

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

**DISEÑO DE ANTENA IMPRESA DE BANDA ANCHA
Y POLARIZACIÓN CIRCULAR PARA SISTEMAS
WiMAX A 3.5GHz**

FERNANDO GONZÁLEZ FERNÁNDEZ

OCTUBRE 2008

DISEÑO DE ANTENA IMPRESA DE BANDA ANCHA Y POLARIZACIÓN CIRCULAR PARA SISTEMAS WIMAX A 3.5 GHz

**AUTOR: Fernando González Fernández
TUTOR: José Luís Masa Campos**

**Grupo de Sistemas de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Octubre de 2008**

PROYECTO FIN DE CARRERA

Título: *Diseño de antena impresa de banda ancha y polarización circular para sistemas WiMAX a 3.5GHz*

Autor: D. Fernando González Fernández

Tutor: D. José Luís Masa Campos

Tribunal:

Presidente: D. Jorge A. Ruiz Cruz

Vocal: D. Sergio López Buedo

Vocal secretario: D. José Luis Masa Campos

Fecha de lectura:

Calificación:

LISTA DE PALABRAS CLAVE

Diseño, antenas, WIMAX, microstrip, parche, radiocomunicaciones, banda ancha, linealidad, polarización circular, simulaciones, analizador de redes, dieléctrico, diagrama de radiación, ganancia, acoplamiento, relación axial, implementación, sonda coaxial, ancho de banda en reflexión, CST Microwave, Ansoft Ensemble, Advance Design System.

RESUMEN

En este proyecto se describe el diseño, construcción y medida de una antena array dual de 2x2 elementos radiantes, junto con un polarizador circular innovador de forma plana y constituido a partir de tiras parásitas de cobre. La antena se diseña para sistemas WiMAX a 3.5GHz y bajo unas especificaciones iniciales de funcionamiento lineal. Este array estará compuesto por elementos radiantes lineales de doble estructura apilada de parches impresos, con alimentación coaxial a través de un puerto que se comunica con el parche inferior a través de una vía. El hecho de un diseño con doble nivel, permite trabajar con mejores anchos de banda en reflexión. En este proyecto se trabajará con un 11.5% de ancho de banda relativo, con un aislamiento mínimo de -15dB dentro de nuestro espectro de trabajo (3.3 a 3.7GHz). El polarizador circular lo conforman tiras inclinadas 45° que dividen el campo eléctrico en dos componentes ortogonales ($\pm 90^\circ$). Tras esto, se presenta el análisis y resultados obtenidos, junto con las limitaciones que se han encontrado en la realización de este proyecto.

ABSTRACT

In this project is described the design, manufacture and measurement of a 2x2 radiant elements dual array antenna, with an innovative flat circular polarizer and made up of copper parasitic strips. The antenna is designed for 3.5GHz WiMAX systems and under lineal initial operation specifications. This array will be made up of double stacked patch microstrip radiant elements, with coaxial probe supply through a port on the low level patch. Double stacked patch improves scattering bandwidths. In this project it will be running under a relative bandwidth of 11.5%, with and under -15dB insulation in our working spectrum (3.3 to 3.7GHz).

The circular polarizer is based on 45° sloping strips which split up electric field in two orthogonal components ($\pm 90^\circ$). After this, it will be shown achieved analysis and results, besides founded limitations during this project execution.

AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer de primera mano a mi tutor, José Luis Masa Campos, las posibilidades y el campo que me ha abierto con la realización de este proyecto. Agradecerle toda la ayuda y los consejos que me ha prestado y el buen humor con el que hemos desarrollado este trabajo. Darle las gracias por permitirme llevar a cabo el primer diseño de una antena llevado a cabo en la Universidad Autónoma de Madrid.

También quiero dar las gracias a Jorge A. Ruiz Cruz por su grata colaboración durante todo el proceso llevado a cabo en el congreso de la URSI 2008.

No puedo dejar de agradecer a todos mis compañeros de universidad por los momentos y situaciones que hemos vivido juntos. David, Abejón, Nacho, Juanma, Harriero, Guillermo, Javi, Fernando García y David Otero. Gracias a vosotros.

A todos mis compañeros de tatami que durante más de 10 años hemos estado compartiendo momentos de sufrimiento y dolor. A las grandes personas que he conocido durante estos años de difícil y duro entrenamiento: Javi, David y Jordi.

A mis buenos compañeros de París. A esa gente que está dedicando su vida por ayudar a los demás.

Por supuesto no podían faltar mis amigos. A mi 'hermano' Álvaro, a Mario, a Emilio y a Erica. Estáis siempre donde tenéis que estar. GRACIAS.

Por último agradecer de todo corazón a mi familia su cariño y motivación mostrada siempre.

**Fernando González Fdez.
Octubre de 2008**

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1	INTRODUCCIÓN	1
1.1	MOTIVACIÓN.....	1
1.2	OBJETIVOS.....	3
1.3	ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA.....	4
1.4	REFERENCIAS.....	5
2	PARÁMETROS BÁSICOS DE ANTENAS	7
2.1	INTRODUCCIÓN.....	7
2.2	IMPEDANCIA.....	8
2.3	ADAPTACIÓN.....	8
2.4	RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA (SWR).....	10
2.5	INTENSIDAD DE RADIACIÓN.....	11
2.6	DIAGRAMA DE RADIACIÓN.....	12
2.7	DIRECTIVIDAD.....	14
2.8	POLARIZACIÓN.....	15
2.9	ANCHO DE BANDA.....	16
2.10	REFERENCIAS.....	17
3	TEORÍA MICROSTRIP	18
3.1	INTRODUCCIÓN A LOS PARCHES.....	18
3.2	MÉTODOS DE ALIMENTACIÓN.....	19
3.3	MÉTODOS DE ANÁLISIS DE ANTENAS MICROSTRIP.....	23
3.3.1	MODELO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN.....	23
3.3.2	MODELO DE CAVIDAD.....	29
3.3.2.1	DISTRIBUCIÓN DE CAMPOS EN LA CAVIDAD PARA UN PARCHE CIRCULAR.....	31
3.3.2.2	DENSIDADES DE CORRIENTE EQUIVALENTES Y CAMPOS RADIADOS.....	33
3.4	POLARIZACIÓN CIRCULAR.....	36
3.5	PARCHES DE BANDA ANCHA.....	39
3.6	REFERENCIAS.....	40
4	DISEÑO DEL ELEMENTO RADIANTE LINEAL	42
4.1	INTRODUCCIÓN.....	42
4.2	ESPECIFICACIONES TÉCNICAS INICIALES.....	43
4.3	FASE DE SIMULACIÓN.....	44
4.3.1	DIMENSIONES FINALES PARCHE INFERIOR.....	45
4.3.2	RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN CON EL DISEÑO FINAL.....	46
4.3.3	VARIACIONES.....	49
4.3.3.1	PRIMERA CAPA DE AIRE/ROHACELL.....	50
4.3.3.2	DIMENSIONES DEL PARCHE.....	51
4.3.3.3	DISTANCIA DEL EJE DE LA VÍA AL LATERAL DEL PARCHE.....	54
4.3.4	DIMENSIONES FINALES PARCHE SUPERIOR.....	56
4.3.5	VARIACIONES.....	59
4.4	FABRICACIÓN DEL ELEMENTO RADIANTE.....	62
4.4.1	INTRODUCCIÓN.....	62
4.4.2	PROCESO DE FABRICACIÓN.....	63
4.5	MEDICIONES DEL ELEMENTO UNITARIO.....	66

4.5.1	MEDIDAS ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN	66
4.5.1.1	VARIACIONES DE LA ESTRUCTURA	66
4.5.1.2	FASE COMPARATIVA IDEAL Y MEDICIÓN	69
4.5.2	CÁMARA ANECOICA. MEDIDAS DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN	70
4.6	REFERENCIAS.....	73
5	DISEÑO DEL POLARIZADOR EXTERNO	74
5.1	INTRODUCCIÓN	74
5.2	DISEÑO DE LA ESTRUCTURA DEL POLARIZADOR.....	74
5.3	FASE DE SIMULACIONES – POLARIZADOR Y ELEMENTO UNITARIO	77
5.3.1	DIMENSIONADO Y POSICIONAMIENTO ÓPTIMO DE LAS TIRAS.....	77
5.3.2	DEPENDENCIA DEL AXIAL RATIO CON LA SEPARACIÓN DEL POLARIZADOR CON EL ELEMENTO	79
5.3.3	DEPENDENCIA DEL ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN (SCATTERING) CON LA SEPARACIÓN DEL POLARIZADOR CON EL ELEMENTO	81
5.3.4	DIAGRAMA DE RADIACIÓN	85
5.3.5	DIMENSIONADO FINAL	86
5.4	DISEÑO DEL POLARIZADOR PARA EL ARRAY	87
5.4.1	AMPLIACIÓN DEL TAMAÑO DEL POLARIZADOR.....	87
5.4.2	SITUACIÓN DE LOS ELEMENTOS RADIANTES EN RELACIÓN CON LAS TIRAS.....	88
5.4.3	FASE DE SIMULACION.....	88
5.4.3.1	DEPENDENCIA DEL ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN Y EL AXIAL RATIO CON LA SEPARACIÓN ANTENA - POLARIZADOR	94
5.4.3.1.1	ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN.....	95
5.4.3.1.2	RELACIÓN AXIAL.....	98
5.4.3.1.2.1	AXIAL RATIO vs. ORIENTACIÓN VERTICAL	99
5.5	FABRICACIÓN DEL POLARIZADOR.....	101
5.6	REFERENCIAS.....	102
6	DISEÑO DEL ARRAY 2x2 LINEAL	103
6.1	INTRODUCCIÓN	103
6.2	CONFECCIÓN DEL ARRAY 2x2 A PARTIR DE UN ELEMENTO.....	103
6.3	SIMULACIONES SOBRE LA ANTENA EN FUNCIONAMIENTO LINEAL.....	105
6.3.1	ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN.....	106
6.3.2	DIAGRAMA DE RADIACIÓN	107
6.4	FABRICACIÓN DEL ARRAY	109
6.5	REFERENCIAS.....	111
7	ARRAY 2x2 DUAL – MEDIDAS LINEAL Y CIRCULAR.....	112
7.1	INTRODUCCIÓN	112
7.2	ANTENA LINEAL	113
7.2.1	ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN.....	113
7.2.1.1	CARACTERIZACIÓN DEL MONTAJE INICIAL	113
7.2.1.2	CARACTERIZACIÓN DE LA ESTRUCTURA CON MODIFICACIONES	115

7.2.1.2.1	INVERSIÓN DE LA SEGUNDA CAPA DE PARCHES	115
7.2.1.2.2	AUMENTO DE 1mm EN LA CAPA DE AIRE 2.....	116
7.2.1.2.3	AUMENTO DE 1mm EN LA CAPA DE AIRE 2 E INVERSIÓN EN LA CAPA DE PARCHES SUPERIORES.....	116
7.2.1.3	MEDICIÓN DE LOS ACOPLS ENTRE ELEMENTOS RADIANTES.....	117
7.2.2	DIAGRAMA DE RADIACIÓN	118
7.3	ANTENA CIRCULAR	120
7.3.1	ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN.....	120
7.3.1.1	CARACTERIZACIÓN DEL MONTAJE INICIAL	120
7.3.1.2	CARACTERIZACIÓN DE LA ESTRUCTURA CON MODIFICACIONES	122
7.3.1.2.1	INVERSIÓN DE LA CAPA DE PARCHES SUPERIOR	122
7.3.1.2.2	REDUCCIÓN EN 4mm DE LA SEPARACIÓN ENTRE ANTENA Y POLARIZADOR.....	123
7.3.1.2.3	AUMENTO EN 14mm DE LA SEPARACIÓN ENTRE ANTENA Y POLARIZADOR.....	124
7.3.1.2.4	AUMENTO EN 6mm DE LA SEPARACIÓN ENTRE ANTENA Y POLARIZADOR.....	125
7.3.1.2.5	AUMENTO EN 4mm DE LA SEPARACIÓN ENTRE ANTENA Y POLARIZADOR Y LA INVERSIÓN DEL NIVEL SUPERIOR DE PARCHES	126
7.3.1.3	INVERSIÓN DEL POLARIZADOR: POLARIZACIÓN CIRCULAR LEVÓGIRA.....	127
7.3.1.4	MEDICIÓN DE LOS ACOPLS ENTRE ELEMENTOS RADIANTES.....	128
7.3.1.4.1	ACOPLOS – MONTAJE INICIAL	129
7.3.1.4.2	ACOPLOS – MONTAJE FINAL.....	130
7.3.2	DIAGRAMAS DE RADIACIÓN.....	131
7.3.2.1	RELACIÓN AXIAL	134
7.3.2.1.1	CÁMARA ANECOICA - MEDIDAS RELACIÓN AXIAL	138
8	DISEÑO DE LA RED DE DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA	139
8.1	INTRODUCCIÓN	139
8.2	ESPECIFICACIONES INICIALES.....	139
8.3	SIMULACIÓN MEDIANTE LÍNEAS MICROSTRIP	142
8.3.1	ADAPTACIÓN	142
8.3.2	DISEÑO INICIAL	145
8.3.3	DISEÑO 2. AJUSTE A LAS DIMENSIONES REQUERIDAS.....	152
8.3.4	DISEÑO 3. ADAPTACIÓN A LOS VALORES DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA Y AJUSTE EN DIMENSIONES	158
8.3.5	AJUSTES A REALIZAR SOBRE LOS DISEÑOS	164
8.3.5.1	MODIFICACIÓN DE LA LÍNEA DE 50Ω DEL PUERTO DE ENTRADA	164
8.3.5.2	MODIFICACIÓN DE LAS TERMINACIONES DE LOS PUERTOS DE SALIDA	167
8.4	FABRICACIÓN DE LAS REDES DE DISTRIBUCIÓN	176
8.5	REFERENCIAS.....	177
9	ANTENA DUAL COMPLETA - MEDIDAS	178
9.1	INTRODUCCIÓN	178
9.2	ANTENA LINEAL CON REDES DE DISTRIBUCIÓN	178

9.2.1	COMPARATIVA EN ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN DE AMBAS REDES	178
9.2.2	DIAGRAMAS DE RADIACIÓN.....	181
9.3	ANTENA CIRCULAR COMPLETA.....	182
9.3.1	ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN.....	182
9.3.2	DIAGRAMAS DE RADIACIÓN.....	185
10	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	192
10.1	CONCLUSIONES.....	192
10.2	LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO	193

ANEXOS

A.	INTRODUCCIÓN A LA CARACTERIZACIÓN DE COMPONENTES DE RF	I
B.	ESTRUCTURA RÍGIDA.....	V
C.	PLANOS	VII
D.	PUBLICACIONES	XIII
	PRESUPUESTO PROYECTO.....	XVI
	PLIEGO DE CONDICIONES	XVII

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1 Circuito de 2 puertos mediante líneas de transmisión	9
Figura 2-2 Sistema de coordenadas esférico	11
Figura 2-3 Diagrama de radiación en coordenadas polares (izquierda), tridimensional (centro) y en coordenadas cartesianas (derecha)	13
Figura 2-4 Directividad de una antena.....	14
Figura 2-5 Diferentes trazos descritos por una onda en el tiempo	16
Figura 3-1 Estructura de antena microstrip	19
Figura 3-2 Alimentación por línea microstrip	20
Figura 3-3 Alimentación mediante sonda coaxial	21
Figura 3-4 Alimentación por ranura radiante	22
Figura 3-5 Alimentación por proximidad	23
Figura 3-6 Longitudes eléctricas y efectivas de un parche rectangular.....	26
Figura 3-7 Circuito equivalente en el modelo de línea de transmisión	26
Figura 3-8 Circuito equivalente magnético de un parche según el modelo de línea de transmisión	27
Figura 3-9 Corrientes magnéticas equivalentes de un parche según el modelo de línea de transmisión	27
Figura 3-10 Diagrama de radiación de un parche microstrip.....	29
Figura 3-11 Corrientes sobre el conductor	30
Figura 3-12 Paredes magnéticas y eléctricas.....	30
Figura 3-13 Formación de ondas de superficie en una antena de parche microstrip.....	35
Figura 3-14 Excitación de dos modos ortogonales en un parche cuadrado.....	37
Figura 3-15 Alimentación de un parche en dos pares de puntos ortogonales	38
Figura 3-16 Excitación única para conseguir polarización circular	38
Figura 4-1 Estructura del elemento radiante unitario lineal	42
Figura 4-2 Esquema de parches del elemento unitario. Nivel inferior	46
Figura 4-3. Ancho de banda en reflexión del primer nivel	47
Figura 4-4. Adaptación del primer nivel del elemento radiante según carta de Smith.....	48
Figura 4-5. Diagrama de radiación para 3,5GHz.....	49
Figura 4-6. Reducción de 1mm en el espesor del Rohacell del primer nivel.....	50
Figura 4-7. Incremento en 1mm en el espesor del Rohacell del primer nivel.....	50
Figura 4-8. Incremento de 2mm en la dimensión 'L'	51
Figura 4-9. Reducción de 2mm en la dimensión 'L'	52
Figura 4-10. Incremento de 2mm en la dimensión 'W'	52
Figura 4-11. Reducción de 2mm en la dimensión 'W'	53
Figura 4-12. Reducción de la distancia vía-borde en 0,5mm	54
Figura 4-13. Incremento de la distancia vía-borde en 1mm	55
Figura 4-14 Esquema de parches del elemento unitario. Nivel superior	56
Figura 4-15. Ancho de banda en reflexión del elemento radiante	58
Figura 4-16. Adaptación del elemento radiante según carta de Smith.....	58
Figura 4-17. Diagrama de radiación del elemento unitario para 3.5GHz	59
Figura 4-18. Reducción de 1mm en el espesor de aire del segundo nivel.....	60
Figura 4-19. Incremento en el aire del segundo nivel en 1mm.....	60
Figura 4-20. Reducción de 0,5mm en la distancia vía-borde	61
Figura 4-21. Aumento de 0,5mm en la distancia vía-borde.....	61
Figura 4-22 Elemento radiante unitario – cara superior	65

Figura 4-23 Elemento radiante unitario – plano de masa.....	65
Figura 4-24 Comparativa mediciones reflexión con sus variaciones en estructura.....	67
Figura 4-25 Comparativa reflexión S11 (ideal y medición).....	69
Figura 4-26 Elemento unitario – Diagrama radiación cortes principales 3.1GHz	71
Figura 4-27 Elemento unitario – Diagrama radiación cortes principales 3.3GHz	71
Figura 4-28 Elemento unitario – Diagrama radiación cortes principales 3.5GHz	72
Figura 4-29 Elemento unitario – Diagrama radiación cortes principales 3.7GHz	72
Figura 5-1 Diagrama del polarizador	75
Figura 5-2. Distribución del campo eléctrico sobre el elemento radiante	78
Figura 5-3. Distribución de corriente eléctrica sobre el conjunto polarizador – Elemento radiante.....	78
Figura 5-4. Esquema de las tiras del polarizador para el elemento unitario.....	79
Figura 5-5. Comparativa para el AR en función de la separación polarizador – Elemento unitario	80
Figura 5-6 Axial Ratio – Elemento unitario	81
Figura 5-7. Comparativa para el ancho de banda en reflexión en función de la separación polarizador – elemento.....	82
Figura 5-8. Ancho de banda en reflexión del conjunto	83
Figura 5-9. Variación de la impedancia con la frecuencia – Elemento unitario	84
Figura 5-10. Relación de onda estacionaria – Elemento unitario	84
Figura 5-11 Diagrama radiación de un elemento junto con el polarizador externo	85
Figura 5-12. Esquema de la ampliación de elementos parásitos del polarizador	87
Figura 5-13. Posicionamiento del array con respecto al polarizador.....	88
Figura 5-14. Definición del modelo conjunto antena y polarizador.....	89
Figura 5-15. Modelador 2D del entorno “Ansoft Ensemble 8.0”. Capas importadas	90
Figura 5-16. Comparativa anchos de banda para los cuatro puertos de la antena + polarizador	91
Figura 5-17. Adaptación de la estructura según carta de Smith.....	92
Figura 5-18. Comparativa de acoplos entre elementos radiantes	93
Figura 5-19. Axial Ratio del conjunto antena + polarizador en la vertical de la estructura	94
Figura 5-20. Reducción de 2mm en la separación antena - polarizador	95
Figura 5-21. Aumento de 2mm en la separación antena - polarizador.....	96
Figura 5-22. Aumento de 8mm en la separación antena – polarizador.....	97
Figura 5-23. Separación correspondiente a la longitud de onda central de trabajo (85,7mm)	97
Figura 5-24. Dependencia del Axial Ratio con la separación antena - polarizador	98
Figura 5-25. Axial Ratio en dependencia con el ángulo vertical de radiación	99
Figura 5-26. Diagrama de radiación cartesiano de la antena junto con el polarizador	100
Figura 5-27 Capa de tiras inferior del polarizador	101
Figura 5-28 Capa de tiras superior del polarizador	102
Figura 6-1 Distribución de los elementos radiantes en el array.....	104
Figura 6-2. Vista alzado – Esquema de simulación.....	105
Figura 6-3. Tabla correspondiente a la simulación con las propiedades de los niveles	105
Figura 6-4. Antena lineal – Anchos de banda en reflexión de cada elemento	106
Figura 6-5 Antena lineal - acoplos	107
Figura 6-6. Diagrama radiación antena lineal. Componentes theta y phi en cortes principales.....	107

Figura 6-7. Diagrama de radiación – Antena Lineal para 3,3GHz.....	108
Figura 6-8. Diagrama de radiación – Antena Lineal para 3,7GHz.....	109
Figura 6-9 Capas de parches del array 2x2	110
Figura 6-10 Conjunto de láminas fabricadas – Parches y polarizador	110
Figura 7-1 Montaje array lineal.....	113
Figura 7-2 Montaje inicial – Medidas en reflexión	114
Figura 7-3. Montaje -0.4 – Medidas en reflexión	115
Figura 7-4. Montaje +1mm nivel Aire 2 – Medidas en reflexión.....	116
Figura 7-5. Montaje +1mm nivel Aire 2 y -0,4mm – Medidas en reflexión.....	117
Figura 7-6 Acoplos entre elementos unitarios – Antena lineal	118
Figura 7-7 Diagrama radiación antena lineal – 3.5GHz.....	119
Figura 7-8 Montaje antena circular.....	120
Figura 7-9. Ancho de banda en reflexión – Elementos unitarios montaje inicial circular	121
Figura 7-10. Ancho de banda en reflexión – Elementos unitarios montaje -0.4 circular	122
Figura 7-11. Ancho de banda en reflexión – Elementos unitarios montaje -4 circular	123
Figura 7-12. Ancho de banda en reflexión – Elementos unitarios montaje +14 circular	124
Figura 7-13. Ancho de banda en reflexión – Elementos unitarios montaje +6 circular	125
Figura 7-14. Ancho de banda en reflexión – Elementos unitarios montaje +4-0.4 circular	126
Figura 7-15 Posicionamiento del polarizador en función del sentido de la polarización circular	127
Figura 7-16 Montaje inicial – Polarización levógira	128
Figura 7-17. Ancho de banda en reflexión – Acoplos entre elementos – Montaje inicial.....	129
Figura 7-18. Ancho de banda en reflexión – Acoplos entre elementos – Montaje -0.4.....	130
Figura 7-19 Captura en la cámara anecoica	131
Figura 7-20 Diagrama de radiación antena circular – 3.3GHz	131
Figura 7-21 Diagrama de radiación antena circular – 3.4GHz	132
Figura 7-22 Diagrama de radiación antena circular – 3.5GHz	132
Figura 7-23 Diagrama de radiación antena circular – 3.6GHz	133
Figura 7-24 Diagrama de radiación antena circular – 3.7GHz	133
Figura 7-25 $AR(\theta, \phi)$ - 3.3GHz.....	135
Figura 7-26 $AR(\theta, \phi)$ - 3.4GHz.....	135
Figura 7-27 $AR(\theta, \phi)$ - 3.5GHz.....	136
Figura 7-28 $AR(\theta, \phi)$ - 3.6GHz.....	136
Figura 7-29 $AR(\theta, \phi)$ - 3.7GHz.....	137
Figura 7-30 Relación axial – Estructura array con polarizador externo.....	137
Figura 7-31 Medidas de relación axial – Cámara anecoica.....	138
Figura 8-1. Esquema básico de distribuidor de potencia.....	139
Figura 8-2. Adaptación con una sola línea	142
Figura 8-3. Herramienta ‘LineCalc’	143
Figura 8-4. Tramos de una rama lateral	145
Figura 8-5. Esquemático de una rama	147
Figura 8-6. Tramo de unión entre laterales	147

Figura 8-7. Esquemático de la rama del puerto de alimentación	148
Figura 8-8. Esquemático del diseño inicial de la red completa.....	149
Figura 8-9. Adaptación normalizada a 50Ω en carta de Smith	150
Figura 8-10. Ancho de banda en reflexión para el puerto de alimentación	151
Figura 8-11. Representación del Layout del diseño anterior	151
Figura 8-12. Parches de la antena y situación de las vías	152
Figura 8-13. Fases en las salidas de la red de distribución.....	153
Figura 8-14. Elementos necesarios en el proceso de optimización	154
Figura 8-15. Adaptación normalizada a 50Ω en carta de Smith de la red ajustada ...	156
Figura 8-16. Ancho de banda en reflexión para el puerto de alimentación de la red ajustada	156
Figura 8-17. Representación del layout del diseño	157
Figura 8-18. Pantalla de exportación del entorno 'Ansoft Ensemble 8.0'	158
Figura 8-19. Esquemático del elemento simulador de parámetros de reflexión.....	159
Figura 8-20. Desadaptación producida tras simulación con parámetros de reflexión	160
Figura 8-21. Adaptación producida en el diseño tras simulación con parámetros de reflexión	161
Figura 8-22. Representación del layout del diseño	162
Figura 8-23 Esquemático de la red tras el tercer diseño	163
Figura 8-24. Superposición de la red de distribución junto con los taladros del plano de masa	164
Figura 8-25. Modificaciones realizadas sobre la línea.....	165
Figura 8-26. Red ajustada a puertos de 50Ω . Comparativa en anchos de banda de reflexión tras modificación en la línea.....	166
Figura 8-27. Red ajustada a parámetros de reflexión. Comparativa en anchos de banda de reflexión tras modificación en la línea.....	166
Figura 8-28. Capa de aire inferior creada para la simulación.....	169
Figura 8-29. Capa de dieléctrico creado para la simulación.....	170
Figura 8-30. Pista, terminación circular, vía y taladro para la simulación.....	171
Figura 8-31. (En granate) Puertos creados sobre la estructura para la simulación ...	171
Figura 8-32. Señal utilizada como entrada para la estructura (3-4GHz)	172
Figura 8-33. Optimizador del entorno "CST Microwave Office".....	173
Figura 8-34. Adaptación conseguida tras la modificación del diseño (carta de Smith).....	174
Figura 8-35. Ancho de banda en reflexión del diseño	174
Figura 8-36. Diseño de la red de distribución con puertos adaptados a 50Ω	175
Figura 8-37. Diseño de la red de distribución con puertos adaptados a parámetros de reflexión del array completo.....	175
Figura 8-38 Red de distribución de potencia adaptada a 50Ω	176
Figura 8-39 Red de distribución de potencia adaptada a parámetros de reflexión ...	176
Figura 9-1 Comparativa separación plano de masa – red de distribución 50 Ω . Antena lineal	179
Figura 9-2 Comparativa separación plano de masa – red de distribución parámetros 'S'. Antena lineal.....	180
Figura 9-3 Diagrama de radiación cortes principales 3.5GHz – Antena lineal completa	181
Figura 9-4 Posicionamiento de los stubs sobre la pista de unión con el puerto de alimentación.....	183
Figura 9-5 Comparativa reflexión global con inclusión de stubs en la red de distribución.....	184
Figura 9-6 Diagrama de radiación 3.3GHz – Antena completa circular	185

Figura 9-7 Diagrama de radiación 3.4GHz – Antena completa circular	186
Figura 9-8 Diagrama de radiación 3.5GHz – Antena completa circular	186
Figura 9-9 Diagrama de radiación 3.6GHz – Antena completa circular	187
Figura 9-10 Diagrama de radiación 3.7GHz – Antena completa circular	187
Figura 9-11 Comparativa radiación antena completa lineal – circular 3.5GHz.....	189
Figura 9-12 Comparativa relación axial – Estructura sin/con red de distribución.....	190
Figura 9-13 Medidas de relación axial – Cámara anecoica.....	191
Figura A-1 Analizador vectorial de redes.....	I
Figura A-2 Kit de calibración (vista externa).....	II
Figura A-3 Kit de calibración (vista interior).....	III
Figura B-1 Estructura rígida metálica	VI
Planos de los diseños.....	VII

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1-1 Resumen características comunicaciones móviles	3
Tabla 4-1. Especificaciones de materiales a utilizar	44
Tabla 4-2. Dimensiones del primer nivel del elemento radiante	46
Tabla 4-3. Parámetros variables.....	56
Tabla 4-4. Dimensiones del segundo nivel del elemento radiante	57
Tabla 4-5. Parámetros variables en el segundo nivel del elemento radiante.....	62
Tabla 5-1. Materiales y dimensiones de los diseños de los elementos radiantes en versión rectangular y circular	86
Tabla 6-1. Distancias entre elementos del array	104
Tabla 7-1. Estructura y dimensiones iniciales de la estructura lineal	114
Tabla 7-2. Montaje inicial de la estructura completa	121
Tabla 8-1. Especificaciones de salida de la red de distribución	140
Tabla 8-2. Dimensiones de la red para el primer diseño	146
Tabla 8-3. Dimensiones entre vías de los parches.....	152
Tabla 8-4. Dimensiones de la red para el diseño ajustado.....	155
Tabla 8-5. Dimensiones de la red para el diseño ajustado a parámetros de reflexión	161

1 INTRODUCCIÓN

En el presente documento se describe el proyecto técnico de ingeniería para la fabricación de una antena impresa con polarización circular para sistemas WiMAX a 3'5GHz. Este proyecto es llevado a cabo conjuntamente tanto en las instalaciones de la Escuela Politécnica de la Universidad Autónoma de Madrid para los procesos de diseño, simulación y construcción, como en la Universidad Politécnica de Madrid, para la medición de la antena en su cámara anecoica. El autor de este proyecto ha estado becado por la Universidad Autónoma de Madrid como colaborador investigador en la realización de los aspectos que este documento detalla.

1.1 MOTIVACIÓN

El contexto en el que se enmarca este documento viene dado por la expansión experimentada por el sector de las comunicaciones móviles e inalámbricas. Existen varias tecnologías de transmisión inalámbrica, aunque en la actualidad la más conocida es la conocida como WiFi (Wireless Fidelity), pero según parece esta tecnología y toda su familia de estándares (802.11a, 802.11b y 802.11g) se nos va a quedar corta en poco tiempo. WiMAX es el nuevo eslabón de esta cadena.

WiMAX son las siglas de 'Worldwide Interoperability for Microwave Access', y es la marca que certifica que un producto está conforme con los estándares de acceso inalámbrico 'IEEE 802.16'. Estos estándares permitirán conexiones de velocidades similares al ADSL o al cablemódem, sin cables, con tasas de transferencia de 124Mbps y hasta una distancia de 50-60 km. Este nuevo estándar será compatible con otros anteriores, como el de WiFi (IEEE 802.11). Este nuevo concepto de banda ancha permitirá que los proveedores de servicios puedan ofrecer acceso a Internet directamente a las casas, además está considerada como una alternativa más barata a las líneas de suscripción digital (DSL) ya que los costes de instalación son mínimos [1.1].

La tecnología WiMAX será la base de las Redes Metropolitanas de acceso a Internet, servirá de apoyo para facilitar las conexiones en zonas rurales, y se utilizará en el mundo empresarial para implementar las comunicaciones internas. Además, su popularización supondrá el despegue definitivo de otras tecnologías [1.2], como VoIP (llamadas de voz sobre el protocolo IP). Aunque es cierto que WiMax esta pensado sobre todo para que proveedores de servicios de Internet ofrezcan conexión a Internet directamente, también es presumible que se pudiera adquirir una de sus licencias de forma particular, con un desembolso bastante menor que el actual por otras licencias.

El WiMAX Forum está compuesto por más de 230 miembros (representantes del conjunto necesario de empresas para introducir los productos WiMAX en el mercado) es decir, fabricantes de equipos y componentes, proveedores de servicios y aplicaciones [1.2].

El hecho de que WiMAX no sea todavía una tecnología de consumo ha permitido que el estándar se desarrolle conforme a un ciclo bien establecido, lo que garantiza su estabilidad y cumplimiento de sus especificaciones, algo parecido a lo que sucedió con la tecnología GSM en años pasados, con su total garantía de estabilidad.

Para hacernos una idea de las ventajas de esta tecnología, seis puntos de acceso con este sistema dan cobertura de 360 grados para 1.200 abonados a un costo de unos 6.000 euros, mientras que, con otras tecnologías de sistemas multipunto, una red de 500 abonados cuesta una media de 96.000 euros, como podemos ver la diferencia, tanto en coste como radio de cobertura es abismal, eso sin hacer hincapié en la tasa de transferencia.

Para promover el uso los estándares WiMAX, es necesario que los fabricantes de dispositivos electrónicos lleguen a acuerdos para desarrollar esta tecnología, dando lugar a certificaciones que aseguren la compatibilidad y la interoperabilidad de antenas, procesadores o receptores. Por ello, existe el 'WiMAX Forum', que es una asociación sin ánimo de lucro formada por decenas de empresas comprometidas con el cumplimiento del estándar IEEE 802.16 [1.2].

	WiMAX 802.16	Wi-Fi 802.11	Mobile-Fi 802.20	UMTS / CDMA2000
Velocidad	124 Mbps	11-54 Mbps	16 Mbps	2 Mbps
Cobertura	40-70 km	300 m	20 km	10 km
Licencia	Si/No	No	Si	Si
Ventajas	Velocidad y Alcance	Velocidad y Precio	Velocidad y Movilidad	Rango y Movilidad
Desventajas	Interferencias ??	Bajo alcance	Precio alto	Lento y caro

Tabla 1-1 Resumen características comunicaciones móviles

Una de las características de la señal que queda afectada notablemente por el entorno es la **polarización**. La señal propagada se ve afectada por diversas reflexiones y complejos procesos de scattering (procesos asociados a dispersiones sufridas por la señal), de manera que la polarización de la señal a lo largo de la transmisión puede variar [1.3]. Si el cabezal receptor para esta señal ha sido diseñado para un tipo concreto de polarización, ésta no se recibirá correctamente bajo determinadas circunstancias. Para poder paliar este inconveniente se ha desarrollado una antena junto con un polarizador que modificará la radiación de lineal a circular, por lo que tanto las antenas configuradas para componentes lineales, tanto horizontales como verticales, y por supuesto las que mantengan una polarización circular dextrógira, serán capaces de captar la señal emitida por nuestra antena.

1.2 OBJETIVOS

Este trabajo persigue cumplir con dos grandes objetivos principales. El primero de ellos será el estudio y creación de una antena array de 2×2 elementos radiantes lineales creados con tecnología microstrip. El diseño de esta antena debe ser tal que funcione como una antena de banda ancha para sistemas WiMAX funcionando para una frecuencia central de 3.5GHz, con un ancho de banda relativo de aproximadamente un 11% (entre 3.3 y 3.7GHz). La alimentación se debe realizar a través vías conectadas a los elementos radiantes. La geometría de los parches utilizados en los elementos radiante tiene que ser rectangular, con sustratos y materiales inicialmente especificados.

La ganancia debe de ser alta para antenas de este tipo, buscando valores por encima de los 10dB en la vertical de la antena, y con un haz de radiación por debajo de 3dB que supere los 60°.

El segundo punto de este proyecto será el estudio y fabricación de una estructura polarizadora compuesta por tiras parásitas de cobre capaz de modificar la linealidad de la antena a una polarización circular. Esta nueva estructura debe permitir que el conjunto guarde un perfil bajo, por lo que se ha de situar a una distancia muy pequeña de la antena [1.4]. Los requisitos de polarización deben de ser tal que la pureza en circularidad del conjunto ($AR < 3dB$) se mantenga en la mayor parte de nuestro ancho de banda de trabajo, con un valor relativo que también sea cercano a un 11%. El sentido inicial de esta polarización tiene que ser a derechas o dextrógira, siendo capaz de modificarse a izquierdas o levógira con el simple hecho de dar la vuelta a esta estructura polarizadora. El sistema completo (antena + polarizador) deberá mantener las especificaciones antes nombradas en lo que refiere a adaptación, ancho de banda en reflexión y diagrama de radiación.

1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA

La memoria de este proyecto consta de cuatro grandes bloques:

- ✚ El primero de ellos será el estudio y posterior diseño, fabricación y medición de un elemento radiante lineal fabricado bajo tecnología microstrip. Se estudiará la variación de los parámetros básicos en función de las dimensiones y características de los parches diseñados. También se estudiará y comprobará la variación en respuesta de un elemento radiante rectangular haciendo hincapié en aspectos básicos en radiación como el ancho de banda en reflexión y la ganancia según su diagrama de radiación. Se realizará una comparación de la estructura en el caso de realizar un diseño con parches de geometría circular en lugar de rectangular.

- ✚ En segundo lugar se realizará el estudio, diseño y fabricación de una estructura plana que modificará la polarización lineal inicial del elemento radiante a circular. Esta primera estructura polarizadora se ajustará únicamente al elemento radiante, y debe guardar la condición de que el conjunto radiante guarde un perfil muy bajo, por lo que se incluirá a una distancia muy pequeña $S \ll \lambda_0$. La principal innovación de este trabajo es que otras estructura similares a esta se han de incluir a la antena o elemento radiante a una distancia grande $S \gg \lambda_0$, por lo que el conjunto será bastante ancho. En el caso de antenas planas del tipo microstrip, esto se convierte en un gran inconveniente.

- ✚ El tercer punto de este proyecto será el diseño, adaptación general y fabricación de una red distribuidora de potencia con cuatro puertos de salida y uno de entrada para la antena array 2×2 formada por elementos radiantes creados según el primer punto de este apartado. Esta red de alimentación deberá ser simétrica y equitativa, repartiéndose la misma potencia en sus salidas y manteniendo en ellas la misma fase. En este diseño se incluyen las vías que unirán los elementos con la red, y que por tanto habrá que adaptar según los parámetros reflexivos de cada caso. El conjunto vía-red funcionará como una unión coaxial que hay que adaptar y caracterizar a las especificaciones del conjunto.

- ✚ En cuarto lugar se diseñará, conformará y medirá la antena final, uniendo cuatro elementos radiantes para el array junto con una estructura para crear la polarización circular que se ajuste al tamaño del conjunto. Hay que tener en cuenta que esta estructura tiene que ser de mayor tamaño que la expuesta en el segundo punto, aunque sus requerimientos iniciales no se han de ver modificados. Al crear esta antena la adaptación se verá modificada. Para paliar esto, se realizarán modificaciones en la anchura de los sustratos utilizados con el fin de optimizar la adaptación de toda la estructura.

1.4 REFERENCIAS

- [1.1] **Andrew S., Jeffrey G.**, *Fundamentals of WiMAX understanding broadband wireless networking*, Ed. 2007

[1.2] Kumar, Amitabh, *Mobile broadcasting with WiMAX principles, technology, and applications*, **Ed. 2008**

[1.3] Nuaymi, Louti, *WiMAX technology for broadband wireless access*, **Ed. 2007**

[1.4] K. Sakaguchi, N. Hasabe, *A Circularly Polarized Omnidirectional Antenna*, **Nihon University, Japan**

2 PARÁMETROS BÁSICOS DE ANTENAS

2.1 INTRODUCCIÓN

Las primeras manifestaciones de los fenómenos eléctricos y magnéticos se observan por medio de las fuerzas que actúan sobre cargas y corrientes, pero esta representación no permite estudiar fácilmente los fenómenos de propagación y radiación de ondas, por lo que es necesario introducir el concepto de campo. Un campo existe en un punto, o se mide, colocando cargas y corrientes de prueba y observando las fuerzas ejercidas sobre ellas [2.1].

Las ecuaciones de Maxwell relacionan los campos eléctricos y magnéticos con las cargas y corrientes que los crean. La solución general de las ecuaciones, en el caso variable en el tiempo, es en forma de ondas, que pueden estar ligadas a una estructura, como es el caso de una línea de transmisión o guía de ondas, o bien libres en el espacio, como ocurre con las producidas por las antenas. El Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) define una **antena** como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas [2.2].

La principal función de una antena es la radiación de una potencia suministrada con las características de directividad deseadas. Por directividad se entiende la capacidad que tiene una antena de concentrar la radiación en una determinada dirección. En radiodifusión o comunicaciones móviles se pretende una radiación omnidireccional, es decir, una radiación en todas las direcciones, mientras que en radiocomunicaciones punto a punto suelen interesar antenas directivas. En nuestro caso, nos encontramos en el campo de las comunicaciones móviles y nuestro objetivo es diseñar una antena con la capacidad de radiar de forma omnidireccional. A continuación se van a ofrecer una serie de definiciones con el objetivo de favorecer la comprensión de los parámetros básicos con los que se trabaja en el campo de las antenas.

2.2 IMPEDANCIA

La impedancia de entrada de la antena se define como la relación entre tensión y corriente en sus terminales. Consta de una parte real $R_a(\omega)$ y una parte imaginaria $X_a(\omega)$ que dependen ambas 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 y la potencia disipada en calor como:

$$P_r = \frac{1}{2}|I_0|^2 R_r \quad (2.2) \quad P_L = \frac{1}{2}|I_0|^2 R_L \quad (2.3)$$

donde I_0 es el valor de corriente de entrada de la antena. Si el valor de la reactancia $X_a(\omega)$ es nulo a una frecuencia determinada, se dice que la antena es resonante.

2.3 ADAPTACIÓN.

En transmisión y recepción, la antena suele estar conectada a una línea de transmisión, o bien directamente al transmisor o bien al receptor como se muestra en la Figura 2-1.

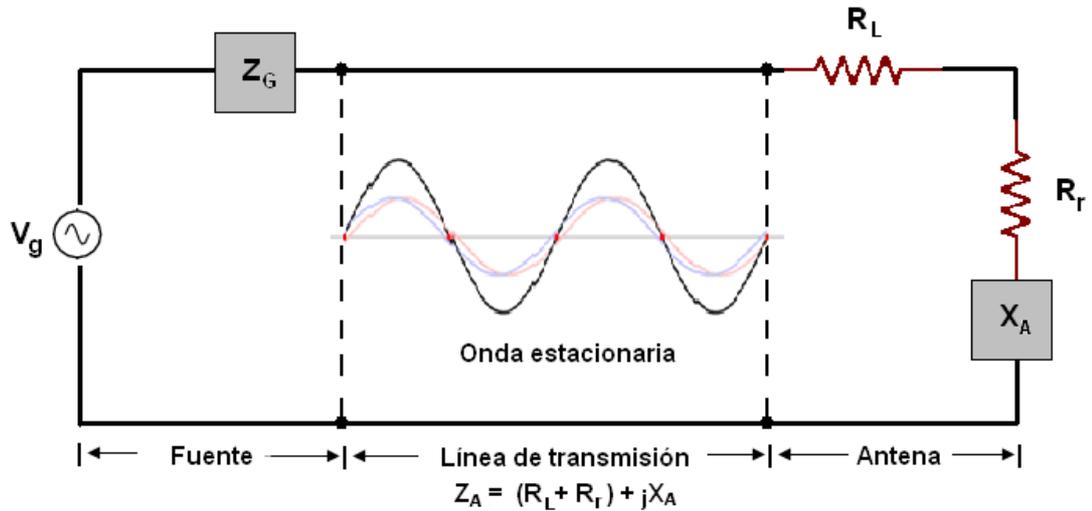


Figura 2-1 Circuito de 2 puertos mediante líneas de transmisión

El parámetro de adaptación S_{11} nos da una idea de la transferencia de potencia a la antena. Dicho parámetro denominado también coeficiente de reflexión se define como la relación entre la onda reflejada respecto a la onda incidente:

$$S_{11} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.4)$$

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

En la Figura 2-1 se muestra una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 conectada a una fuente de tensión de valor $Z_g = R_g + jX_g$ y a una impedancia de carga de valor $Z_a = R_a + jX_a$. La impedancia vista desde la fuente se describe como $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ y la potencia de entrada en la red la podemos describir como:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (2.5)$$

A partir de la potencia de entrada se puede determinar que la máxima transferencia de potencia se producirá cuando se cumpla que:

$$Z_g = Z_{in}^* \text{ es decir, para } R_g = R_{in} \text{ y } X_g = -X_{in} \quad (2.6)$$

Cuando se cumplen estas condiciones se dice que existe adaptación conjugada. En este caso, el coeficiente de reflexión no va a ser nulo, pero sí que se va a producir máxima transferencia de potencia a la carga. Es importante notar la diferencia entre adaptación (en la que no existe onda reflejada) y adaptación conjugada (en la que se transmite la máxima potencia a la carga), aunque ambas situaciones se dan cuando Z_0 y Z_g son reales.

En este caso la potencia de entrada se puede escribir como:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{R_g + R_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \frac{|V_g|^2}{4R_g} \quad (2.7)$$

En el diseño de una antena es muy importante la máxima transmisión de potencia a la carga, es decir, conseguir una adaptación conjugada según (2.7). Cuando no se produce adaptación, la potencia entregada es P_t . Para conseguir que se entregue un mínimo del 90% de la potencia máxima a la carga, el valor del coeficiente de reflexión a una frecuencia de 2,4 GHz deberá estar por debajo de -10 dB según la relación:

$$P_t = P_{max} (1 - |S_{11}|^2) \quad (2.8)$$

2.4 RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA (SWR)

La relación de onda estacionaria SWR (Standing wave ratio) se define como la relación 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 se muestra en la Figura 2-1. Para el caso concreto de relación en tensión, las siglas utilizadas son VSWR (Voltage standing wave ratio) [2.2].

Este parámetro está directamente relacionado con la adaptación de la antena ya que se puede obtener como:

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (2.9)$$

La relación de onda estacionaria 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. Un valor de VSWR = 1 indica que la antena está perfectamente adaptada ($S_{11} = 0$). Si se considera que $|S_{11}| < -10$ dB implicará una VSWR < 2.

2.5 INTENSIDAD DE RADIACIÓN

Otra de las características de la antena es la capacidad de radiar potencia en una cierta dirección. Este comportamiento se debe cuantificar para poder realizar una comparación entre diferentes tipos de antenas. Previamente a esto, debemos establecer el sistema de referencia en el que vamos a ubicar la antena. El sistema de referencia utilizado es el sistema de coordenadas esféricas, de esta manera una dirección quedará definida por los vectores unitarios $(\hat{\theta}, \hat{\phi}, \hat{r})$ que entre ellos forman una base ortogonal, tal y como se muestra en la Figura 2-2:

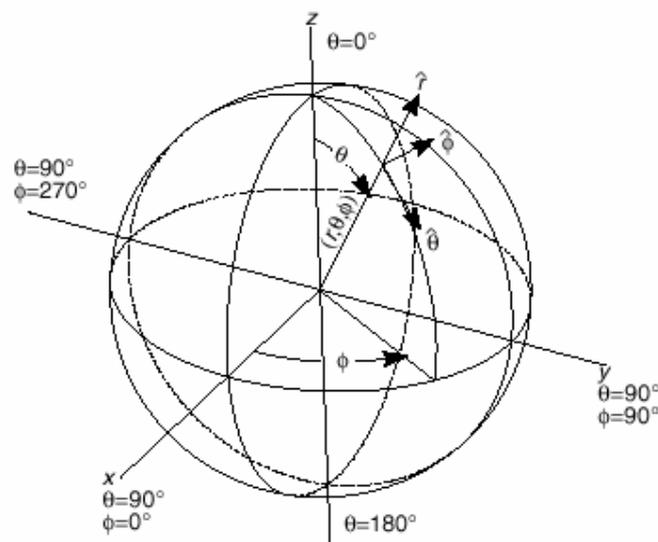


Figura 2-2 Sistema de coordenadas esférico

A partir de la obtención del campo eléctrico y magnético \vec{E}, \vec{H} , podemos encontrar mediante las leyes de Maxwell la densidad de potencia radiada a grandes distancias.

$$\wp(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta} \quad (2.10)$$

donde E_θ, E_ϕ son las componentes transversales del campo eléctrico en la dirección de interés. A partir de ella obtendremos la potencia total radiada integrando la densidad de potencia en una superficie esférica S que encierra a la antena:

$$P_r = \iint_S \wp(\theta, \phi) d\vec{S} \quad (2.11)$$

La intensidad de radiación se define como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección y su relación con la densidad de potencia radiada es de la forma:

$$K(\theta, \phi) = \wp(\theta, \phi)r^2 \quad (2.12)$$

A grandes distancias, la intensidad de radiación tiene la propiedad de ser totalmente independiente a la distancia a la que se encuentra la antena.

2.6 DIAGRAMA DE RADIACIÓN

El diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena a grandes distancias. Éste se genera a partir de la expresión del campo eléctrico en función de las variables angulares (θ, ϕ) , que corresponden al sistema de coordenadas esféricas visto en la Figura 2-2. Ya que a grandes distancias el campo magnético es directamente proporcional al campo eléctrico, la representación podría desarrollarse a partir de éste último. El diagrama de radiación se puede representar en 3D utilizando técnicas gráficas diversas o mediante cortes en

planos. En este sentido, el plano E (plano que forma la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección) y el plano H (análogamente, plano formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección) constituyen los planos más representativos. Ambos planos son perpendiculares y su intersección define la dirección de máxima radiación de la antena. En lo que refiere a representación 2D, se utilizan coordenadas polares, que dan una información más clara de la distribución de la potencia en diferentes puntos del espacio, y coordenadas cartesianas, que ofrecen un buen detalle en antenas muy directivas.

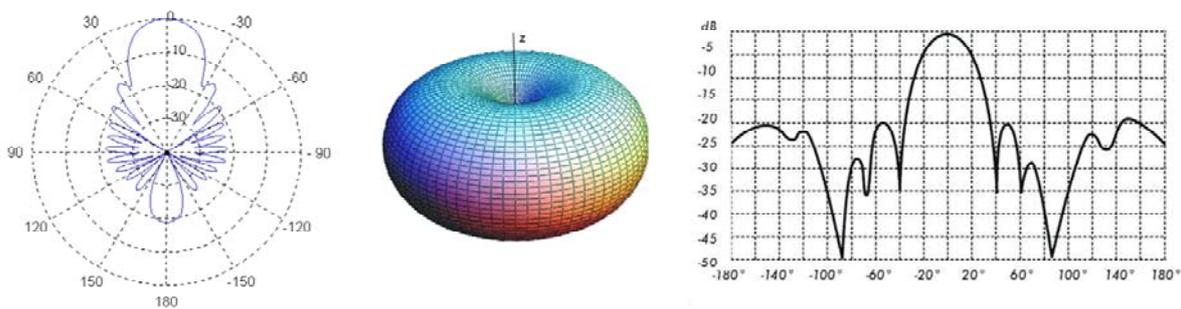


Figura 2-3 Diagrama de radiación en coordenadas polares (izquierda), tridimensional (centro) y en coordenadas cartesianas (derecha)

En la Figura 2-3 (izquierda) podemos ver el diagrama de radiación en coordenadas polares donde el radio del lóbulo indica la intensidad de campo eléctrico. En la Figura 2-3 (centro) se observa un diagrama de radiación en 3D y en la Figura 2-3 (derecha) un diagrama de radiación en coordenadas cartesianas donde en el eje de abscisas queda representado el ángulo y en el eje de ordenadas la densidad de potencia.

El lóbulo principal es aquella zona, en una dirección, en la que la radiación de potencia es máxima. Así, las zonas que rodean a los máximos y tienen una amplitud menor se denominan lóbulos secundarios. El ancho de haz a -3 dB es la separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma el valor mitad del máximo, y será muy útil para determinar visualmente la directividad de una antena [2.2].

Existen varios tipos de diagrama de radiación dependiendo de la directividad de la radiación: los diagramas de radiación isótropos en los que se radía la misma densidad de potencia en todas las direcciones, los diagramas de radiación omnidireccionales que presentan simetría de revolución en torno a un eje (tienen forma toroidal) y, finalmente, los diagramas de radiación directivos en los que el máximo de radiación se concentra en una dirección determinada.

2.7 DIRECTIVIDAD

Podemos definir la directividad de la antena como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección a una distancia dada y la densidad de potencia, que radiaría a esa misma distancia, una antena isótropa que radiase la misma potencia que la antena como se muestra en la Figura 2-4.

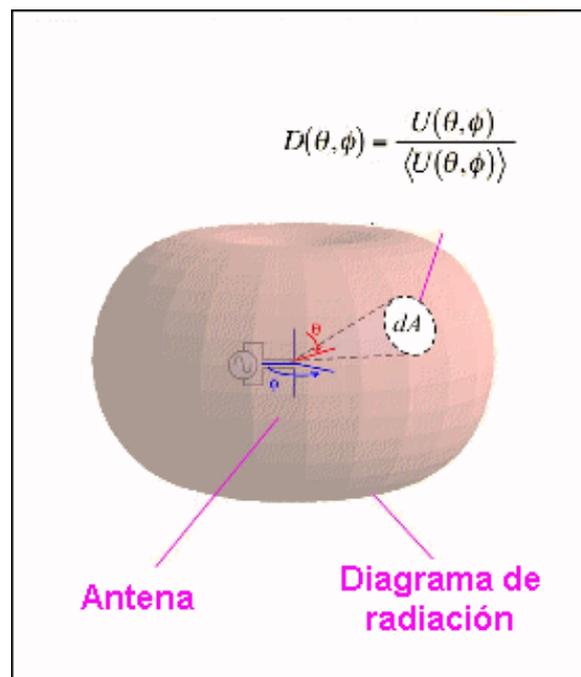


Figura 2-4 Directividad de una antena

Así, la relación anteriormente comentada viene dada por la expresión:

$$D(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (2.13)$$

y si no se especifica la dirección angular se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección máxima de radiación y se expresa como:

$$D = \frac{\mathcal{P}_{\max}}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (2.14)$$

2.8 POLARIZACIÓN

Hasta ahora se ha analizado la antena partiendo de la densidad de potencia o de la intensidad de los campos radiados, pero en cada punto del espacio existe un vector de campo eléctrico $\vec{E}(\vec{r}, t)$ que es función de la posición y el tiempo. Así, la polarización de una antena en una dirección es la variación temporal del campo radiado en esa dirección. Si el giro del campo radiado sigue el movimiento de las agujas del reloj se dice que la polarización es a derechas, y en caso contrario a izquierdas. Se puede considerar el caso general de la polarización elíptica por la trayectoria que describe, tal como se muestra en la Figura 2-5. A partir de este caso general, existen dos casos particulares de interés: si la figura trazada en el tiempo es un segmento, la onda se denomina linealmente polarizada y si es un círculo, circularmente polarizada. A continuación se muestra la ecuación (2.15) que define el caso general para la polarización elíptica.

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \left(a \hat{x} + jb \hat{y} \right) e^{j(\omega t - kz)} \quad (2.15)$$

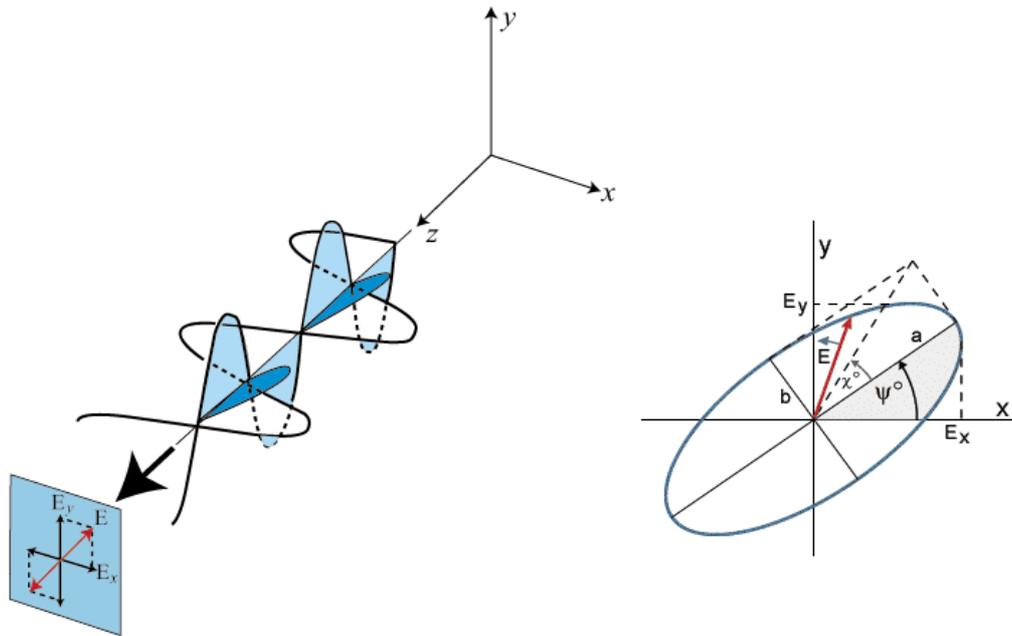


Figura 2-5 Diferentes trazos descritos por una onda en el tiempo

Para la polarización circular a y b toman el mismo valor en magnitud mientras que toman valores reales en la polarización lineal. En cada punto de esta esfera, la polarización se puede descomponer en dos componentes ortogonales, la componente copolar (deseada) y la componente crosspolar (no deseada). Para mantener esto, la copolarización debe ser especificada para cada punto de la esfera.

2.9 ANCHO DE BANDA

Debido a la geometría finita de las antenas, éstas están limitadas a funcionar bajo las especificaciones deseadas para un rango de frecuencias determinado y limitado. El rango de frecuencias para el que el comportamiento de la antena es similar, es decir, el rango en el que un parámetro de antena no sobrepasa un límite prefijado se conoce como ancho de banda.

Esta relación se representa en forma de porcentaje:

$$BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_0} \cdot 100 \quad (2.16)$$

donde (f_{\max}, f_{\min}) son las frecuencias que delimitan el rango de frecuencias donde se cumplen las especificaciones y f_0 la frecuencia central.

El sistema del que forma parte la antena tendrá una influencia importante en la definición del ancho de banda. Este ancho de banda vendrá determinado por la criticidad de cualquier parámetro básico de la antena, que por su naturaleza, puede ser de dos tipos, según se relacione con el diagrama (directividad, polarización, ancho de haz, nivel de lóbulo principal a secundario, dirección máxima de radiación) o con la impedancia (impedancia entrada de la antena, coeficiente de reflexión y relación de onda estacionaria). El ancho de banda para nuestro caso particular estará relacionado con parámetros de impedancia como la adaptación y la relación de onda estacionaria, es decir $|S(1,1)| < -10$ dB, $VSWR < 2$.

2.10 REFERENCIAS

[2.1] C.A. Balanis, *Antenna theory, Analysis and Design*, 2nd ed., John Wiley and Sons, New York, 1997

[2.2] Institute of Electrical and Electronics Engineers, *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, May 2008

3 TEORÍA MICROSTRIP

3.1 INTRODUCCIÓN A LOS PARCHES

La constitución de las antenas microstrip se basa principalmente en una tira metálica muy fina $w \ll \lambda_0$ situada sobre un sustrato de altura $h \ll \lambda_0$ que se encuentra sobre un plano de masa. A partir de esta formación podemos encontrar desde los más sencillos, hasta estructuras con varias composiciones de sustratos y parches en paralelo. El parche se diseña de forma que el máximo de radiación sea normal a su superficie, lo cual se consigue escogiendo apropiadamente el modo de excitación de este.

Se pueden usar numerosos sustratos en este tipo de diseños, estando la constante dieléctrica (ϵ_r) comprendida entre $2.1 < \epsilon_r < 12$. Los sustratos gruesos de constante dieléctrica cercana a la parte baja de este rango son los más aconsejables para lograr un apropiado funcionamiento de la antena, ya que proveen mejor eficiencia y mayor ancho de banda, con el inconveniente de tener circuitos de mayor tamaño y aumentar de la misma manera la formación de ondas de superficie que restarán potencia al diagrama de radiación. En el caso de tener circuitos de microondas, es apropiado elegir sustratos más finos de mayores ϵ_r para minimizar radiaciones y acoplamientos indeseados y obtener circuitos de menor tamaño, aunque en general presentarán mayores pérdidas, con lo que bajará su eficiencia y su ancho de banda relativo. Así, habrá que buscar un compromiso entre un funcionamiento óptimo de la antena y el diseño de los circuitos que la acompañen.

Los elementos radiantes pueden ser cuadrados, rectangulares, circulares, elípticos, triangulares o de cualquier otra configuración (aconsejablemente simétricos). Lo más común es elegir diseños con forma cuadrada, rectangular, circular o en forma de tira, ya que son más fáciles de fabricar y sobre todo de analizar. En lo que respecta al tamaño, si tenemos un parche rectangular su longitud L debe estar comprendida normalmente entre $\lambda_0/3$ y $\lambda_0/2$, tal y como podremos comprobar posteriormente con la fórmula adecuada. La anchura W dependerá de esta longitud y de la frecuencia a generar por el parche.

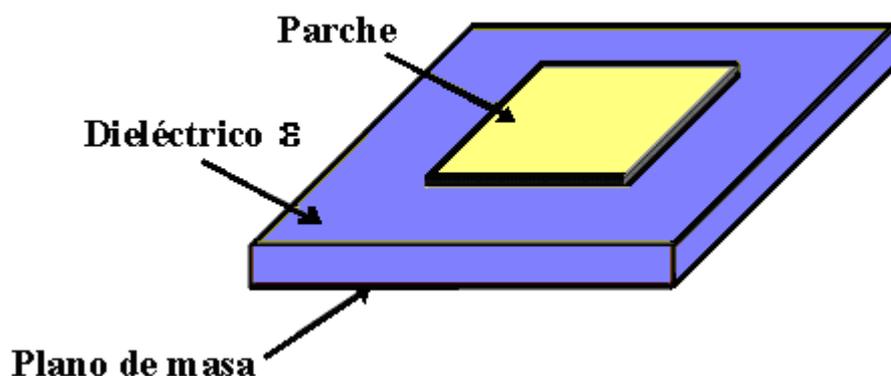


Figura 3-1 Estructura de antena microstrip

3.2 MÉTODOS DE ALIMENTACIÓN

La configuración de los métodos para la alimentación de antenas varía en función de la estructura de estas (p.e monopolos o bocinas cónicas). En esta ocasión, trabajamos con antenas impresas o del tipo microstrip, en las que los principales modos de alimentación son la línea microstrip, la sonda coaxial (a través de las capas mediante una vía), el acoplamiento por apertura y el acoplamiento por proximidad [3.1].

➤ Línea microstrip

La alimentación mediante línea microstrip puede verse en la Figura 3-2. Se trata de una línea conductora generalmente de anchura mucho menor que la del parche. Sus principales aspectos positivos son la facilidad en la fabricación, simplicidad en la unión controlando la posición de inserción y bastante sencilla de modelar. Por el contrario, en el aumento del grosor del sustrato, aumentan las ondas de superficie y las radiaciones espurias, lo que limita el ancho de banda de diseño típicamente entre un 2-5%. Además se produce un importante acoplo entre el parche y la línea, lo que genera altos niveles de contrapolar y de campos inducidos. Otro aspecto negativo de este modo de alimentación es su inhebitable falta de simetría una vez la antena ha sido llevada a fabricación. Este hecho hace que se generen modos de orden mayor y que aumenta el nivel de radiación contrapolar, tal y como se ha indicado

anteriormente.

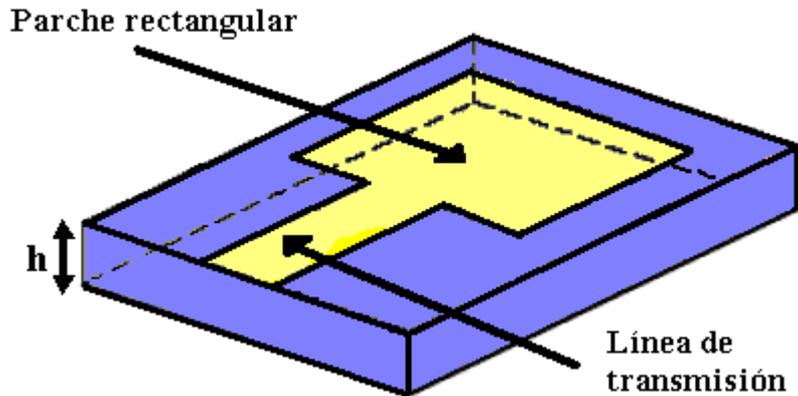


Figura 3-2 Alimentación por línea microstrip

➤ **Sonda coaxial**

Otro tipo de alimentación muy utilizado es la alimentación mediante sonda coaxial, en la que el conductor interior está unido al parche radiante y el conductor exterior está conectado al plano masa. Asimismo, es fácil de fabricar y unir y tiene un bajo nivel de radiaciones espurias. Sin embargo, tiene un ancho de banda estrecho y es más difícil de modelar, sobre todo en sustratos gruesos ($h > 0.02 \lambda_0$), ya que la propia vía puede llegar a funcionar como una antena propia, perturbando la señal generada por el parche.

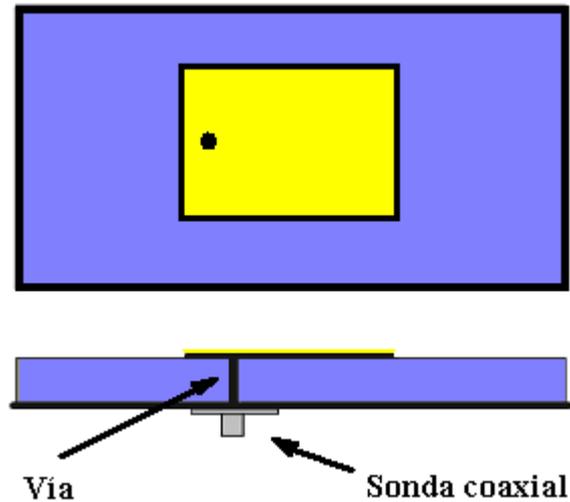


Figura 3-3 Alimentación mediante sonda coaxial

En este modo de alimentación ocurren los mismos efectos negativos que se han descrito en el caso de la línea de transmisión, y que son debidos a la inherente asimetría.

➤ **Acoplo por ranura radiante**

En este método se solucionan los efectos contrapolares y de aparición de órdenes superiores. Es el más difícil de fabricar y el que menor ancho de banda proporciona, aunque es el más fácil de modelar y el que tiene un menor nivel de radiaciones espurias. Consiste en dos substratos separados por un plano de masa. En la superficie inferior del substrato situado debajo se sitúa la línea impresa cuya energía se acopla al parche a través de una ranura que tiene el plano de masa que separa ambos dieléctricos. Esta configuración permite optimizar de forma independiente el mecanismo de alimentación y el elemento radiante, variando la anchura de la línea de alimentación o la longitud de la ranura. Por otro lado, el plano de masa aísla la alimentación del elemento radiante y minimiza la interferencia de las radiaciones espurias.

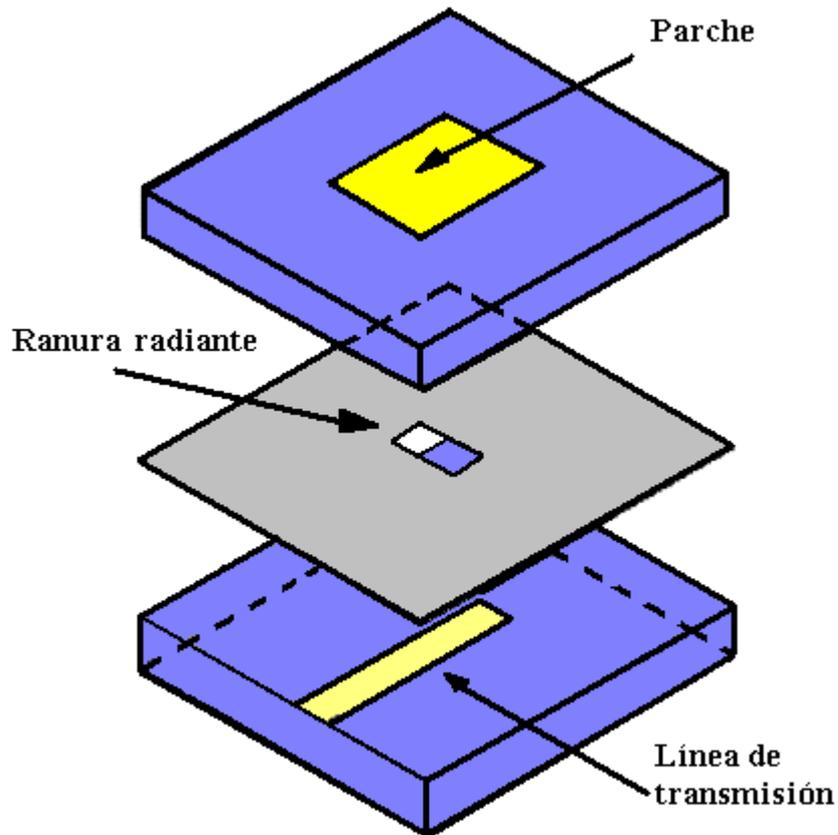


Figura 3-4 Alimentación por ranura radiante

➤ **Acoplo por proximidad**

Los efectos negativos comentados en los dos primeros métodos de alimentación tampoco hacen su aparición con este modo, tal y como ocurría con el acoplo por ranura radiante. Éste método se basa en el acoplo de energía desde la línea de transmisión utilizada como alimentación al elemento radiante. Este acoplo se produce directamente a través del sustrato superior, que suele ser delgado, dando lugar a una buena pureza de polarización y a la ausencia de radiación contrapolar en los planos principales. Genera baja radiación espuria y es el que mayor ancho de banda alcanza (hasta un 13%).

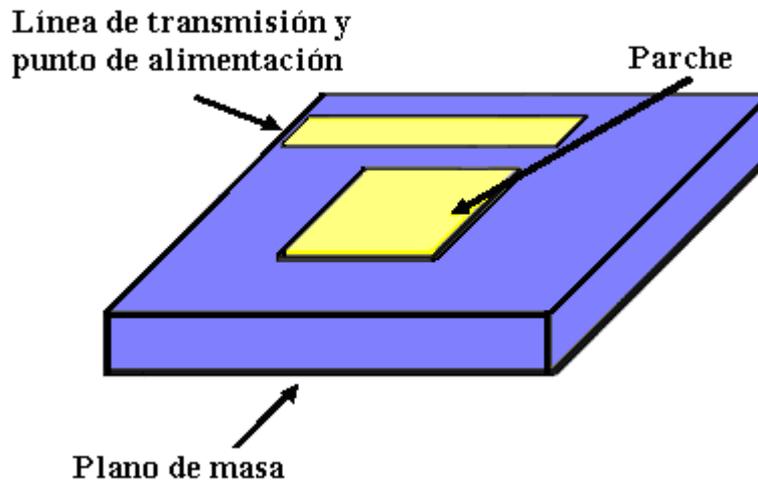


Figura 3-5 Alimentación por proximidad

3.3 MÉTODOS DE ANÁLISIS DE ANTENAS MICROSTRIP

El análisis en las antenas microstrip es el aspecto más complicado de estas. Generalmente los modelos de cálculo necesitan de un amplio número de variables y condicionantes de contorno, que en casos como del de parches de dos niveles, tienen una complejidad muy elevada. En este momento vamos a estudiar los dos métodos base del análisis en las antenas microstrip, basados en la distribución de los campos eléctricos y magnéticos [3.2]: el modelo de línea de transmisión y el modelo de cavidad. Analizaremos el primero de ellos de forma general aplicándolo a un parche rectangular mientras que el segundo lo analizaremos sobre la configuración de parche elegida, es decir, con un parche circular, ya que el primer modelo no es adecuado para analizar convenientemente este tipo de parches pero al ser muy común, se ha creído conveniente explicarlo de forma resumida en las siguientes líneas.

3.3.1 MODELO DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN

El modelo de línea de transmisión es el modelo más simple que nos permite analizar el comportamiento del parche, aunque es el que proporciona los resultados

menos precisos además de acusar falta de versatilidad:

- no incluye las ondas de superficie
- dificultad en la representación de acoplos
- no tiene en cuenta la radiación de las paredes laterales, particularmente en diseños de parches cuadrados o rectangulares

Así, este modelo analiza adecuadamente las configuraciones de antenas en las que el espesor y la permitividad del sustrato sean lo suficientemente pequeños para evitar una excitación considerable de este tipo de ondas. También resulta útil este modelo en el diseño práctico de las antenas de parche o arrays de parches, como nuestro caso, pues su incorporación a software de diseño asistido por ordenador se encuentra muy desarrollada. Parches con anchos de banda menores que el 1% y mayores que 4% requieren el análisis por el modelo de cavidades para resultados más certeros.

El primer modo que resuena, el TM_{010} , lo hace cuando la longitud efectiva a lo largo del patch es una semilongitud de onda. Analizamos a continuación el llamado *efecto de bordes* en una antena microstrip.

Una línea de transmisión de tipo microstrip está formada por dos conductores (el principal y el plano de masa) y dos dieléctricos (el vacío y el material de soporte de la línea principal). Los campos son radiantes en los extremos de la estructura con lo que las líneas de campo surgen del conductor principal atraviesan el vacío, penetran en el dieléctrico y llegan al plano de masa. La concentración de las líneas de campo en el dieléctrico inferior es función de, entre otras cosas, el tamaño (y relación) de la pista y del sustrato. La radiación aparece en las discontinuidades y circuitos abiertos de la estructura, especialmente si su tamaño es comparable a λ . No obstante el efecto de bordes se manifiesta en el contorno de la estructura y depende del grosor y de la permitividad del dieléctrico. Aunque este efecto no es demasiado notorio en las antenas microstrip, debe ser tenido en cuenta ya que afecta a su frecuencia de resonancia. Así, una relación aproximada muy utilizada para la longitud normalizada es:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (3.1)$$

Siendo $W/h \gg 1$ y $\epsilon_r \gg 1$, las líneas de campo se concentran principalmente en el sustrato. En este caso, el efecto de bordes provoca que la longitud eléctrica del parche sea mayor que las dimensiones físicas. Ya que estos campos radiados viajan por el sustrato y por el aire, se define la constante dieléctrica efectiva para tener en cuenta el efecto de bordes y la propagación de las ondas en la línea.

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.2)$$

En general, la constante dieléctrica efectiva varía en el rango de $1 < \epsilon_{reff} < \epsilon_r$, siendo cercano a ϵ_r si $\epsilon_r \gg 1$. Por otro lado ϵ_{reff} es también función de la frecuencia de funcionamiento. Según aumenta ésta, la mayoría de las líneas de campo eléctrico se concentran en el sustrato y la línea microstrip tiende a comportarse como una línea homogénea con lo que el valor de la constante dieléctrica efectiva será muy próximo a la constante dieléctrica del sustrato.

Por otro lado, teniendo en cuenta sólo el modo dominante (TM_{010}) y asumiendo que la longitud L del elemento radiante se hace, aproximadamente, $\lambda_g/2$, siendo λ_g la longitud de onda guiada en el sustrato, se puede determinar de forma aproximada la longitud resonante L partiendo de la frecuencia de funcionamiento del sistema o, a la inversa, determinar la frecuencia de resonancia conocida la longitud L de un parche.

$$L_{eff} = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{c_0}{2f_0\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.3)$$

Y, considerando los campos de borde, tenemos, para la longitud del parche, L :

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (3.4)$$

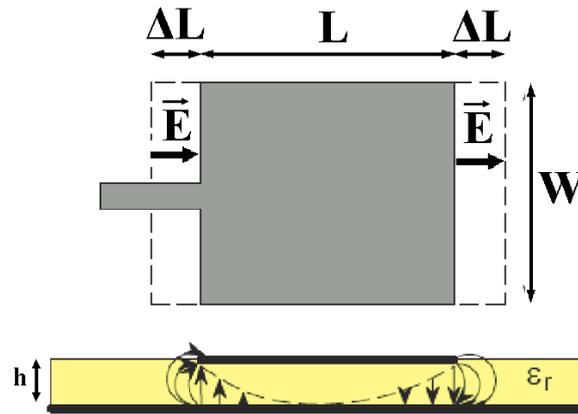


Figura 3-6 Longitudes eléctricas y efectivas de un parche rectangular

De esta forma, la longitud de un parche de media longitud de onda es ligeramente inferior a $\lambda_g/2$, con el propósito de compensar la longitud introducida por efecto de los campos de borde.

Así pues, el parche equivale a dos ranuras de tamaño $W \times \Delta L$, donde L se elige de forma que haya inversión de fase y la radiación de ambas ranuras se sumen en fase ($L = \lambda_g/2$).

La radiación de los parches laterales se cancela entre sí, con lo que el circuito equivalente es una línea de transmisión de longitud L , con dos impedancias que simulan las pérdidas de radiación y la capacidad de la discontinuidad y el circuito.

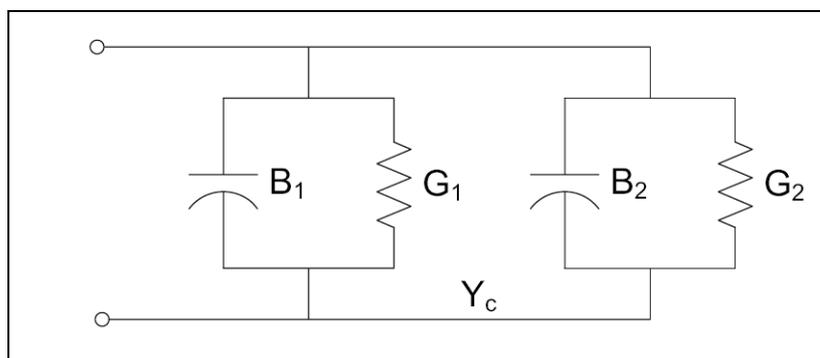


Figura 3-7 Circuito equivalente en el modelo de línea de transmisión

Desde el punto de vista de la antena, ésta es equivalente a dos ranuras con distribución de campos uniformes [3.3]. De esta forma los campos radiados se pueden calcular a partir de las corrientes magnéticas equivalentes a los campos en la apertura.

$$\vec{M} = -2\hat{n} \times \vec{E} = 2\vec{E} = 2E(\hat{y} \times \hat{x}) = 2E\hat{z} \quad (3.5)$$

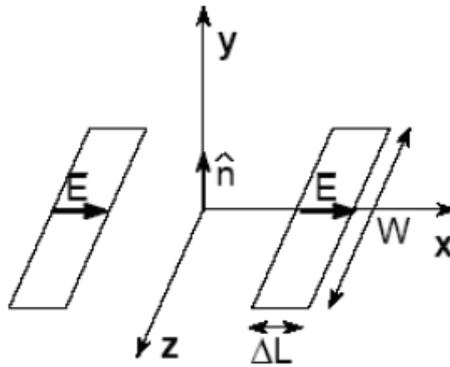


Figura 3-8 Circuito equivalente magnético de un parche según el modelo de línea de transmisión

Cada una de estas ranuras puede ser considerada como un elemento que radia el mismo campo que un dipolo magnético con una corriente magnética de superficie equivalente.

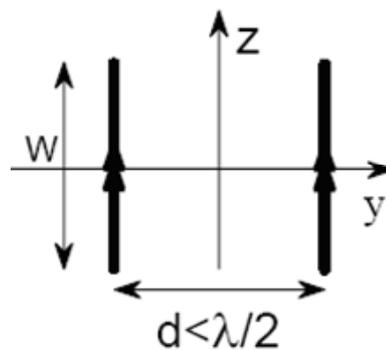


Figura 3-9 Corrientes magnéticas equivalentes de un parche según el modelo de línea de transmisión

Así, el vector de radiación se puede calcular a partir de las corrientes magnéticas separadas una distancia d .

$$\vec{L} = 2E(W\Delta L) \frac{\sin\left(k_z \frac{W}{2}\right)}{\left(k_z \frac{W}{2}\right)} \left(e^{jk_z \frac{d}{2}} - e^{-jk_z \frac{d}{2}} \right) \hat{z} \quad (3.6)$$

$$\vec{L} = 2E(W\Delta L) \frac{\sin\left(k_z \frac{W}{2}\right)}{\left(k_z \frac{W}{2}\right)} \left(2 \cos\left(k_z \frac{d}{2}\right) \right) \hat{z} \quad (3.7)$$

El potencial magnético es:

$$\vec{F} = \frac{\epsilon e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L} \quad (3.8)$$

El problema es dual al de dos dipolos paralelos al eje z, en este caso la polarización será horizontal.

$$\vec{H}_\theta = -j\omega \vec{F}_\theta \quad (3.9)$$

$$\vec{E}_\theta = -j\omega \eta \vec{F}_\theta \quad (3.10)$$

Los campos radiados tienen pues, polarización lineal. El plano E es el plano XY, y su diagrama es el debido a la agrupación de dos antenas separadas una distancia inferior a media longitud de onda. El plano H es el ortogonal al anterior, YZ, y el diagrama es el debido a la corriente magnética uniforme de longitud W.

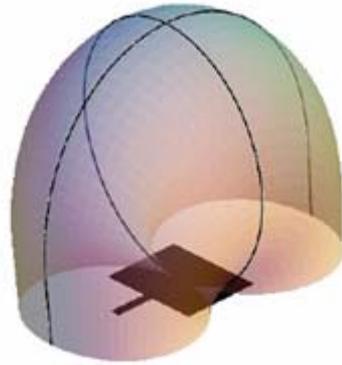


Figura 3-10 Diagrama de radiación de un parche microstrip

3.3.2 MODELO DE CAVIDAD

Si el caso a analizar se centra en estructuras no rectangulares o bien los modos superiores de funcionamiento, será necesario basarse en el modelo de cavidad, más complejo pero a la vez más simple, ya que ofrece una buena visión física del dispositivo. Posee la ventaja de ser aplicable a cualquier geometría de parche en general, siendo la aproximación más adecuada y directa para evaluar las antenas de parche con una precisión razonable en los resultados.

Las antenas microstrip pueden ser consideradas como cavidades cargadas con dieléctricos. Los campos normalizados dentro del dieléctrico pueden determinarse más fácilmente si la estructura se analiza como dos conductores eléctricos por encima y por debajo (paredes eléctricas) y por paredes magnéticas alrededor del perímetro del parche.

Para entender el comportamiento físico del modelo, analizaremos la formación de los campos dentro de la cavidad y a través de sus paredes. Cuando el parche microstrip es alimentado, una distribución de carga aparece en las caras exterior e interior del conductor, así como en el plano de masa. Ésta distribución de carga es controlada por dos mecanismos, uno atractivo y otro repulsivo. El primero es debido a la interacción existente entre las cargas de signos opuestos de la cara inferior del parche y la cara superior del plano de masa, y tiende a mantener la concentración de cargas de la cara interior del conductor. El efecto repulsivo a su vez hace que las

cargas de la superficie inferior del parche se desplazan a la cara superior, atravesando los bordes. El movimiento de estas cargas provoca la aparición de dos densidades superficiales de corriente, J_b y J_t , en la cara inferior y superior respectivamente.

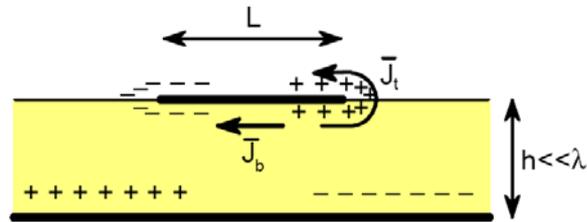


Figura 3-11 Corrientes sobre el conductor

Cómo la distancia entre la placa conductora y plano de masa es muy pequeña, el efecto que predomina es el atractivo, por lo que la mayor parte de la carga y la corriente se encontrará en la superficie inferior del parche. De esta forma, una pequeña parte de la corriente atravesará el borde y llegará a la parte superior del conductor, que se irá decrementando según disminuya la relación entre la altura y la anchura del sustrato. En el límite se hará cero con lo que las componentes tangenciales de los campos magnéticos en los bordes del parche desaparecen y podremos modelar las cuatro paredes como paredes conductoras magnéticas perfectas, que idealmente no afectan a la formación de campos electromagnéticos y magnéticos en el interior del dieléctrico.

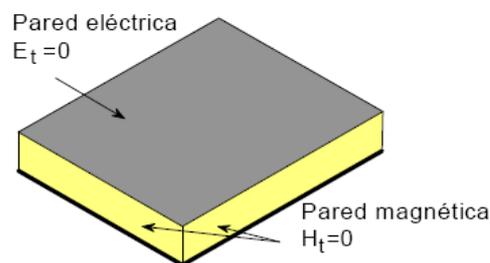


Figura 3-12 Paredes magnéticas y eléctricas

3.3.2.1 DISTRIBUCIÓN DE CAMPOS EN LA CAVIDAD PARA UN PARCHE CIRCULAR

Como hemos dicho, en el caso de analizar un parche circular será el modelo de cavidad el más adecuado. Si en el caso de un parche cuadrado podemos variar la relación entre la anchura y la longitud del parche para cambiar el orden de los modos, en el caso que nos ocupa sólo podremos variar el radio, quedando fijo el orden de los modos y siendo posible variar únicamente el valor de la frecuencia de resonancia.

Utilizaremos así un procedimiento similar al análisis de un parche rectangular, pero utilizando ahora coordenadas cilíndricas [3.4]. La cavidad estará compuesta por dos conductores perfectos en el plano superior y en el inferior representando el parche y el plano de masa, y por un conductor perfecto cilíndrico en el contorno de la cavidad, asumiendo que el material dieléctrico que compone el sustrato tiene la misma extensión que el parche.

Para hallar los campos dentro de la cavidad, usaremos la aproximación basada en el vector potencial. Así, para campos TM^z necesitamos encontrar en primer lugar el vector potencial A_z , el cual debe satisfacer, en coordenadas cilíndricas, la ecuación de onda homogénea:

$$\nabla^2 A_z(\rho, \phi, z) + k^2 A_z(\rho, \phi, z) = 0 \quad (3. 11)$$

A partir de él obtendremos las expresiones de los campos, junto con las condiciones de contorno para los campos tangenciales en las paredes eléctricas y magnéticas. Así, la forma final del vector potencial A_z dentro de la cavidad es:

$$A_z = B_{mnp} J_m(k_\rho \rho') [A_2 \cos(m\phi') + B_2 \sin(m\phi')] \cos(k_z z') \quad (3. 12)$$

donde B_{mnp} representa la amplitud para cada modo mnp .

Así, el número de onda global se define como:

$$\mathbf{k}_r^2 = \mathbf{k}_\rho^2 + \mathbf{k}_z^2 = \mathbf{w}^2 \cdot \boldsymbol{\mu} \cdot \boldsymbol{\varepsilon} \quad (3. 13)$$

Obtenemos a partir de él la frecuencia de resonancia de la cavidad, y por extensión de la antena, partiendo de que típicamente la altura del sustrato h es muy pequeña (generalmente $h < 0.05\lambda_0$) lo que supondrá que los campos a lo largo del eje z sean aproximadamente constantes. Así, a partir de $k_r^2 = k_\rho^2 + k_z^2 = w^2 \cdot \mu \cdot \epsilon$ (3. 13) podemos obtener las frecuencias de resonancia para los modos TM_{mn}^z con la expresión:

$$(f_r)_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left(\frac{\chi'_{mn}}{a} \right) \quad (3. 14)$$

Basándonos en los valores de los ceros de las derivadas de Bessel, χ'_{mn} , obtenemos el modo dominante, siendo éste aquel con menor frecuencia de resonancia. En el caso que nos ocupa, éste será el TM_{110} , cuya frecuencia de resonancia será por tanto:

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412c_0}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3. 15)$$

siendo ϵ_r la permitividad relativa del sustrato.

Sin embargo, esta frecuencia de resonancia no tiene en cuenta el ya comentado efecto de bordes. Este efecto provoca que el parche parezca eléctricamente mayor y debe compensado introduciendo un factor de corrección

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3. 1). \text{ En el caso del parche circular, este factor}$$

de corrección será:

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{a\pi\epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{a\pi}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2} \quad (3. 16)$$

siendo a_e el radio efectivo. Así, la frecuencia de resonancia del modo dominante TM_{110} , debería ser modificada usando esta expresión, con lo que nos quedaría finalmente:

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412c_0}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3. 17)$$

Basándonos así en esta formulación, el proceso de diseño se basa en determinar el radio del parche a partiendo de la constante dieléctrica del sustrato (ϵ_r), de la frecuencia de resonancia (f_r) y de la altura del sustrato (h) en cm. Así,

basándonos en $a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{a\pi\epsilon_r} \left[\ln\left(\frac{a\pi}{2h}\right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}$ 16) nos queda:

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{F\pi\epsilon_r} \left[\ln\left(\frac{F\pi}{2h}\right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}} \quad (3. 18)$$

siendo F

$$F = \frac{8.791 \cdot 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3. 19)$$

3.3.2.2 DENSIDADES DE CORRIENTE EQUIVALENTES Y CAMPOS RADIADOS

Basándonos en el principio de equivalencia, donde la pared circunferencial de la cavidad se reemplaza por una densidad de corriente magnética equivalente y asumiendo una distribución de campo en el parche según el modo TM_{110} , podemos escribir los campos eléctricos y magnéticos normalizados dentro de la cavidad como

$$E_\rho = E_\phi = H_z = 0 \quad (3. 20)$$

$$E_\rho = E_0 J_1(k\rho') \cos\phi' \quad (3. 21)$$

$$H_\rho = j \frac{E_0}{w\mu_0} \frac{1}{\rho} J_1(k\rho') \sin\phi' \quad (3. 22)$$

$$H_\phi = j \frac{E_0}{w\mu_0} J_1'(k\rho') \cos\phi' \quad (3. 23)$$

siendo $' = \frac{\partial}{\partial \rho}$ y ϕ' el ángulo azimutal a lo largo del perímetro del parche.

Basándonos en $E_\rho = E_0 J_1(k\rho') \cos \phi'$ (3. 21) evaluada en $\rho'=a_e$, la densidad de corriente magnética será:

$$M_s = -2\hat{n} \times E_a \Big|_{\rho'=a_e} = \hat{a}_\phi 2E_0 J_1(ka_e) \cos \phi' \quad (3. 24)$$

Siendo la altura del sustrato muy pequeña y la densidad de corriente uniforme a lo largo del eje z, podemos aproximar $M_s = -2\hat{n} \times E_a \Big|_{\rho'=a_e} = \hat{a}_\phi 2E_0 J_1(ka_e) \cos \phi'$ (3. 24) por una corriente magnética de:

$$I_m = hM_s = \hat{a}_\phi 2hE_0 J_1(ka_e) \cos \phi' = \hat{a}_\phi 2V_0 \cos \phi' \quad (3. 25)$$

siendo $V_0 = hE_0 J_1(ka_e)$ y $\phi'=0$

Finalmente, los campos en los planos principales son:

Plano E ($\phi=0^\circ, 180^\circ, 0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$)

$$E_\theta = j \frac{k_0 a_e V_0 e^{-jk_0 r}}{2r} [J'_{02}] \quad (3. 26)$$

$$E_\phi = 0$$

Plano H ($\phi=90^\circ, 270^\circ, 0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$)

$$E_\theta = 0 \quad (3. 27)$$

$$E_\phi = j \frac{k_0 a_e V_0 e^{-jk_0 r}}{2r} [\cos \theta J_{02}]$$

Además del efecto de bordes, será importante incluir en el fenómeno de la radiación el de las ondas de superficie. Éstas deben ser tenidas en cuenta debido al hecho de que restan potencia del diagrama de radiación, provocando un aumento del

nivel de lóbulos secundarios y de las pérdidas de la antena como elemento radiante, además de una disminución de la eficiencia. Asimismo, la probabilidad de formación de las ondas de superficie se ve incrementada con el espesor del sustrato dieléctrico.

Cuando una antena de parche radia, una porción de la potencia total disponible por radiación directa se ve confinada o “atrapada” a lo largo de la superficie del sustrato. Esta energía electromagnética atrapada conlleva la aparición de las ondas de superficie. De hecho, la relación de potencia que es radiada hacia el sustrato comparada con la potencia radiada al aire es de, aproximadamente, $\epsilon_r^{3/2}$. Este hecho es gobernado por las reglas de reflexión interna total que dicen que cualquier línea de campo radiada hacia el sustrato con un ángulo mayor que el ángulo crítico son totalmente reflejadas en las superficies inferior y superior de dicho sustrato, sabiendo que dicho ángulo es $\theta_c = \sin^{-1}(\epsilon_r^{-1/2})$.

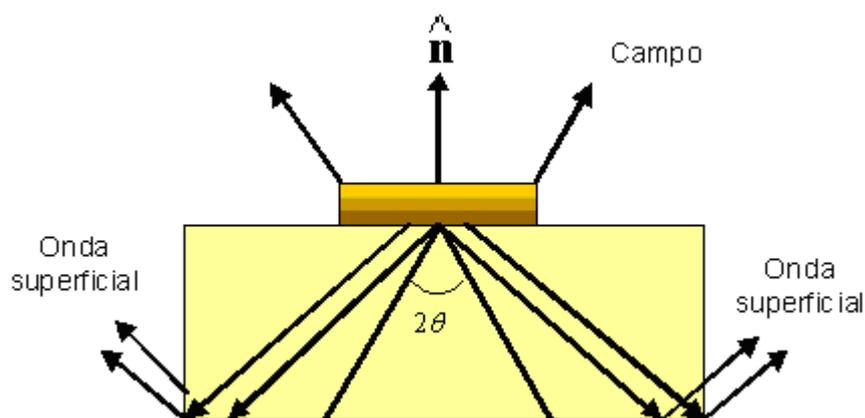


Figura 3-13 Formación de ondas de superficie en una antena de parche microstrip

La prevención de ondas de superficie mejora el ancho de banda y la directividad, y reduce el nivel de lóbulos secundarios y los acoplos (como interferencias electromagnéticas) que son comunes en los diseños de antenas microstrip. En general, se produce una mejora importante en las características de radiación de dichas antenas.

Los efectos perjudiciales de las ondas de superficie pueden ser eliminados usando cavidades, técnicas de superposición de sustratos o sustratos de cristales fotónicos (sustratos de banda prohibida, “*bandgap substrates*”). Por contra, esta

solución presenta el inconveniente de incrementar el peso, grosor y complejidad de la antena microstrip, perdiendo su ventaja en este sentido. Estas y otras complicaciones llevan a que las antenas microstrip no hayan sido estandarizadas en el mundo de las telecomunicaciones por microondas.

3.4 POLARIZACIÓN CIRCULAR

Los parches anteriores de los que se ha hablado presentan polarización lineal con cualquiera de los modos de alimentación de los que se ha tratado hasta ahora. En el sistema a realizar se propone una polarización circular para lograr así unas pérdidas máximas por despolarización en el enlace tierra-satélite de 3 dB, con lo que se presentan a continuación varias opciones para conseguir dicha polarización [3.5].

Para conseguir este tipo de polarización, debemos cumplir tres condiciones necesarias y suficientes:

- El campo resultante debe tener dos componentes lineales ortogonales.
- Las dos componentes deben tener el mismo módulo.
- Las dos componentes deben tener una diferencia de fase de múltiplos impares de 90°.

Para medir la pureza de la polarización creada, utilizaremos la relación axial:

$$AR = \frac{|E_{RHC}| + |E_{LHC}|}{|E_{RHC}| - |E_{LHC}|} \quad (3.28)$$

Los valores de AR oscilarán entre 1 para la polarización circular y ∞ para la polarización lineal.

Además, en cualquier punto de la esfera de radiación, la polarización se puede descomponer en dos polarizaciones ortogonales, la componente co-polar y la contra-polar. Así pues, la diferencia entre estas dos componentes debe ser otro parámetro a

especificar.

Este tipo de polarización se puede obtener si se excitan dos modos ortogonales con un desfase de 90° entre ellos, siendo el signo de este desfase el que rija el sentido de la polarización, a izquierdas o a derechas. Se puede conseguir ajustando las dimensiones físicas del parche, o bien usando uno, dos o incluso más puntos de alimentación. Así por ejemplo, en el caso de un parche cuadrangular la forma más sencilla de conseguirlo sería alimentar el parche por dos lados adyacentes para excitar los dos modos ortogonales, consiguiendo la diferencia de fase con la inclusión de un híbrido de 90° o de un divisor de potencia de 90° .

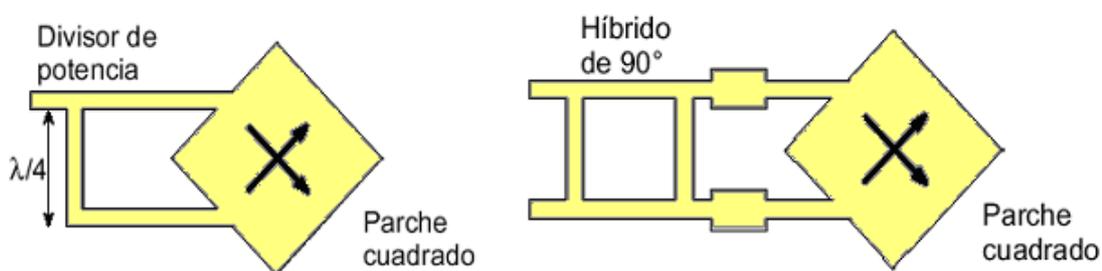


Figura 3-14 Excitación de dos modos ortogonales en un parche cuadrado

En el caso de un parche circular, se puede conseguir polarización circular para el modo TM_{110}^z usando dos puntos de alimentación con una separación angular adecuada. Podemos hacer ambos puntos de alimentación usando el método de alimentación coaxial, separándolos 90° . Gracias a esta separación, conseguimos asimismo que cada punto de alimentación esté situado siempre donde el campo generado por el otro punto presenta un nulo, además de producirse un acoplamiento mutuo entre ambos puntos muy pequeño. Se requiere además que ambas alimentaciones se alimenten de tal manera que haya un desfase de 90° entre los campos de las dos. Esto se conseguirá gracias a un híbrido de 90° , similar al mostrado para un parche cuadrado (**¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**).

Sin embargo, para preservar la simetría y minimizar la polarización contrapolar, especialmente en sustratos gruesos, se pueden colocar dos alimentaciones adicionales diametralmente opuestas a las originales, que cancelarán los modos adyacentes, ya que estos suelen ser los de mayor amplitud, después del modo

fundamental, así como las radiaciones espurias procedentes de la alimentación.

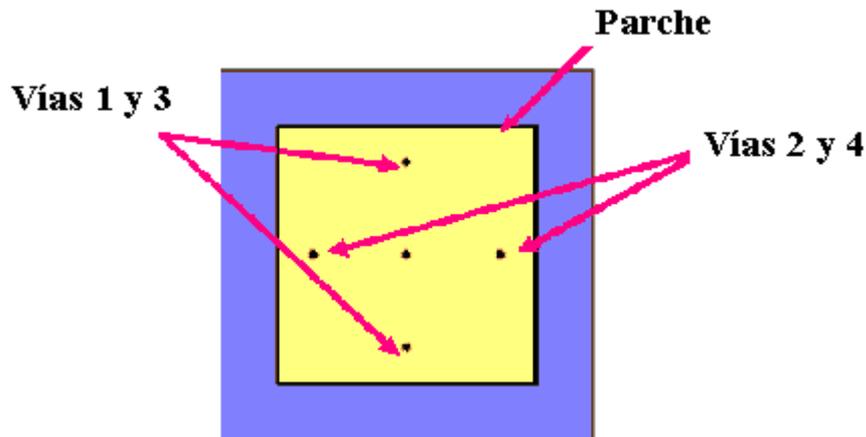


Figura 3-15 Alimentación de un parche en dos pares de puntos ortogonales

En él, vemos cuatro alimentaciones mutuamente ortogonales con 0° , 90° , 180° y 270° de desfasajes, que se usan para excitar el modo dominante TM_{010} y el TM_{100} . Como existe un desfase de 180° entre cada par de alimentaciones situadas en el mismo eje, los modos no deseados TM_{020} y TM_{200} y las radiaciones espurias se anulan, con lo que la relación axial mejoraría.

Como vemos, este tipo de alimentación dual añade complejidad al sistema. Para evitar esto, podemos conseguir polarización circular utilizando sólo un punto de alimentación, con el que excitemos dos modos ortogonales casi degenerados (de frecuencias de resonancia muy parecidas) con igual amplitud idealmente. Esto se consigue introduciendo una asimetría adecuada en la cavidad (**¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**).

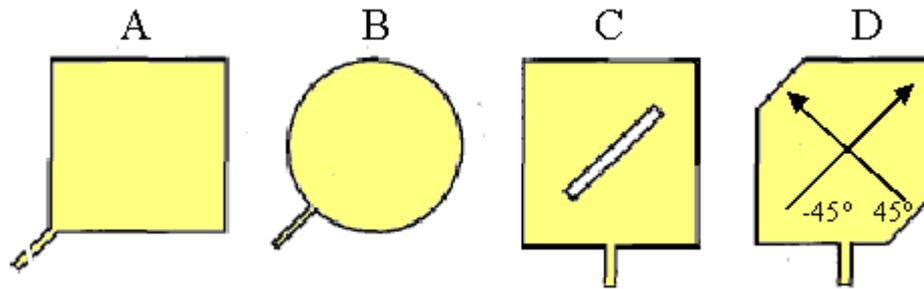


Figura 3-16 Excitación única para conseguir polarización circular

Esta forma de excitación es la más sencilla para conseguir polarización circular, pero esta no se cumple a una frecuencia intermedia entre las dos resonancias, lo cual genera un ancho de banda muy estrecho. Además, tampoco es adecuado para nuestro sistema ya que sólo generaríamos un sentido de polarización.

3.5 PARCHES DE BANDA ANCHA

Como hemos comentado, el tipo de parche elegido para esta aplicación será el parche rectangular. Por un lado, esta configuración ofrece un rendimiento muy similar al conseguido por el parche circular, aunque suele ocupar un espacio ligeramente mayor.

Trabajaremos con dos definiciones de ancho de banda de una antena, ya que no existe una sola definición, ya que ésta depende de los parámetros de funcionamiento especificados: ancho de banda de impedancia y ancho de banda de polarización o de relación axial [3.5].

- Ancho de banda de impedancia: la variación de la impedancia de la antena con la frecuencia es una limitación del rango de frecuencia en el cual podemos unir la antena con su red de alimentación.
- Ancho de banda de polarización o de relación axial: para encontrar este ancho de banda, se especifica un máximo de radiación contra-polar o de

relación axial de la antena.

- Ancho de banda característico: el ancho de haz, el nivel de lóbulos secundarios y la ganancia de la antena varían con la frecuencia. Asimismo, también serán determinantes en nuestro caso el aislamiento entre los dos puertos de análisis del array (puertos de transmisión y reflexión) así como la reflexión que se produzcan en ellos.

Estos anchos de banda tienen distintas aplicaciones. Por un lado, en el caso de una antena microstrip simple, el factor limitante es generalmente el ancho de banda de impedancia, aunque el ancho de banda de relación axial y el característico también puede ser muy estrecho en algunos casos. En estos casos, el tipo de red de alimentación puede incrementar o reducir este ancho de banda de impedancia.

Las antenas impresas ofrecen muchas ventajas, pero sin duda uno de sus mayores inconvenientes es el pequeño ancho de banda que ofrecen. Para conseguir un mayor ancho de banda, varios son los caminos que se podrían seguir. Así por ejemplo, la geometría elegida para el parche influye, ya que un parche con forma de anillo ofrece un ancho de banda de un 3,8 % frente al 1,3 % que ofrecen geometrías más usuales como el parche rectangular o circular, insuficiente en cualquier caso para alcanzar el 14% deseado. Dependiendo de la técnica de alimentación empleada, podemos conseguir también un mayor ancho de banda.

La técnica que se va a utilizar en este trabajo será utilizar estructura de parches apilados [3.6]. Con este método, cada nivel empleado en el diseño, generará una resonancia correspondiente a determinada frecuencia. Con la inclusión de más niveles, se podrán combinar más de una resonancia con el fin de ampliar la banda de trabajo.

3.6 REFERENCIAS

[3.1] C.A. Balanis, *Antenna theory, Analysis and Design*, 2nd ed., John Wiley and Sons, New York, 1997

[3.2] R. Garg, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Ed. Artech House

[3.3] K. Hirasawa and M. Haenishi, *Analysis, Design and Measurements of Small and Low Profile Antennas*, **Artech House Inc, London, 1992.**

[3.4] R. Collin, *Foundations of Microwave Engineering.*

[3.5] P.S.Hall, *Review for Techniques for Dual and Circularly Polarised Microstrip Antennas*, **School of Electronic and Electric Engineering, University of Birmingham.**

[3.6] G. Villaseca, *Ensanchamiento de banda de antenas parche apiladas*, Trabajo Dirigido. Dpto de Teoría de la Señal y Comunicaciones. **Universidad Carlos III de Madrid**

4 DISEÑO DEL ELEMENTO RADIANTE LINEAL

4.1 INTRODUCCIÓN

En este apartado se va a desarrollar el proceso de diseño del elemento unitario que conformará el array de nuestra antena. Este diseño se realiza de manera completamente independiente del polarizador circular y de la posterior formación del array 2x2. Como se ha comentado anteriormente, los parches utilizados serán de forma rectangular, creándose una estructura apilada [4.1] de doble nivel con parches de diferente tamaño en ambas, siendo el parche inferior más grande que el superior. Una de las características de las antenas microstrip es que este ancho de banda de trabajo no suele ser notorio, aunque existen diversas técnicas, como puede ser la alimentación de acoplo por proximidad, que alcanza aproximadamente el 13% de banda relativa. El hecho de utilizar doble nivel es una técnica con la que podemos aumentar el ancho de banda en reflexión, ya que generamos una doble resonancia en el elemento radiante. Al utilizar un doble nivel de parches, siempre teniendo en cuenta unas dimensiones aproximadas de $\lambda_0/2$ en la longitud resonante, se consigue la doble resonancia. Para nuestro caso, centraremos la doble resonancia en frecuencias cercanas a los 3'5GHz.

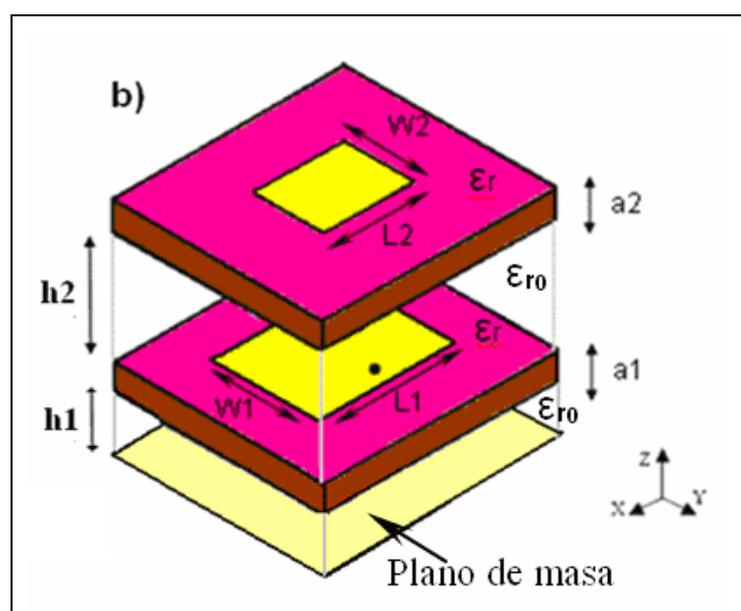


Figura 4-1 Estructura del elemento radiante unitario lineal

4.2 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS INICIALES

El objetivo es diseñar un elemento radiante que funcione a la frecuencia central de 3.5 GHz y con un ancho de banda relativo (BW_r) \approx 12% por debajo de -15 dB capaz de competir con el conseguido en antenas cuya alimentación es de acoplo por proximidad o por ranura, y que por tanto abarque el rango de frecuencias de 3.3 a 3.7GHz.

$$BW_r = \frac{\Delta BW}{f_0} = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (4.1)$$

Otra característica a tener en cuenta se reflejará en el diagrama de radiación. Nuestro elemento radiante no será excesivamente directivo, ya que esta es una característica inherente de los parches microstrip [4.2], aunque si realizaremos el diseño buscando una ganancia notoria y un haz de radiación por debajo de 3dB superior a los 60° ($\pm 30^\circ$).

En las especificaciones iniciales también se expone la alimentación a través de una vía desde un puerto coaxial de 50 Ω soldado al plano de masa y hasta el primero de los parches [4.3]. Una de las variables que también tendremos que tener en cuenta será la distancia de la unión vía-parche al borde del parche, que afectara en la reflexión hacía el puerto.

El listado de materiales que se deben utilizar se muestra a continuación en la Tabla 4-1. Todos estos materiales entran dentro del presupuesto del proyecto y financiados por la Universidad Autónoma de Madrid. Hay que destacar que se ha elegido el uso de un sustrato sustituto del aire para así poder mejorar la fijación de las capas del elemento radiante y su perpendicularidad con respecto a la horizontal. En el caso de no haber incluido este sustrato y haber dejado los niveles separados por aire, en el proceso de montaje, el atornillado hubiera curvado los planos empeorando la eficiencia de radiación al fomentar la aparición de ondas de superficie. Los dieléctricos de vidrio/epoxy empleados como base de inclusión de los parches constan de una permitividad eléctrica algo alta para antenas de este tipo, pero fueron elegidos por motivos específicos del presupuesto.

Altas permitividades eléctricas aumentan las pérdidas por radiación y por transferencia de calor [4.3].

WiMAX 3.5GHz	Materiales
	<p style="text-align: center;"><u>Sustrato sustituto del aire</u> Rohacell, $\epsilon_{r0} = 1.006$ espesores = h1 y h2</p>
	<p style="text-align: center;"><u>Dieléctricos 1 y 2</u> Vidrio/epoxy FR-4, $\epsilon_r = 4.5$ tang $\delta = 0.015$ espesores = a1 y a2</p>
	<p style="text-align: center;"><u>Parches 1 y 2</u> Cobre $\sigma = 107$ s/m espesor = 0.035mm</p>

Tabla 4-1. Especificaciones de materiales a utilizar

4.3 FASE DE SIMULACIÓN

Una vez definidas todas las especificaciones y requisitos iniciales a tener en cuenta en el elemento radiante, vamos a proceder a la simulación de resultados sobre el entorno Ansoft Ensemble [4.4]. Como se ha de suponer inicialmente, la simulación dará resultados ideales, al no tener en cuenta la situación del entorno en la que se encontrará la antena o lo más común que suele suceder en proyectos de tipo técnico, las imperfecciones de la construcción o montaje. La geometría de los parches será rectangular. Estos a diferencia de los de tipo circular cuenta con un efecto de bordes más pronunciado debido a las variaciones bruscas de perfil en sus vértices. Generalmente estos efectos se compensan con el grosos y la permitividad del dieléctrico sobre el que se sitúa el parche.

En el diseño de los elementos radiantes, no debemos limitarnos a los valores requeridos de reflexión y diagrama de radiación, ya que en la inclusión del polarizador y posterior formación del array, se producirá como se ha de saber, una desadaptación que empeorará todos estos valores, por lo que vamos a buscar unos diseños en los que en el anchos de banda en reflexión bandas se encuentre por debajo de -20dB: $S(\text{dB}) < -20\text{dB}$ y el haz de radiación sea $\approx 65^\circ(\pm 37.5^\circ)$, con lo que contaremos con cierto margen a posteriori.

En primer lugar en las simulaciones llevadas a cabo, se ha creado el primer nivel de nuestro elemento radiante, sobre el que hemos tenido las siguientes consideraciones:

- Las dimensiones que se deben fijar son la anchura del dieléctrico 'a₁' a 0.4mm y el radio que tendrá la vía será de 0.7mm.
- Los parámetros variables con los que trabajaremos para ajustarnos a las especificaciones iniciales serán la anchura del sustrato sustituto del aire 'h₁', la dimensión 'W₁' del lado del parche y la distancia entre el lateral del parche y centro de la perforación donde se introducirá la vía. La dimensión de la longitud resonante 'L₁' deberá ser cercana a $\lambda_0/2 \approx 43\text{mm}$, por lo que podrá servir también como variable de ajuste.

Debemos tener en cuenta que al crear el segundo nivel de nuestro elemento radiante con unas dimensiones determinadas para su parche, vamos a mejorar los valores en nuestra banda en reflexión y expandimos el rango de frecuencias resonantes. Por tanto en este primer nivel vamos a buscar una resonancia cercana a los 3.4GHz, por ser el parche de mayor tamaño que el segundo, la frecuencia de trabajo será menor. La inclusión posterior del segundo nivel con un parche más pequeño, incidirá sobre una frecuencia mayor, en nuestro caso preferiblemente deberá ser cercana a los 3.6GHz, con lo que la doble resonancia quedará centrada en frecuencias próximas a la central que se especificaba al inicio de 3.5GHz.

4.3.1 DIMENSIONES FINALES PARCHES INFERIOR

En este apartado se realizarán simulaciones con el fin de alcanzar las dimensiones óptimas sobre el parche inferior [Figura 4-2].

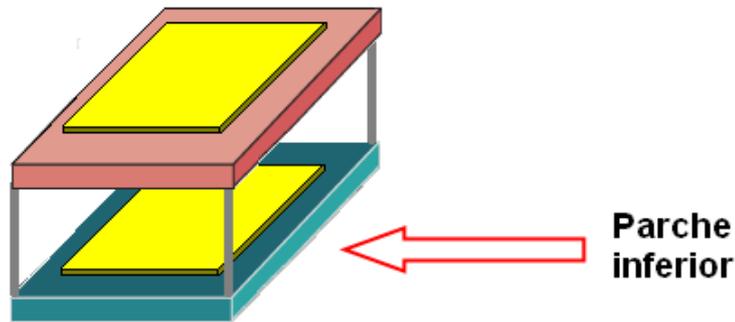


Figura 4-2 Esquema de parches del elemento unitario. Nivel inferior

Tras una serie de simulaciones, las dimensiones que finalmente satisfacen los requisitos definidos inicialmente son las que se exponen en la Tabla 4-2:

WIMAX 3.5GHz	Dimensiones	
	h_1	2.0mm
	a_1	0.4mm
	W_1-L_1	37.0 – 42.6mm
	D(vía,lado)	0.7mm

Tabla 4-2. Dimensiones del primer nivel del elemento radiante

Hay que tener en cuenta que la distancia que exista entre la vía y el lateral del parche no puede ser demasiado pequeña, esto es un valor por debajo de medio milímetro (0.5mm), ya que en la construcción dejaremos un pequeño margen en la perforación, con lo que si esta distancia no es suficiente, podríamos acabar por perforar el lateral del parche. Este punto se detallará en más profundidad en el apartado de construcción del elemento radiante.

4.3.2 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN CON EL DISEÑO FINAL

Se va a analizar los resultados que hemos conseguido que más se aproximen a las características que se estaban buscando. Tras varias series de simulaciones, se ha conseguido por una parte, que el ancho de banda en reflexión sea el deseado en el primer nivel tal y como se observa en la Figura 4-3.

Con un valor de aproximadamente -10dB en reflexión en la frecuencia resonante de 3.41GHz, a tan sólo 10MHz por encima de la buscada, con un ancho de banda poco abrupto conseguimos que el margen no se desestabilice en más de 5dB en nuestra banda de trabajo.

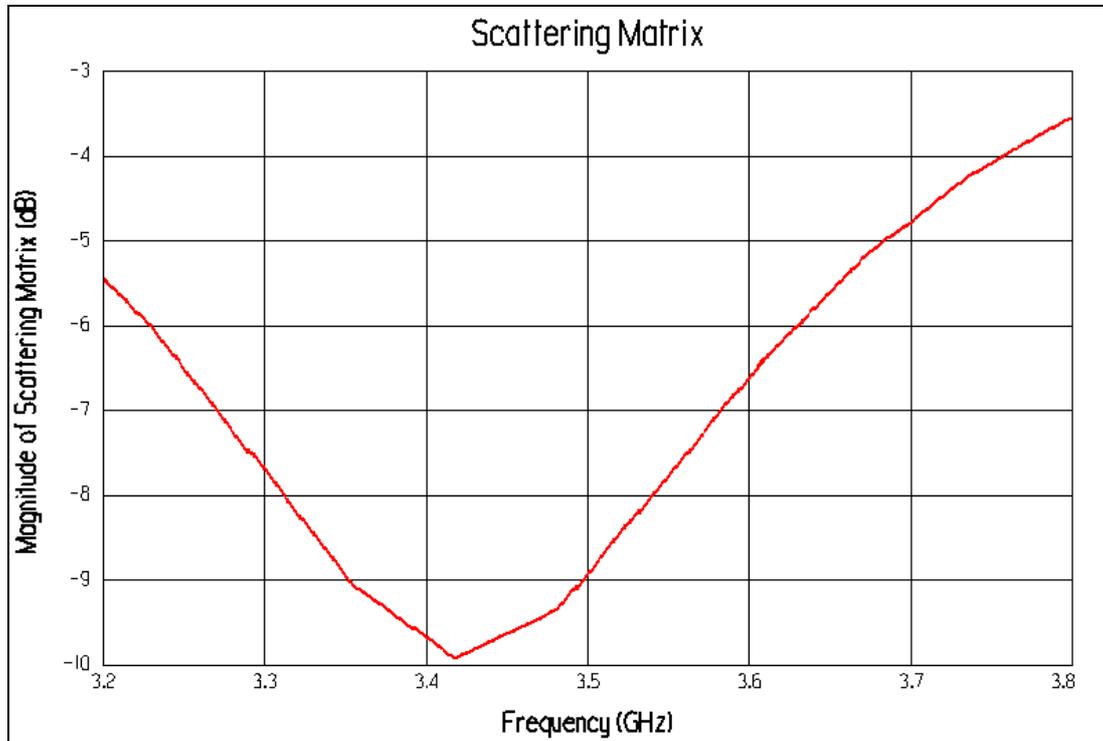


Figura 4-3. Ancho de banda en reflexión del primer nivel

En términos de carta de Smith, Figura 4-4, observamos el comportamiento típico de un parche microstrip en forma de circuito resonante. Al ser la función de la estructura apilada conjunta, con este primer parche no se consigue la adaptación a 50 Ω requerida.

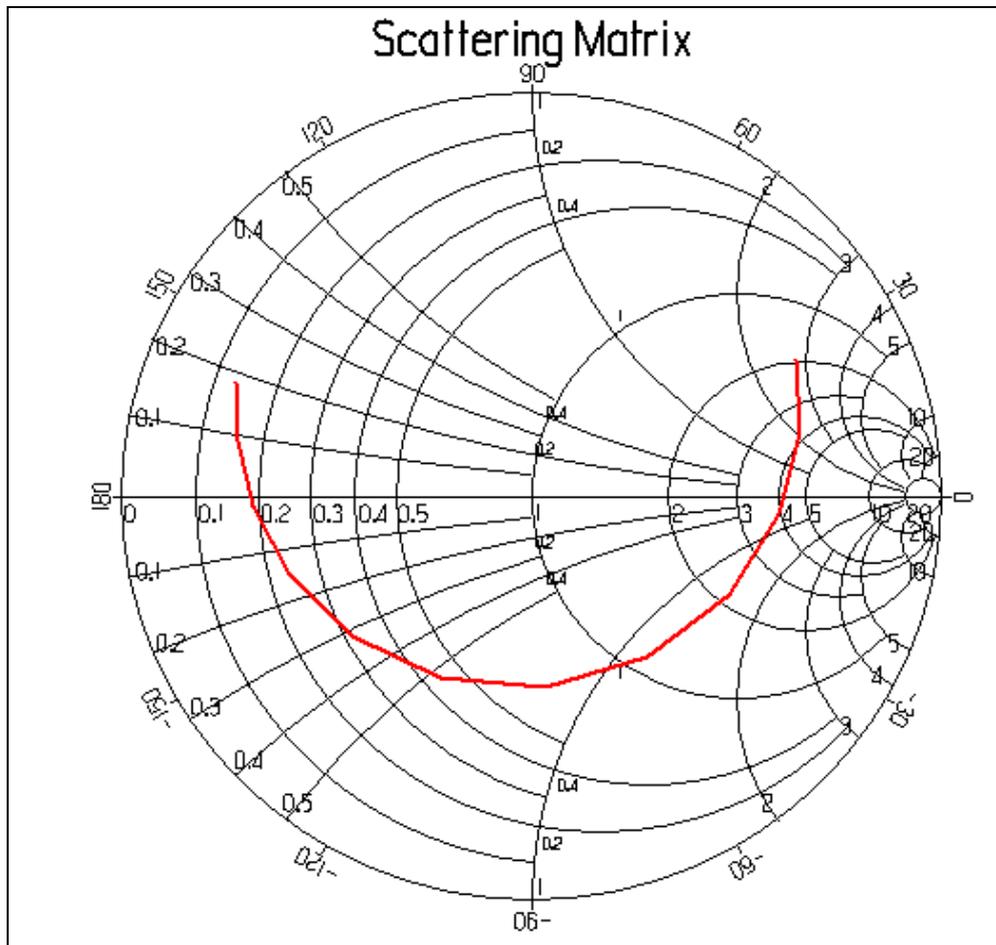


Figura 4-4. Adaptación del primer nivel del elemento radiante según carta de Smith

En la Figura 4-5 se refleja la ganancia que hemos obtenido en el primer nivel del elemento radiante en términos de Φ y θ . Debido a la simetría en el diseño del parche rectangular, la ganancia máxima se encuentra exactamente en la vertical del parche. Se ha conseguido un valor máximo de 9.6dB. Además, la caída en 3dB se consigue en $\pm 34^\circ$, con lo que el haz de radiación a 3dB es de 68° para este primer nivel.

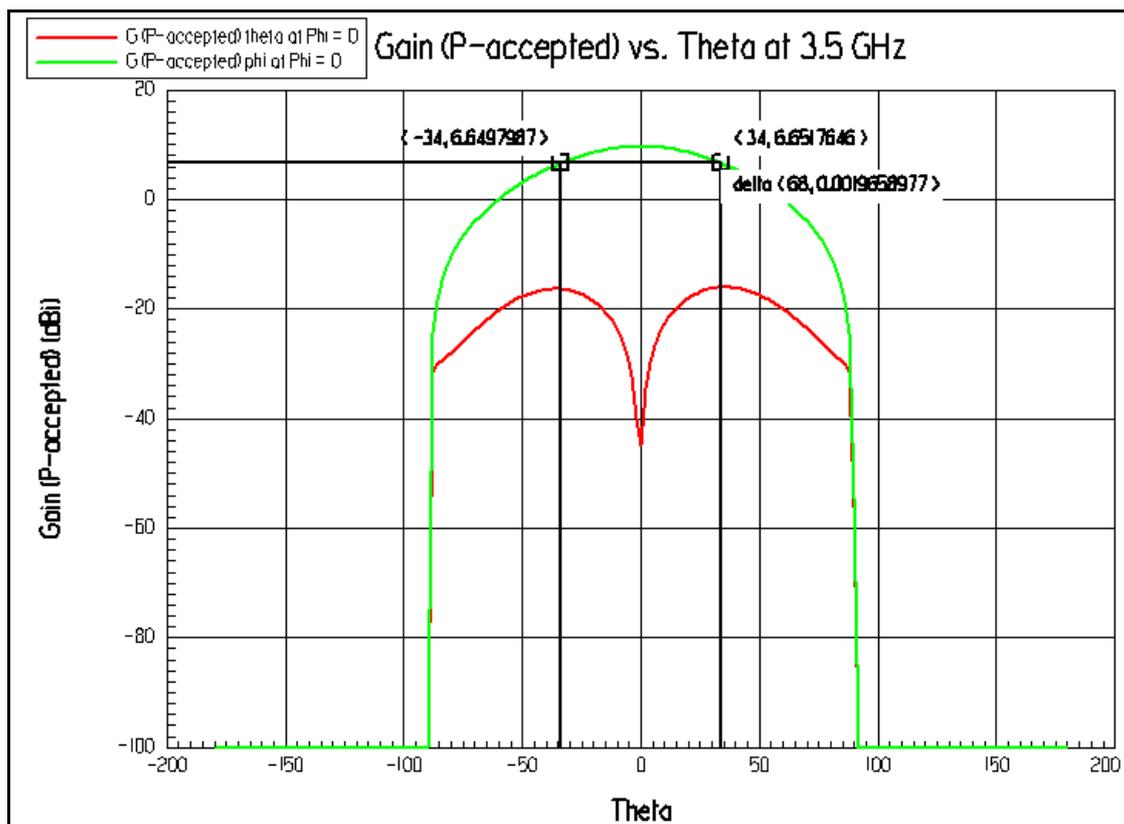


Figura 4-5. Diagrama de radiación para 3,5GHz

Una vez simulado el primer nivel, se va a proceder a desarrollar el segundo. Como se ha comentado anteriormente, el tamaño del parche del segundo nivel ha de ser menor que el del primero, ya que nuestro objetivo es el de producir una resonancia a mayor frecuencia que en el anterior, con lo que con la unión de ambas capas conseguiremos un elemento radiante de banda ancha. Al igual que ocurría en la primera capa, en esta segunda la estructura será la misma: sustrato sustituto del aire, dieléctrico y parche. Este nivel será simulado añadiéndose al primero.

4.3.3 VARIACIONES

Las dimensiones y tamaños de la estructura radiante, se han de ir reajustando a medida que se observan los resultados con el fin de optimizar sus características. No podemos decantarnos inicialmente por determinados valores sin antes haber corroborado que determinadas variaciones en ciertas dimensiones mejoran los obtenidos. Partiremos de la referencia de las dimensiones resonantes y características buscadas con las que se consiguen los requisitos iniciales.

Con todo esto, vamos a exponer que variable y en que medida afectan las modificaciones en las dimensiones anteriormente comentadas.

4.3.3.1 PRIMERA CAPA DE AIRE/ROHACELL

➤ **Valor de referencia: 2mm**

Reducción de 1mm (dimensión final: 1mm)

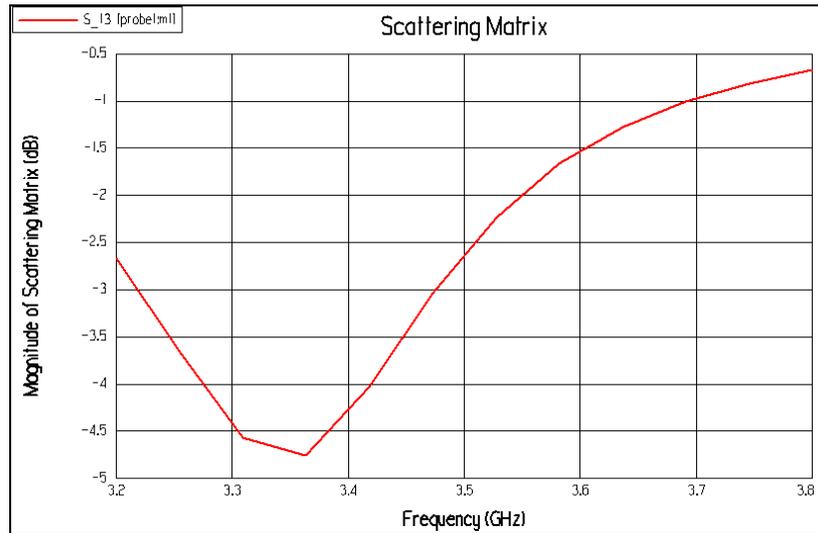


Figura 4-6. Reducción de 1mm en el espesor del Rohacell del primer nivel

Incremento de 1mm (dimensión final: 3mm)

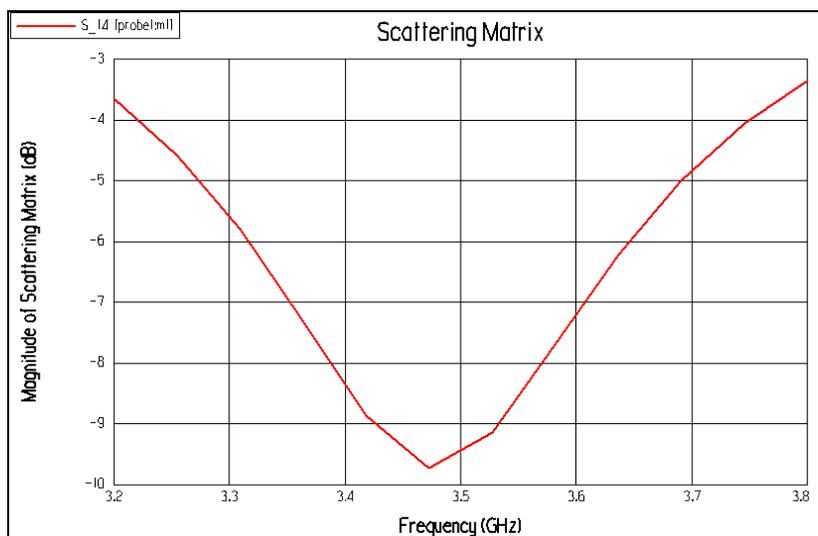


Figura 4-7. Incremento en 1mm en el espesor del Rohacell del primer nivel

Como se puede observar, el aumento de la anchura del nivel de aire que separa el primer nivel del plano de masa desplaza la resonancia hacia frecuencias más altas, a la vez que mejora la magnitud en reflexión. Lo opuesto ocurre al disminuir esta anchura del Rohacell. Estos resultados se basan en la teoría de estructuras microstrip, donde bases dieléctricas de sustratos de baja permitividad eléctrica tienen una función aproximadamente proporcional, siempre hasta cierto límite de dimensiones, entre la anchura de esta y la frecuencia resonante del conductor impreso sobre él.

4.3.3.2 DIMENSIONES DEL PARCHE

- Dimensiones de referencia: L=42.6mm W=37.0mm

Incremento de 2mm en L (dimensión final: 44.6mm)

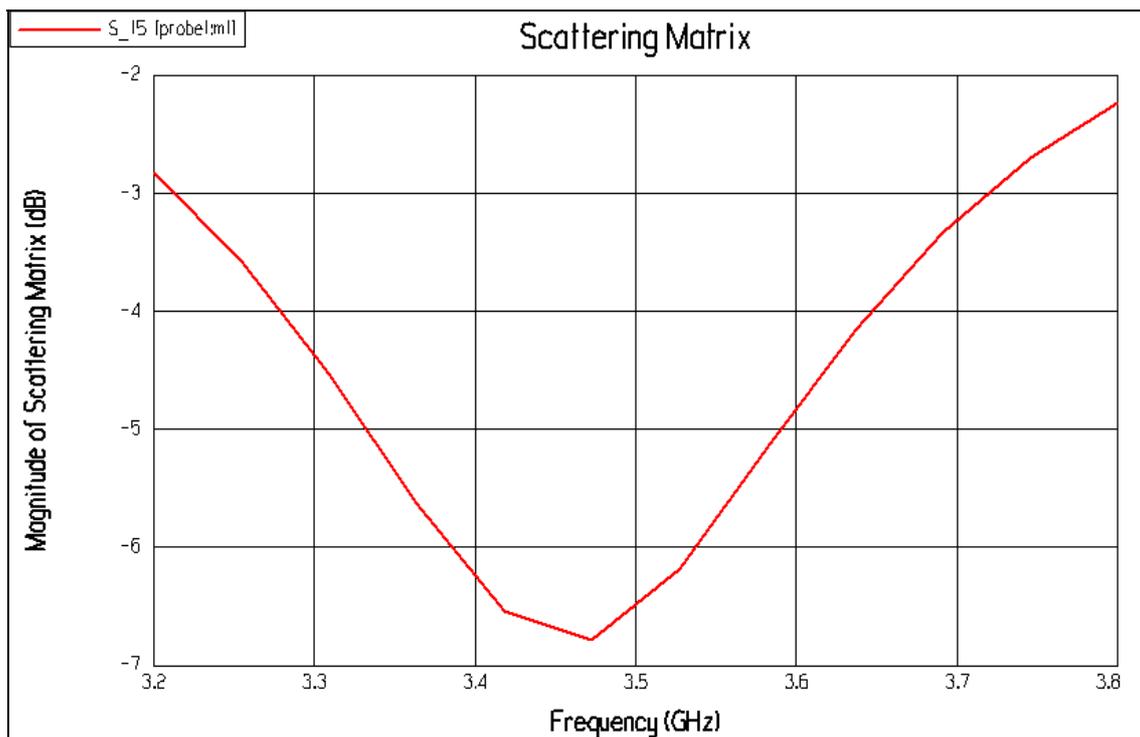


Figura 4-8. Incremento de 2mm en la dimensión 'L'

Reducción de 2mm en L (dimensión final: 40.6mm)

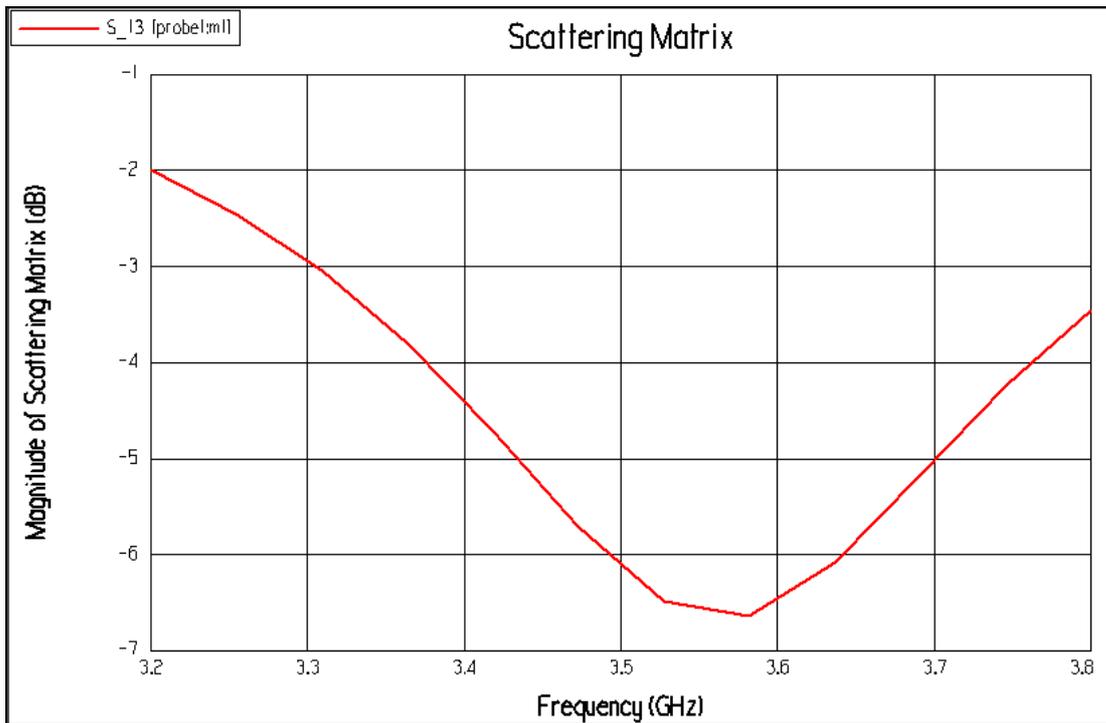


Figura 4-9. Reducción de 2mm en la dimensión 'L'

Incremento de 2mm en W (dimensión final: 39.0mm)

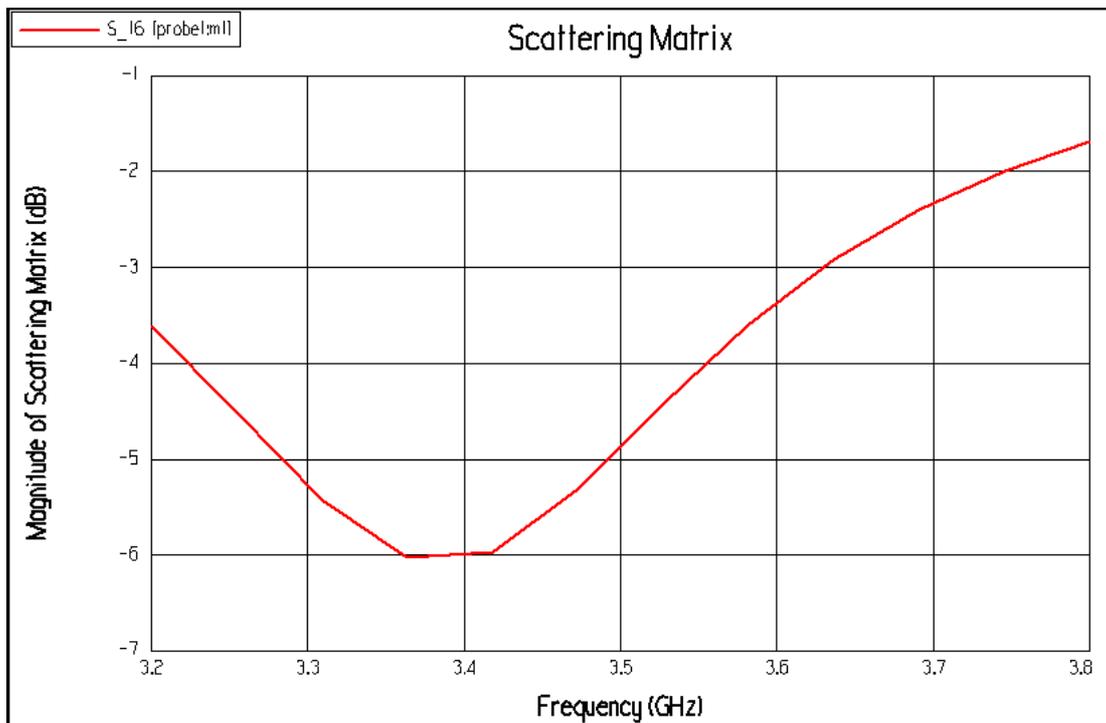


Figura 4-10. Incremento de 2mm en la dimensión 'W'

Reducción de 2mm en W (dimensión final: 35.0mm)

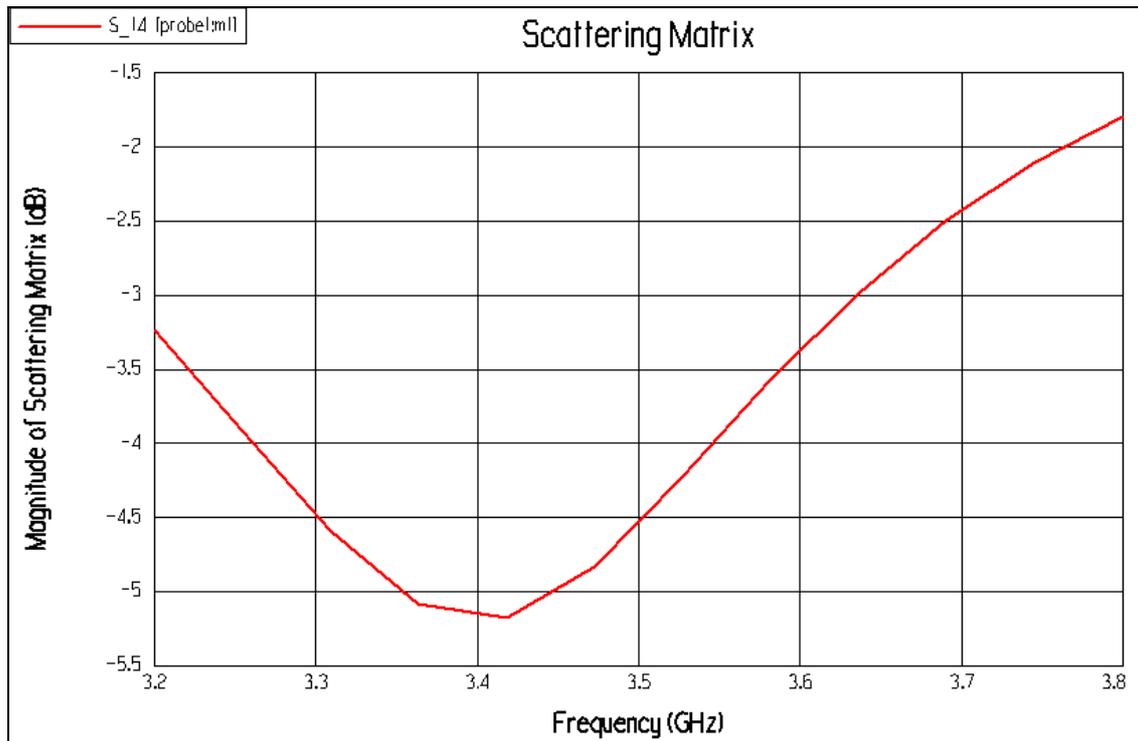


Figura 4-11. Reducción de 2mm en la dimensión 'W'

Como ya se ha comentado, el primer nivel de este elemento radiante tiene que resonar a una frecuencia por debajo de los 3.5GHz centrales de la estructura general, por lo que las dimensiones del parche impreso sobre él, han de ser superiores a las requeridas para dicha frecuencia. En primer lugar hay que tener en cuenta que se debe ajustar la dimensión resonante de este primer parche a una longitud algo por encima de $\lambda/2$. La explicación de esto se ha detallado en el apartado 3.3.1, donde se explica la relación entre dimensiones de estructuras microstrip y su frecuencia de trabajo.

Las dimensiones de una estructura microstrip tienen que estar correladas, esto es, siempre existe una relación entre 'L' o longitud resonante y 'W' o dimensión de anchura si se precisa la optimización de las características radiantes. En general, la dimensión 'L' afecta principalmente en gran medida a la frecuencia central, mientras que 'W' modificará en mayor grado la magnitud y ancho de banda de reflexión. Esto mismo se puede observar en las Figuras 4-8 y 4-9, donde la variación de 'L' modifica inversamente el valor de la frecuencia de resonancia, sin apenas existir variación en el

valor de la magnitud en reflexión. Este parámetro si que aparece altamente afectado por la modificación de 'W', donde un incremento aumenta el ancho de banda nombrado anteriormente y mejora el valor en reflexión. Lo contrario ocurre si se disminuye, reduciéndose ancho de banda y empeorándose la reflexión.

4.3.3.3 DISTANCIA DEL EJE DE LA VÍA AL LATERAL DEL PARCHE

➤ **Distancia de referencia: 0.7mm**

Reducción de la distancia hasta el límite: 0.5mm

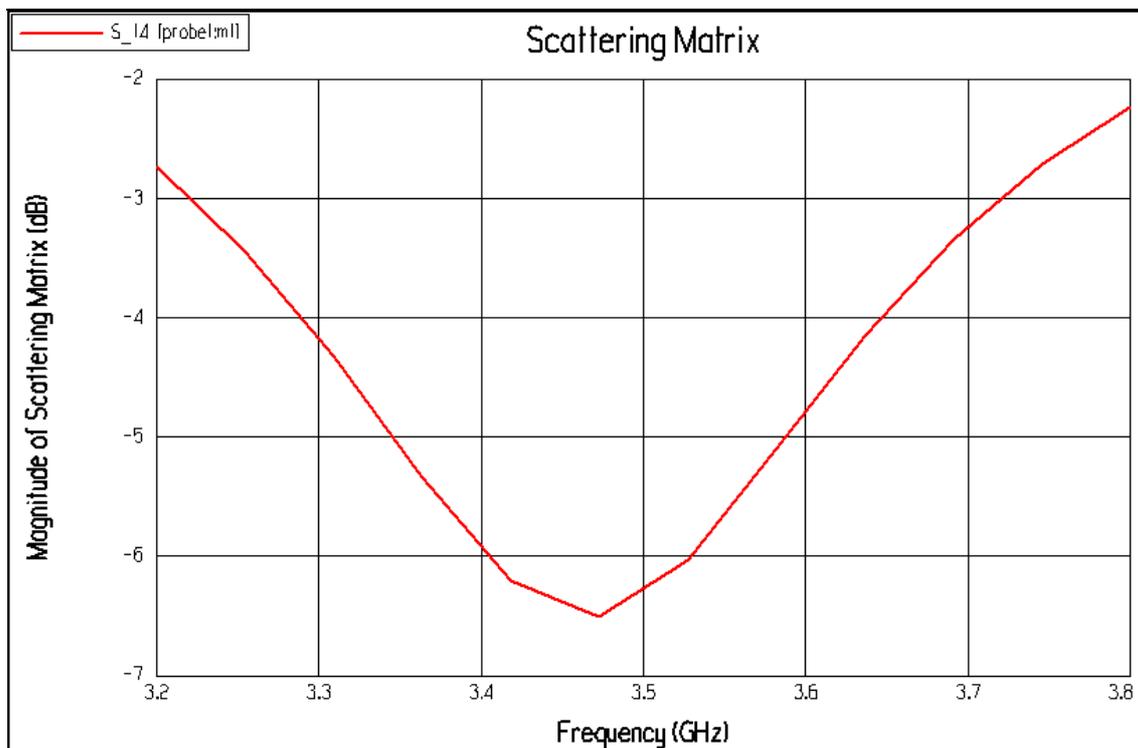


Figura 4-12. Reducción de la distancia vía-borde en 0,5mm

Incremento en la distancia de 1mm (distancia final: 1.7mm)

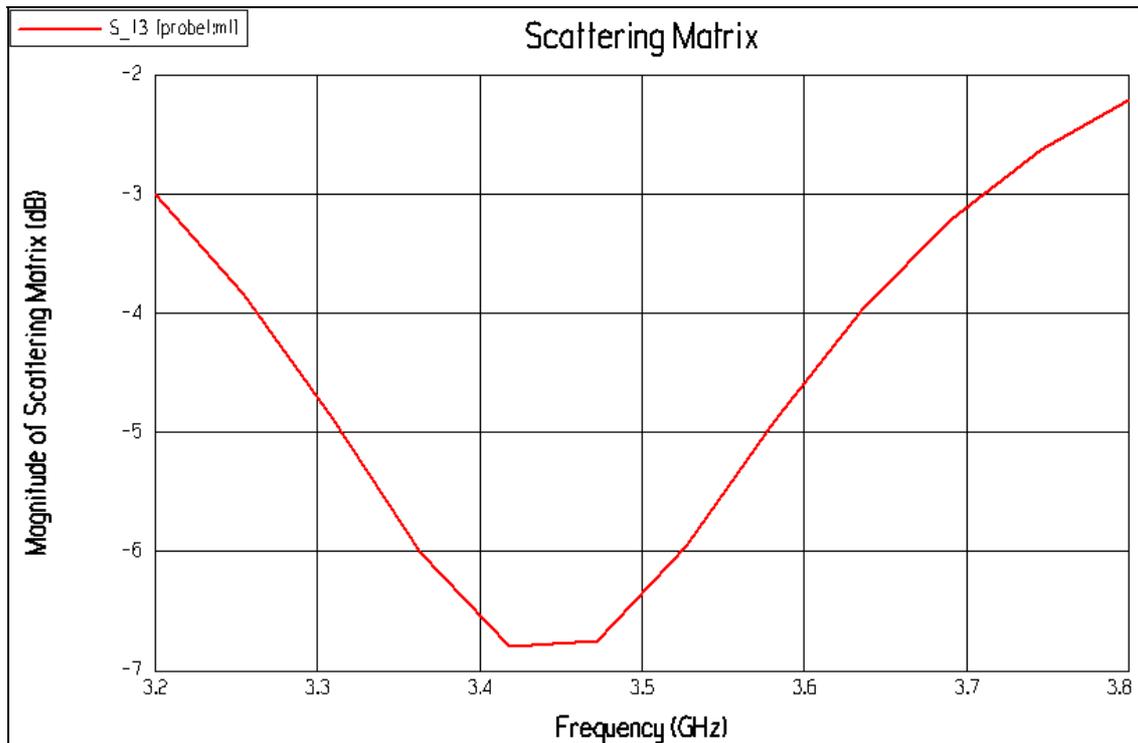


Figura 4-13. Incremento de la distancia vía-borde en 1mm

Como ya se ha comentado en el apartado 3.2, el modelo y técnica de alimentación afectan altamente a las características y parámetros de radiación de toda estructura microstrip. En nuestro caso con la alimentación por vía coaxial por un único puerto hemos de tener en cuenta que la posición de dicha toma de alimentación afectará en igual medida tanto a los parámetros en radiación como a la linealidad de esta.

A medida que la conexión vía-parche se acerca más al lateral de este último, los valores de reflexión aumentan su valor, al igual que ocurre con la frecuencia central de resonancia. Si alejamos esta toma de alimentación, reducimos los dos parámetros anteriores, al igual que aumentamos el ancho de banda en reflexión. Además de esto, tenemos que tener en cuenta que la polarización lineal se mejora cuanto más alejada del centro geométrico del parche situemos la vía, por lo que al acercarla al borde, estamos mejorando dicha linealidad. A medida que nos acercamos al centro del parche, se comienzan a generar modos eléctricos perpendiculares que aumentan la componente contrapolar.

	Anchura aire 'h ₁ '	Dimensión lateral parche 'L ₁ '	Dimensión lateral parche 'W ₁ '	Distancia centro de la vía al lateral del parche
Incremento	Aumento del ancho de banda en reflexión Aumento de las onda de superficie Aumenta la frecuencia central	Disminuye la frecuencia resonante	Mejora el nivel en reflexión de la frecuencia resonante y se aumenta el ancho de banda	Disminuye la frecuencia central empeora la linealidad de la polarización
Disminución	Reducción del ancho de banda Aumento de pérdidas Disminución de la frecuencia central	Aumenta la frecuencia resonante	Empeora el nivel en reflexión de al frecuencia resonante y se reduce el ancho de banda también en reflexión.	Aumenta la frecuencia central Aumenta la pureza de la linealidad

Tabla 4-3. Parámetros variables

4.3.4 DIMENSIONES FINALES PARCHES SUPERIOR

En este apartado se llevarán a cabo los estudios y simulaciones sobre el segundo nivel del elemento unitario para obtener el dimensionado correcto sobre el parche de esta capa [Figura 4-14].

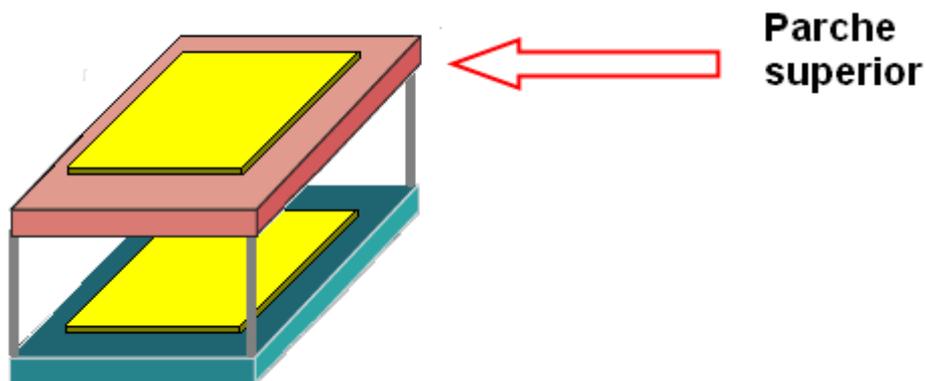


Figura 4-14 Esquema de parches del elemento unitario. Nivel superior

La selección de dimensiones correspondientes para este nivel se muestra en la Tabla 4-4. Una vez simuladas ambos niveles, el diseño del elemento radiante queda finalizado.

WiMAX 3.5GHz	Dimensiones	
	h_2	5.0mm
a_2	0.4mm	
W_2-L_2	30.2 – 35.8mm	

Tabla 4-4. Dimensiones del segundo nivel del elemento radiante

En la Figura 4-15 observamos como el ancho de banda en reflexión con respecto al obtenido en el primer nivel se ha ampliado notoriamente. En esta ocasión, la segunda resonancia se ha conseguido en aproximadamente 3.7GHz. Ahora es momento de comprobar si se han conseguido las especificaciones requeridas en un inicio. En primer lugar se ha conseguido un ancho de banda en reflexión por debajo de -15dB y su correspondiente ancho de banda relativo de:

$$\Delta BW = 3.73 - 3.32 = 0.41GHz \quad BW_r = \frac{\Delta BW}{f_0} = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{0.41GHz}{3.5GHz} = 11.7\% \quad (4.2)$$

Como se puede comprobar los resultados de la simulación son bastante buenos con respecto a las especificaciones iniciales requeridas.

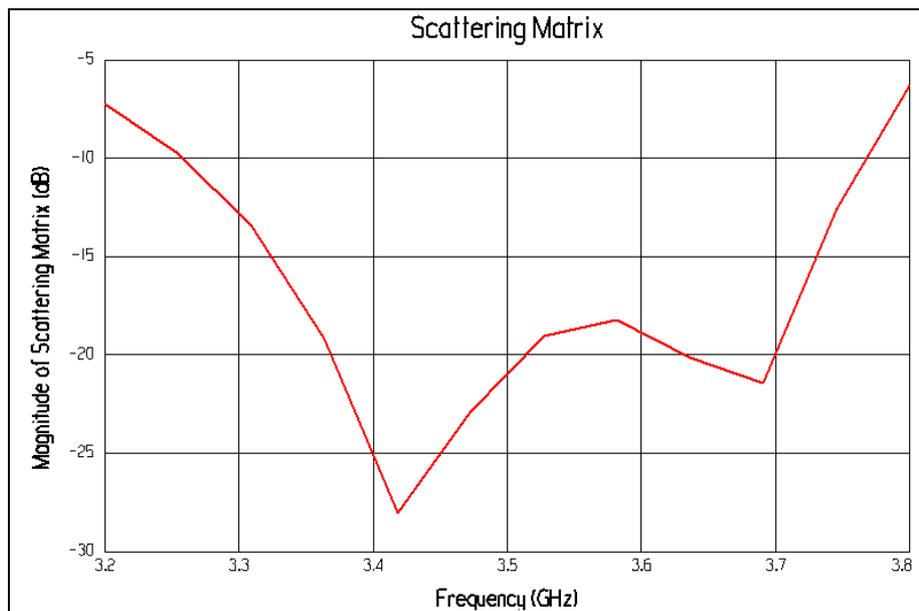


Figura 4-15. Ancho de banda en reflexión del elemento radiante

En términos de adaptación vista en carta de Smith, observamos en la Figura 4-16 dos trazas que simulan las dos resonancias producidas, y como se entrecruzan en un valor de $0.8 + j0.16$ en términos de adaptación normalizada a 50Ω , correspondiente a la frecuencia de 3.5GHz.

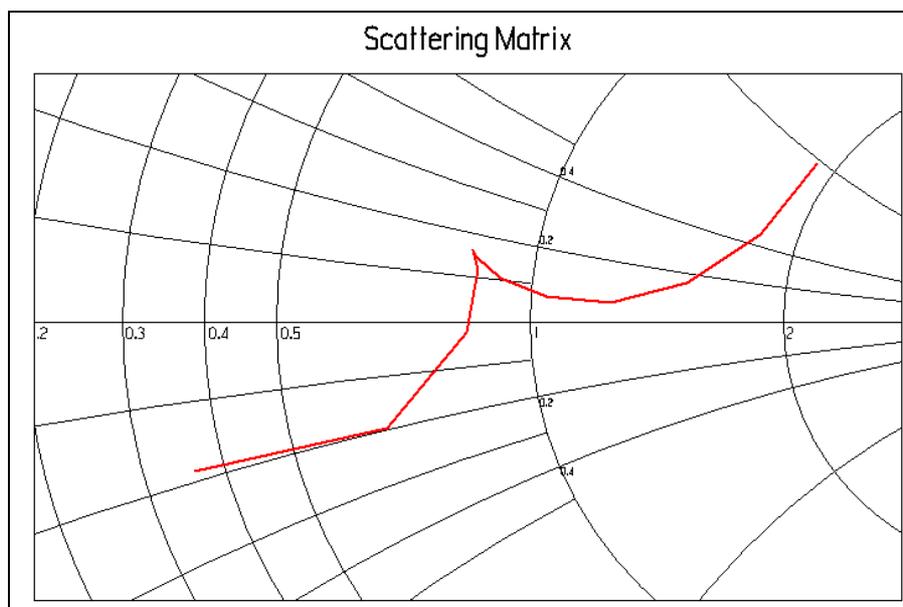


Figura 4-16. Adaptación del elemento radiante según carta de Smith

La ganancia ofrecida por el elemento radiante a 3.5GHz según se muestra en la Figura 4-17, nos ofrece un valor máximo de 9.5dB en la vertical del elemento ($\theta=0^\circ$). Se ha conseguido una ancho de haz a -3dB de $72^\circ (\pm 36^\circ)$. Como se puede observar en la figura, existe un pequeño desalineamiento de 4° en el apuntamiento debido a una ligera asimetría en el diseño. A pesar de esto, se obtiene una buena linealidad en este elemento unitario diseñado, gracias a la baja componente contrapolar.

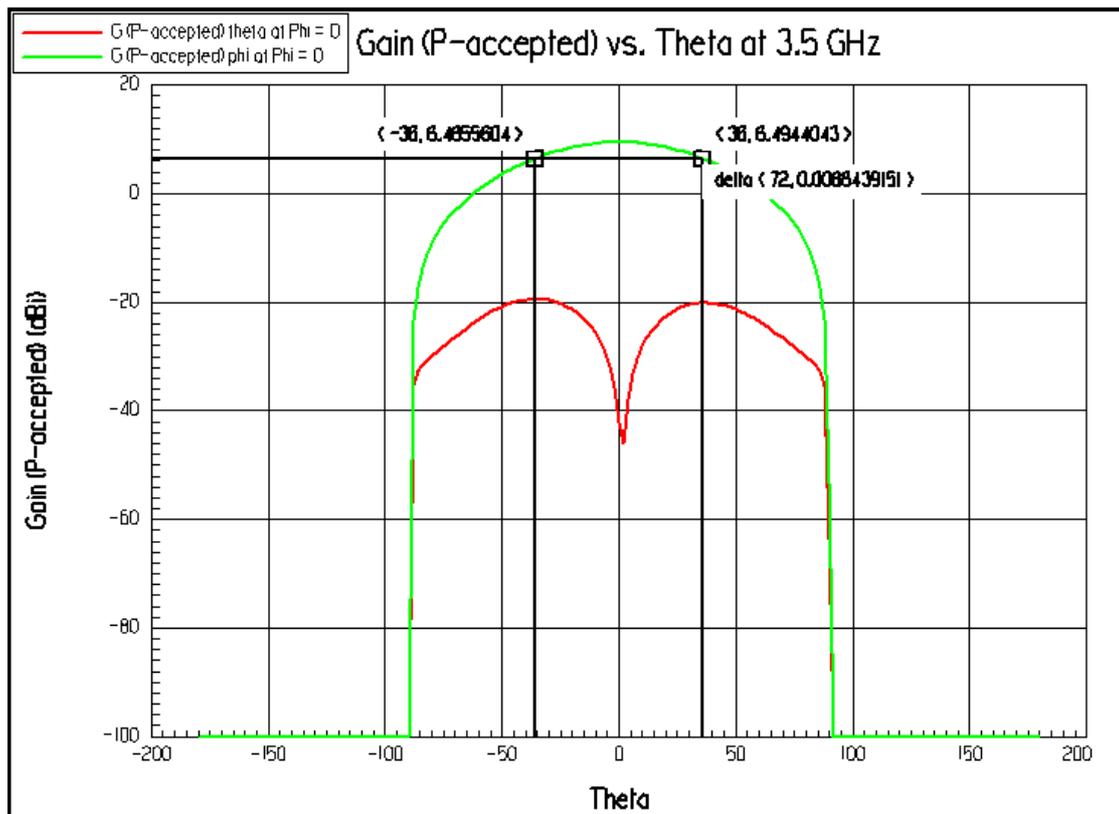


Figura 4-17. Diagrama de radiación del elemento unitario para 3.5GHz

Tras el diseño realizado y comprobar que los requisitos han sido conseguidos, se continuará con la fase de construcción en la que se creará este elemento radiante.

4.3.5 VARIACIONES

En esta ocasión vamos a mostrar los resultados de modificar las dimensiones posibles del segundo nivel de la estructura.

➤ Separación aire 'h₂'. Dimensión inicial: 5mm

Reducción de 1mm (dimensión final: 4mm)



Figura 4-18. Reducción de 1mm en el espesor de aire del segundo nivel

Incremento en 1mm (dimensión final: 6mm)

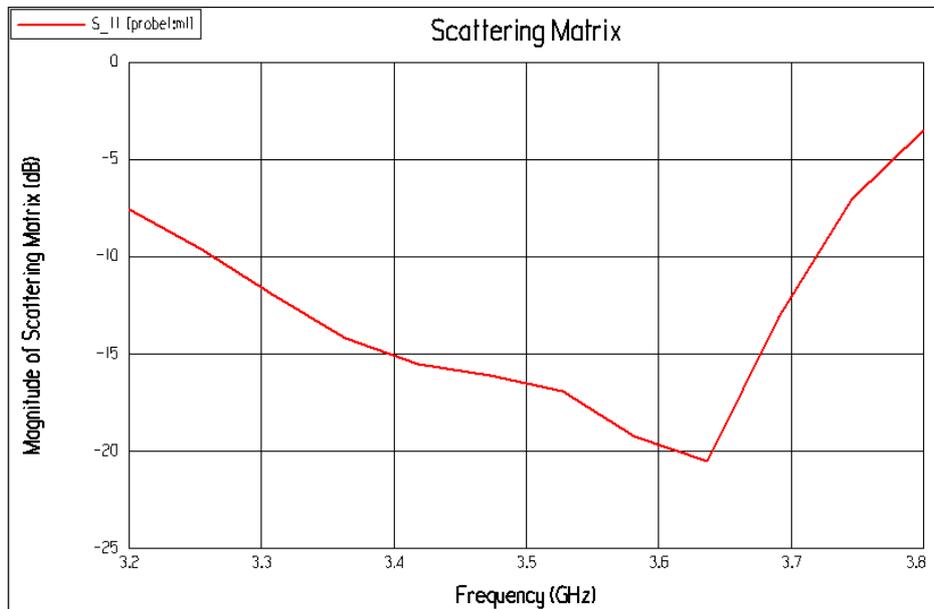


Figura 4-19. Incremento en el aire del segundo nivel en 1mm

➤ **Distancia vía – lateral del parche. Distancia inicial: 0.7mm**

Reducción en 0.5mm

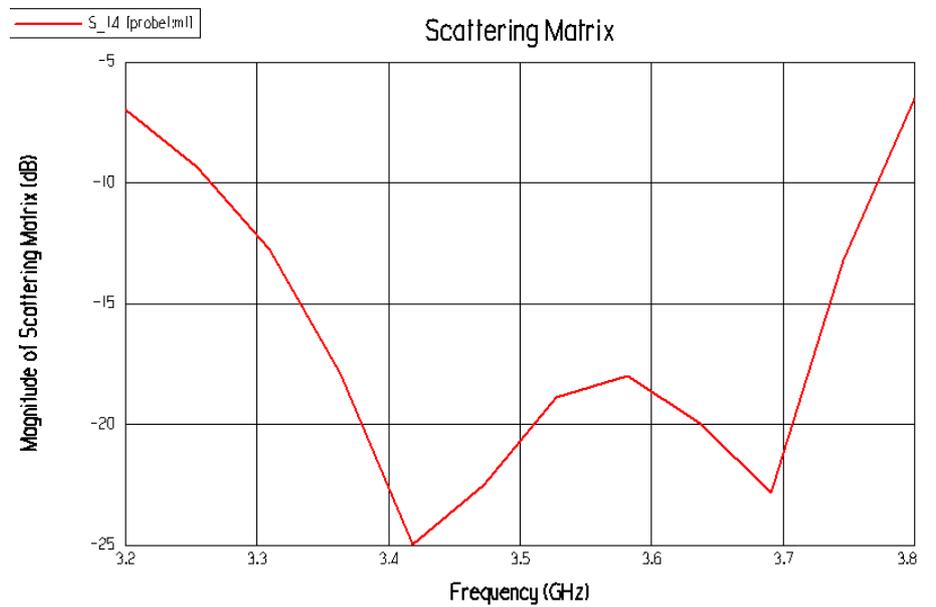


Figura 4-20. Reducción de 0,5mm en la distancia vía-borde

Incremento en 0.5mm

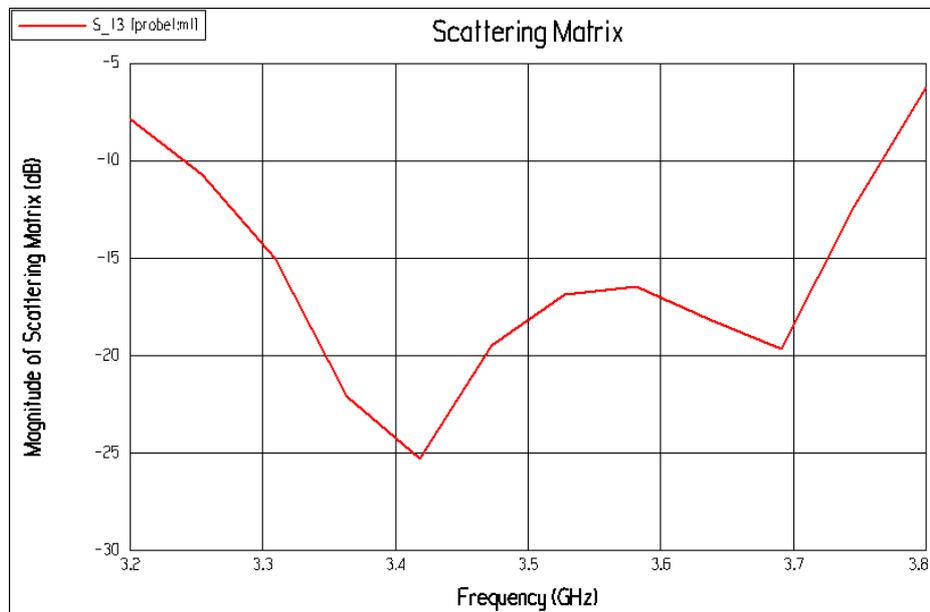


Figura 4-21. Aumento de 0,5mm en la distancia vía-borde

En esta ocasión volvemos trabajar con distintas dimensiones de elementos, con lo que se van observando ciertas tendencias en cuanto a resultados. En la Tabla 4-5, se recogen las variaciones más significativas en cuanto al segundo nivel se refieren:

	Anchura aire 'h ₂ '	Dimensión lateral parche 'W ₂ '	Dimensión lateral parche 'L ₂ '
Incremento	Aumento del ancho de banda en reflexión y de las onda de superficie	Aumenta el nivel en reflexión de la frecuencia resonante y se reduce el ancho de banda	Disminuye la frecuencia resonante
Disminución	Reducción del ancho de banda y aumento de pérdidas	Disminuye el nivel en reflexión de al frecuencia resonante y se mejora la simetría del diagrama de radiación	Aumenta la frecuencia resonante

Tabla 4-5. Parámetros variables en el segundo nivel del elemento radiante

4.4 FABRICACIÓN DEL ELEMENTO RADIANTE

4.4.1 INTRODUCCIÓN

La construcción del elemento radiante se realizará en los talleres de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid. En esta fase incluiremos los procesos de fabricación de los parches y de montaje del elemento.

En primer lugar se va a proceder a detallar el proceso de fabricación de los parches. Para los elementos radiantes de esta antena se van a utilizar parches de cobre sobre dieléctrico vidrio/epoxy FR-4 con las características mecánicas y eléctricas comentadas en puntos anteriores. Este dieléctrico consta de una película fotosensible sobre la que se fotograbará el parche.

En el proceso de montaje hay que tener especial cuidado con los taladros y en especial el correspondiente al que afecta a la vía.

Los atornillados que circuncindan el elemento radiante se realizan sobre métrica 3 (M3) siendo ocho en total, cuatro en los vértices y otros cuatro en los puntos medios de los laterales de los niveles. Para la perforación de la vía, se utiliza una broca de 1mm de diámetro (\emptyset). Los tornillos utilizados serán del tipo autoblocante, de 10mm de longitud hasta la cabeza. Estos tornillos fijarán el elemento radiante al plano de masa de aluminio. Hay que recordar que sobre este plano de masa irá atornillado el puerto de 50 Ω .

Contamos con láminas de Rohacell de 1mm de grosor, por lo que simplemente deberemos apilar las requeridas para conseguir las anchuras en las capas donde se requiera aire. Estas láminas nos servirán como refuerzo para evitar que las capas de dieléctrico FR-4 se curven y con ello se fomenten las ondas de superficie que reducirán la potencia radiada.

4.4.2 PROCESO DE FABRICACIÓN

Los diferentes pasos para la fabricación de la estructura microstrip son los siguientes:

1.- Impresión del fotolito de la placa. El diseño se ha hecho mediante el programa de diseño AutoCAD2006A. El fotolito se debe imprimir en papel de transparencia o en un papel vegetal. En el fotolito se aprecian los huecos dejados para soldar los componentes y los huecos de métrica 3 (M3) donde se introducirán los taladros de sujeción de la estructura.

2.- Placa con resina fotosensible positiva. Se trata de una placa de material plástico (fibra de vidrio/epoxy FR-4) cubierta de cobre por las dos caras, y tratada con una resina fotosensible. La resina está protegida de la luz con un adhesivo opaco. Para usar la placa hay que quitar el adhesivo en un ambiente con poca luz, o con una luz que no dañe la resina (luz roja, amarilla).

3.- Insolación. El fotolito debe mantenerse unido a la placa para evitar que se desplace durante la insolación. El fotolito y la placa se introducen en la insoladora para exponer la zona que no se encuentra tapada por la tinta a la radiación ultravioleta. El tiempo de exposición depende del tipo de fotorresina y de la intensidad luminosa.

Para nuestro caso, con un sustrato FR-4 el tiempo es aproximadamente unos 3 minutos. Hay que tener en cuenta que a pesar de las especificaciones del fabricante, puede haber ciertas variaciones en la composición del dieléctrico que modifiquen estos tiempos.

4.- Revelado. La placa se introduce en un baño con revelador (sosa), hasta que se aprecie que los dibujos del fotolito se han transferido a la resina. El tiempo no puede excederse demasiado ya que la propia sosa corrompería nuestros parches dejándolos inservibles.

5.- Ataque del cobre. La solución atacante está compuesta por dos partes de agua oxigenada y una parte de sulfuro. Se sumerge la placa en la solución hasta que el cobre no protegido por la resina se ha disuelto. La manipulación de estos componentes químicos resulta peligrosa y debe hacerse con cuidado.

6.- Eliminación de la resina sobrante. Con acetona o en su defecto con agua a presión se elimina la resina sobrante, que aún sigue cubriendo el cobre de la placa.

7.- Taladro. Para la fabricación de la vía hay que taladrar la placa. El grosor de la broca utilizada es de 0.75mm de radio, que se corresponde aproximadamente con el diámetro del alma utilizado en la vía. Hay que guardar cierto margen con vistas a la posterior soldadura.

8.- Soldadura de los componentes. Se trata de soldar el hilo de conexión para la fabricación de la vía y soldar el conector. La soldadura de estos componentes se realiza aplicando una fina capa de estaño sobre la pista de cobre. A partir de ahí, se introduce la vía y el conector y se calienta el estaño el tiempo justo para fijar el componente.

9.- Montaje de la estructura radiante. Los diferentes niveles del elemento radiante (ambas capas de parches y capas de rohacell) se atornillan y encajan mediante tornillos de nylon. Hay que tener gran cuidado en este paso, ya que los parches han de quedar perfectamente simétricos uno del otro. Tenemos que evitar que cualquiera de nuestras capas se curve, ya que con esto aumentaríamos el efecto de las ondas de superficie reduciendo la eficiencia de radiación.

En la Figura 4-22 y Figura 4-23 se puede ver el diseño fabricado tras el montaje. En la parte inferior se ha incluido un plano de masa de aluminio básico sobre el que se han realizado los mismos taladros que sobre el elemento radiante además de 4 más que servirán de anclaje en la cámara anecoica con vistas a la medida de su diagrama de radiación.

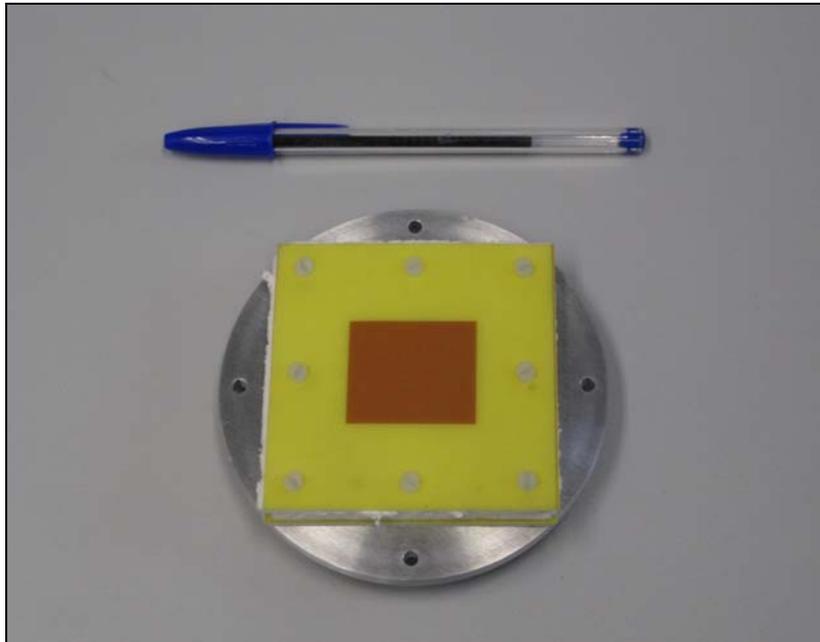


Figura 4-22 Elemento radiante unitario – cara superior

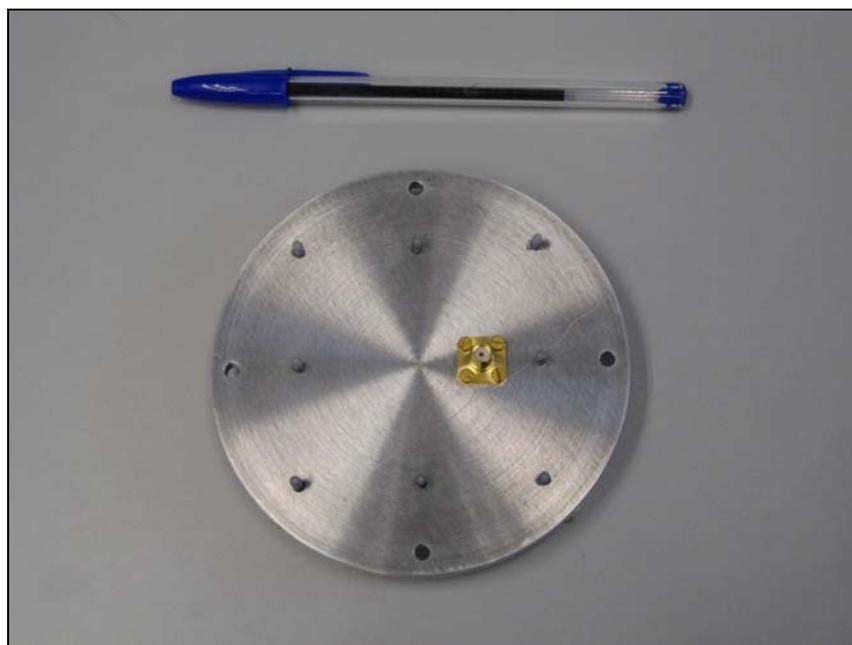


Figura 4-23 Elemento radiante unitario – plano de masa

4.5 MEDICIONES DEL ELEMENTO UNITARIO

Las medidas recogidas por el analizador de redes se pueden observar en las siguientes figuras. Se han recogido los gráficos correspondientes al parámetro de adaptación S_{11} , así como posteriormente se ha llevado esta estructura a la cámara anecoica para con vistas a la obtención de los diagramas de radiación para determinados cortes a frecuencias contenidas en la banda de trabajo.

4.5.1 MEDIDAS ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN

En este punto se realizarán las correspondientes medidas en reflexión mediante el analizador vectorial de redes. Se utilizará el analizador vectorial de redes Rohde & Schwarz ZVL 9KHz-6GHz. Un tipo de medida posible con el analizador de redes serán los parámetros reflexivos 'S' del circuito bajo medida, así como su correspondencia en términos de adaptación según carta de Smith. Para el caso que nos incumbe, para medir la cantidad de potencia que se transmite desde el puerto 1 al puerto 2 se medirá el parámetro S_{21} , lo que servirá para las medidas de acoplos, o para ver la potencia que reflejan los puertos de medida comprobaremos el S_{11} o el S_{22} . Se empleará para ello uno de los analizadores de redes disponibles en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid, y se procesarán las medidas con Matlab y Microsoft Excel.

4.5.1.1 VARIACIONES DE LA ESTRUCTURA

En primer lugar y con vistas a optimizar los resultados de ancho de banda en reflexión del elemento radiante, vamos a establecer variaciones reales en el montaje de la estructura. Básicamente, estas modificaciones siguen las siguientes pautas:

- 🚦 +0.5 mm → el dieléctrico superior pasa a estar con el parche bocabajo, y a su vez se incluye una nueva tira de Rohacell de 1 mm de espesor en el segundo nivel.
- 🚦 +1 mm → se añade una nueva tira de Rohacell de este espesor en el segundo nivel.
- 🚦 -0.5 mm → el dieléctrico superior se da la vuelta, pasando a situar el parche del segundo nivel bocabajo.

Con todo esto, se han realizado las medidas permitentes en el analizador de redes y con la tensión indicada inicialmente. Los resultados comparativos de las cuatro mediciones se observan en la Figura 4-24:

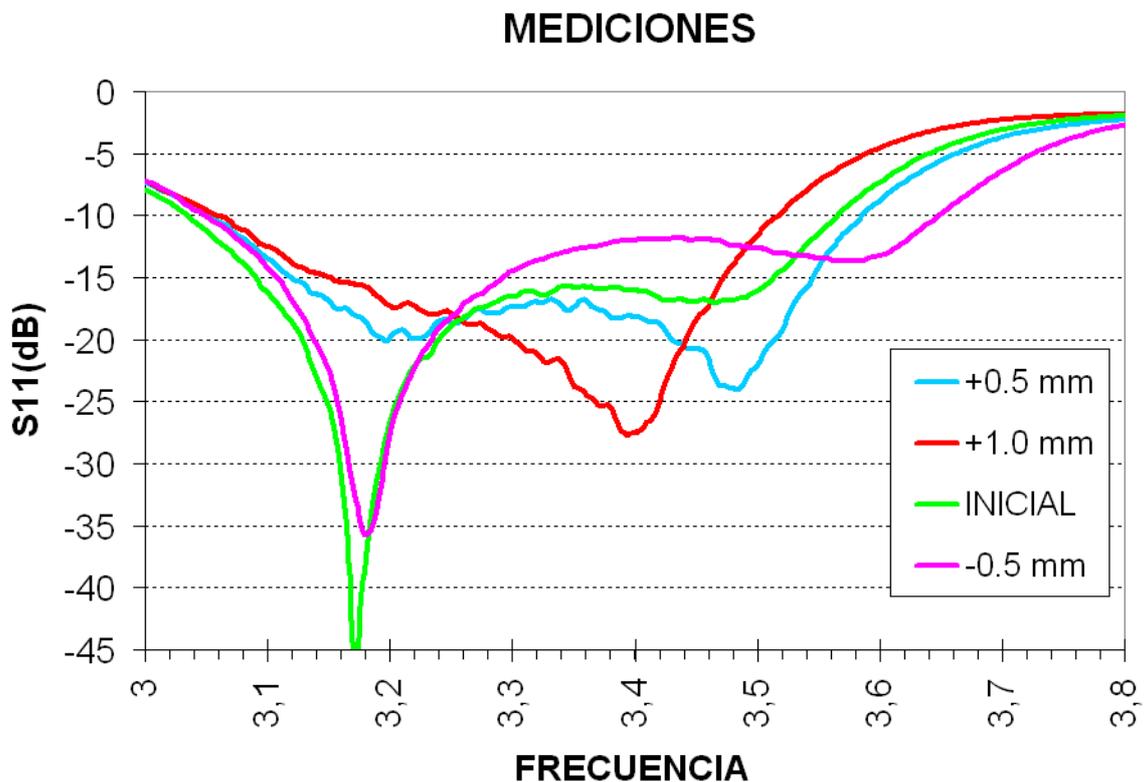


Figura 4-24 Comparativa mediciones reflexión con sus variaciones en estructura

Como se comprueba en la Figura 4-24, las diferentes estructuras modifican sustancialmente los resultados en ámbito de ancho de banda de reflexión. Todos ellos siguen las pautas definidas en el punto 4.3.5 donde se indicaban que determinadas variaciones en las anchuras de la estructura modificaban en diferentes sentidos el funcionamiento del elemento radiante.

En la estructura inicial, las medidas nos ofrecen un ancho de banda de algo más de 400 MHz, comportándose según las especificaciones iniciales en el margen de 3,1 a 3,5 GHz. Observamos un mínimo en 3,17 GHz principalmente causado por adaptaciones por el entorno, ya que hay que tener en cuenta que estas mediciones se han llevado a cabo en el interior del laboratorio de la Escuela Politécnica Superior donde el entorno está muy poblado (ordenadores, sistemas de medición, mesas,...). Si se hubiera llevado a cabo en un entorno al aire libre, este pico no sería tan abrupto.

La primera modificación consta de aumentar en 1 milímetro el ancho de Rohacell del segundo nivel, con lo que la estructura aumentaría su anchura en este valor. Esta modificación se refleja en la gráfica roja. Tal y como se indicaba en el apartado 4.3.5, un aumento de Rohacell, supondría un aumento en la frecuencia resonante. Esto se pudo comprobar en la propia gráfica, donde en esta ocasión el valor central se encuentra en 3,4 GHz. El ancho de banda se ha reducido a unos 300 MHz, entre 3,16 y aproximadamente 3,48 GHz. En esta banda se pueden apreciar fluctuaciones por la desadaptación de los componentes así como el comportamiento no lineal de estos.

La segunda modificación será la que a posteriori mejores resultados nos de. En ella además de mantener la nueva tira de 1 milímetro de Rohacell, se ha dado la vuelta al parche superior, el del segundo nivel. Con todo esto conseguimos un aumento de aproximadamente 0.5 milímetros en la anchura total de la estructura. Los resultados obtenidos quedan reflejados en la gráfica azul de la Figura 4-24. Con esta variación se ha mejorado el ancho de banda en reflexión, alcanzándose 450 MHz, en el rango de 3,1 hasta más de 3,5 GHz. Se ha conseguido estabilizar en gran medida la reflexión, con unas fluctuaciones que no superan los 3 dB en este margen.

La tercera y última modificación del elemento radiante consiste en eliminar el aumento de 1 milímetro de anchura en el Rohacell, dejando el parche bocabajo. Los resultados se aprecian en la gráfica de color rosa. Esta medida empeora los resultados conseguidos hasta el momento. La banda se reduce, al igual que los valores de reflexión en toda ella. Tan sólo se consigue un rango de unos 200 MHz centrados en 3,2 GHz. A pesar de esto, la adaptación en la estructura se ha mejorado, pero no ocurre lo mismo con el puerto de alimentación de 50 Ω .

Con todo esto y tras las diferentes simulaciones, se ha optado por crear como el elemento radiante final el correspondiente en el que la anchura final supere en 0.5 mm a la inicialmente diseñada. En términos de ancho de banda en reflexión y por tanto en adaptación queda demostrado que ha mejorado al inicial.

4.5.1.2 FASE COMPARATIVA IDEAL Y MEDICIÓN

Teniendo ya especificada cual va a ser nuestro elemento radiante que conformará la antena array microstrip 2x2, vamos a comparar los resultados obtenidos con los aportados inicialmente con la simulación, quedando reflejados en la Figura 4-25.

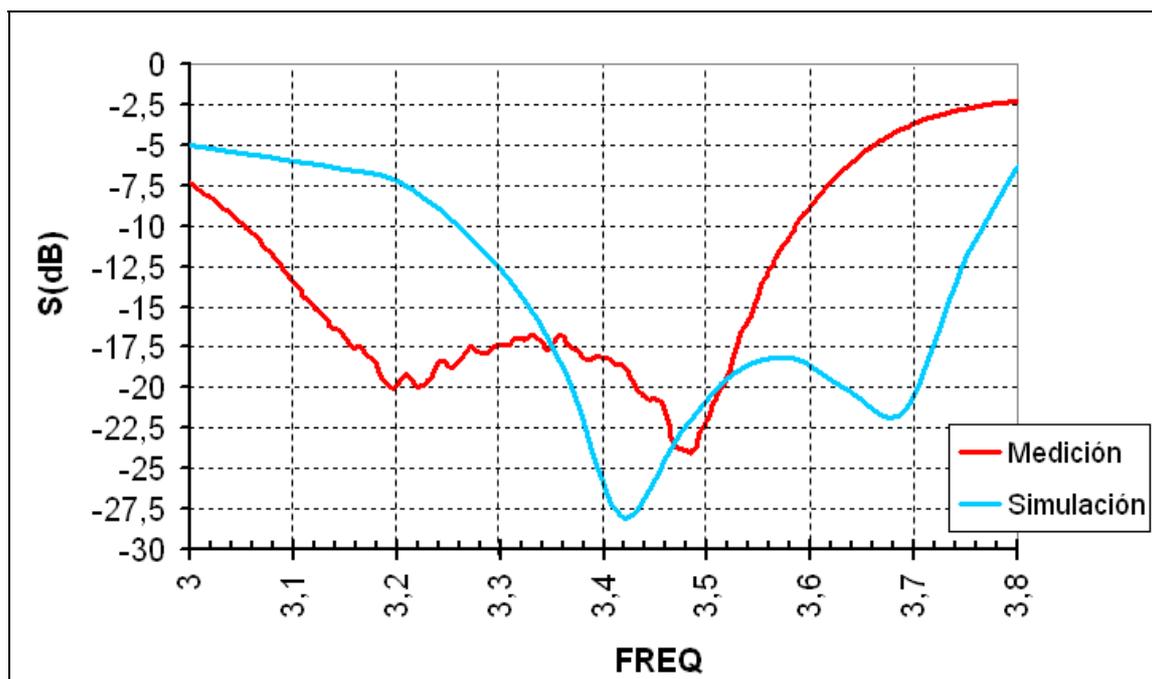


Figura 4-25 Comparativa reflexión S₁₁ (ideal y medición)

Tal y como se puede apreciar, para el diseño con parches rectangulares del sistema WiMAX, se ha conseguido un ancho de banda relativo por debajo de -15dB de:

$$BWr(\text{ideal}) = (3.63 - 3.25) \text{GHz} / 3.5 \text{GHz} = 10.9\% \quad (4.3)$$

$$BWr(\text{medición}) = (3.55 - 3.13) \text{GHz} / 3.5 \text{GHz} = 12.0\% \quad (4.4)$$

En la Figura 4-26 se obtiene la forma del parámetro de adaptación S(1,1). El resultado final es que la frecuencia de máxima adaptación se sitúa en torno a los 3,5 GHz alcanzando un valor de -24 dB aproximadamente. El ancho de banda para el que se cumplen las especificaciones del diseño está comprendido entre los 3,13 y 3,55 GHz, luego resulta un ancho de banda de aproximadamente 400 MHz. Se observa una desviación de unos 200 MHz en la frecuencia de adaptación con respecto a la simulación.

Esta desviación se debe a que en la simulación, por un lado, se han considerado los elementos ideales, y por otro lado, no se pueden ajustar perfectamente las especificaciones del elemento radiante ya que nos exponemos a variaciones por causas de fabricación o por desviaciones en los parámetros de los materiales según fábrica. En nuestro caso existe un error en la estimación de la permitividad eléctrica del FR-4, ya que el valor inicialmente dado viene caracterizado a una frecuencia de 1MHz, mientras que en nuestro caso trabajamos con frecuencias mayores.

A pesar de la mejoría de ancho de banda relativo en la medida con el analizador de redes, hemos comprobado que ha habido un desajuste con la frecuencia central de trabajo, habiéndose desplazado a frecuencias inferiores.

4.5.2 CÁMARA ANECOICA. MEDIDAS DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN

Los resultados de las mediciones en la cámara anecoica [4.5], y en los cortes principales $\Phi=0^\circ$ y $\Phi=90^\circ$, se muestran en las figuras posteriores para las capturas a 3.1, 3.3, 3.5 y 3.7GHz respectivamente. Se ha logrado un barrido de $65^\circ (\pm 32.5^\circ)$ con caída de 3 dB en los bordes del diagrama de radiación, además de una ganancia máxima del elemento radiante cercana a los 10 dB en la frecuencia central de trabajo de 3.5GHz.

Como se ha comentado en puntos anteriores, este elemento unitario será lineal, y cuanto más óptima sea esta linealidad, mejor será el funcionamiento a posteriori del polarizador circular para su función. Como se observa a continuación en las capturas, se consiguen componentes contrapolares muy bajas para ambos cortes, lo que permite obtener una buena linealidad de funcionamiento.

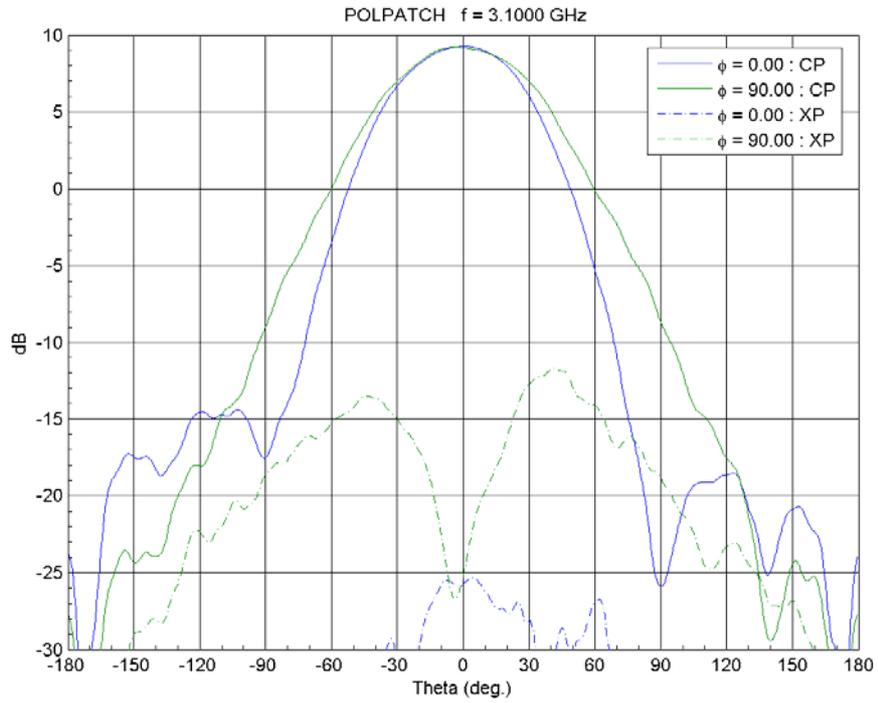


Figura 4-26 Elemento unitario – Diagrama radiación cortes principales 3.1GHz

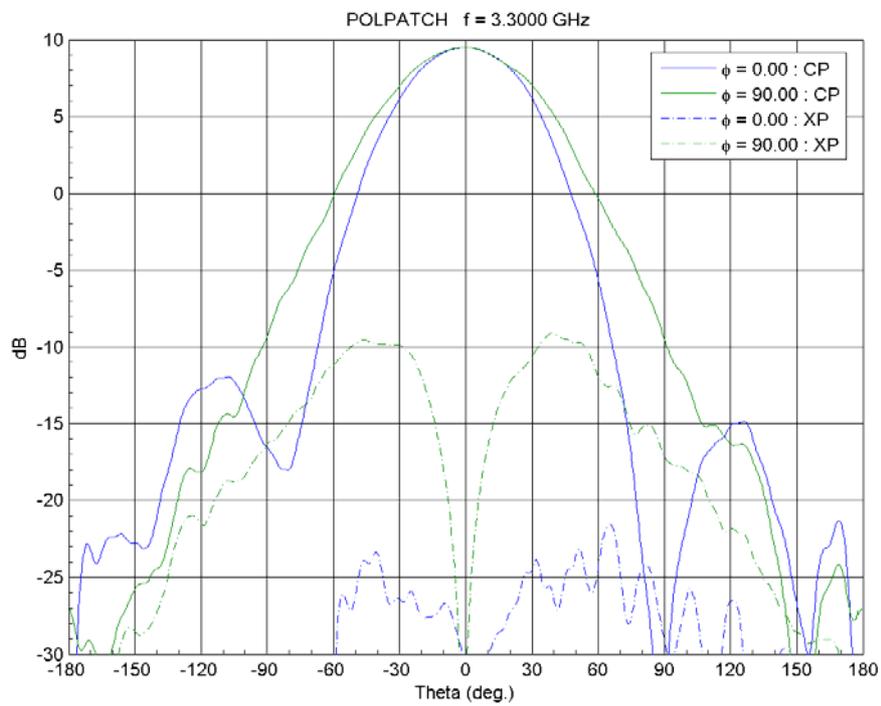


Figura 4-27 Elemento unitario – Diagrama radiación cortes principales 3.3GHz

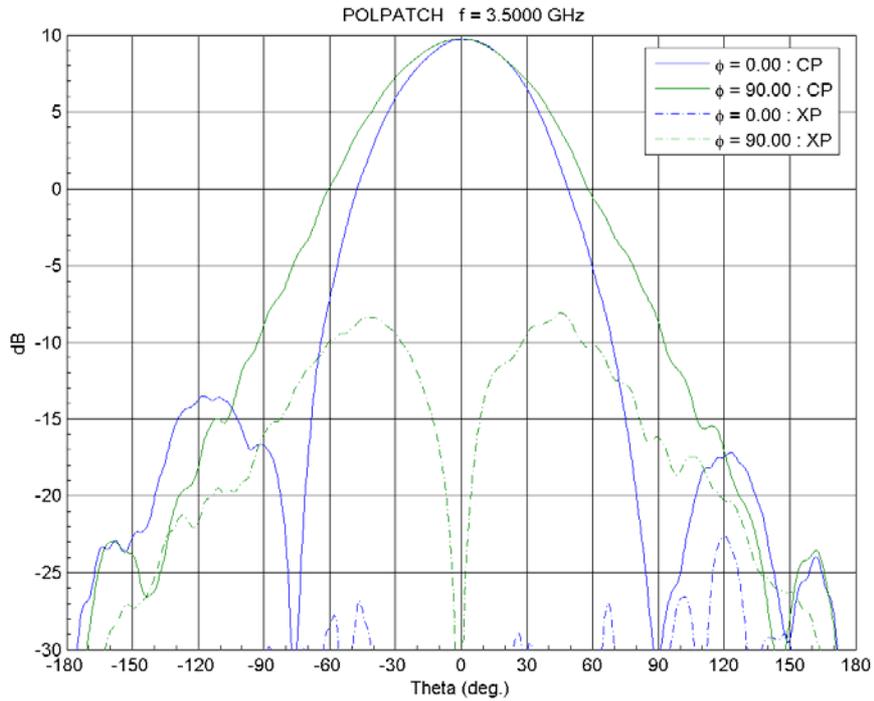


Figura 4-28 Elemento unitario – Diagrama radiación cortes principales 3.5GHz

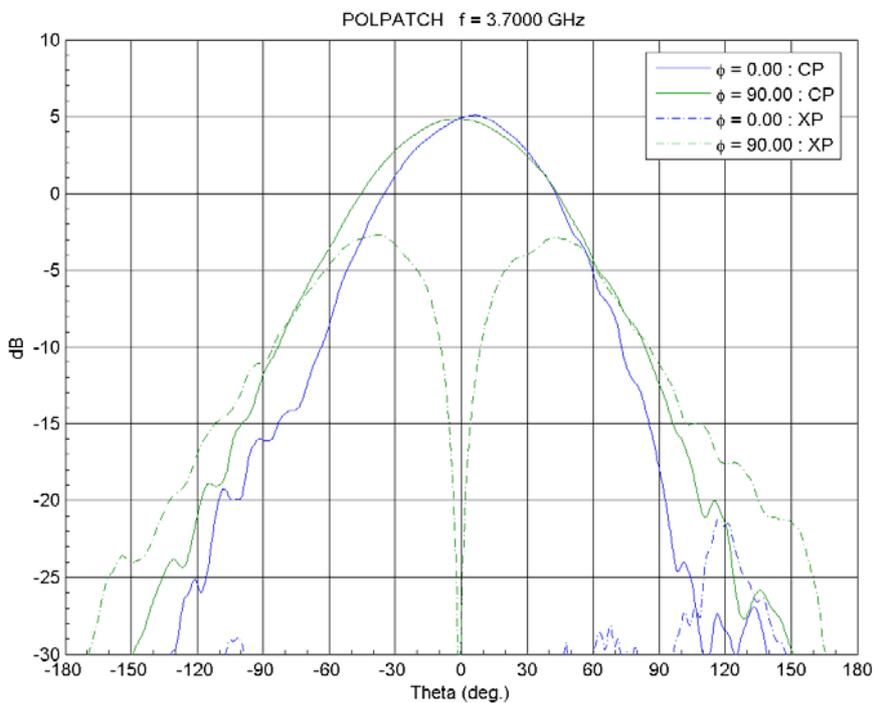


Figura 4-29 Elemento unitario – Diagrama radiación cortes principales 3.7GHz

4.6 REFERENCIAS

- [4.1]** David M. Pozar, *A Review of Bandwidth Enhancement Techniques for Microstrip Antennas*, **University of Massachusetts.**
- [4.2]** C.A. Balanis, *Antenna theory, Analysis and Design*, **2nd ed., John Wiley and Sons, New York, 1997**
- [4.3]** Randy Bancroft, *Microstrip and printed antenna design*, **Noble Publishing Corporation Atlanta, GA**
- [4.4]** ANSOFT, *ENSEMBLE: electromagnetic simulation for microstrip and planar antennas design*, **Boulder, USA.**
- [4.5]** J. Vicente Pou, *Desarrollo de Software de Medida de Antenas en Cámara Anecoica*, Proyecto Fin de Carrera, GR, E.T.S.I de Telecomunicación. UPM, Madrid 2004

5 DISEÑO DEL POLARIZADOR EXTERNO

5.1 INTRODUCCIÓN

Todo parche microstrip con forma sencilla (rectangular, circular, elíptica,...) y alimentación única produce únicamente un campo radiado de polarización lineal [5.1]. Para poder cambiar el tipo de polarización es necesario trabajar con difracciones o reflexiones sobre el campo radiado inicial. Hay que tener en cuenta que la ventaja de la polarización circular se encuentra en mejorar el comportamiento de terminales móviles sobre el efecto de reflexión y del multitrayecto. Tal y como se indicaba en el Apartado 3.4, existen varios métodos por los que en antenas de tecnología microstrip lineales se puede conseguir polarización circular. El objetivo de este apartado será el de exponer un trabajo innovador en el desarrollo de un modelo de polarizador externo y removible a la antena, con el que se pueda variar el sentido de la polarización circular con el mismo cambio de posición de este polarizador.

En esta sección se va a detallar el proceso de diseño del polarizador utilizado en este proyecto. El carácter innovador de este trabajo recae en él, un polarizador de estructura plana y con doble capa de tiras parásitas de cobre. Además de esto, y a diferencia de lo expuesto en otros trabajos donde se diseñaban polarizadores similares a este [5.2], nuestro polarizador mantiene un perfil muy bajo junto con la estructura radiante, situándose a una distancia muy pequeña de la antena en proporción a la longitud de onda de trabajo, y trabajando con las componentes eléctricas del campo próximo radiante en lugar de hacerlo con las componentes de campo lejano. Por último, su diseño permite un funcionamiento de banda ancha sobre la polarización conseguida.

5.2 DISEÑO DE LA ESTRUCTURA DEL POLARIZADOR

Para este trabajo se parte de los estudios realizados en [5.2] donde se especifica el diseño de un polarizador similar al que nos afecta. En este caso se trabaja con un polarizador para un monopolo, aunque la estructura de tiras metálicas parásitas es la misma.

Polarizadores de semejante estructura al nuestro tienen la característica de emplazarse a una distancia $S > \lambda_0$ con lo que trabaja en una región cercana a la de campo lejano de radiación, y por tanto con ondas aproximadamente planas. El inconveniente que guarda este tipo de estructuras es por tanto el alto perfil del elemento radiante y/o antena. Por ejemplo, en el caso de nuestra antena, donde la frecuencia central es de 3.5GHz, la longitud de onda pertinente $\lambda_0=85.7\text{mm}$, por lo que teniendo en cuenta las dimensiones de elementos radiantes desde base del plano de masa, además de la anchura de la estructura del polarizador, el perfil final sería de aproximadamente $130\text{mm} = 13\text{cm}$, una anchura demasiado elevada al tratar con estructuras microstrip. Mayores anchuras significan un mayor tamaño de antena, o lo que es lo mismo, mayores costes de producción y de mantenimiento. Además de esto, las antenas que no guardan un perfil suficientemente bajo, no son convenientes sobre determinados sistemas de comunicaciones, como los aeronáuticos y aeroespaciales. Con todo esto, el diseño del polarizador sobre el elemento radiante, se realiza con el fin de trabajar con componentes de campo próximo reactivo ($S \ll \lambda_0$).

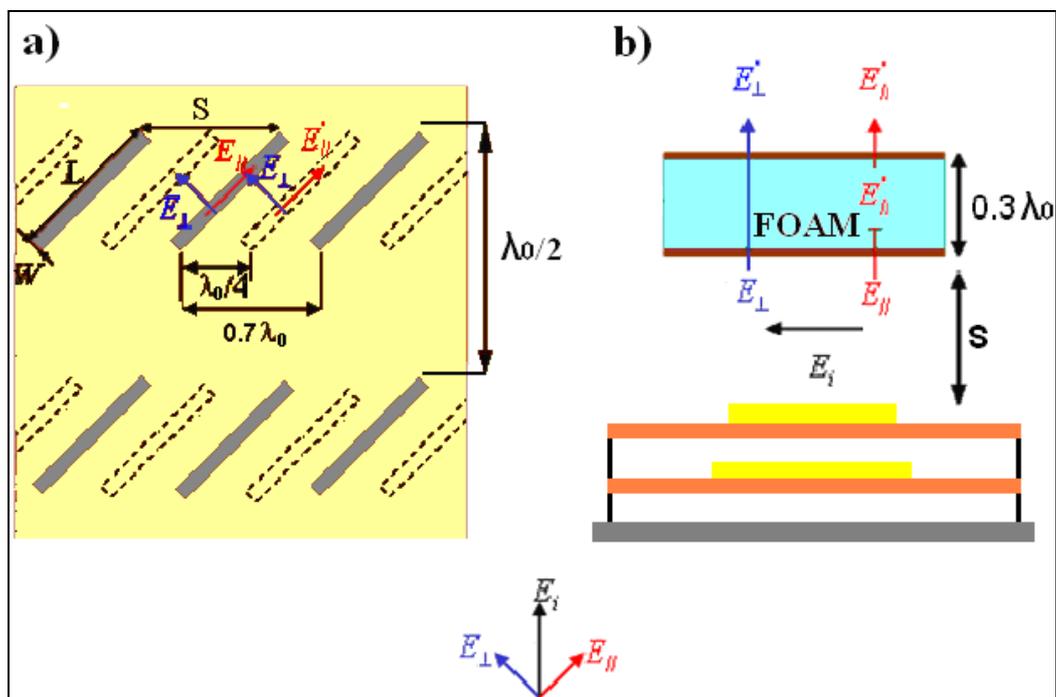


Figura 5-1 Diagrama del polarizador

a) Vista planta b) Vista alzado

Los cálculos y posterior diseño se han llevado a cabo para conseguir que el conjunto radiante guarde un perfil bajo [Fig. 5-1], por lo que trabaja con componentes de campo próximo reactivo ($S \ll \lambda_0$) tal y como se puede comprobar en la Tabla 5-1, a diferencia de lo expuesto en [5.2], donde se indica que estos tipos de polarizadores tienen que estar separados de la antena a una distancia $S > \lambda_0$, zona de campo próximo radiante (zona de Fresnel). En la Tabla 5-1 se comprueba como la distancia 'S' entre elemento radiante y polarizador es realmente muy pequeña en relación con λ_0 . La polarización circular en el caso de antenas microstrip, se suele implementar mediante modificaciones que son fijas, tal y como se ha comentado en el primer punto. Esto es, que una vez se han desarrollado los elementos radiantes, estos siempre trabajarán con el mismo modelo de campo lejano y con la polarización base desarrollada en ellos. Esto no ocurre en nuestro caso, donde por un lado tenemos los elementos radiantes que se han ajustado a unas características predeterminadas y a una polarización lineal, y por otro lado, el polarizador adaptado para esta antena, que es completamente removible [5.3]. También contamos con la posibilidad de que al dar la vuelta al polarizador la polarización circular pasará de dextrógira a levógira. El polarizador desarrollado consta de dos capas de tiras parásitas conductoras, de longitud, anchura y offset específicos para nuestra frecuencia central de trabajo, separadas por un conjunto de sustratos y aire [Tabla 5-2].

El principio de generación de ondas polarizadas circularmente [Fig. 5-1], se basa en dos radiaciones ortogonales con corrientes de igual amplitud y fase [5.3]. El campo incidente E_i sobre el polarizador se puede dividir en dos campos ortogonales eléctricos cruzados ($E_{//}$ y E_{\perp}). Cada tira inclinada en las capas es excitada por la componente paralela del campo. Por tanto, la onda E_i incidente se separa en dos componentes iguales con orientaciones de -45° y $+45^\circ$. La separación de $\lambda/4$ entre capas ha de ser optimizada para cancelar la reflexión y optimizar la transmisión de la componente $E_{//}$ a través del polarizador. La componente E_{\perp} pasa a través del polarizador sin ninguna reflexión. Por tanto, la suma de las dos componentes de campos radiados E''_{\perp} y $E''_{//}$ producen la polarización circular. Se requiere un valor de la relación axial (Axial Ratio) por debajo de 3dB ($AR < 2$) en nuestras bandas de frecuencia operativas (3.3 a 3.7GHz).

Hay que destacar que en un diseño con parches cuadrados, el funcionamiento del polarizador es peor que en el caso del diseño con parches rectangulares. Ello se debe a que en los parches rectangulares el lado resonante fija las corrientes lineales más claramente. Por lo general y por lo favorable en su distribución de corriente, la geometría para parches microstrip que más favorece la generación de polarización circular es la forma circular o elíptica [5.4].

5.3 FASE DE SIMULACIONES – POLARIZADOR Y ELEMENTO UNITARIO

Las simulaciones para el diseño del polarizador, se realizan al igual que ocurría con el elemento radiante, sobre el entorno de trabajo “Ansoft Ensemble 8.0”. Para poder observar el funcionamiento del polarizador, este se ha situado sobre un elemento radiante y diseño bajo el efecto de trabajo de este.

5.3.1 DIMENSIONADO Y POSICIONAMIENTO ÓPTIMO DE LAS TIRAS

Hay que tener en cuenta las características radiantes de nuestro elemento, entre las que destacan la adaptación existente en su estructura y su ganancia en radiación sobre la horizontal. Al tratarse de tiras conductoras que separan los componentes lineales en dos ortogonales, es necesario repartir por la superficie correctamente las tiras, si, utilizar un número demasiado elevado de estas. Según estudios en [5.2] se requieren componentes conductores del polarizador que rodeen al elemento radiante, por tanto se elige una estructura de tiras de 3x3, con el elemento radiante colocado justo debajo del par de tiras centrales de esta matriz.

Comprobando según diagrama de evolución y desarrollo eléctrico en Figuras 5-2 y 5-3, observamos el funcionamiento de estos campos sobre ambos niveles de parches conductores. Este tipo de esquema nos permite obtener una idea de la situación de las tiras parásitas.

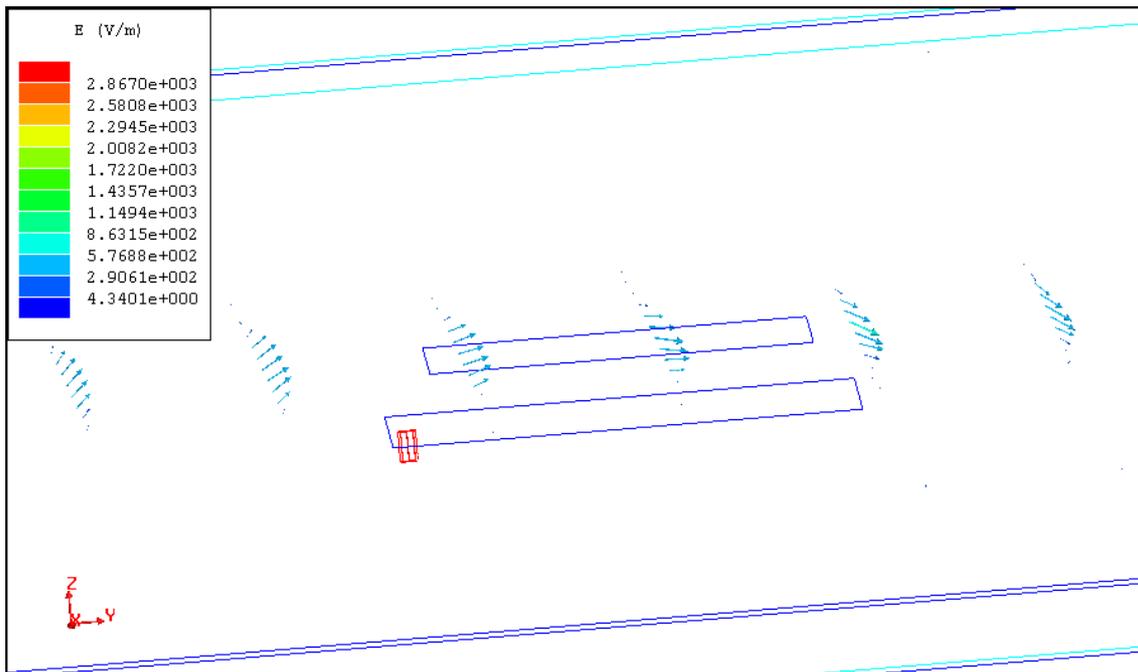


Figura 5-2. Distribución del campo eléctrico sobre el elemento radiante

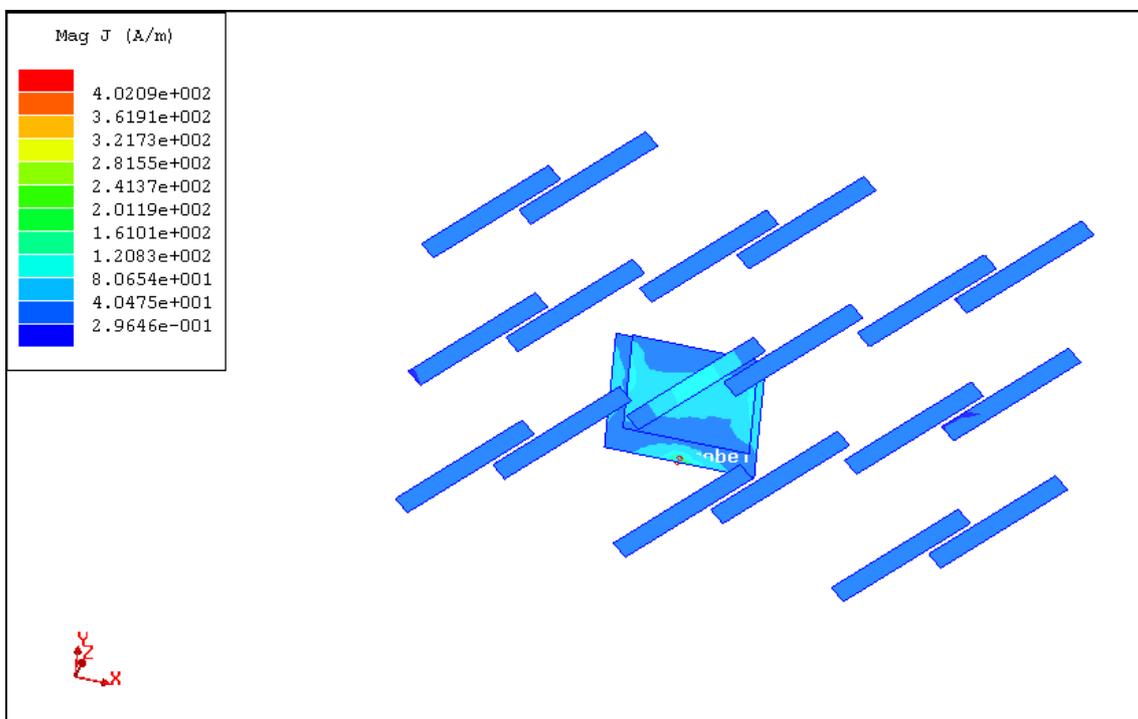


Figura 5-3. Distribución de corriente eléctrica sobre el conjunto polarizador – Elemento radiante

Para el óptimo funcionamiento del polarizador, el nivel inferior del polarizador, donde se encuentra la primera capa de tiras de cobre, hay que conseguir que por lo menos una de las tiras coincida con la situación donde se sitúa la mayor distribución de corriente, y por tanto de campo eléctrico. Tal y como se comprueba, sobre los dos niveles de parches se encuentra la mayor densidad de corriente, y más concretamente, sobre la zona central del parche superior. Por tanto la colocación de una de las tiras deberá ser centrada sobre esta zona, manteniendo su inclinación de 45° para la separación de componentes radiadas. En la Figura 5-4 se muestra el esquema de la disposición de las tiras para un elemento unitario, y su situación con respecto a uno de los elementos unitarios.

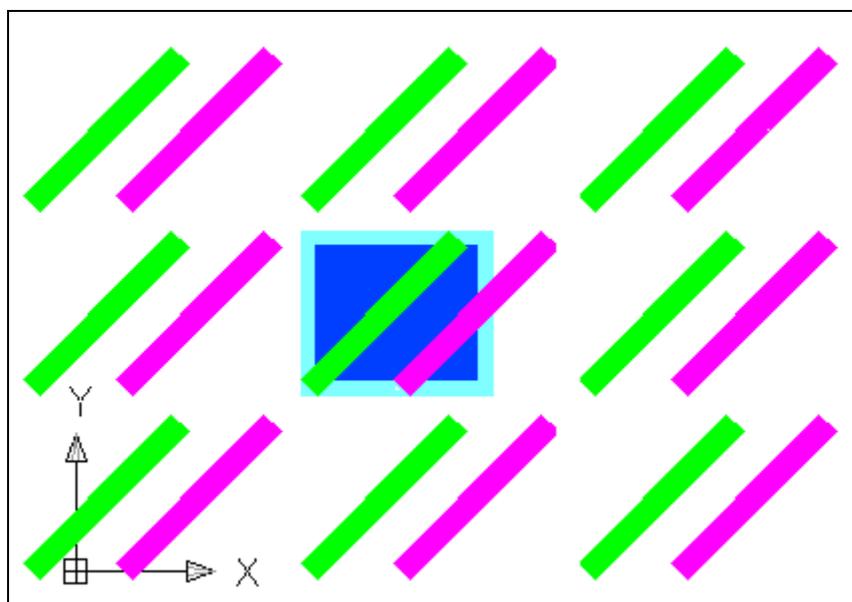


Figura 5-4. Esquema de las tiras del polarizador para el elemento unitario
(Verde) Capa inferior (Magenta) Capa superior (Azul) Parches

5.3.2 DEPENDENCIA DEL AXIAL RATIO CON LA SEPARACIÓN DEL POLARIZADOR CON EL ELEMENTO

Se ha realizado el estudio de cómo afecta la distancia a la que se sitúe este polarizador del elemento unitario en términos de AR (Axial Ratio). Los valores del dimensionado de las tiras se han mantenido según los indicados en la Tabla 5-1.

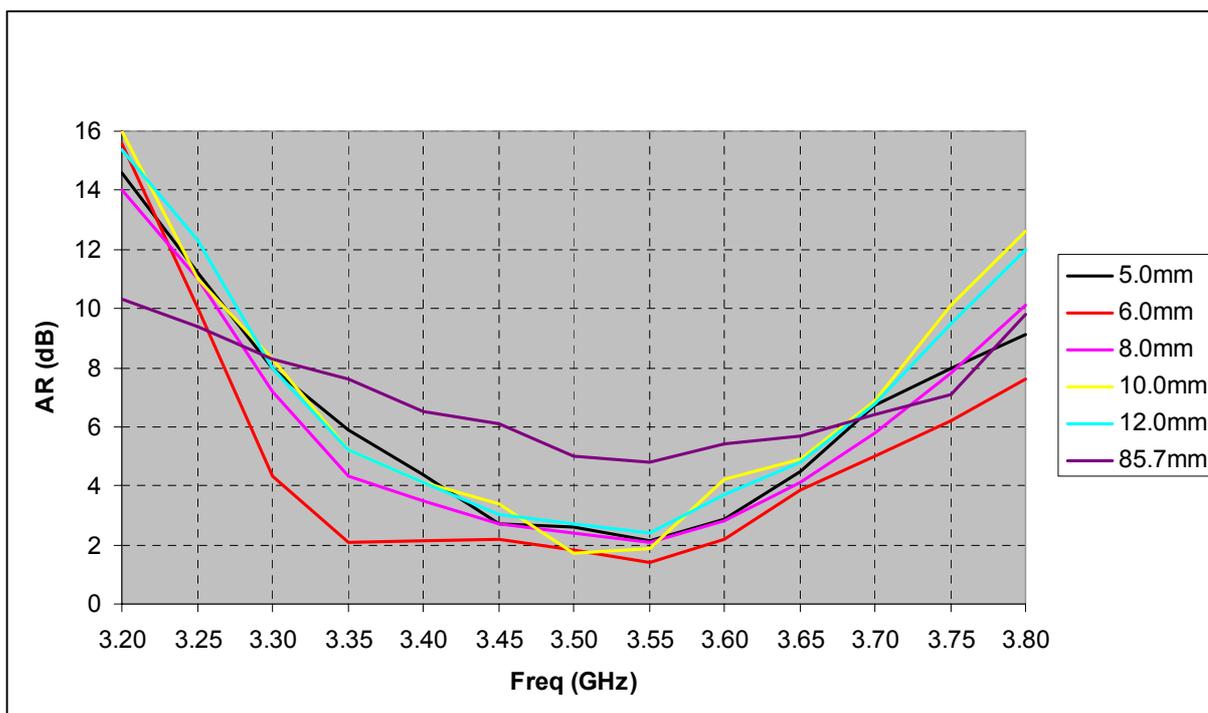


Figura 5-5. Comparativa para el AR en función de la separación polarizador – Elemento unitario

En la Figura 5-5 se observa como la separación de este polarizador es un parámetro que modifica mucho el comportamiento de la antena en términos de polarización circular. Hay que recordar que toda banda trabajando por debajo de 3dB será óptima en cuanto a pureza en su polarización circular. A simple vista comprobamos como la gráfica correspondiente a una separación de 6.0mm entre polarizador y antena es la que optimiza el diseño. Su ancho de banda por debajo de 3dB es más amplio que en el resto de distancias, y además es la separación con unos valores más bajos globalmente. Cualquier distancia superior a esta empeora los resultados, y lo mismo ocurre al reducir 1.0mm, hasta los 5.0mm, donde el ancho de banda por debajo de 3dB es apenas de 0.15GHz. Como nueva comprobación, se ha optado por observar los resultados para la separación correspondiente a la longitud de onda de trabajo de la antena, 85.7mm. Como se observa en la comparativa superior, los resultados son los peores de todas las simulaciones que se han realizado. Hay que recordar que a pesar de que en otros estudios [5.2] se indique que un polarizador de este modelo trabaja mejor para grandes distancias, esto no ocurre en el diseñado aquí, ya que sus dimensiones de tiras conductoras, forma y separación entre ellas se ha modificado para conseguir guardar el perfil bajo de la estructura, por lo que su funcionamiento difiere del anterior nombrado.

En la Figura 5-6, observamos los resultados en términos de Axial Ratio (AR). Nuestras especificaciones iniciales requerían un valor por debajo de 3dB en la mayor parte de nuestra banda de trabajo (3.3 a 3.7 GHz). Como se comprueba, se ha conseguido unos valores por debajo de 3dB en una banda de aproximadamente 300 MHz, entre los 3.3 y 3.6 GHz. Por tanto, en términos de ancho de banda relativo en polarización circular se ha conseguido:

$$BWr\%(CP) = (3,63 - 3,32)GHz / 3,5GHz = 8,85\% \quad (5.1)$$

Este valor es un resultado muy bueno teniendo en cuenta que como valor máximo e ideal se tendría un ancho de banda relativo de 11,4%, cubriendo los 400 MHz de toda nuestra banda.

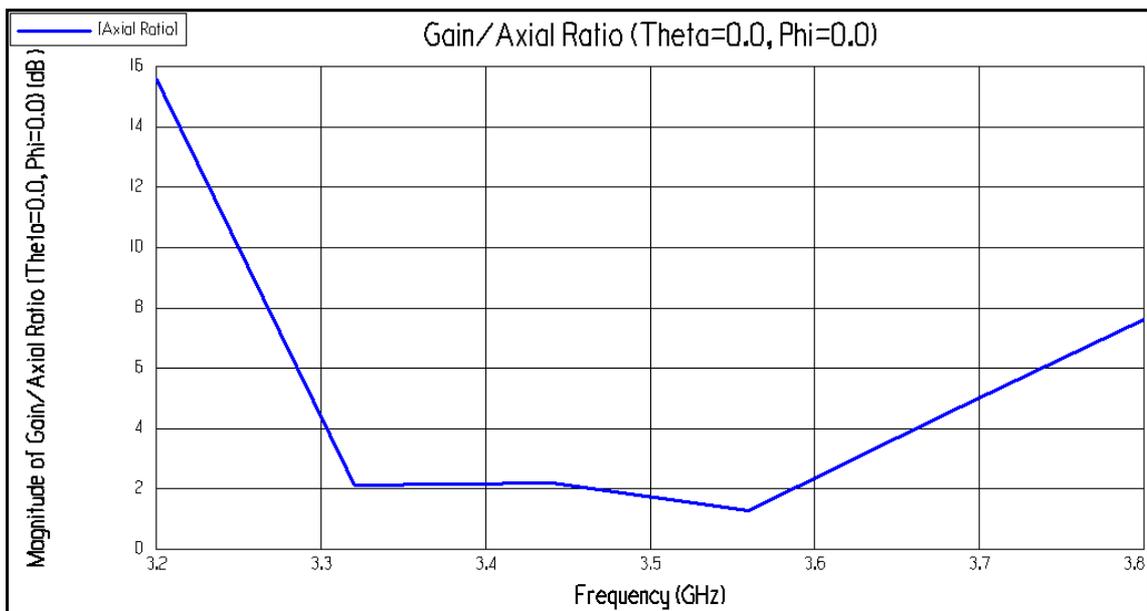


Figura 5-6 Axial Ratio – Elemento unitario

5.3.3 DEPENDENCIA DEL ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN (SCATTERING) CON LA SEPARACIÓN DEL POLARIZADOR CON EL ELEMENTO

El siguiente estudio muestra el efecto sobre el ancho de banda en reflexión de los mismos desplazamientos del punto anterior entre polarizador y elemento unitario lineal.

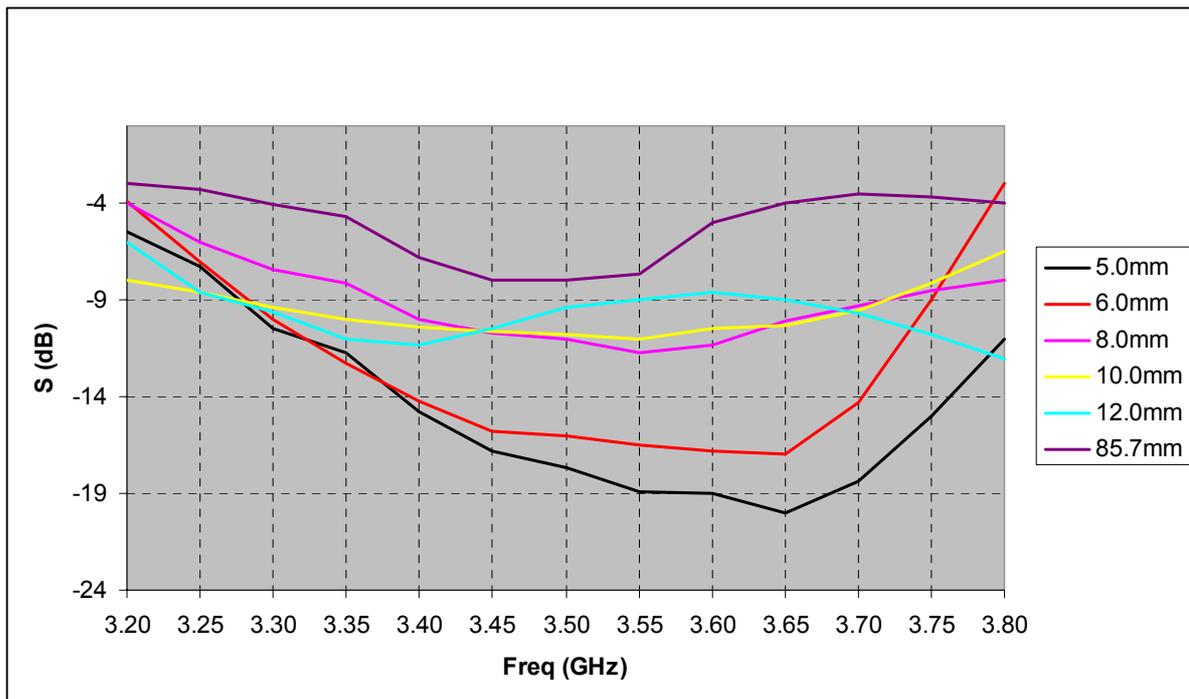


Figura 5-7. Comparativa para el ancho de banda en reflexión en función de la separación polarizador – elemento

En esta ocasión, comprobamos en la Figura 5-7 como se han incrementado los valores con respecto a la adaptación del conjunto de la estructura. Esto es completamente normal debido a la inclusión de grandes componentes dieléctricos y sus correspondientes conductores por parte del polarizador sobre el elemento radiante lineal. Se observa como a excepción de las separaciones de 5.0 y 6.0mm todas las demás muestran resultados demasiado malos en términos de reflexión, con lo que la adaptación del conjunto no sería eficiente. Según la separación de 5.0mm se ve como mejora el ancho de banda por debajo de -15dB en comparación con la separación de 6.0mm, esto es, 0.35GHz contra 0.28GHz. A pesar de esta mejora, se elegirá finalmente la separación de 6.0mm ya que en términos de AR (Axial Ratio), la diferencia es notable, no como en ancho de banda en reflexión, donde tan sólo difieren 70MHz.

En la Figura 5-8, se recogen los resultados priorizados sobre la distancia óptima de 6.0mm entre polarizador y antena. Al igual que ocurriese en el caso del elemento simple, se ha buscado en el diseño valores por debajo de -15dB en la banda de trabajo, con lo que se cubriera una banda máxima de 400 MHz, y por tanto un valor relativo del 11,4%.

Observando la Figura 5-8, el resultado ha sido:

$$BWR\%(S) = (3,68 - 3,35)GHz / 3,5GHz = 9,4\% \quad (5.2)$$

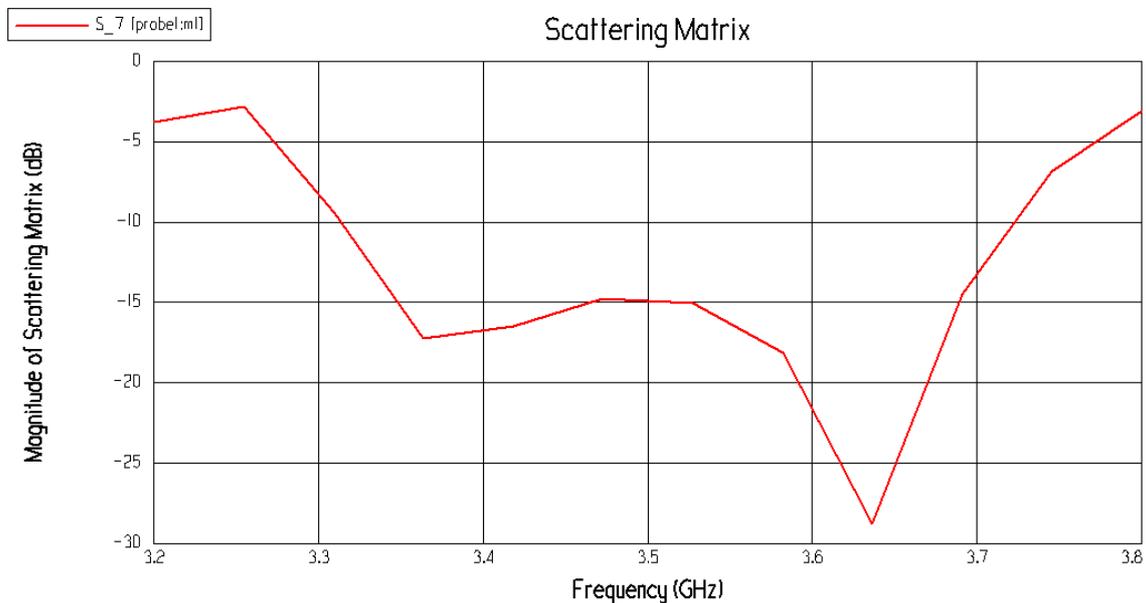


Figura 5-8. Ancho de banda en reflexión del conjunto

Hay que recordar que en el diseño del elemento simple se llegó a conseguir unos resultados de 11,7% en banda relativa, superándose los especificados en un inicio. En esta ocasión este valor ha descendido debido a toda la desadaptación creada por las capas de tiras parásitas, y que en gran medida, se ha equilibrado, consiguiendo un valor máximo de un 8,0%. El hecho de que con el elemento radiante se hubiera superado los requisitos, ha servido como margen en este diseño. Las tiras han desadaptado mucho toda la estructura, tal y como se puede comprobar en la Figura 5-9, donde se muestra la impedancia real del puerto de entrada del elemento para la serie de frecuencias, y donde se comprueba donde en prácticamente toda la banda desde los 3,3 a los 3,7GHz se conseguido estabilizar en valores entre los 40 y los 60 Ω . En la Figura 5-10 observamos su correspondencia según R.O.E (Relación de Onda Estacionaria).

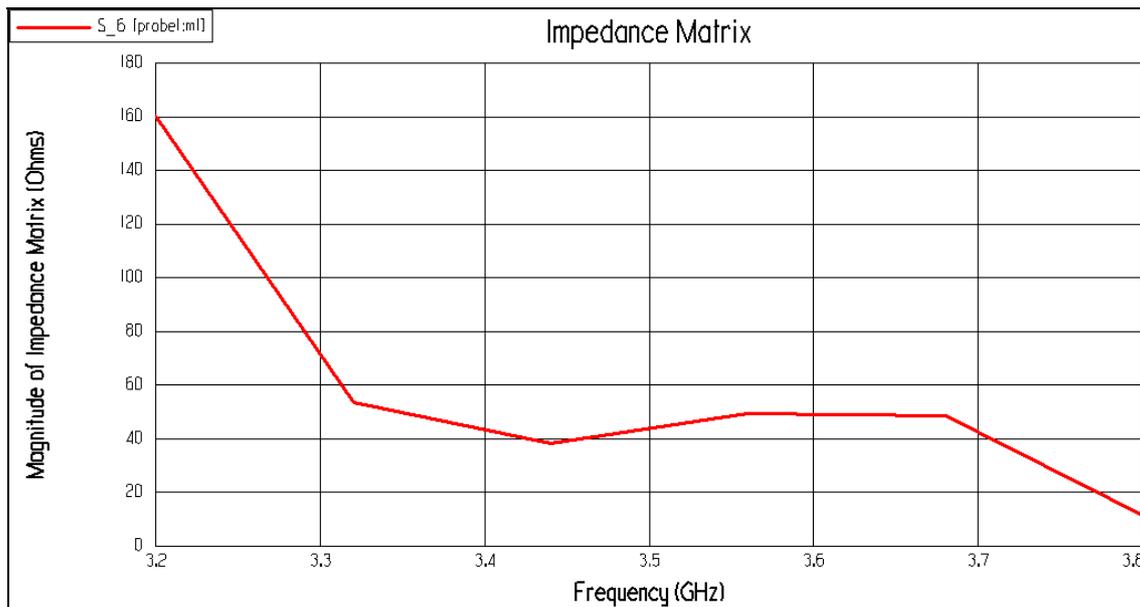


Figura 5-9. Variación de la impedancia con la frecuencia – Elemento unitario

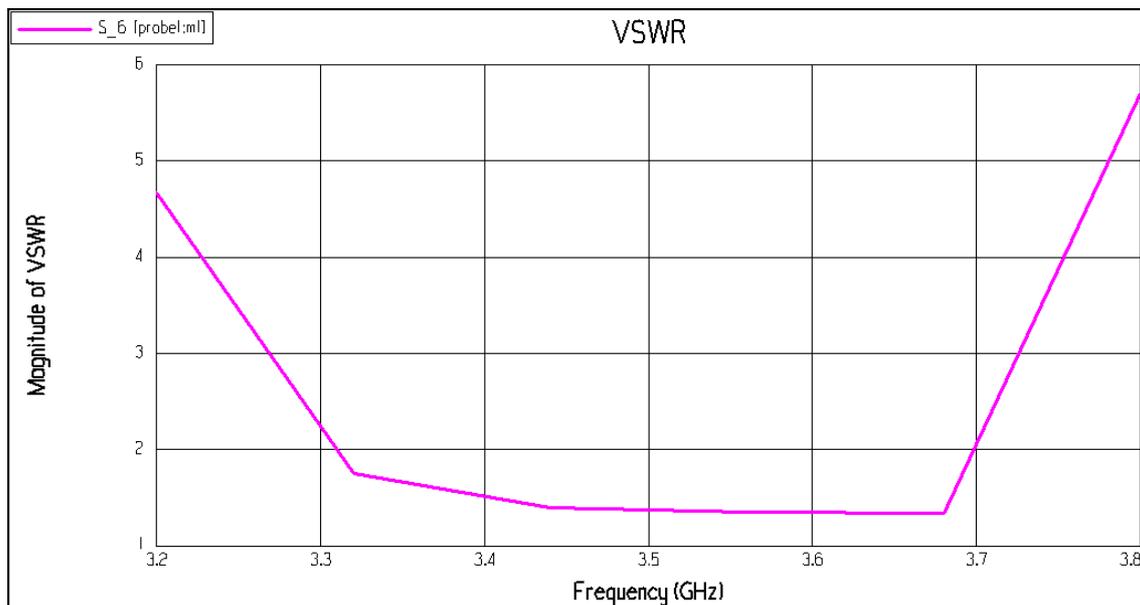


Figura 5-10. Relación de onda estacionaria – Elemento unitario

Según se indica con la Figura 5-10, un R.O.E = 1 significa que la adaptación es total en esa determinada frecuencia. Como observamos, se mantiene muy cercana y estable en nuestra banda de trabajo, teniendo los extremos 3.3 y 3.7GHz los peores resultados del conjunto, tal y como ocurre con el resto de resultados, tanto en ancho de banda en reflexión como con el AR.

5.3.4 DIAGRAMA DE RADIACIÓN

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el diagrama de radiación de uno de los elementos radiantes con el polarizador incorporado. Se puede comprobar en la figura inferior [5-11] como el diagrama es simétrico en su extensión, manteniendo unas componentes contrapolares.

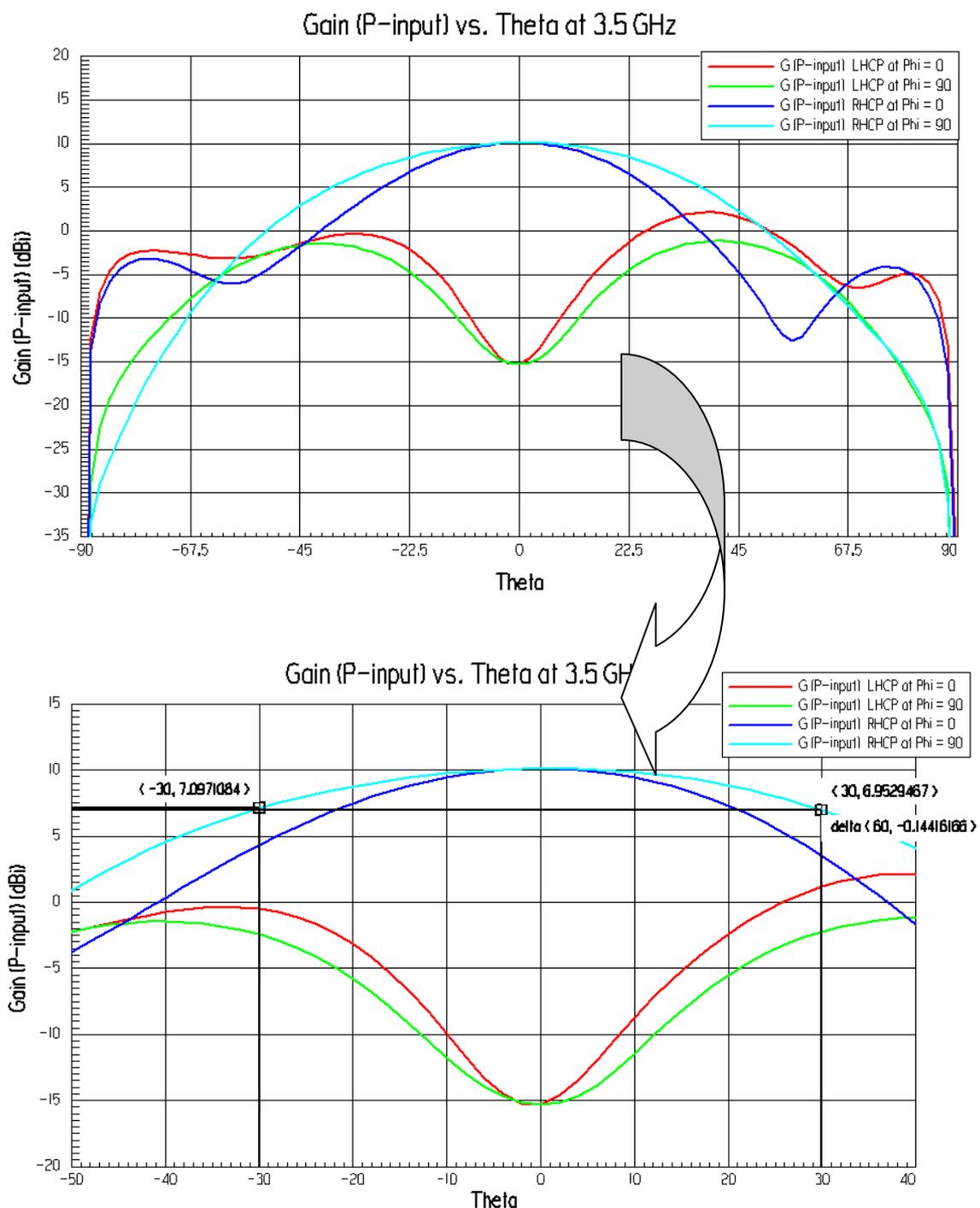


Figura 5-11 Diagrama radiación de un elemento junto con el polarizador externo

Se puede observar una ganancia máxima de 10.11dB en la vertical de la antena, con un haz de radiación máximo por debajo de 3dB en aproximadamente 60°. Las bajas componentes contrapolares son un reflejo de la relación axial conseguida y mostrada en el apartado 5.3.2.

A diferencia de lo que se comprobará en determinados apartados posteriores, este diagrama no muestra distorsiones severas, ya que únicamente uno de los elementos ha sido incluido bajo el polarizador. Al reunir los cuatro elementos, ciertos efectos modificarán la simetría inherente, pasando a un diagrama más asimétrico.

5.3.5 DIMENSIONADO FINAL

Tras la serie de estudios sobre componentes radiadas y pruebas con diferencias en alturas de los diferentes niveles, las dimensiones finales se muestran en la Tabla 5-1.

WiMAX – 3.5GHz	
MATERIALES POLARIZADOR	
<u>FOAM</u>	
Rohacell, , $\epsilon_{r0} = 1.006$	
<u>Tiras parásitas</u>	
Cobre	
espesor = 0.035 mm	
<u>Dieléctricos 1 y 2</u>	
Vidrio/epoxy FR-4, $\epsilon_r = 4.5$, $\text{tang } \delta = 0.015$,	
espesores = 0.4mm	
DIMENSIONES POLARIZADOR	
FOAM	$0.3\lambda_0 = 27.0\text{mm}$
Separación entre tiras	$0.7\lambda_0 = 62.1\text{mm}$
	$0.5\lambda_0 = 42.8\text{mm}$
Offset	$\lambda_0/4 = 21.0\text{mm}$
W-L	5.3 - 47.0mm
S	$0.07\lambda_0 = 6.0\text{mm}$

Tabla 5-1 Materiales y dimensiones de los diseños de los elementos radiantes en versión rectangular y circular

Este polarizador diseñado no será fabricado, ya que servirá como punto de partida para el diseño y posterior fabricación del polarizador que servirá para la antena completa con sus cuatro elementos radiantes.

5.4 DISEÑO DEL POLARIZADOR PARA EL ARRAY

Hasta ahora se ha definido, diseñado y analizado un polarizador circular para que trabajara con las componentes lineales radiadas por un solo elemento radiante. En este apartado se va exponer el proceso para ampliar el tamaño del polarizador y su vez el diseño y análisis para trabajar con el array completo de 4 elementos en situación 2x2. Se utilizará el diseñador "AutoCAD 2006" para la creación de los esquemas de los elementos conductores del conjunto, ya que podremos exportarlos o importarlos según convenga directamente sobre el entorno "Ansoft Ensemble 8.0", con lo que se facilitará la hora de realizar cualquier modificación.

5.4.1 AMPLIACIÓN DEL TAMAÑO DEL POLARIZADOR

Como primer paso para el desarrollo del polarizador, era necesario el estudio de un polarizador que únicamente funcionase bajo las condiciones de uno de los elementos radiantes, para posteriormente llevar el diseño a una ampliación para el array completo. Siguiendo con las indicaciones del punto 5.3.1, en la ampliación del tamaño del polarizador tenemos que tener en cuenta que tiene que haber tantos pares de tiras suficientes como para que siempre haya tiras rodeando a los elementos radiantes. En nuestro, hemos pasado de tener un elemento radiante a 4, por lo que el esquema de tiras pasará a ser el que se muestra en la Figura 5-12.

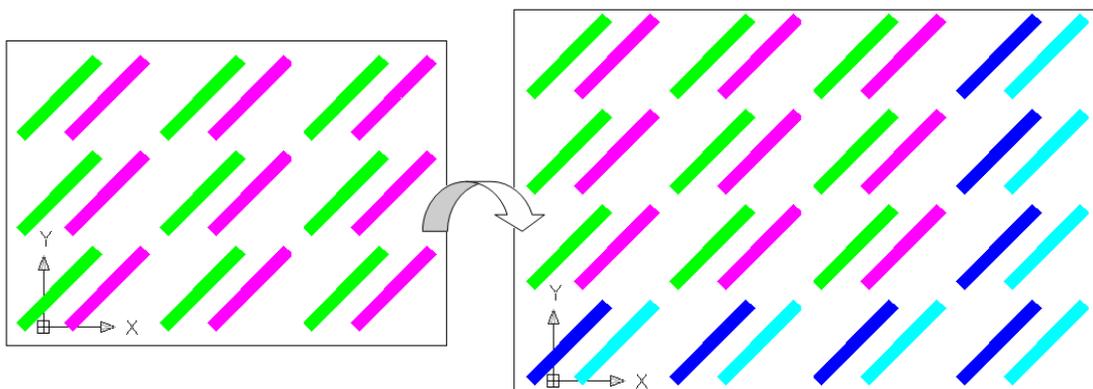


Figura 5-12. Esquema de la ampliación de elementos parásitos del polarizador
(Verde, Magenta) Tiras iniciales (Azul) Ampliación de tiras

Como se observa, en esta ampliación se ha añadido una nueva columna y una nueva fila de elementos parásitos. Esto concuerda con el hecho de incluir en el array una nueva fila de elementos radiantes y una nueva columna.

El tamaño del nuevo polarizador tendrá que ser como mínimo de 244mm x 162mm, que será la distancia máxima entre elementos parásitos opuestos.

5.4.2 SITUACIÓN DE LOS ELEMENTOS RADIANTES EN RELACIÓN CON LAS TIRAS

Tras estudiar el número de tiras y su posición para el funcionamiento óptimo del polarizador, se tiene que tener en cuenta la situación que adoptará el array de parches. Este punto será sencillo, ya que igual que ocurría con el elemento unitario, los elementos radiantes se colocarán en la misma posición relativa con respecto a las tiras. En la Figura 5-13 se muestra el resultado de la posición que adoptarán los elementos unitarios justo debajo del polarizador. A cada elemento se le ha incluido un número con el fin de poder diferenciarlos en la simulación posterior, ya que se realizarán comparativas entre todos ellos.

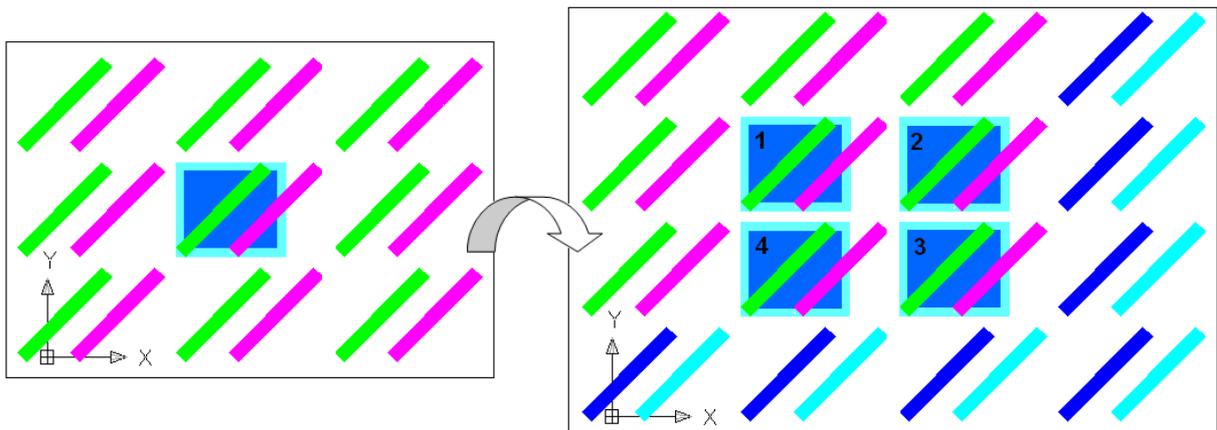


Figura 5-13. Posicionamiento del array con respecto al polarizador

Una vez se han situado todos los elementos conductores en su posición, se procederá a exportar los diseños sobre el entorno "Ansoft Ensemble 8.0" para comenzar con las simulaciones y análisis de la estructura conjunta.

5.4.3 FASE DE SIMULACION

En este siguiente punto, se procederá a detallar el proceso llevado a cabo para estudiar los resultados del diseño conjunto del polarizador junto con el array de 2x2

elementos radiantes. Todo este proceso se realizará con el entorno “Ansoft Ensemble 8.0”, al igual que ocurría en puntos anteriores.

Se comenzará por exportar los diseños de los elementos conductores desde “AutoCAD 2006”, tras lo cual se procederá a situar cada nivel en su situación correcta, dotando a cada uno de sus características respectivas. En la Figura 5-14 se observa la estructura de niveles, con sus respectivas anchuras y materiales utilizados.

Layer	Type	Included	Elevation (mm)	Thickness (mm)	Material
POLSUP	Trace	Yes	42.6	0	copper
FR42	Dielectric	Yes	42.2	0.4	FR4
FOAM	Dielectric	Yes	15.2	27	FOAM
FR4	Dielectric	Yes	14.8	0.4	FR4
POLINF	Trace	Yes	14.8	0	copper
AIRE	Dielectric	Yes	8.8	6	air
Parche2	Trace	Yes	8.8	0	copper
diel2	Dielectric	Yes	8.4	0.4	FR4
aire2	Dielectric	Yes	2.4	6	air
Parche1	Trace	Yes	2.4	0	copper
diel1	Dielectric	Yes	2	0.4	FR4
aire1	Dielectric	Yes	0	2	air
tierra	Inf. Ground	Yes	0	0	perf_conductor

Figura 5-14. Definición del modelo conjunto antena y polarizador

Podemos comprobar como desde la capa ‘aire1’ hasta la capa ‘Parche2’ se muestran los diferentes niveles contenidos dentro del array radiante, tras esto se incluye la separación de aire de 6.0mm junto con todo el conjunto del polarizador, con doble capa de dieléctrico y FOAM o Rohacell de 27.0mm entre medias. En la Figura 5-15 se observa el resultado de las diferentes capas conductoras importadas sobre este entorno. Podemos comprobar como se incluyen los dos niveles de tiras del polarizador y los dos niveles de parches. A derecha se muestran las vías necesarias que atravesarán hasta el plano de masa.

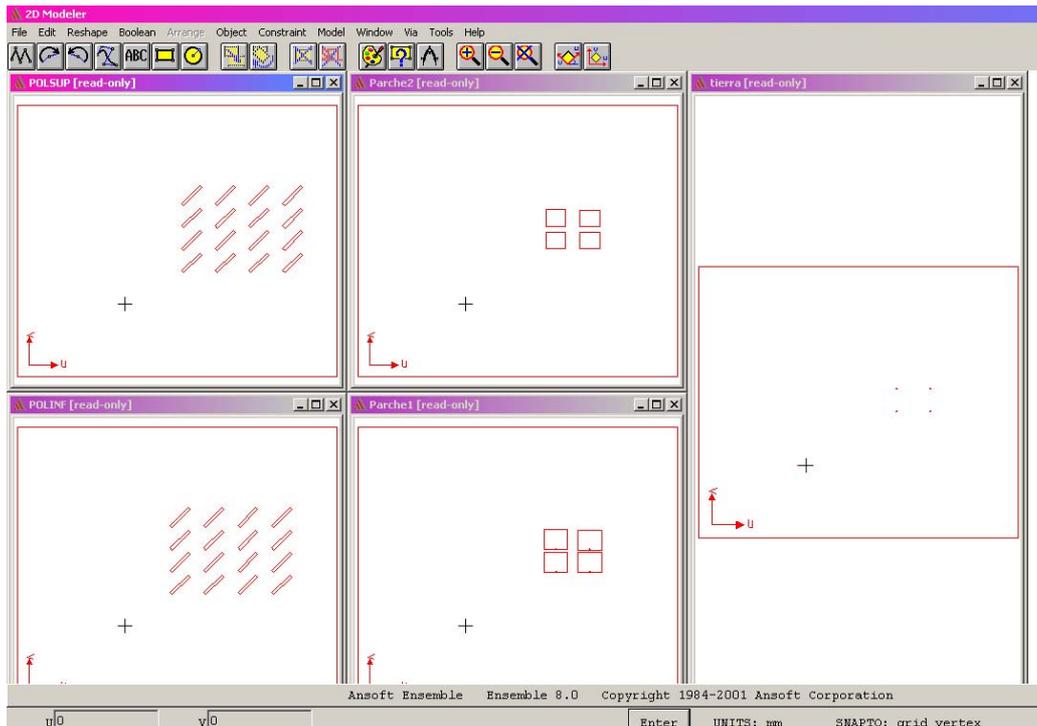


Figura 5-15. Modelador 2D del entorno “Ansoft Ensemble 8.0”. Capas importadas

Hay que recordar que todas las dimensiones y materiales siguen los mismos parámetros que para el polarizador diseñado para un único elemento. En la Tabla 5-2 podemos observar todos estos valores.

Tras este paso se procederá a realizar la simulación del conjunto. Se realizará el mismo análisis que el realizado en el punto 5.3, priorizando en adaptación, reflexión y acoplos y ancho de banda en polarización. Todo este diseño consta de varios niveles con gran cantidad de elementos conductores y dieléctricos, por lo que el procesado del conjunto será lento, superando un tiempo de simulación de 20 minutos. Por tanto se simularán tan sólo las estructuras que se consideren importantes y con algún valor técnico para evitar. En primer lugar, en la Figura 5-16, se han recogido los datos en reflexión de los cuatro puertos de los elementos radiantes del array.

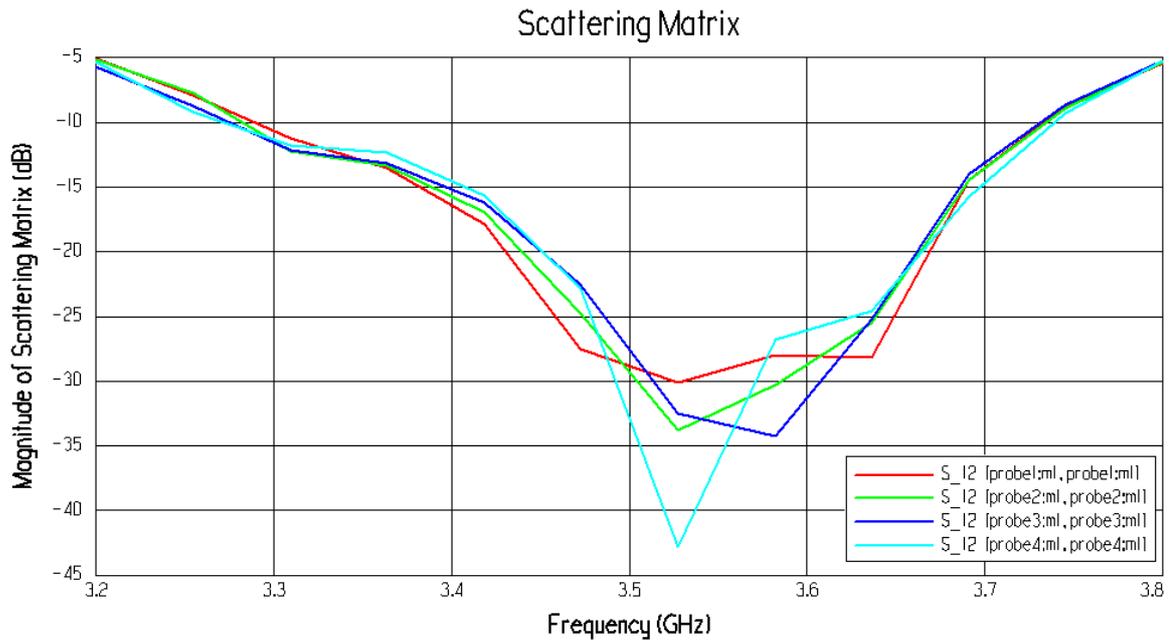


Figura 5-16. Comparativa anchos de banda para los cuatro puertos de la antena + polarizador

En esta figura [5-16] superior podemos comprobar los anchos de banda en reflexión para los cuatro puertos de los elementos radiantes. Nuestra banda de trabajo es de 3,3 a 3,7GHz, por lo que nos centraremos en esta, dejando a un lado los extremos existentes en la gráfica. A continuación se detallarán los resultados obtenidos.

- Primer elemento (gráfica roja)
 - Posición: superior izquierda
 - $BW(-15dB) = 3.68 - 3.38GHz = 0.3GHz$ (5.3)
 - $BW_r\%(-15dB) = \frac{BW(-15dB)}{f_0} \cdot 100 = 8,57\%$
- Segundo elemento (gráfica verde)
 - Posición: superior derecha
 - $BW(-15dB) = 3.68 - 3.39GHz = 0.29GHz$ (5.4)
 - $BW_r\%(-15dB) = \frac{BW(-15dB)}{f_0} \cdot 100 = 8,28\%$
- Tercer elemento (gráfica azul oscuro)
 - Posición: inferior derecha
 - $BW(-15dB) = 3.68 - 3.40GHz = 0.28GHz$ (5.5)
 - $BW_r\%(-15dB) = \frac{BW(-15dB)}{f_0} \cdot 100 = 8,00\%$

- Cuarto elemento (gráfica azul claro)
 - Posición: inferior izquierda
 - $BW(-15dB) = 3.70 - 3.41GHz = 0.31GHz$ (5.6)
 - $BWr\%(-15dB) = \frac{BW(-15dB)}{f_0} \cdot 100 = 8,85\%$

En los extremos de la banda para los cuatro elementos, los valores oscilan en valores próximos a -12dB en 3.3GHz, mientras que para el caso de 3.7GHz se sitúan cerca de -14 y -15dB.

Se puede comprobar, como los cuatro elementos mantienen tendencias similares en cuanto a ancho de banda en reflexión, con valores muy similares. Además de esto, podemos llegar a comprobar que los cuatro elementos mantienen la misma línea en toda la banda de trabajo con valores muy similares y con frecuencias resonantes en el mismo rango de frecuencias, entre 3.5 y 3.6GHz, y con valores siempre por debajo de los -30dB. En la Figura 5-17, se muestra el mismo resultado según diagrama de Smith. Se observa como para los cuatro puertos, la frecuencia central de 3.5GHz se sitúa muy cerca de la adaptación a 50Ω, mientras que en el caso de los extremos, la desadaptación es notable.

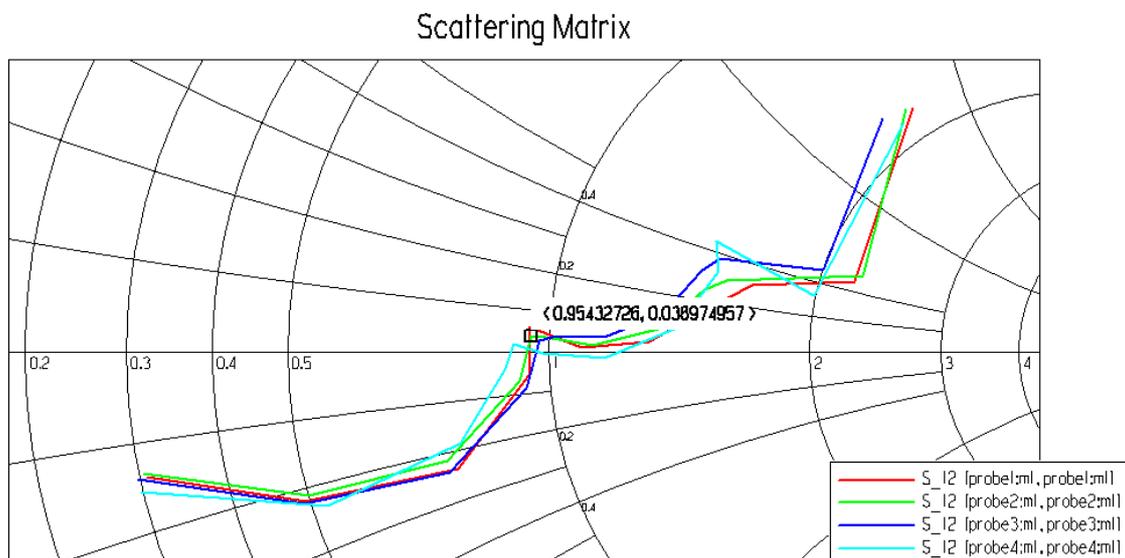


Figura 5-17. Adaptación de la estructura según carta de Smith

En la Figura 5-18 se han capturado los resultados de los acoplos existentes entre los diferentes puertos del array.

Se puede comprobar como existen dos tendencias similares, debido a la existencia de simetría axial entre los elementos radiantes. El conjunto de gráficas situadas en la parte superior de la figura, con colores oscuros, representan el acoplo existente entre elementos situados en la misma columna del array, esto es, entre los elementos 1 y 4, y entre los 2 y 3 respectivamente. Estos acoplos muestran buenos valores, con variaciones entre los -5 y los -18dB en la banda. Las gráficas situadas en la parte inferior, con colores algo más claros, muestran el resultado de los acoplos entre elementos opuestos o de columnas diferentes, o lo que es lo mismo, entre elementos 1 y 4 con los 2 y 3, y entre los 2 y 3 con los 1 y 4. Los resultados son más estables en toda la banda que los referidos a elementos contiguos, ya que la variación se mantiene en -5dB, con valores cercanos a los -20 y -25dB.

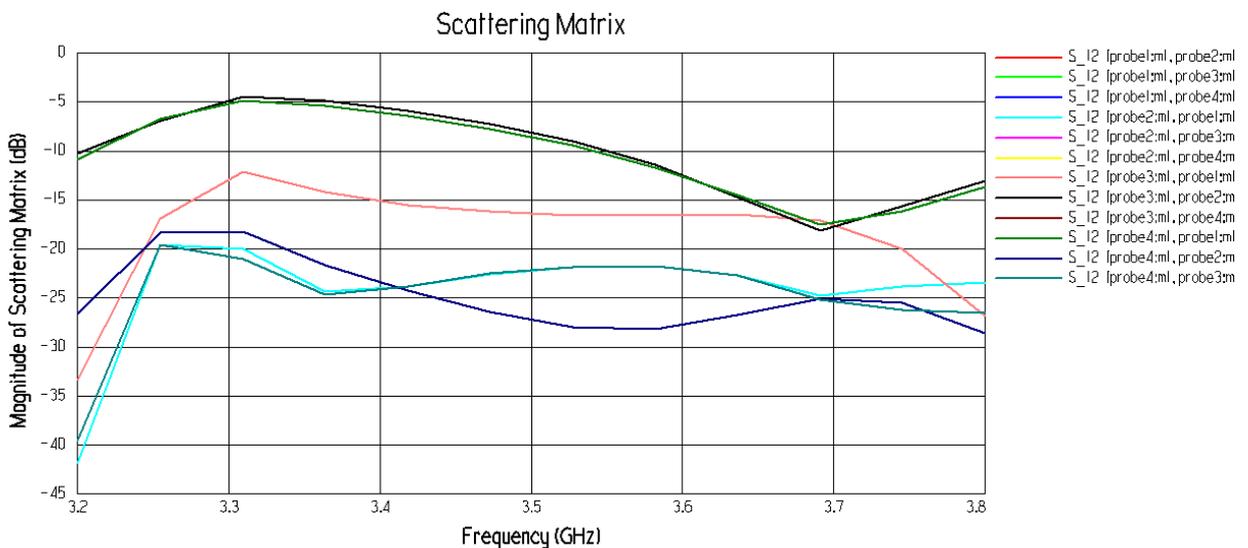


Figura 5-18. Comparativa de acoplos entre elementos radiantes

La Figura 5-19, muestra el resultado de la simulación en términos del Axial Ratio para comprobar la pureza de la polarización circular a derechas (dextrógira). Se observan los buenos resultados obtenidos por el conjunto, ya que en la mayor parte de la banda de trabajo se mantienen valores por debajo de 3dB que nos validan la polarización conseguida.

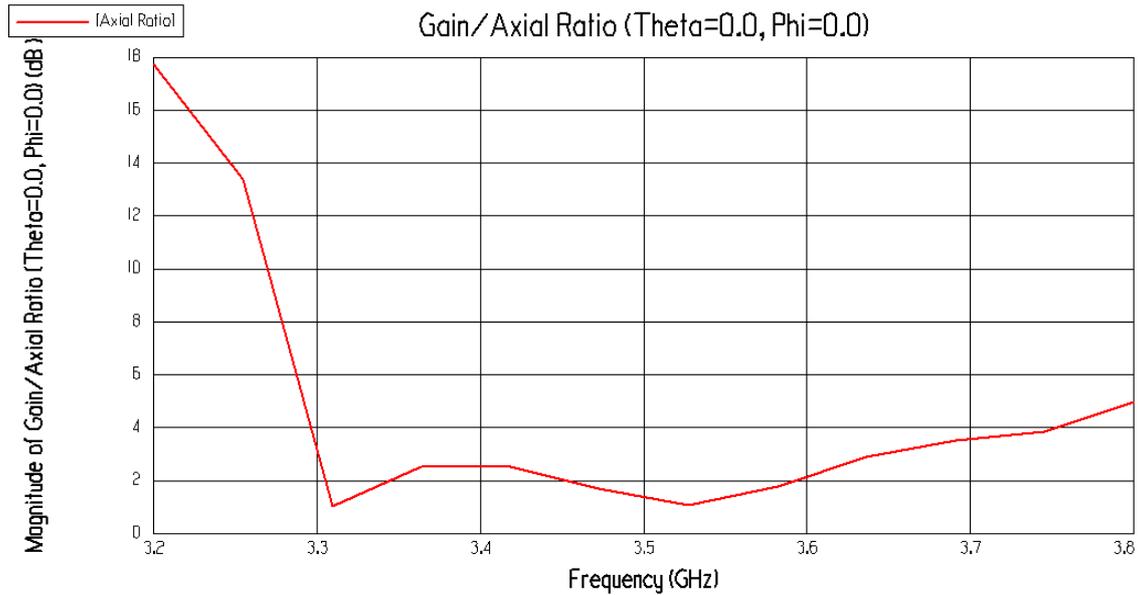


Figura 5-19. Axial Ratio del conjunto antena + polarizador en la vertical de la estructura

Los resultados se muestran a continuación.

- $BW(CP) = 3.64 - 3.31GHz = 0.35GHz$ (5. 7)
- $BW_r\%(CP) = \frac{BW(CP)}{f_0} \cdot 100 = 10.0\%$
- $BW\%(CP) = \frac{BW}{BW(CP)} \cdot 100 = 87.5\%$

El resultado teórico nos muestra que en un 87.5% de nuestra banda de trabajo, trabajaremos con polarización circular, siendo únicamente en los extremos y principalmente en valores cercanos a los 3.7GHz donde peores resultados se han obtenido. Además se observa como en valores por debajo de los 3.3GHz, o lo que es lo mismo, por debajo del mínimo de la banda de la antena, la polarización circular es de muy baja calidad.

5.4.3.1 DEPENDENCIA DEL ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN Y EL AXIAL RATIO CON LA SEPARACIÓN ANTENA - POLARIZADOR

En el diseño de la estructura completa, la distancia que separe antena y polarizador se marca como un parámetro importante en este trabajo, ya que este está concebido como una innovación en lo que a perfil del conjunto se refiere.

En este punto se detalla el efecto de este parámetro sobre resultados relevantes como el ancho de banda en reflexión y la calidad de la polarización circular.

5.4.3.1.1 ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN

En la Figura 5-20 muestra los efectos en reflexión al reducir la separación entre antena y polarizador hasta los 4mm, o lo que es lo mismo, reducir en 2mm la separación óptima. Comparándolo con la Figura 5-16 relativa a las dimensiones óptimas del diseño, se observa en un primer lugar un aumento en la reflexión de los cuatro puertos, a la vez que el ancho de banda en reflexión ha disminuido en cada puerto, con valores cercanos a los 0.26GHz. Tras una serie de simulaciones con sucesivas reducciones en esta anchura, se comprueba como a medida que se reduce la separación, peores son los resultados.

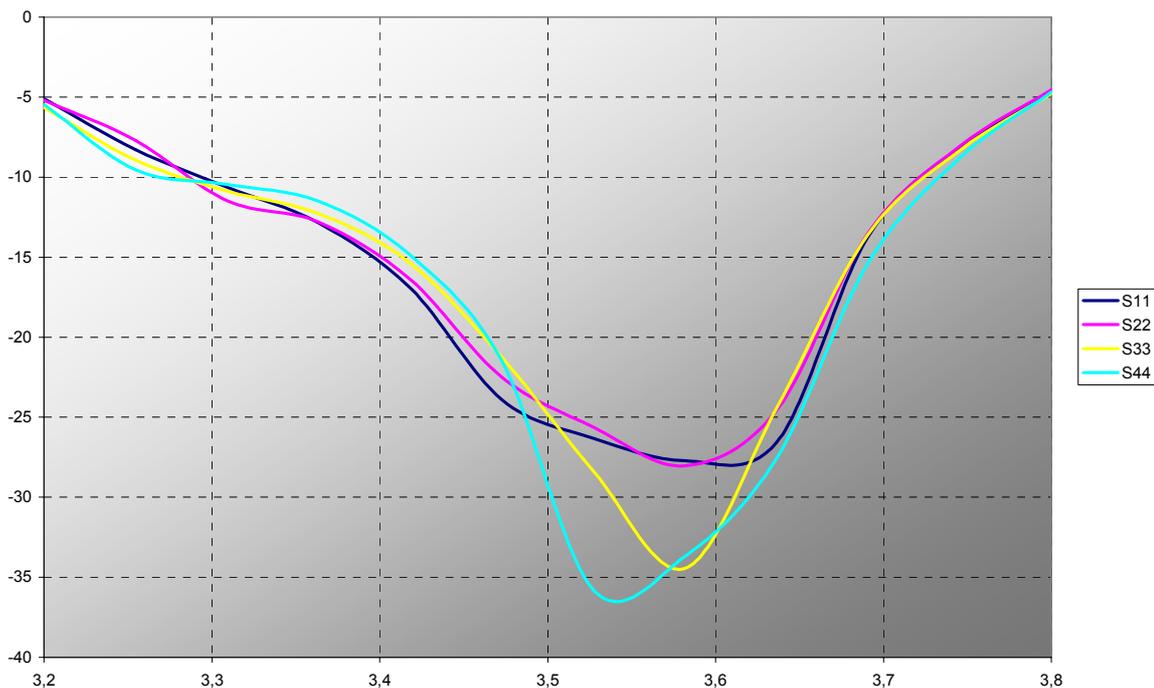


Figura 5-20. Reducción de 2mm en la separación antena - polarizador

El siguiente paso será comprobar el efecto sobre un aumento de la separación. Primeramente se aumentarán 2mm, hasta los 8mm la distancia antena-polarizador. Los resultados en ancho de banda se han capturado en la Figura 5-21.

Realizando una comparación con la Figura 5-16 del dimensionado final, apenas se aprecia diferencia alguna, a excepción de un ligero aumento en reflexión del puerto número 4. Los anchos de banda se mantienen prácticamente igual, con un valor aproximado de 0.3GHz en cada puerto.

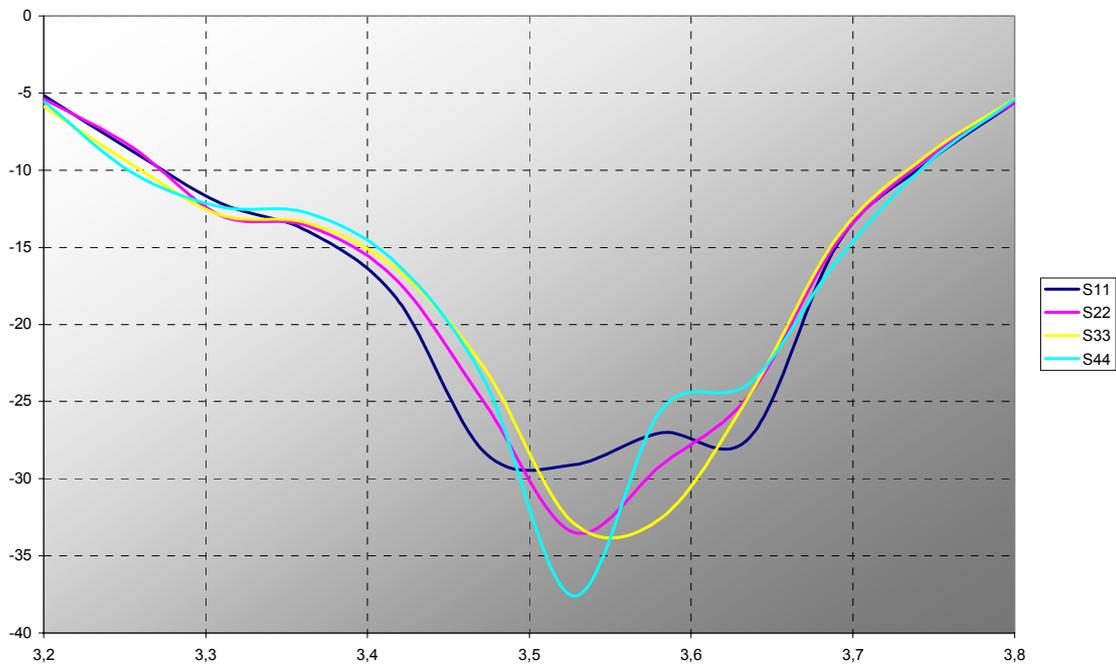


Figura 5-21. Aumento de 2mm en la separación antena - polarizador

En el siguiente paso, se procede a aumentar en mayor grado la separación para obtener una tendencia, ya que la distancia anterior no ha variado los resultados en ancho de banda. En esta ocasión el aumento de 8mm, hasta los 14mm en la separación modifica en gran medida los resultados. Se observa como se ha producido un ligero desplazamiento de la frecuencia central hacia frecuencias superiores. A su vez, la reflexión de cada puerto ha vuelto a aumentar, y el ancho de banda por cada uno también lo ha hecho. Se observa una como los resultados tienden a asemejarse entre ellos, alcanzando una estabilidad hasta el mismo pico.

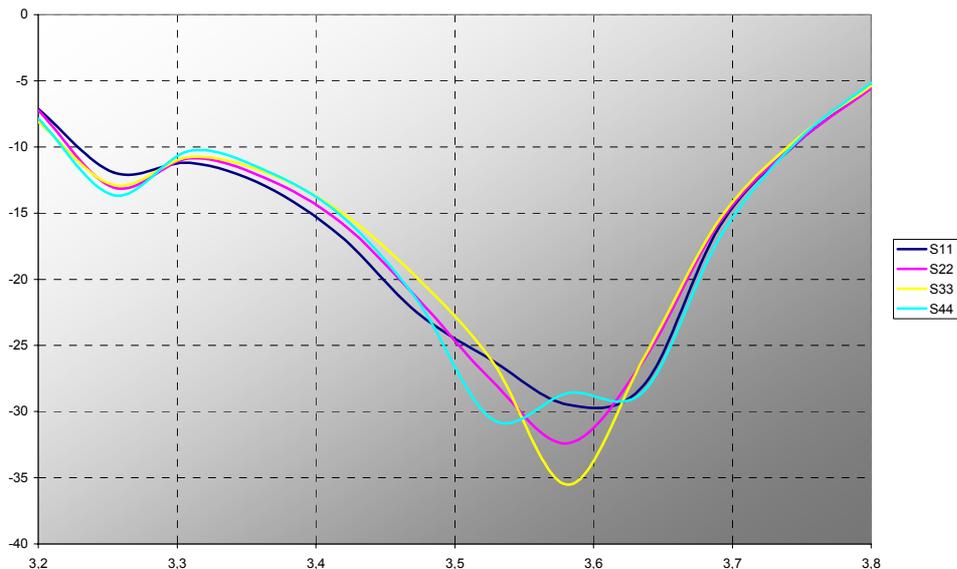


Figura 5-22. Aumento de 8mm en la separación antena – polarizador

Como última comprobación, se ha observado el comportamiento de la estructura para la longitud de onda de trabajo a 3.5GHz. En polarizadores semejantes, este debería ser un punto de trabajo cercano al óptimo, pero debido a las modificaciones sufridas en el diseño de este polarizador, este únicamente funciona correctamente a distancias muy pequeñas en relación con la longitud de onda. Un ancho de banda de apenas 0.2GHz y valores cercanos a los -20dB son las características de esta separación para la estructura diseñada.

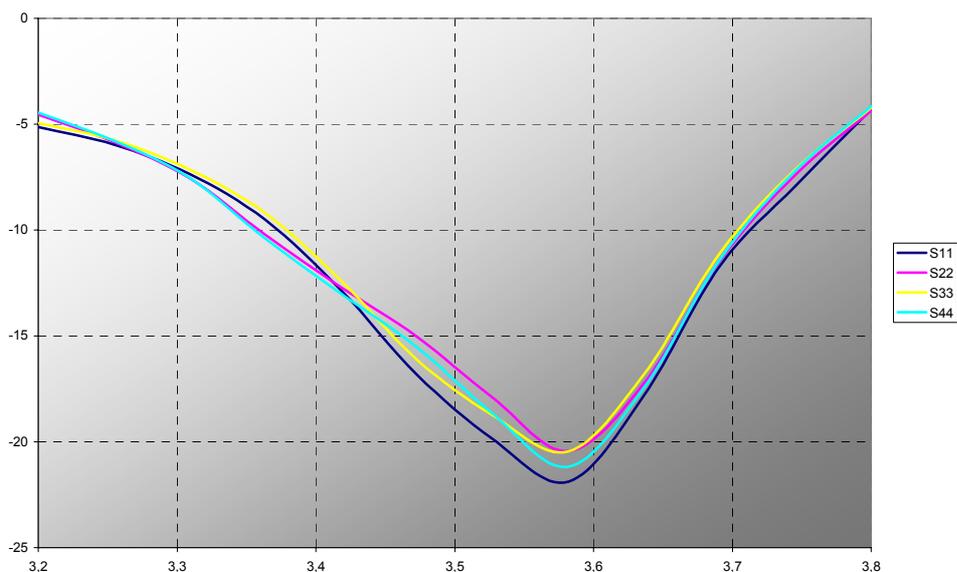


Figura 5-23. Separación correspondiente a la longitud de onda central de trabajo (85,7mm)

5.4.3.1.2 RELACIÓN AXIAL

Tras realizar las comparaciones en términos reflexivos, se va a proceder a determinar la dependencia del Axial Ratio con las mismas variaciones en separación. En primer lugar se puede apreciar como ninguna de las variaciones en la distancia antena-polarizador mejora la inicial de 6mm considerada como óptima. Las grandes distancias como son las representaciones de 14mm (+8) o la correspondiente a la longitud de onda (85.7mm) consiguen unos valores de AR muy deficientes, por lo que quedan completamente descartados. El aumento de 2mm en la anchura inicial, hasta los 8mm, empeora la pureza de la polarización circular en las frecuencias bajas cercanas al extremo de 3.3GHz, consiguiendo un ancho de banda de 0.26GHz por debajo de los 3dB. El caso de la reducción hasta los 4mm del espesor de aire que separa antena y polarizador, mejora las frecuencias bajas y empeora las cercanas al extremo de 3.7GHz. Este diseño cubre 0.31GHz de nuestra banda de trabajo, llegando incluso a permitir operar bajo estas condiciones con frecuencias por debajo de los 3.3GHz como se puede apreciar en la Figura 5-24. Aunque tampoco mejora los resultados de AR con respecto al diseño inicial, este se ha desechado debido a sus malos resultados en términos de reflexión.

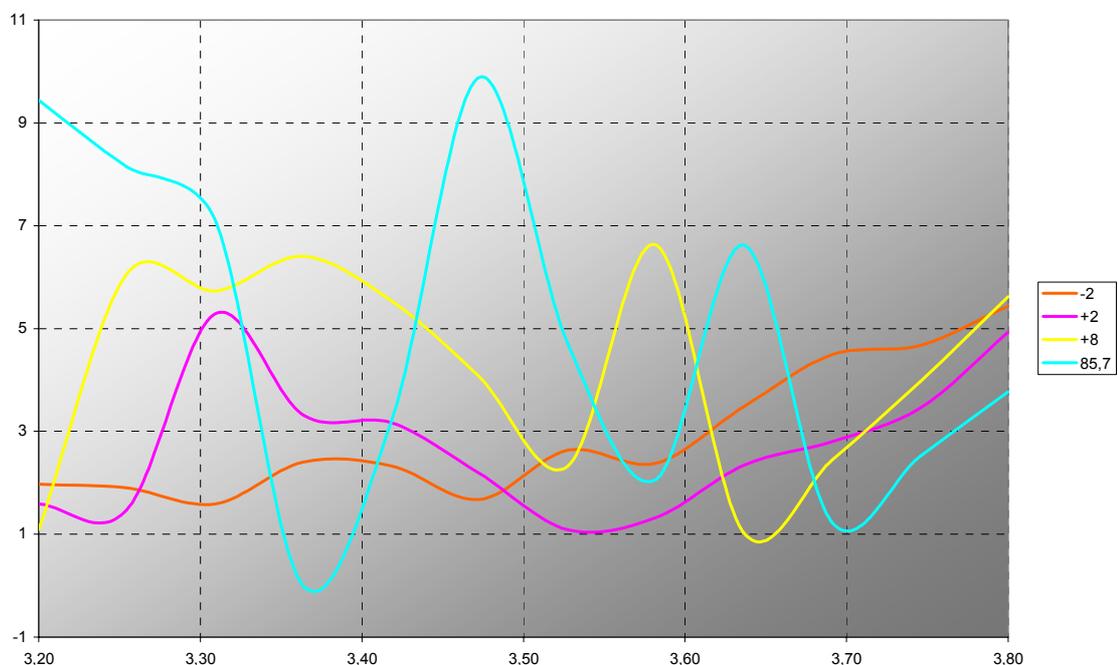


Figura 5-24. Dependencia del Axial Ratio con la separación antena - polarizador

5.4.3.1.2.1 AXIAL RATIO vs. ORIENTACIÓN VERTICAL

El siguiente punto de estudio es la dependencia que tiene el Axial Ratio con el ángulo theta o ángulo con la vertical de la antena. La Figura 5-25 muestra los resultados. Se comprueba que para un correcto funcionamiento de la estructura radiante bajo condiciones de polarización circular es necesario que se trabaje dentro de un margen de $\pm 10^\circ$ desde la normal a la antena. Se puede observar que existe una ligera desviación de 2° desde el punto óptimo con respecto a la vertical de la antena o 0° . Esto se debe a que la simetría no es perfecta en el diseño, principalmente debido a la posición del polarizador.

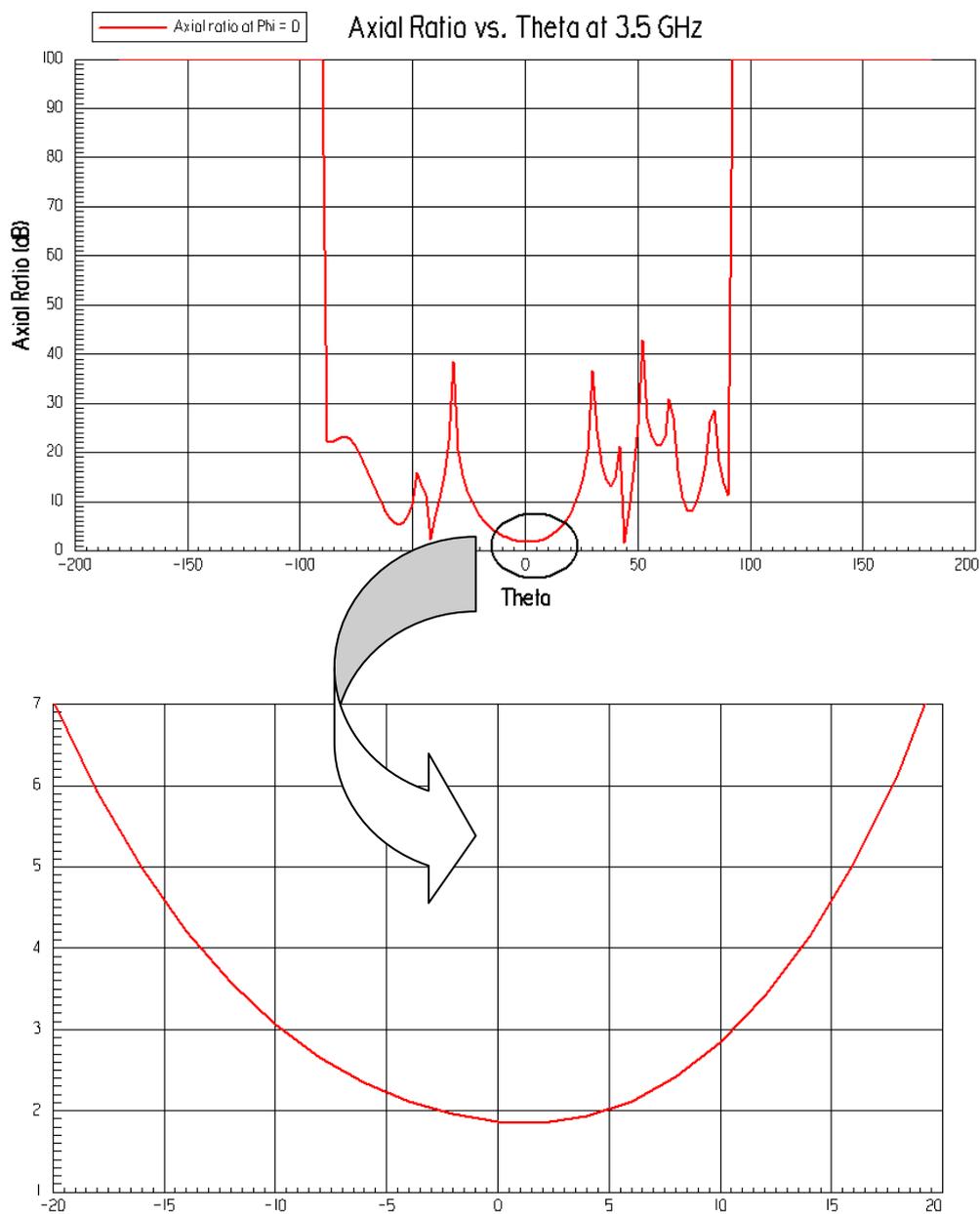


Figura 5-25. Axial Ratio en dependencia con el ángulo vertical de radiación

La Figura 5-26 representa la captura del diagrama de radiación de la antena en coordenadas cartesianas. Se puede apreciar la asimetría existente en el campo lejano radiado, debida al gran valor que adoptan los acoplos entre los elementos radiantes de la antena. El máximo valor de ganancia que adopta la antena se sitúa en 10dB, y las bajas amplitudes obtenidas en las componentes contrapolares se ajustan a los resultados de relación axial mostrados en la Figura 5-24.

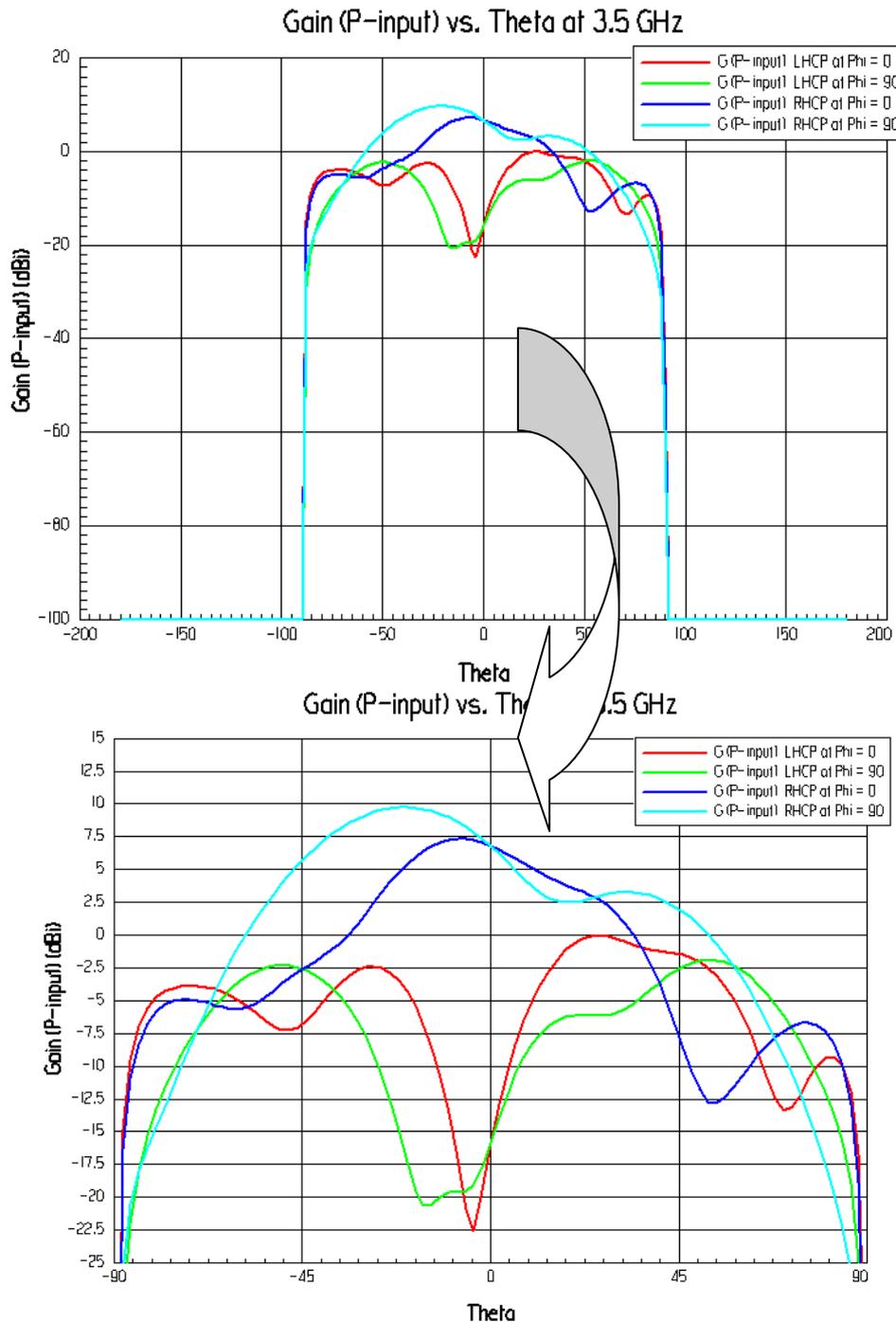


Figura 5-26. Diagrama de radiación cartesiano de la antena junto con el polarizador

5.5 FABRICACIÓN DEL POLARIZADOR

En el proceso de fabricación de las capas conductoras del polarizador, volvemos a trabajar con láminas dieléctricas de tamaño 300x200mm, y en esta ocasión la estructura de cada capa del polarizador junto con referencias de taladro nos permite aprovechar una lámina entera de este material. Por tanto para este caso, vamos a necesitar dos láminas, una para cada capa. Se ha optado en dividir en dos partes cada capa del polarizador para así poder acelerar el proceso de fabricación, ya que el tamaño completo de cada lámina es bastante grande. El objetivo de esto es evitar la corrosión de ciertas partes de cobre de las láminas, ya que al ser el proceso de fabricación un proceso de trabajo con líquidos corrosivos, la exposición de cobre se realiza de forma progresiva, por lo que habrá zonas de cobre de las láminas que queden expuestas antes que otras a estos líquidos. Se seguirán los mismos procedimientos que el aparato 4.4.2.

Los resultados de la fabricación se pueden observar en las Figuras 5-27 y 5-28.

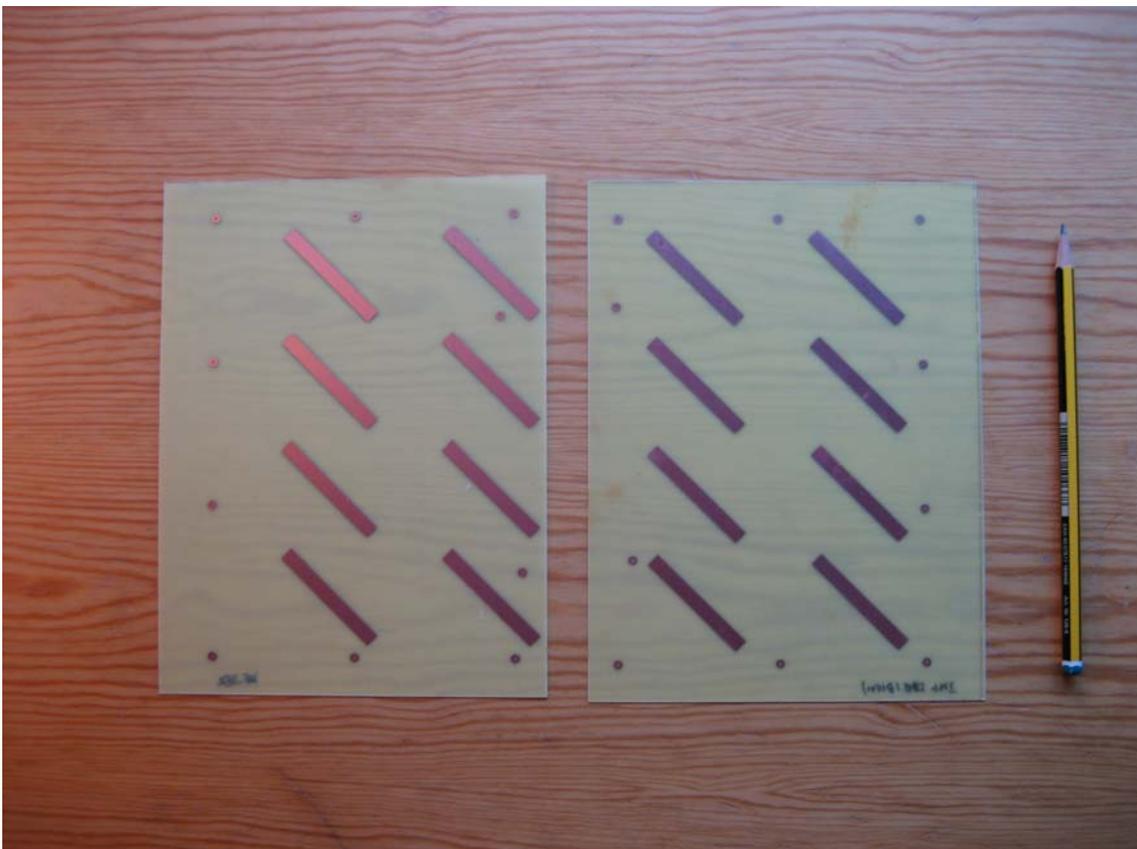


Figura 5-27 Capa de tiras inferior del polarizador



Figura 5-28 Capa de tiras superior del polarizador

5.6 REFERENCIAS

- [5.1] Daniel H.Schaubert, *Review of Microstrip Antenna Array Techniques*, Electrical and Computer Engineering, University of Massachusetts.
- [5.2] K. Sakaguchi, N. Hasabe, *A Circularly Polarized Omnidirectional Antenna*, Nihon University, Japan
- [5.3] J.L. Masa Campos, *Aportación al diseño de antenas planas sobre guías de placas paralelas*, Tesis Doctoral, ETSI de Telecomunicación, 2005.
- [5.4] T. Teshirogi, M. Tanaka and W. Chujo, *Wideband Circularly Polarized Array Antenna with Sequential Rotations and Phase Shift of Elements*, Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation, Japan 1985, pp. 117-120.

6 DISEÑO DEL ARRAY 2x2 LINEAL

6.1 INTRODUCCIÓN

En este proyecto se desarrolla un conjunto antena lineal y polarizador, ambos por separados, con el fin de conseguir una estructura radiante con polarización circular. Como se ha especificado en puntos anteriores, tanto la antena y el polarizador son completamente separables, por lo que la antena puede funcionar sobre condiciones de radiación lineal. En este apartado se detallan los resultados de la antena lineal, habiendo retirado el polarizador de la estructura.

El array de 4 elementos radiantes se ha dispuesto de tal forma que su comportamiento junto con el polarizador sea el óptimo. Como se ha indicado en el Apartado 5.3.1, el diseño del array se ha realizado bajo las especificaciones del polarizador, y no por separado. Esto se debe a que un correcto funcionamiento de la antena bajo condiciones de polarización circular conllevará también que el funcionamiento lineal de esta sea el adecuado [6.1]. Si se hubiera llevado a cabo un diseño en primer lugar del array lineal, seguido de su adaptación para la inclusión del polarizador, los resultados hubieran sido diferentes, tendiendo a empeorar la relación axial del conjunto o lo que es lo mismo, la pureza de la polarización circular. Por tanto, se ha tendido a obtener mejores resultados bajo condiciones circulares a expensas de que se empeoren las condiciones de radiación lineales.

6.2 CONFECCIÓN DEL ARRAY 2x2 A PARTIR DE UN ELEMENTO

Para la ampliación de la antena desde un único elemento radiante hasta crear un array de cuatro de estos mismos elementos, vamos a utilizar el polarizador diseñado como referencia de situación.

Para un elemento, la estructura necesitaba que se las tiras parásitas centrales del polarizador se situarán centradas sobre este elemento, tal y como se puede apreciar en el Apartado 5.3, por tanto, cada uno de los tres elementos restantes, necesitarán mantener esta misma situación con respecto al polarizador ampliado, tal y como se observa en la Figura 6-1, siguiendo las distancias indicadas en la Tabla 6-1.

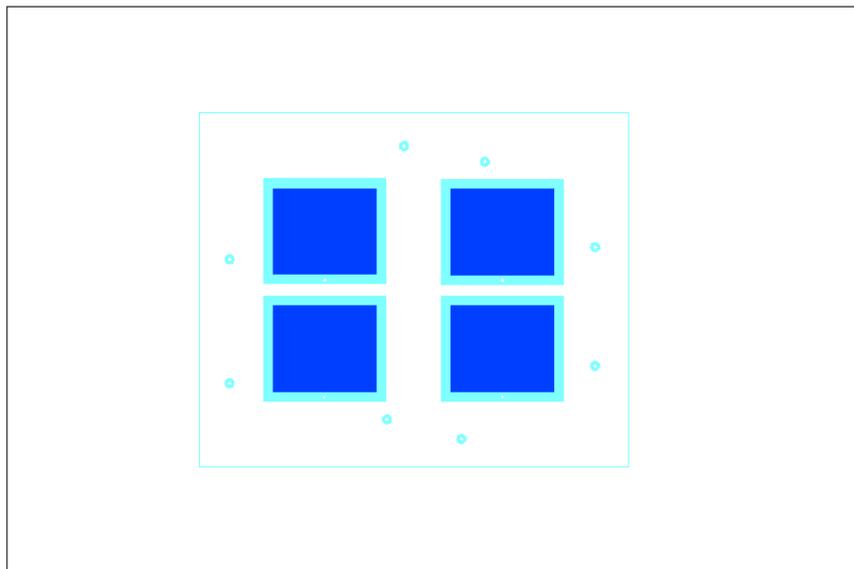


Figura 6-1 Distribución de los elementos radiantes en el array

WiMAX – 3.5GHz	
ESTRUCTURA ARRAY LINEAL	
Parche 2	-
Dieléctrico 2	0.4 mm
Aire 2	6 mm
Parche 1	-
Dieléctrico 1	0.4 mm
Aire 1	2 mm
<u>TOTAL</u>	8.8 mm

Tabla 6-1 Distancias entre elementos del array

6.3 SIMULACIONES SOBRE LA ANTENA EN FUNCIONAMIENTO LINEAL

Una vez expuesta la confección para distribuir los cuatro elementos radiantes que formarán el array, se pasará a realizar las simulaciones pertinentes sobre la estructura. En la Figura 6-2 se muestra un esquema correspondiente con la simulación llevada a cabo, mientras que en la Figura 6-3 se indican las propiedades de las diferentes capas que forman esta antena lineal.

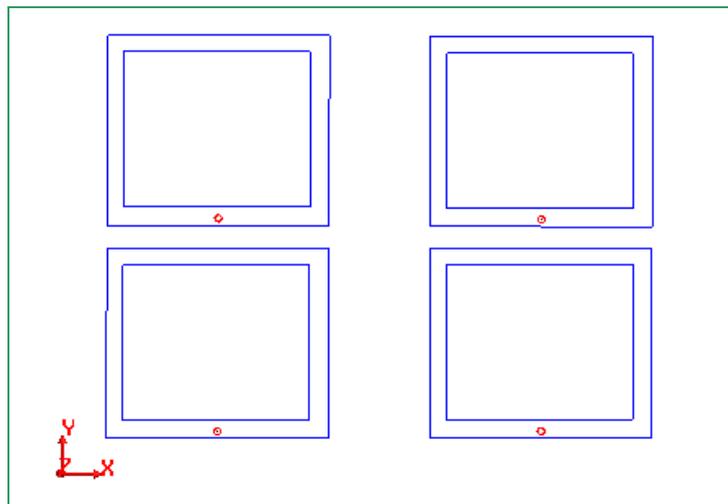


Figura 6-2. Vista alzado – Esquema de simulación

Layer	Type	Included	Elevation (mm)	Thickness (mm)	Material
Parche2	Trace	Yes	8.8	0	copper
diel2	Dielectric	Yes	8.4	0.4	FR4
aire2	Dielectric	Yes	2.4	6	air
Parche1	Trace	Yes	2.4	0	copper
diel1	Dielectric	Yes	2	0.4	FR4
aire1	Dielectric	Yes	0	2	air
tierra	Inf. Ground	Yes	0	0	perf_conductor

Figura 6-3. Tabla correspondiente a la simulación con las propiedades de los niveles

Los resultados en las simulaciones se mostrarán en términos de ancho de banda en reflexión de los elementos unitarios y diagramas de radiación para observar la linealidad de la estructura [6.2].

6.3.1 ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN

La Figura 6-4 muestra los valores de cada uno de los elementos radiantes que conforman el array en términos de sus respectivos anchos de banda en reflexión.

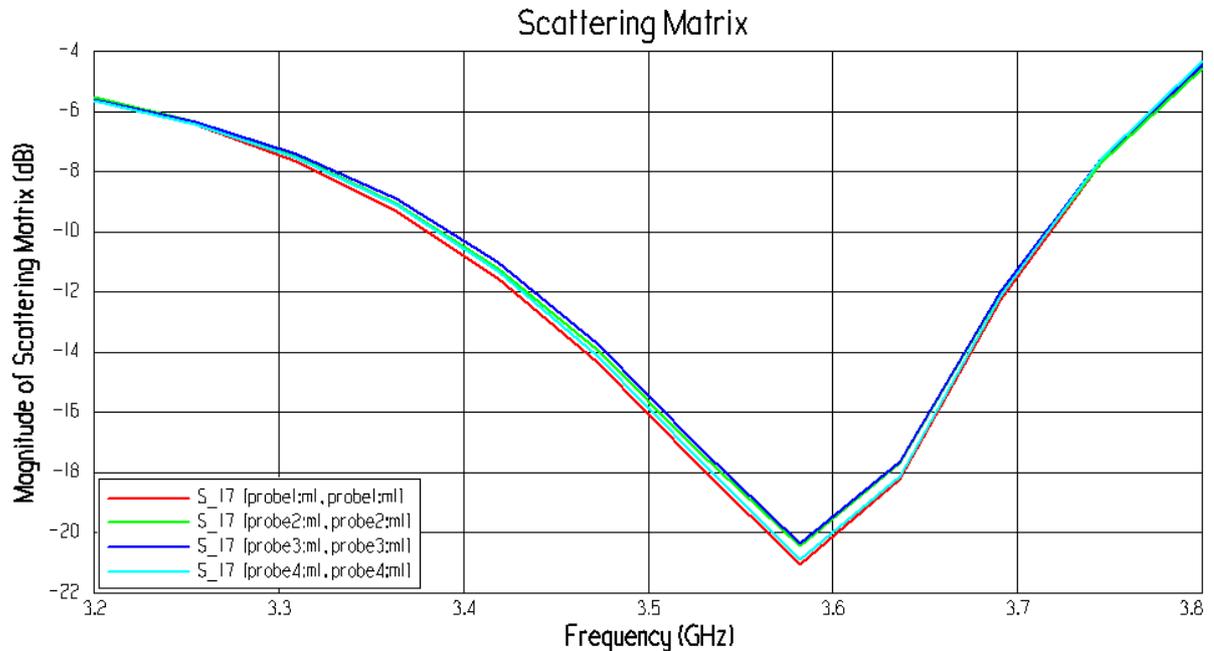


Figura 6-4. Antena lineal – Anchos de banda en reflexión de cada elemento

Se puede comprobar como los cuatro elementos mantienen valores muy similares sin apenas variaciones entre ellos, con picos de adaptación en 3,58 GHz para todos los casos, por lo que no existen apenas efectos que produzcan desplazamiento en banda. En términos de anchos de banda fraccionarios por debajo de -15 dB y de -10dB los resultados son:

$$BW_{r\%}(-15dB) = \frac{BW(-15dB)}{f_0} \cdot 100 = \frac{3.66GHz - 3.48GHz}{3.5GHz} = 5,15\% \quad (6.1)$$

$$BW_{r\%}(-10dB) = \frac{BW(-10dB)}{f_0} \cdot 100 = \frac{3.72GHz - 3.38GHz}{3.5GHz} = 9,80\% \quad (6.2)$$

En términos de acoplos entre elementos, podemos observar en la Figura 6-5 como elementos en la misma columna sufren unos valores bastante altos. Estos valores afectan sobre el ancho de banda de reflexión del conjunto.

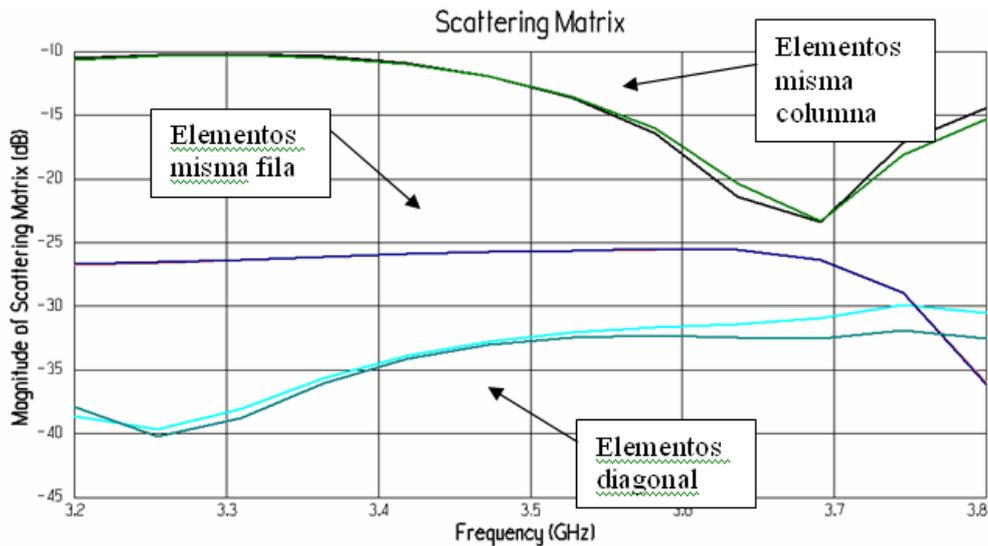


Figura 6-5 Antena lineal - acoplos

Como se observa, los valores se mantienen cercanos a -10dB en gran parte de la banda, y en el caso de los elementos que se encuentran en la misma fila, este valor se acerca a -26dB.

6.3.2 DIAGRAMA DE RADIACIÓN

Al observar el funcionamiento de la antena en términos de campo lejano para la frecuencia central de trabajo de 3,5GHz, utilizando su diagrama de radiación en representación, observamos la existencia de asimetría en sus componentes, como se ve en la Figura 6-6.

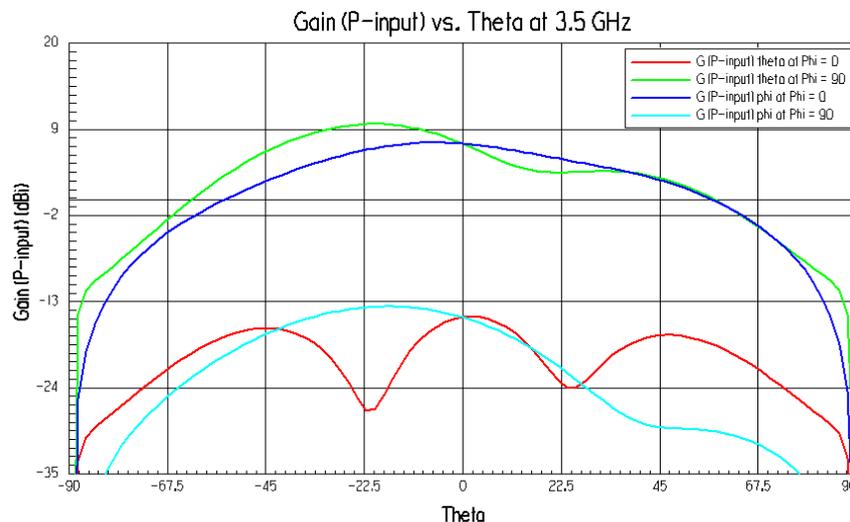


Figura 6-6. Diagrama radiación antena lineal. Componentes theta y phi en cortes principales

La causa de esta asimetría radica en los altos acoplos que acompañan a la estructura desde la confección del array. En el Apartado 5.4.3.1.2.1 se podía comprobar como el diagrama de radiación era simétrico mientras los acoplos se mantenían suficientemente bajos. En el eje de radiación normal a la antena, las cuatro componentes correspondientes obtienen los mismos valores dos a dos como se comprueba en la figura, por tanto se desecha la posibilidad de errores en la simulación. Tras esto queda corroborado como la alta tendencia en los acoplos modifican el funcionamiento de la antena. A pesar de esto, los valores bajos de componentes contrapolares en el máximo del lóbulo, hacen que la linealidad de la antena sea buena. A modo comparativo, se incluyen los diagramas de radiación para los extremos de la banda de trabajo, para 3.3 y 3.7GHz respectivamente.

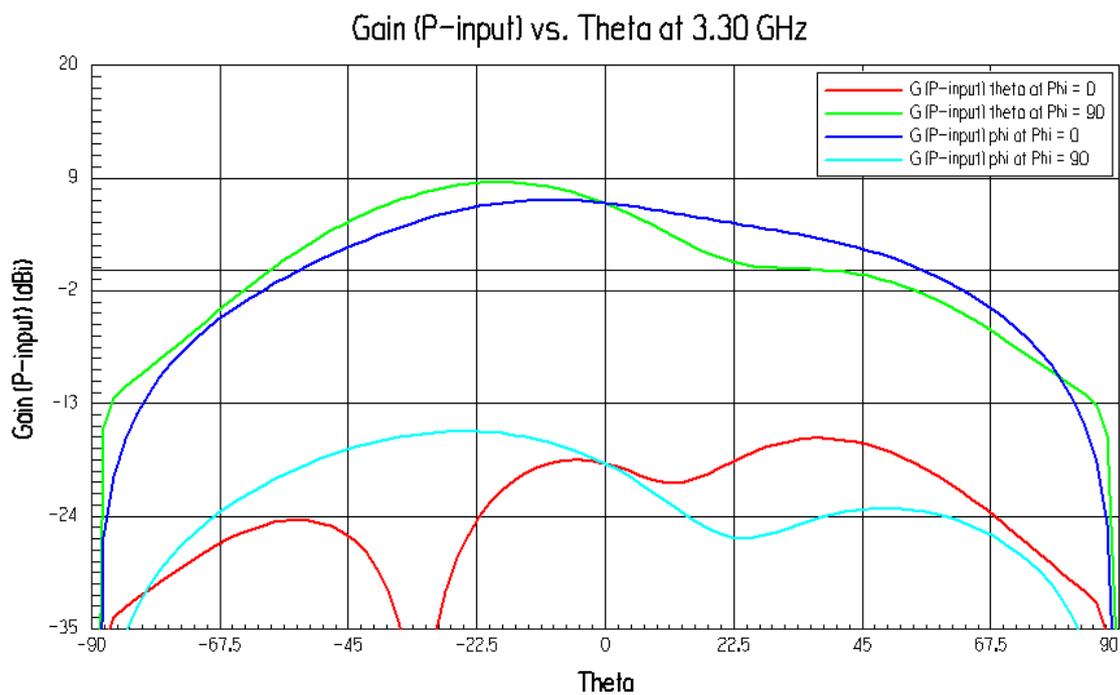


Figura 6-7. Diagrama de radiación – Antena Lineal para 3,3GHz

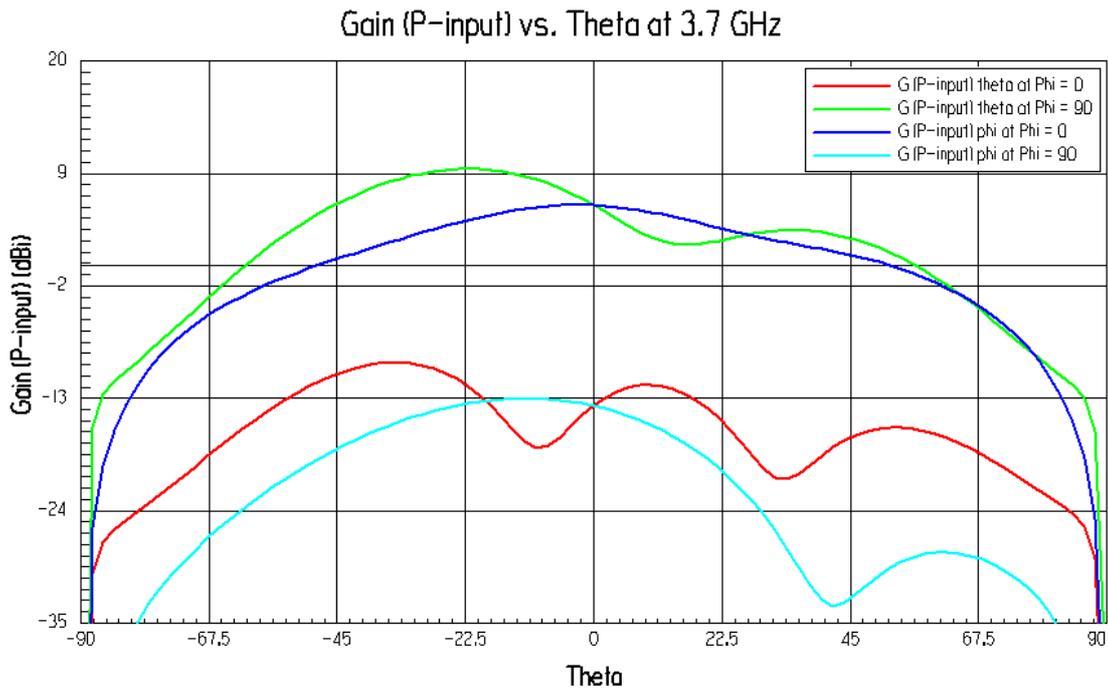


Figura 6-8. Diagrama de radiación – Antena Lineal para 3,7GHz

6.4 FABRICACIÓN DEL ARRAY

La fabricación de los dos niveles de parches que conformarán el array 2x2 sigue el mismo procedimiento que el indicado en el Apartado 4.4.2. En esta ocasión el tamaño de la estructura será mayor, y trabajaremos con un dieléctrico de tamaño 300x200mm en el que incluiremos ambos niveles de parches. Ya que el tamaño de cada nivel junto con las marcas de taladros lo hemos ajustado a 150x160mm habrá que recortar con la guillotina del taller los bordes sobrantes. Hay que tener en cuenta que cuanto menor sea el tamaño del cobre a retirar de la estructura, menor será el tiempo de fabricación. Con todo esto, el resultado final de la fabricación de los dos niveles de parches del array 2x2 se observa en la Figura 6-9.

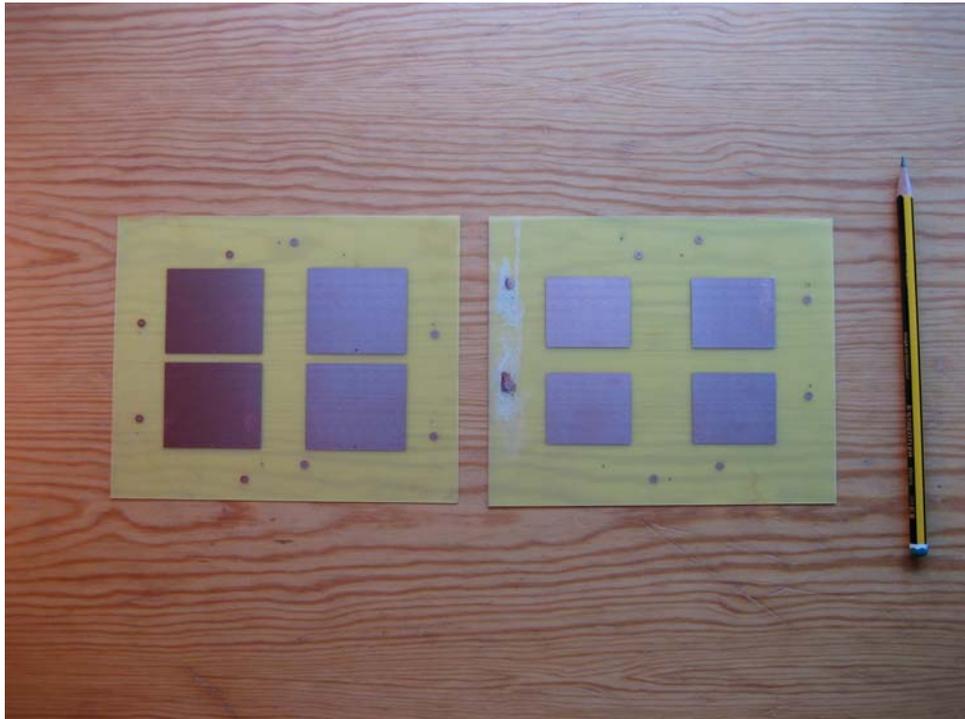


Figura 6-9 Capas de parches del array 2x2

En la Figura 6-10 se muestran toda la estructura creada en este proceso. Se puede comprobar la diferencia de tamaños entre capas del polarizador y ambas capas del array 2x2 radiante.

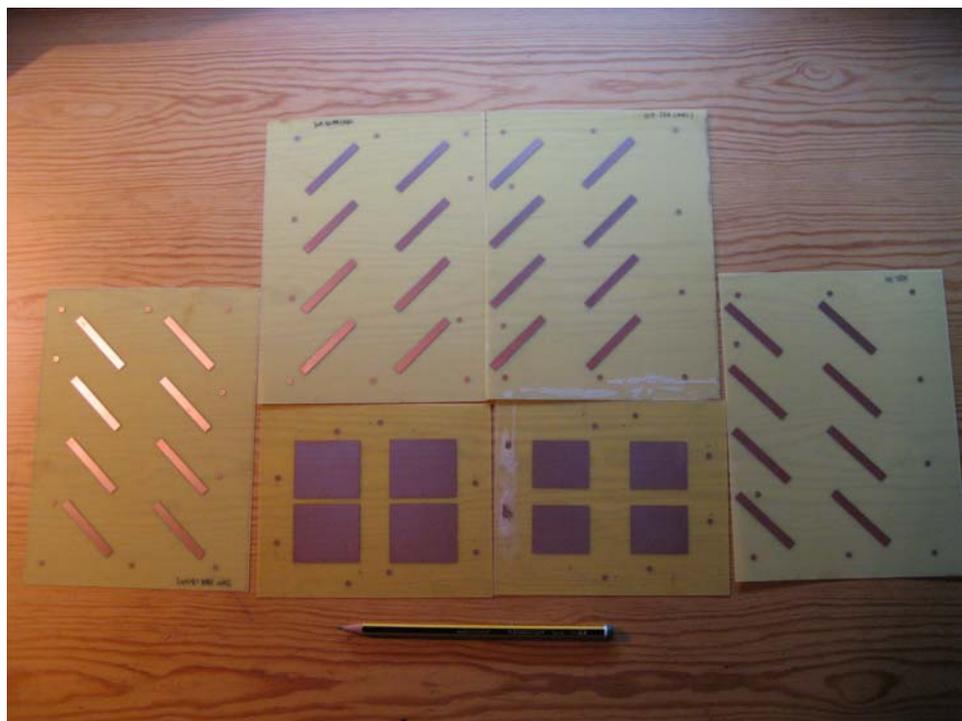


Figura 6-10 Conjunto de láminas fabricadas – Parches y polarizador

6.5 REFERENCIAS

[6.1] P.S.Hall, *Review for Techniques for Dual and Circularly Polarised Microstrip Antennas*, **School of Electronic and Electric Engineering, University of Birmingham.**

[6.2] C.A. Balanis, *Antenna theory, Analysis and Design*, **2nd ed., John Wiley and Sons, New York, 1997**

7 ARRAY 2x2 DUAL – MEDIDAS LINEAL Y CIRCULAR

7.1 INTRODUCCIÓN

Tras el diseño de la antena lineal y la puesta en escena de sus simulaciones, se ha procedido a su fabricación, tal y como se detallaba en el Apartado 6.4. A continuación, se procederá a mostrar los resultados obtenidos en la práctica.

Se comenzará con medidas en ancho de banda en reflexión sobre la construcción basada en dimensiones según las simulaciones de la antena lineal, tras lo cual se procederá a realizar determinadas variaciones en la estructura con el fin de comprobar el efecto de estas sobre los resultados en términos de ancho de banda en reflexión. Un tipo de medida posible con el analizador de redes serán los parámetros reflexivos 'S' del circuito bajo medida, así como su correspondencia en términos de adaptación según carta de Smith. Para el caso que nos incumbe, para medir la cantidad de potencia que se transmite desde el puerto 1 al puerto 2 se medirá el parámetro S_{21} , lo que servirá para las medidas de acoplos, o para ver la potencia que reflejan los puertos de medida comprobaremos el S_{11} o el S_{22} . Se empleará para ello uno de los analizadores de redes disponibles en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid, y se procesarán las medidas con Matlab y Microsoft Excel.

Tras esto se procederá a realizar las medidas del diagrama de radiación de esta estructura lineal. Una vez realizadas estas medidas, se continuará con las correspondientes en funcionamiento circular tras la inclusión del polarizador externo. Ancho de banda en reflexión y diagramas de radiación serán expuestos. Utilizando los diagramas de radiación para esta estructura circular, se obtendrá la pureza en circularidad conseguida, exponiéndose mediante la relación axial.

7.2 ANTENA LINEAL

En esta primera parte, se expondrán los resultados correspondientes con la antena en funcionamiento lineal.

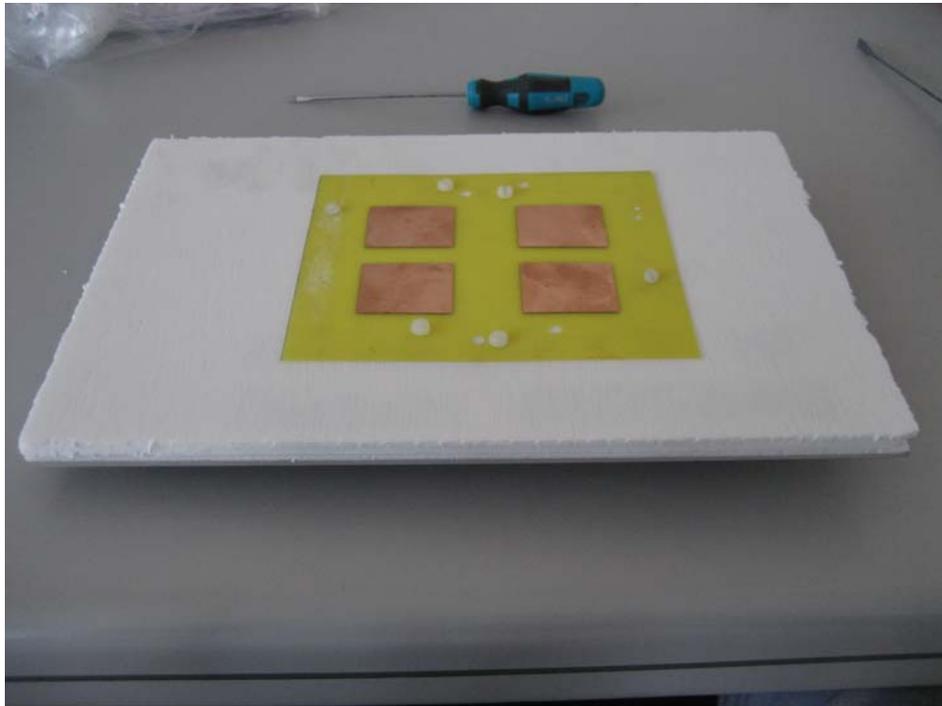


Figura 7-1 Montaje array lineal

7.2.1 ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN

En primer lugar, se comprobarán los resultados tanto en reflexión de elementos unitarios como de sus acoplos. Se utilizará el analizador vectorial de redes Rohde & Schwarz ZVL 9KHz-6GHz.

7.2.1.1 CARACTERIZACIÓN DEL MONTAJE INICIAL

La primera medida será la correspondiente a la antena según los datos en simulación que optimizaban la transmisión teórica. En la Tabla 7-1 se indican las componentes de la estructura y sus correspondientes dimensiones.

WiMAX - 3.5GHz	
ESTRUCTURA ARRAY LINEAL	
Parche 2	-
Dieléctrico 2	0.4 mm
Aire 2	6 mm
Parche 1	-
Dieléctrico 1	0.4 mm
Aire 1	2 mm
<u>TOTAL</u>	8.8 mm

Tabla 7-1 Estructura y dimensiones iniciales de la estructura lineal

En la Figura 7-2 se muestran los valores en términos de ancho de banda en reflexión para los elementos unitarios que conforman el array 2x2. Se observa un ligero desplazamiento entre resonancias de cada componente. Todos los resultados siguen unos patrones similares, con anchos de banda para las componentes de aproximadamente 200 MHz, dando unos valores fraccionarios en ancho de banda por debajo -15dB de un 6%.

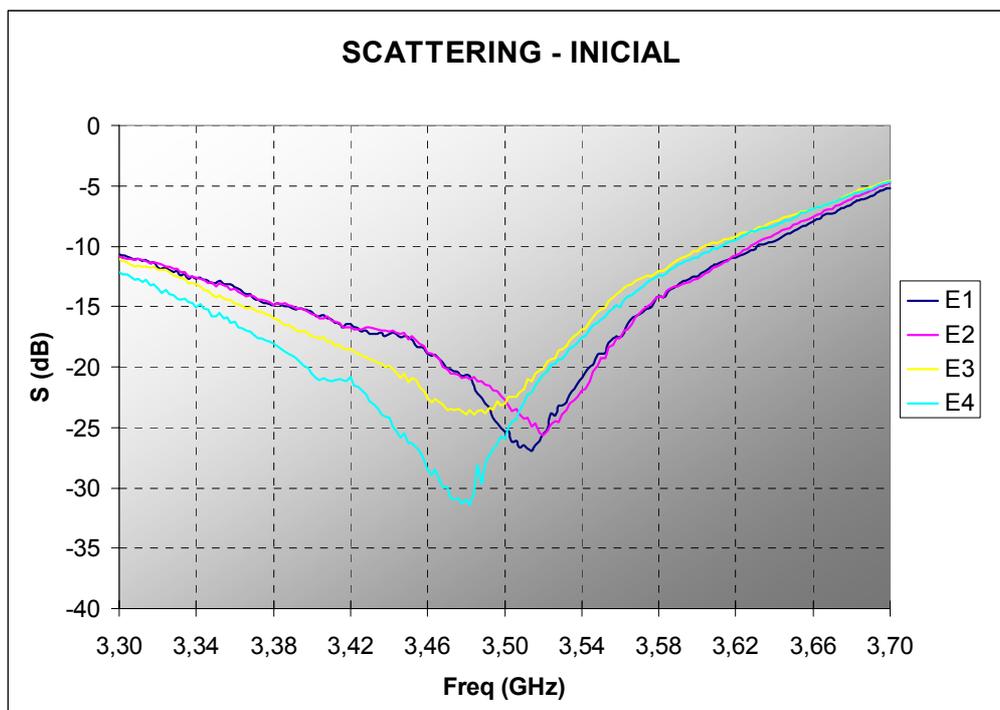


Figura 7-2 Montaje inicial - Medidas en reflexión

7.2.1.2 CARACTERIZACIÓN DE LA ESTRUCTURA CON MODIFICACIONES

Una vez mostrados los resultados para la estructura inicial, se pasará a realizar mediciones sobre variaciones en las anchuras que conforman el conjunto.

7.2.1.2.1 INVERSIÓN DE LA SEGUNDA CAPA DE PARCHES

Esta medición se corresponde al dar la vuelta a la última capa de la antena, dejando los parches de cobre por debajo del sustrato, por lo que este queda como último nivel. Los resultados obtenidos se indican en la Figura 7-3. En esta ocasión observamos dos tendencias principales entre los elementos 1 y 2 correspondientes a la primera fila del array, y entre los 3 y 4 de la segunda. En términos generales se observa como el ancho de banda en reflexión es más amplio para los primeros, con una diferencia de 40MHz. En términos fraccionarios, el ancho de banda por debajo de -15dB de esta estructura será de aproximadamente un 8%, aunque en el caso de una medida por debajo de -10dB este valor aumenta hasta aproximadamente un 13% si ampliamos el espectro hacia frecuencias inferiores. Además con este rango, se consigue cubrir prácticamente toda la banda de trabajo, desde 3,3 a 3,7GHz.

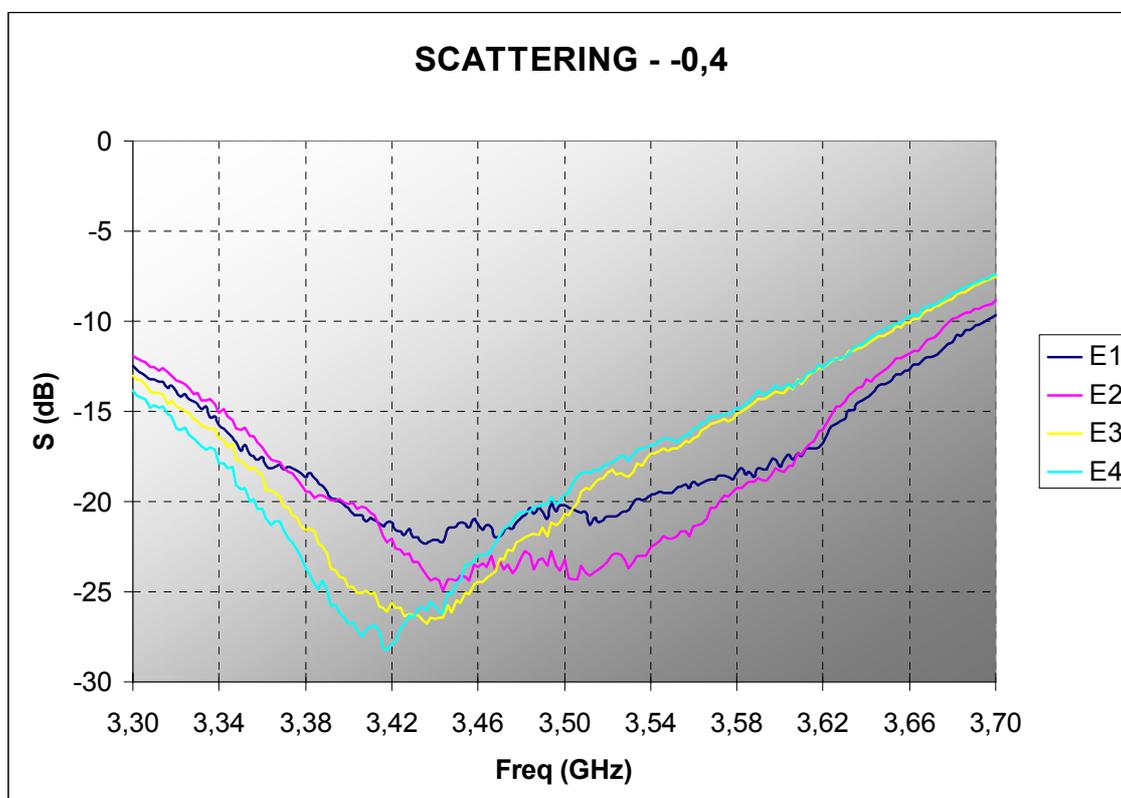


Figura 7-3. Montaje -0.4 – Medidas en reflexión

7.2.1.2.2 AUMENTO DE 1mm EN LA CAPA DE AIRE 2

Volviendo a la estructura inicial, en esta ocasión la medida se referirá para la variación en la que el nivel Aire 2 pasa de 6mm a los 7mm. En la Figura 7-4 muestran los resultados, en los que se vuelven a comprobar las mismas tendencias entre elementos situados en las mismas filas del array. En esta ocasión los resultados en ancho de banda por debajo de -15dB empeoran con respecto a las mediciones anteriores, obteniéndose anchos de banda fraccionarios con un valor de 5,8%.

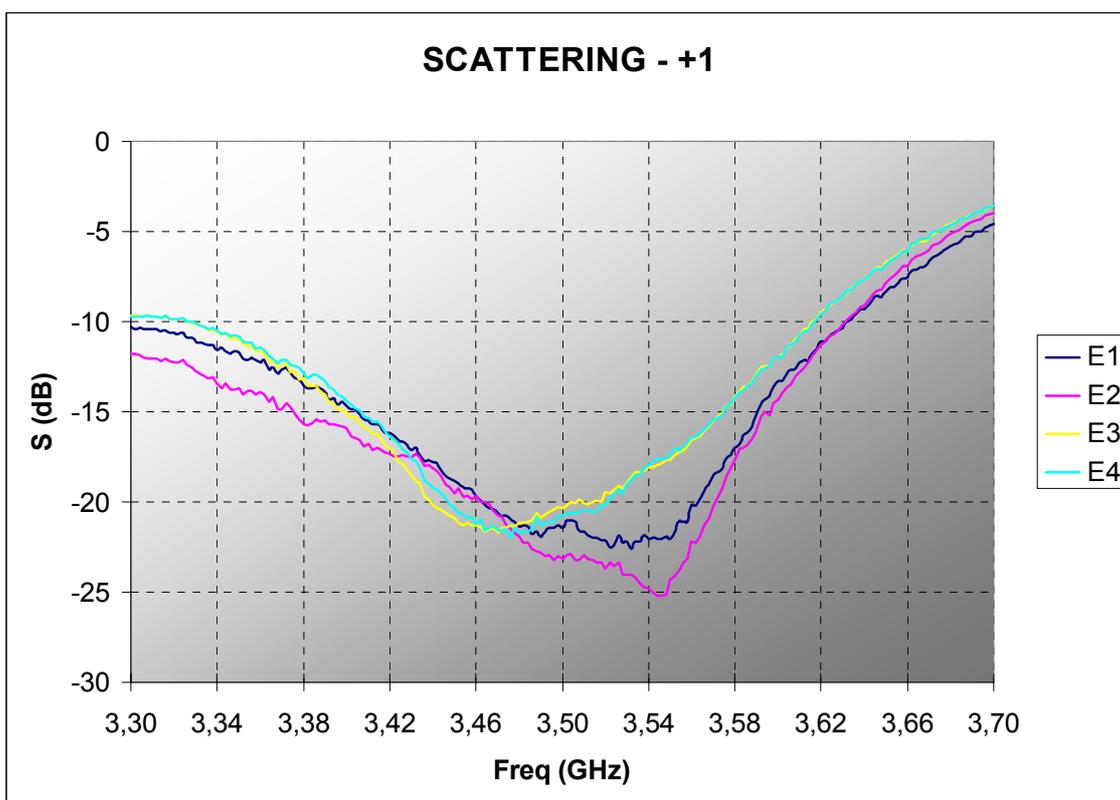


Figura 7-4. Montaje +1mm nivel Aire 2 – Medidas en reflexión

7.2.1.2.3 AUMENTO DE 1mm EN LA CAPA DE AIRE 2 E INVERSIÓN EN LA CAPA DE PARCHES SUPERIORES

A continuación se muestran los resultados obtenidos al fijar en 7mm la separación de aire superior, y dar la vuelta al último nivel de parches, o lo que es lo mismo, combinando las dos últimas variaciones de la estructura indicada en este apartado.

Como se muestra en la Figura 7-5, prácticamente las cuatro resonancias se encuentran en la frecuencia central de trabajo, aunque en esta ocasión, los resultados en términos de ancho de banda no satisfacen en objetivo de banda ancha en la estructura, ya que su valor es aproximadamente de 180MHz, obteniéndose unos resultados de 4,7% en banda fraccionaria, ambos teniendo como límite -15dB.

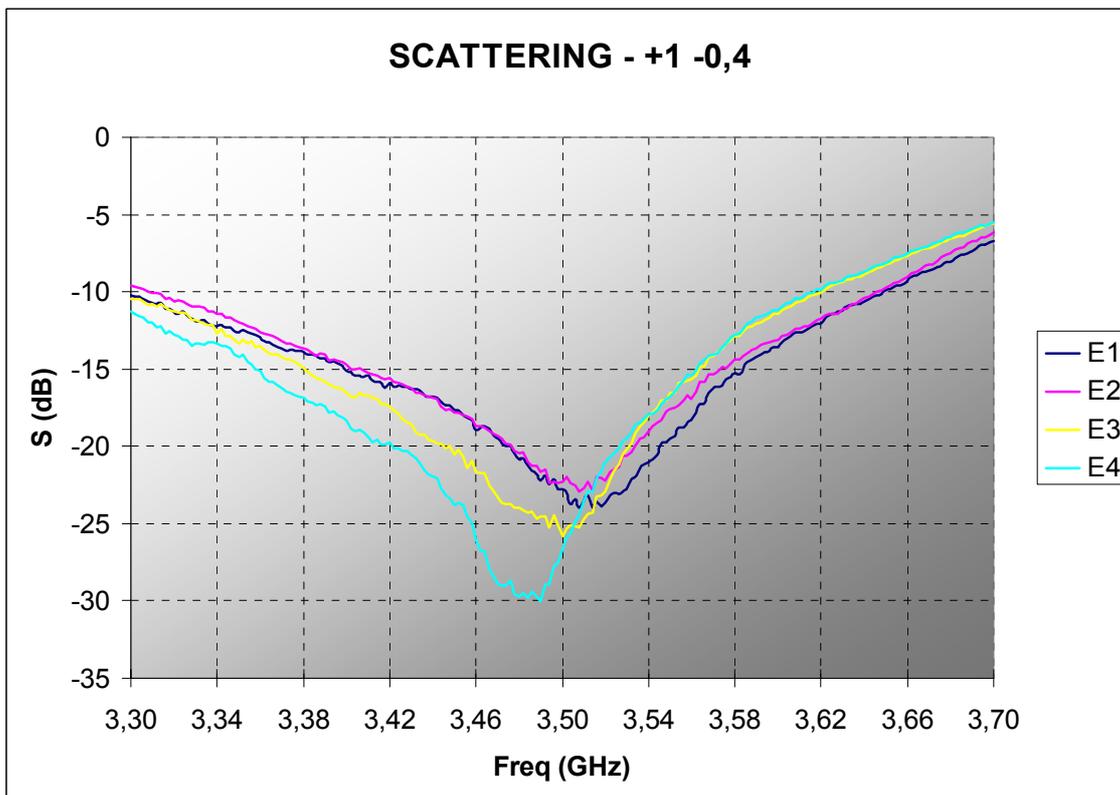


Figura 7-5. Montaje +1mm nivel Aire 2 y -0,4mm – Medidas en reflexión

7.2.1.3 MEDICIÓN DE LOS ACOPLOS ENTRE ELEMENTOS RADIANTES

En este apartado se mostrarán los resultados de los acoplos entre elementos unitarios en el funcionamiento lineal de la estructura. Tras las pertinentes calibraciones de los puertos 1 y 2 del analizador vectorial de redes, se continuará con la medición de reflexiones cruzadas entre cada uno de los cuatro elementos con sus respectivos.

Únicamente se mostrarán los acoplos existentes en el montaje final de la estructura lineal, y a posteriori se utilizará como base para la antena circular. En la Figura 7-6 se muestran los resultados.

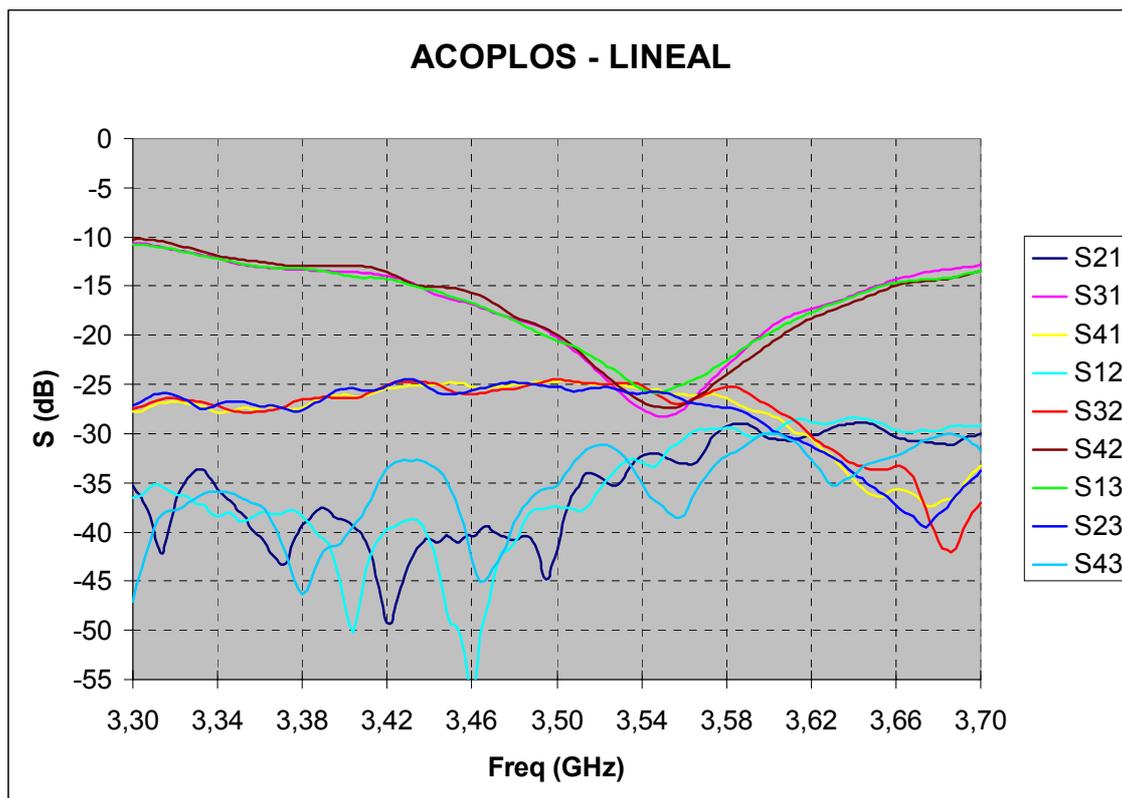


Figura 7-6 Acoplos entre elementos unitarios – Antena lineal

Se han realizado medidas sobre 3 de los elementos, ya que el cuarto, y debido a la simetría existente en el diseño, mostraría unos resultados semejantes a los ya existentes con los otros elementos. Se pueden observar tres grandes tendencias de comportamiento en reflexiones. La primera de ellas se corresponden con los elementos situados en las mismas columnas del array (S_{13} , S_{31} , S_{42} y S_{24}), que muestran unos resultados altos en acoplos como se puede apreciar en la figura superior. Tras estos, los acoplos entre elementos dentro de una misma fila (S_{32} , S_{23} , S_{41} y S_{14}) con acoplos cercanos a los -25dB. Los mejores resultados se muestran entre elementos en posiciones diagonales, tal y como se puede apreciar en los resultados S_{43} , S_{34} , S_{21} y S_{12} .

7.2.2 DIAGRAMA DE RADIACIÓN

La medida de la ganancia de la antena se llevará a cabo dentro de la cámara anecoica de la Universidad Politécnica de Madrid, tal y como se ha realizado con el elemento unitario en el apartado 4.5.2.

Se realizará una única medida a la frecuencia central de la banda de trabajo, a 3.5GHz. La captura se muestra en la Figura 7-7.

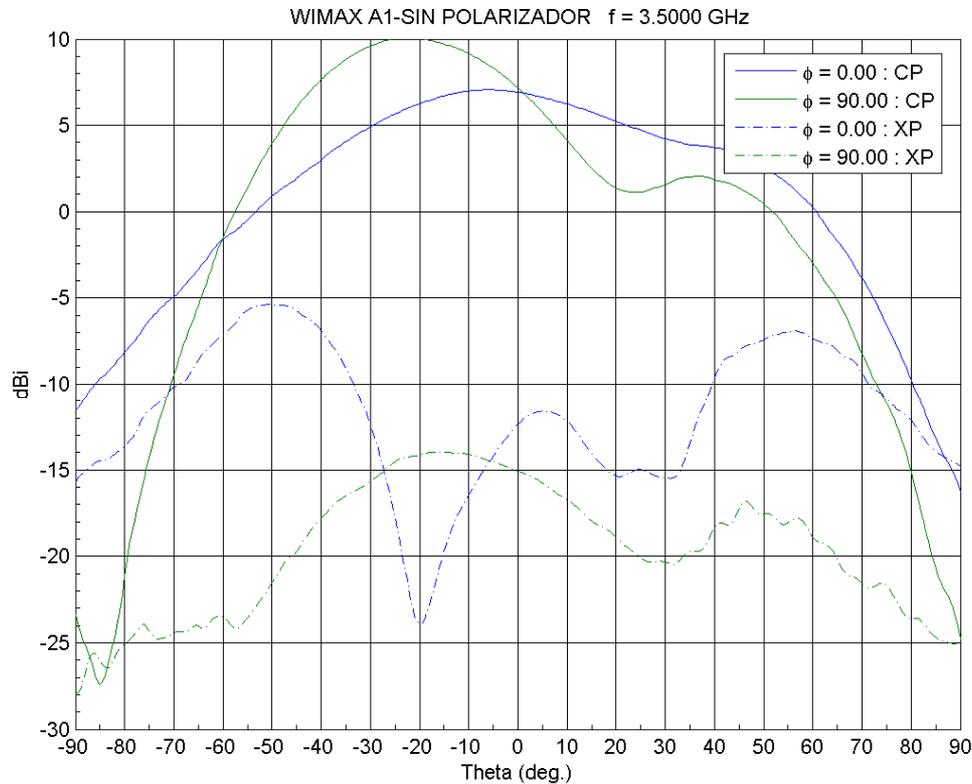


Figura 7-7 Diagrama radiación antena lineal – 3.5GHz

Se han recogido los cortes principales $\Phi=0^\circ$ y $\Phi=90^\circ$ para componentes copolares y contrapolares de radiación. Se aprecia un cierto grado de asimetría en la radiación de esta antena, al igual que ocurría en la simulación y que se puede apreciar en el apartado 6.3.2. Del mismo modo que en las simulaciones, la causa de esto está en los altos acoplos producidos en el array 2x2, que se aproximan en su punto máximo a los -10dB, aunque en este caso práctico, estas asimetrías se ven acentuadas debido a los efectos de bordes por el plano de masa finito. A pesar de esto, se aprecia una buena linealidad, al obtenerse componentes copolares máximas y componentes contrapolares mínimas en el mismo ángulo de radiación.

7.3 ANTENA CIRCULAR

Esta segunda parte en el esquema de medidas, mostrará los resultados tras la unión de la antena lineal con el polarizador circular externo.



Figura 7-8 Montaje antena circular

7.3.1 ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN

En primer lugar, se comprobarán los resultados tanto en reflexión de elementos unitarios como de sus acoplos. Se utilizará el analizador vectorial de redes Rohde & Schwarz ZVL 9KHz-6GHz.

7.3.1.1 CARACTERIZACIÓN DEL MONTAJE INICIAL

La Tabla 7-2 muestra las dimensiones finales en el montaje según las especificaciones de diseño. La primera de las mediciones, incluida en la Figura 7-9, muestra los resultados en términos de ancho de banda en reflexión para este primer montaje.

WiMAX - 3.5GHz	
ESTRUCTURA ARRAY LINEAL	
POLARIZADOR	27.8 mm
Distancia ANTENA POLARIZADOR	6 mm
Parche 2	-
Dieléctrico 2	0.4 mm
Aire 2	6 mm
Parche 1	-
Dieléctrico 1	0.4 mm
Aire 1	2 mm
<u>TOTAL</u>	42.6 mm

Tabla 7-2 Montaje inicial de la estructura completa

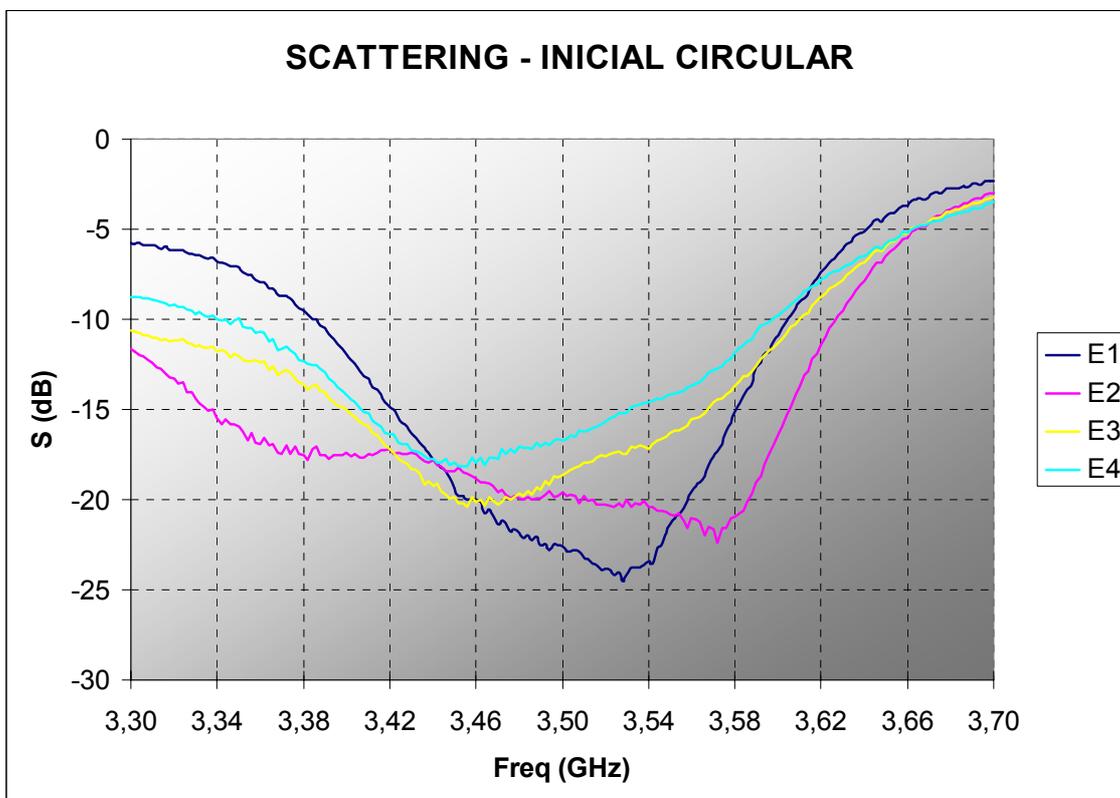


Figura 7-9. Ancho de banda en reflexión – Elementos unitarios montaje inicial circular

Las medidas en esta estructura muestran como los resultados en ancho de banda en reflexión varían con respecto a las simulaciones realizadas anteriormente. La máxima desadaptación se encuentra en los extremos de la banda, donde la reflexión se aproxima a los -5dB. En término de ancho de banda fraccionario por debajo de -15dB se consigue un resultado de 6,3%.

7.3.1.2 CARACTERIZACIÓN DE LA ESTRUCTURA CON MODIFICACIONES

En este apartado se van a detallar los resultados de las mediciones para determinadas modificaciones en la estructura de la antena completa.

7.3.1.2.1 INVERSIÓN DE LA CAPA DE PARCHES SUPERIOR

En esta ocasión, al nivel superior de parches de la antena se le dará la vuelta, dejando estos bocabajo, y con el sustrato dieléctrico por encima de estos.

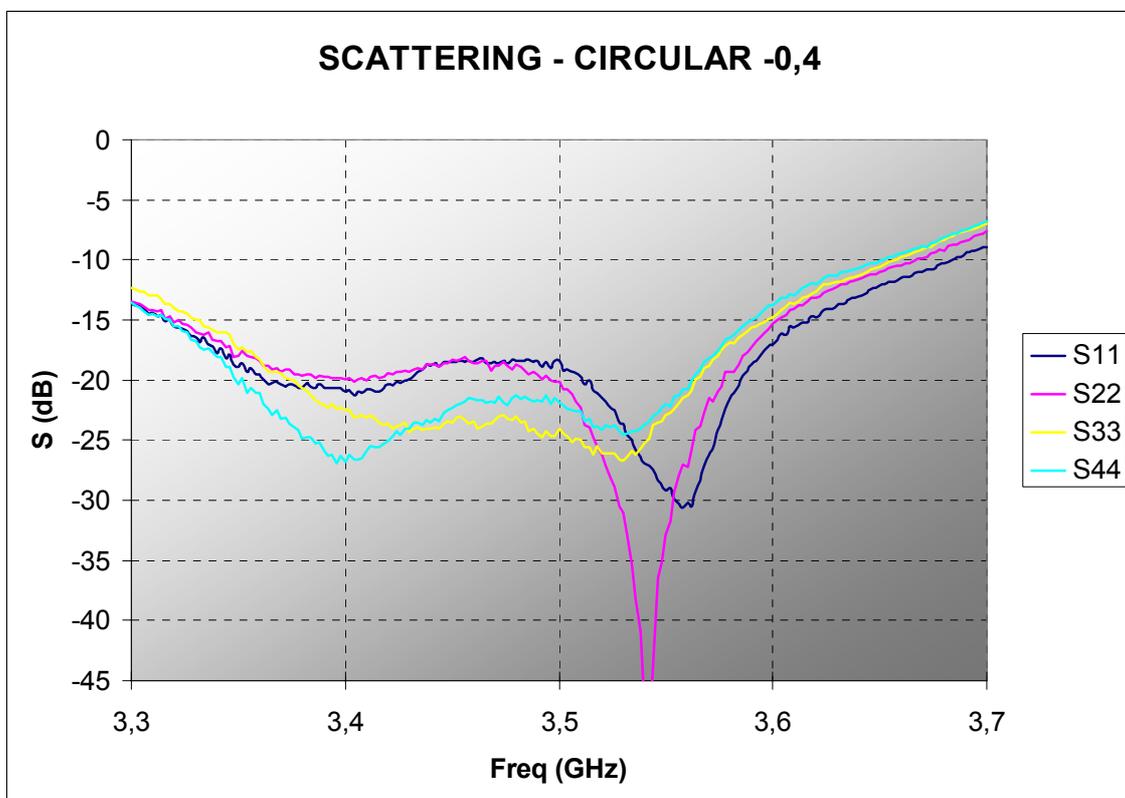


Figura 7-10. Ancho de banda en reflexión – Elementos unitarios montaje -0.4 circular

Los resultados obtenidos para este montaje mejoran los mostrados anteriormente. En esta ocasión la reflexión global de la estructura se reduce significativamente en toda la banda, y los cuatro elementos adquieren respuestas con tendencias similares. El ancho de banda por debajo de -15 es de prácticamente 300 MHz, y únicamente en el extremo superior de la banda los valores no son tan óptimos. En términos de banda fraccionaria se obtiene un valor del 8,1%, superando los resultados obtenidos con el montaje inicial.

7.3.1.2.2 REDUCCIÓN EN 4mm DE LA SEPARACIÓN ENTRE ANTENA Y POLARIZADOR

En este montaje partiendo de las dimensiones y construcción iniciales, la distancia que separará ambas estructuras y que estará formada por Rohacell pasará de 6mm a 2mm. Con esta medición se podrá comprobar una tendencia en los resultados a la reducción en esta separación.

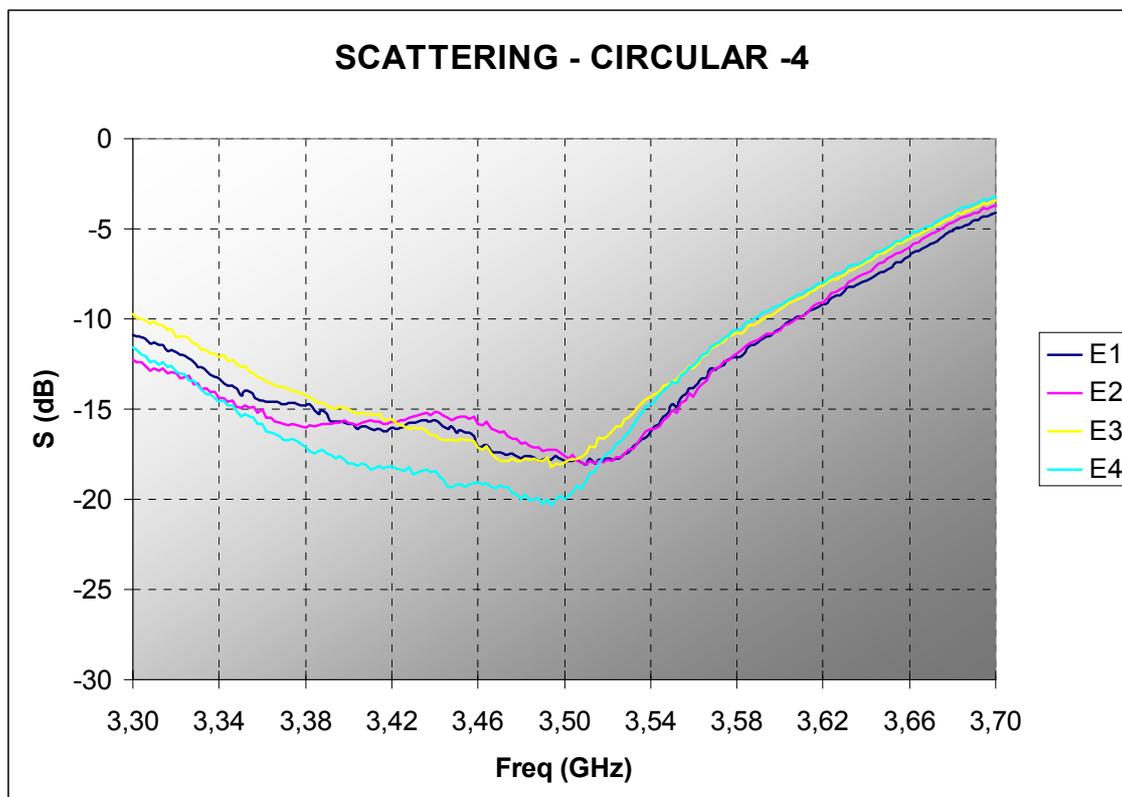


Figura 7-11. Ancho de banda en reflexión – Elementos unitarios montaje -4 circular

La reflexión con la reducción en la separación de ambas estructuras aumenta en toda la banda, por lo que se empeora en términos de adaptación general. Se consigue un ancho de banda fraccionario por debajo de -15dB del 5,2%. Tras esta medición se desecharán las posibilidades de reducir en determinados grados la separación de la antena con el polarizador circular.

7.3.1.2.3 AUMENTO EN 14mm DE LA SEPARACIÓN ENTRE ANTENA Y POLARIZADOR

En este punto y en sucesivos se procederá a incrementar la separación de las estructuras. Estos incrementos deberán mantenerse dentro de ciertos límites, ya que en caso contrario la característica de bajo perfil de la antena completa se perdería.

En la Figura 7-12 se observan los resultados para un aumento sensible de dicha separación, pasando de los 6mm a los 20mm.

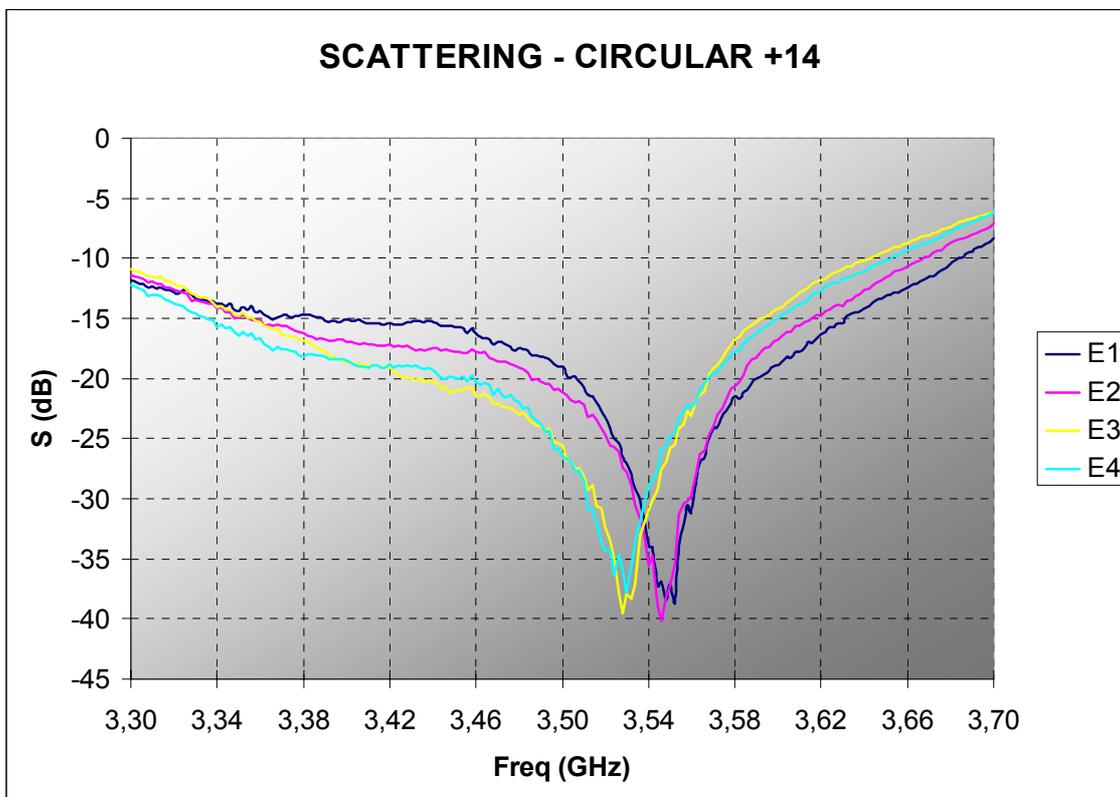


Figura 7-12. Ancho de banda en reflexión – Elementos unitarios montaje +14 circular

La banda en reflexión se ha reducido ligeramente a pesar de que se mejora la resonancia del conjunto para frecuencias centrales. El ancho de banda fraccionario por debajo de -15dB es de 6,9% para este montaje. Se tiene que tener en cuenta que esta nueva estructura a pesar de mejorar las frecuencias centrales, empeora en términos de la anchura del conjunto radiante y reduce la banda ancha conseguida con montajes anteriores.

7.3.1.2.4 AUMENTO EN 6mm DE LA SEPARACIÓN ENTRE ANTENA Y POLARIZADOR

Los resultados de estas mediciones se observan en la Figura 7-13, que son la respuesta al montaje inicial sobre el que se ha aumentado en 6mm la separación antena polarizador, pasando de 6mm a 12mm.

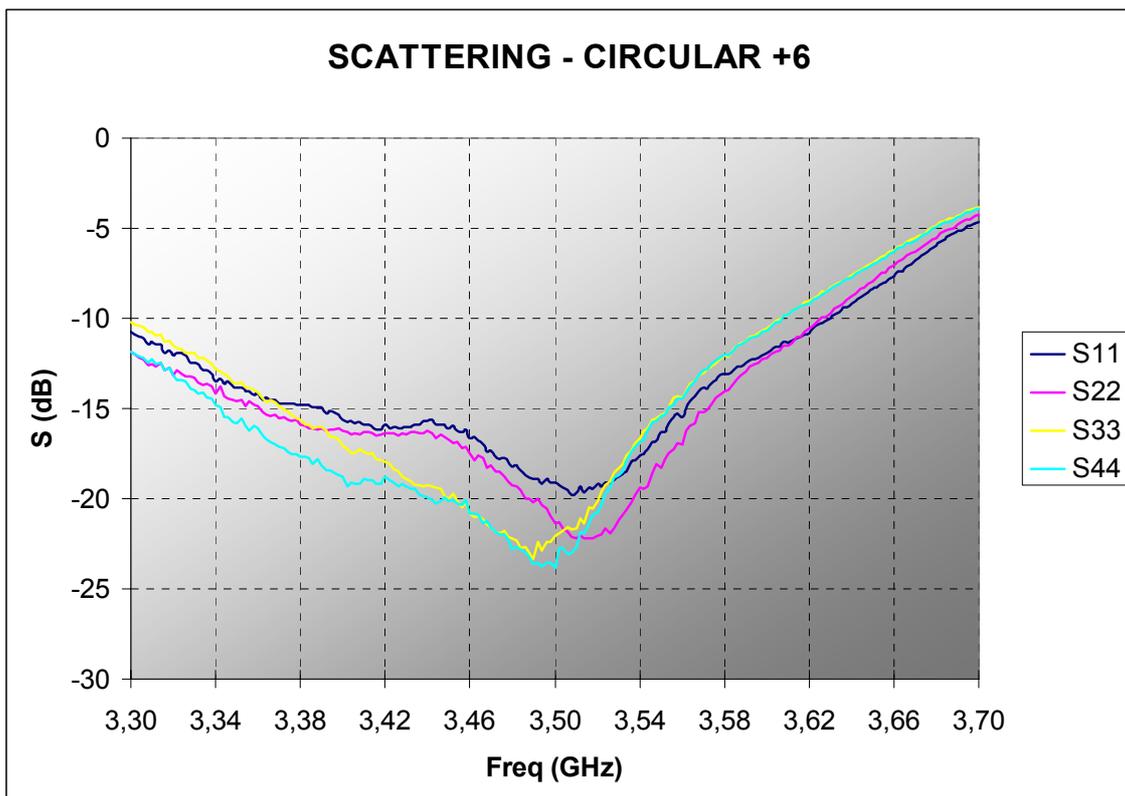


Figura 7-13. Ancho de banda en reflexión – Elementos unitarios montaje +6 circular

Se produce un aumento en la desadaptación del conjunto completo, que se hace más evidente en los extremos de la banda. Únicamente en frecuencias centrales se consigue que la estructura obtenga un conjunto de respuestas en reflexión por debajo

de -15dB, llegando a obtener una banda fraccionaria del 5,7%. Tras estas mediciones queda patente como cuanto más se aumenta la separación entre antena y polarizador, mejor resonancia se produce a expensas de empeorar el ancho de banda de trabajo, siempre por debajo de -15dB.

7.3.1.2.5 AUMENTO EN 4mm DE LA SEPARACIÓN ENTRE ANTENA Y POLARIZADOR Y LA INVERSIÓN DEL NIVEL SUPERIOR DE PARCHES

En este último montaje se van a combinar las dos construcciones que han dado mejores resultados en anchos de banda en reflexión, creando una antena con el nivel superior de parches invertido y aumentando hasta los 10mm la separación entre la estructura radiante y el polarizador. La Figura 7-14 muestra los resultados obtenidos.

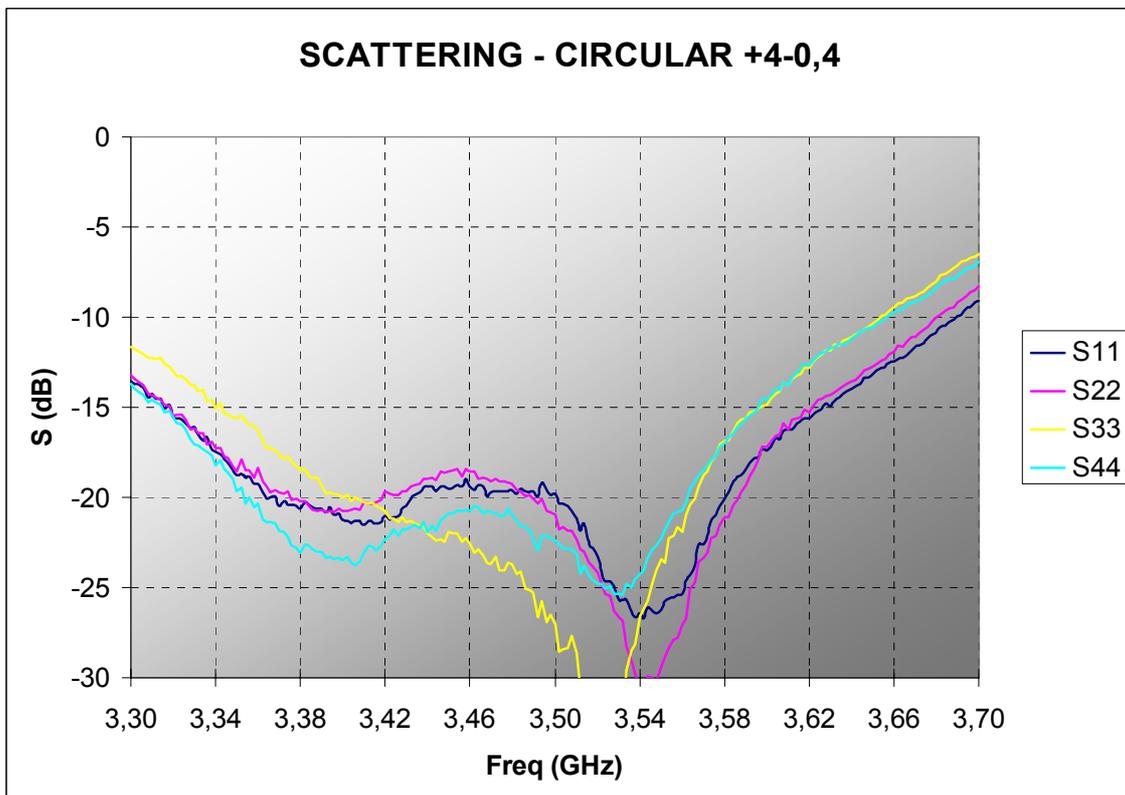


Figura 7-14. Ancho de banda en reflexión – Elementos unitarios montaje +4-0.4 circular

En frecuencias centrales se mejoran las reflexiones para los cuatro elementos radiantes, manteniéndose los peores resultados en los extremos de las bandas, que se aproximan a -10dB. El ancho de banda por debajo de -15dB es de 280MHz, o en términos fraccionarios un valor del 8%.

A pesar de ambas combinaciones en el montaje, no se consigue una mejora en los resultados obtenidos con respecto a cada uno de ellos individualmente. Tras la serie de mediciones y recogida de datos, se optará por utilizar como estructura final, la inicial con la única modificación de la inversión en el nivel superior del array de parches.

7.3.1.3 INVERSIÓN DEL POLARIZADOR: POLARIZACIÓN CIRCULAR LEVÓGIRA

Otra de las características de este polarizador es su capacidad para trabajar con tanto en polarización dextrógira (derechas) como levógira (izquierdas). En este apartado se muestran los resultados en ancho de banda en reflexión del este modo de polarización circular.

El esquema del posicionamiento del polarizador con respecto a la estructura radiante se muestra en la Figura 7-15.

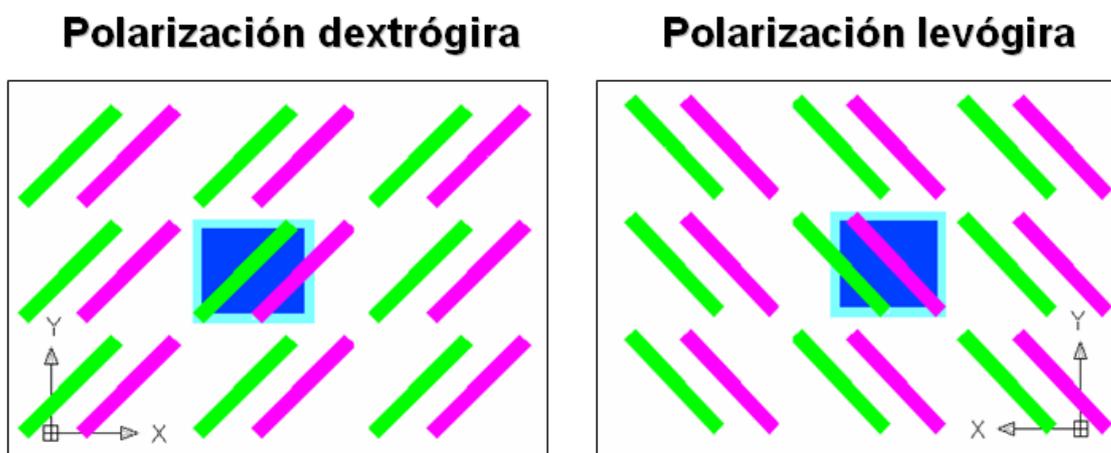


Figura 7-15 Posicionamiento del polarizador en función del sentido de la polarización circular

Como se observa en la figura superior, la simple inversión del polarizador externo permite modificar el sentido en la polarización circular. Como resultado de esto, se han llevado a cabo las medidas pertinentes sobre el analizador de redes. En la Figura 7-16 se muestran los resultados para el montaje inicial en funcionamiento circular levógiro.

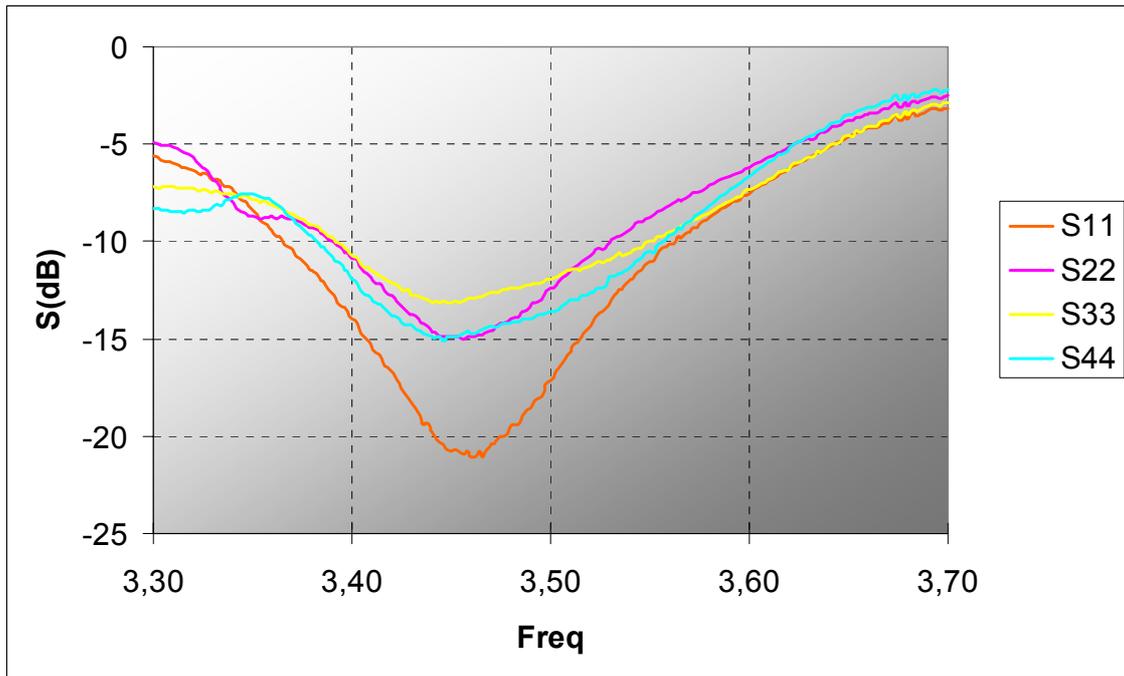


Figura 7-16 Montaje inicial – Polarización levógira

En los resultados se comprueba como para los cuatro elementos radiantes, el ancho de banda por debajo de -10dB es aproximadamente de 150MHz. El hecho de que exista un elemento predominante sobre el resto está en un ligero error en el montaje que producía una curvatura sobre este parche, modificándose sus parámetros reflexivos y en adaptación. Por tanto, y por debajo de -10dB se consigue una banda fraccionaria del 4.8%.

7.3.1.4 MEDICIÓN DE LOS ACOPLOS ENTRE ELEMENTOS RADIANTES

Tras la serie de medidas en términos de reflexión para cada uno de los elementos radiantes, se va a proceder a medir los acoplos existentes entre los cuatro elementos radiantes que conforman la antena. Para ello se requerirá calibrar los dos puertos del analizador de redes sobre los que se recogerán sendas medidas. Únicamente se recogerán los datos del montaje inicial y del final, con fines comparativos entre ambos. Por simetría en el montaje, existen resultados solapados y que nos se han incluido en las gráficas para mejor visibilidad del resto.

7.3.1.4.1 ACOPLOS – MONTAJE INICIAL

La Figura 7-17 recoge los resultados de los acoplos existentes entre los cuatro elementos para un montaje según las estructuras indicadas en la Tabla 7-2.

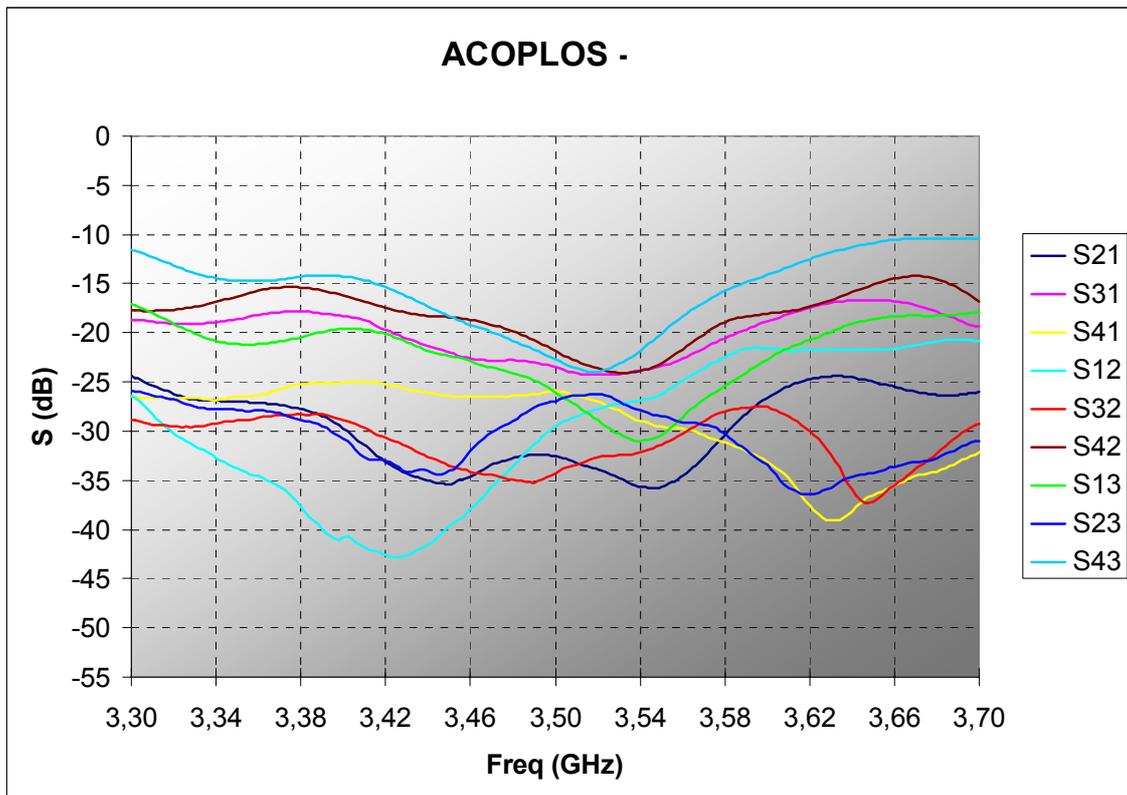


Figura 7-17. Ancho de banda en reflexión – Acoplos entre elementos – Montaje inicial

Los acoplos que se muestran entre -10 y -25dB son los correspondientes a los que se producen entre elementos que se encuentran en las mismas columnas de parches del array. Estos valores son bastantes altos, y tal y como se podrá observar en las medidas tras la cámara anecoica y observando los diagramas de radiación, serán la consecuencia de determinadas variaciones en los resultados finales. El resto de valores en reflexión según acoplos entre elementos, se mantienen dentro de un margen razonable de valores.

7.3.1.4.2 ACOPLOS – MONTAJE FINAL

Tras optar por una estructura final en la que el segundo nivel de parches este dado la vuelta, a fin de optimizar la transmisión del conjunto, se recogen los valores en acoplos de la antena completa y por cada unos de los elementos radiantes que conforman el array final.

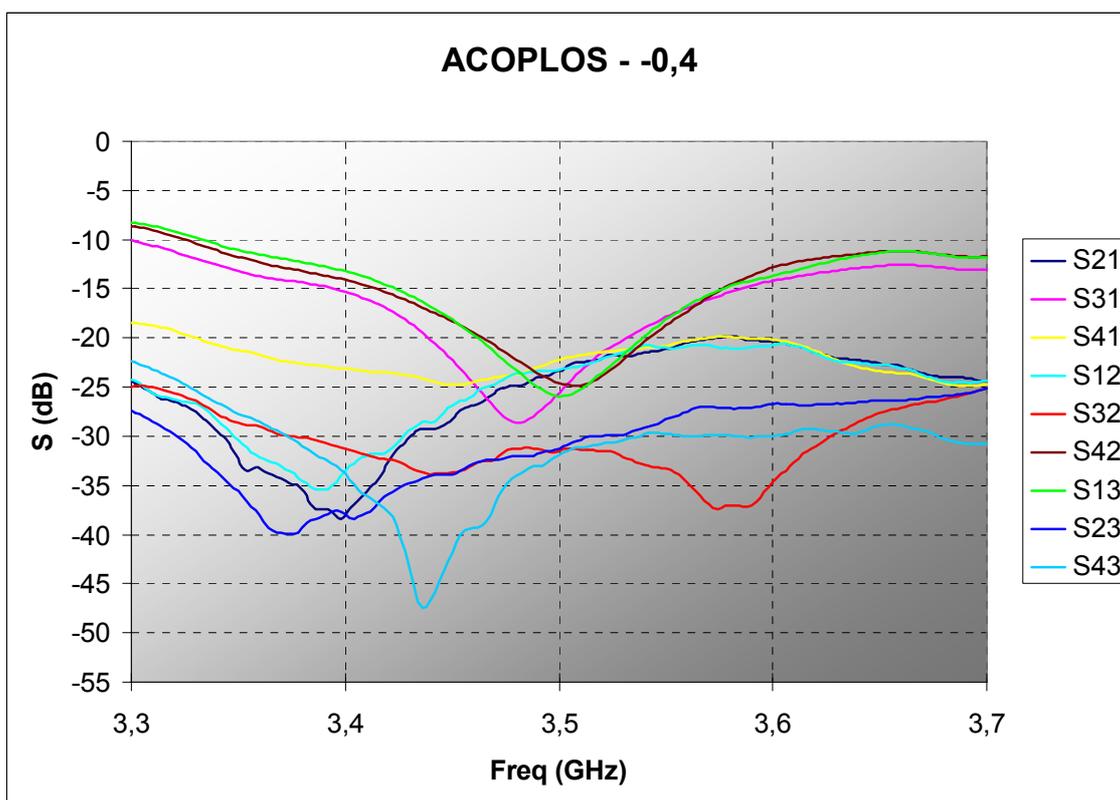


Figura 7-18. Ancho de banda en reflexión – Acoplos entre elementos – Montaje -0.4

La Figura 7-18 muestra las tendencias entre elementos según se encuentren en la misma columna del array, siguiendo el patrón de los resultados con reflexiones más altas, siguiendo con los elementos de la misma fila, gráficas de mitad del conjunto, y por último entre elementos situados en posiciones en diagonal. Al igual que ocurría con el montaje inicial, los acoplos entre elementos en las mismas columnas del array sufren unos acoplos altos, superiores en esta construcción final en la que se mantienen cercanos a -10dB a excepción de a frecuencias centradas en banda. Estos altos valores se deben a la gran proximidad entre estos elementos y a las características en radiación de este modelo de estructuras apiladas de parches.

7.3.2 DIAGRAMAS DE RADIACIÓN

En este apartado se mostrarán los resultados medidos en la cámara anecoica.

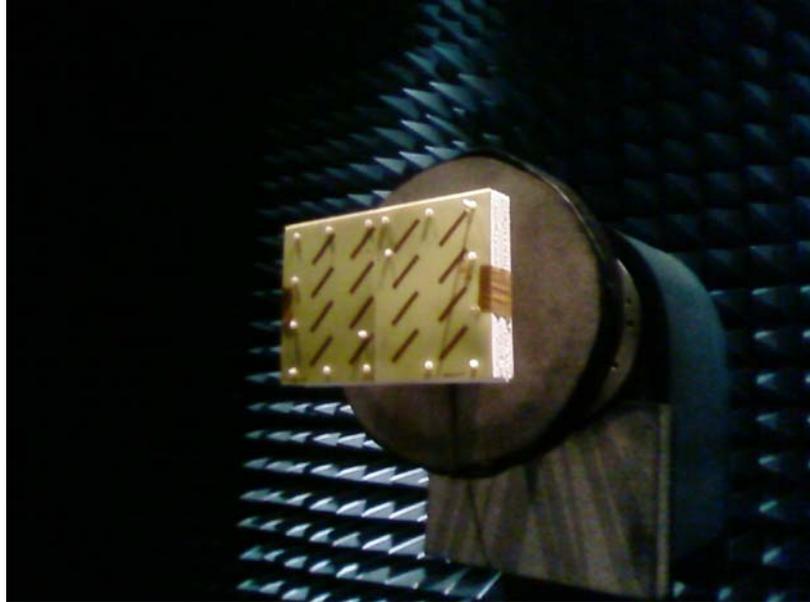


Figura 7-19 Captura en la cámara anecoica

Las capturas del diagrama de radiación para las frecuencias de 3.3, 3.4, 3.5, 3.6 y 3.7GHz se exponen en las figuras siguientes, desde la 7-20 hasta la 7-24.

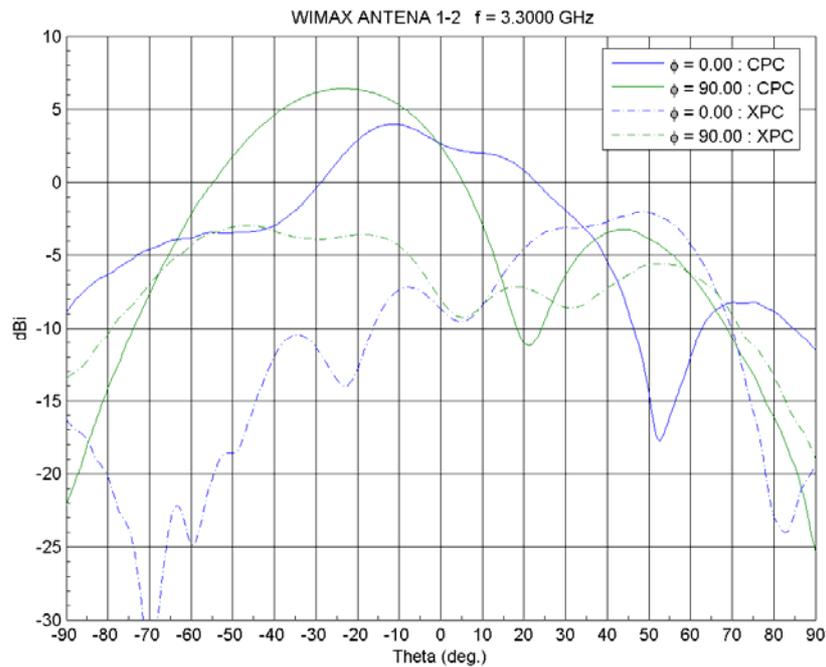


Figura 7-20 Diagrama de radiación antena circular – 3.3GHz

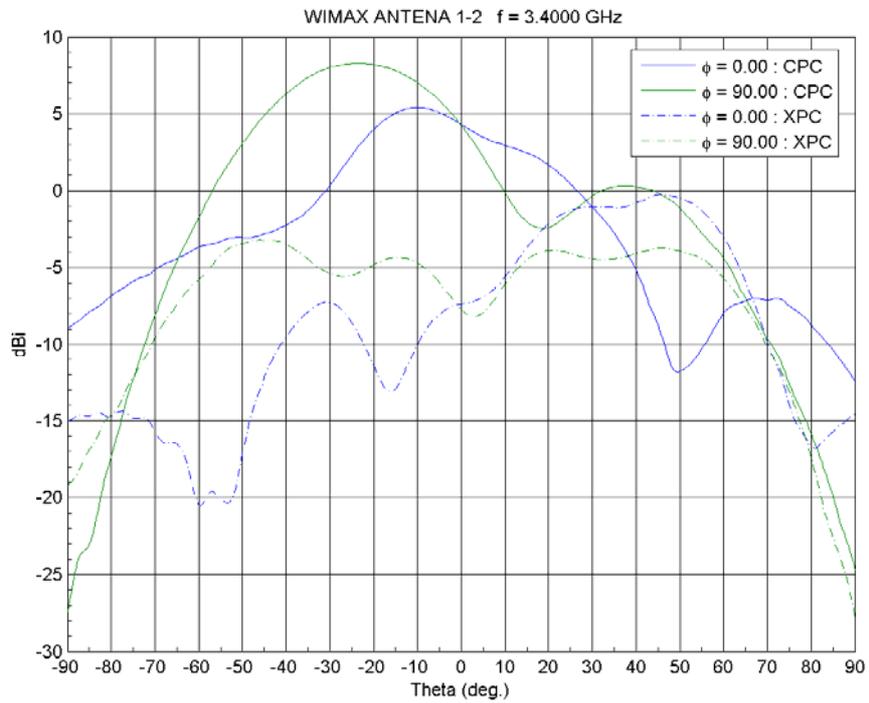


Figura 7-21 Diagrama de radiación antena circular – 3.4GHz

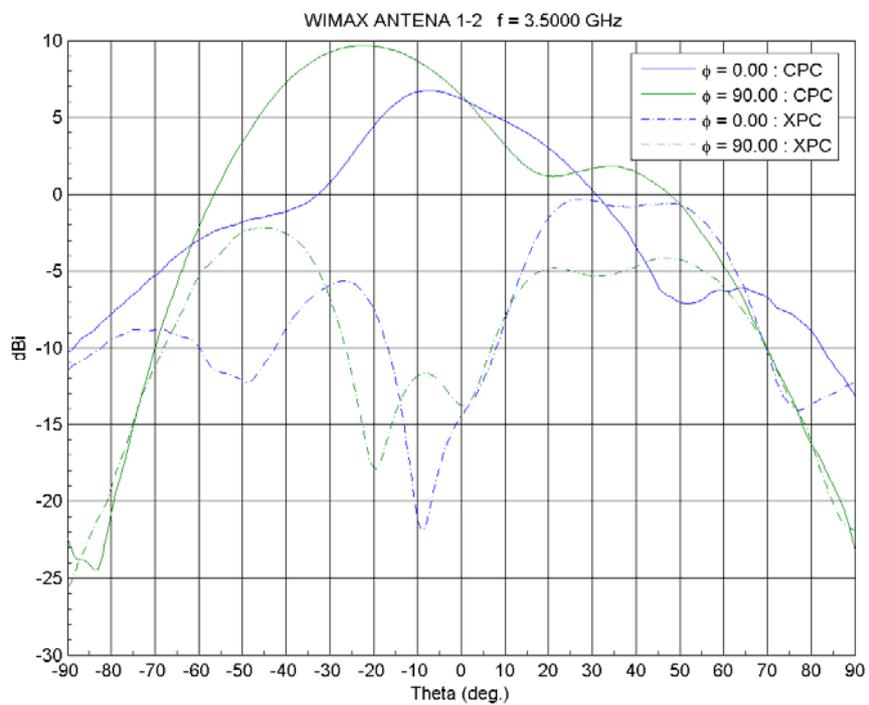


Figura 7-22 Diagrama de radiación antena circular – 3.5GHz

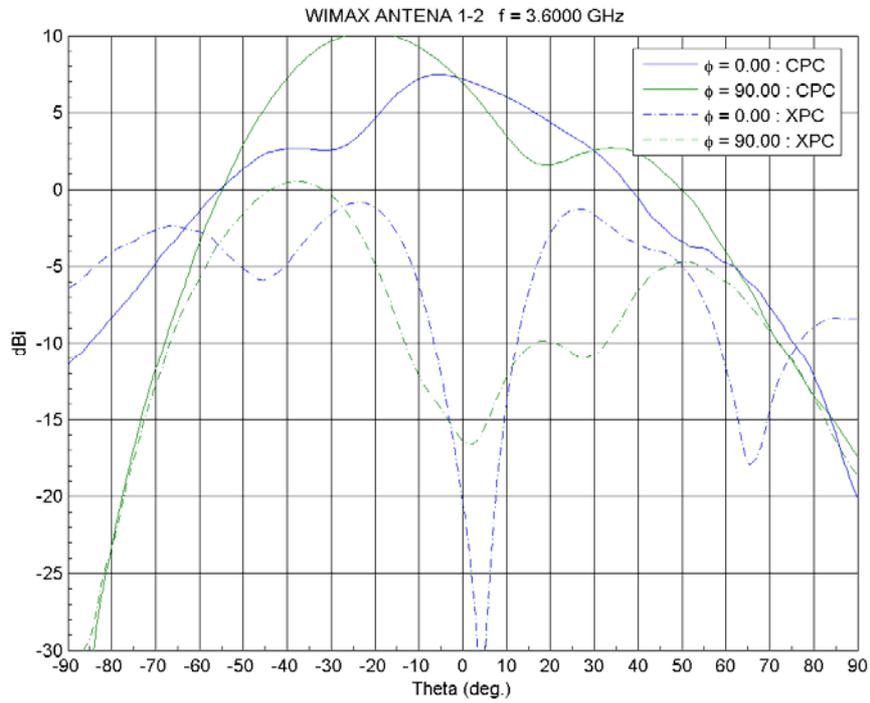


Figura 7-23 Diagrama de radiación antena circular – 3.6GHz

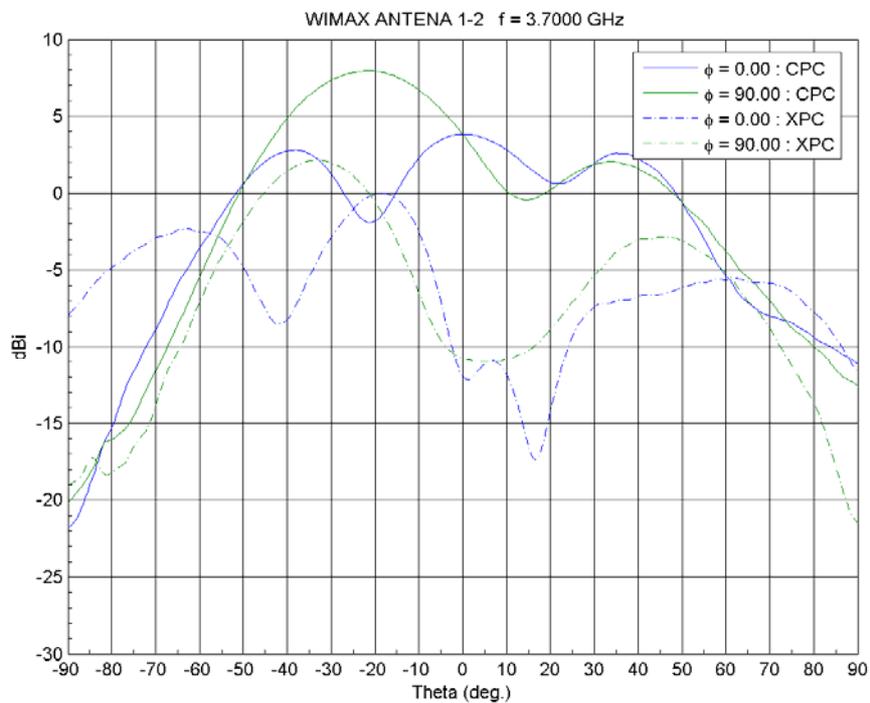


Figura 7-24 Diagrama de radiación antena circular – 3.7GHz

Al igual que ha ocurrido para el caso lineal, la asimetría sobre los campos radiados vuelve a ser la nota predominante en los resultados. Además en esta ocasión y como se observaba en los resultados de acoplos, estos son más altos que en el caso lineal, por lo que la asimetría es mayor. Esto se debe a la inclusión del polarizador que influye directamente sobre los acoplos, aumentándolos sobre todo en los extremos de la banda de frecuencias. Como se observa en la figuras superiores, las componentes contrapolares son mejores en las frecuencias centrales y superiores, dejando los extremos con peores resultados que influirán sobre la relación axial o lo que es lo mismo, sobre la pureza de la polarización circular.

7.3.2.1 RELACIÓN AXIAL

Uno de los puntos importantes en el diseño de la estructura radiante con polarizador circular es el grado de pureza de esta circularidad. En el apartado 5.4.3.1.2 se han expuesto los resultados de la relación axial en la variedad de las simulaciones realizadas tras el correspondiente diseño del polarizador externo. En esta ocasión y tras llegar al montaje final de la estructura, se procederá a calcular la relación axial a partir de los diagramas de radiación anteriores en el apartado 7.3.2.1.

En los diagramas se muestran las componentes contrapolares y copolares para ambos cortes a 0° y a 90°. Mediante la fórmula (7.1), siempre trabajando con valores absolutos, se obtendrán el conjunto de resultados de la relación axial para diferentes ángulos θ y para las diferentes frecuencias medidas. Las Figuras inferiores, 7-25 a 7-27, se corresponden con los cortes en ϕ .

$$AR(\theta, \phi) = \frac{\left| E_{CP}(\theta, \phi) + E_{XP}(\theta, \phi) \right|}{\left| E_{CP}(\theta, \phi) - E_{XP}(\theta, \phi) \right|} \quad (7.1)$$

$$AR(dB) = 20 \cdot \log_{10}(AR(\theta, \phi)) \quad (7.2)$$

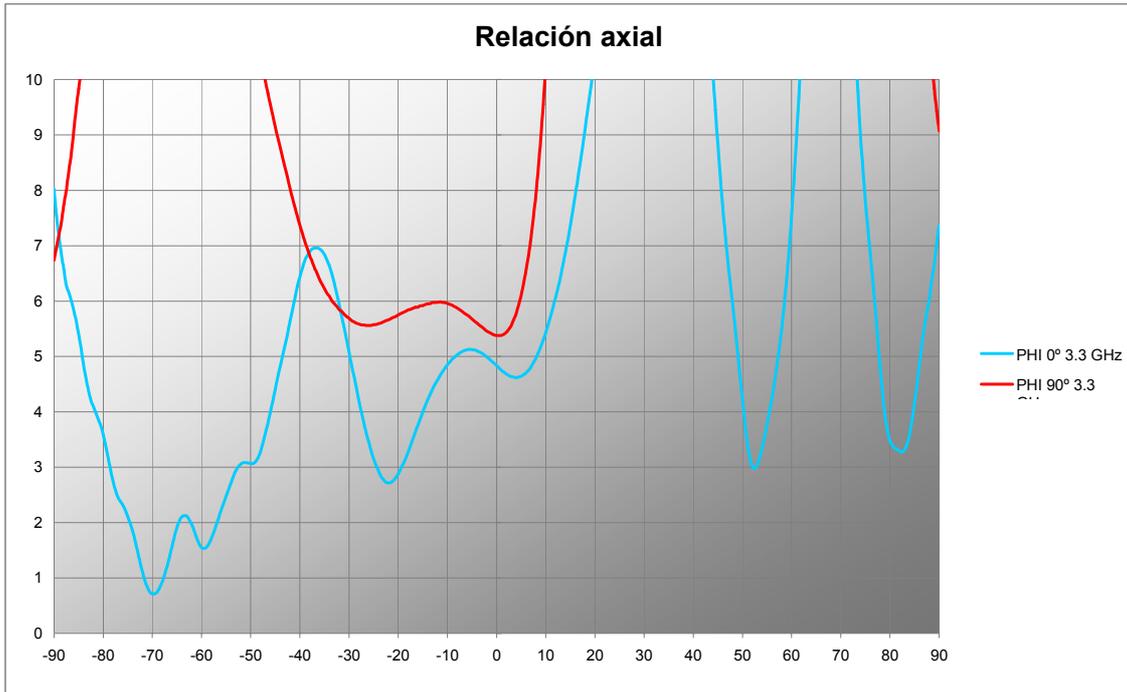


Figura 7-25 $AR(\theta, \phi)$ - 3.3GHz

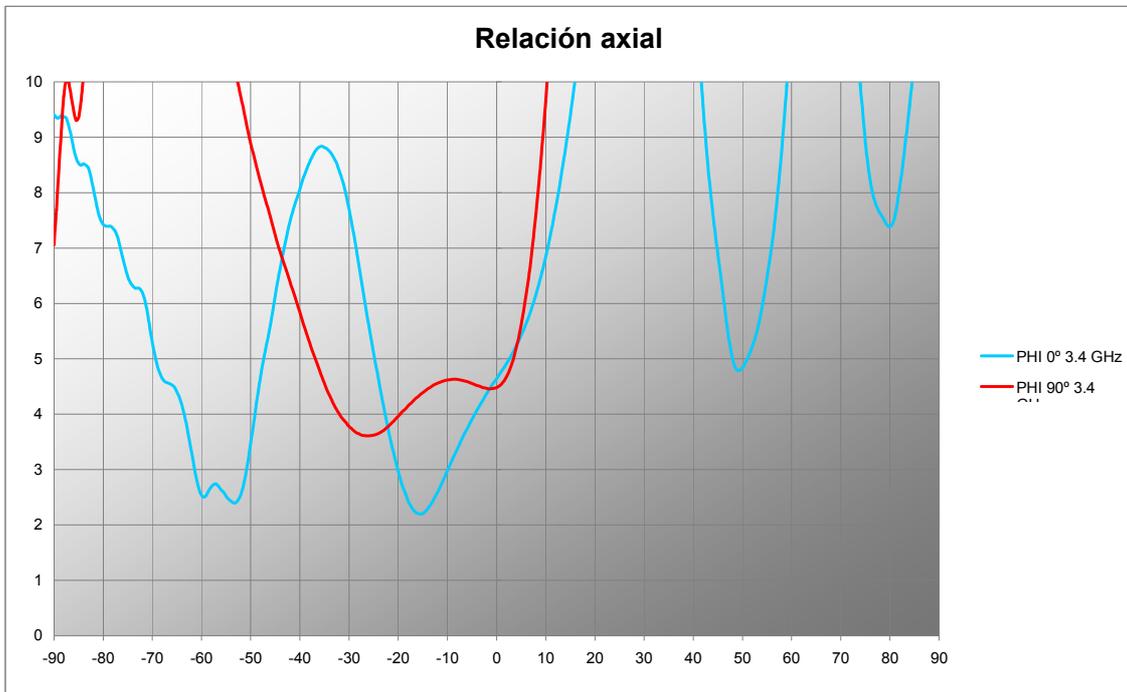


Figura 7-26 $AR(\theta, \phi)$ - 3.4GHz

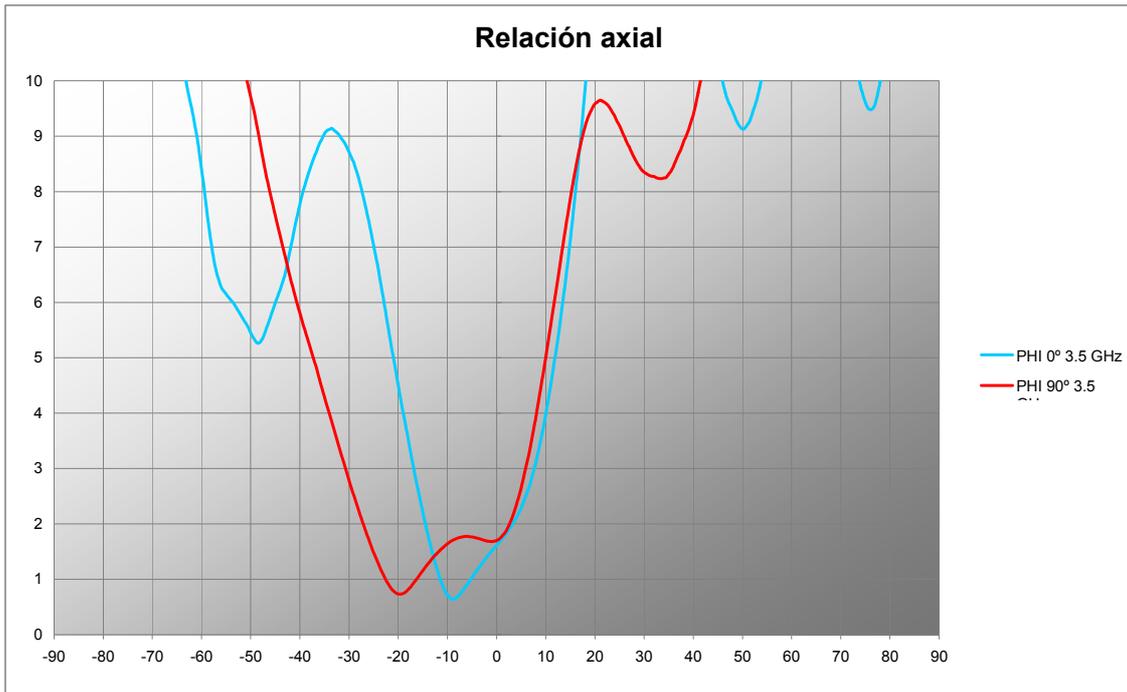


Figura 7-27 $AR(\theta, \phi)$ - 3.5GHz

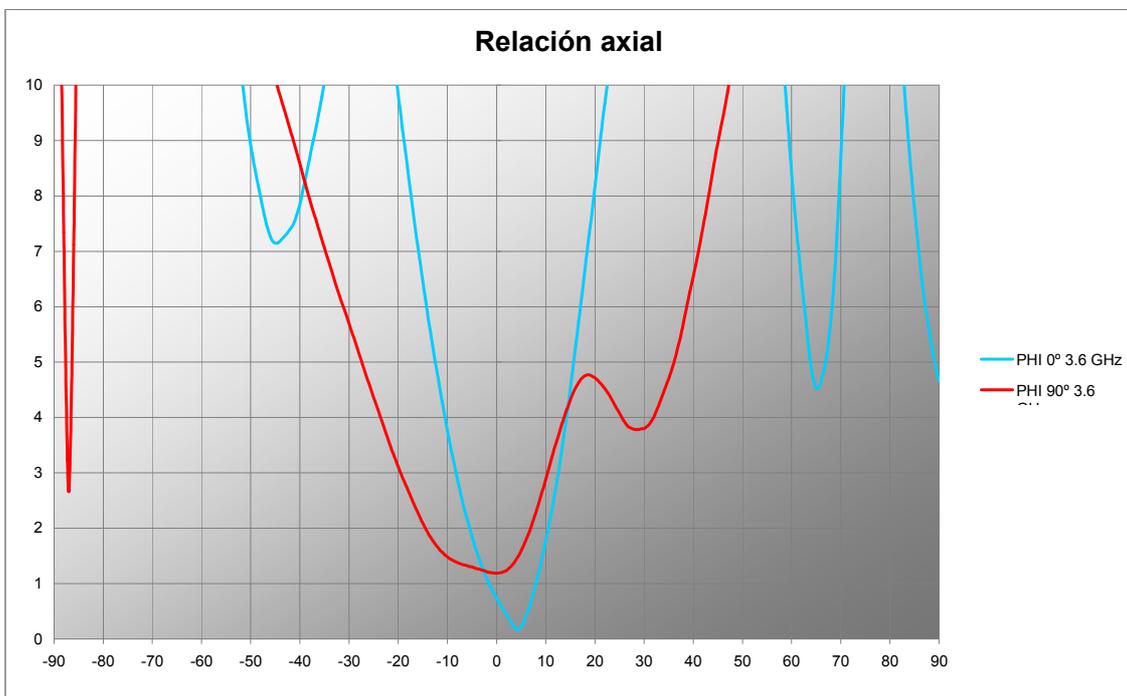


Figura 7-28 $AR(\theta, \phi)$ - 3.6GHz

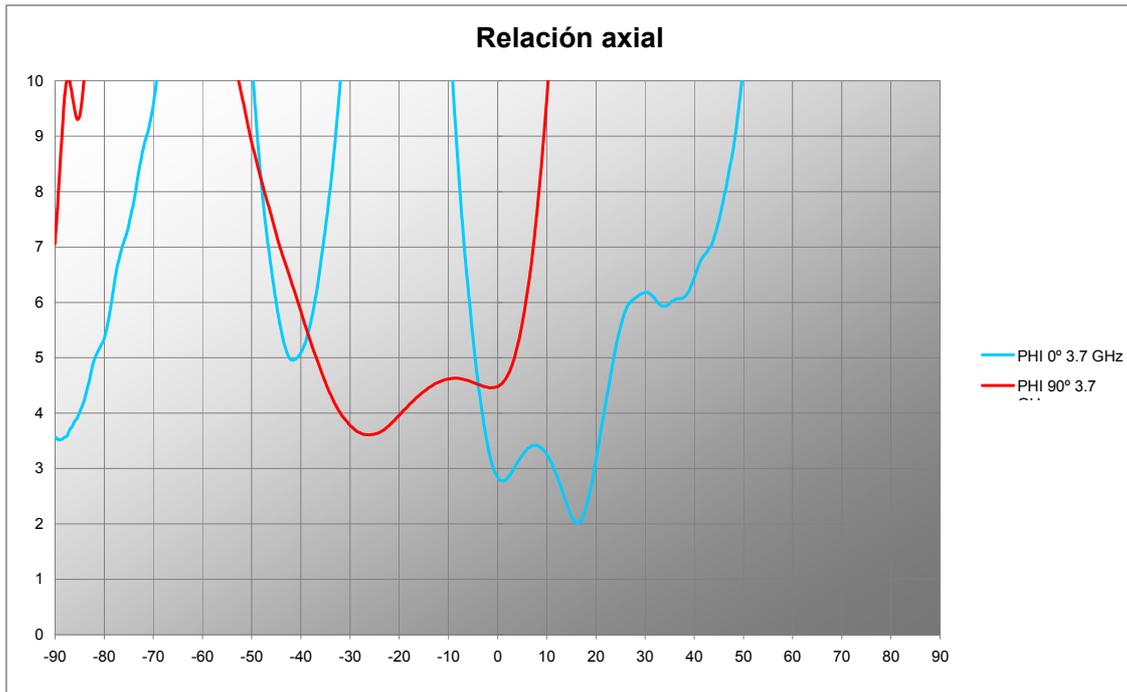


Figura 7-29 $AR(\theta, \phi) - 3.7\text{GHz}$

La relación axial que nos interesa, será la correspondiente con la vertical de radiación de la antena. Por esto, bastará recopilar los valores de relación axial en el ángulo $\theta = 0^\circ$. Como se puede comprobar, en todos los casos tanto en componentes copolares como contrapolares, los valores en este ángulo es el mismo para cada frecuencia, a excepción del extremo de la banda en 3.7GHz, donde debido a errores en la medición existe un ligero desajuste. En la Figura 7-30 se recogen los resultados finales de la relación axial para la estructura radiante construida.

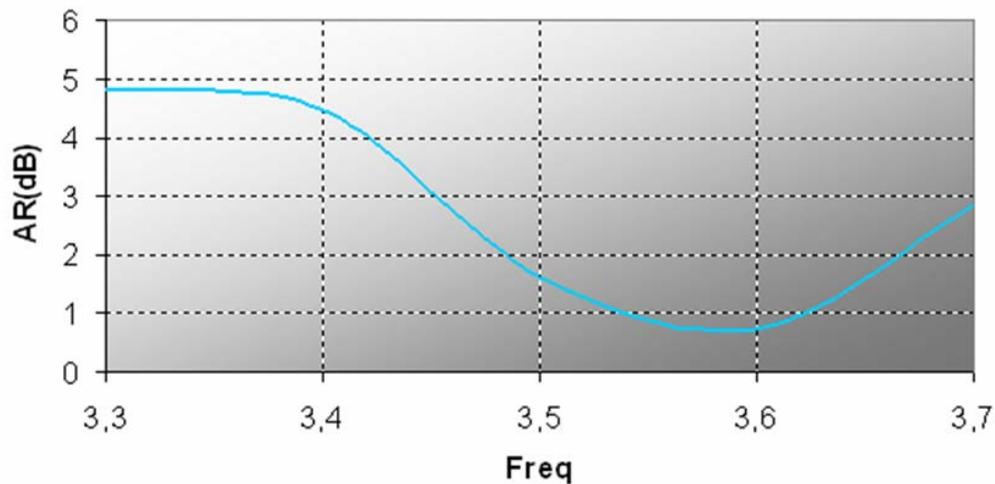


Figura 7-30 Relación axial – Estructura array con polarizador externo

Los resultados obtenidos muestran buenos resultados en polarización circular en la mitad superior de la banda de trabajo. Se obtiene una relación axial por debajo de 3dB en 250MHz, lo que se corresponde con un valor del 7,15% de banda fraccionaria.

7.3.2.1.1 CÁMARA ANECOICA - MEDIDAS RELACIÓN AXIAL

En este apartado se recogen las variaciones de la relación axial en frecuencia. Para ello, y mediante los resultados recogidos según las mediciones en la cámara anecoica, se ha ido variando la frecuencia de barrido. La relación axial es la excursión total de las gráficas recogidas en la Figura 7-31.

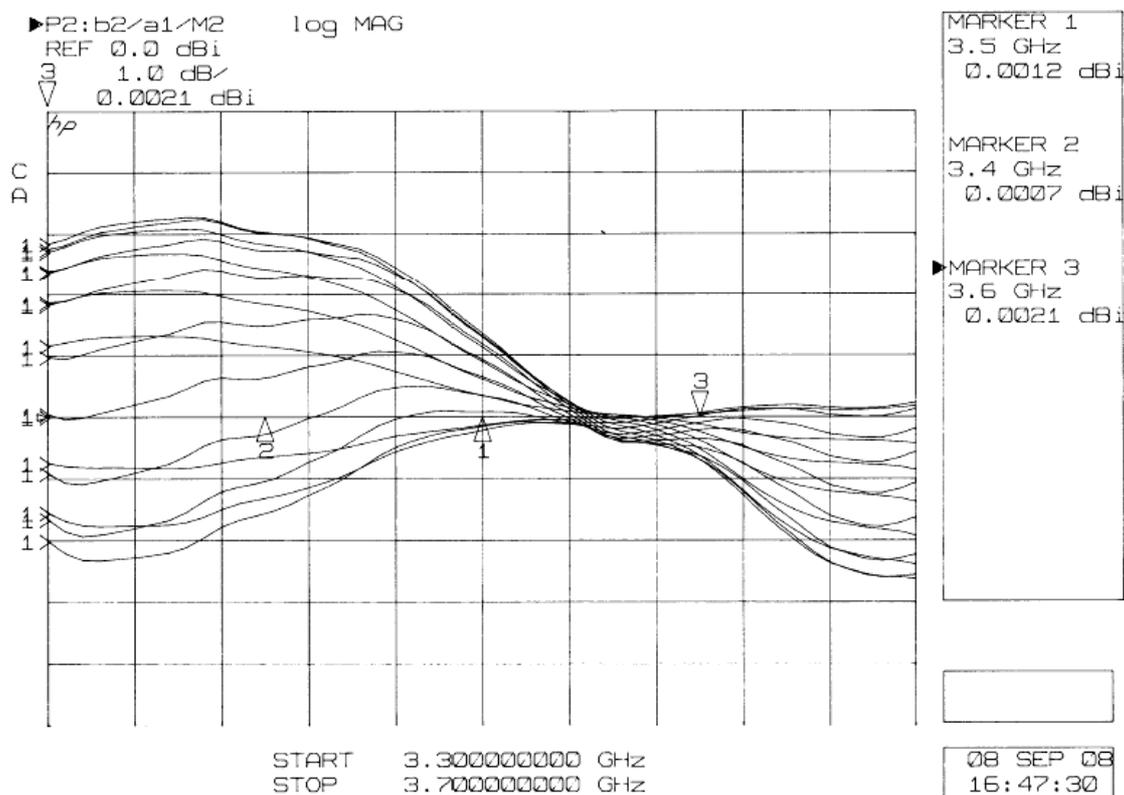


Figura 7-31 Medidas de relación axial – Cámara anecoica

Los resultados muestran los mismos valores que los recogidos en la Figura 7-30. Se han capturado los valores de 4.5dB, 1.5dB y 0.7dB para las frecuencias de 3.4GHz, 3.5GHz y 3.6GHz respectivamente.

8 DISEÑO DE LA RED DE DISTRIBUCIÓN DE POTENCIA

8.1 INTRODUCCIÓN

La alimentación de nuestra antena array se realizará a través de un puerto coaxial de 50Ω unido a una red de alimentación que hemos diseñado para que la potencia sea distribuida equitativamente sobre los cuatro puertos de 50Ω soldados a cada elemento radiante. Todo el diseño de la red de alimentación se llevará a cabo con las herramientas 'Advance Design System' y 'CST Microwave Studio'

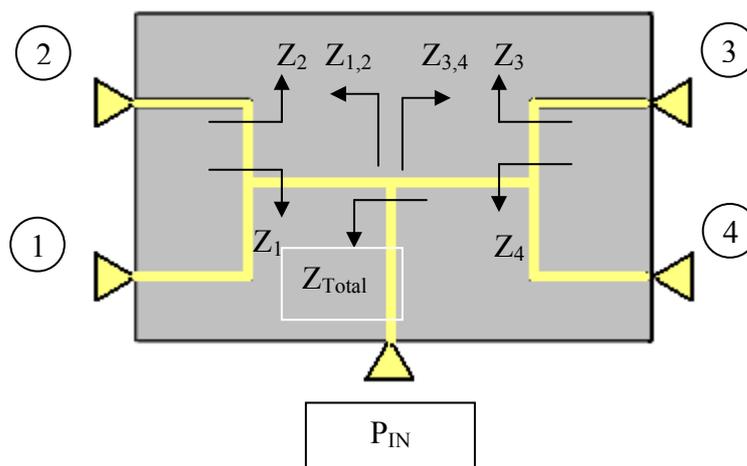


Figura 8-1. Esquema básico de distribuidor de potencia

8.2 ESPECIFICACIONES INICIALES

Al igual que en los elementos radiantes diseñados, se ha optado por realizar esta red de distribución en tecnología microstrip [8.1]. El material dieléctrico utilizado tendrá una permitividad eléctrica $\epsilon_r = 2.5$ y con una tangente de pérdidas ($\text{tg } \delta$) prácticamente nula. Estos valores se deben a que este material es de mayor calidad y con mejores cualidades eléctricas y magnéticas que el utilizado en el caso de los elementos radiantes. En el caso de la alimentación de antenas, y sobre todo en las de

tecnología microstrip, donde las pérdidas de potencia radiada son mayores, un punto importante es que la alimentación de sus elementos sea lo más pura posible [8.1].

Ya que inicialmente se requiere que la alimentación de los cuatro puertos de los elementos radiantes sea completamente distribuida, las especificaciones en cuanto a salida de los puertos de la red de distribución deben de ser iguales, o lo que es lo mismo, que para las cuatro salidas la potencia y la fase de esta sean iguales respectivamente. En nuestro caso se ha dispuesto una neutra salida a cada puerto según la Tabla 8-1:

Salida 1		Salida 2		Salida 3		Salida 4	
<i>dB</i>	<i>Fase</i>	<i>dB</i>	<i>Fase</i>	<i>dB</i>	<i>Fase</i>	<i>dB</i>	<i>Fase</i>
0	X°	0	X°	0	X°	0	X°

Tabla 8-1. Especificaciones de salida de la red de distribución

Otra especificación inicial que tenemos que tener en cuenta será las dimensiones que tiene que tener la red, ya que debe ajustarse con un margen de $\pm 0.5\text{mm}$ a los conectores de alimentación de los elementos radiantes. Cada terminación final de la red debe finalizar de tal manera que podamos trabajar con esta holgura de dimensiones y a su vez no modificar la impedancia genérica. Esto se realizará diseñando conexiones circulares a cada terminación que nos permita centrar correctamente cada elemento radiante con su conector de alimentación [8.2], y como se ha dicho, manteniendo una impedancia de entrada de 50Ω que optimice la transferencia de potencia. Además, la placa dieléctrica consta de doble cara de cobre, y por tanto la vía de alimentación que llegue desde la parte inferior de la red de alimentación hasta la antena, tendrá que atravesar ambas capas. Una de estas capas será la correspondiente a las pistas de la red, mientras que la otra se utilizará para mantener 50Ω característicos en la estructura de alimentación al trabajar con elementos coaxiales. El cobre que rodee a la vía modificará esta impedancia, por lo que también habrá que simular que radio de cobre alrededor de la vía habrá que eliminar para mantener esos 50Ω . Este paso se comentará con más detalle en el último punto del diseño de la red de alimentación, ya que se trabajará con una herramienta diferente, el “CST Microwave Studio”.

Los cálculos que hay que llevar a cabo son simples debido a la simetría de toda la red. Tan sólo hay que tener en cuenta que la impedancia de cada rama ha de ser la misma, y por tanto, las adaptaciones y modificaciones de esta que hagamos, también se deben mantener para todas las ramas. Una fácil demostración de esto se indica en los cálculos que se muestran a continuación:

$$\begin{aligned} P_2(\text{dB}) - P_1(\text{dB}) &= 0\text{dB} \\ 10 \log P_2 - 10 \log P_1 &= 0\text{dB} \\ 10 \log(P_2 / P_1) &= 0\text{dB} \end{aligned} \quad (8.1)$$

Como las salidas 1 y 2 están en paralelo, cae la misma tensión en cada rama.
 $V_1 = V_2$:

$$\begin{aligned} \log(P_2/P_1) &= 0 \text{ dB} \\ \log(P_2/P_1) &= \log 10^0 \\ P_2/P_1 &= 10^0 \\ (V^2 / Z_2) / (V^2 / Z_1) &= 1 \\ Z_1/Z_2 &= 1 \\ \mathbf{Z_2 = Z_1} \end{aligned} \quad (8.2)$$

Para calcularnos la relación que hay entre Z_{12} y Z_{34} se calcula de una manera muy similar. En la bifurcación en la que se unen los ramales laterales y el central de la entrada, al estar en paralelo de la misma manera que antes, la tensión que cae a la izquierda y la tensión que cae en la derecha es la misma.

$$V_{12} = V_{34}$$

La potencia entregada a la izquierda es $P_{12} = P_1 + P_2$ y la potencia entregada a la derecha es $P_{34} = P_3 + P_4$.

$$\begin{aligned} V_{12}^2 &= V_{34}^2 \\ Z_{12} \times P_{12} &= Z_{34} \times P_{34} \\ P_{12} / P_{34} &= Z_{34} / Z_{12} \\ (P_1 + P_2) / (P_3 + P_4) &= Z_{34} / Z_{12} \end{aligned} \quad (8.3)$$

Ya que todas las potencias distribuidas han de ser la misma, se corrobora que las impedancias también lo han de ser.

8.3 Simulación mediante líneas microstrip

Este apartado detallará todos los procesos seguidos en las simulaciones llevadas a cabo en el proceso de diseño de la red de distribución de potencia.

8.3.1 Adaptación

Según la Figura 8-2, donde se indican las impedancias de entrada a cada rama, y teniendo en cuenta que los conectores son de 50Ω , se han llevado a cabo las adaptaciones con el fin de que la línea que une el conector de entrada de la alimentación (P_{IN}), tenga las dimensiones específicas para contar con una impedancia de también 50Ω para evitar adaptaciones en este último tramo. Ya que como se ha comentado antes toda la red guardará simetría, bastará con detallar la adaptación que sufre una de las ramas para explicar el conjunto entero.

Observando la red, vemos como existen tres uniones en paralelo: las que se crean entre Z_1 y Z_2 , entre Z_3 y Z_4 , y por último la unión entre $Z_{1,2}$ y $Z_{3,4}$.

En un primer momento se optó por realizar una única adaptación con una adaptador de $\sqrt{(50 \cdot 100)}\Omega = 70.70\Omega$, tal y como se muestra en la Figura 8-2. Con este simple método contaríamos con unos valores demasiado pronunciados en la frecuencia central y demasiado altos en el resto de banda, por lo que el principal hecho de trabajar con banda ancha no funcionaría con este diseño. Esta adaptación aumenta en más de 20dB el valor en reflexión en nuestra banda de trabajo.

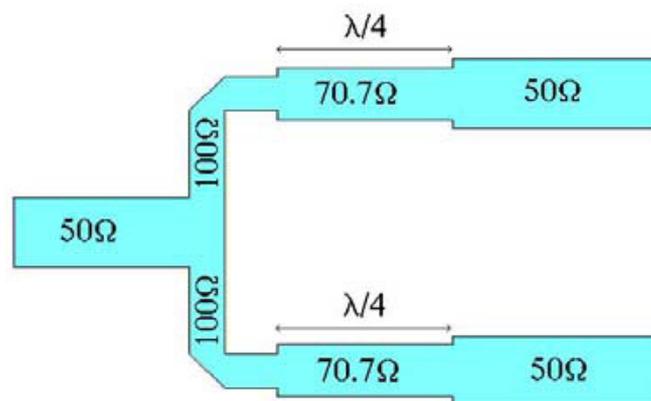


Figura 8-2. Adaptación con una sola línea

Tras esto y comprobando que añadiendo una nueva línea adaptadoras la banda en reflexión mejoraba sustancialmente, se opto por simplificar las adaptaciones, trabajando con dos adaptadores $\lambda_0/4$ para pasar de los 50Ω a 75Ω , y de este a 100Ω en el tramo 1 ($Z_1, Z_2=100\Omega$). Realizamos dos adaptaciones ya que tenemos que tener en cuenta que saltos muy bruscos de impedancia producirán una pérdida sustancial de ancho de banda en reflexión. Tampoco podemos aumentar en exceso el número de adaptaciones ya que se empeorarán los valores cercanos a nuestra frecuencia central.

$$\text{Adaptador 1} = \sqrt{(50 \cdot 75)}\Omega = 61.24\Omega \quad \text{Adaptador 2} = \sqrt{(75 \cdot 100)}\Omega = 86.60\Omega$$

En el diseño tenemos que trabajar con la limitación de la anchura de la línea, que será el parámetro principal que nos de el valor de la impedancia. Si trabajamos con anchuras inferiores a 1mm tendremos muchas pérdidas de potencia, mientras que si por el contrario trabajamos con anchuras de línea superiores a 4mm, la propia pista trabajará como un elemento radiante, ya que operamos con frecuencias de GHz. Mediante la herramienta 'LineCalc' que existe en el entorno 'ADS' se es posible ajustar una determinada impedancia a cierta anchura de pista y un determinado desfase de señal a la longitud de esta. En la Figura 8-3 se añade una captura de esta herramienta.

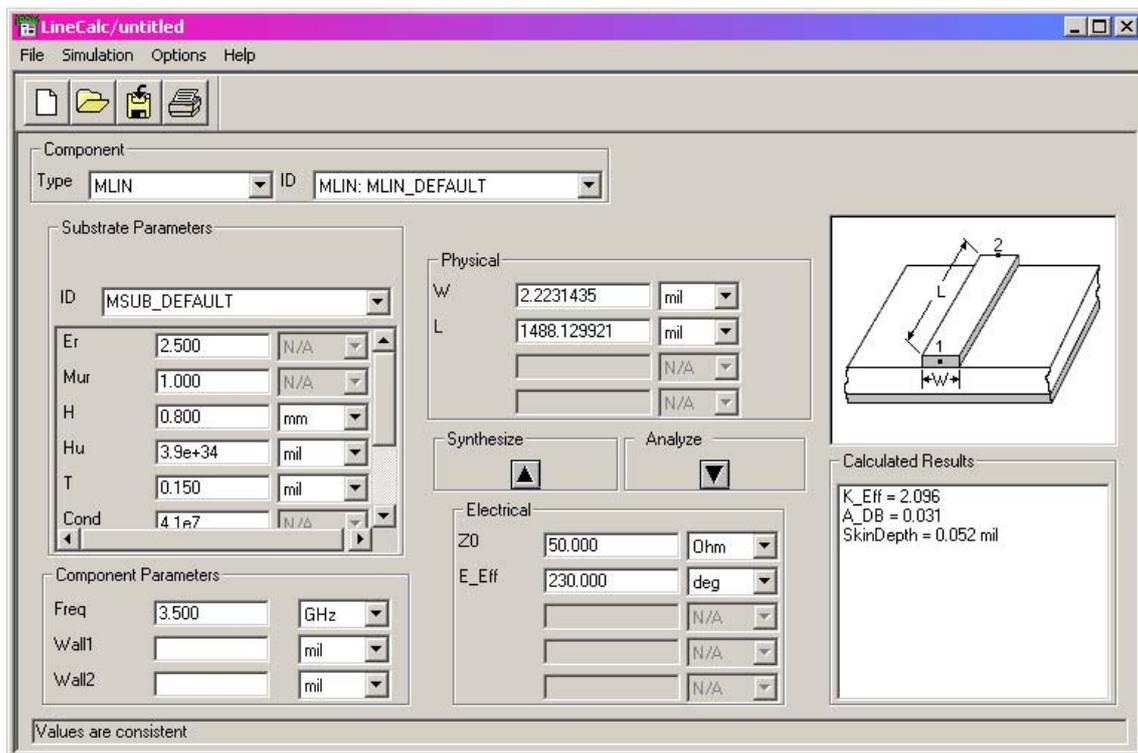


Figura 8-3. Herramienta 'LineCalc'

Para el caso que nos afecta, tenemos que calcular cierta anchura para pistas de 61.24Ω y de 86.60Ω . Para la primera impedancia real y su correspondencia en $\lambda_0/4$ (90°), obtenemos unos valores de $W=1.59\text{mm}$ y $L=15.01\text{mm}$. Recordamos que la anchura debe mantenerse en el margen de 1 a 4mm. Para la segunda impedancia, se obtienen unos valores de $W=0.82\text{mm}$ y $L=15.33\text{mm}$. El hecho de que la anchura de pista sea inferior a 1mm nos hace descartar esta adaptación con dos adaptadores de estas impedancias.

Ya que se comprueba que la impedancia de pista y la anchura de esta están inversamente relacionadas, tenemos que fijarnos unos límites de anchuras con sus respectivas impedancias. Para esto, se calcula que para una anchura de 1mm, la impedancia correspondiente es de 78.92Ω , mientras que para los 4mm se corresponden a una impedancia de 33.23Ω . Hay que tener en cuenta que ambos valores son el resultado de las especificaciones técnicas del dieléctrico sobre el que se sitúan estas pistas de cobre, no siendo valores genéricos.

Por tanto y tras los cálculos anteriores, ya conocemos que tenemos que trabajar con impedancias delimitadas en este rango y que en cada rama a diseñar tenemos que emplear dos adaptaciones para cumplir con las especificaciones de ancho de banda. Vamos a realizar dos adaptaciones para pasar de los 50Ω iniciales a los 78.92Ω que nos limita. Para ello pasaremos a un valor medio de 64.46Ω , y de aquí hasta los 78.92Ω .

$$\text{Adaptador 1} = \sqrt{(50 \cdot 64.46)}\Omega = 56.77\Omega \quad \text{Adaptador 2} = \sqrt{(64.46 \cdot 78.92)}\Omega = 71.32\Omega$$

Con estas nuevas adaptaciones nos aseguramos de cumplir con los requisitos impuestos por el diseño junto con las limitaciones físicas del mismo.

Tras la primera unión en paralelo, por ejemplo la del lado izquierdo de la red, con Z_1 y Z_2 , pasaremos a tener 39.46Ω :

$$\frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{(78.92\Omega)^2}{157.84\Omega} = 39.46\Omega$$

Esta misma operación la realizamos sobre el tramo 2 que se puede observar en la Figura 8-4, donde pasaremos de la impedancia anterior a los 78.92Ω . Primeramente mediante un tramo que adaptará a la impedancia media de 59.19Ω y un segundo hasta la impedancia final.

$$\text{Adaptador 3} = \sqrt{(39.46 \cdot 59.19)}\Omega = 48.32\Omega \quad \text{Adaptador 4} = \sqrt{(59.19 \cdot 78.92)}\Omega = 68.34\Omega$$

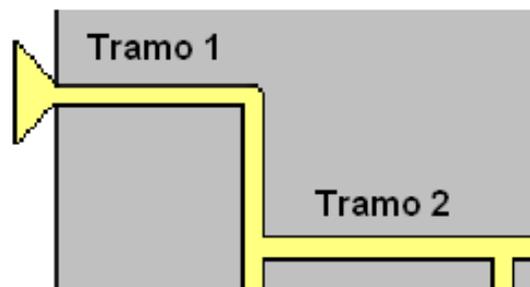


Figura 8-4. Tramos de una rama lateral

Con todo esto, conseguiremos que en la unión de los dos tramos laterales que desembocan en la pista de toma de potencia de entrada se tengan 39.46Ω , que mediante una única y última adaptación se conseguirán los 50Ω que se ajusten al puerto de alimentación, con lo que la adaptación total de la red estará optimizada a las características requeridas. En este último tramo basta una única adaptación ya que las impedancias inicial y final se encuentran muy próximas, por lo que el ancho de banda en reflexión no sufre ninguna alteración negativa.

$$\text{Adaptador 5} = \sqrt{(39.46 \cdot 50)}\Omega = 44.41\Omega$$

8.3.2 Diseño inicial

El primer diseño se realiza consiguiendo la adaptación buscada en los terminales conectores para que se cumplan los requisitos de ancho de banda en reflexión, sin tener en cuenta las dimensiones de la red. Por tanto inicialmente vamos a trabajar con adaptadores $\lambda_0/4$, lo que requiere unas anchuras de pista específicas para conseguir cierta impedancia, y unas longitudes acorde con los adaptadores en el caso de que en ese tramo los estuviéramos utilizando.

Las dimensiones que finalmente se han fijado globalmente se agrupan en la Tabla 8-2. Todas estas dimensiones se basan en los valores de impedancia que se han especificado en el apartado anterior.

ANCHURAS DE PISTA (mm)		LONGITUDES DE PISTA (mm)	
W1	1.59	L1	7.51
W2	1.21	L2	7.50
W3	2.34	L3	15.15
W4	1.31	L4	14.81
W5	2.66	L5	15.11
		L6	12.00

Tabla 8-2. Dimensiones de la red para el primer diseño

A continuación se van a mostrar los resultados del esquemático de las simulaciones llevadas a cabo sobre el entorno ‘Advance Design System’. En la Figura 8-5 se muestra la estructura de cada una de las ramas de la red de distribución simuladas con líneas microstrip. Como se observa, desde la terminación sobre la que se conectaría un puerto hasta se observan dos adaptadores de impedancias de anchuras W_1 y W_2 mm cada uno. El primer adaptador se ha tenido que dividir en dos tramos, TL_1 y TL_5 separados por un codo debido a las especificaciones de tamaño que requiere la red en separación de puertos. La suma de ambas líneas ha de ser la requerida para un adaptador $\lambda_0/4$ de sus características. Como se ha comentado anteriormente, las dimensiones exactas que se requieren para que la red concuerde con las tomas de alimentación de la antena aún no las tenemos en cuenta para los datos de simulación.

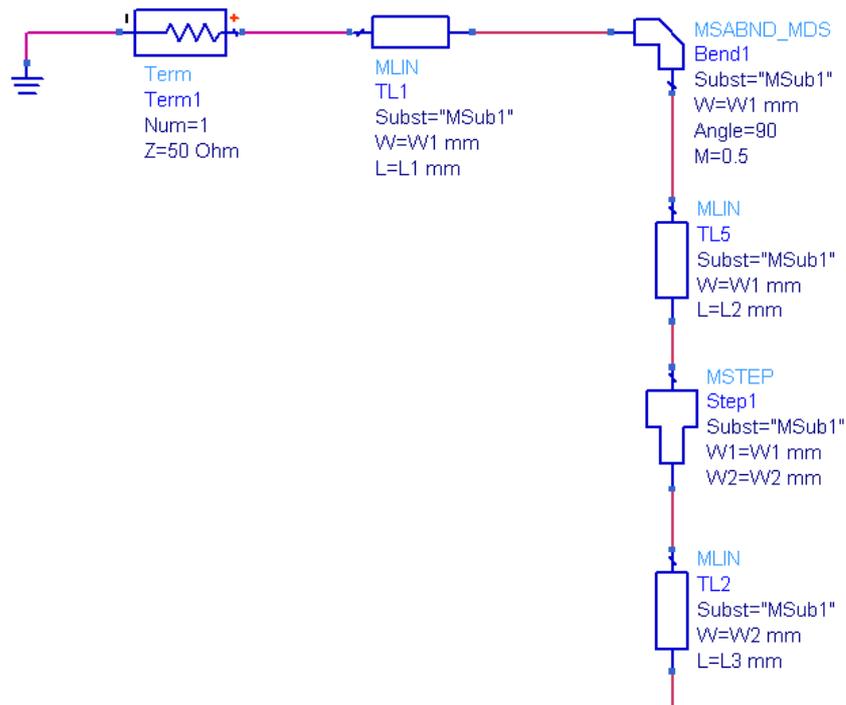


Figura 8-5. Esquemático de una rama

Tras esto, se han de unir dos ramas con la unión en 'T' "MTEE_ADS" que aparece en la Figura 8-6. En esta figura se muestra el enlace entre dos parejas de ramas y que desembocarán hacia la conexión con la rama del puerto de entrada de alimentación. Aquí de nuevo se realizan dos adaptaciones tal y como ha expuesto anteriormente (de 39.46Ω a 59.19Ω y de estos a 78.92Ω).

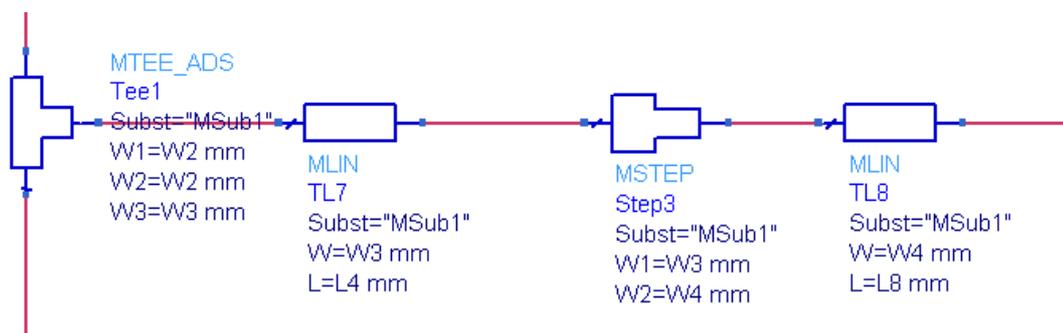


Figura 8-6. Tramo de unión entre laterales

Finalmente, ambos enlaces de ramales, se unirán en otra unión en T, que se unirá al puerto de alimentación a través de un último adaptador de 44.41Ω , tal y como se muestra en la Figura 8-7.

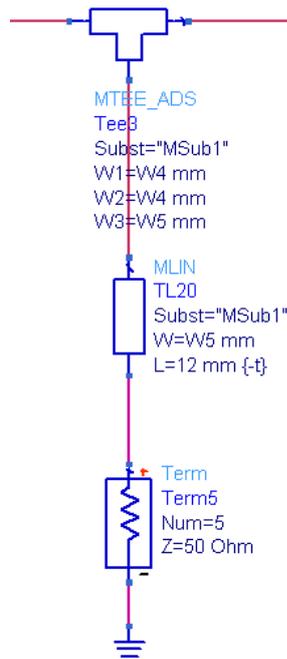


Figura 8-7. Esquemático de la rama del puerto de alimentación

En la Figura 8-8 siguiente se muestran una representación global del diseño inicial de la red, en el que se pueden observar las cuatro ramas de salida de potencia simétricas junto con la rama de entrada de alimentación. Como ya se ha indicado anteriormente, para evitar diferencias de fases entre salidas, todas sus ramas han de ser idénticas tanto en longitudes como en estructuras. Se comprueba que esta red es simplemente un paso inicial hacia el diseño final, ya que sus dimensiones no se ajustan a las deseadas, al tratarse de una red de $47 \times 78 \text{ mm}$ aproximadamente.

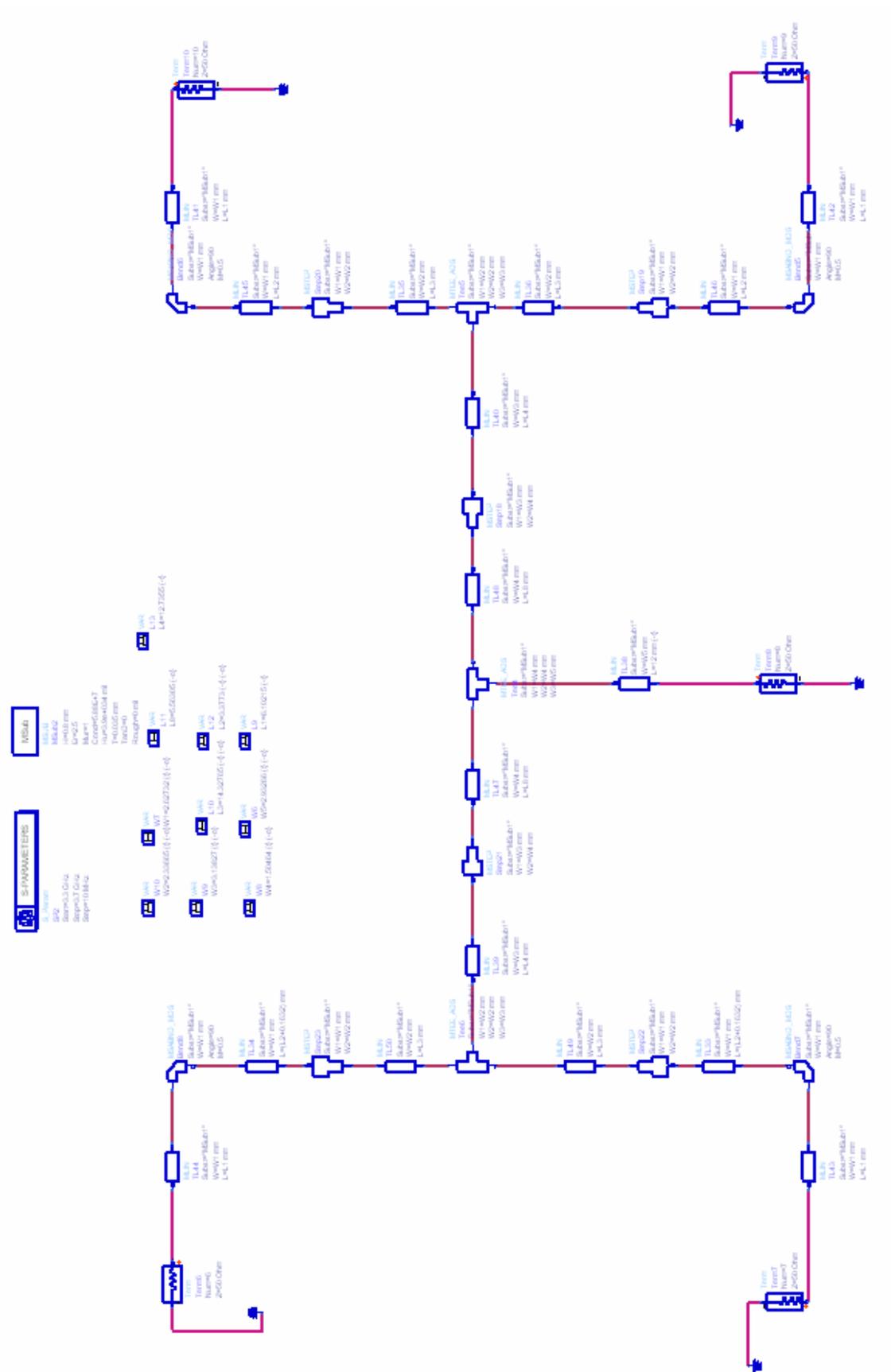


Figura 8-8. Esquemático del diseño inicial de la red completa

Los resultados obtenidos sobre el diseño, se detallan a continuación. Se ha buscado una red que trabajase bajo condiciones de banda ancha, de la misma manera que lo hace la antena array sobre la que se va a situar. Las pérdidas bajas son obligatorias en este tipo de distribuidores de potencia, por lo que la adaptación con los puertos ha de ser muy alta. Para corroborar esto, se observa en la Figura 8-9 bajo diagrama de Smith, como se ha ajustado en un grado muy alto esta especificación, manteniéndose dicha adaptación para todas las frecuencias de trabajo de la estructura.

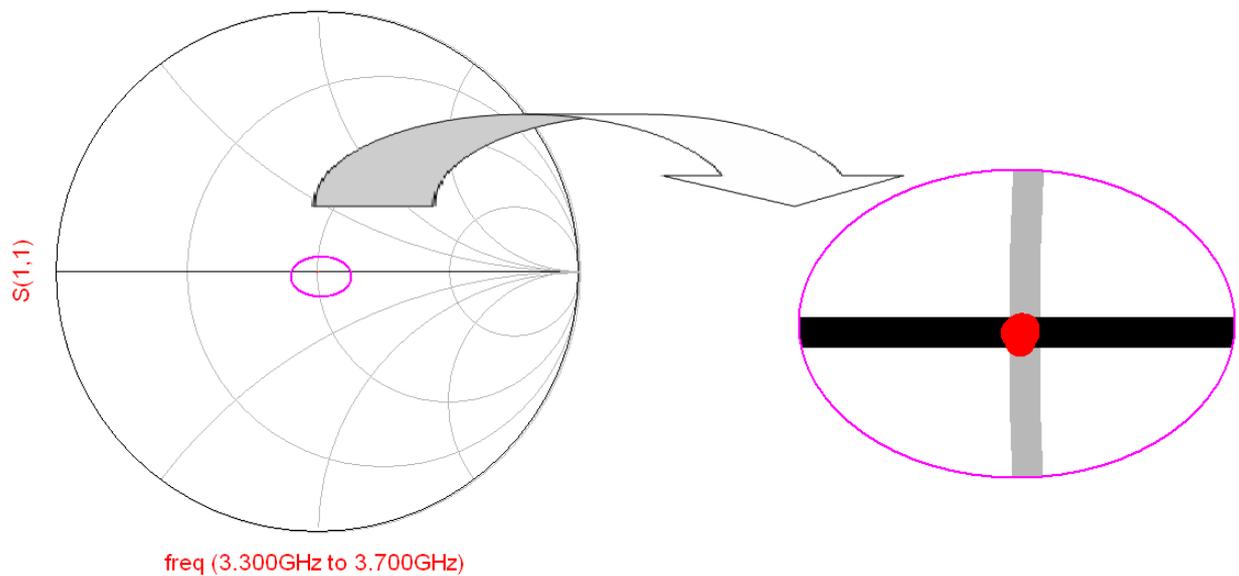


Figura 8-9. Adaptación normalizada a 50Ω en carta de Smith

La correspondencia en valores para dicho ancho de banda se observa en la Figura 8-10. Se ha conseguido una doble resonancia con picos en 3.38 y 3.61GHz que nos ha permitido ampliar el espectro de trabajo. Para la frecuencia central se han conseguido aproximadamente -65dB, valor más que satisfactorio. En los límites de la banda se observan los valores más altos, con -56dB para 3.3GHz y -61dB para 3.7GHz.

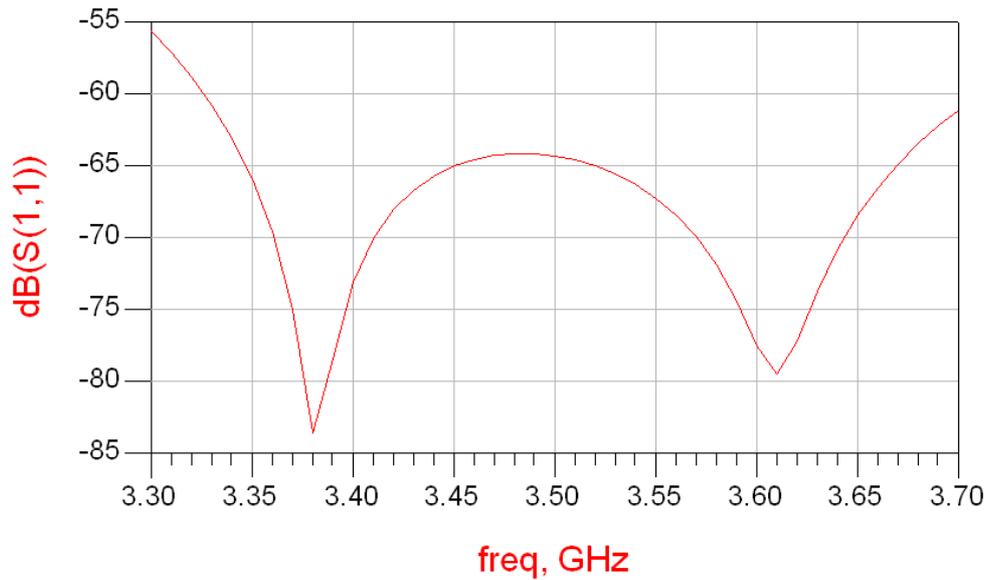


Figura 8-10. Ancho de banda en reflexión para el puerto de alimentación

El esquema correspondiente para la posterior fabricación de la red se muestra en la Figura 8-11. Observar las variaciones de anchura y elementos utilizados en los esquemáticos de figuras anteriores. Hay que recordar, que el puerto de alimentación tiene que llegar hasta el borde de la placa dieléctrica, ya que a la toma central que se puede observar en la Figura 8-11, se ha de incluir un conector lateralmente, y no superficialmente como ocurre con las cuatro salidas.

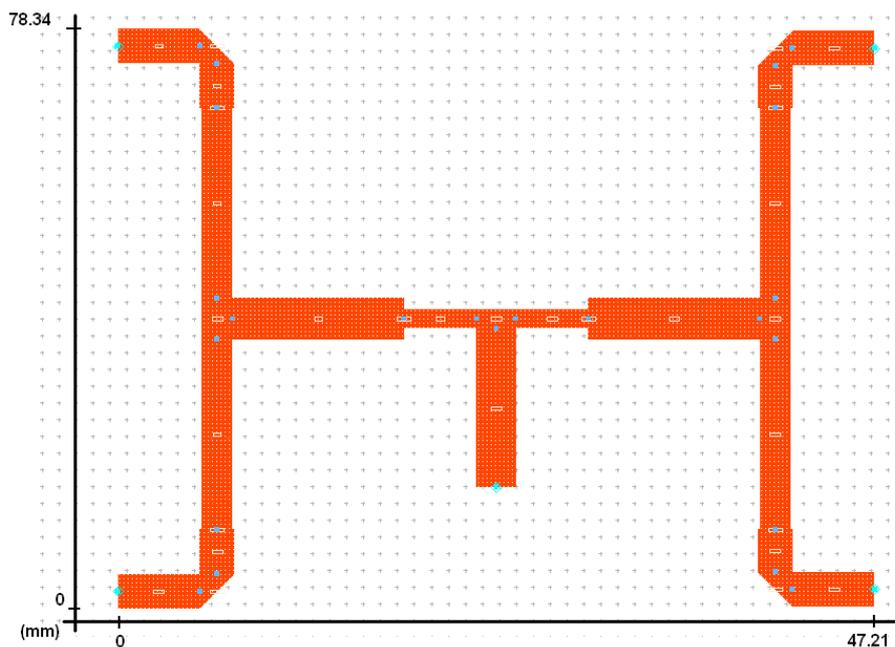


Figura 8-11. Representación del Layout del diseño anterior

8.3.3 Diseño 2. Ajuste a las dimensiones requeridas

En el primer diseño no se han tenido en cuenta las dimensiones limitantes, por lo que en este segundo diseño se va a proceder a modificar variables para reajustar las medidas físicas.

La alimentación de la antena se va a realizar sobre los parches del primer nivel de la estructura, por lo que la dimensión de esta red tiene que ser tal que sus extremos coincidan con la conexión de dichos parches. Tras esto, la medición sobre los parches nos da unos valores de:

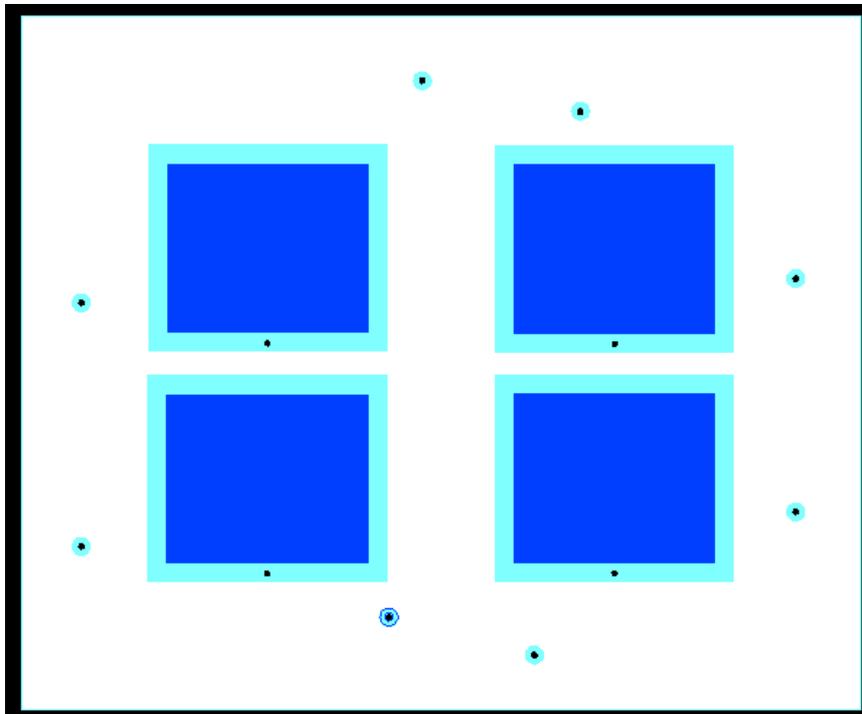


Figura 8-12. Parches de la antena y situación de las vías

	Primera	Segunda
Distancia entre filas (mm)	62.12	62.22
Distancia entre columnas (mm)	41.50	41.17

Tabla 8-3. Dimensiones entre vías de los parches

Como se comprueba, existen ciertos desajustes en la simetría del array 2x2. A posteriori, la contribución de estas variaciones sobre la red de alimentación se traducirá en modificaciones en la fase relativa entre ramas. Para comprobar en que medida no se mantienen las mismas fases en todas las ramas, hay que calcular la variación de recorridos entre líneas para las diferentes longitudes de onda de trabajo. En la Figura 8-13 se puede observar las diferentes fases para las frecuencias utilizadas, de la misma manera que se comprueba el desfase existente entre puertos de salida por las variaciones de recorrido de las líneas.

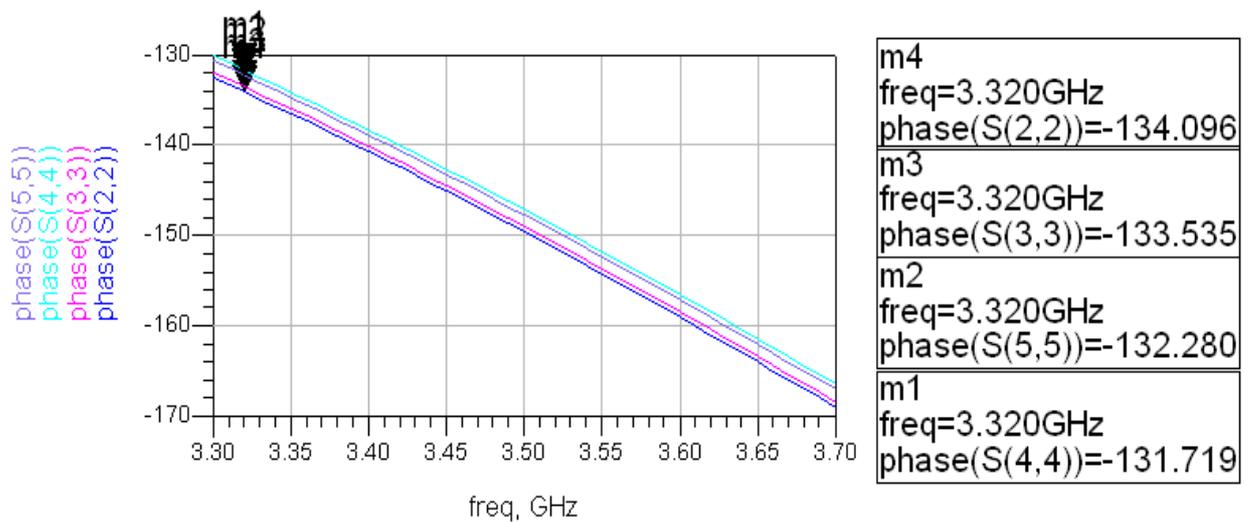


Figura 8-13. Fases en las salidas de la red de distribución

La variación máxima existe entre los puertos 1 y 4, que se encuentran exactamente en lados opuestos de la red, y por consiguiente, entre los que más distancia existe. El máximo desfase es de 2.3° , correspondiente con los aproximadamente 0.5mm más de recorrido entre estas salidas. A pesar de este desajuste, las variaciones de fase son mínimas. En caso de que los cambios de fases fueran notables, sería necesario modificar la red de tal forma que en cada rama se compensase estos desajustes con la variación de las dimensiones. Por tanto, y en nuestro caso, esto no será necesario.

Tras esto vamos a proceder a desarrollar el ajuste a estas dimensiones de nuestra red de distribución. Vamos a modificar las variables de nuestra red, preferiblemente las longitudes, intentando modificar lo mínimo posible las anchuras de pista con el fin de mantener las impedancias de las líneas.

La dimensión vertical (según el eje 'y') de la red tiene que situarse a la misma que la existente entre vías de los parches, sin que se añada ninguna línea extra. Al contrario, en la dimensión horizontal, podemos obtener una medida por debajo de la deseada, ya que con la inclusión de una línea de 50Ω se podrá compensar las medidas deseadas.

Este procedimiento de ajuste sería un poco complicado y poco óptimo en el caso de ir ajustando paso por paso, probando diferentes medidas y decidiendo. Para evitar todo esto, existe un método dentro del entorno 'ADS' que nos permitirá optimizar el resultado mediante la variación reiterada y bajo cierto algoritmo de cálculo de determinadas variables del esquema de la red. A su vez a estas variables, se la determinará unos valores máximos y mínimos bajo los cuales el programa operará. En la Figura 8-14 se muestran dos elementos que habrá que introducir para poder realizar esta optimización. En el primero de ellos, 'OPTIM', se especifican los parámetros del algoritmo de cálculo, mientras que con 'GOAL', se determinan los valores objetivos dentro de cierto margen.



Figura 8-14. Elementos necesarios en el proceso de optimización

Como se ha indicado, vamos a permitir la modificación en determinado grado de ciertas variables, manteniendo una restricción más severa en otras como va a ser el caso de las longitudes, donde vamos a ir limitando valores hasta que el resultado en

cuanto a adaptación sea lo más óptimo posible. Hay que tener en cuenta que no sólo la variación de las longitudes de las líneas afectará a las dimensiones de la red, si no que también las anchuras las modificarán. Estas las utilizaremos para mejorar con más precisión las longitudes necesarias.

ANCHURAS DE PISTA (mm)		LONGITUDES DE PISTA (mm)	
W1	2.62	L1	6.10
W2	2.33	L2	3.37
W3	3.13	L3	14.32
W4	1.50	L4	12.73
W5	2.93	L5	5.56
		L6	12.00

Tabla 8-4. Dimensiones de la red para el diseño ajustado

Además de estas dimensiones para las líneas utilizadas, se han incluido otras en los extremos de los puertos con la anchura determinada para la impedancia característica de 50Ω , por lo que estas nuevas líneas extremo tendrán una anchura de 2.223mm para conseguir este valor resistivo. Para los puertos del lateral izquierdo de la red, el par de líneas cuenta con una longitud de 5.35mm y 5.41mm respectivamente para el puerto superior e inferior. Para el lateral derecho, ambas líneas son de 5.25mm. En el caso del puerto de entrada de la toma de alimentación principal, se ha incluido otra línea de 50Ω con el fin de que el puerto llegue al borde de la placa de dieléctrico sobre la que se confeccionará la red. Esta línea tiene una longitud de 49.57mm.

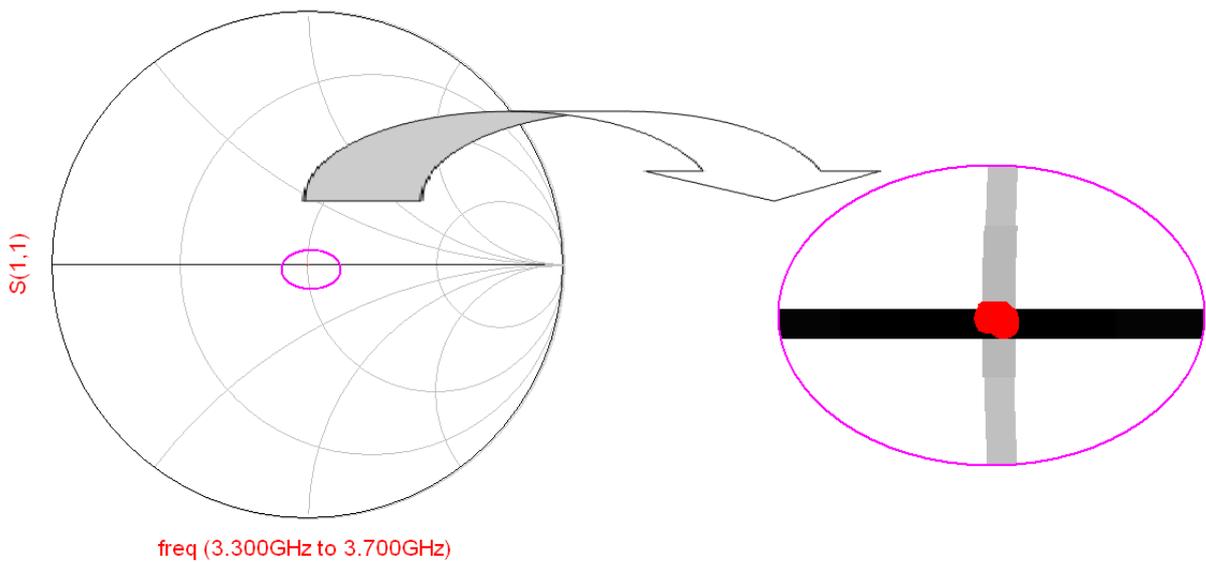


Figura 8-15. Adaptación normalizada a 50Ω en carta de Smith de la red ajustada

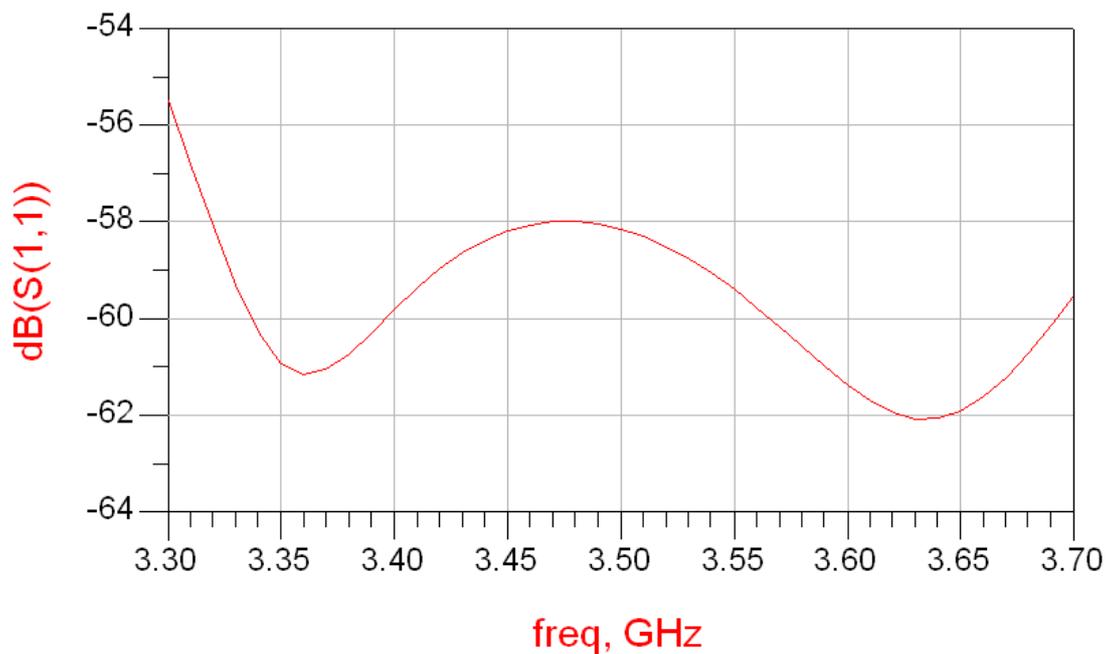


Figura 8-16. Ancho de banda en reflexión para el puerto de alimentación de la red ajustada

En la Figura 8-15 se comprueba la buena adaptación conseguida, seguida por la Figura 8-16 donde se observan los valores en datos absolutos de reflexión S_{11} . Para toda la banda de trabajo, entre 3.3 y 3.7GHz nos encontramos por debajo de -15dB, por lo que las condiciones son:

$$BW(-15dB) = 3.70 - 3.30(GHz) = 0.40GHz \equiv 400MHz$$

$$BWr(-15dB) = \frac{BW(-15dB)}{f_0} \cdot 100 = \frac{0.40GHz}{3.5GHz} \cdot 100 = 11.4\%$$

Los resultados son muy buenos, por lo que esta red cumple con las especificaciones iniciales requeridas. En la siguiente representación, Figura 8-17, observamos el layout de este diseño.

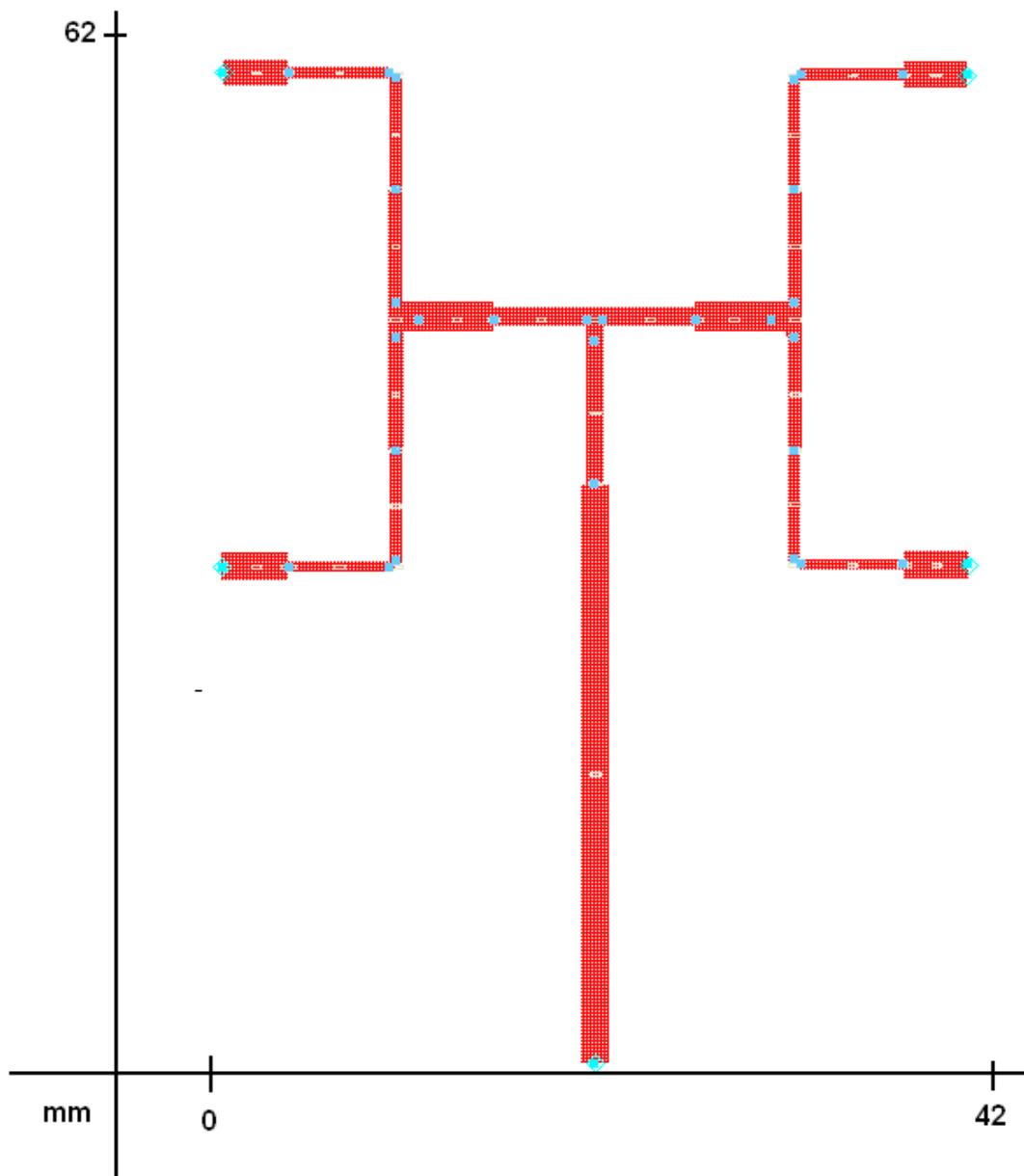


Figura 8-17. Representación del layout del diseño

8.3.4 Diseño 3. Adaptación a los valores de reflexión de la antena y ajuste en dimensiones

En el primer diseño de la red de distribución de potencia se ha tenido en cuenta que los terminales sobre los que se iban a conectar las salidas de la red se encontraban exactamente a 50Ω . Esto no ocurre en la práctica, donde las salidas no se encuentran adaptadas a estas impedancias, contando con desadaptaciones propias del diseño del array por sus características, con lo que tendremos que reajustar y readaptar esta red en función de los parámetros de reflexión, en nuestro caso, teóricos, de cada puerto. Hay que tener en cuenta que los términos reflexivos muestran en que grado se encuentra adaptado un determinado puerto, así que en cierta manera, en este nuevo diseño, vamos a dotar de cierta impedancia a cada puerto de salida de la red de distribución, por lo que se tendrá que reajustar el diseño a estos nuevos valores.

Para lo anterior, vamos a exportar directamente desde el entorno “Ansoft Ensemble 8.0” de diseño de la antena, los valores de reflexión que existen en nuestra estructura radiante, una vez establecidos el array junto con el polarizador.

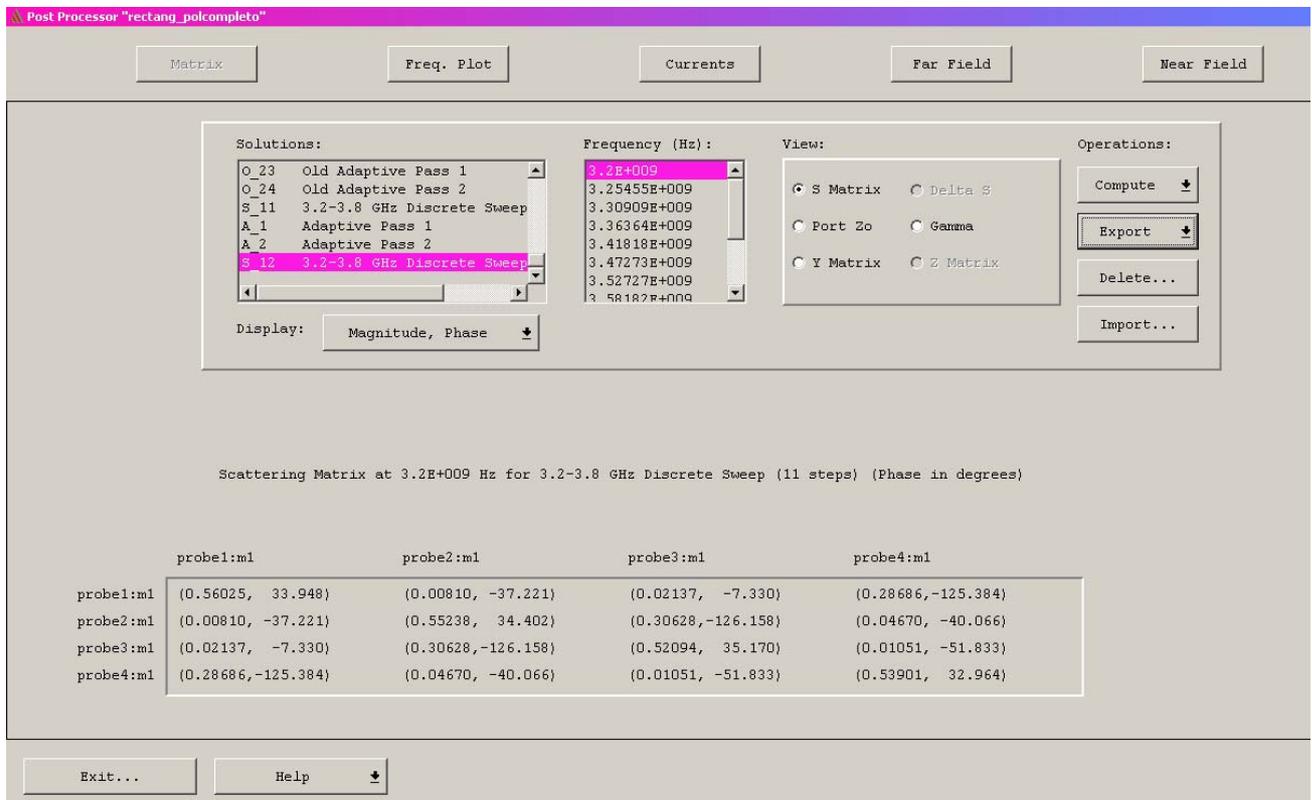


Figura 8-18. Pantalla de exportación del entorno ‘Ansoft Ensemble 8.0’

Como se observa en la Figura 8-18, la matriz de parámetros de reflexión en los cuatro puertos de alimentación del array, cuenta con unos determinados valores expresados, en esta ocasión, según sus magnitudes y fases. Los valores más bajos que más se aproximen a cero (correspondientes a su valor absoluto) y una fase de 0° , se corresponderían con una adaptación perfecta en los cuatro conectores. En el diseño inicial de la red de alimentación se ha supuesto que se trabajaba con estos valores ideales. Como se puede comprobar, todos los puertos cuentan con una ligera desadaptación que ha de ser tenida en cuenta a la hora de incluir la red de distribución para conseguir una mayor eficiencia en la potencia radiada.

Pulsando sobre el botón "Export" de la interfaz aparecerá un menú emergente que nos permitirá elegir entre los diferentes formatos sobre los que basar la exportación de los datos de los parámetros 'S'. Seleccionando sobre "Touchstone" crearemos un fichero del formato especificado que podrá ser importado sobre el entorno "Advance Design System" y a su vez sobre nuestra red de distribución. Sobre el entorno "ADS", la importación de estos datos se ha de realizar sobre un nuevo elemento que tendremos que incluir sobre nuestro diseño. Se corresponde con una simulación de una red de cuatro salidas sobre las que se puede cargar los respectivos valores de reflexión.

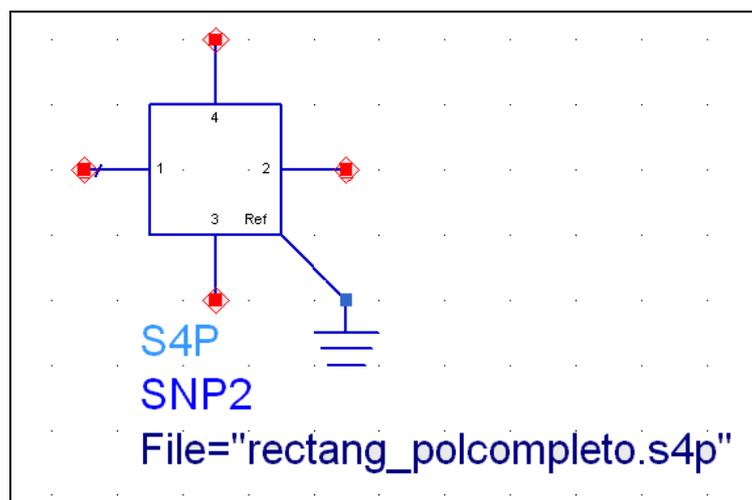


Figura 8-19. Esquemático del elemento simulador de parámetros de reflexión

Una vez incluido este elemento, las cuatro salidas de la red de distribución se han de conectar a sus cuatro entradas se puede comprobar como la adaptación

empeora con respecto al diseño inicial. Como se ha comentado antes, esto se debe a que en realidad las entradas al array de elementos radiantes no se encuentran adaptadas a 50Ω , y además existe cierta reactancia, con lo que la impedancia característica contara con cierta parte imaginaria que empeorará notablemente los valores de reflexión. Hay que recordar que los desajustes de reactancia de las impedancias afectan en mayor grado que los propios en valores reales. En la Figura 8-20 se comprueba el desajuste obtenido al incluir los datos de reflexión.

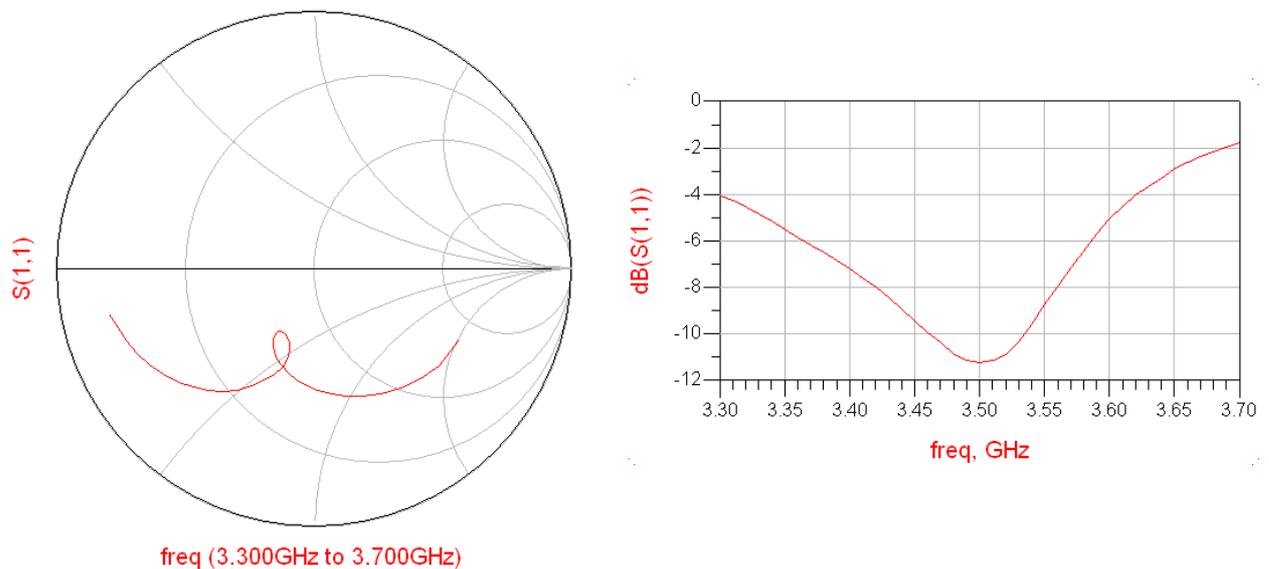


Figura 8-20. Desadaptación producida tras simulación con parámetros de reflexión

En la Figura 8-20 se comprueba según diagrama de Smith, como a pesar de mantenerse la doble resonancia que nos permitirá la ampliación de la banda de trabajo, la adaptación no es buena, produciéndose altos valores de reactancia, cosa poco deseada en estos casos. En reflexión se puede observar este desajuste.

En esta ocasión se volverán a reajustar los valores de las variables existentes, sobre las que se tendrá en cuenta las limitaciones de tamaño necesarias en la red. Se volverá a repetir la simulación de optimización de la actual red, manteniendo las restricciones impuestas inicialmente en el diseño anterior. Con todo, y tras una serie de modificaciones en el algoritmo de simulación en la optimización (método Newton, derivaciones según gradientes y por sensibilidad), las dimensiones que optimizan el diseño dentro de las limitaciones del propio son:

ANCHURAS DE PISTA (mm)		LONGITUDES DE PISTA (mm)	
W1	1.00	L1	8.62
W2	3.99	L2	9.09
W3	2.91	L3	9.49
W4	3.60	L4	6.19
W5	1.37	L5	7.21
		L6	7.77

Tabla 8-5. Dimensiones de la red para el diseño ajustado a parámetros de reflexión

Al igual que ocurría con el diseño anterior, se han añadido extremos con líneas de 50Ω , con longitudes de 5.37 y 5.40mm respectivamente para las ramas superior e inferior de lateral izquierdo. Para el lateral derecho, ambas son de 5.30mm. La línea que une la toma de entrada de potencia es de 48.67mm en esta ocasión. Estas líneas son fácilmente visibles en la Figura 8-17 del layout de la red diseñada.

Con estas dimensiones, se consigue la optimización de la adaptación para las características reflexivas de la antena. En la Figura 8-21 podemos observar los resultados de este diseño:

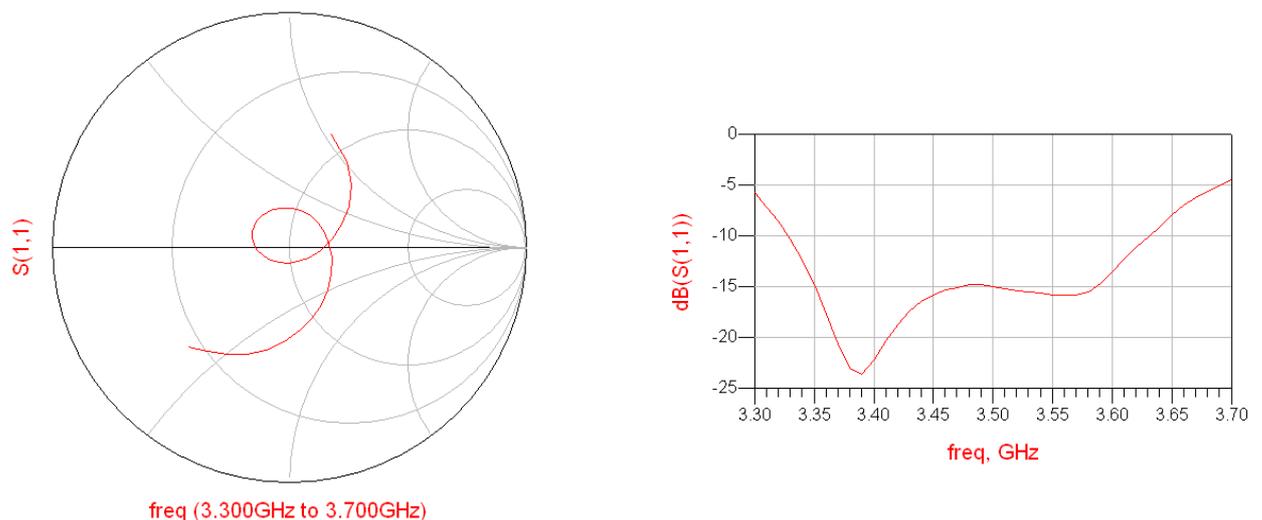


Figura 8-21. Adaptación producida en el diseño tras simulación con parámetros de reflexión

Se observa como en este último diseño conseguimos una mejor adaptación que se aproxima a los requisitos del diseño de la red de distribución.

Por debajo de -15dB se ha conseguido que la red trabaje bajo las siguientes condiciones:

$$BW(-15dB) = 3.58 - 3.35(GHz) = 0.23GHz \approx 230MHz$$

$$BWr(-15dB) = \frac{BW(-15dB)}{f_0} \cdot 100 = \frac{0.23GHz}{3.5GHz} \cdot 100 = 6.6\%$$

Con estos anchos de banda de trabajo absoluto y relativo se obtienen unos resultados muy buenos para la red de distribución de potencia. Por ello, damos como bueno este diseño para pasar a fabricarlo junto con el anterior. En la Figura 8-22 se muestra la representación de la red en sí. Podemos observar como las anchuras de las líneas al igual que sus longitudes son diferentes de las dimensiones del diseño anterior.

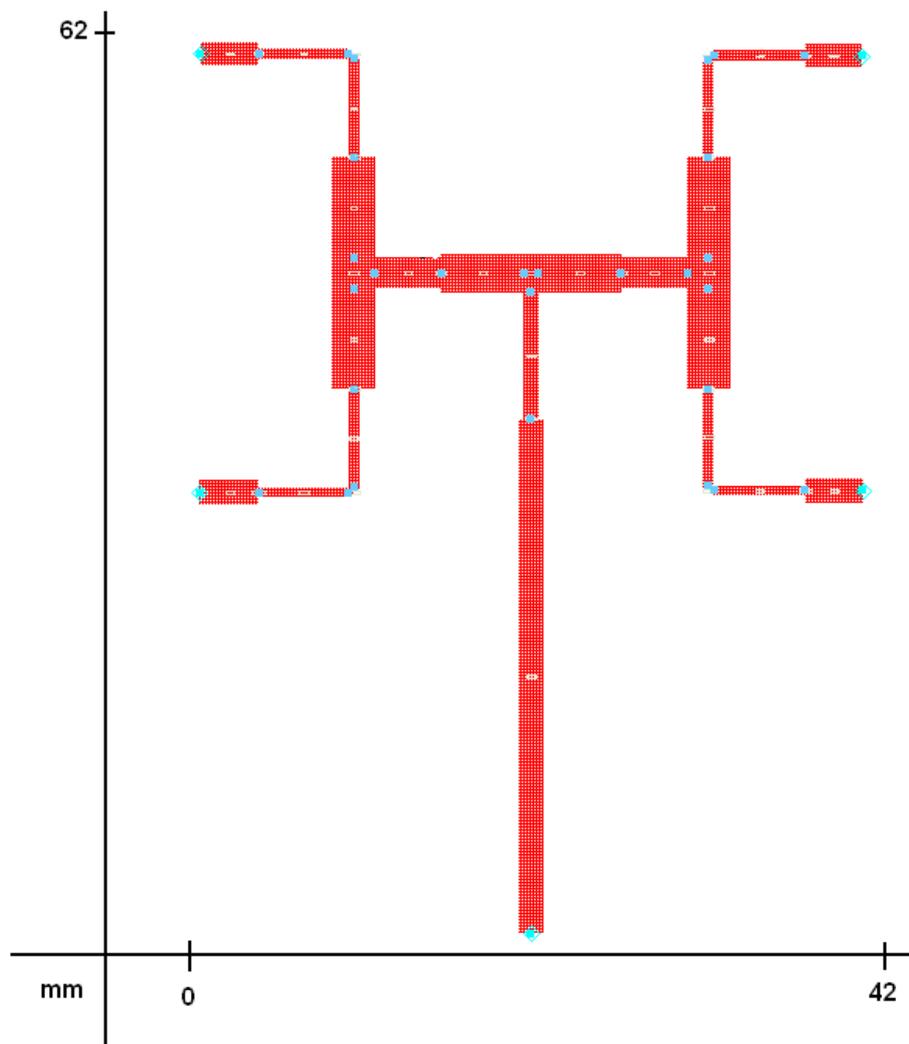


Figura 8-22. Representación del layout del diseño

8.3.5 AJUSTES A REALIZAR SOBRE LOS DISEÑOS

Una vez tenemos realizados ambos diseños de redes de distribución, con salidas adaptadas a 50Ω y a los parámetros de reflexión respectivamente, es necesario realizar sobre ellos modificaciones por cuestiones de estructura y de adaptación práctica.

8.3.5.1 MODIFICACIÓN DE LA LÍNEA DE 50Ω DEL PUERTO DE ENTRADA

Como se ha podido observar en las Figuras 8-22 y 8-23, la línea de aproximadamente 50mm que une el puerto de entrada de las redes con las otras líneas de diferente impedancia, es completamente recta en toda su longitud, y esta forma requerirá un ligera variación. Hay que tener en cuenta que toda la estructura de la antena, tanto red de distribución como el array y el polarizador, tienen que tener una misma base de sujeción a la que atornillar y fijar los elementos. Esta misma placa también será necesaria a la hora de introducir toda la estructura radiante en la cámara anecoica para medir los diagramas de radiación de esta antena. Por ello, esta placa funcionará como plano de masa de todo el conjunto. En dicho plano de masa es necesario crear taladros de métrica 4 (M4) sobre los que introducir los tornillos que atravesarán las diversas capas del conjunto, y estos taladros tendrán que estar libres de elementos de cobre en toda la estructura vertical, desde el plano de masa hasta la última capa del polarizador.

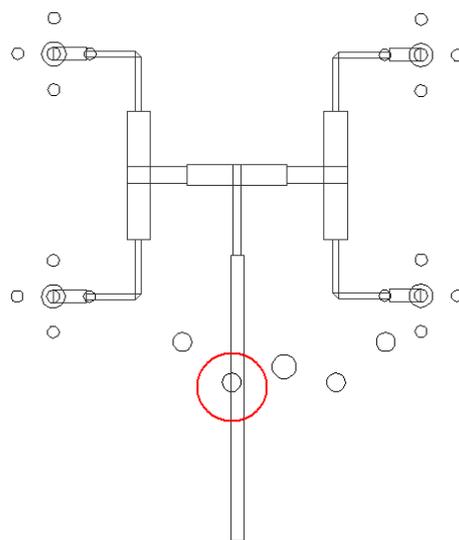


Figura 8-24. Superposición de la red de distribución junto con los taladros del plano de masa

Si se observa la Figura 8-24 puede verse como la red de distribución se solapa con uno de los taladros M4 del plano de masa, por lo tanto es necesario realizar un ligero desvío para que la línea involucrada modifique su camino evitando cualquier taladro. Para esto, se va a incluir un par de codos con sus respectivos ángulos de viraje para modificar el camino de la línea de 50Ω . Tras una serie de comprobaciones, los dos codos a incluir en el diseño tendrán una variación angular de 127° cada uno, por lo que al final la línea mantendrá su dirección. Tras el primer codo, se incluirá un tramo de línea microstrip de 7.62mm que se unirá con el segundo codo, mientras que el segundo tramo de línea que llegará hasta el borde de la placa será de 15.38mm. Con estas dos líneas mantenemos la longitud inicial del diseño, y con los codos evitamos el taladro anterior. También hay que recalcar que en el final de la línea que llegará hasta el borde de la placa donde conectaremos el puerto de entrada de potencia, se ha realizado un chaflán con el objetivo de facilitar la posterior soldadura entre esta línea microstrip y el conector coaxial [8.2]. En la Figura 8-25 podemos observar el resultado final de esta modificación.

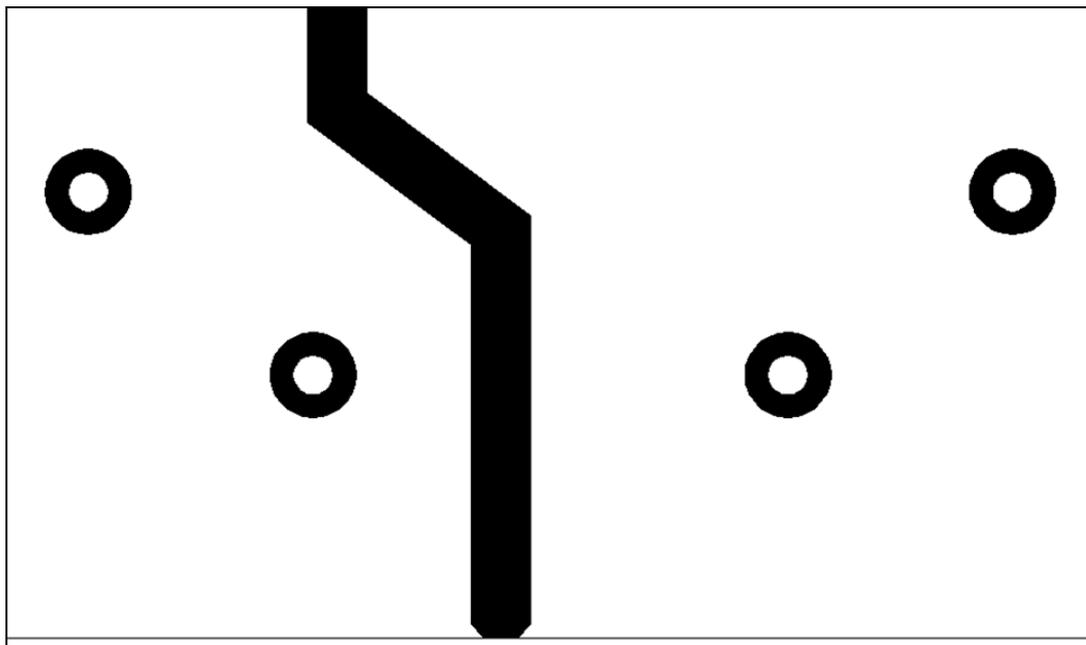


Figura 8-25. Modificaciones realizadas sobre la línea

Al tratarse de una línea con esta impedancia que sirve a modo de prolongación del puerto de entrada, este tipo de modificaciones no perjudicará a los resultados de ancho de banda en reflexión del diseño completo. Aún así se ha realizado el estudio de su funcionamiento con esta variación. Los resultados se observan en las Figuras 8-26 y 8-27.

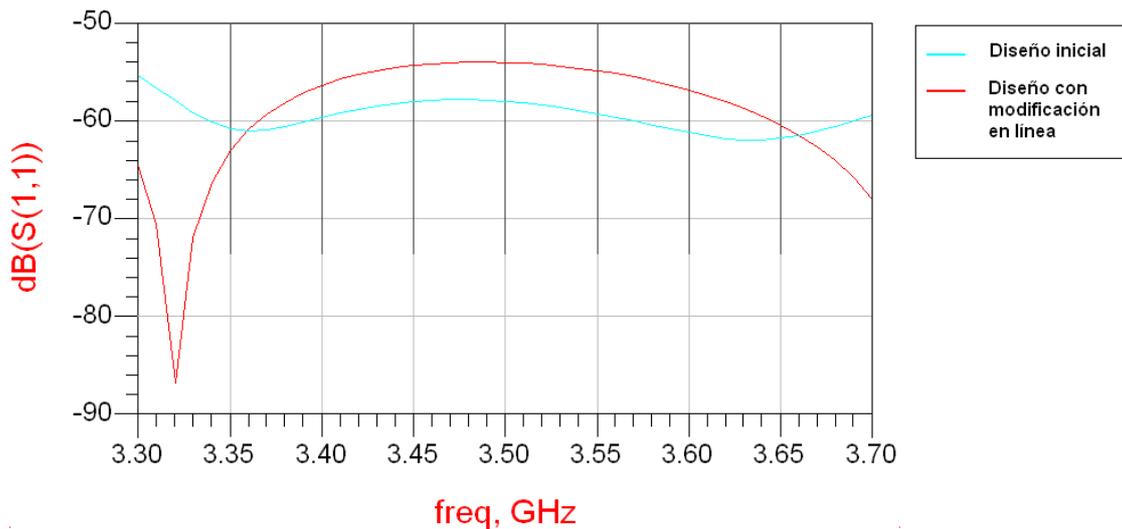


Figura 8-26. Red ajustada a puertos de 50Ω. Comparativa en anchos de banda de reflexión tras modificación en la línea

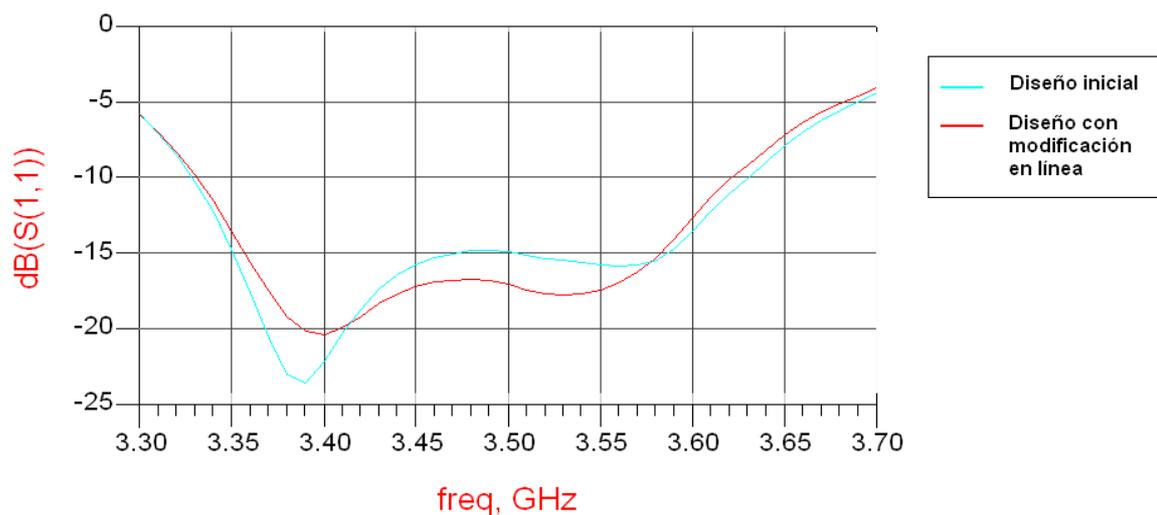


Figura 8-27. Red ajustada a parámetros de reflexión. Comparativa en anchos de banda de reflexión tras modificación en la línea

Como se puede apreciar, la inclusión de esta modificación en ambos diseños apenas varía los resultados anteriores en anchos de banda en reflexión, o lo que es lo mismo, en adaptación. Siempre que se trabaje con codos con ángulos no demasiado abruptos las características de los diseños varía muy ligeramente. Además las dimensiones de las líneas de 50Ω no afectan en las adaptaciones y ajustes de impedancias que se llevan a cabo durante el diseño al trabajar estas como prolongaciones de cada puerto. En primer lugar, la Figura 8-28 vemos la comparativa para el diseño inicial con los puertos de la red adaptados a terminaciones de 50Ω. La

variación en la línea apenas empeora los valores en reflexión del ancho de banda, manteniéndose estos estables a excepción de los extremos de la banda. Para la red con terminaciones según parámetros de reflexión del array la variación es mínima, con una desviación máxima de menos de 3dB en la frecuencia central. Por tanto y tras comprobar los resultados, la modificación llevada a cabo ha tenido éxito. Se ha conseguido modificar el camino de la línea que se obstaculizaba con uno de los taladros y a su vez se han mantenido los buenos resultados existentes en ancho de banda de reflexión y adaptación conjunta de cada red.

8.3.5.2 MODIFICACIÓN DE LAS TERMINACIONES DE LOS PUERTOS DE SALIDA

Tras la variación de la estructura de la red según el punto anterior, aún es necesaria una última modificación, esta vez, sobre las terminaciones de los puertos de salida. Como se puede observar tanto en la Figuras 8-17 como 8-22, ambos diseños de las redes cuentan con terminaciones abruptas en forma rectangular en los cuatro puertos. En el diseño de la estructura distribuidora de potencia, se ha especificado que la red debe conectarse con los parches del nivel inferior de la antena mediante vías metálicas de aproximadamente 1mm de diámetro. Por tanto, es necesario realizar un taladro sobre las terminaciones de cada red distribuidora con el fin de introducir dichas vías para ser posteriormente soldadas a cada puerto. Estos taladros modificarán las impedancias de cada terminación, que tal y como se indicaba en puntos anteriores, es de 50Ω ya que se han incluído líneas de estas impedancias para compensar las distancias requeridas por las dimensiones de los parches. Será necesario modificar la estructura de estas terminaciones, para que se mantenga la impedancia anterior y además evitar terminaciones abruptas con picos, ya que empeoran la distribución eléctrica sobre los componentes conductores.

El último punto a tener en cuenta en esta modificación se encuentra en la estructura de la placa dieléctrica sobre la que se realizará la impresión de la red. Esta placa a diferencia de las utilizadas en los parches de la antena, cuenta con doble capa de cobre, por lo que la capa opuesta a la red de distribución tendrá su estructura conductora. Esta capa de cobre nos servirá como panel reflectante de las radiaciones del primer nivel de parches, y tal y como se mostrara posteriormente, esta capa de cobre se extenderá en toda la estructura horizontal que ocupe el array junto con el polarizador para mejorar el comportamiento radiante de estos.

Esta extensión se realizará con una lámina maleable de cobre, ya que si se hubiera utilizado la misma placa dieléctrica, las grandes dimensiones necesarias habrían hecho que el coste de esta hubiera sido muy elevado, además del hecho de malgastar gran parte de su extensión en la cara donde se imprimiera la red de distribución. La segunda capa de cobre de la placa también tendrá que ser taladrada, tanto por las aberturas necesarias para la tortillería de sujeción de la estructura como para el caso de las vías. Al igual que ocurre con todo cableado coaxial, donde existe una separación no conductora entre ambos cables, en esta ocasión el efecto es el mismo. La vía, o conductor 1, atravesará desde la capa inferior donde se encuentra la red, hasta capas superiores, pasando por Rohacell y hasta el nivel inferior de los parches. Al atravesar la capa opuesta a la red, donde toda la extensión es cobre, será necesario eliminar cierto diámetro alrededor de la vía para realizar las funciones coaxiales. El dimensionado de cobre a eliminar también tendrá que ser analizado, ya que es necesario que se mantengan los 50Ω . Por tanto, y a modo resumen, esta segunda modificación sobre nuestros diseños, se basan en extender la adaptación desde la terminación de las redes hasta la unión vía-parche del array.

Para este punto, se utilizará la herramienta "CST Microwave Studio", donde se llevará a cabo el estudio y análisis de las dimensiones y estructuras necesarias. En este programa vamos a recrear la situación existente en este tramo del diseño, desde la pista de 50Ω , pasando por la vía hasta su final en la placa dieléctrica. Es necesario establecer ciertas condiciones de contorno alrededor de la estructura, al igual que el tipo de material de cada componente, sus dimensiones y situación. La estructura de simulación será la siguiente:

1. Definición de capa de aire que se situará por debajo de la placa de dieléctrico y por tanto justo por debajo de la red de distribución. Su representación será la de un prisma de dimensiones: $x = 85mm, y = 85mm, z = 15mm$. Se puede observar en la Figura 8-28.

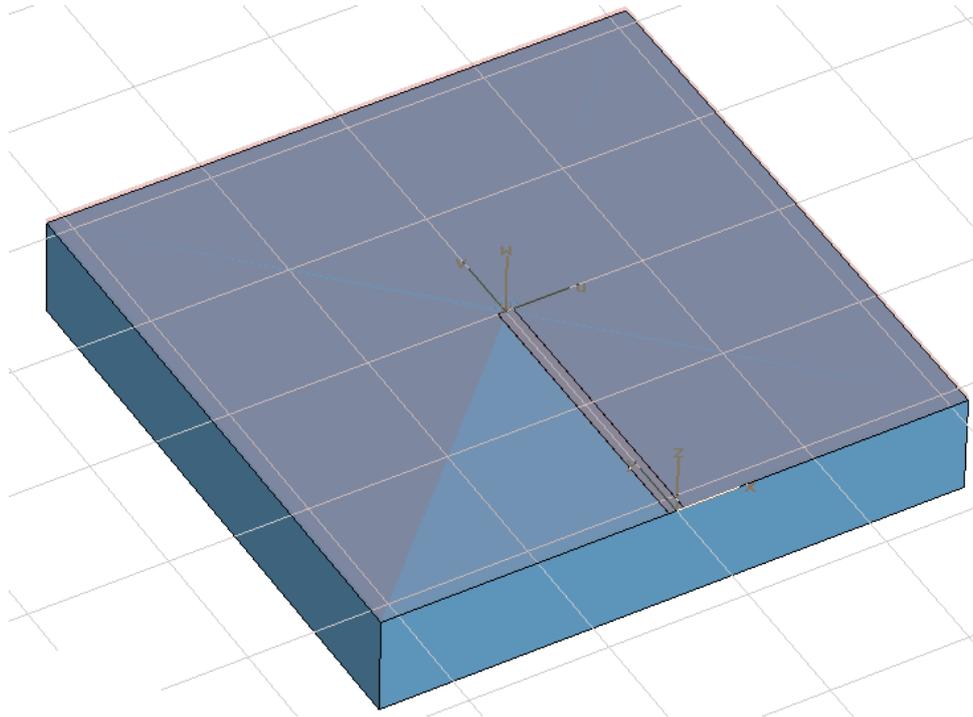


Figura 8-28. Capa de aire inferior creada para la simulación

2. En el interior de esta capa de aire, justo en la intersección con su capa superior se creará una pista de cobre de 0.035mm con longitud correspondiente a la existente en la red, y con una terminación circular, con lo que se compensará la terminación rectangular existente anteriormente. El radio de esta terminación circular tendrá que ser ajustado con el fin de llegar a su adaptación con el resto de la estructura. Se observa en la Figura 8-30.
3. Sobre esta línea de cobre y justo en su capa superior, se crea la placa de dieléctrico con sus características eléctricas y magnéticas detalladas en el primer punto de este apartado. Las dimensiones de esta capa serán: $x = 85mm, y = 85mm, z = 0.8mm$. Se observa en la Figura 8-29.

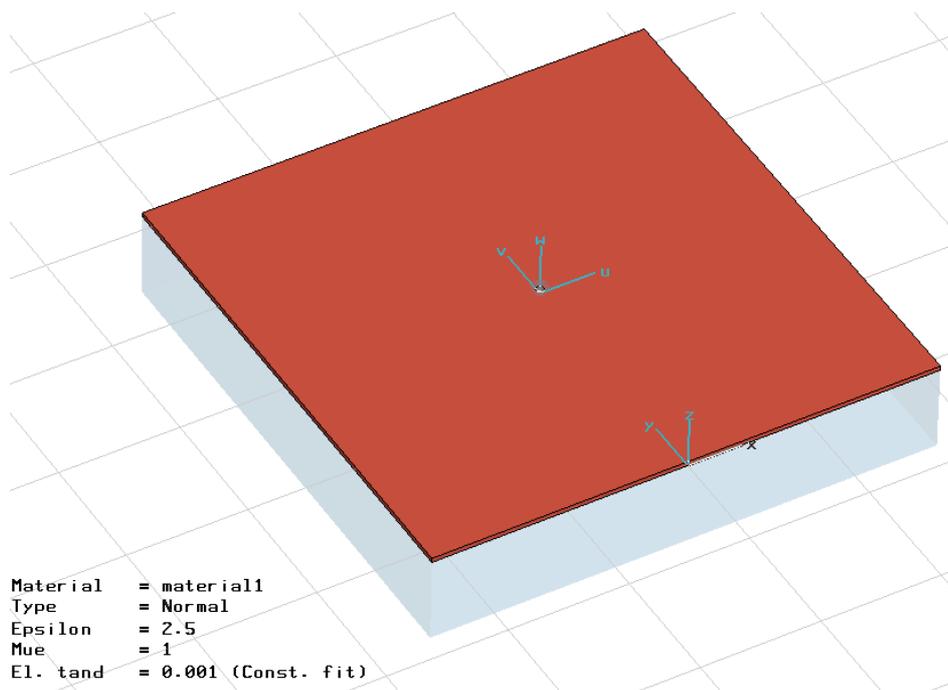


Figura 8-29. Capa de dieléctrico creado para la simulación

4. En el interior de la capa de dieléctrico se introducirá la vía con un diámetro de 1mm y una altura de 1.3mm. Esta vía se situará justo en el centro de la terminación circular de la pista anterior, uniéndose con ella y atravesando la placa de dieléctrico. Observar Figura 8-30.
5. Justo en la terminación de la vía y en el interior de la superficie de la placa dieléctrica se creará un pequeño cilindro por el que atravesará la vía y que representará el taladro sobre la capa de cobre opuesta a la capa de la red de distribución de la placa. El radio de esta abertura también deberá de ser ajustado. Su altura si esta fijada, y será de 0.535mm. Figura 8-30.

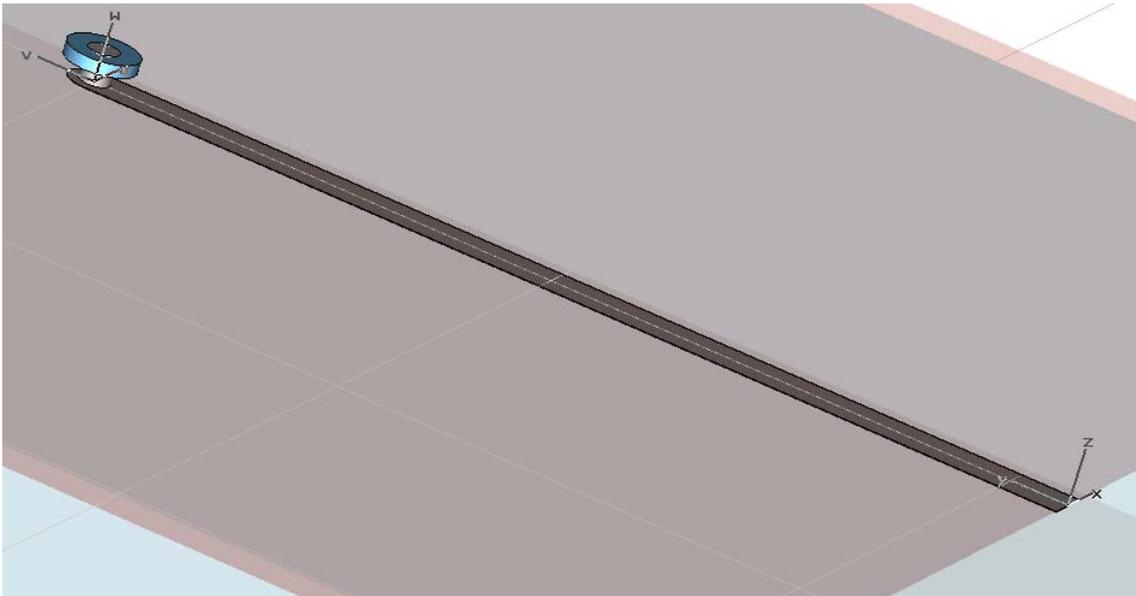


Figura 8-30. Pista, terminación circular, vía y taladro para la simulación

6. La simulación requiere la creación de dos puertos, el primero será el comienzo de la pista de 50Ω , y que abarcará toda la cara de la estructura donde esta pista se introduce. El segundo será la terminación superior de la vía, a modo de puerto de salida. Ambos se observan en la Figura 8-31.

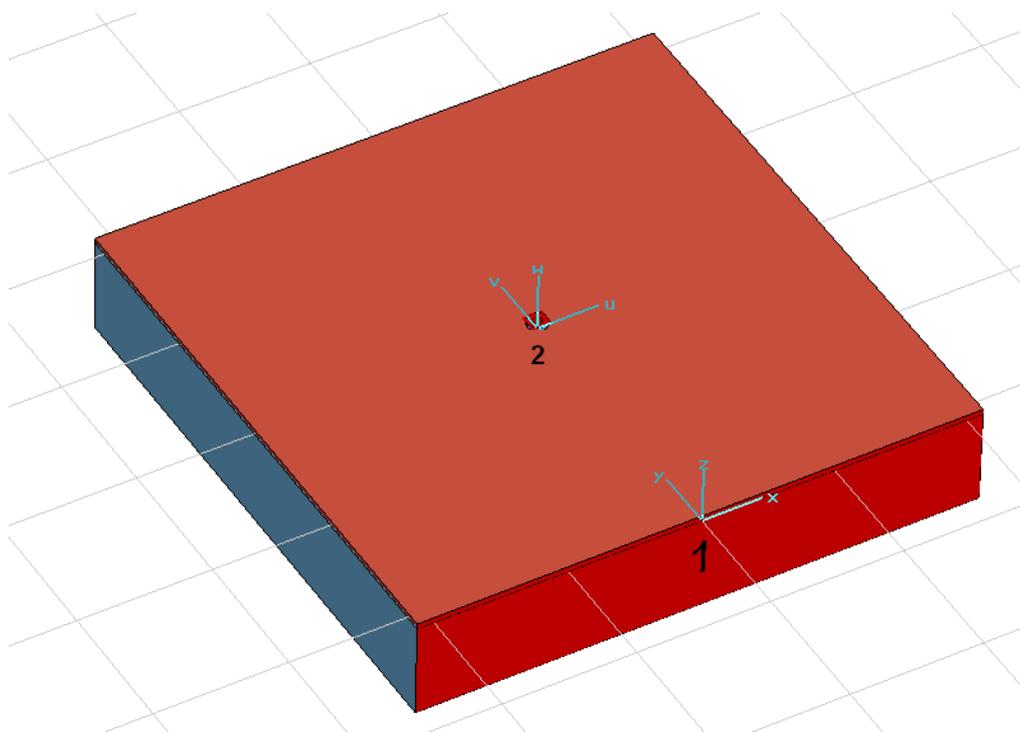


Figura 8-31. (En granate) Puertos creados sobre la estructura para la simulación

7. Por último, queda definir las condiciones de contorno de la estructura. Se expondrá que el entorno de simulación trate como conductor perfecto todo aquel componente de la estructura que no haya sido definido como lo contrario. Con esto ahorramos tiempo de simulación y de procesado en el mallado.

A la hora de encontrar el resultado para nuestras dos variables, el radio de la terminación y el radio de la perforación sobre el cobre, tenemos que tener en cuenta que hay que realizar un mallado bastante pequeño los componentes que son de pequeño tamaño, como la vía o la perforación. Por ello el mallado a realizar será de 1/1000 para que el resultado sea más eficiente. Una vez creada toda la estructura para la simulación será necesario crear una señal de entrada e indicar el puerto sobre el que se introducirá. Para ellos se procederá a utilizar una señal por defecto con nuestra banda de trabajo, desde 3 hasta 4GHz aproximadamente. En la Figura 8-32 vemos la representación gráfica de dicha señal.

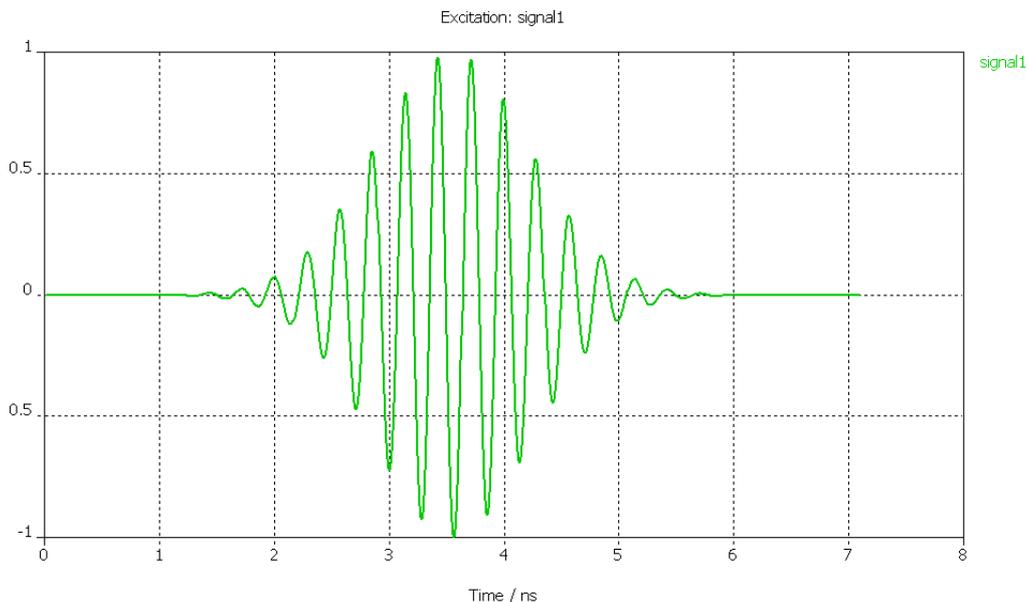


Figura 8-32. Señal utilizada como entrada para la estructura (3-4GHz)

Con esto, tenemos creados los parámetros y estructuras necesarias para la simulación. Para resolver las dos variables que nos afectan, vamos a proceder a utilizar la herramienta optimizador existente dentro del entorno “CST Microwave Office”. En ella indicaremos el valor fijo de una serie de parámetros, el objetivo en términos de adaptación y los márgenes permitidos en nuestras incógnitas.

El programa llevará a cabo una serie de algoritmos basados en el método de los elementos finitos para situar soluciones en esta simulación. En la captura inferior, Figura 8-33, se observa la pantalla principal del menú de la herramienta optimizadora.

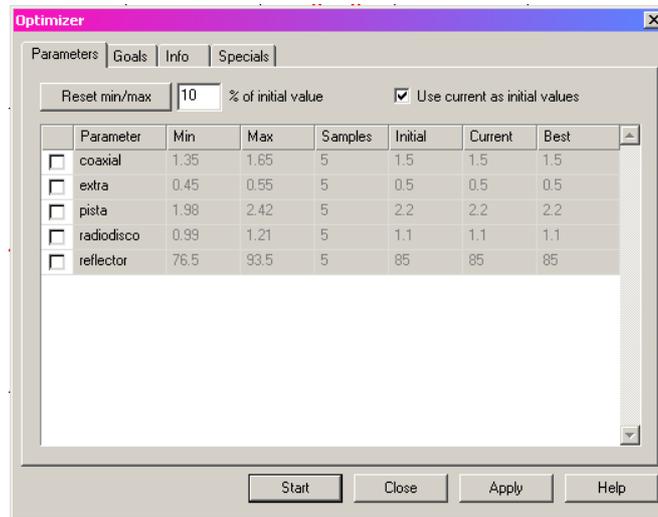


Figura 8-33. Optimizador del entorno “CST Microwave Office”

Tras la finalización de la simulación, los valores que optimizan el diseño son:

- ✚ Radio de la terminación de la pista: 1.1mm
- ✚ Radio del taladro sobre la capa de cobre: 1.5mm

Observando los resultados en términos de ancho de banda en reflexión y carta de Smith comprobamos los resultados obtenidos. En la Figura 8-34 se muestra que se ha conseguido una buena adaptación del conjunto, al situarse el conjunto de valores en puntos cercanos a los 50Ω . Como ya se había indicado en puntos anteriores, las impedancias con valores de reactancia perjudican más a la adaptación que altos valores de parte resistiva. En esta ocasión se ha conseguido no superar los $j5\Omega$ en parte reactiva, por lo el resultado se mantiene dentro de límites aceptables.

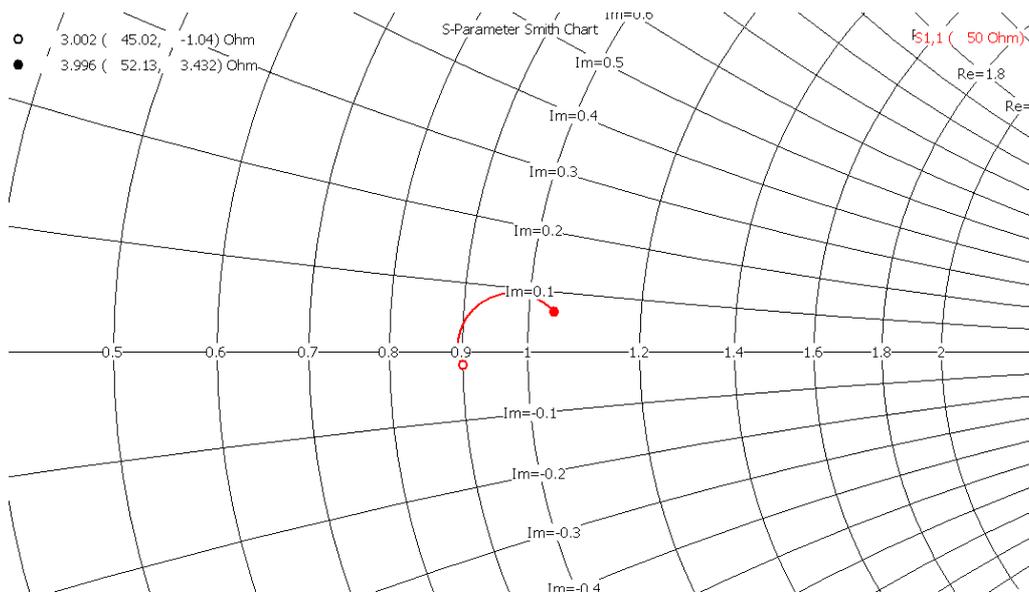


Figura 8-34. Adaptación conseguida tras la modificación del diseño (carta de Smith)

La Figura 8-35 representa el mismo resultado en ancho de banda en reflexión para el puerto 1, el correspondiente con la pista de 50Ω , con valores logarítmicos (dB). Teniendo en cuenta que nuestra banda de trabajo será desde 3.3 a 3.7GHz, los valores se mantendrán siempre entre -25 y -26dB, por lo que se mejorará el global del diseño que se encontraba aproximado a los -20dB. Por tanto el diseño de la red trabajará en óptimas condiciones en el 100% de nuestra banda de trabajo.

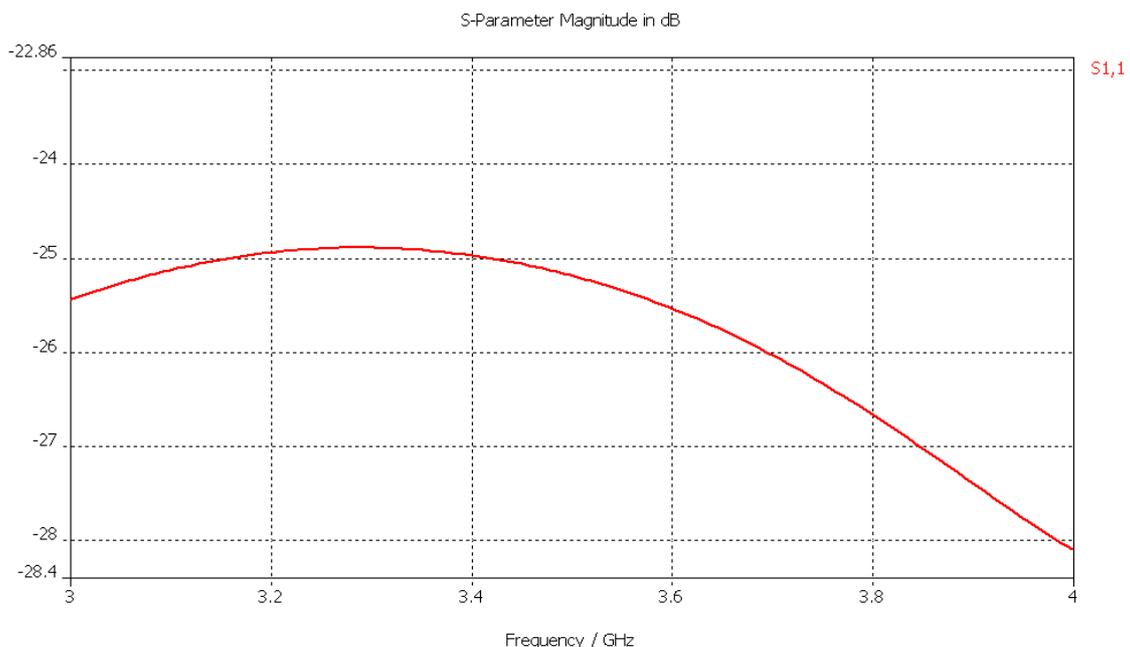


Figura 8-35. Ancho de banda en reflexión del diseño

Una vez recogidos estos resultados, podemos dar como satisfactorio el diseño de cada red, por lo que se procederá a su fabricación. Será necesario exportar los resultados al entorno de diseño gráfico "AutoCAD 2006". En él, se exportarán las dos redes diseñadas y sobre este entorno se procederá a realizar las modificaciones expuestas en estos últimos puntos, tanto la curvatura de la línea de 50Ω del puerto de entrada, como el chaflán del borde, y las modificaciones sobre los terminales y perforaciones de la capa de cobre opuesta a la cara de la red. También incluiremos los taladros que deberán situarse sobre esta placa de dieléctrico como fijación y sujeción de toda la estructura radiante. Los resultados finales se muestran en las Figuras 8-36 y 8-37. Toda superficie ennegrecida será la correspondiente con superficie de cobre sobre la placa dieléctrica. Se observa como en ambas caras opuestas se han incluido las perforaciones de 1.5mm de radio necesarias para las funciones adaptativas del conjunto alimentador con la vía.

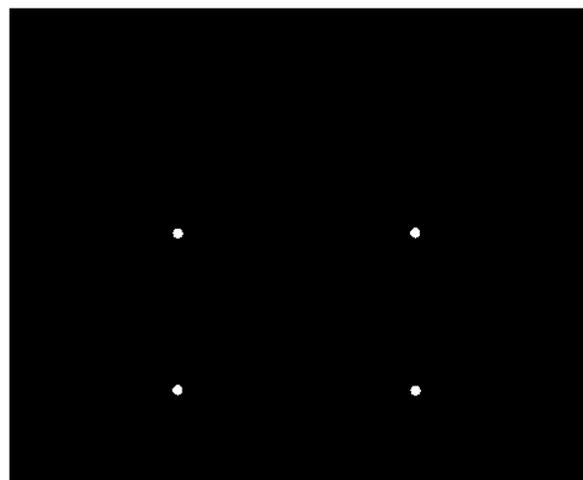
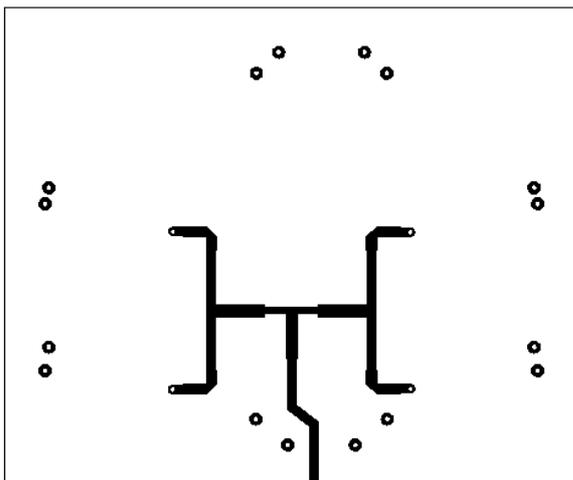


Figura 8-36. Diseño de la red de distribución con puertos adaptados a 50Ω

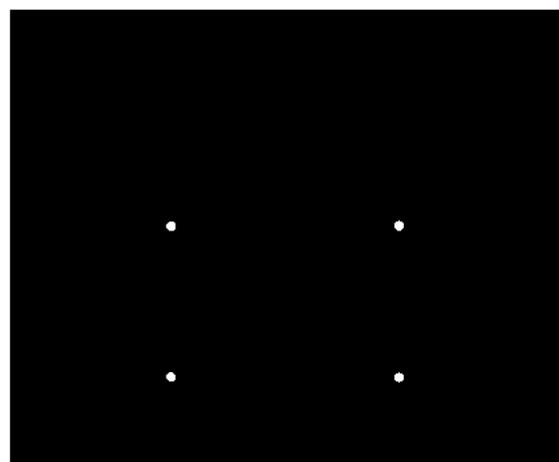
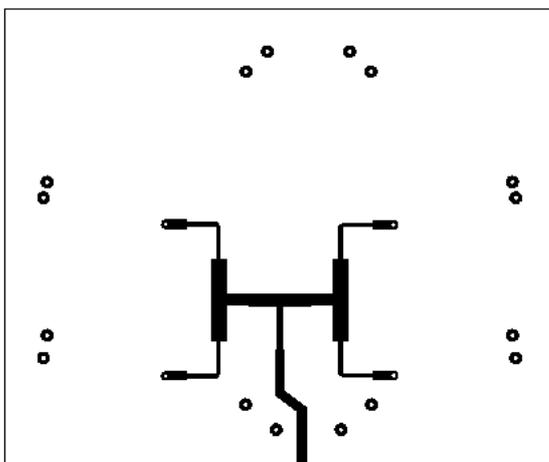


Figura 8-37. Diseño de la red de distribución con puertos adaptados a parámetros de reflexión del array completo

8.4 FABRICACIÓN DE LAS REDES DE DISTRIBUCIÓN

Siguiendo los procedimientos seguidos en el apartado 4.4.2, se va a proceder a la fabricación de ambas redes de distribución diseñadas. En las capturas 8-38 y 8-39 se muestran los resultados para la red con puertos adaptados a 50Ω y a los parámetros de reflexión, respectivamente.

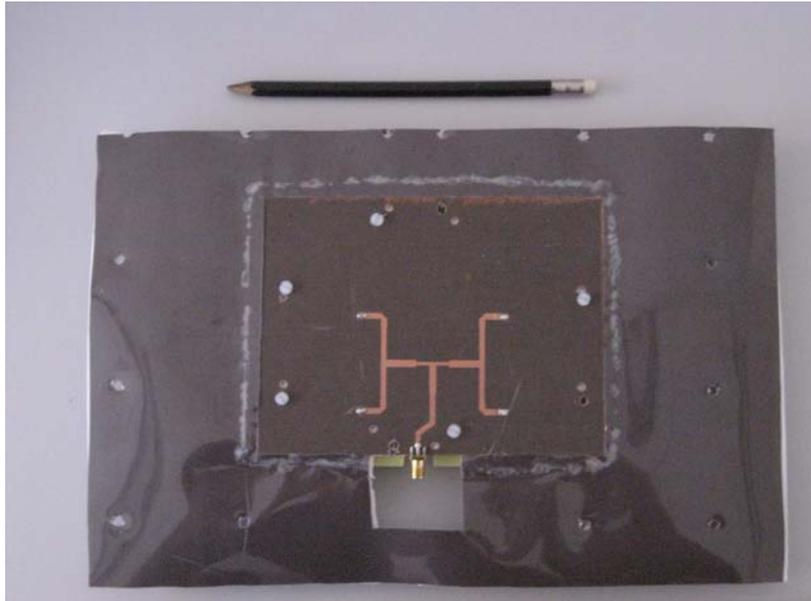


Figura 8-38 Red de distribución de potencia adaptada a 50Ω

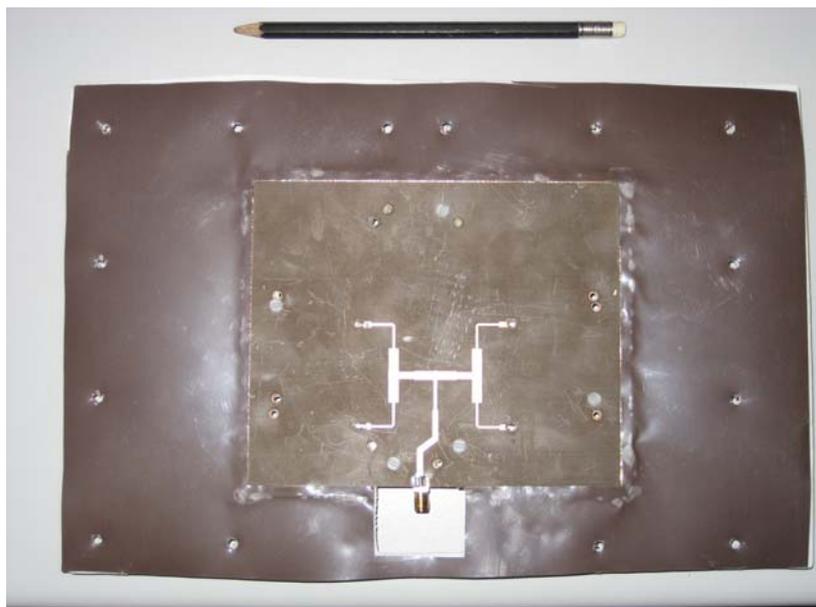


Figura 8-39 Red de distribución de potencia adaptada a parámetros de reflexión

Como se puede observar en las fotos superiores, alrededor de ambos planos donde se encuentran integradas las redes y soldados sendos puertos coaxiales, se ha incluido un plano plástico recubierto en cobre por la cara opuesta a las mostradas en estas fotos. Con esto se consigue que el plano de masa se extienda más allá del propio de las redes de distribución, llegando hasta los límites acotados por el tamaño del polarizador externo, que será la pieza de mayor tamaño del conjunto. Estos planos se han soldado al contorno de la placa dieléctrica de las redes, y sobre ellos se han realizado los taladros oportunos de anclaje con la estructura radiante.

8.5 REFERENCIAS

- [8.1]** George L. Matthaei, Leo Young y E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*, Ed. Mc. Graw Hill
- [8.2]** B. C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*, Artech House, London, 1991

9 ANTENA DUAL COMPLETA - MEDIDAS

9.1 INTRODUCCIÓN

Tras haber mostrado los resultados de medidas de los elementos unitarios en la sección 7, tanto en funcionamiento lineal como en circular de los arrays diseñados, se procederá a realizar las mediciones sobre la antena completa, alimentando los cuatro elementos y procediendo a estudiar el comportamiento de estos efectos.

Para esto se comprobará que red de distribución tiene mejor funcionamiento de las dos diseñadas y construidas, y con ella, se procederá a realizar las medidas correspondientes en ancho de banda en reflexión y diagramas de radiación con su correspondiente en relación axial.

9.2 ANTENA LINEAL CON REDES DE DISTRIBUCIÓN

En este apartado se mostrarán los resultados obtenidos sobre la antena completa en funcionamiento lineal.

El montaje se realizará sobre la misma estructura rígida de aluminio utilizada en la medición de los elementos individuales. Con el fin de evitar que los componentes microstrip tengan un funcionamiento similar a unos stripline, se separarán este plano metálico de la red de alimentación mediante con capas de Rohacell de determinada anchura.

9.2.1 COMPARATIVA EN ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN DE AMBAS REDES

En primer lugar se llevará a cabo la inclusión de las redes de distribución sobre las estructuras lineales, con fines a realizar una elección sobre cual de las dos fabricadas tendrá mejor rendimiento sobre la antena completa.

9.2.1.1 RED DE 50 Ω

Al incluir la red de 50 Ω diseñada, se ha procedido a realizar una comparación para diferentes separaciones entre plano de masa y red de distribución. La Figura 9-1 muestra los resultados comparativos del funcionamiento de la antena lineal con esta red.

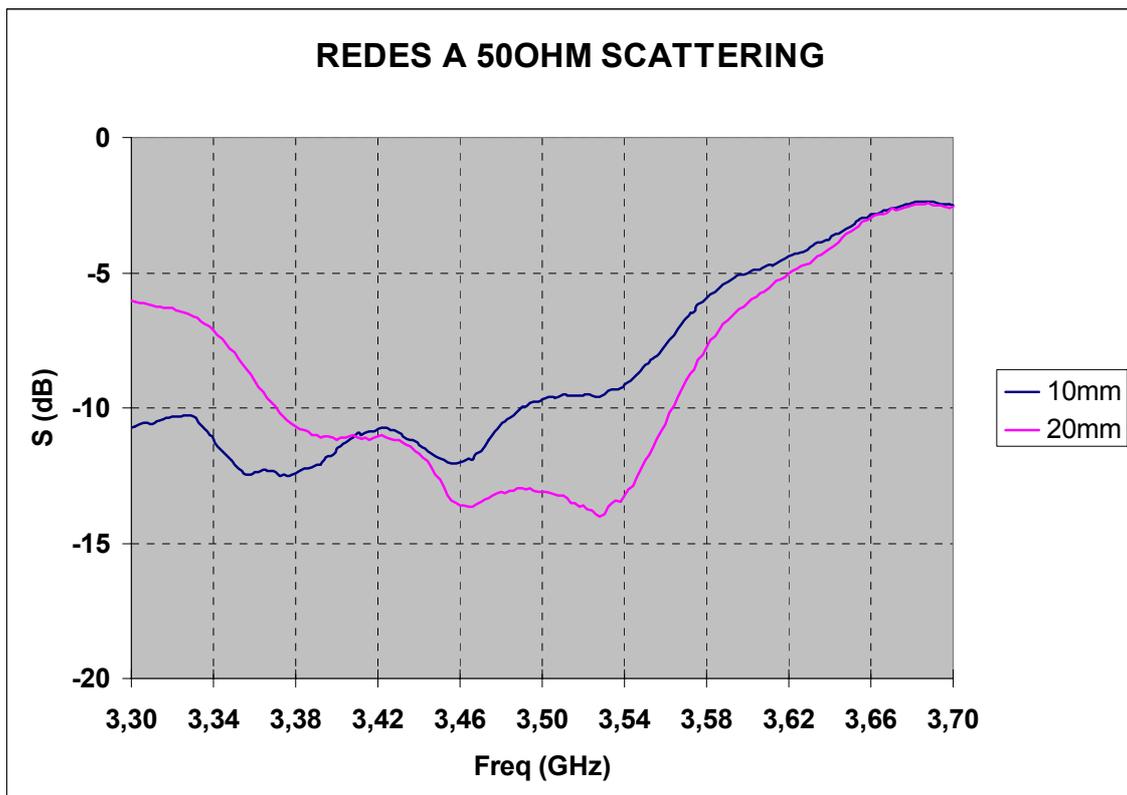
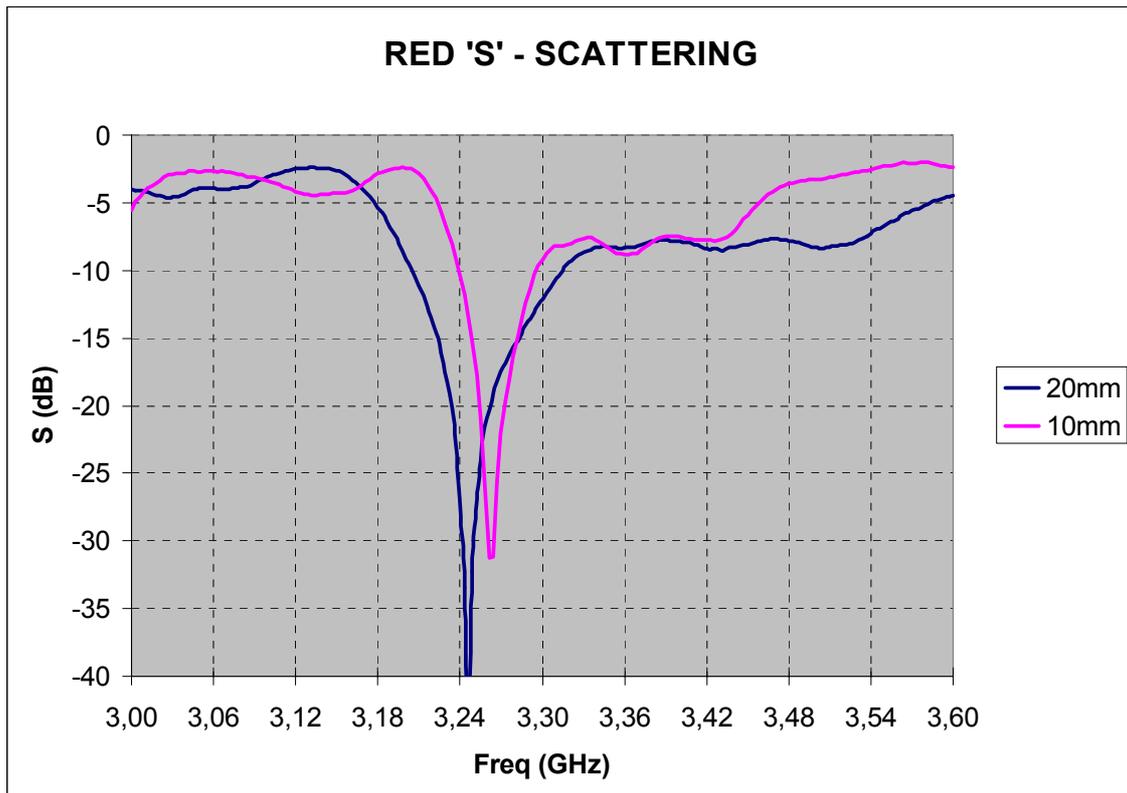


Figura 9-1 Comparativa separación plano de masa – red de distribución 50 Ω. Antena lineal

Se comprueba como el efecto de la red sobre el ancho de banda en reflexión de la antena es notorio, habiéndose reducido este. A pesar de esto, se puede observar, como para una separación de 20mm, el ancho de banda por debajo de -10dB es superior a 200MHz. No se han incluido muestras de mayor separación entre el plano de masa de aluminio y el correspondiente con la red de distribución, ya que los resultados son muy similares a la separación de 20mm, por lo que esta distancia se tomará como límite.

9.2.1.2 RED ADAPTADA A LOS PARÁMETROS DE REFLEXIÓN

Con la red con puertos adaptados a los parámetros reflexivos de la antena según su simulación, y para separaciones de plano de masa y red de 10 y 20mm, los resultados se aprecian en la Figura 9-2.



**Figura 9-2 Comparativa separación plano de masa – red de distribución parámetros ‘S’.
Antena lineal**

En esta ocasión, los resultados muestran anchos de banda mucho más estrechos que para la red de distribución anterior. El interés de este trabajo está en un sistema que trabaje bajo el mayor ancho de banda posible, y esta red únicamente permite resonancias muy abruptas.

Tras ambas medidas, se optará por utilizar la red de distribución con puertos adaptados a 50 Ω . Se tiene que tener en cuenta, que esta red puede ser optimizada mediante la inclusión de stubs sobre sus pistas que mejorarán la adaptación global de la estructura.

9.2.2 DIAGRAMAS DE RADIACIÓN

Este apartado mostrará los resultados radiantes de la antena completa lineal. Se realizarán las medidas en la cámara anecoica, comprobando únicamente los resultados para la frecuencia central de trabajo de 3.5GHz.

En la Figura 9-3 se muestra la captura obtenida de los resultados en la medición.

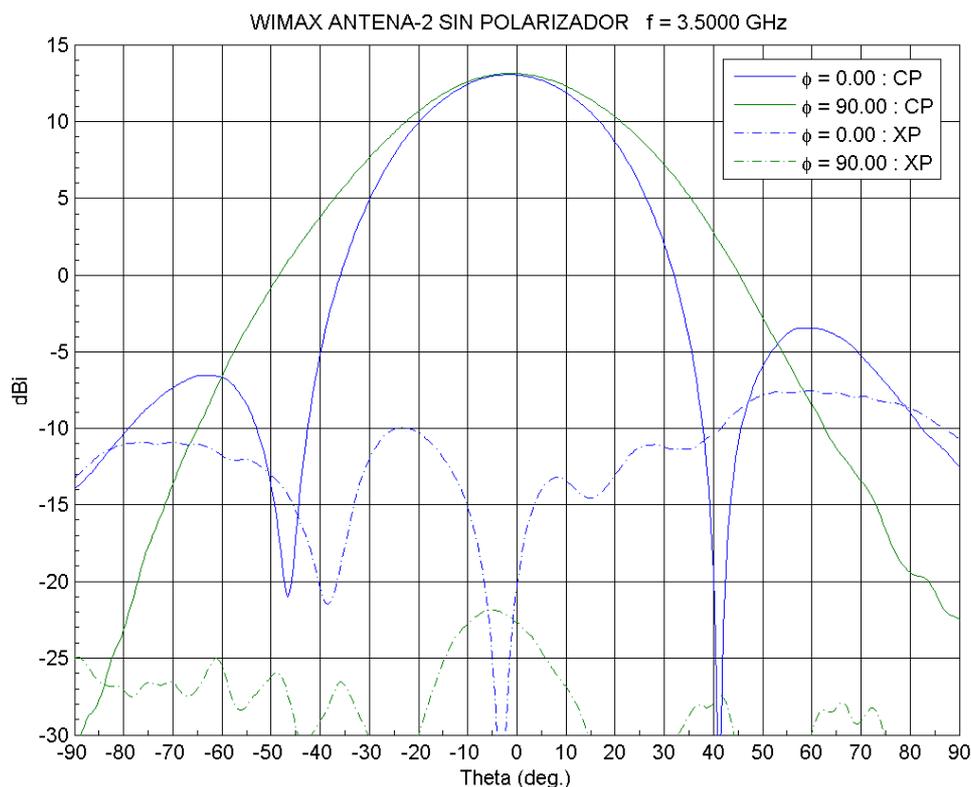


Figura 9-3 Diagrama de radiación cortes principales 3.5GHz – Antena lineal completa

Se puede comprobar como se ha aumentando el valor de la ganancia al reunirse los cuatro elementos radiantes, obteniéndose un valor de 13dBi en el punto máximo. Este valor no se obtiene en la vertical perfecta de la antena, sino a un ligera desplazamiento de -2° . El haz de radiación a 3dB se encuentra en aproximadamente 38° (-20° , 18°).

En términos de linealidad se comprueba como la componente contrapolar prácticamente coincide en su punto mínimo con el máximo resultado de la copolar, por lo que en pureza de linealidad es nivel es óptimo.

9.3 ANTENA CIRCULAR COMPLETA

En este apartado se muestran los resultados en de las medidas realizadas sobre la antena completa en funcionamiento circular, uniendo tanto la red de distribución, estructura radiante y polarizador externo.

9.3.1 ANCHO DE BANDA EN REFLEXIÓN

Utilizando el analizador vectorial de redes se procederá a la medición de la antena completa en términos de reflexión. En esta ocasión no se medirán elementos individuales como en la sección número 7, sino que al incluir la red de distribución alimentando los 4 parches del nivel inferior, se medirá la reflexión en el puerto de entrada de esta, S_{11} .

Debido a los resultados obtenidos en el montaje lineal de la estructura, se procederá a realizar ajustes en adaptación sobre la red de distribución, utilizando para ello stubs.

9.3.1.1 ADAPTACIÓN EN LA RED DE DISTRIBUCIÓN: INCLUSIÓN DE STUBS

Mediante pequeñas tiras de cobre situadas sobre una determinada línea microstrip, se conseguirá modificar la adaptación existente en el conjunto radiante, y principalmente, se compensarán los acoplos en reflexión del conjunto. Una manera de comprobar la modificación de los resultados sin necesidad de simulaciones sobre una red de este tipo, es mediante el contacto de un elemento conductor sobre las diferentes pistas que lo conforman. En función de la posición de contacto, podremos comprobar en que grado se modifica la reflexión del conjunto.

Tras una serie de pruebas, en la Figura 9-4 se muestra la posición final donde se han situado progresivamente los diferentes stubs hasta alcanzar resultados adecuados.

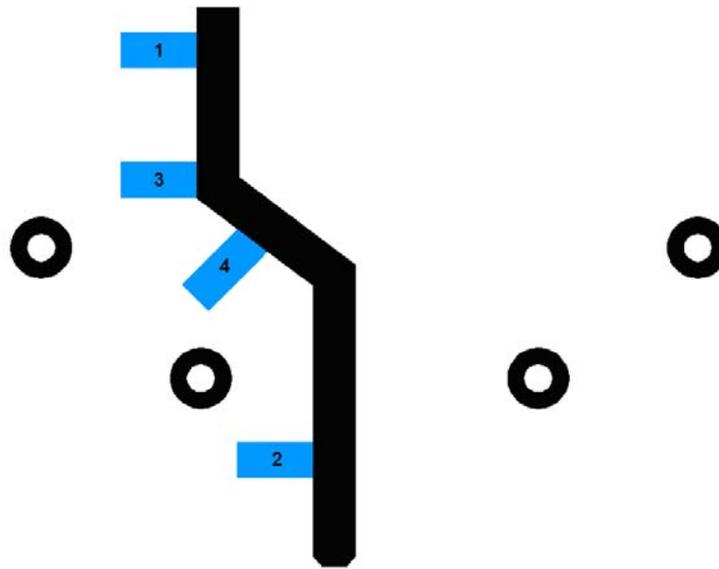


Figura 9-4 Posicionamiento de los stubs sobre la pista de unión con el puerto de alimentación

En términos de ancho de banda en reflexión, en la Figura 9-5 se muestran los resultados obtenidos en función del número de stubs incluidos en la red.

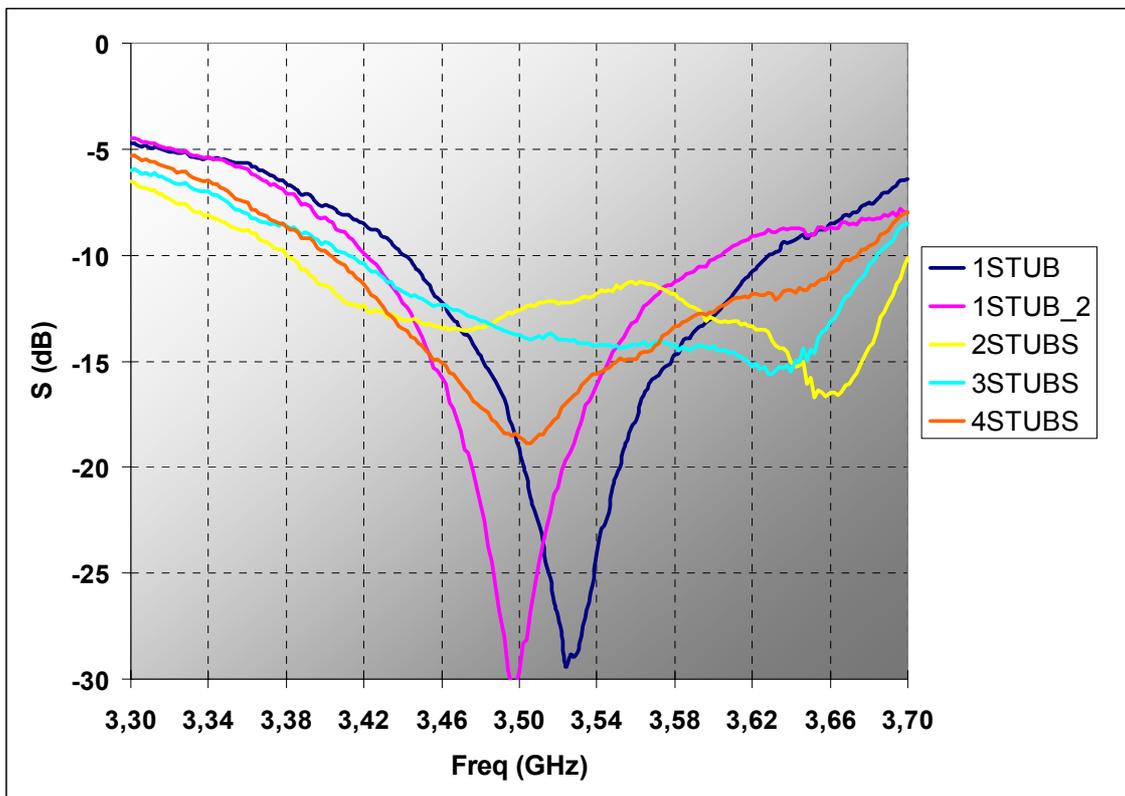


Figura 9-5 Comparativa reflexión global con inclusión de stubs en la red de distribución

Se puede observar como para un stub se consiguen buenas resonancias, pero no demasiado amplios anchos de banda, situándose en 180MHz, y en un 5,14% en banda fraccionaria, ambos en reflexiones por debajo de -10dB. A partir del segundo stub, esta banda se empieza a ampliar en detrimento de la resonancia en frecuencias centrales.

Con el segundo stub, la banda por debajo de -10dB en reflexión pasa a ser de 320MHz, 9,15% en banda fraccionaria. En este caso, apenas se consiguen valores por debajo de los -15dB. Por tanto se probará con un tercer stub. Se observa como la banda pasa a ser de 240MHz, 6,9% en banda fraccionaria. A pesar de esto se consigue mejorar la adaptación en un amplio rango de las frecuencias centrales. Como última prueba, se optará por incluir un nuevo stub, en esta ocasión en el codo de la línea microstrip en cuestión. Se puede observar como se obtiene un cierto margen de banda en reflexión por debajo de -15dB bien centrada en la frecuencia central de 3.5GHz, superándose los 100MHz o lo que es lo mismo un 3% de banda. Con una limitación por debajo de -10dB se pasarán a tener 280MHz de los 400MHz de la banda de trabajo, con un valor fraccionario del 8%.

Tras analizar los resultados obtenidos, se optará por una modificación en la adaptación de la red que requiera la inclusión de 4 stubs sobre ella.

9.3.2 DIAGRAMAS DE RADIACIÓN

En este apartado, y tras la adaptación final sobre la red de distribución, se procederá a la medición de su diagrama de radiación dentro de la cámara anecoica. Tras las correspondientes fijaciones sobre el plano de masa de aluminio, se obtienen los siguientes resultados.

En las Figuras 9-6 a 9-10 se muestran los resultados en los cortes principales $\Phi=0^\circ$ y $\Phi=90^\circ$ para componentes copolares y contrapolares de radiación.

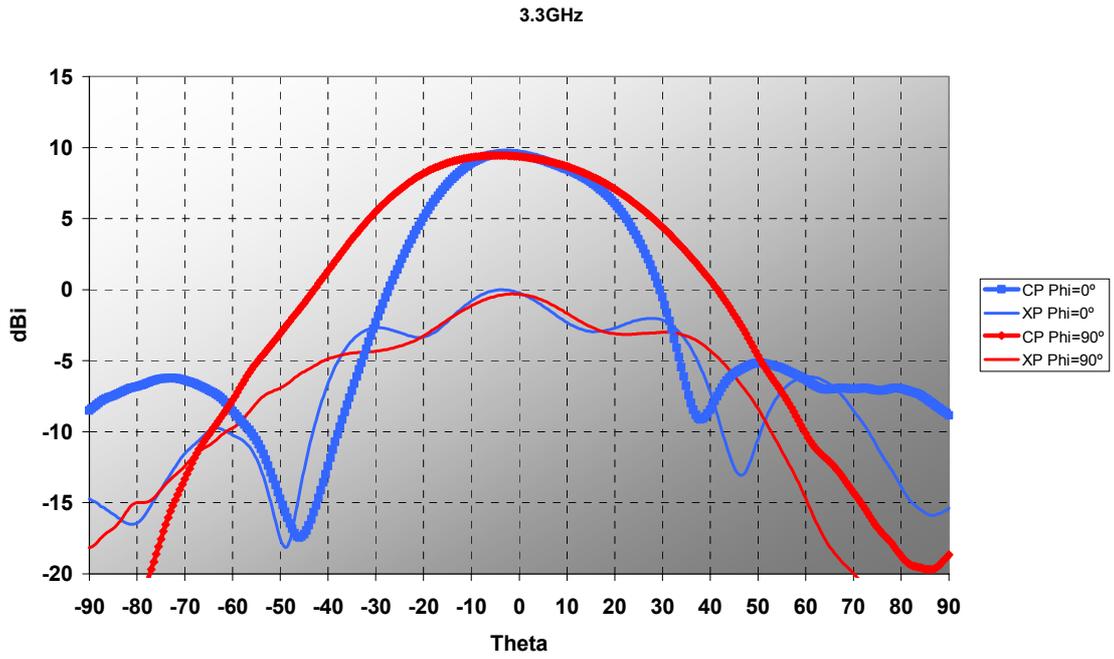


Figura 9-6 Diagrama de radiación 3.3GHz – Antena completa circular

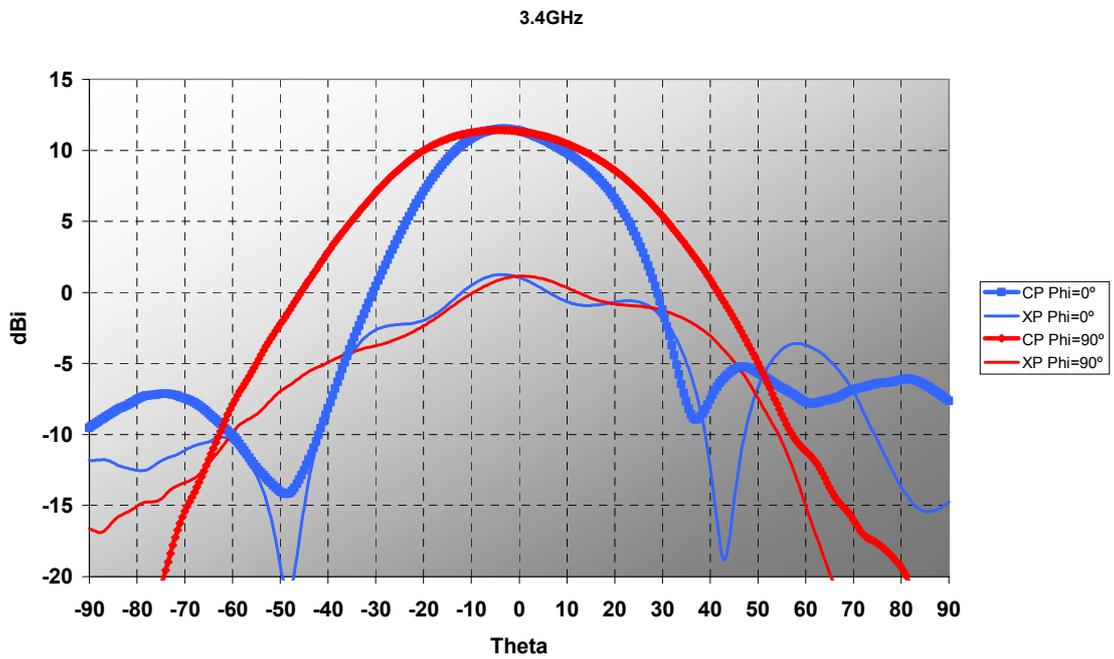


Figura 9-7 Diagrama de radiación 3.4GHz – Antena completa circular

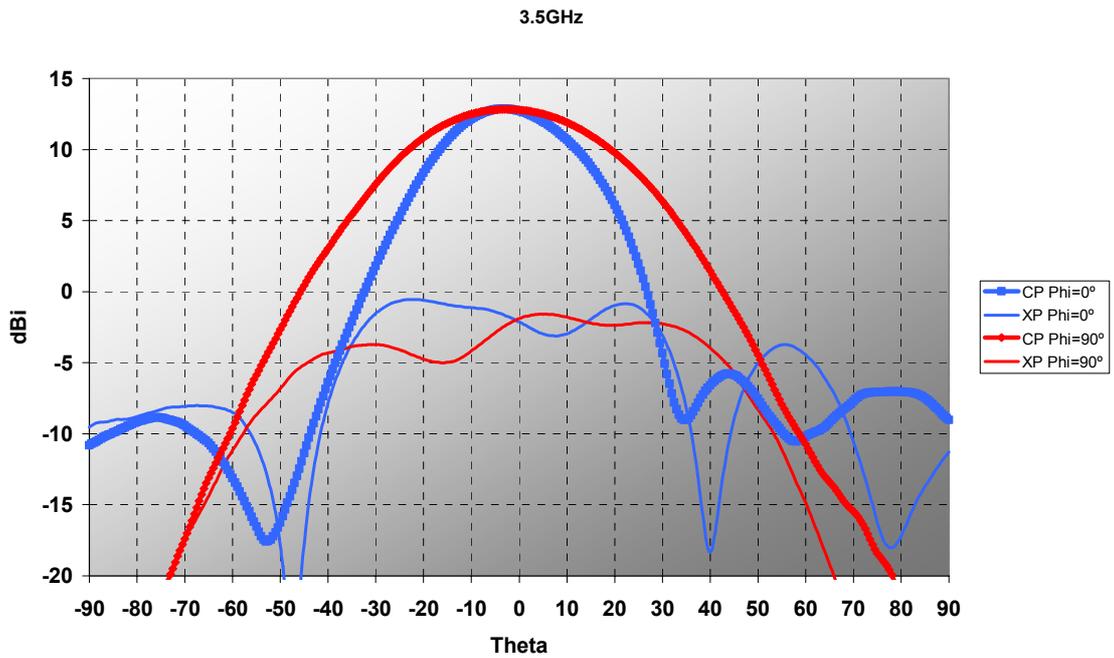


Figura 9-8 Diagrama de radiación 3.5GHz – Antena completa circular

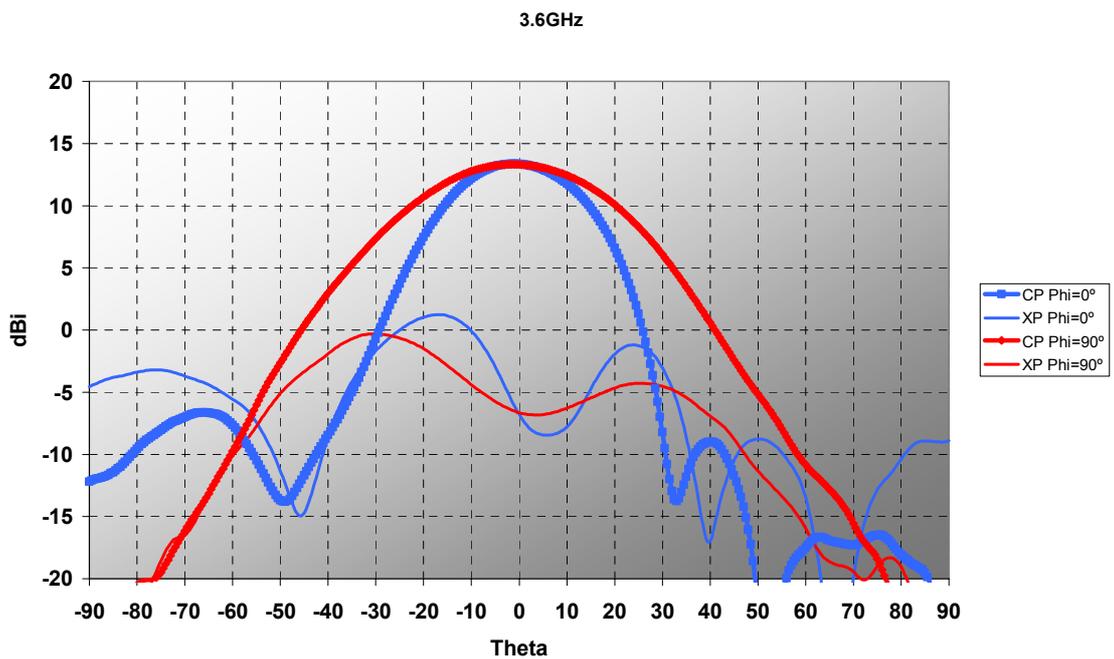


Figura 9-9 Diagrama de radiación 3.6GHz – Antena completa circular

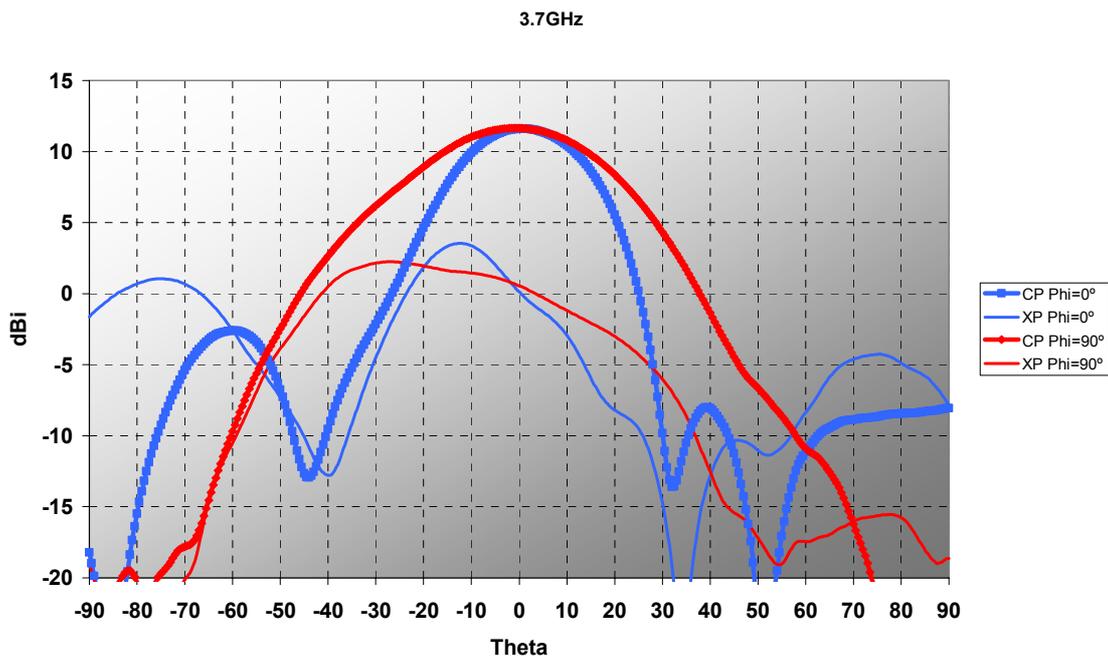


Figura 9-10 Diagrama de radiación 3.7GHz – Antena completa circular

Se puede comprobar como los mejores resultados se obtienen en las frecuencias centrales con ganancias cercanas a los 13dB. Debido a los acoplos se muestra una ligera asimetría en los diagramas de radiación, y a su vez un ligero desapuntamiento, al estar situada la mayor ganancia en aproximadamente 5°.

9.3.2.1 COMPARATIVA RADIACIÓN LINEAL – CIRCULAR

Los resultados obtenidos en radiación circular se compararán con sus respectivos en lineal en este apartado.

En la Figura 9-11 muestra ambos diagramas de radiación correspondientes a 3.5GHz medidos en la cámara anecoica. Como se puede comprobar, la ganancia en ambos caso es muy similar. Esto se debe a que la inclusión del polarizador apenas agrega pérdidas en radiación a la estructura completa, consiguiéndose una eficiencia del 98,5%. En ambos casos debido a los acoplos existentes, muestra una ligera asimetría en la radiación tanto copolar como contrapolar.

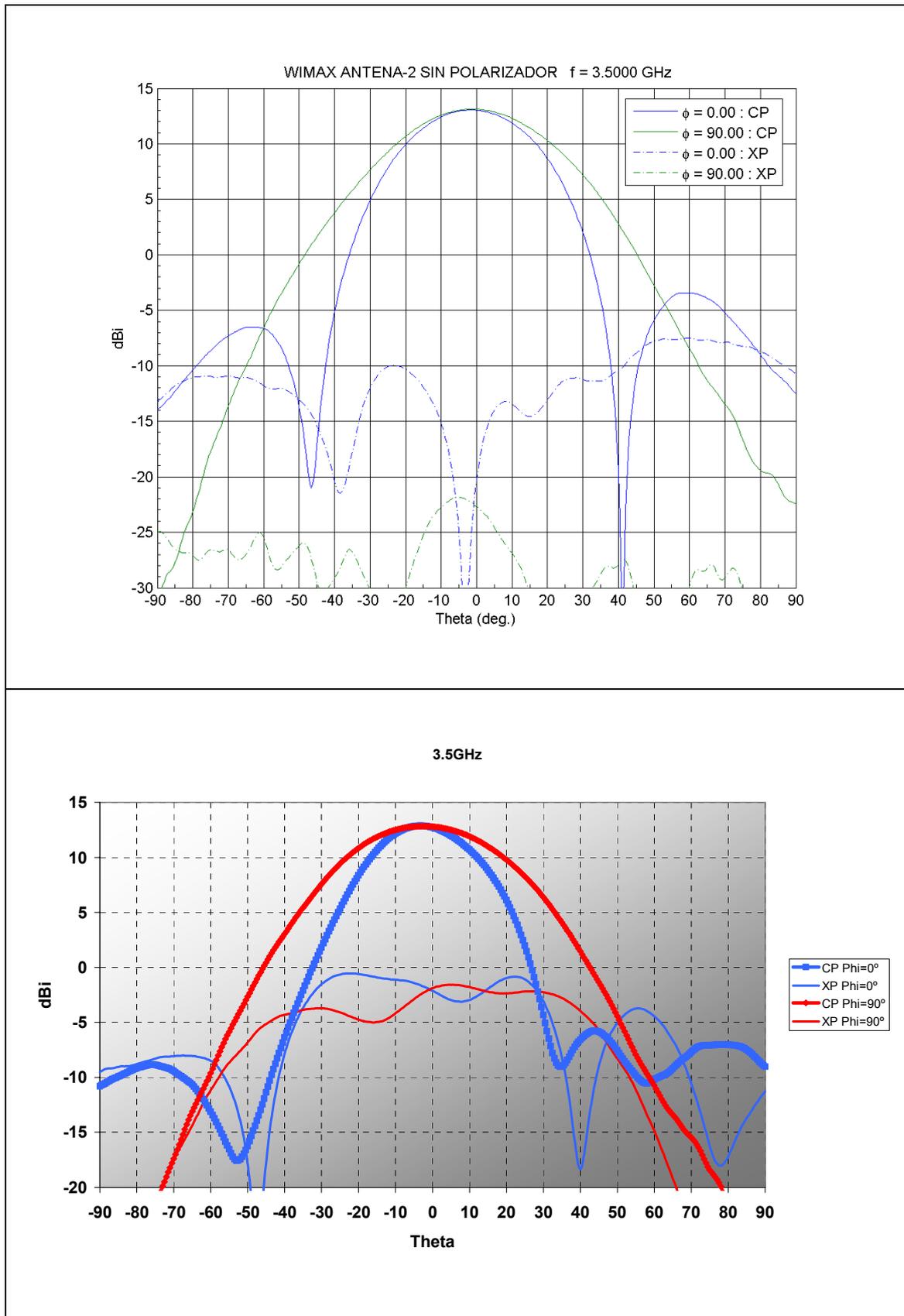


Figura 9-11 Comparativa radiación antena completa lineal – circular 3.5GHz

9.3.2.2 RELACIÓN AXIAL

A partir de los resultados obtenidos en radiación, se realizará la correspondencia en pureza de polarización circular (dextrógira). Al igual que ocurría en el apartado 7.3.2.1, se realizarán los mismos cálculos para obtener el valor de la relación axial en función de la frecuencia de trabajo de la antena completa.

En la Figura 9-12 se muestra una comparativa de los resultados en relación axial para el funcionamiento de la estructura con red de distribución de potencia y sin ella. En primera lugar, se observa como la inclusión de la red aumenta en aproximadamente 1dB en toda la banda los resultados. Para este diseño final, se consigue un valor de $AR < 3\text{dB}$ en 120MHz, o en términos de banda fraccionaria del 3.5%, en comparación con el conseguido en el diseño sin la red es de 4.3%.

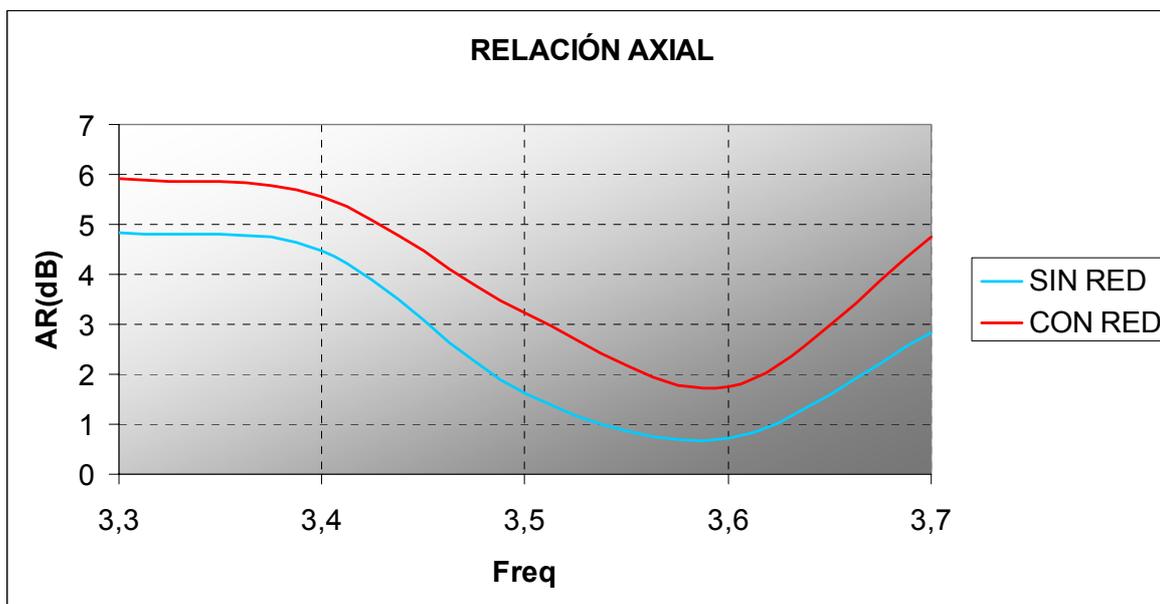


Figura 9-12 Comparativa relación axial – Estructura sin/con red de distribución

El hecho de que la inclusión de la red modifique en este sentido la capacidad radiante del sistema, se encuentra en el efecto de la reflexión activa entre los elementos unitarios. En el diseño sin la red, 3 de los elementos no se encuentran radiando por falta de alimentación. En este caso al radiar los cuatro elementos se produce variaciones en los campos radiados por efecto del resto del array.

10 CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

10.1 CONCLUSIONES

En este proyecto se ha detallado y descrito el proceso de diseño, fabricación, construcción y medida de un sub-array dual de cuatro elementos radiantes de banda ancha, impresos con tecnología microstrip, de un polarizador externo basado en tiras parásitas de cobre y con la capacidad de ser situado a una distancia muy pequeña de la antena en comparación con la longitud de onda de trabajo, y de la correspondiente red de distribución de potencia para alimentar los cuatro elementos unitarios.

En este trabajo ha quedado constatado como el funcionamiento del polarizador externo se optimiza sobre buenas componentes lineales, por lo que el diseño de la antena tiene que realizarse con el fin de obtener bajos resultados en cuanto a sus componentes contrapolares. Una vez desarrollado este punto, se ha conseguido diseñar un polarizador innovador, cuyas características son fácilmente adaptables a otros modelos de antenas (diferentes geometrías en los parches, banda espectral de trabajo, modelos de alimentación,...). Los resultados permiten asegurar un ancho de banda mayor con esta solución que con el diseño tradicional de separaciones superiores a λ_0 . Por el contrario, el diseño se complica al tener que integrar parches y polarizador de manera individual.

Ha quedado patente, como el efecto de grandes acoplos afecta directamente sobre el diagrama de radiación de la estructura, modificándolo de tal manera que a pesar de la simetría de la construcción, este pasa a ser asimétrico. En la comparativa entre la inclusión del polarizador externo con un elemento y con los cuatro se pueden ver los resultados a este efecto radiante. Además, en la inclusión de la red de distribución, la relación axial se ha modificado en aproximadamente 1dB en toda la banda debido a la reflexión activa entre los cuatro elementos.

10.2 LÍNEAS FUTURAS DE TRABAJO

Este trabajo forma parte del proyecto CCG07-UAM/TIC-1794 (Comunidad de Madrid – Universidad Autónoma de Madrid), en el que se desarrollará un sistema WiMAX completo incluyendo un estudio y análisis del entorno donde se situará.

- ✚ Se conformará una antena a partir de este sub-array, formado por 81 elementos radiantes (9 x 9), al igual que se ampliará el tamaño del polarizador externo para adaptarse al incremento en tamaño. Con esto la antena mejorará en términos de ganancia y anchura del haz de radiación.
- ✚ Basándose en este trabajo, se modificará el polarizador externo aumentando la densidad de tiras parásitas de cobre que lo conforman, al igual que aumentando el número de capas de estas (4 capas).
- ✚ Mejora de los acoplos existentes entre elementos próximos, incluyendo cada uno de estos dentro de cavidades resonantes.
- ✚ Desarrollo de una antena de estación base de alta ganancia para comunicaciones inalámbricas en este sistema (WiMAX 3.5GHz) además de la posibilidad de dualidad en su polarización. Con ello se podrá evaluar la mejor de las opciones desde el punto de vista de diversidad en la comunicación. Otro de los aspectos importantes, será la capacidad de apuntamiento variable de manera electrónica de la antena. De este modo, en función de las necesidades del enlace establecido, la antena apuntará hacia el ángulo de comunicación adecuado, mediante la utilización de desfasadores de radiofrecuencia, que pueden programarse electrónicamente.
- ✚ Se realizará un estudio de la propagación de señales electromagnéticas en edificios en la banda 3.3 a 3.7GHz empleando antenas como la creada en este trabajo, con el fin de poder establecer el exponente de la atenuación por distancia y el efecto de atravesar paredes, puertas y cristal con la señal.
- ✚ La planificación de un sistema inalámbrico que permita ofrecer acceso a Internet y otros servicios de datos en zonas rurales y costeras, utilizando tecnología WiMAX a 3,5GHz con estaciones que utilizarán antenas como la diseñada, con la modalidad OFDM y dúplex por división en frecuencia (FDD).

A. INTRODUCCIÓN A LA CARACTERIZACIÓN DE COMPONENTES DE RF

Introducción al Rohde & Schwarz ZVL 9KHz-6GHz - Analizador de Redes RF

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 (ROE-V), coeficiente de reflexión y estabilidad de amplificación. El Rohde & Schwarz ZVL 9KHz-6GHz es un instrumento de dos puertos que abarca frecuencias de operación de 9KHz a 6GHz. Éste permite la medición directa de los parámetros S_{11} y de S_{21} de un dispositivo bajo test, y la necesidad de invertir físicamente el dispositivo para medir los parámetros S_{12} y S_{22} . Además de su aplicación para medir parámetros S, el Rohde & Schwarz ZVL 9KHz-6GHz puede también utilizarse para medición de potencia. El Rohde & Schwarz ZVL 9KHz-6GHz es un sistema de prueba de componentes RF totalmente integrado y fácil de manejar. Incluye una fuente sintetizada, receptores de rango dinámico muy amplio y un equipo de prueba incorporado. Los controles se agrupan en bloques funcionales y la configuración se visualiza en la pantalla del instrumento.



Figura A-1 Analizador vectorial de redes

Calibración del Rohde & Schwarz ZVL 9KHz-6GHz

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 unirá el analizador de redes con nuestro elemento radiantes, han sido unidos y soldados por nosotros 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 85033E 50 ohm 3.5 mm calibration kit 9GHz.



Figura A-2 Kit de calibración (vista externa)



Figura A-3 Kit de calibración (vista interior)

Los tres elementos terminaciones (cortocircuito, circuito abierto y carga de 50 Ω) que vamos a utilizar se encuentran incluidos en este kit.

El VNA puede calibrarse de dos maneras diferentes, según se quieran medir sólo los parámetros de reflexión: S_{11} , o incluir también los de transmisión: S_{21} y S_{12} . 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. La potencia de la señal empleada para realizar la calibración la situaremos como el valor por defecto de 0 dBm.

El procedimiento para la calibración de reflexión (parámetro S_{11}) es el siguiente:

- ✚ Seleccionar el Puerto de medición deseado que en nuestro caso es el Puerto 1. A continuación para comenzar la calibración nos introducimos en el menú CALIBRATE.
- ✚ Pulsamos la tecla softkey " S_{11} "
- ✚ Seleccionamos la tecla softkey "One Port"

- ✚ El aparato nos pedirá conectar sucesivamente un circuito abierto, un cortocircuito y una carga de 50Ω igual a la del dispositivo, y a través de la interfaz gráfica del sistema iremos observando las correspondencias en términos de reflexión.
- ✚ Tanto para la calibración ONE PORT como ENHANCED RESPONSE se recomienda comprobar que la diferencia entre la medida del SHORT/OPEN con respecto a la de LOAD es de al menos 20dB, para aquellas frecuencias en que la diferencia sea inferior a dicho valor hay que saber que la medida que realicemos no será del todo precisa.

Perdidas en cables coaxial

En el proceso de calibración anterior lo que se hizo fue eliminar de la medición los errores introducidos por el cable utilizado para la interconexión con nuestro elemento radiante.

¿Pero que pasa cuando no contamos con un instrumento de medición que permita efectuar tal calibración?

En este caso deberemos caracterizar previamente los cables y conectores a utilizar en nuestro ensayo dado que producirán, si no tenemos en cuenta sus perdidas, un resultado erróneo en la medición.

1.- Conectar distintos conectores y cables con diferentes cargas al canal 1 del VNA. Visualizar la carta de Smith y tomar los valores de la resistencia, reactancia y inductancia equivalente a una frecuencia de 9KHZ y 6GHZ para cada uno de ellos. A las mismas frecuencias medir el valor de la fase y coeficiente de reflexión.

2.- Conectar diferentes cables entre el canal 1 y 2. Medir el máximo SWR y a que frecuencia ocurre. Medir el máximo Coeficiente de reflexión y la frecuencia a la que ocurre. Medir en la carta de Smith el valor de impedancia para la frecuencia que se da el SWR máximo. Medir el coeficiente de transmisión para la frecuencia a la cual ocurre el SWR máximo y mínimo.

B. ESTRUCTURA RÍGIDA

INTRODUCCIÓN

En este anexo se tratará la confección de la estructura rígida que requerirá la estructura completa, en la que se incluirán todos los elementos diseñados: red de distribución de potencia, antena lineal de 2x2 elementos unitarios y el polarizador circular externo.

ESPECIFICACIONES REQUERIDAS

La estructura creada, deberá ser plana uniforme y rígida. El material sobre el que se implementará podrá ser tanto conductor como un material plástico siempre y cuando no sea maleable. Sobre este plano se detallarán los taladros que se utilizarán para fijar la estructura, las aberturas en la que situar los conectores coaxiales y los orificios que se utilizarán para la fijación de la estructura completa al entramado de la cámara anecoica. Este plano servirá tanto para realizar mediaciones sobre los elementos unitarios de la antena como para incluir en él la red de distribución de potencia y poder medir la antena completa.

Ya que este plano fijará todos los elementos diseñados, este tendrá que tener las dimensiones del elemento de mayor tamaño con lo que se conseguirá abarcar todos los demás. En el caso de este trabajo, el polarizador externo será la pieza que fije estas dimensiones, por lo que el plano de masa utilizará sus mismas dimensiones de contorno, que son 200mm de altura y 300mm de anchura. El espesor dependerá del material que se utilizará. En este caso emplearemos aluminio para abaratar costes en el trabajo y sobre el que cualquier taladro y sus correspondientes avellanados serán de fácil inclusión a través de la fresadora. Tras esto se empleará un espesor de 6mm en su fabricación.

PLANO Y COTAS

Para la confección de una estructura de este tipo, será necesario encargar este trabajo a un taller especializado sobre el que un delineante y un técnico en fresadora realicen su fabricación. En la Universidad Politécnica de Madrid existe un taller especializado en este tipo de encargos, por lo gracias a sus empleados se pudo llevar a cabo la construcción de este elemento dentro del global de este proyecto.

Para su fabricación será necesaria la creación de los planos correspondientes con las medidas y dimensiones de todos los elementos que consten dentro de esta estructura, y su posterior entrega al delineante del taller. Utilizando el paquete de diseño gráfico AutoCAD 2006 se llevarán a cabo las representaciones correspondientes. En dicho plano habrá que indicar también que tipo de taladro se utilizará en cada caso, empleando connotaciones mecánicas en cuanto a métricas. El resultado final está incluido dentro del anexo de "Planos".

FABRICACIÓN Y RESULTADO FINAL

El resultado final de la estructura metálica se puede observar en la figura inferior, donde se incluyen vistas a plano alzado de ambas caras de esta estructura.

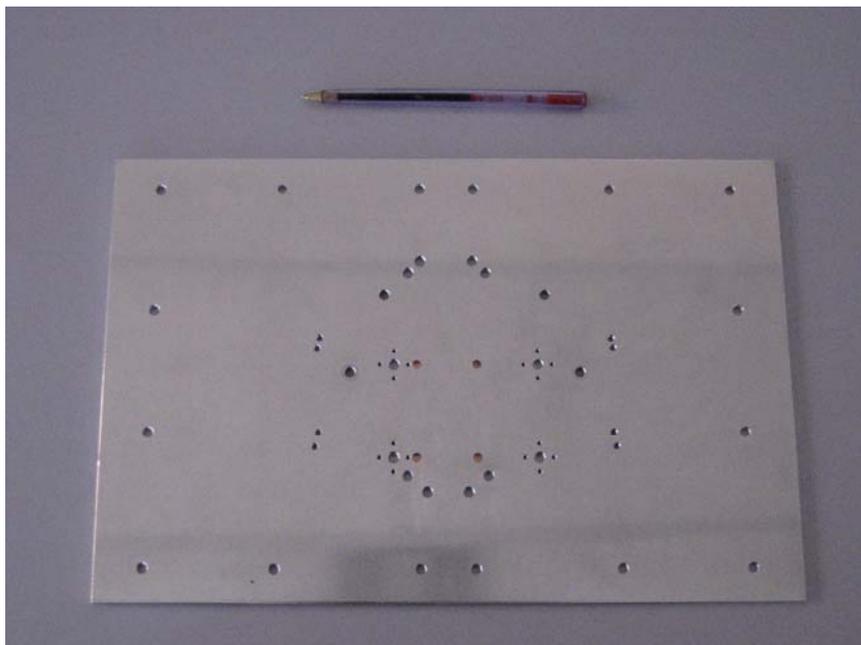
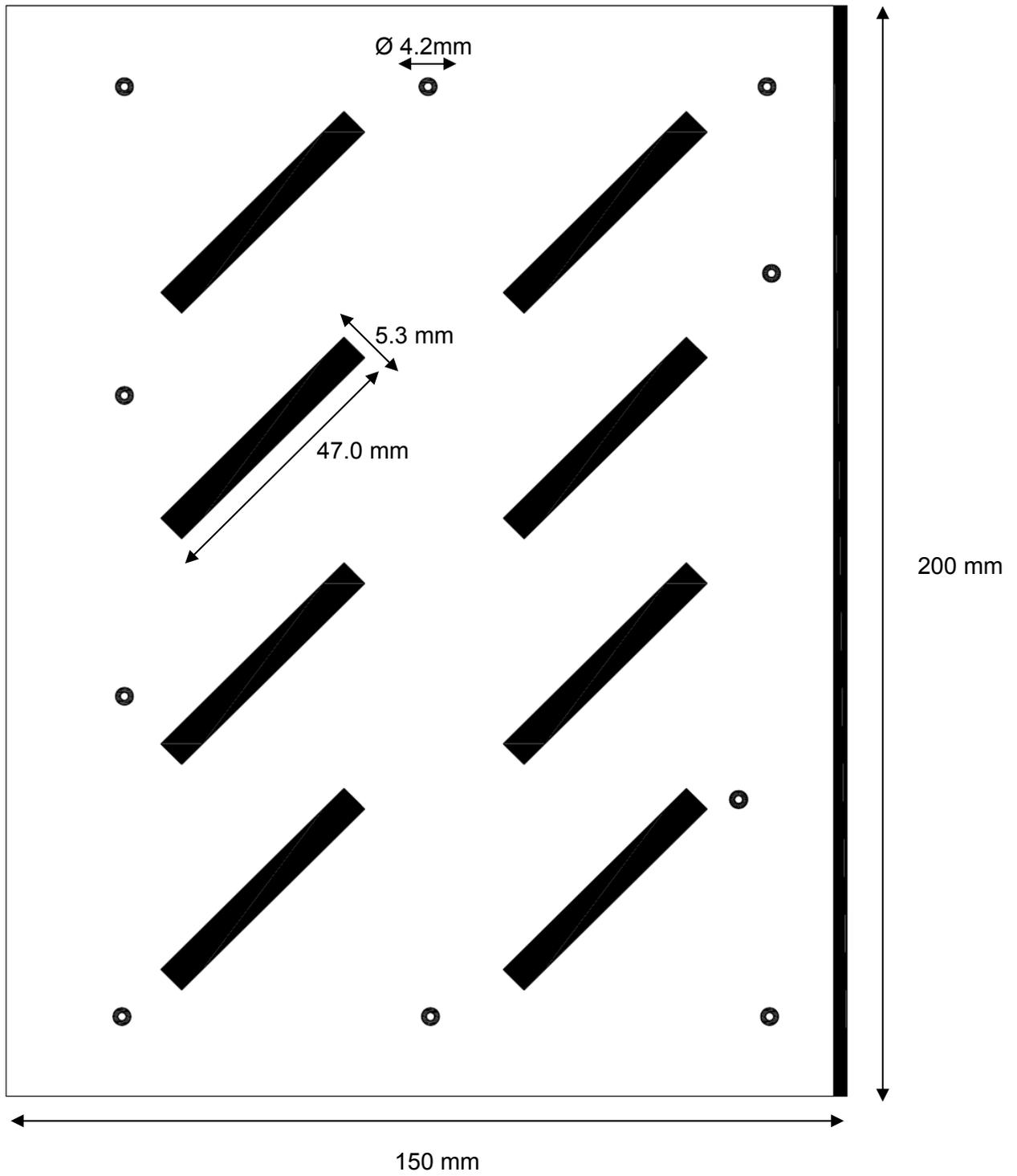


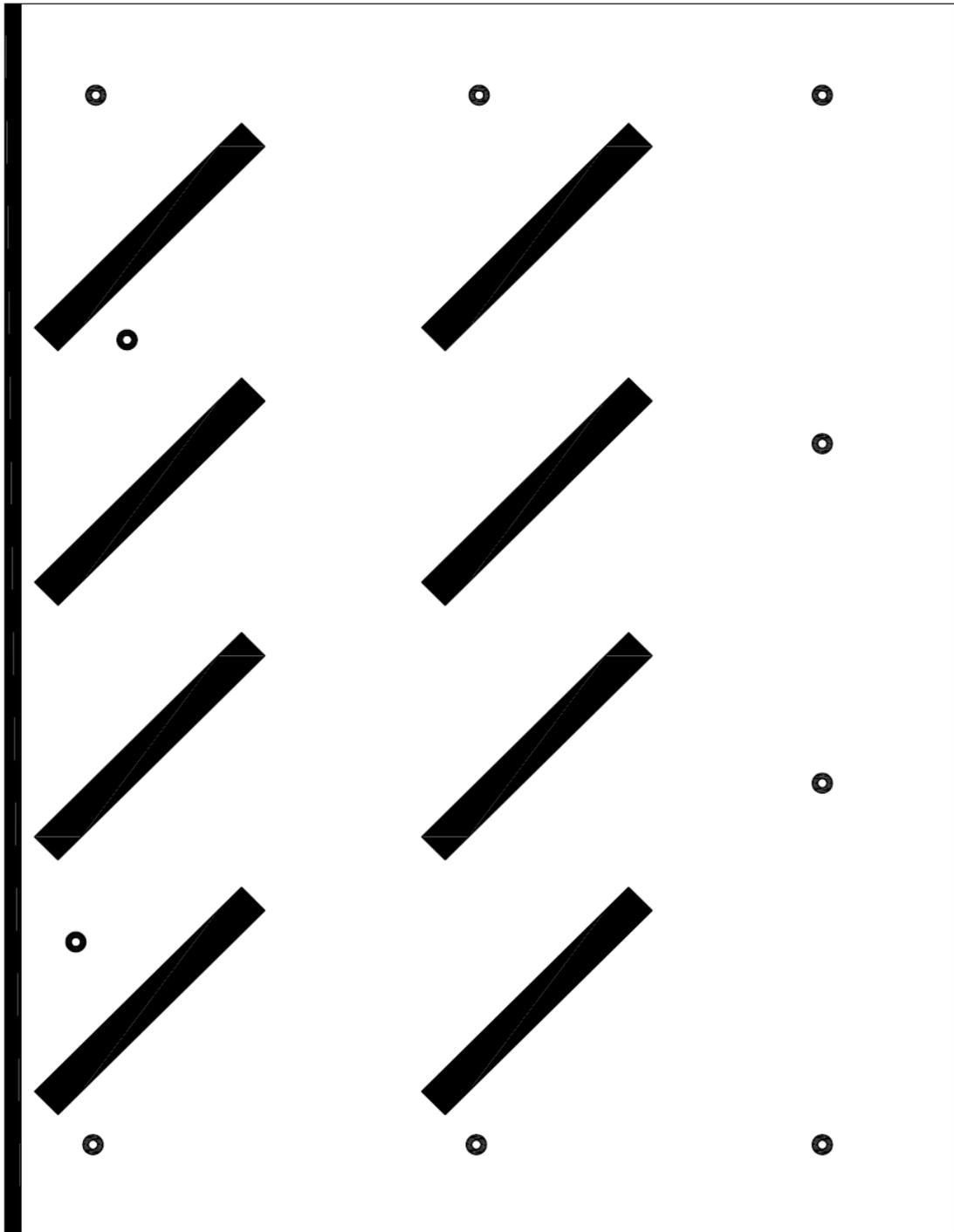
Figura B-1 Estructura rígida metálica

C. PLANOS

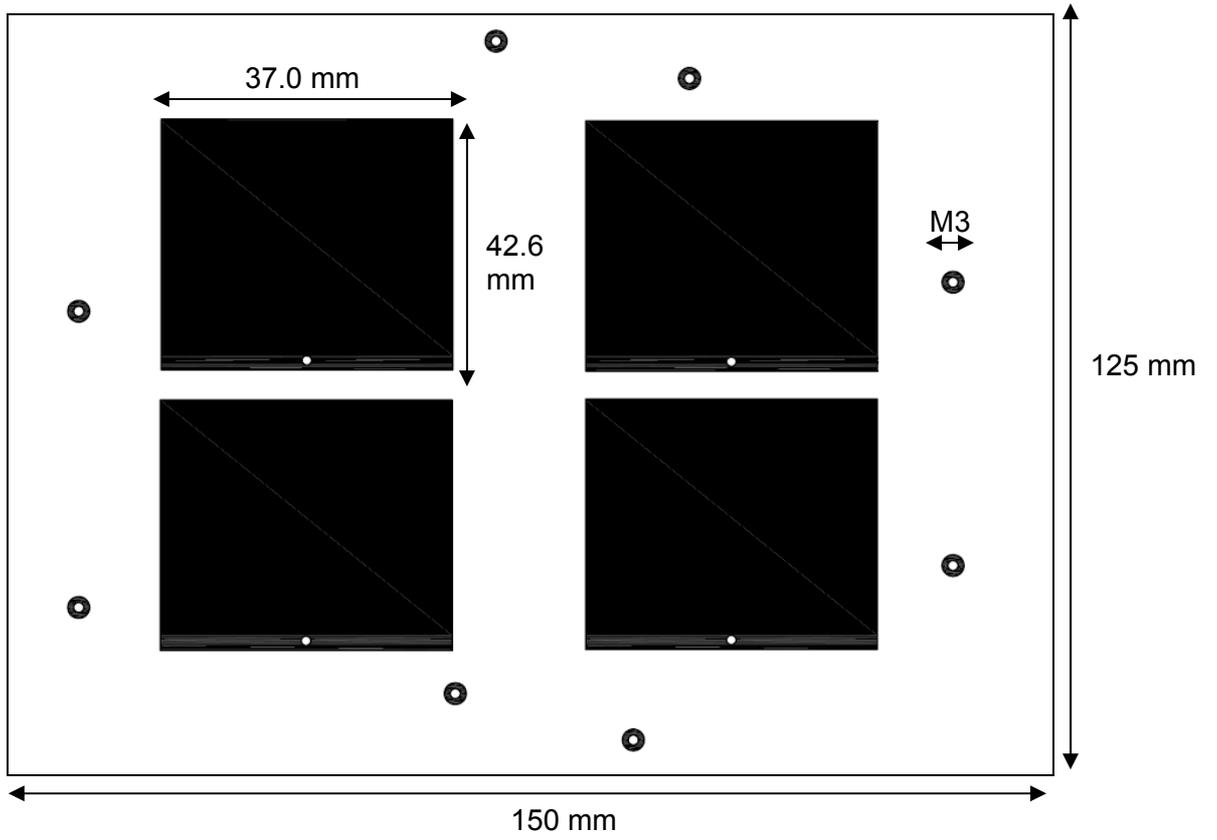
POLARIZADOR NIVEL INFERIOR IZQUIERDA



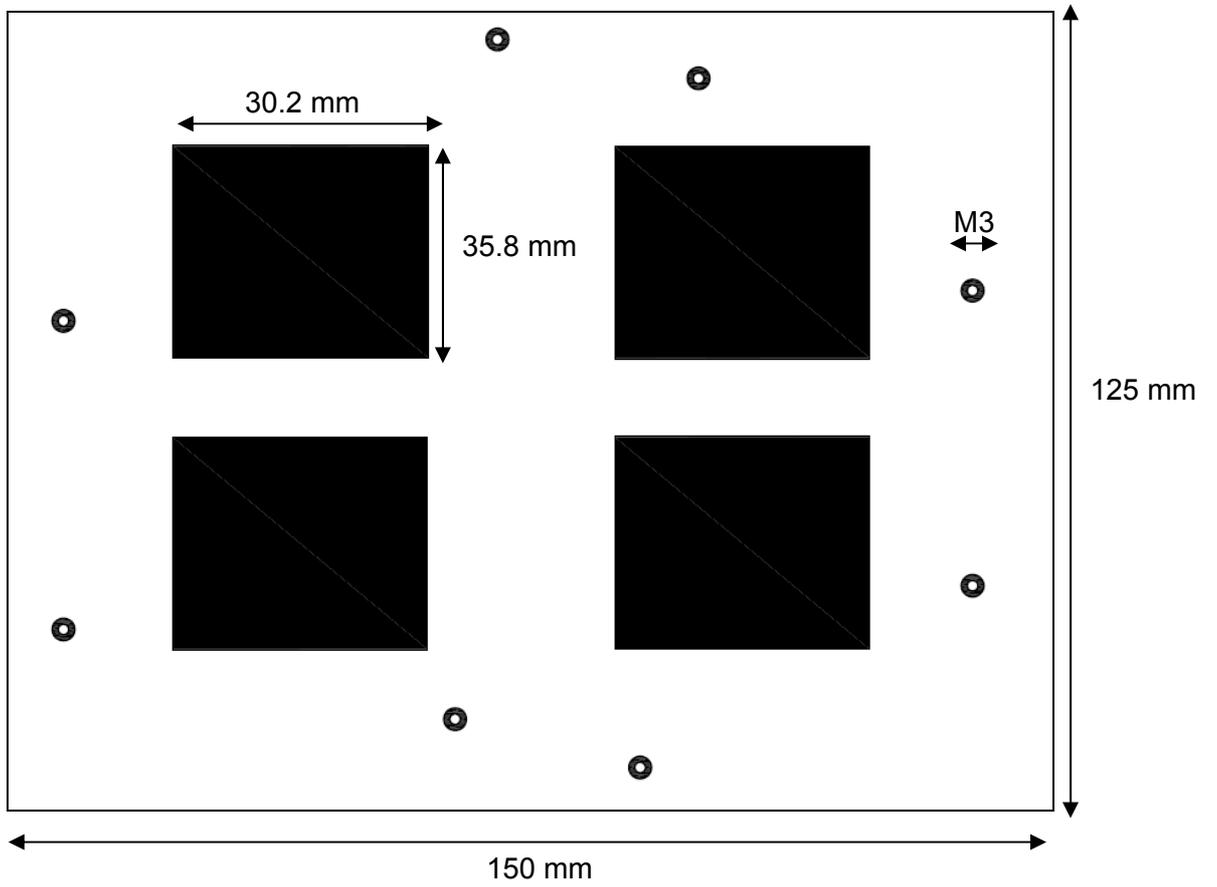
POLARIZADOR NIVEL INFERIOR DERECHA



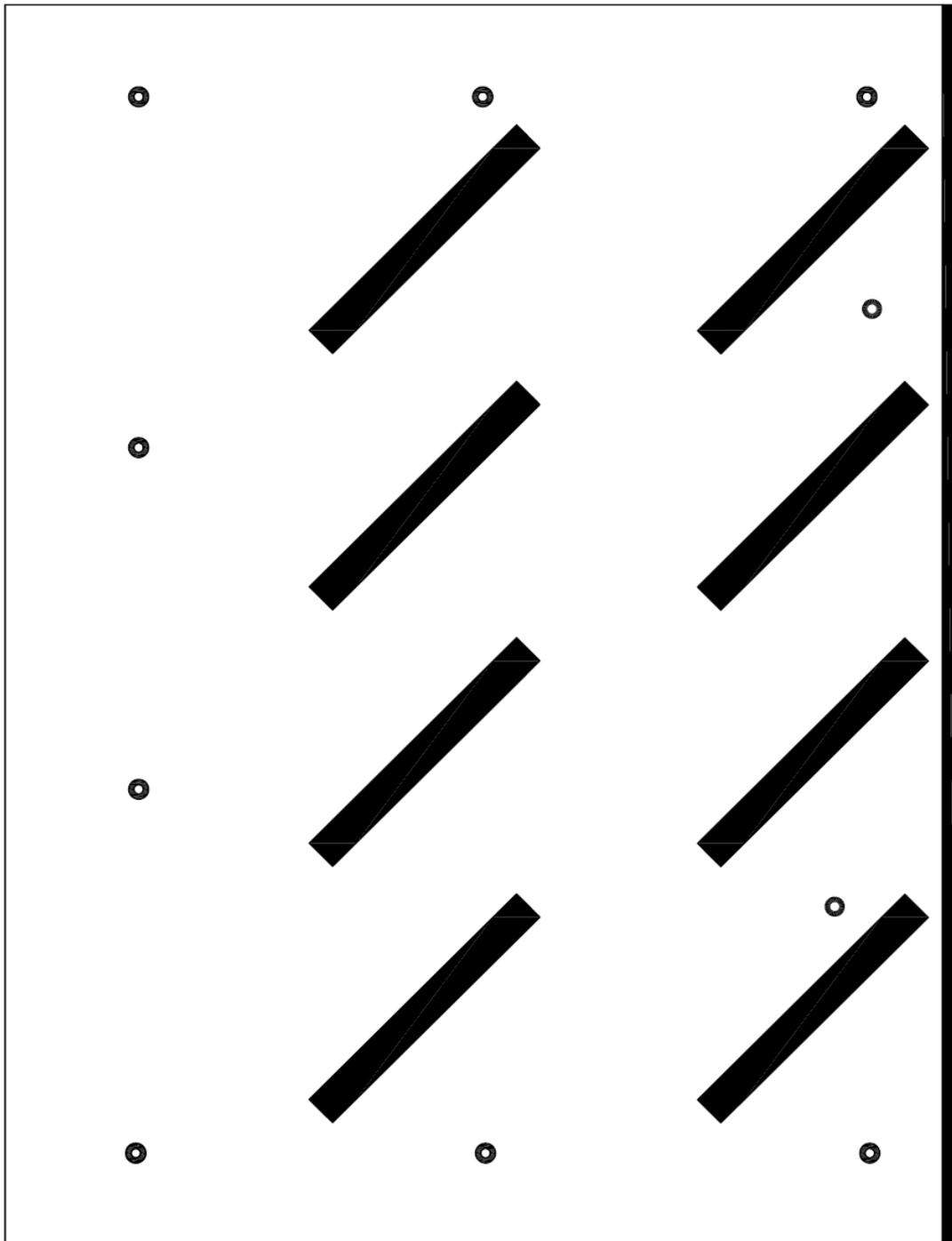
PARCHES INFERIORES



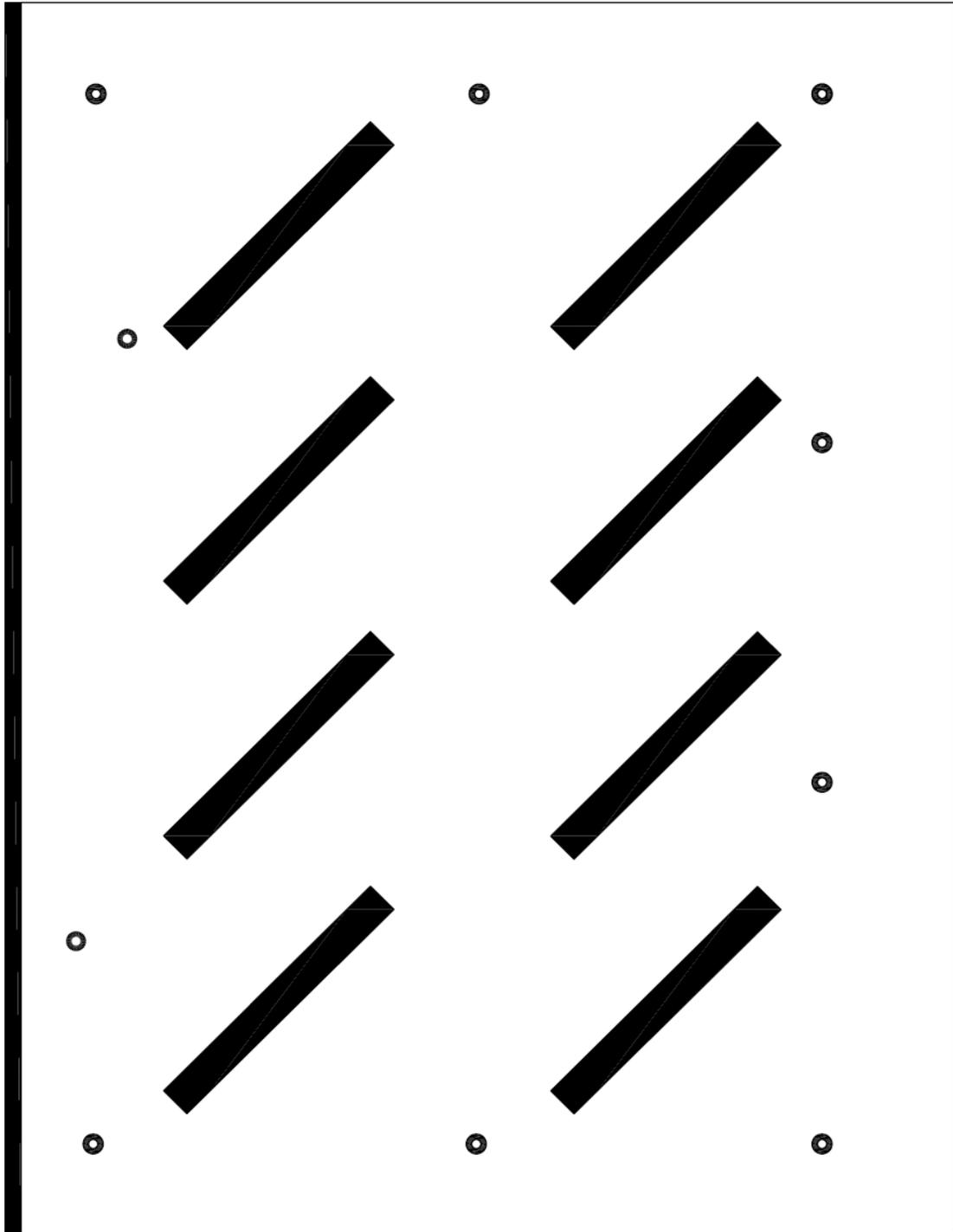
PARCHES SUPERIORES



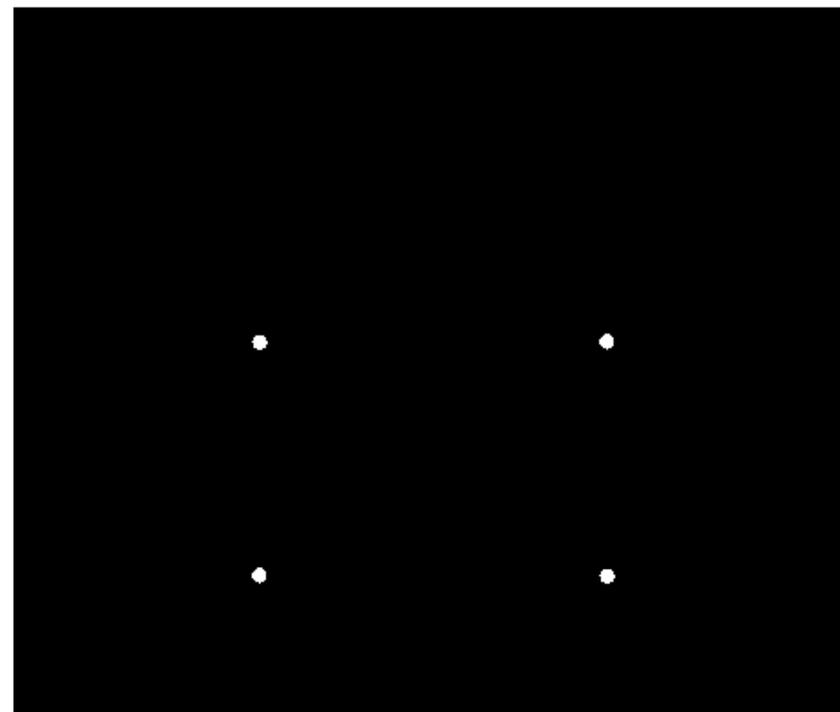
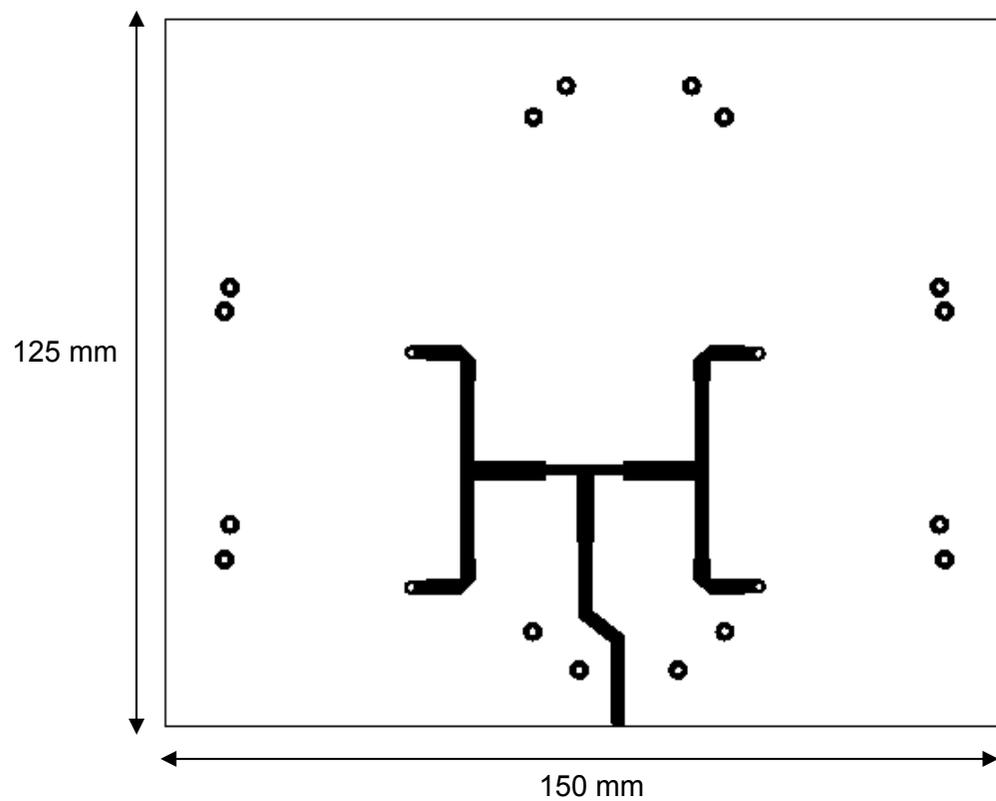
POLARIZADOR NIVEL SUPERIOR IZQUIERDA



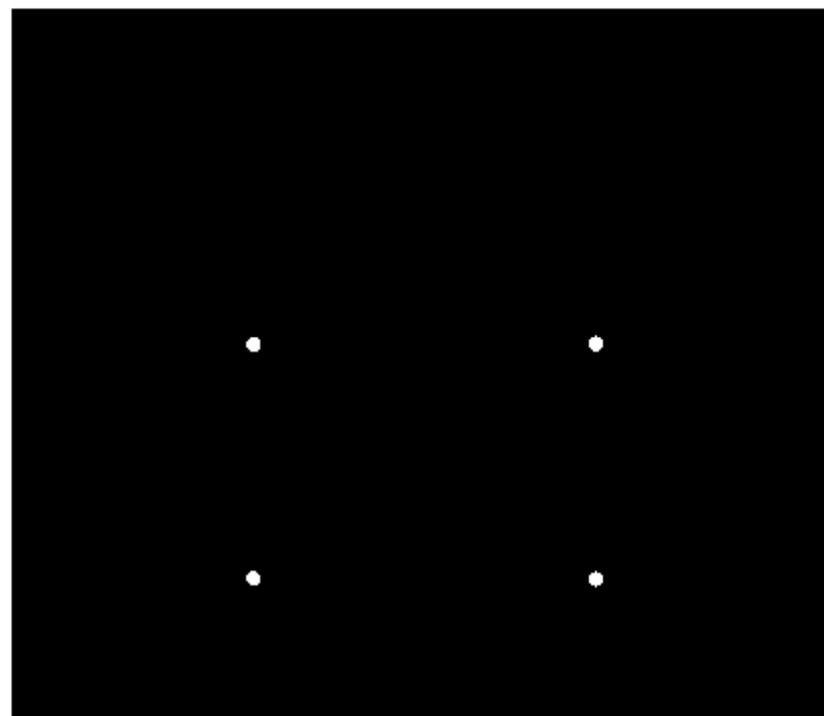
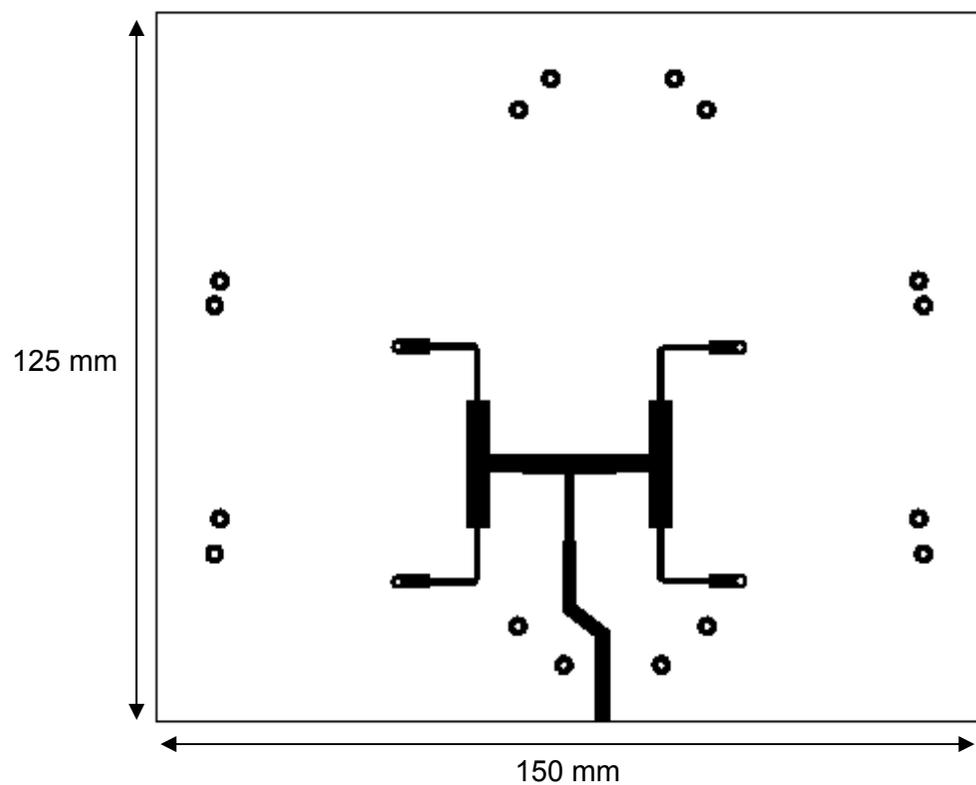
POLARIZADOR NIVEL SUPERIOR DERECHA



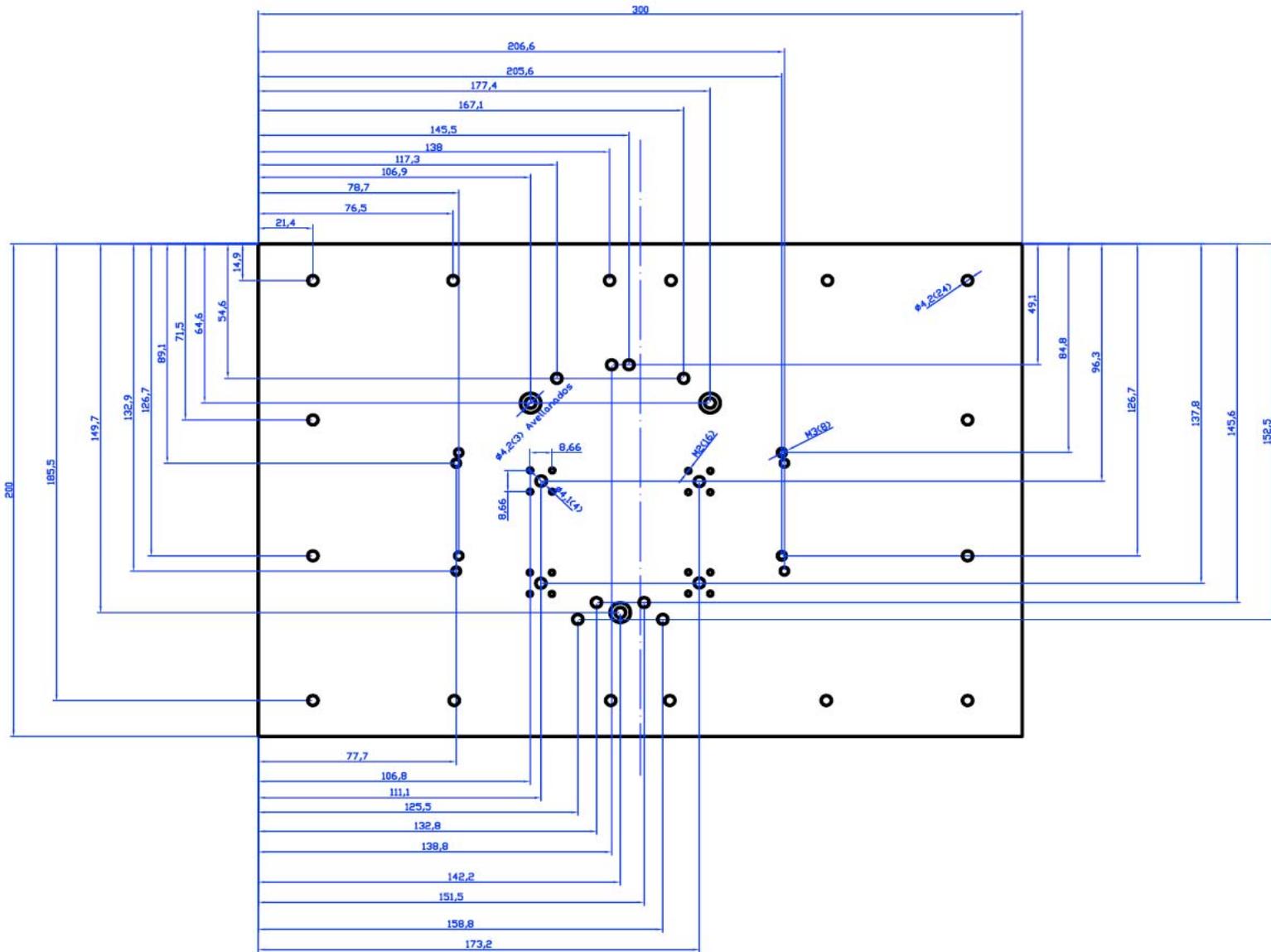
RED DISTRIBUCIÓN CON PUERTOS ADAPTADOS A 50 Ω



RED DISTRIBUCIÓN CON PUERTOS ADAPTADOS A PARÁMETROS REFLEXIVOS SEGÚN SIMULACIÓN



ESTRUCTURA RÍGIDA DE FIJACIÓN - PLANO CON COTAS



D. PUBLICACIONES

PUBLICACIONES INTERNACIONALES

- ✚ **Dual lineal/circular polarization match antenna with broadband polarizar for 3.5GHz WiMAX systems**

Fernando González Fernández, José Luis Masa Campos

Grupo de Sistemas de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas (GSRCO) - Universidad Autónoma de Madrid

PUBLICACIONES NACIONALES

- ✚ **Diseño de antenas impresas de banda ancha con polarizador externo para sistemas WiMAX a 3.5GHz y comunicaciones por satélite en banda 'X'**

Fernando González Fernández, José Luis Masa Campos, M^a Teresa Castro, Jorge A. Ruiz Cruz

Grupo de Sistemas de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas (GSRCO) - Universidad Autónoma de Madrid

Grupo de Radiación (GR) Dpto. Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones - Universidad Politécnica de Madrid

PRESUPUESTO PROYECTO

1) Ejecución Material

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 10.000 €
 - Alquiler de impresora láser durante 6 meses 50 €
 - Material de oficina..... 100 €
 - Uso de cámara anecoica durante 2 días 1.600 €
 - Material de fabricación..... 1.000 €
 - Maquinaria para la fabricación..... 3.000 €
 - Herramientas para el montaje..... 200 €
 - Analizador vectorial de redes..... 30.000 €
 - Kit de calibración..... 3.400 €
- ❖ Total de ejecución material 49.350 €

2) Gastos generales

- 16 % sobre Ejecución Material..... 7.896 €

3) Beneficio Industrial

- 6 % sobre Ejecución Material..... 2.961 €

4) Honorarios Proyecto

- 640 horas a 15 € / hora 9.600 €

5) Material fungible

- Gastos de impresión 80 €
- Encuadernación 120 €

6) Subtotal del presupuesto

- Subtotal Presupuesto..... 70.007 €

7) I.V.A. aplicable

- 16% Subtotal Presupuesto..... 11.201 €

8) Total presupuesto

- Total Presupuesto 81.208 €

Madrid, Octubre de 2008
El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Fernando González Fernández
Ingeniero Superior de Telecomunicaciones

PLIEGO DE CONDICIONES

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de una antena de banda ancha con polarizador externo para sistemas WiMAX (3.3 – 3.7GHz). En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

Condiciones generales

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.

2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.

3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.

4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.

5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.

6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.

7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.

8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.

9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.

10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.

11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por 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.