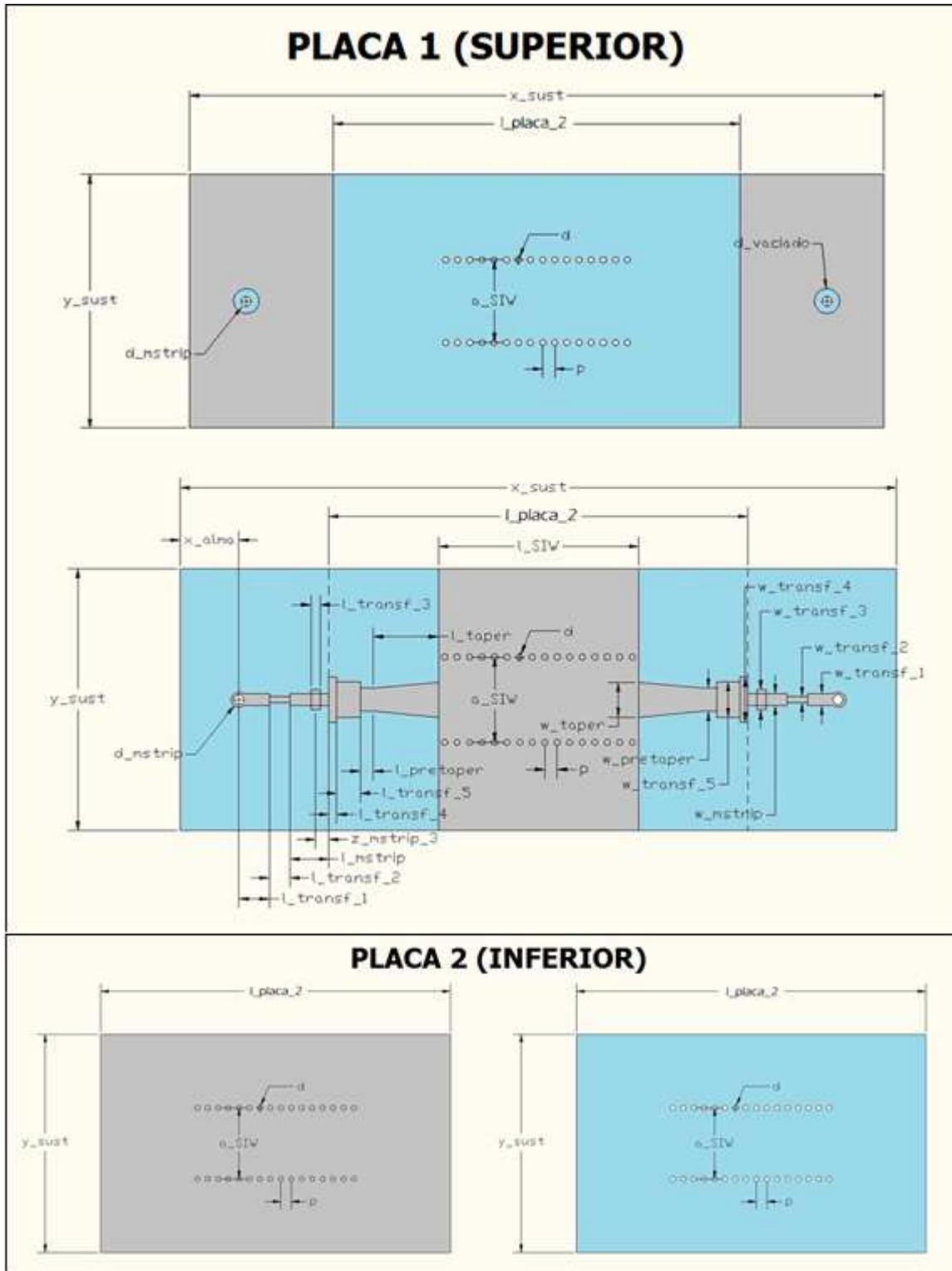
Dimensión	Valor (mm)
d_{alma}	1.3
$d_{vaciado}$	3.3
d	0.8
p	1.6
p_{tramo_2}	1.715
b	1.5748
b_1	0.508
b_2	1.016

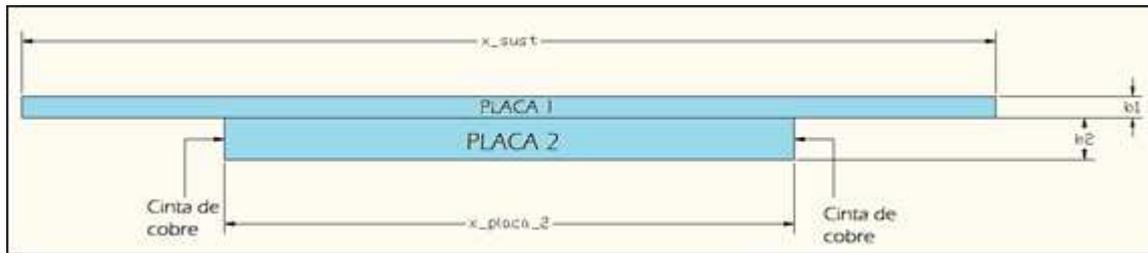
NOTA: Los parámetros de la pista mstrip de este diseño son los mismo que los de la pista mstrip del diseño presentado en el Anexo D.7

Anexo D.10 Transición SMA vertical - mstrip ($b=0.508$ mm) - SIW ($b=1.5748$ mm) con cambio de sustrato en mstrip

Sustrato utilizado:

- PLACA 1 (espesor “ b_1 ”) → “TLY-5A 0200 CH/CH”: $\epsilon_r = 2.17$, $b = 0.508$ mm
- PLACA 2 (espesor “ b_2 ”) → “TLY-5A 0400 CH/CH”: $\epsilon_r = 2.17$, $b = 1.016$ mm





D	mensión	Valor (mm)
	y_{sust}	33.8
	x_{sust}	91.6
	w_{transf_1}	1.53
	w_{transf_2}	0.8
	w_{transf_3}	2.65
	w_{transf_4}	5.8
	w_{transf_5}	4.6

Dimensión	Valor (mm)
l_{transf_1}	3.9
l_{transf_2}	2.6
l_{transf_3}	1.2
l_{transf_4}	1
l_{transf_5}	3
$l_{pretaper}$	1.7
$w_{pretaper}$	3

Dimensión	Valor (mm)
l_{taper}	8.3
w_{taper}	4.5
l_{mstrip}	5
w_{mstrip}	1.53
a_{SIW}	11
l_{SIW}	25.6

Dimensión	Valor (mm)
x_{alma}	7.5
d_{alma}	1.3
d_{mstrip}	2
$d_{vaciado}$	3.3
z_{mstrip_3}	1.7

Dimensión	Valor (mm)
x_{placa_2}	53.6
$b1$	0.508
$b2$	1.016
d	0.8
p	1.6

Publicaciones

Fruto de este proyecto, se ha enviado un artículo al 6º Congreso Europeo en Antenas y Propagación (EUCAP) en el que se presentan dos arrays lineales ranurados diseñados a lo largo de la memoria. Además, se ilustra el hecho de conseguir una mejora de reflexión para uno de ellos a través de la introducción de vías de sintonía sobre las ranuras.

P. Sanchez-Olivares, J. L. Masa-Campos, “Slot Radiator with Tuning Vias for Circularly Polarized SIW Linear Array”, 6th EUROPEAN CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION EUCAP 2012, Prague (Czech Republic), 26 – 30 March 2012.



EuCAP 2012

#1569503355: Slot Radiator with Tuning Vias for Circularly Polarized SIW Linear Array



Property	Change Add	Value									
Conference and track		6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP) - ANTENNAS									
Authors		Name	ID	Flag	Affiliation	Email	Country	Email	Move authors	Delete	Register
		Pablo Sanchez - Olivares	672745		Universidad Autonoma de Madrid	pablo.sanchezo@estudiante.uam.es	Spain		▼		
		Jose Luis Masa-Campos	321125		Universidad Autonoma de Madrid	joseluis.masa@uam.es	Spain		▲		
Category		Other applications									
Title		Slot Radiator with Tuning Vias for Circularly Polarized SIW Linear Array									
Keywords		slot, via, substrate integrated waveguide									
Topics		A04 Array antennas incl. reflect array, A15 Planar and conformal antennas									
Status		abstract									
		Can upload 2 pages until October 18, 2011 05:59:00 CEST									
Abstract		Document (show)	Pages	File size	Changed	MD5					
				294,690	September 6, 2011 14:19:19 CEST	439atc954675070dc4f893166c255a1f					

Personal notes



Reviews

You are the creator and an author for this paper.

Reviews are not yet visible to authors.

Slot Radiator with Tuning Vias for Circularly Polarized SIW Linear Array

P. Sánchez-Olivares, J.L. Masa-Campos

Group of Radiofrequency, Circuits, Antennas and Systems (RFCAS)
 Department of Electronic and Communication Technologies, Autonomía University of Madrid
 28049 - Madrid, Spain
 pablo.sanchezo@estudiante.uam.es, joseluis.masa@uames

INTRODUCTION

In this paper, a 16-element circularly polarized (CP) Substrate Integrated Waveguide [1] (SIW) linear array antenna with -26 dB Taylor distribution and 2% residue power at 17 GHz is designed. The single element consists of four crossed inclined radiating slots. In this configuration, reflection goals on the linear array are not fully achieved. For this reason a tuning element is introduced on some of the individual radiating elements, which consists of a pair of metallic vias that greatly enhances the reflection of longest slots. Therefore, the antenna reflection is also improved. A global antenna prototype is manufacture to check the new slot element performance in an array configuration. The specified operation band is 16.3 to 17.7 GHz.

TUNING VIAS INCLUSION IN FOUR CROSS SLOT ELEMENT

The radiating element used in the CP SIW linear array is composed of four cross slots, as is detailed in [2]. Also, two additional parameters (tilt angle “ θ ” and offset “ X_{SSup} ”) are used to optimize the reflection and axial ratio of the slotted element. The transmitted power inside the SIW is coupled and radiated according to the slot length L_s . The evaluation of mutual coupling between adjacent slots is required for the design of the linear array [3]. At the design frequency, 1 dB axial ratio and -15 dB reflection coefficients are required. However, the reflection coefficient specifications are not satisfied with the [2] single element.

In order to satisfy the S_{11} requirement, the proposed metallized vias are placed near the input port of the individual radiating elements, as Fig. 1 shows. Due to parameters d_{vs} (tuning via diameter), p_{vs} (tuning via separation), x_{vs} (tuning via position in x-axis) and y_{vs} (tuning via position in y-axis) the optimum port 1 match of the radiating elements is achieved. Fig. 2 presents the S-parameters for a slot length of 5.77 mm with and without tuning elements. The parameter S_{11} improves in the band of interest, specially around the operating frequency.

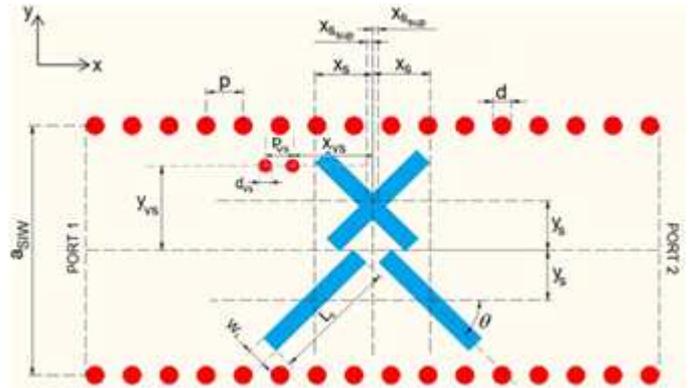


Figure 1. Circularly polarized radiator of four cross slots in Substrate Integrated Waveguide with tuning metallized vias

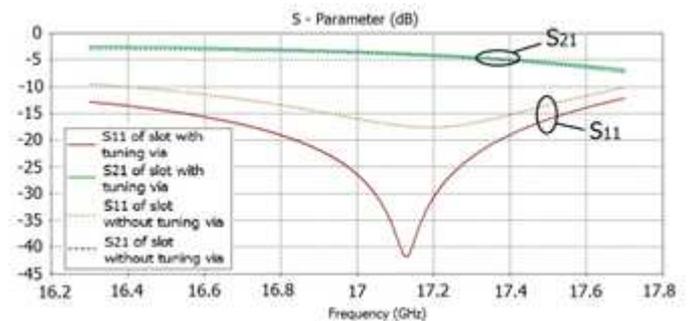


Figure 2. S-parameters for a slot length of 5.77 mm.

Furthermore, the transmission coefficient (S_{21}) of the radiating element hardly changes. Therefore, its ability to signal coupling is preserved.

Fig. 3 shows the four cross slot element reflection for $L_s < 5$ mm. In this case, the tuning vias are not necessary due to the good reflection performance. Nevertheless, a comparison of reflection coefficient between radiating elements with and without tuning vias at 17 GHz is shown in Fig.4. According to geometric characteristics the slots are classified in different regions. The new tuning elements provide an improvement of 10 dB for longer slots. For this reason, the designed linear array is modified by adding tuning vias into the slots longer than 5.2 mm. In this case, slots 8 to 16 are fulfilled. Tuning elements for slots 1 to 7

are not necessary, due to their low reflection ($L_s < 5.2$ mm).

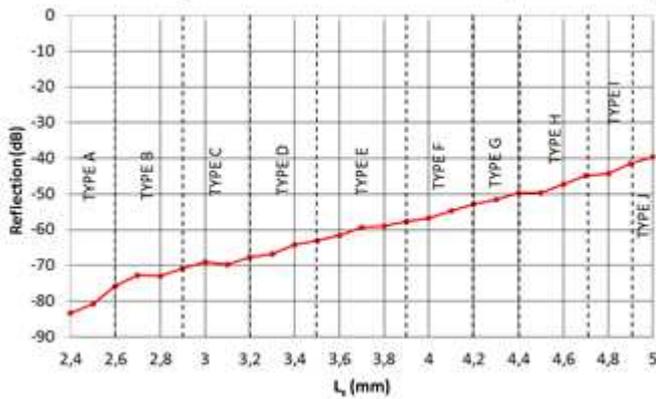


Figure 3. Slot reflection coefficient ($L_s < 5$ mm).

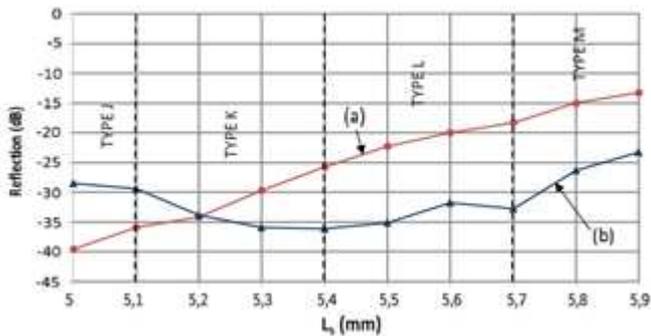


Figure 4. Slot reflection coefficient ($L_s > 5$ mm). (a) Conventional slots and (b) Tuning via slots

SLOTTED ARRAY STRUCTURE

An array prototype (Fig. 5) has been manufactured by standard PCB process with TLY-5A TACONIC substrate ($\epsilon_r = 2.17$, $\tan\delta = 0.0011$, thickness = 1.5748 mm)



Figure 5. 16 element SIW CP linear array prototype

Fig. 6 shows a comparison of the S_{11} parameter between the CP SIW slotted linear array with and without tuning vias in the final elements. 1 to 8 slots are the same for both designs, while 9 to 16 slots include tuning vias for reflection improvement. As Fig. 6 demonstrates, the array reflection requirement ($|S_{11}| < -15$ dB) is only fully achieved in the slotted tuning via case. The radiation pattern of both linear arrays in Fig. 7 is presented. A -31 dB side lobe level (SLL), and 6° -3dB beamwidth is obtained. Likewise, a better side lobe symmetry is achieved in the tuning via array. Moreover, the optimal level of axial ratio in broadside direction is also

improved (Fig. 8). A 0.75 dB axial ratio value at the design frequency (17 GHz) is obtained.

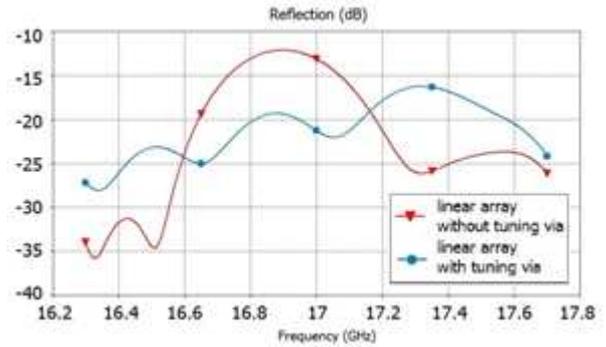


Figure 6. Linear array reflection coefficient. Conventional slot versus tuning via slotted array.

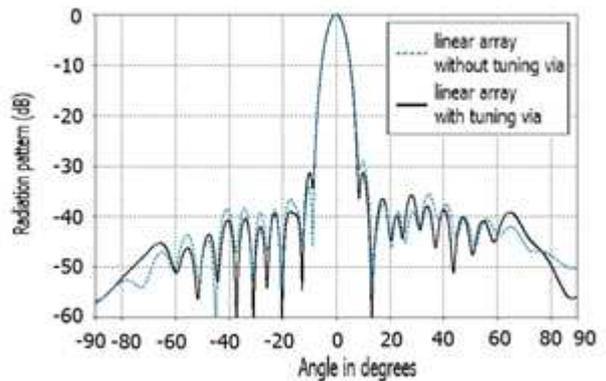


Figure 7. Linear array radiation pattern (17 GHz). Conventional slot versus tuning via slotted array.

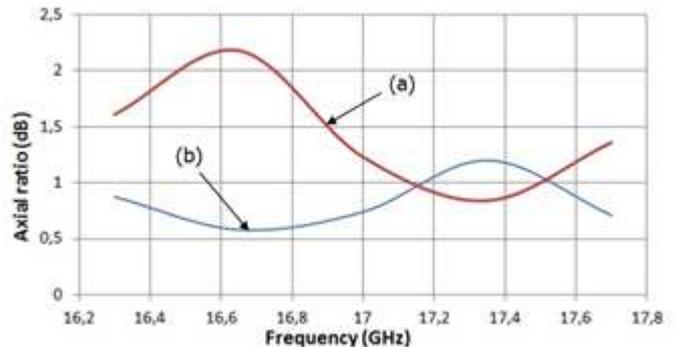


Figure 8. Linear array axial ratio in frequency band (Main lobe angle). (a) Conventional and (b) tuning via slotted linear array

REFERENCES

- [1] L. Yan, W. Hong, G. Hua, J. Chen, K. Wu and T. J. Cui, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 446-448, Sept. 2004.
- [2] J.L.Masa-Campos, M.Sierra-Perez, J.L. Fernandez-Jambrina, P. Rodriguez-Fernandez, "Monopulse circularly polarized SIW slot array antenna in millimetre band", *Journal on Electromagnetic Waves and Applications*, vol.25, pp.857-868, 2011.
- [3] G. Montisci, "Design of circularly polarized waveguide slot linear arrays," *IEEE Trans on Antennas and Propagation*., vol. 54, no. 10, pp. 3025 - 3029, Oct. 2006.

Presupuesto

1. Ejecución material

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 2000 €
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses 50 €
- Material de oficina 150 €
- Material de fabricación de prototipos
 - Conectores SMA 273 €
 - Sustrato de circuitos impresos 450 €
- Alquiler de máquina fresadora durante 1 mes 4800 €
- Herramienta remachadora 414 €
- Medidas con analizador de redes durante 30 h 2500 €

Total ejecución material 10637 €

2. Gastos generales

- 16% sobre ejecución material 1701.92 €

3. Beneficio industrial

- 6 % sobre ejecución material 638.22 €

4. Honorarios proyecto

- 1.250 horas a 18 €/h 22500 €

5. Material fungible

- Gastos de impresión 290 €
- Encuadernación 5 €

6. Subtotal del presupuesto

- Subtotal del presupuesto 35772.14 €

7. I.V.A. aplicable

- 18% subtotal del presupuesto 6438.99 €

8. Total presupuesto

- Total presupuesto 42211.13 €

Madrid, Septiembre de 2011

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Pablo Sánchez Olivares
Ingeniero Superior de Telecomunicaciones

Pliego de condiciones

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de una antena ranurada con polarización circular, construida sobre SIW, para banda Ku. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

Condiciones generales

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.

2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.

3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.

4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.

5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.

6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.

7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones,

con arreglo a los cuales, se harán las 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, sometidos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.

11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partida alzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

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.