

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

**Integración de una antena plana TX/RX de apuntamiento variable
con desfasadores digitales y matrices de Butler para
comunicaciones WiMAX a 3.5 GHz**

Ramiro José López Colino

Marzo 2011

**Integración de una antena plana TX/RX de apuntamiento variable
con desfasadores digitales y matrices Butler para comunicaciones
WiMAX a 3.5 GHz**

AUTOR: Ramiro José López Colino

TUTOR: José Luís Masa Campos

**Grupo de Sistemas de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas (GSRCO)
Escuela Politécnica Superior
Universidad Autónoma de Madrid
Marzo de 2011**

Resumen

Este proyecto describe el proceso de diseño, fabricación y medida de un array de antenas con apuntamiento variable. El sistema está formado por un array de 8x8 elementos radiantes y la correspondiente red de alimentación.

La estructura se ha desarrollado para sistemas WiMAX trabajando en una banda de frecuencia centrada en 3,5 GHz. El sistema integra dos elementos básicos diseñados en Proyectos Fin de Carrera previos. El primero es un array de parches 2x2 con polarizador externo adicional de perfil bajo. El segundo es una placa de radiofrecuencia que se utilizará en la red de alimentación, ésta contiene un desfasador digital y una matriz de Butler.

En este documento se describe el proceso de desarrollo de cada parte. Eso incluye los siguientes elementos:

- Un array de 8x8 antenas con un polarizador externo de perfil bajo..
- Un divisor de potencia de 1 entrada y 16 salidas que une cada rama de la red de alimentación.
- Una placa de RF basada en el modelo previo que servirá para alimentar 4 elementos radiantes (una celda base), y controlar su fase.

Además de la medida individual de cada uno de los elementos, también se ha caracterizado el comportamiento del sistema completo. De esta manera se comprueba si se han cumplido los objetivos propuestos.

Lista de palabras clave

Array de antenas, polarizador, radiofrecuencia, WiMAX, parche, desfasador digital, matriz de Butler, reflexión de entrada, relación axial, diagrama de radiación, dirección de máximo apuntamiento

Abstract

This project describes the design process, manufacture and measurement of a phased antenna array. The system is made up of an 8x8 radiant elements antenna array and a feeding network.

The structure is destined for 3.5 GHz WiMAX systems and it has been designed from 2 previously developed models. The first one is a 2x2 dual antenna array with a flat circular polarizer. The second is a radiofrequency feeding board including a digital phase shifter and a Butler matrix.

In this document, the development process of each part is described. This includes the following elements:

- An 8x8 antenna array with an external flat circular polarizer
- A 1 to 16 power divisor circuit, used to join every branch of the feeding network
- A feeding board based on the previous model, which feeds 4 radiant elements

Apart from individual measures of the previous elements, the global behavior for the complete system has been characterized, making sure the initial requirements have been accomplished.

Key words

Antenna array, polarizer, radiofrequency, WiMAX, patch, digital phase shifter, Butler matrix, reflection, axial ratio, radiation pattern, maximum pointing direction.

Agradecimientos

En primer lugar quiero dar las gracias a mi tutor, José Luis. Me ha prestado una gran ayuda y aportado muchos conocimientos durante estos meses. Este proyecto ha sido, gracias a él, una gran oportunidad para aprender muchas de cosas y, aunque un poco largo, ha sido una experiencia muy interesante.

Por supuesto, quiero dar las gracias a mis padres Pilar y Fernando. Su paciencia, apoyo y sus buenos consejos me han ayudado a dar siempre lo mejor de mí mismo y a no rendirme a pesar de las dificultades. En gran parte, a ellos les debo el haber llegado hasta aquí.

Quiero agradecer especialmente su ayuda a mi hermano Fernando. También al resto de mi familia: abuelos, tíos, primos, etc. por su apoyo y ánimos en todo momento.

¡Cómo no! También se merecen una mención especial todos los profesores y compañeros del grupo GSRCO. A Roger, a los dos Jorges, Pablo y Bazil, gracias por toda la ayuda que me han prestado y, sobretodo, por compartir los buenos y malos momentos que hemos pasado juntos en el rinconcito del B-402 y en nuestro «zulillo». Gracias a ellos estos meses han sido mucho más amenos.

Sois muchos y si empiezo a poner nombres seguro que me dejo a alguien. Prefiero daros las gracias a todos, amigos y compañeros, que he conocido durante estos años en la universidad. Han sido muchos y muy buenos los años que hemos pasado juntos aquí y espero que sean aún más los que sigamos compartiendo fuera.

Aunque no iba a poner nombres, sí debo dar las gracias a Alex y Luis. Sin vosotros y todo lo que hemos pasado durante todo este tiempo seguro que no me llevaría tan buenos recuerdos de la universidad.

Y por último, pero no por ello menos importante, tengo que dar las gracias a Bárbara, Marta y Rafa. Por supuesto, por escuchar mis retahílas sobre señales, circuitos y antenas, a pesar de que seguro que os parecía un tostón, por vuestro apoyo, ánimo y comprensión; pero, más que nada, por todo lo que me habéis enseñado de la vida en estos (ya no sé ni cuántos) años. Gracias también a vosotros soy quien soy ahora y os lo agradezco.

Índice de contenidos

1. Introducción.....	1
1.1 Motivación.....	1
1.2 Objetivos.....	2
1.3 Organización de la memoria.....	3
2. Estado del Arte	5
2.1 Parámetros básicos de antenas.....	5
2.1.1 Reciprocidad en antenas	5
2.1.2 Diagrama de radiación.....	6
2.1.3 Potencia Radiada	9
2.1.4 Directividad	9
2.1.5 Eficiencia.....	10
2.1.6 Ganancia	10
2.1.7 Polarización	11
2.1.7.1 Tipos de polarización	12
2.1.7.2 Factor de pérdidas de polarización	13
2.1.7.3 Componentes copolar y contrapolar del campo.....	14
2.1.8 Impedancia	15
2.1.9 Adaptación.....	15
2.2 Teoría microstrip	17
2.2.1 Alimentación	18
2.1.2.1 Sonda coaxial	18
2.2.2 Parches de banda ancha.....	18
2.2.3 Polarización circular en antenas de parches	19
2.2.4 Utilización de un polarizador externo para conseguir polarización dual lineal/circular.....	20
2.2.4.1 Funcionamiento del polarizador	21
2.3 Arrays de antenas.....	22
2.3.1 Arrays planos.....	23

2.3.1.1 <i>Phased Array</i>	24
2.3.2 Antenas inteligentes.....	25
2.3.2.1 <i>Beneficios de la antena inteligente</i>	26
2.3.2.2 <i>Contrapartidas de la antena inteligente</i>	27
2.4 Matriz de Butler.....	27
3. Desarrollo	31
3.1 Estructura global.....	31
3.1.1 Antena inteligente.....	31
3.1.2 Antena plana con control de fases	32
3.2 Antena.....	34
3.2.1 Modelo de referencia.....	34
3.2.2 Diseño y simulación del array 8x8	38
3.2.3 Optimización de la relación axial	41
3.2.3.1 <i>Tiras del polarizador</i>	42
3.2.3.2 <i>Altura del polarizador</i>	44
3.2.4 Montaje del array 8x8.....	45
3.2.5 Medidas del array 8x8	48
3.2.5.1 <i>Altura entre parches</i>	48
3.2.5.2 <i>Altura antena / polarizador</i>	49
3.3 Divisor de Potencia.....	51
3.3.1 Diseño.....	51
3.3.1.1 <i>Wilkinson 1a2</i>	52
3.3.1.2 <i>Wilkinson 1a16</i>	54
3.3.2 Medidas	55
3.4 Placas de RF	57
3.4.1 Estudio de apuntamientos.....	58
3.4.1.1 <i>Configuración 1x4</i>	60
3.4.1.2 <i>Configuración 4x1</i>	62
3.4.1.4 <i>Configuración 2x2</i>	64
3.4.1.4 <i>Conclusiones del estudio de apuntamientos</i>	67
3.4.2 Nueva matriz de Butler.....	67

3.4.3	Diseño final de la placa de RF.....	71
3.4.3.1	<i>Placa de referencia</i>	72
3.5	Red de alimentación	73
4.	Resultados.....	77
4.1	Sistema con polarización lineal	78
4.1.1	Medidas de Reflexión.....	78
4.1.2	Medidas del diagrama de radiación.....	79
4.1.3	Medidas de ganancia	88
4.1.4	Conclusiones con respecto a la configuración lineal.....	90
4.2	Sistema con polarización circular.....	90
4.2.1	Medida de Reflexión	91
4.2.2	Medidas de Relación Axial	92
4.2.2.1	<i>Relación Axial. Medidas VS Simulaciones</i>	96
4.2.3	Medidas de diagramas de radiación	97
4.2.4	Medidas de Ganancia	99
4.2.5	Medida de Reflexión del nuevo modelo.....	100
4.2.6	Conclusiones con respecto a la configuración circular	101
5.	Conclusiones y Trabajo futuro	103
5.1	Conclusiones.....	103
5.1.1	Sistema con polarización lineal	103
5.1.2	Sistema con polarización circular.....	103
5.2	Trabajo futuro	104
	Referencias	105
A.	Planos.....	I
A.1	Bloque de sujección.....	I
A.2	Plano reflector.....	II
A.3	Antena.....	III
A.4	Placa de Alimentación	V
A.5	Placa de Referencia.....	IX
A.6	Divisor de Potencia Wilkinson	XIII

B. Publicaciones	XV
C. Presupuesto	XXIII
D. Pliego de condiciones	XXV

Índice de figuras

Figura 2-1. Antena en transmisión [6].	5
Figura 2-2. Antena en recepción [6].	6
Figura 2-3. Sistema de coordenadas esféricas.	7
Figura 2-4. Representación de los campos E y H en el sistema de referencia esférico [7].	7
Figura 2-5. Diagrama de radiación en coordenadas polares (izquierda), tridimensional (derecha) y en coordenadas cartesianas (abajo) [4].	8
Figura 2-6. Elipse de polarización.	11
Figura 2-7. Ejemplo de polarización elíptica.	12
Figura 2-8. Ejemplo de polarización lineal.	13
Figura 2-9. Ejemplo para dipolos (polarización lineal) del factor de pérdidas de polarización (FPP).	14
Figura 2-10. Circuito de 2 puertos mediante líneas de transmisión [4].	16
Figura 2-11. Estructura de antena microstrip [4].	17
Figura 2-12. Alimentación mediante sonda coaxial [4].	18
Figura 2-13. Estructura de parches apilados [4].	19
Figura 2-14. Ejemplo de reflexión de una antena con 2 parches apilados [4].	19
Figura 2-15. Generación de polarización circular en una antena de parche [4].	20
Figura 2-16. Diagrama del polarizador. a) Vista planta b) Vista alzado.	21
Figura 2-17. Arrays de antenas. a) Lineal b) Plano c) Conformado	22
Figura 2-18. Retícula rectangular de MxN elementos situados en el plano XY.	24
Figura 2-19. Comparación entre sistema de haces conmutados y sistema de haz conformado.	25
Figura 2-20. Multiplexación en el espacio de dos usuarios.	26
Figura 2-21. Ejemplo de array con receptores independientes para cada elemento y DSP (Procesador digital de señales).	27
Figura 2-22. Ejemplo de receptor con algoritmo de adaptación control de pesos para cada elemento del array.	27
Figura 2-23. Diagrama de bloques de una matriz de Butler 4x4.	28
Figura 2-24. Haces conmutados con matriz de Butler.	29
Figura 3-1. Array 8x8 de parches microstrip. Celda base 2x2 resaltada.	31

Figura 3-2. Estructura de una celda base de 4 parches con la red de alimentación correspondiente.....	32
Figura 3-3. Estructura del sistema (para 2 celdas base) con divisor de potencia.	33
Figura 3-4. Modelo de capas de array 2x2 con polarizador (CST).	34
Figura 3-5. Modelo de capas de array 2x2 con polarizador. Dieléctrico transparente (CST)...	35
Figura 3-6. Parámetros de los parches en el modelo de referencia.	36
Figura 3-7. Parámetros de las tiras del polarizador en el modelo de referencia.....	36
Figura 3-8. Piezas de dieléctrico con parches y tiras del polarizador [4].....	37
Figura 3-9. Array 2x2 Lineal [4].	37
Figura 3-10. Array 2x2 con Polarizador [4].	37
Figura 3-11. Reflexión de entrada a los parches sin polarizador[4].....	37
Figura 3-12. Reflexión de entrada a los parches con polarizador[4].....	37
Figura 3-13. Relación Axial del modelo de referencia.....	38
Figura 3-14. Comparación de la directividad para arrays lineales en función del nº de elementos (simulación).....	39
Figura 3-15. Array 8x8. Posibles configuraciones para las 4 salidas(celda base) de una placa de RF.	39
Figura 3-16. Reflexión de 1 elemento dentro de arrays de diferente tamaño (simulación).	40
Figura 3-17 Nivel de acoplamiento entre elementos del array 8x8 (Medido).....	41
Figura 3-18. Modelo simulado en Ensemble. Polarizador Justo.	42
Figura 3-19. Modelo simulado en Ensemble. Polarizador +1.	42
Figura 3-20. Modelo simulado en Ensemble. Polarizador +2.	42
Figura 3-21. Reflexión modelos 2x4. Variación del número de tiras (Simulación).....	43
Figura 3-22. Relación Axial con alimentación de 1 puerto. Variación del nº de tiras (Simulación).	43
Figura 3-23. Relación Axial con alimentación de los 8 puertos. Variación del nº de tiras (Simulación).	44
Figura 3-24. Relación Axial con alimentación de los 8 puertos. Variación de la altura del polarizador.	45
Figura 3-25. Vista inferior del plano reflector. Conectores y bloques de sujeción.	46
Figura 3-26. Conector coaxial, Serie SMA.	46
Figura 3-27. Parches inferiores con el alma de los conectores soldada.	46
Figura 3-29. Array 8x8 con polarización lineal.....	47

Figura 3-30. Array 8x8 con polarización circular.	48
Figura 3-31. Reflexión de entrada a los puertos del array. Variación de altura entre parches.	49
Figura 3-32. Reflexión de entrada a los puertos del array.	50
Figura 3-33. Modelo de divisor de potencia Wilkinson.	51
Figura 3-34. Wilkinson 1a2. Diseño en AutoCAD.	52
Figura 3-35. Wilkinson 1a2. Modelos implementados durante la optimización.	52
Figura 3-36. Wilkinson 1a2. Reflexión de entrada (Medida).	53
Figura 3-37. Wilkinson 1a2. Acoplamiento en salida 1 y salida 2 (Medida).	53
Figura 3-38. Wilkinson 1a2. Transmisión entrada/salida (Medida).	53
Figura 3-39 Wilkinson 1a2. Pérdidas del circuito (Medida).	53
Figura 3-40. Wilkinson 1a16. Diseño en AutoCAD.	54
Figura 3-41. Circuito divisor de potencia Wilkinson 1a16.	54
Figura 3-42. Wilkinson 1a16. Reflexión de entrada (Medida).	55
Figura 3-43. Wilkinson 1a16. Transmisión entrada/salida (Medida).	55
Figura 3-44. Wilkinson 1a16. Nivel de acoplamiento entre salidas (Medida).	56
Figura 3-45 Wilkinson 1a16. Pérdidas del circuito (Medida).	56
Figura 3-46. Placa de RF en el esquema global.	57
Figura 3-47. Posibles configuraciones para las 4 salidas de una placa de RF.	58
Figura 3-48. Conexión de la matriz de butler con los elementos radiantes en configuración 2x2 (Según la Figura 2-23).	59
Figura 3-49. Configuración 1x4. Apuntamientos en el plano $\Phi = 0^\circ$	60
Figura 3-50. Configuración 1x4. Apuntamientos en el plano $\Phi = 60^\circ$	61
Figura 3-51. Configuración 1x4. Apuntamientos en el plano $\Phi = 90^\circ$	61
Figura 3-52. Configuración 4x1. Apuntamientos en el plano $\Phi = 0^\circ$	62
Figura 3-53. Configuración 4x1. Apuntamientos en el plano $\Phi = 45^\circ$	62
Figura 3-54. Configuración 4x1. Apuntamientos en el plano $\Phi = 90^\circ$	63
Figura 3-55. Configuración 2x2. Estado de la matriz de Butler: -45°	64
Figura 3-56. Configuración 2x2. Estado de la matriz de Butler: -135°	65
Figura 3-57. Configuración 2x2. Estado de la matriz de Butler: -45°	65
Figura 3-58. Configuración 2x2. Estado de la matriz de Butler: -135°	66
Figura 3-59. Configuración 2x2. Apuntamientos en el plano $\Phi = 90^\circ$	66
Figura 3-60. Configuración de la Matriz de Butler modificada [10].	67

Figura 3-61. Diseño de un híbrido de 64° [10].	68
Figura 3-62. Matriz de butler modificada. Apuntamientos en el plano $\Phi = 0^\circ$.	70
Figura 3-63. Matriz de butler modificada. Apuntamientos en el plano $\Phi = 45^\circ$.	70
Figura 3-64. Matriz de butler modificada. Apuntamientos en el plano $\Phi = 90^\circ$.	71
Figura 3-65. Placa de RF.	72
Figura 3-66. Placa de RF sin desfasador digital. Placa de Referencia.	73
Figura 3-67. Red de alimentación del prototipo.	73
Figura 3-68 Reflexión de entrada a la Red de Alimentación del prototipo.	74
Figura 3-69 Pérdidas de la Red de Alimentación.	75
Figura 3-70. Red de alimentación montada y conectada sobre la parte posterior del array.	76
Figura 4-1. Esquema de la estructura completa (simplificada para 2 celdas base).	77
Figura 4-2. Medidas de reflexión del sistema realizadas en la UAM.	78
Figura 4-3. Reflexión de entrada al sistema completo en configuración lineal.	79
Figura 4-4 Sistema en configuración lineal montado en la cámara anecoica de la ETSIT-UPM	82
Figura 4-5. Polarización Lineal. Apuntamiento broadside medido.	82
Figura 4-6. Polarización Lineal. Apuntamiento broadside simulado.	83
Figura 4-7. Polarización Lineal. Apuntamiento broadside simulado.	83
Figura 4-8. Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 90^\circ, \theta = 15^\circ$ medido.	84
Figura 4-9. Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 90^\circ, \theta = 15^\circ$ simulado.	84
Figura 4-10. Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 90^\circ, \theta = 15^\circ$ simulado	85
Figura 4-11. Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 0^\circ, \theta = -15^\circ$ medido.	85
Figura 4-12. Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 0^\circ, \theta = -15^\circ$ simulado.	86
Figura 4-13. Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 0^\circ, \theta = -15^\circ$ simulado.	86
Figura 4-14. Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 135^\circ, \theta = 21^\circ$ medido.	87
Figura 4-15 Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 135^\circ, \theta = 21^\circ$ simulado.	87
Figura 4-16 Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 135^\circ, \theta = 21^\circ$ simulado.	88
Figura 4-17. Medida de la ganancia del sistema completo.	89
Figura 4-18. Medida de la ganancia del sistema completo.	89
Figura 4-19 Sistema en configuración circular montado en la cámara anecoica de la ETSIT-UPM	91

Figura 4-20. Reflexión de entrada al sistema completo para polarización circular.	92
Figura 4-21. Medida de RA en la cámara anecoica para H_POL = 27 mm.	93
Figura 4-22. Medida de RA en la cámara anecoica para H_POL = 34 mm.	93
Figura 4-23. Relación Axial medida.	94
Figura 4-24. Medida de RA en la cámara anecoica para H_POL = 30 mm.	95
Figura 4-25. Relación Axial medida.	95
Figura 4-26 Relación Axial. Medidas y simulaciones con CST.	96
Figura 4-27. Polarización Circular H_POL = 30mm.	97
Figura 4-28. Polarización Circular H_POL = 30mm.	98
Figura 4-29. Polarización Circular H_POL = 30mm.	98
Figura 4-30. Polarización Circular H_POL = 30mm.	99
Figura 4-31. Medida de la ganancia del sistema completo con el polarizador (H_POL = 30 mm).	100
Figura 4-32. Reflexión de entrada al sistema completo para polarización circular.	101
Figura A-1. Plano. Bloque de sujeción acotado.	I
Figura A-2. Plano. Plano reflector.	II
Figura A-3. Plano. Parches inferiores.	III
Figura A-4. Plano. Parches superiores.	III
Figura A-5. Plano. Tiras inferiores del polarizador.	IV
Figura A-6. Plano. Tiras superiores del polarizador.	IV
Figura A-7. Plano. Placa de Alimentación. Pistas RF (vista superior).	V
Figura A-8. Plano. Placa de Alimentación. Pistas RF (vista inferior).	V
Figura A-9. Plano. Placa de Alimentación. Pistas DC - 1.	VI
Figura A-10. Plano. Placa de Alimentación. Pistas DC - 2.	VI
Figura A-11. Plano. Placa de Alimentación. Pistas DC - 3.	VII
Figura A-12. Plano. Placa de Alimentación. Zócalo.	VII
Figura A-13. Plano. Placa de Alimentación. Zócalo b.	VIII
Figura A-14. Plano. Placa de Referencia. Pistas RF (vista superior).	IX
Figura A-15. Plano. Placa de Referencia. Pistas RF (vista inferior).	IX
Figura A-16. Plano. Placa de Referencia. Pistas DC - 1.	X
Figura A-17. Plano. Placa de Referencia. Pistas DC - 2.	X
Figura A-18. Plano. Placa de Referencia. Pistas DC - 3.	XI

Figura A-19. Plano. Placa de Referencia. Zócalo.....	XI
Figura A-20. Plano. Placa de Referencia. Zócalo b.....	XII
Figura A-21. Plano. Divisor de Potencia Wilkinson 1a16.	XIII
Figura A-22. Plano. Divisor de Potencia Wilkinson 1a16. Zócalo.	XIII

Índice de tablas

Tabla 2-1. Estructura de capas del polarizador.....	21
Tabla 2-2. Fases relativas entre las salidas para cada estado de la matriz de Butler.....	28
Tabla 3-1. Estructura de capas del modelo de antena.....	35
Tabla 3-2. Dimensiones del modelo de referencia.....	36
Tabla 3-3. Optimización de la RA. Parámetros modificados y.....	41
Tabla 3-4. Wilkinson 1a2. Parámetros de diseño.....	52
Tabla 3-5. Estudio de apuntamientos para matriz de Butler lineal.....	58
Tabla 3-6. Fases relativas entre las salidas para cada estado de la matriz de Butler.....	59
Tabla 3-7. Cuadrante de apuntamiento para cada entrada de la matriz de Butler en configuración 2x2.....	59
Tabla 3-8. Respuesta en fase entre los puertos de entrada y salida [10].....	67
Tabla 3-9. Relación entre la entrada de la matriz de Butler con el cuadrante de apuntamiento.....	68
Tabla 3-10. Estudio de apuntamientos para matriz de Butler modificada.....	69
Tabla 4-1. Desfases entre las salidas de las placas de RF para la entrada 2 de la matriz de Butler (Figura 3-60 y Tabla 3-8).....	80
Tabla 4-2. Posición (vista desde atrás) de las placas de RF en el array 8x8.....	80
Tabla 4-3. Parámetros de transmisión de las placas de RF a 3,5 GHz.....	80
Tabla 4-4. Ancho de Banda de RA < 4 dB.....	96

1

Introducción

1.1 Motivación

Este trabajo se enmarca en un contexto marcado la expansión experimentada por el sector de las comunicaciones móviles e inalámbricas. Existen varias tecnologías de transmisión inalámbrica, en la actualidad la más conocida es la denominada WiFi (Wireless Fidelity), sin embargo parece que esta tecnología y toda su familia de estándares (802.11a, 802.11b y 802.11g) van a quedar desfasados en un corto espacio de 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 la necesidad de cables, con tasas de transferencia de 124Mbps y hasta una distancia de 50-60 km.

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], como VoIP (llamadas de voz sobre el protocolo IP).

En los sistemas de comunicaciones inalámbricas de banda ancha, uno de los desafíos radica en la optimización del canal de radio de comunicación. Entre los elementos que pueden contribuir a dicha mejora se encuentra la antena utilizada. Parámetros como la polarización, la capacidad de apuntamiento o el nivel de lóbulos secundarios que anulen interferencias no deseadas, son importantes en el elemento radiante.

1. Introducción

Este proyecto es la continuación de los trabajos iniciados con el desarrollo de un array de 2x2 elementos radiantes en la banda de 3,5 GHz para comunicaciones WiMAX. Dicho array constituirá la celda base de una antena de mayor ganancia en la que se pretende controlar electrónicamente la dirección de apuntamiento de máxima radiación.

Para el control de apuntamiento se utiliza una estrategia combinada de utilización de desfases digitales y matrices de Butler, que han sido probadas de manera individual en los trabajos anteriores. En este proyecto se llevará a cabo la implementación práctica de la antena de alta ganancia basada en la celda de 2x2 y en los circuitos individuales de desfase y amplificación previamente probados.

1.2 Objetivos

Este proyecto Fin de Carrera (PFC) pretende ser un paso intermedio en el proyecto de investigación de un sistema de antena inteligente que se está llevando a cabo en la Universidad Autónoma de Madrid [2] y [3]. El objetivo de este proyecto consiste en la integración de los módulos independientes anteriormente probados en una estructura mayor de alta ganancia.

Los objetivos concretos que se plantean para este PFC son varios:

1. Diseño de un array de antenas de parches de 8x8 elementos. Se utilizará, como modelo de referencia, un array 2x2 de parches diseñado, fabricado y medido durante el desarrollo de un PFC anterior [4]. Se pretende analizar si el buen comportamiento electromagnético conseguido para un array pequeño se mantiene en una estructura de mayor tamaño.

2. Mejora de la relación axial (RA) obtenida en [4] mediante un polarizador de perfil bajo externo a la antena con polarización lineal natural.

3. Construcción de una red de alimentación para el array de antenas capaz de proporcionar diferentes desfases en las señales de alimentación. Se utilizará para la red una placa de Radiofrecuencia, diseñada y medida previamente, que está formada por un desfasador digital y una matriz de Butler [5]. De esa manera se podrán conseguir diferentes direcciones de máximo apuntamiento.

4. Conseguir el mejor rango posible de direcciones de apuntamiento con lóbulos secundarios inferiores a -8 dB con respecto al lóbulo principal. Para ello se estudiará la configuración óptima de la celda base del array a la que se conectará cada rama de la red de alimentación.

1. Introducción

5. Por último, una vez realizada la construcción de un prototipo de alta ganancia, medida de las características radioeléctricas (adaptación de impedancias, acoplamiento de señal, diagrama de radiación) para comprobar si el prototipo mantiene los valores de las simulaciones.

1.3 Organización de la memoria

La documentación del proyecto está estructurada según los siguientes apartados:

En el capítulo 2 se hace una revisión del Estado del Arte actual, haciendo referencia a 2 grandes temas: antenas y teoría microstrip.

El capítulo 3 se describe el proceso de desarrollo de los elementos individuales del sistema. Cada apartado explica el proceso de diseño y los resultados obtenidos para cada uno de ellos:

- Antena: descripción del proceso de desarrollo del array de elementos 8x8 a partir del modelo de referencia 2x2; desde la etapa de diseño, pasando por la construcción y terminando con las medidas del array.
- Divisor de potencia: diseño y construcción de un circuito divisor de potencia que une las 16 ramas de la red de alimentación.
- Placas de RF: proceso de estudio realizado sobre la placa de alimentación, previamente diseñada, para su uso en el array 8x8. También se analiza el comportamiento de una nueva placa modificada sobre el diseño original.
- Red de alimentación: resultados y medidas de la red de alimentación del array.

El capítulo 4 presenta los resultados obtenidos durante la caracterización del sistema completo de red de alimentación y array de antenas. Está dividido en dos apartados:

- Configuración lineal: medidas de reflexión y diagramas de radiación del en el modo básico con polarización lineal.
- Configuración circular: medidas de reflexión, diagramas de radiación y relación axial del sistema al incluir el polarizador externo para trabajar con polarización circular.

1. Introducción

Finalmente, en el capítulo 5, se presenta un resumen de las principales conclusiones obtenidas mediante la realización de este PFC; así como una serie de posibles vías de trabajo futuro.

2

Estado del Arte

Aunque se trata de un proyecto de integración de sistemas ya implementados, es importante exponer ciertos conceptos básicos ya que la posterior presentación del desarrollo y los resultados del proyecto se apoyará en ellos.

2.1 Parámetros básicos de antenas

El *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas* define la antena como el dispositivo de un sistema de transmisión o recepción diseñado para radiar o recibir ondas electromagnéticas. En otras palabras, una antena es un transceptor (o dispositivo que transforma la energía) entre el espacio libre y un elemento de guía o línea de transmisión.

2.1.1 Reciprocidad en antenas

Relación que se establece entre una antena que actúa como transmisor y una antena que actúa como receptor.

- Antena en transmisión (Figura 2-1):

Alimentada por V_0 , genera una distribución de corriente $I(I)$. Dicha corriente, radia unos campos E y H , que localmente se comportan como onda plana.

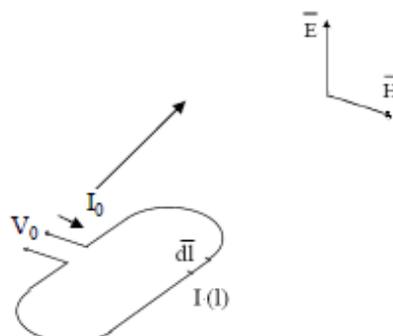


Figura 2-1. Antena en transmisión [6].

2. Estado del Arte

- Antena en recepción (Figura 2-2):

Sobre la antena incide una onda localmente plana E^i H^i (producida por otra antena transmisora alejada). Dicha onda genera una tensión V_{ca} sobre los terminales en circuito abierto de la antena.

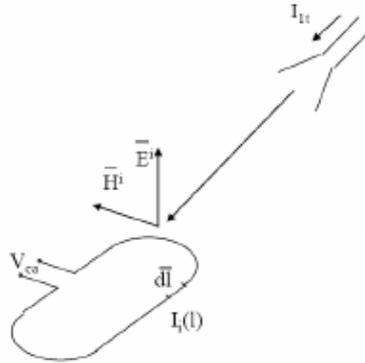


Figura 2-2. Antena en recepción [6].

$V_{ca} \rightarrow E^i$ y $H^i \rightarrow I_{1r}$ (distribución de corriente de la antena transmisora) y de la geometría de la antena receptora y distancia entre ambas se obtiene:

$$V_{ca} = -\frac{1}{I_0} \int_{ant} I(I) \vec{E}^i \cdot d\vec{l} \quad (2.1)$$

Se define la impedancia mutua Z_{21} que mide el acoplo entre ambas antenas (con la receptora en circuito abierto). Dicho acoplo será simétrico.

$$Z_{21} = \frac{V_{ca2}}{I_{1r}} = Z_{12} = \frac{V_{ca1}}{I_{2t}} \quad (2.2)$$

El teorema de reciprocidad de los diagramas establece que el diagrama de radiación en recepción y en transmisión de una antena es el mismo.

2.1.2 Diagrama de radiación

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

El diagrama de radiación se define en regiones de campo lejano. La región de campo lejano es aquella en que la distribución del campo angular es independiente de la distancia de la antena. Se considera campo lejano a distancias de la antena superiores a $2 \cdot D^2/\lambda$, siendo D la dimensión máxima de la antena y λ , la longitud de onda de funcionamiento de la misma.

2. Estado del Arte

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

- r (radio) es la distancia entre el punto P y el origen
- φ (azimuth o longitud, definido entre 0° y 360°) es el ángulo entre el eje X positivo y la línea que une el origen con la proyección del punto P en el plano XY
- θ (colatitud o ángulo polar, definido entre 0° y 180°) es el ángulo entre el eje z y la línea que une el origen y el punto P

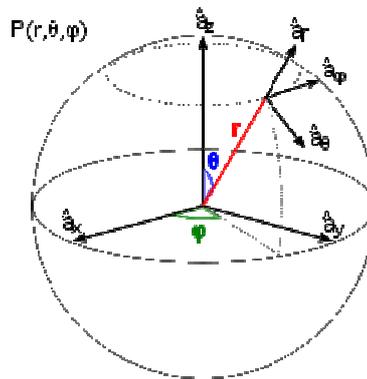


Figura 2-3. Sistema de coordenadas esféricas.

En cuanto a la representación mediante cortes en planos, el plano E (plano que forma la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección) y el plano H (formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección) constituyen los planos más representativos (Figura 2-4). Ambos planos son perpendiculares y su intersección define la dirección de máxima radiación de la antena.

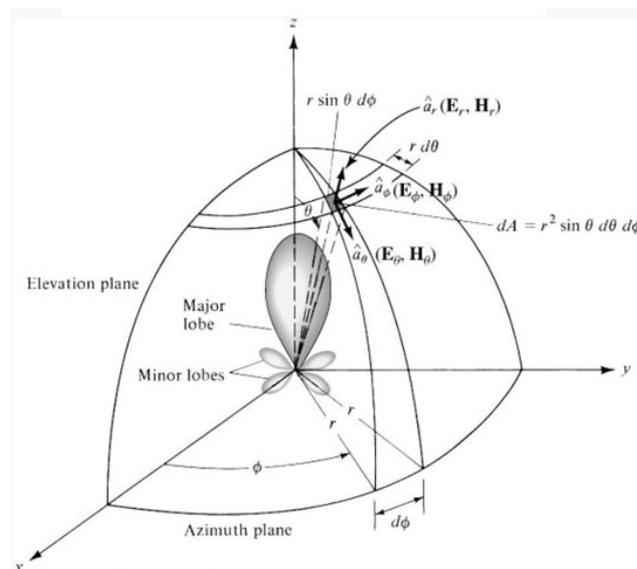


Figura 2-4. Representación de los campos E y H en el sistema de referencia esférico [7].

2. Estado del Arte

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. En la Figura 2-5 se muestran ejemplos de representación de diagramas de radiación con diferentes formatos:

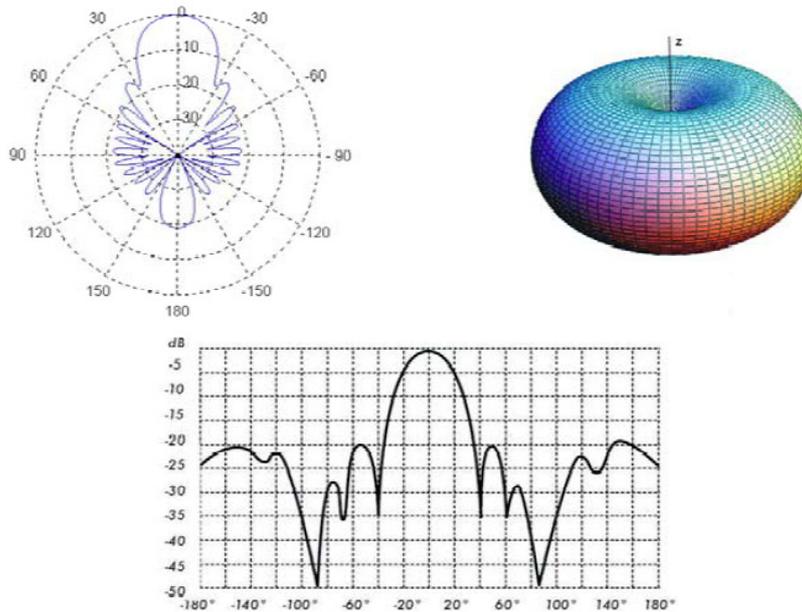


Figura 2-5. Diagrama de radiación en coordenadas polares (izquierda), tridimensional (derecha) y en coordenadas cartesianas (abajo) [4].

El lóbulo principal es la zona del diagrama de radiación delimitada por regiones de radiación más débil y define la dirección de máximo apuntamiento. Los lóbulos que rodean al lóbulo principal 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** (apartado 2.1.4) de una antena.

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

- diagramas de radiación isótropos: en los que se radia la misma densidad de potencia en todas las direcciones,
- diagramas de radiación omnidireccionales: que presentan simetría de revolución en torno a un eje (tienen forma toroidal),
- diagramas de radiación directivos: en los que el máximo de radiación se concentra en una dirección determinada.

2. Estado del Arte

2.1.3 Potencia Radiada

La potencia radiada por una antena en una dirección es una característica que requiere cuantificación. Utilizando el sistema de referencia esférico (Figura 2-3) podemos obtener los campos \vec{E} y \vec{H} . Mediante las leyes de Maxwell podemos calcular la densidad de potencia radiada a grandes distancias.

$$W(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{2\eta} \quad (2.3)$$

E_θ y E_ϕ son las componentes transversales del campo eléctrico en la dirección de interés. Integrando la densidad de potencia en una superficie esférica A que encierre la antena se obtiene la potencia total radiada.

$$P_r = \iint_S W(\theta, \phi) d\vec{A} \quad (2.4)$$

El diferencial de área de la superficie esférica se define $dA = r^2 \sin\theta d\theta d\phi$ como se puede observar en la Figura 2-4.

A partir de la densidad de potencia radiada, se define también la intensidad de radiación como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido.

$$U(\theta, \phi) = W(\theta, \phi)r^2 \quad (2.5)$$

A grandes distancias, la intensidad de radiación es independiente de la distancia a la que se encuentra la antena.

2.1.4 Directividad

La directividad de una antena se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada con respecto a la intensidad de radiación promediada en todas direcciones; es decir, la potencia total radiada (P_r) dividida por 4π (suponiendo que la distancia es suficientemente grande para que la intensidad de radiación sea independiente de la misma).

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.6)$$

La directividad en la dirección de máximo apuntamiento será, por tanto, la intensidad máxima de radiación dividida entre la intensidad promediada.

$$D_{\max} = D_0 = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} \quad (2.7)$$

2. Estado del Arte

2.1.5 Eficiencia

La eficiencia de la antena e_0 se utiliza para tener en cuenta las pérdidas en los terminales de entrada y en la propia estructura de la antena. Estas pérdidas están referidas a la reflexión producida entre la línea de transmisión y la antena y a las pérdidas por la conductividad y el dieléctrico. Según esto, la eficiencia global se puede escribir como:

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.8)$$

donde: e_0 , eficiencia global
 e_r , eficiencia en reflexión
 e_c , eficiencia de conductividad
 e_d , eficiencia del dieléctrico

La eficiencia de radiación de la antena, $e_{cd} = e_c \cdot e_d$, se utiliza para relacionar ganancia y directividad.

2.1.6 Ganancia

La ganancia de una antena en una dirección dada se define como la relación entre la intensidad radiada en esa dirección y la intensidad de radiación que se obtendría si la potencia aceptada por la antena se radiara isotrópicamente.

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.9)$$

Si se relaciona la potencia de entrada con la potencia radiada mediante la eficiencia de radiación de la antena como:

$$P_r = e_{cd} P_{in} \quad (2.10)$$

Sustituyendo en (2.9):

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_r} \right] \quad (2.11)$$

Y, por lo tanto, se obtiene la relación entre ganancia y directividad.

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (2.12)$$

2. Estado del Arte

2.1.7 Polarización

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. La polarización de una antena en una dirección es la variación temporal del campo radiado en dicha dirección.

Se puede definir como la figura que traza, en función del tiempo y para una dirección fija, el extremo del vector del campo radiado y su sentido de giro, visto por un observador desde la antena.

Utilizando coordenadas esféricas, el campo eléctrico se puede descomponer de la siguiente forma:

$$\vec{E} = E_\theta \hat{\theta} + E_\phi \hat{\phi} \Rightarrow \begin{cases} E_\theta = |E_\theta| \cdot e^{j\delta_\theta} \\ E_\phi = |E_\phi| \cdot e^{j\delta_\phi} \end{cases} \quad (2.13)$$

Despejando:

$$\begin{aligned} E_\theta(t) &= |E_\theta| \cdot \cos(\omega t + \delta_\theta) \\ E_\phi(t) &= |E_\phi| \cdot \cos(\omega t + \delta_\phi) \end{aligned} \quad (2.14)$$

Denominando $\delta = \delta_\phi - \delta_\theta$ a la diferencia de fase entre las componentes E_ϕ y E_θ , se puede obtener este parámetro despejando de (2.14):

$$\left(\frac{E_\theta(t)}{|E_\theta|} \right)^2 - 2 \frac{E_\theta(t)}{|E_\theta|} \frac{E_\phi(t)}{|E_\phi|} \cos \delta + \left(\frac{E_\phi(t)}{|E_\phi|} \right)^2 = \sin^2 \delta \quad (2.15)$$

De esta manera se obtiene la elipse de polarización (Figura 2-6):

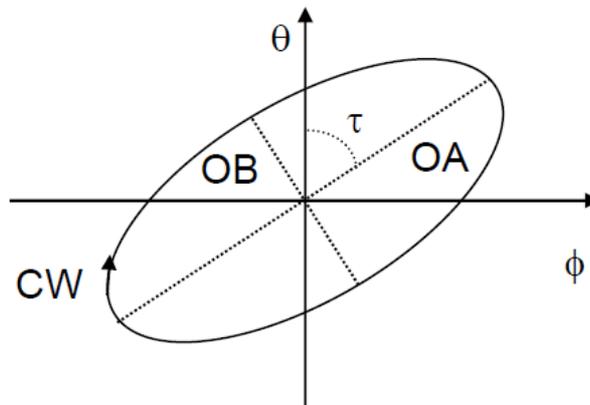


Figura 2-6. Elipse de polarización.

2. Estado del Arte

Las características principales de la elipse de polarización son:

- Ángulo del eje mayor con θ :

$$\tau = \frac{1}{2} a \cdot \tan \left(\frac{2|E_{\theta}||E_{\phi}|}{|E_{\theta}|^2 - |E_{\phi}|^2} \cos \delta \right) \quad (2.16)$$

Para $\delta = \pi/2$, la elipse está centrada en los ejes ($\tau = 0$).

- Relación axial, o cociente entre el eje mayor y el eje menor de la elipse de polarización:

$$AR = \frac{OA}{OB} = \cot \left| \frac{1}{2} a \operatorname{sen} \left(\frac{2|E_{\theta}||E_{\phi}|}{|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2} \operatorname{sen} \delta \right) \right| \quad (2.17)$$

2.1.7.1 Tipos de polarización

Se puede considerar como caso general la polarización elíptica. En este caso, tal como se muestra en la Figura 2-7, el extremo del campo se mueve sobre una elipse. El sentido de giro será:

a) $\delta < 0$ izquierdas

b) $\delta > 0$ derechas

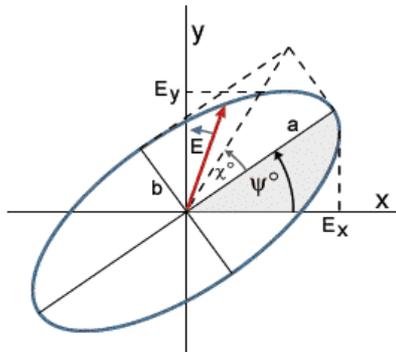


Figura 2-7. Ejemplo de polarización elíptica.

2. Estado del Arte

A partir del caso general, existen dos casos particulares de interés:

- Lineal: si la figura trazada en el tiempo es un segmento (Figura 2-8), la onda se denomina linealmente polarizada. Se cumple entonces que la relación axial es $RA = \infty$, y además:

$$\text{a) } \delta = 0 \quad \text{b) } E_{\theta} = 0 \quad \text{c) } E_{\phi} = 0$$

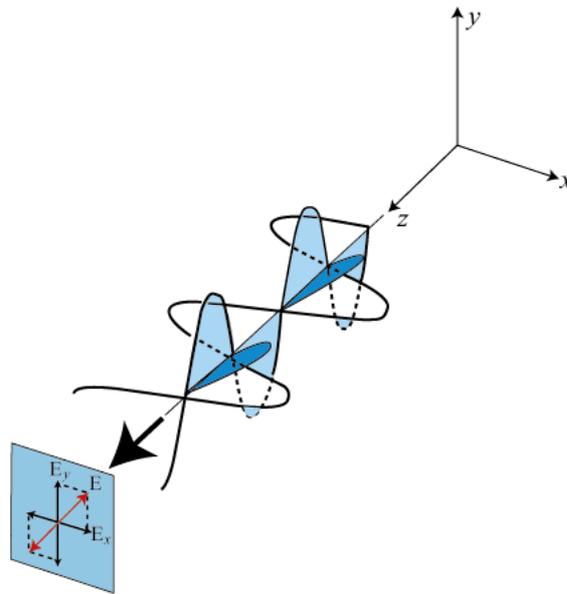


Figura 2-8. Ejemplo de polarización lineal.

- Circular: si el extremo del campo se mueve sobre una circunferencia. Entonces $RA = 1$, $|E_{\theta}| = |E_{\phi}|$ y además:

$$\text{a) } \delta = 90^{\circ} \text{ (LHC = Circular a izquierdas)} \quad \text{b) } \delta = -90^{\circ} \text{ (RHC = Circular a derechas)}$$

2.1.7.2 Factor de pérdidas de polarización

En un enlace radio, la antena receptora solo captura la componente de campo incidente cuya polarización es igual a la suya. El factor de pérdidas de polarización (FPP), establece la fracción de potencia transportada por la onda incidente que tiene la polarización de la antena receptora.

$$FPP = |\hat{e}_{TX}(\theta, \phi) \cdot \hat{e}_{RX}(\theta, \phi)|^2 \quad (2.18)$$

- Si ambas polarizaciones coinciden plenamente, el acoplo es perfecto $\rightarrow FPP = 1$.

- En polarizaciones lineales $\rightarrow FPP = \cos^2 \varphi_p$ (φ_p , ángulo que forman las dos polarizaciones lineales) (Figura 2-9).

2. Estado del Arte

- En polarizaciones circulares $\rightarrow FPP = 1$, con el mismo sentido de giro y $FPP = 0$ con el opuesto.
- Polarización lineal frente a circular $\rightarrow FPP = 0.5$ siempre.

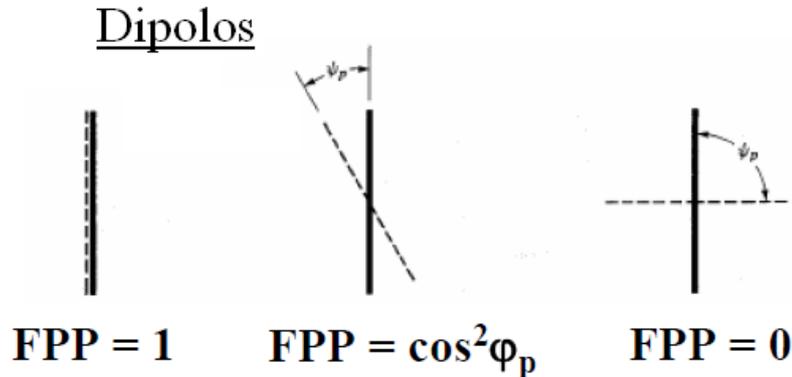


Figura 2-9. Ejemplo para dipolos (polarización lineal) del factor de pérdidas de polarización (FPP).

2.1.7.3 Componentes copolar y contrapolar del campo

Es interesante también definir el campo eléctrico en función de sus componentes copolar (E_{CP} , representa el campo eléctrico que posee la polarización deseada) y contrapolar (E_{XP} , representa el campo eléctrico que posee la polarización contraria a la deseada).

$$\vec{E} = E_{\theta}(\theta, \phi)\hat{\theta} + E_{\phi}(\theta, \phi)\hat{\phi} \Rightarrow \vec{E}(\theta, \phi) = E_{CP}(\theta, \phi)\hat{u}_{CP} + E_{XP}(\theta, \phi)\hat{u}_{XP} \quad (2.19)$$

Las componentes CP y XP son ortogonales entre sí. Las antenas se diseñan para radiar según su componente copolar. Las componentes CP y XP se pueden caracterizar también de la siguiente manera:

- Para polarización lineal (copolar sobre el eje y):

$$\begin{aligned} E_{CP}(\theta, \phi) &= E_{\theta}(\theta, \phi)\sin\phi + E_{\phi}(\theta, \phi)\cos\phi \\ E_{XP}(\theta, \phi) &= E_{\theta}(\theta, \phi)\cos\phi - E_{\phi}(\theta, \phi)\sin\phi \end{aligned} \quad (2.20)$$

- Para polarización circular:

$$\begin{aligned} E_{RHC}(\theta, \phi) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E_{\theta}(\theta, \phi) - jE_{\phi}(\theta, \phi))e^{-j\phi} \\ E_{LHC}(\theta, \phi) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E_{\theta}(\theta, \phi) + jE_{\phi}(\theta, \phi))e^{-j\phi} \end{aligned} \quad (2.21)$$

2. Estado del Arte

Además se puede redefinir la Relación Axial:

$$AR(\theta, \phi) = \frac{\|E_{RHC}(\theta, \phi)\| + \|E_{LHC}(\theta, \phi)\|}{\|E_{RHC}(\theta, \phi)\| - \|E_{LHC}(\theta, \phi)\|} \quad (2.22)$$

$AR = \infty \rightarrow$ Polarización Lineal

$AR = 1 \rightarrow$ Polarización Circular

2.1.8 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 $X_a(\omega)$ dependientes ambas de la frecuencia:

$$Z_a = R_a(\omega) + jX_a(\omega) \quad (2.23)$$

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

$$P_r = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r \quad (2.24)$$

$$P_L = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_L \quad (2.25)$$

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.

2.1.9 Adaptación

En primer lugar hay que definir los parámetros S de adaptación y las pérdidas relacionadas con ellos:

- Coeficiente de reflexión

$$|S_{ii}^2| = \frac{\text{Potencia reflejada en la puerta } i}{\text{Potencia disponible flejada en la puerta } i} \quad (2.26)$$

$$\text{Pérdidas de retorno (dB)} = -20 \log |S_{ii}| \quad (2.27)$$

2. Estado del Arte

- Coeficiente de transmisión

$$|\vec{S}_{ji}^2| = \frac{\text{Potencia entregada en la puerta } j}{\text{Potencia disponible flejada en la puerta } i} \quad (2.28)$$

$$\text{Pérdidas de inserción (dB)} = -20 \log |S_{ji}| \quad (2.29)$$

En transmisión y recepción, la antena suele estar conectada a una línea de transmisión, o bien, directamente al transmisor o al receptor como se muestra en la Figura 2-10.

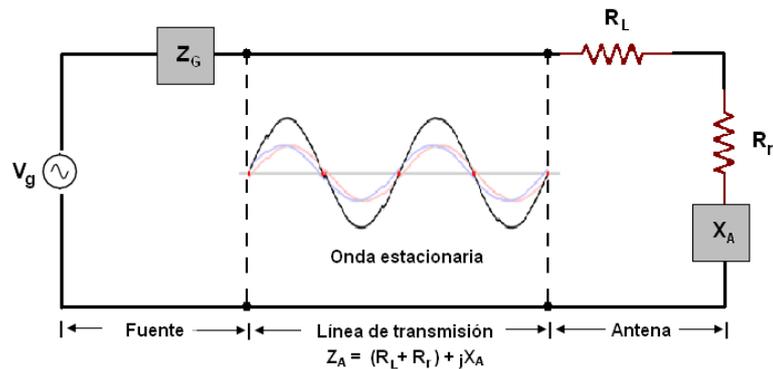


Figura 2-10. Circuito de 2 puertos mediante líneas de transmisión [4].

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

$$S_{11} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.30)$$

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 2-10 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:

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in} \quad (2.31)$$

En el diseño de una antena es muy importante la máxima transmisión de potencia a la carga, es decir, conseguir una adaptación conjugada según (2.31).

2.2 Teoría microstrip

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 se pueden encontrar desde las configuraciones más sencillas, 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 éste.

Se pueden usar numerosos sustratos en este tipo de diseños, estando la constante dieléctrica (ϵ_r) comprendida entre $2.1 < \epsilon_r < 12$. Los elementos radiantes pueden ser de cualquier 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 se tiene un parche rectangular (que será lo que se utilice en este proyecto) su longitud L debe ser $L \cong \frac{\lambda_{eff}}{2}$, siendo λ_{eff} la longitud de onda efectiva del sustrato que depende de la longitud de onda de la señal y de la constante dieléctrica del material, $\lambda_{eff} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}}$.

La constante ϵ_{reff} aparece en la tecnología microstrip por la presencia de dos dieléctricos, el aire y el sustrato con su propia constante dieléctrica relativa ϵ_r . La anchura W define el diagrama horizontal de radiación y a partir de las dimensiones del parche (Figura 2-11) se puede calcular ϵ_{reff} .

$$\epsilon_{reff} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[\left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] & \text{si } \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0.5} & \text{si } \frac{w}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.32)$$

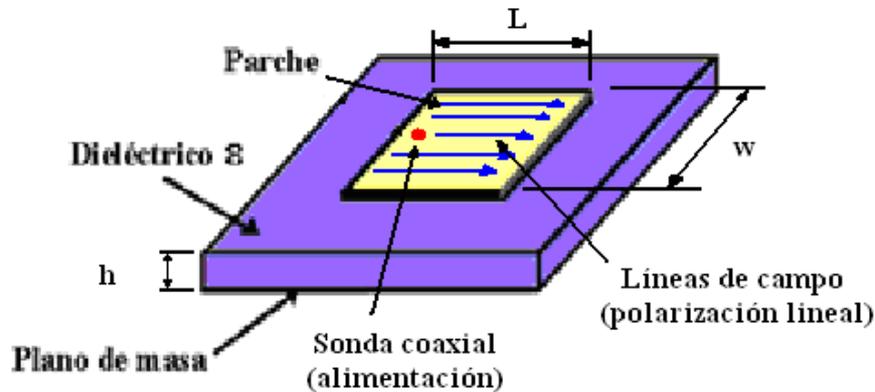


Figura 2-11. Estructura de antena microstrip [4].

2. Estado del Arte

2.2.1 Alimentación

La configuración de los métodos para la alimentación de antenas varía en función de la estructura de éstas (p.e. monopolos o bocinas cónicas). En esta ocasión, se trabaja 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.

2.1.2.1 Sonda coaxial

El tipo de alimentación que se ha utilizado en el proyecto es la alimentación mediante sonda coaxial (Figura 2-12), en la que el conductor interior está unido al parche radiante y el conductor exterior está conectado al plano masa. Es fácil de fabricar y tiene un bajo nivel de radiaciones espurias si la altura h (altura del dieléctrico) es pequeña.

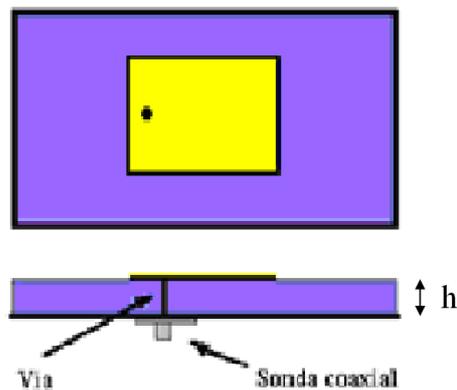


Figura 2-12. Alimentación mediante sonda coaxial [4].

2.2.2 Parches de banda ancha

Como se ha comentado, el tipo de parche elegido para esta aplicación será el parche rectangular. 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, existen varias alternativas, por ejemplo la geometría elegida para el parche o la técnica de alimentación empleada, influyen en el ancho de banda que se puede conseguir.

2. Estado del Arte

La técnica que se va a utilizar en este proyecto para aumentar el ancho de banda de los elementos radiantes será utilizar una estructura de parches apilados (Figura 2-13). Con este método, cada nivel empleado en el diseño generará una resonancia correspondiente a determinada frecuencia.

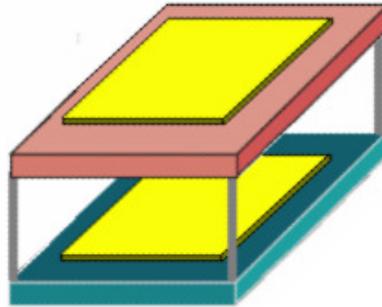


Figura 2-13. Estructura de parches apilados [4].

En la Figura 2-14 se muestra una gráfica, a modo de ejemplo, con dos picos que corresponden a las resonancias que genera cada uno de los parches apilados de diferente tamaño.

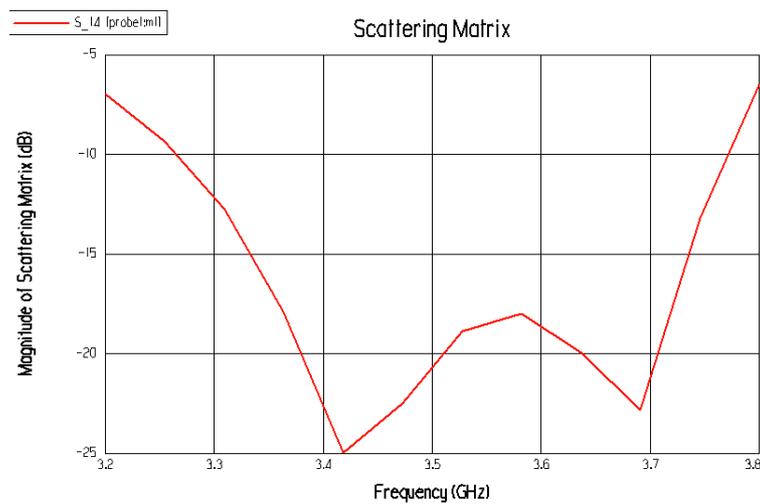


Figura 2-14. Ejemplo de reflexión de una antena con 2 parches apilados [4].

2.2.3 Polarización circular en antenas de parches

Los parches anteriores de los que se ha hablado presentan polarización lineal con cualquiera de los modos de alimentación tradicionales, incluida la alimentación por sonda coaxial que vamos a utilizar. En el sistema a realizar se propone una polarización circular dual a la lineal, para lograr así unas pérdidas máximas por despolarización en el enlace de transmisión de 3 dB ($FPP = 0.5$).

2. Estado del Arte

A continuación se describen varias opciones para conseguir polarización circular con antenas de parches:

- Excitación de dos modos ortogonales alimentando el parche por dos lados adyacentes con un desfase de 90° entre ellos (Figura 2-15 A).

- Excitación de dos modos ortogonales casi degenerados introduciendo en el parche una asimetría adecuada (Figura 2-15 B y C).

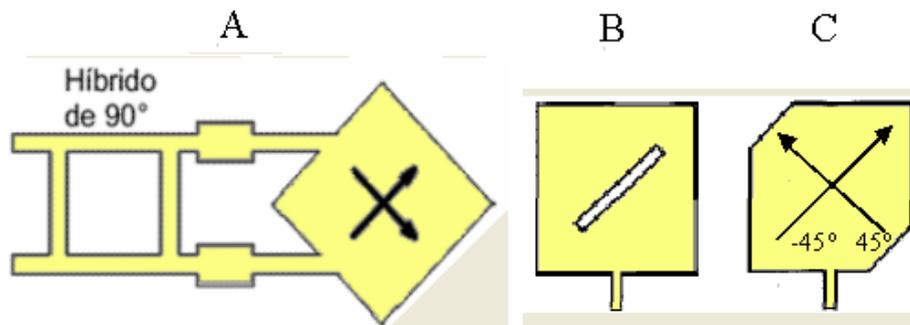


Figura 2-15. Generación de polarización circular en una antena de parche [4].
A: Alimentación en dos puntos ortogonales. B y C: Introducción de asimetría.

2.2.4 Utilización de un polarizador externo para conseguir polarización dual lineal/circular

Con las soluciones anteriores, solamente se puede implementar una antena con polarización lineal o circular. Es posible, sin embargo, utilizar una antena plana con polarización lineal y, mediante una estructura añadida a la antena, conseguir transformar la polarización en circular sin necesidad de modificar ni la antena ni su alimentación.

La estructura presentada a continuación está basada en el modelo descrito en [8]. Se trata de un polarizador de dos capas, cada una de ellas compuesta por tiras metálicas en un circuito impreso rotadas 45° con respecto a la polarización lineal generada por los parches. Este modelo trabaja con componentes de campo próximo reactivo, situando el polarizador a una distancia $S \ll \lambda_0$. En el diseño a realizar, al igual que en el diseño de referencia, la distancia entre antena y polarizador será aproximadamente $S: 0.07 * \lambda_0 = 6.0\text{mm}$ (Figura 2-16).

2. Estado del Arte

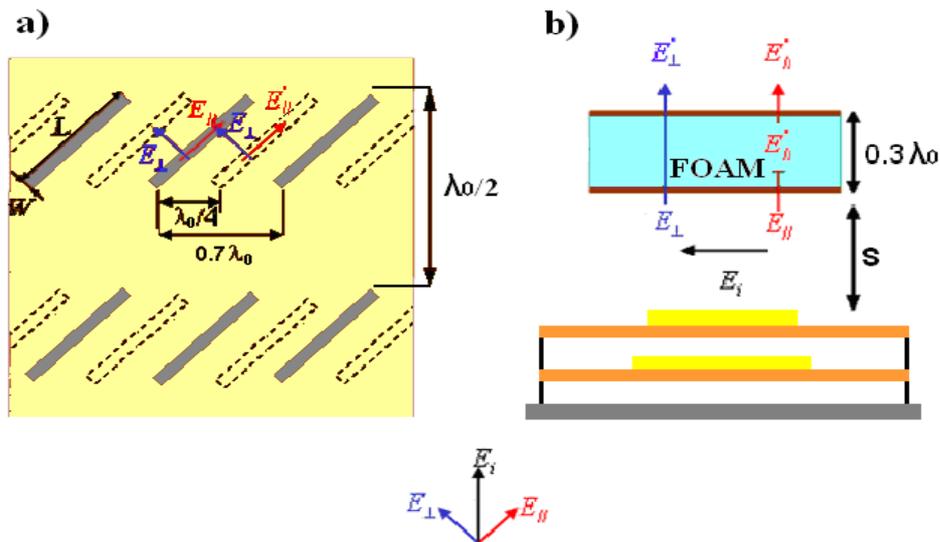


Figura 2-16. Diagrama del polarizador. a) Vista planta b) Vista alzado

La altura de cada capa del polarizador se muestra en la Tabla 2-1:

	Altura(mm)	Material
tiras superiores	0,035	Cobre
Dieléctrico	0,4	FR4
Aire (altura del polarizador)	27	FOAM
Dieléctrico	0,4	FR4
tiras inferiores	0,035	Cobre
Total Polarizador	27,87	
Aire (dist. antena/polarizador) S	6	FOAM
Antena Lineal	8,8	

Tabla 2-1. Estructura de capas del polarizador.

Otros diseños de polarizadores de estructura semejante se emplazan a una distancia $S > \lambda_0$, trabajando en una región cercana a la de campo lejano de radiación; generando como inconveniente una antena con un perfil alto [9].

2.2.4.1 Funcionamiento del polarizador

Tomando como referencia la Figura 2-16; se puede describir el efecto del polarizador sobre el campo E_i linealmente polarizado generado por los parches. En primer lugar se descompone el campo en dos componentes ortogonales y lineales de igual amplitud y fase ($E_{//}$ y E_{\perp}). Las tiras giradas 45° actúan como inductancias en paralelo para la componente del campo E que tiene la misma orientación que las tiras, ($E_{//}$). Con cada capa del polarizador, $E_{//}$ sufre un cambio de fase; mientras que la componente perpendicular (E_{\perp}) permanece inalterada. Pasado el polarizador, se ha obtenido una diferencia de 90° entre ambas componentes ($E'_{//}, E'_{\perp}$)

2. Estado del Arte

La interacción de la componente $E_{//}$ con cada capa del polarizador origina una alteración de la amplitud de la señal, así como una pequeña onda reflejada. El primer factor afecta, aunque de manera insignificante, a la generación de la polarización circular. Sin embargo, para minimizar el efecto de la reflexión, la separación entre las capas de tiras se aproxima a $l = \lambda_0/4$.

De esta manera, si consideramos r_1 como la reflexión de la señal en la primera capa de tiras, r_2 la reflexión en la segunda capa y r_T la suma de ambas; entonces $r_T = r_1 + r_2 \cdot e^{-2jkl}$. Si $l \cong \lambda_0/4 \Rightarrow r_T = r_1 - r_2$; y dado que $r_1 \approx r_2$, podemos considerar que la reflexión total del polarizador será prácticamente nula ($r_T = 0$).

2.3 Arrays de antenas

A menudo, el diagrama de radiación de un elemento aislado es relativamente ancho y cada elemento aporta bajos valores de directividad (ganancia). En muchas aplicaciones son necesarias antenas con características muy directivas. Esto se consigue aumentando el tamaño eléctrico de la antena o mediante el acoplamiento de elementos radiantes. Esta nueva antena, formada por varios elementos se conoce como array. Los arrays de antenas se pueden formar con diversos elementos y configuraciones, algunos ejemplos se muestran en la Figura 2-17.

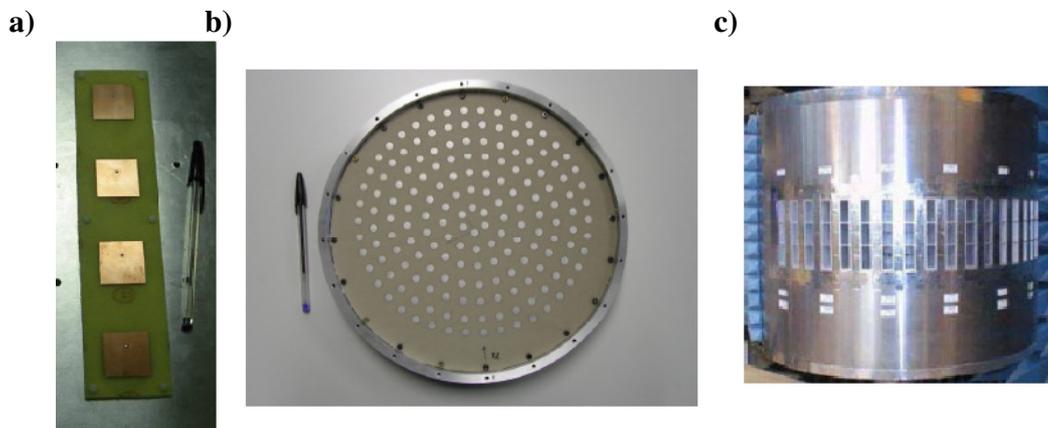


Figura 2-17. Arrays de antenas. a) Lineal b) Plano c) Conformado

Un array se define por:

- Vectores de posición \vec{r}_i
- Corrientes de alimentación I_i
- Diagrama del elemento unitario en el centro de coordenadas $\vec{E}_i(\theta, \phi)$

2. Estado del Arte

El campo total se calcula como la suma vectorial de los campos radiados por cada elemento, por tanto, si el campo radiado por el elemento "i" es:

$$\vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot \frac{I_i}{I_0} e^{jk_0 r \vec{r}_i} \quad (2.33)$$

Entonces, el campo radiado por el Array es:

$$\vec{E}_A(\theta, \phi) = \sum_i \vec{E}_i(\theta, \phi) = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 r \vec{r}_i} = \vec{E}_e(\theta, \phi) \cdot F_A(\theta, \phi) \quad (2.34)$$

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

Para lograr diagramas muy directivos, es necesario que los campos interfieran constructivamente en las direcciones deseadas y destructivamente en el espacio restante. En un array de elementos idénticos, la forma del diagrama de radiación se controla mediante al menos 5 factores:

- Configuración geométrica del array
- Posición relativa entre los elementos
- Amplitud de la excitación de cada elemento
- Fase de la excitación de cada elemento
- Diagrama del elemento radiante individual

2.3.1 Arrays planos

Los arrays planos tienen sus elementos radiantes situados sobre una matriz rectangular. En comparación con arrays lineales cuyos elementos están colocados en línea, los arrays planos son más versátiles ya que pueden proporcionar diagramas más simétricos y con lóbulos laterales más pequeños, además de poder apuntar en cualquier dirección del espacio.

En un array de $M \times N$ elementos situados en el plano XY (Figura 2-18), con separación uniforme entre ellos de dx en dirección X y dy en dirección Y , con coeficientes de alimentación complejos A_{mn} ; se puede hallar el factor de array orientado en cualquier dirección como:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} A_{mn} \cdot e^{jmk_0 dx \sin \theta \cos \phi} \cdot e^{jnk_0 dy \sin \theta \sin \phi} \quad (2.35)$$

2. Estado del Arte

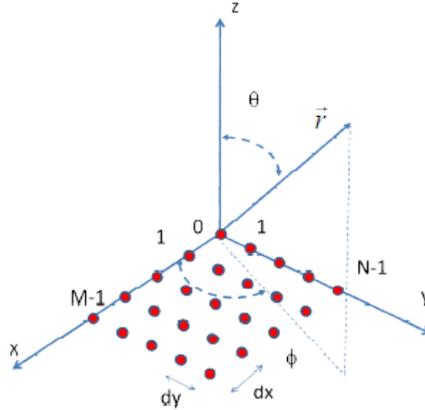


Figura 2-18. Red rectangular de MxN elementos situados en el plano XY.

2.3.1.1 Phased Array

En el caso de arrays con amplitud de alimentación fija e igual para todos los elementos (uniformes en amplitud), el diagrama de radiación se controla mediante la fase de las alimentaciones. En el caso de arrays lineales equiespaciados o arrays reticulares planos (Figura 2-18), si son uniformes en amplitud y con fases progresivas, $A_i = e^{j(i\alpha)}$ (para un array lineal), se denominan phased arrays o arrays de exploración. Esto es así porque variando el desfase progresivo α se puede barrer todo un plano phi con un array lineal, o variando α_x y α_y para arrays planos, se puede barrer todo el espacio.

Para este caso, es interesante analizar lo que ocurre con (2.35). Con coeficientes de alimentación reales y positivos y fases progresivas, el F_A del array plano se puede calcular como el factor de array respecto del plano X multiplicado por el factor de array respecto del Y, que se vuelven independientes. Aplicando las siguientes equivalencias:

$$\left. \begin{aligned} A_{mn} &= a_m \cdot e^{jm\alpha_x} \cdot a_n \cdot e^{jn\alpha_y} \\ \Psi_X &= k_0 \cdot d_x \cdot \text{sen } \theta \cdot \cos \phi + \alpha_x \\ \Psi_Y &= k_0 \cdot d_y \cdot \text{sen } \theta \cdot \text{sen } \phi + \alpha_y \end{aligned} \right\}$$

Obtenemos:

$$F_A(\Psi_X, \Psi_Y) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \cdot e^{jm\Psi_x} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{jn\Psi_y} = F_{Ax}(\Psi_X) \cdot F_{Ay}(\Psi_Y) \quad (2.36)$$

2. Estado del Arte

Se puede obtener la dirección de máximo apuntamiento (2.37) aplicando $\Psi_x = \Psi_y = 0$, y se comprueba que únicamente depende de los desfases progresivos α_x y α_y :

$$\theta_0 = \text{sen}^{-1} \sqrt{\left(\frac{\alpha_x}{k_0 \cdot d_x}\right)^2 + \left(\frac{\alpha_y}{k_0 \cdot d_y}\right)^2}$$
$$\phi_0 = \text{tan}^{-1} \left(\frac{\alpha_y \cdot d_x}{\alpha_x \cdot d_y}\right)$$
(2.37)

2.3.2 Antenas inteligentes

A medida que el número de usuarios y la demanda de servicios *wireless* se ha ido incrementando a ritmo exponencial, aumenta la necesidad de mejorar la cobertura de servicio y la calidad de transmisión. Los sistemas de antena inteligente proporcionan una solución a este problema.

El proceso seguido hasta llegar a las antenas inteligentes comienza con antenas omnidireccionales. Para poder reutilizar frecuencias, se pasó a la partición del espacio de cobertura en celdas y, para aumentar la *SIR* (siglas en inglés de "Relación Señal/Interferencia"), se cambió a sistemas sectorizados con antenas directivas.

En los sistemas de antena inteligente, es el procesado digital de señal el que, junto con la antena, convierte el sistema en inteligente. Se puede realizar una clara diferenciación entre sistemas de haces conmutados y sistemas de conformación de haz.

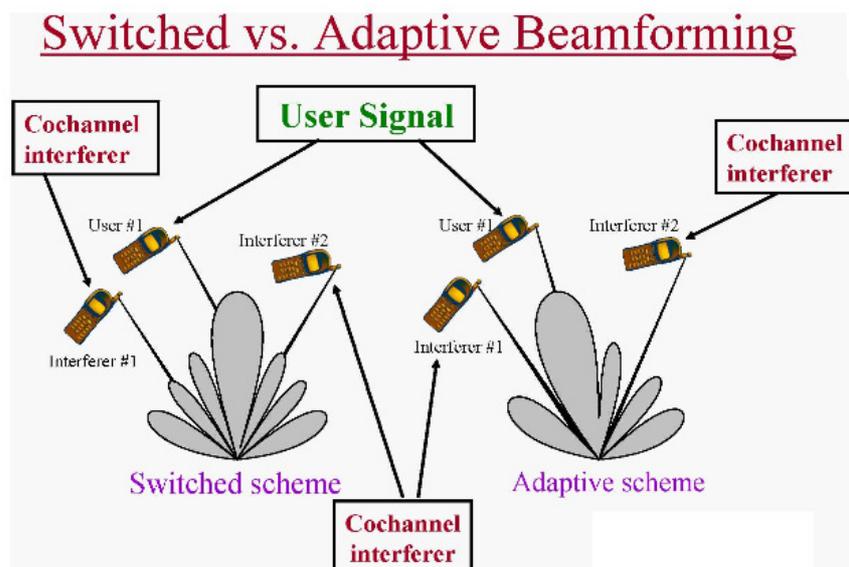


Figura 2-19. Comparación entre sistema de haces conmutados y sistema de haz conformado.

2. Estado del Arte

Los sistemas de haces conmutados eligen entre varios diagramas predefinidos para aumentar la señal recibida. Es una extensión de la sectorización de celdas, subdividiendo a su vez cada sector. Dado que los patrones son fijos, un usuario puede o no estar centrado en uno de los lóbulos principales predeterminados, de igual manera que podría estarlo un usuario interferente.

Por otro lado, los sistemas de conformación de haz proporcionan más grados de libertad ya que pueden adaptar en tiempo real el diagrama de radiación a la señal de RF y a su entorno, colocando nulos en la dirección de las señales interferentes.

El objetivo final en el desarrollo de sistemas *wireless* es la Multiplexación por División en el Espacio (SDMA, en inglés). Éste sería el más sofisticado empleo de la tecnología de antena inteligente. Mediante el procesado espacial avanzado, más de un usuario puede utilizar el mismo canal de comunicación en la misma celda o bien se puede mejorar la calidad de los enlaces mediante la extracción de información de señales reflejadas en entornos multicamino.

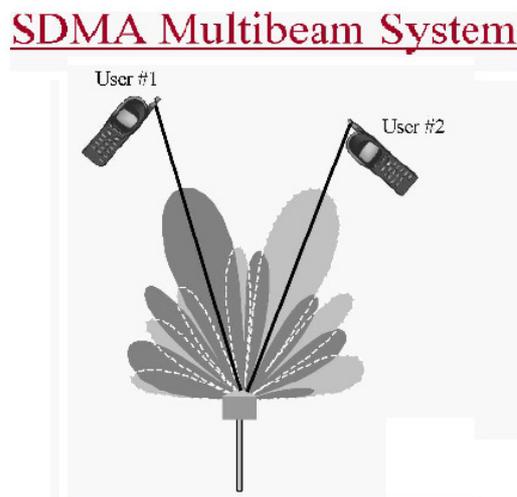


Figura 2-20. Multiplexación en el espacio de dos usuarios.

2.3.2.1 Beneficios de la antena inteligente

En áreas muy pobladas, los sistemas móviles suelen estar limitados por las interferencias entre usuarios (*SIR*) y no por el ruido (*SNR*). Los sistemas de antena inteligente aumentan el nivel de señal recibida y disminuyen el nivel de interferencia, lo que aumenta la *SIR*.

Estos sistemas también son útiles en zonas poco pobladas, donde el factor limitador es la potencia radiada. Para dos antenas que radien la misma potencia total, el radio de cobertura de una antena inteligente (que concentra la potencia en la dirección del usuario) será mucho mayor que el de una antena omnidireccional (que reparte la potencia radiando en todas direcciones).

2. Estado del Arte

2.3.2.2 Contrapartidas de la antena inteligente

Por supuesto, los transceptores de estos sistemas son mucho más complejos que el de una estación base tradicional. Además de necesitar cadenas de transceptores separadas para cada elemento del array (Figura 2-21), se necesita una calibración en tiempo real muy exacta (Figura 2-22). También hay que tener en cuenta que se necesita un alto nivel computacional, por lo que la estación necesitará potentes procesadores de señal.

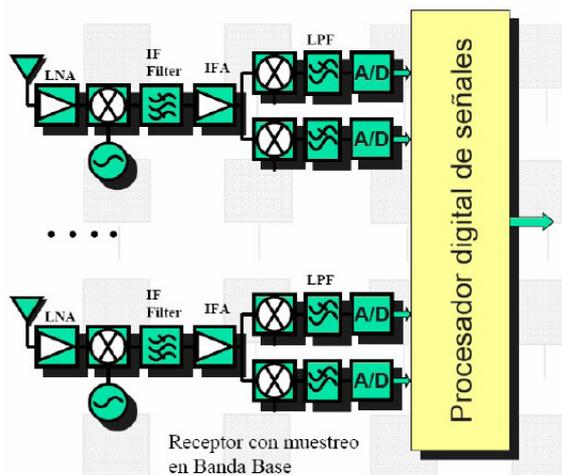


Figura 2-21. Ejemplo de array con receptores independientes para cada elemento y DSP (Procesador digital de señales).

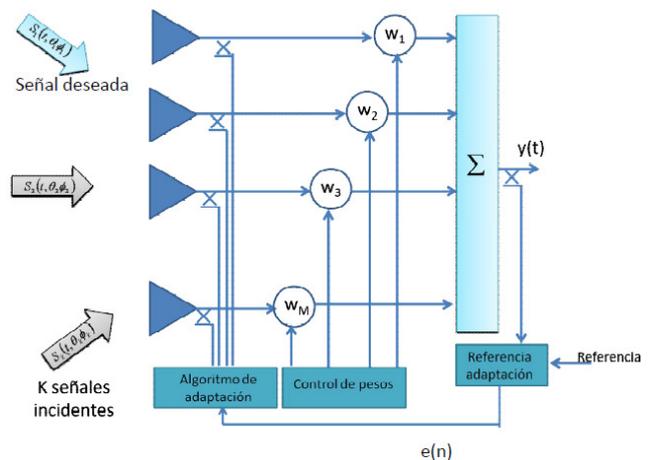


Figura 2-22. Ejemplo de receptor con algoritmo de adaptación control de pesos para cada elemento del array.

2.4 Matriz de Butler

La red de alimentación de la antena está formada por diversos componentes y circuitos. Como se ha observado en puntos anteriores, modificando la excitación de cada elemento del array en amplitud y fase se puede controlar el diagrama de radiación. En el caso concreto de este PFC, todos los elementos se alimentan con la misma amplitud.

La manera ideal de controlar la fase de cada elemento sería utilizar un desfasador digital para cada uno de ellos. Esta solución encarece considerablemente el diseño, por lo que se han buscado otras opciones. Una alternativa comúnmente utilizada en los arrays de antenas son las redes de haces conmutados, que son capaces de producir un número limitado de diagramas de radiación diferentes y cambiar entre ellos.

2. Estado del Arte

Un circuito utilizado para las redes de haces conmutados es la matriz de Butler (Figura 2-23). La matriz de Butler es un circuito simétrico que genera un desfase progresivo diferente entre sus salidas en función de la entrada utilizada. A continuación se muestra, para la matriz de Butler de 4 entradas y 4 salidas, un diagrama de bloques:

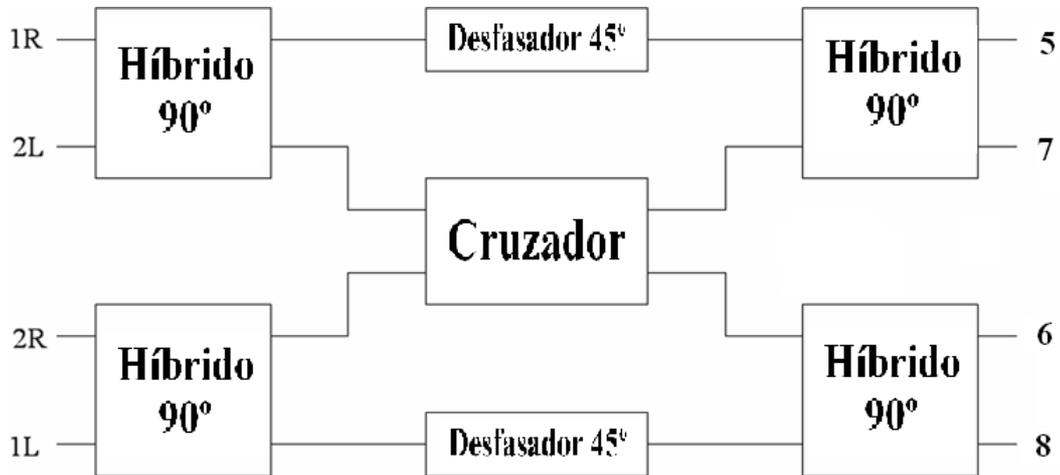


Figura 2-23. Diagrama de bloques de una matriz de Butler 4x4.

Este circuito genera entre las salidas desfases progresivos de $\pm 45^\circ$ o $\pm 135^\circ$ en función de la entrada. En la Tabla 2-2 se muestran las fases de las señales de salida para cada estado:

	5	7	6	8	α (desfases progresivos)
1R	0°	-45°	-90°	-135°	-45°
2L	-90°	45°	-180°	-45°	135°
2R	-45°	-180°	45°	-90°	-135°
1L	-135°	-90°	-45°	0°	45°

Tabla 2-2. Fases relativas entre las salidas para cada estado de la matriz de Butler.

2. Estado del Arte

Esta matriz de Butler es válida para la generación de haces conmutados en arrays de elementos linealmente distribuidos. Un ejemplo se puede ver en la Figura 2-24, donde la matriz de Butler se utiliza para alimentar antenas linealmente distribuidas a una distancia $\lambda/2$:

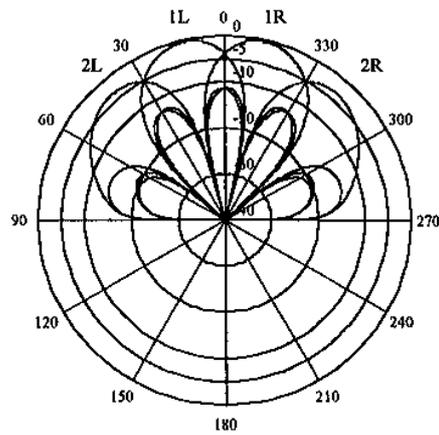


Figura 2-24. Haces conmutados con matriz de Butler.

2. Estado del Arte

3

Desarrollo

3.1 Estructura global

3.1.1 Antena inteligente

Este Proyecto Fin de Carrera (PFC) forma parte de un proyecto de investigación de la UAM [2] cuyo objetivo es diseñar un sistema de antena inteligente con un array de parches microstrip 8x8 (Figura 3-1). El sistema que se pretende desarrollar tiene como objetivo crear un sistema SDMA (multiplexación en el espacio). La red de alimentación constará, para cada celda base (Figura 3-2), de:

- transceptor TX/RX,
- amplificador para TX y LNA (amplificador de bajo ruido, en inglés) para RX,
- switch 1a2 selector de TX o RX,
- desfasador digital,
- switch 1a4 selector de entrada de la matriz de Butler,
- matriz de Butler 4x4.

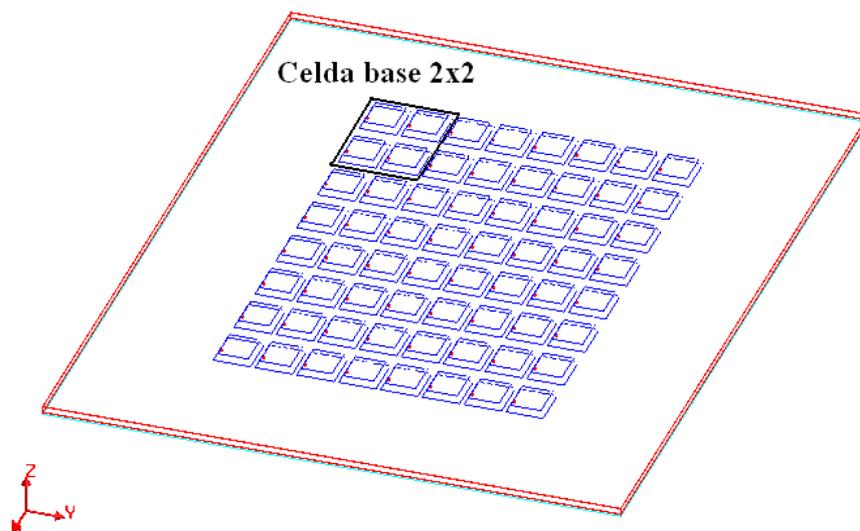


Figura 3-1. Array 8x8 de parches microstrip. Celda base 2x2 resaltada.

3. Desarrollo

Además de los elementos enumerados anteriormente, que conformarían la parte de RF del sistema de antena inteligente, también hay que incluir un sistema de Procesado Digital de Señales (DSP, por sus siglas en inglés) y un sistema de control digital de pesos y fases, como el esquematizado en la Figura 2-22 del estado del arte.

En la Figura 3-2 se muestra un esquema de los elementos de RF del sistema de la antena inteligente para una celda base. Son necesarias 16 estructuras como la siguiente para alimentar el array de antenas 8x8.

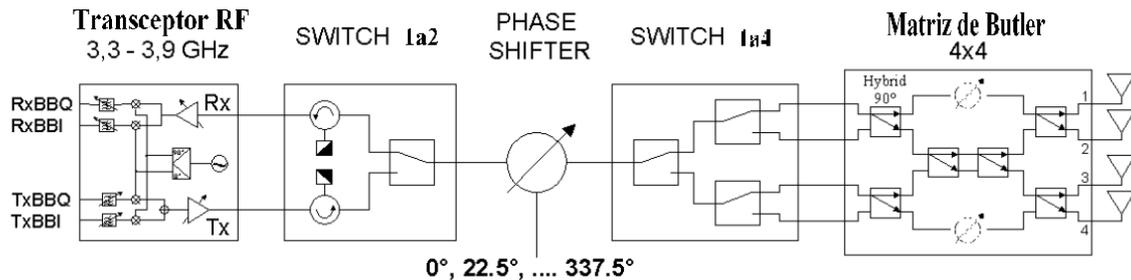


Figura 3-2. Estructura de una celda base de 4 parches con la red de alimentación correspondiente.

3.1.2 Antena plana con control de fases

Este PFC se centra en el diseño y desarrollo del array 8x8 y de la parte de la red de alimentación de RF, exceptuando el transceptor. También queda fuera, por tanto, el control digital de pesos y fases y el DSP. Si se desarrollará un software mediante el programa MATLAB para

- calcular diagramas de radiación con pesos y fases dados, y
- obtener los estados del desfasador y del switch 1a4 de cada una de las 16 líneas de alimentación necesarios para una dirección de máximo apuntamiento deseada.

En la Figura 3-3 se muestra el esquema para 2 celdas base de 4 parches con la red de alimentación que se pretende desarrollar para cada una de las 16 celdas base. Se observa, en contraste con la Figura 3-2, que las líneas de alimentación estarán unidas por un circuito divisor de potencia de una entrada y 16 salidas. Este divisor será implementado según el modelo Wilkinson, que se detallará en la sección 3.3.

3. Desarrollo

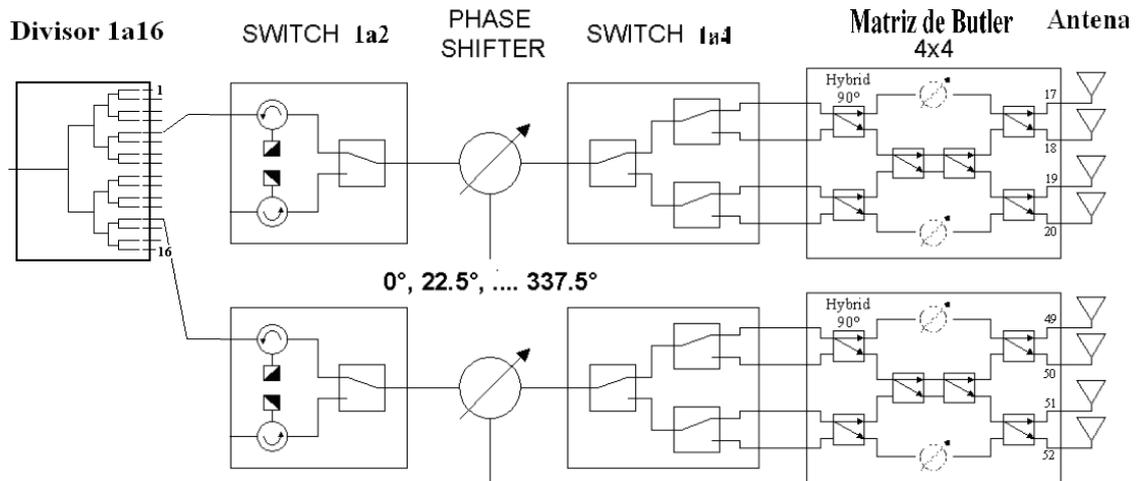


Figura 3-3. Estructura del sistema (para 2 celdas base) con divisor de potencia.

La configuración de la celda base, con forma lineal o cuadrada (Figura 3-15) se estudiará más adelante para obtener el rango de apuntamientos óptimo. Este estudio está descrito en el apartado 3.4.1.

A continuación, se describirán en los siguientes apartados cada una de las partes que componen el sistema desarrollado en este PFC.

3. Desarrollo

3.2 Antena

Como se ha mencionado anteriormente, el conjunto radiante de la estructura está formado por un array de 8x8 elementos (Figura 3-1). Cada elemento estará constituido por una estructura de dos parches apilados (tecnología microstrip) como la descrita en el apartado 2.2.2 (Figura 2-13) y éstos se agruparán en celdas base de 4 elementos. Con los parches apilados y la red de alimentación esbozada en el apartado anterior se obtendrá un antena con polarización lineal y modos TX y RX.

Para conseguir la polarización dual lineal/circular que se expone en los objetivos de este PFC, se utilizará la estructura de polarizador circular externo descrita en el apartado 2.2.4 del estado del arte.

3.2.1 Modelo de referencia

A continuación se describe el modelo que se ha utilizado como referencia para el array de parches 8x8. El diseño, tanto de antena como de polarizador externo se ha tomado de [4] y [8]. En la Figura 3-4 se observa el modelo de capas, compuesto por un plano reflector (capa gris) y láminas de dieléctrico con los parches y las tiras del polarizador impresos sobre ellas. Para una mejor visualización, se puede ver la Figura 3-5, donde las capas de dieléctrico aparecen traslucidas. Además, la Tabla 3-1 contiene un listado de las capas, con el grosor y material de cada una.

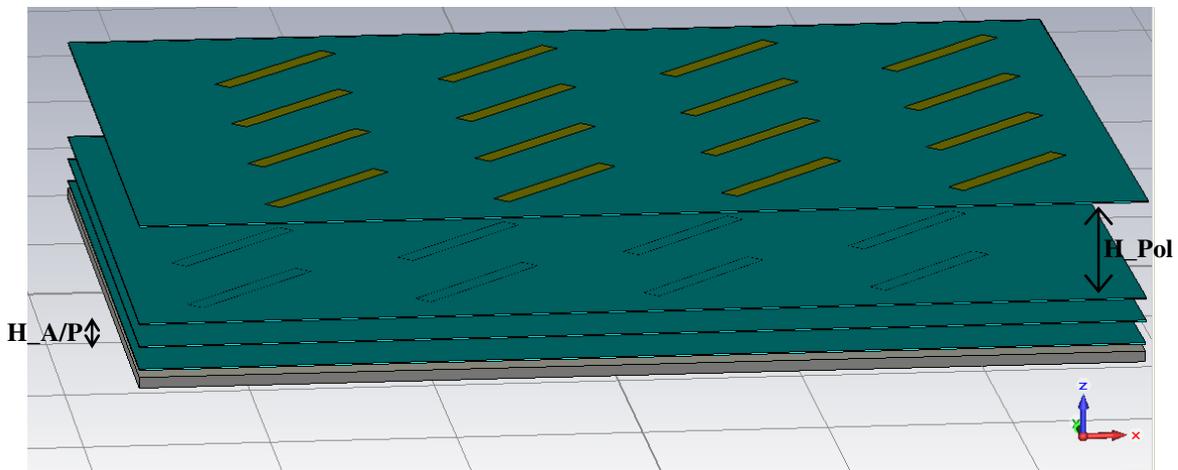


Figura 3-4. Modelo de capas de array 2x2 con polarizador (CST).

3. Desarrollo

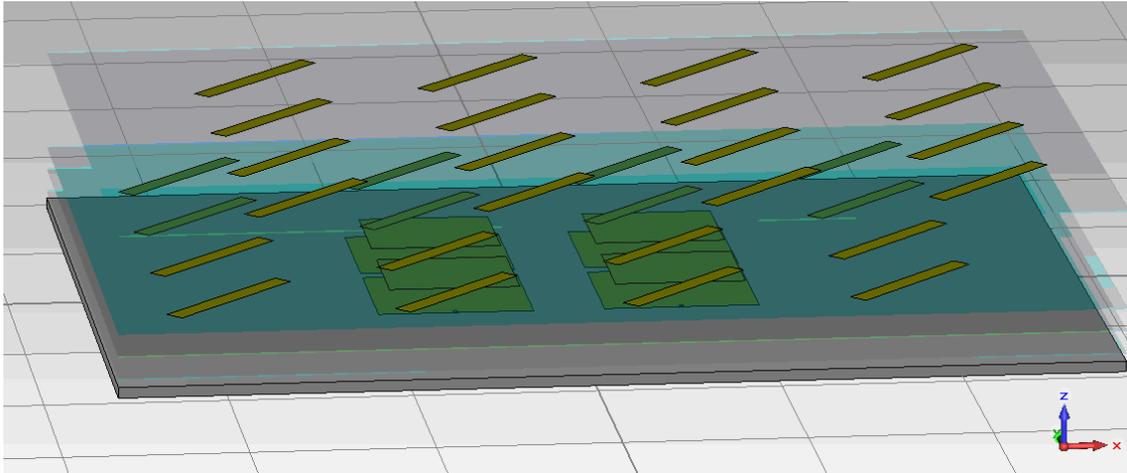


Figura 3-5. Modelo de capas de array 2x2 con polarizador. Dieléctrico transparente (CST).

Capa	Grosor (mm)	Material
Polarizador, tiras superiores	0.02	Cobre
Dieléctrico tiras superiores	0.4	FR4
Altura Polarizador (H_Pol)	27	Aire(Rohacell)
Dieléctrico tiras inferiores	0.4	FR4
Polarizador, tiras inferiores	0.02	Cobre
Separación Antena/Polarizador (H_A/P)	6	Aire(Rohacell)
Dieléctrico parches superiores	0.4	FR4
Antena, parches superiores	0.02	Cobre
Separación entre parches	6	Aire(Rohacell)
Antena, parches inferiores	0.02	Cobre
Dieléctrico parches inferiores	0.4	FR4
Separación Masa/parches inferiores	2	Aire(Rohacell)
Plano reflector	3	Aluminio

Tabla 3-1. Estructura de capas del modelo de antena.

En la tabla se indica que las capas de aire están constituidas por un material llamado Rohacell. Este material tiene una constante dieléctrica muy parecida a la del aire $\epsilon_r = 1.006$ y permite crear la estructura con mayor facilidad.

Aunque se pueden obtener todos los datos y resultados relativos a este diseño de [4] y [8], es necesario mostrar los datos de partida para comprobar los cambios al aumentar el tamaño del array. Además, conviene definir ciertos parámetros, con el fin de tenerlos identificados para apartados posteriores de este documento; donde se les hará referencia.

Con este objetivo, se definen en las Figuras 3-6 y 3-7; y en la Tabla 3-2 algunas dimensiones y parámetros del modelo de referencia.

3. Desarrollo

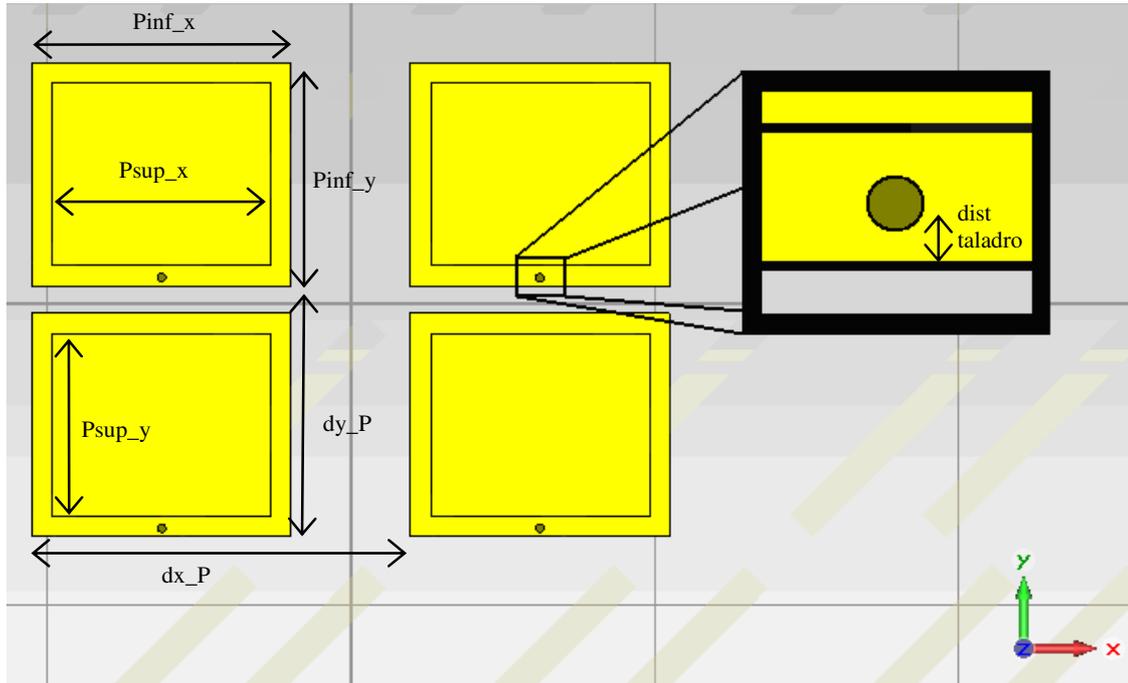


Figura 3-6. Parámetros de los parches en el modelo de referencia.

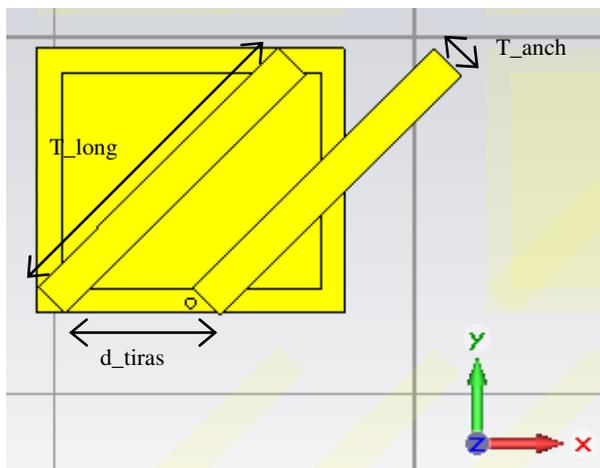


Figura 3-7. Parámetros de las tiras del polarizador en el modelo de referencia.

Parámetro	(mm)
P_{inf_x}	42.6
P_{inf_y}	37
$dist_taladro$	1.4
P_{sup_x}	35.8
P_{sup_y}	30.2
dx_P	62.1
dy_P	41.5
T_{long}	47
T_{anch}	5.3
D_{tiras}	21

Tabla 3-2. Dimensiones del modelo de referencia.

3. Desarrollo

Para mayor claridad se muestran también, en las Figuras 3-8 a 3-10, imágenes del modelo de referencia construido.

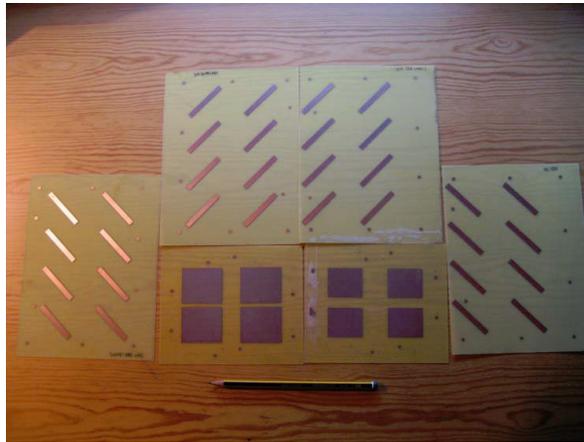


Figura 3-8. Piezas de dieléctrico con parches y tiras del polarizador [4].

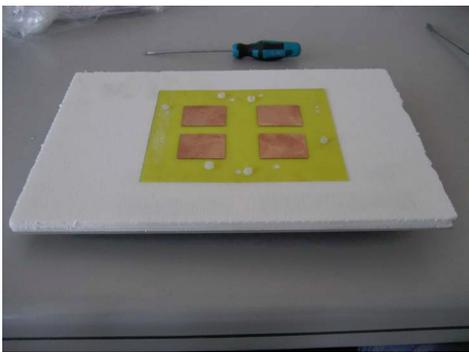


Figura 3-9. Array 2x2 Lineal [4].

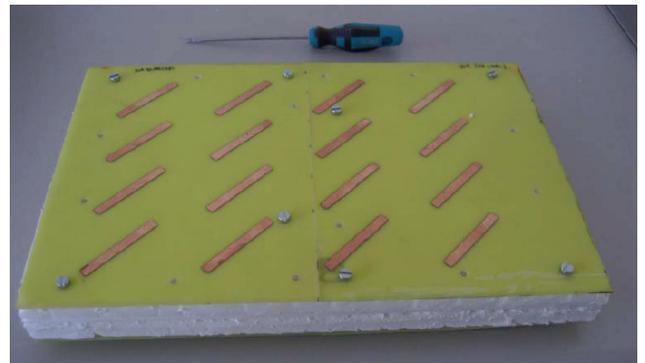


Figura 3-10. Array 2x2 con Polarizador [4].

Por último, estos son los resultados obtenidos para el modelo de referencia:
- Reflexión del array sin polarizador (Figura 3-11) y con polarizador (Figura 3-12):

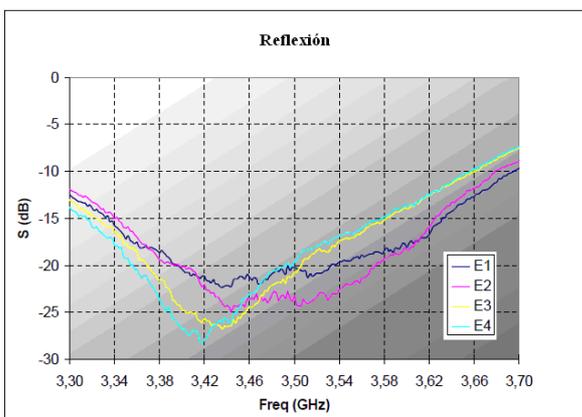


Figura 3-11. Reflexión de entrada a los parches sin polarizador[4].

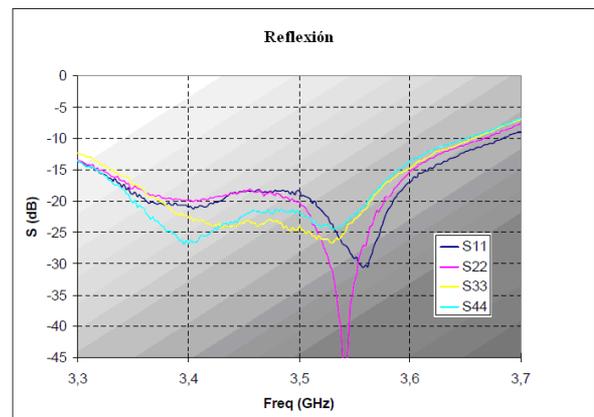


Figura 3-12. Reflexión de entrada a los parches con polarizador[4].

3. Desarrollo

- Relación Axial (Figura 3-13) en broadside ($\theta = 0^\circ$) de la antena con polarizador, simulación y medida para un único parche y para el array 2x2 completo:

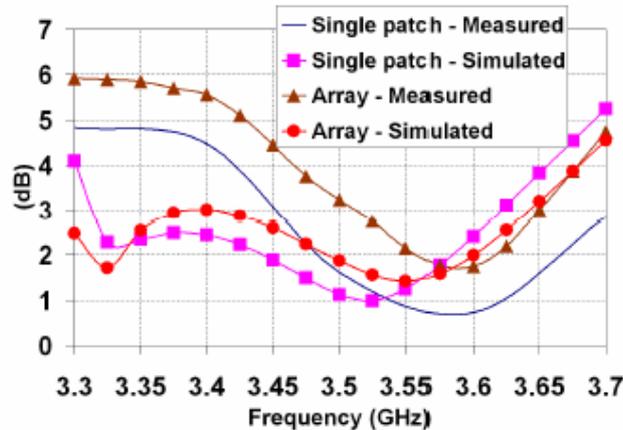


Figura 3-13. Relación Axial del modelo de referencia. Simulación contra medida para un único parche y array 2x2 [8].

Se observa en la Figura 3-13 que la relación axial está desplazada con respecto al centro de la banda de trabajo, correspondiente a 3.5 GHz. Esta característica de la antena será el punto principal de estudio a la hora de intentar optimizar el diseño de un array 8x8.

3.2.2 Diseño y simulación del array 8x8

Ya se ha indicado en los objetivos del proyecto que se pretende diseñar una antena con apuntamiento variable. Además, el sistema inteligente al que se pretende llegar, requerirá de lóbulos principales estrechos para realizar una buena discriminación de usuarios interferentes en el sistema WiMAX. El array 2x2 descrito en el modelo de referencia no proporciona lóbulos con un ancho de haz lo suficientemente estrecho. En la Figura 3-14 vemos una comparación de 4 array lineales con diferente nº de elementos; teniendo en todos los casos:

- alimentación uniforme,
- fase progresiva, 45° de diferencia entre un elemento y el siguiente.

Observamos que cuanto mayor es el nº de elementos, menor es el ancho de haz del lóbulo principal. Por este motivo, se procede al diseño de un array de elementos radiantes de mayor tamaño que el array 2x2 del modelo de referencia.

3. Desarrollo

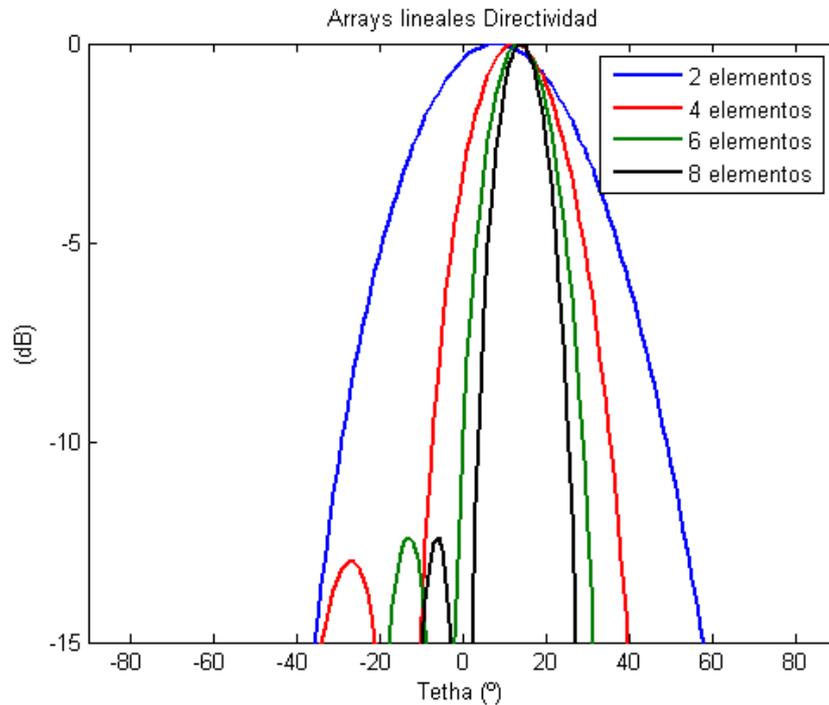


Figura 3-14. Comparación de la directividad para arrays lineales en función del n° de elementos (simulación).

La idea inicial era realizar un array de 6x6 elementos, pero dado que se van a utilizar en la red de alimentación matrices de Butler de 4 entradas y 4 salidas, y que la configuración de la celda base (subgrupo de elementos alimentado por la misma placa de RF) puede ser lineal (1x4 o 4x1) o cuadrada (2x2) (configuraciones mostradas en la Figura 3-15), se decidió cambiar el tamaño a un array 8x8 (Figura 3-15); lo que además proporcionará mayor rango de apuntamientos.

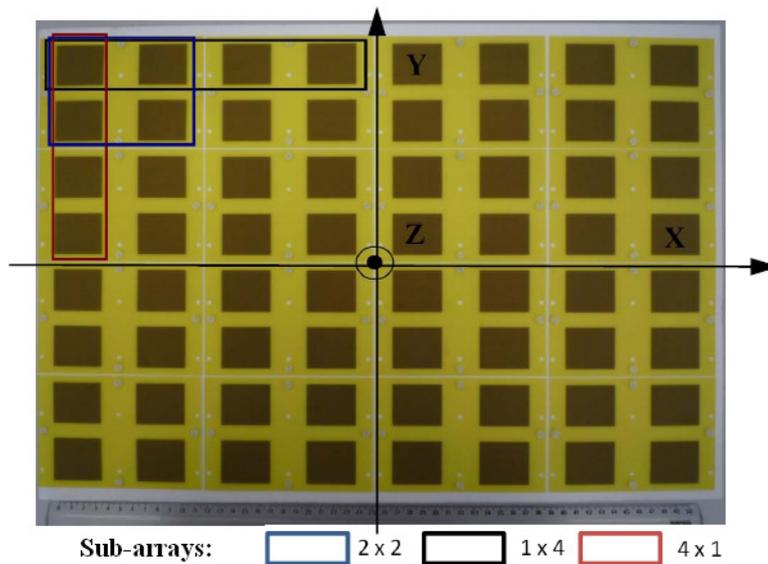


Figura 3-15. Array 8x8. Posibles configuraciones para las 4 salidas(celda base) de una placa de RF.

3. Desarrollo

El software de simulación con el que se empezó a trabajar para el diseño del array 8x8 fue el programa ENSEMBLE. El motivo principal es que las simulaciones realizadas para el modelo de referencia en [4] se realizaron con este software.

El primer problema surgido fue que el programa no consiguió simular un modelo de antena 8x8. Debido a las grandes dimensiones del diseño, la cantidad de memoria requerida al ordenador era excesiva y las simulaciones no llegaban a terminar.

En segundo lugar, las simulaciones con modelos grandes (4x4 y 6x6) necesitan mucho tiempo para terminar (varios días), por lo que un proceso de optimización del modelo con estos tamaños de diseño requeriría un tiempo excesivo.

Finalmente, se decidió por realizar la optimización con modelos de array de tamaño 2x4. Para comprobar los resultados obtenidos con ENSEMBLE en estas simulaciones se compararon los datos con otro software, el programa CST.

El software CST es algo más fiable en cuanto a sus resultados, pero también requiere más tiempo de simulación, por lo que sólo se utilizó para simular el modelo de array 8x8. Puesto que se empezó a trabajar con este programa después de la construcción del prototipo; únicamente se utilizarán las simulaciones para comparar los resultados con las medidas de reflexión de los puertos del array.

La Figura 3-16 muestra la reflexión de un elemento dentro del array con polarizador. Las simulaciones de los arrays 2x2, 2x4, 4x4 y 6x6 se han realizado con el programa ENSEMBLE, mientras que la simulación del array 8x8 se ha realizado con el software CST.

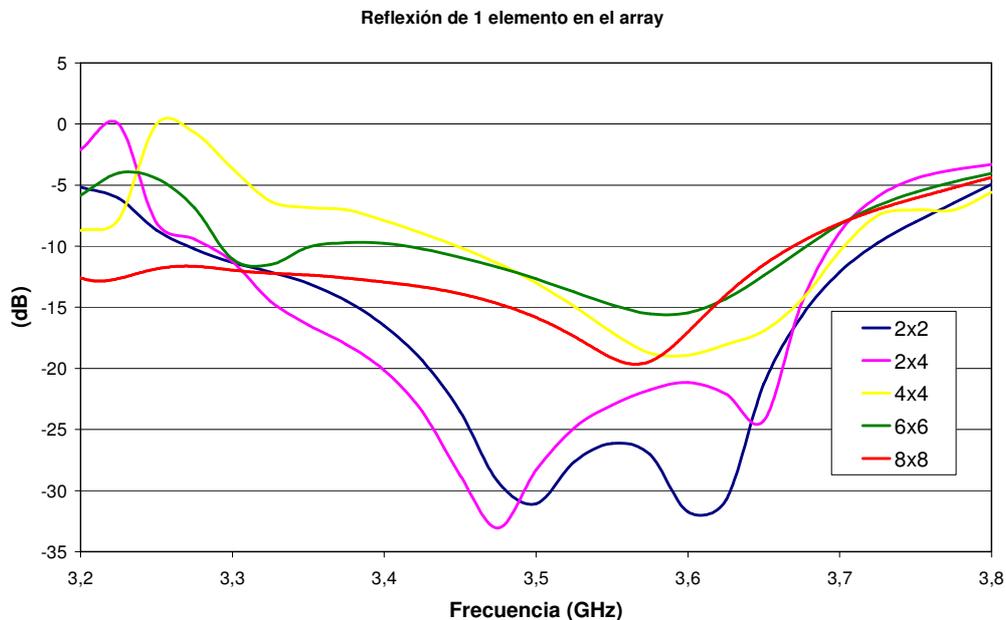


Figura 3-16. Reflexión de 1 elemento dentro de arrays de diferente tamaño (simulación).

3. Desarrollo

Como se puede comprobar en la Figura 3-17, los elementos que tienen un mayor nivel de acoplamiento son los de los que están orientados en la vertical con respecto al medido. Se entiende, por lo tanto, que la reflexión para el array 2x4 sea parecida a la del array 2x2, mientras que para tamaños más grandes empeore.

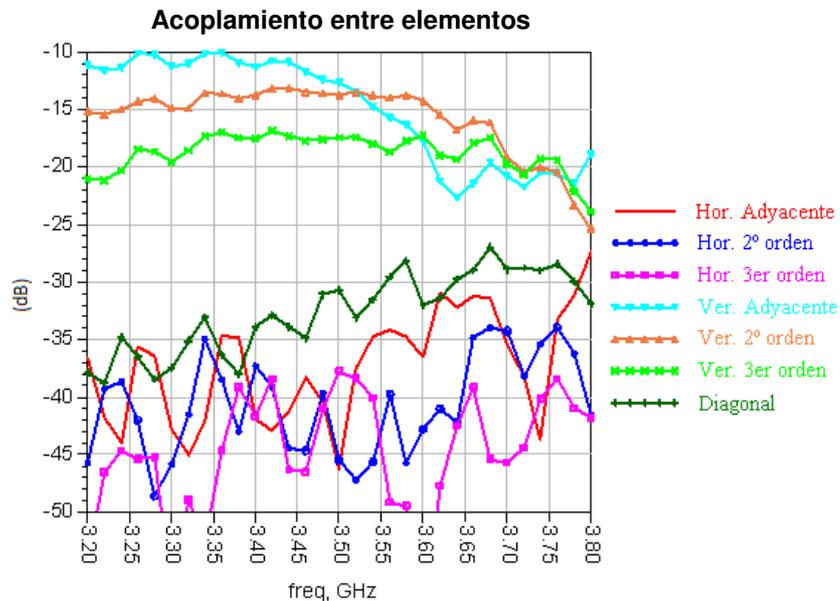


Figura 3-17 Nivel de acoplamiento entre elementos del array 8x8 (Medido).

3.2.3 Optimización de la relación axial

Como ya se ha mencionado, la optimización de la relación axial se ha realizado con el programa ENSEMBLE simulando modelos de array de tamaño 2x4. No se van a mostrar todos los resultados obtenidos durante el proceso de optimización, ya que son muchos los modelos simulados y los resultados no fueron positivos en la mayoría de los casos. En la Tabla 3-3 se expone una relación de los parámetros que se han modificado con el número aproximado de valores probados con cada uno de ellos.

Parámetro modificado	Nº aproximado de simulaciones
Tiras del polarizador (alrededor)	3
Separación d_y P entre parches	5
Anchura tiras polarizador	5
Longitud tiras polarizador	5
Distancia entre tiras d_{tiras}	3
Altura antena/polarizador ($H_{A/P}$)	11
Altura polarizador (H_{Pol})	16
Tamaño array	4
Total (combinaciones)	58

Tabla 3-3. Optimización de la RA. Parámetros modificados y número aproximado de simulaciones.

3. Desarrollo

Entre los casos estudiados, es necesario resaltar dos parámetros: el número de tiras del polarizador y la altura del polarizador. En el primer caso, las simulaciones y los resultados obtenidos son necesarios al considerar la construcción del prototipo; en el segundo, para la optimización de la Relación Axial.

3.2.3.1 Tiras del polarizador

Se han estudiado 3 casos al modificar este parámetro del polarizador:

- mismo nº de tiras que de parches

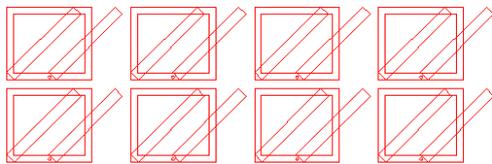


Figura 3-18. Modelo simulado en Ensemble. Polarizador Justo.

- una fila alrededor

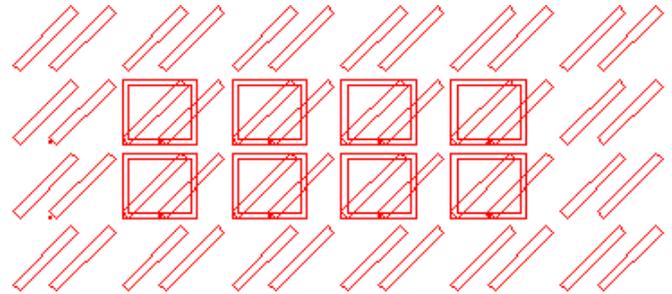


Figura 3-19. Modelo simulado en Ensemble. Polarizador +1.

- dos filas alrededor

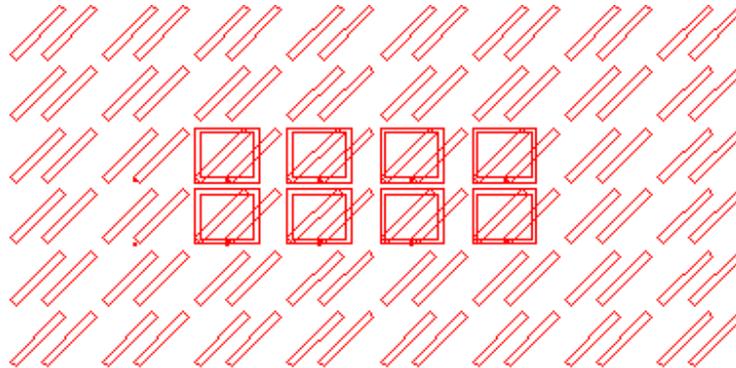


Figura 3-20. Modelo simulado en Ensemble. Polarizador +2.

El modelo original, del cual se ha partido, correspondería a la opción con una fila de tiras alrededor de los parches (Polarizador +1) para un array 2x2. Se han de considerar las otras dos opciones, con vistas a la construcción del prototipo; ya que no se plantea la opción de construir cada capa de parches y tiras en una única pieza, sino en piezas más pequeñas e iguales entre sí, como se verá en la Figura 3-28 del apartado 3.2.4 relativo al montaje y medidas de la antena.

3. Desarrollo

Las simulaciones correspondientes al estudio de esta característica del polarizador se han realizado conservando para el resto de parámetros los valores del modelo de referencia, tanto de la antena como del polarizador,. Los resultados obtenidos para estos tres modelos se muestran en las Figuras 3-21 a 3-23.

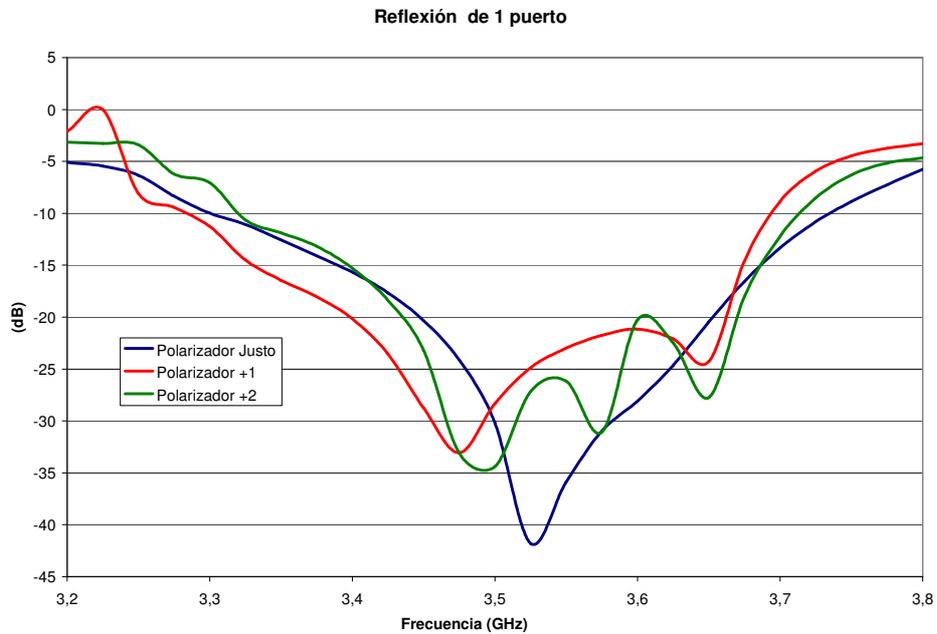


Figura 3-21. Reflexión modelos 2x4. Variación del número de tiras (Simulación).

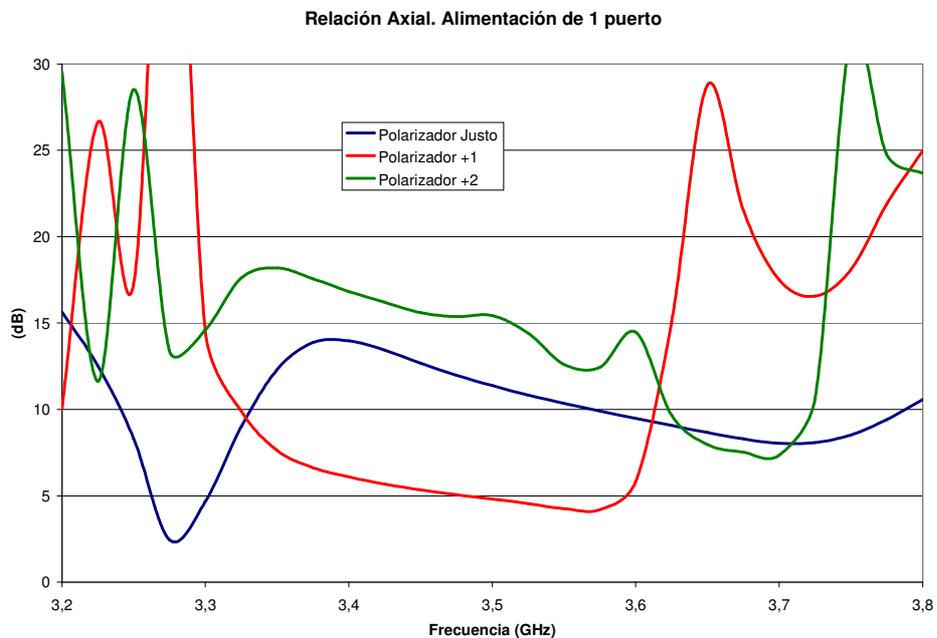


Figura 3-22. Relación Axial con alimentación de 1 puerto. Variación del n° de tiras (Simulación).

3. Desarrollo

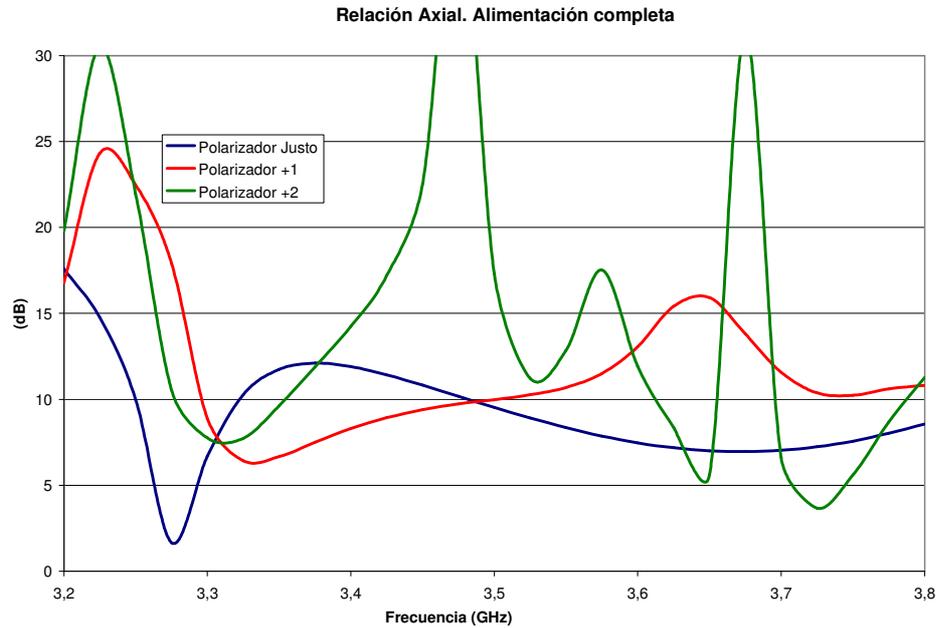


Figura 3-23. Relación Axial con alimentación de los 8 puertos. Variación del n° de tiras (Simulación).

Viendo los resultados, la opción Polarizador +1 (equivalente al modelo de referencia) es la óptima. Sin embargo, para la construcción del prototipo, conviene utilizar el modelo de Polarizador Justo en comparación con Polarizador +2; y los resultados de las simulaciones indican que la pérdida de ancho de banda en reflexión con respecto al modelo óptimo es mínima.

3.2.3.2 Altura del polarizador

Otro parámetro relevante en la optimización de la Relación Axial ha sido la altura del polarizador, es decir el parámetro **H_POL** definido en la Figura 3-4 y la Tabla 3. Se trata de la distancia entre la capa de tiras inferiores y la capa de tiras superiores. Se han simulado modelos utilizando las dimensiones originales para un array 2x4 pero utilizando la estructura de Polarizador Justo definida en el apartado anterior. En la Figura 3-24 se muestran los resultados de las simulaciones variando este parámetro entre 20mm y 35 mm. El caso $H_POL = 27\text{mm}$ corresponde al diseño original.

3. Desarrollo

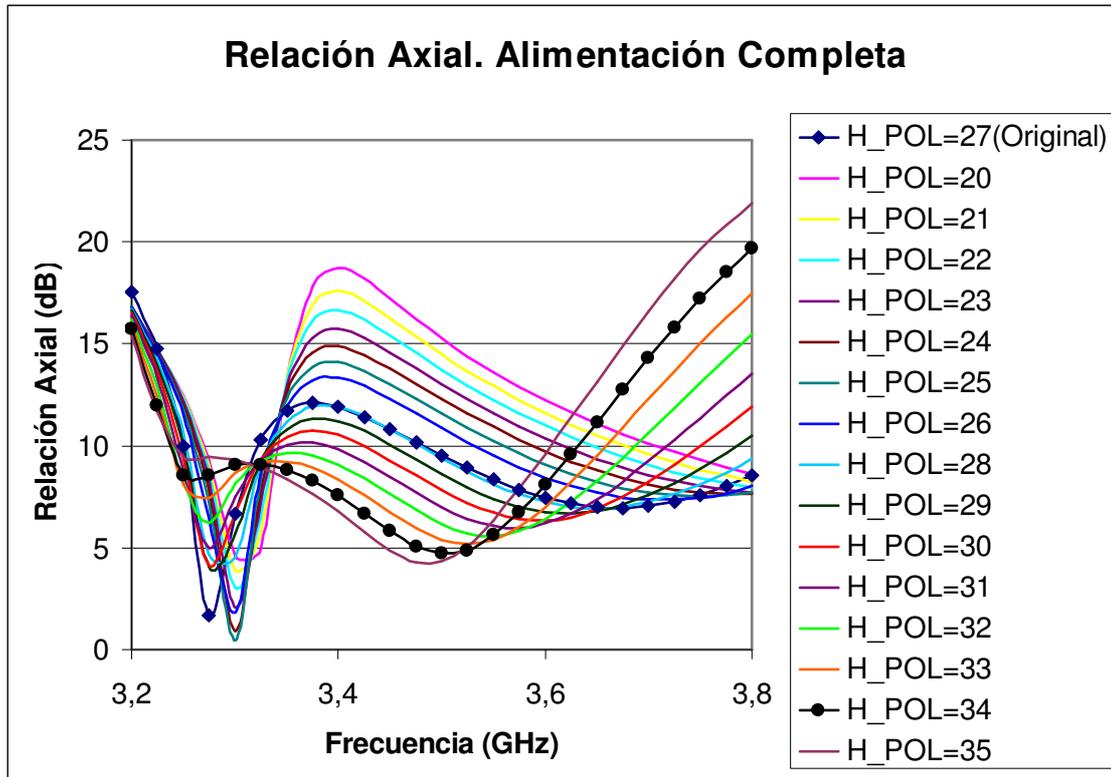


Figura 3-24. Relación Axial con alimentación de los 8 puertos. Variación de la altura del polarizador.

Puesto que el objetivo principal es centrar la Relación Axial en banda, la optimización indica que se debe cambiar la altura del polarizador de 27mm a 34mm entre las tiras inferiores y las superiores.

3.2.4 Montaje del array 8x8

Tras la etapa de simulación, con los resultados obtenidos, se enviaron los planos a un taller externo para la fabricación del plano reflector y de las piezas de sustrato con los parches y las tiras del polarizador.

El plano reflector (Figura 3-25) es una plancha de aluminio de 3mm de grosor. En ella se sujetan los conectores de tipo coaxial que sirven para alimentar los parches. Además se han incluido 6 bloques de sujeción que servirán para colocar la antena en la cámara anecoica de la UPM cuando se realicen las medidas.

3. Desarrollo

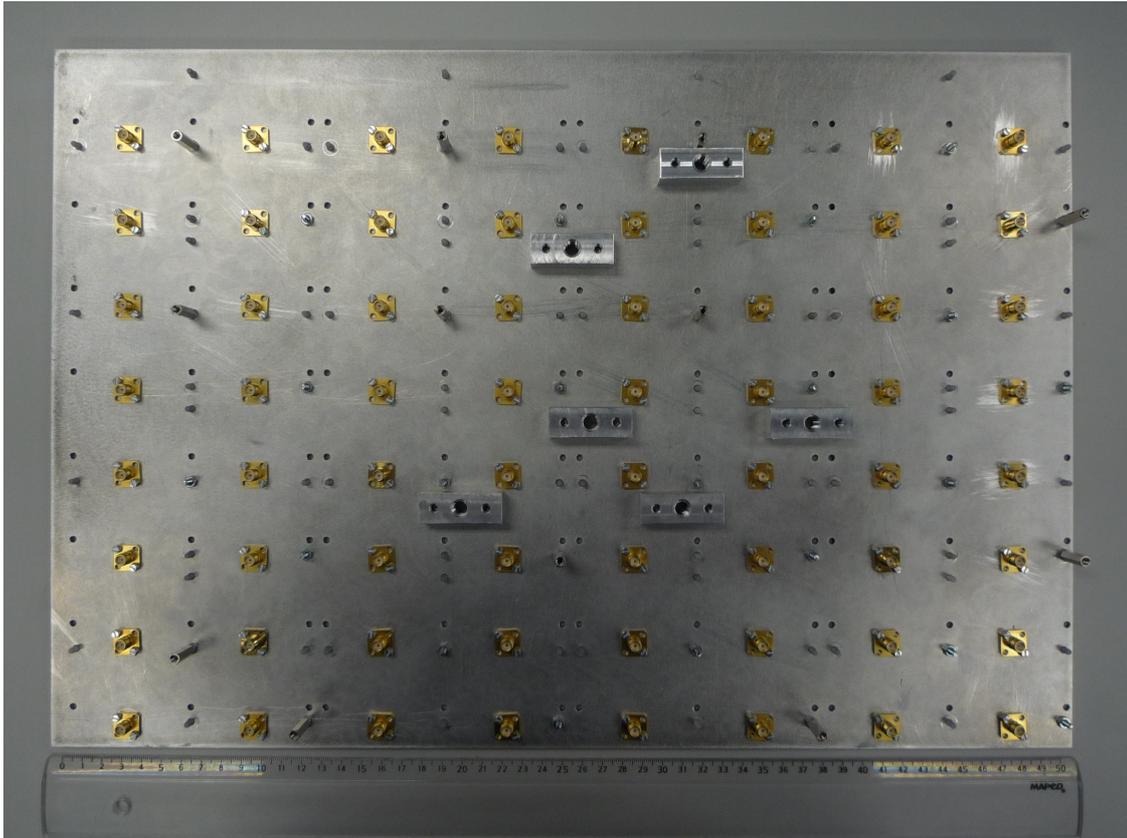


Figura 3-25. Vista inferior del plano reflector. Conectores y bloques de sujeción.

Los conectores de tipo coaxial Serie SMA (Figura 3-26) van atornillados al plano reflector. El dieléctrico está cortado a ras del plano reflector, mientras que el alma va cortada al mismo nivel que la parte superior de los parches inferiores, donde se unen a éstos mediante soldadura con estaño (Figura 3-27).

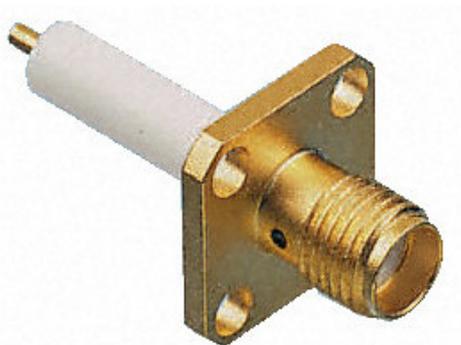


Figura 3-26. Conector coaxial, Serie SMA.

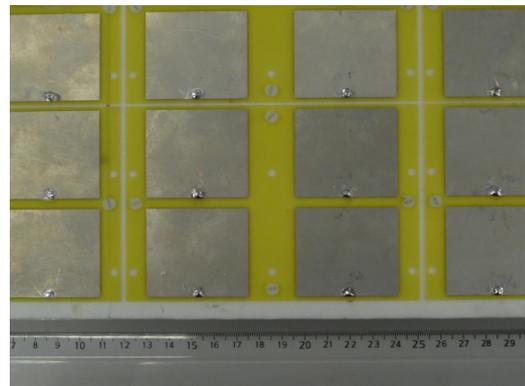
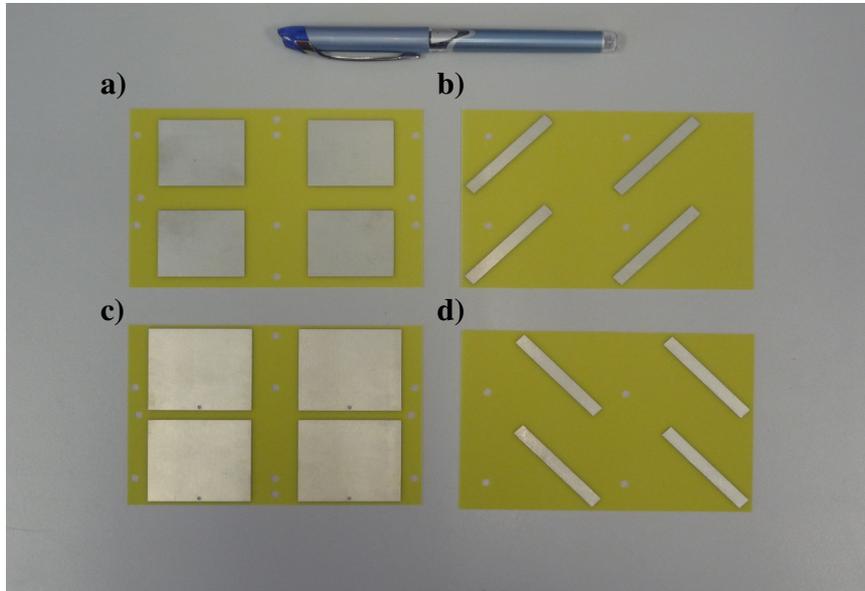


Figura 3-27. Parches inferiores con el alma de los conectores soldada.

3. Desarrollo

Las piezas de sustrato con parches y tiras del polarizador (Figura 3-28) están construidas en grupos de 2x2 elementos en cada capa.



**Figura 3-28. Planchas de cobre. a) Parches superiores b) Tiras superiores
c) Parches inferiores d) Tiras inferiores**

Todas las piezas de sustrato, 16 por cada capa, se sujetan mediante tornillos de nylon. Entre las capas se utilizan planchas de material rohacell para rellenar el volumen correspondiente al aire como se especifica en la Tabla 3-1. A continuación se muestran 2 imágenes del array 8x8 montado en configuración de polarización lineal (Figura 3-29) y en configuración de polarización circular (Figura 3-30); es decir, con el polarizador externo.

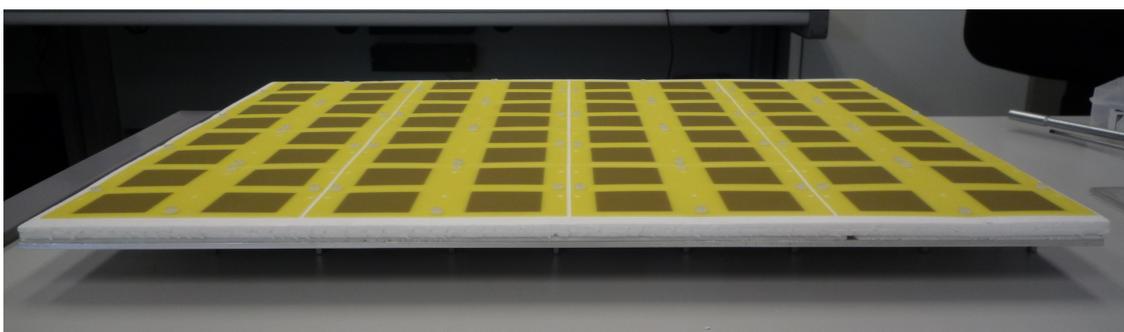


Figura 3-29. Array 8x8 con polarización lineal.

3. Desarrollo

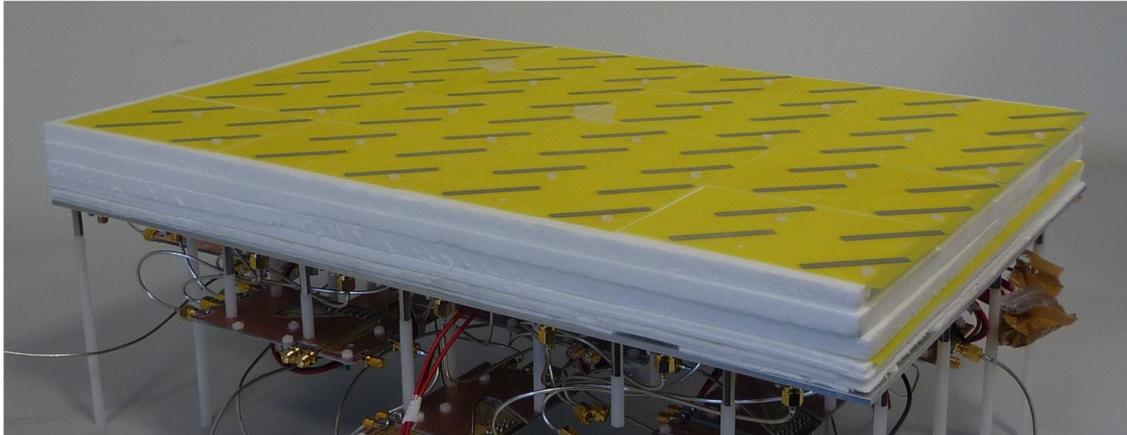


Figura 3-30. Array 8x8 con polarización circular.

3.2.5 Medidas del array 8x8

En la Escuela Politécnica Superior de la UAM únicamente se pueden realizar las medidas de reflexión de los puertos de la antena utilizando diferentes configuraciones. La medida de la Relación Axial se ha llevado a cabo en la cámara anecoica de la Universidad Politécnica de Madrid.

Para intentar optimizar el ancho de banda en reflexión de la antena se han realizado medidas de un parche del array, con el resto de los conectores cargados. Aunque el resto de parches no estén alimentados, su presencia altera la reflexión del parche medido mediante el acoplo (Figura 3-17) que se produce entre ellos. Los parámetros que han estudiado en esta fase son la altura entre parches y la altura entre la antena y el polarizador.

3.2.5.1 Altura entre parches

El primer parámetro sobre el que se han realizado diferentes variaciones es la separación entre los parches inferiores y los superiores. Además de realizar la comparación entre el grupo de medidas, se analizará la diferencia con los valores obtenidos en el diseño original de array 2x2 de [4]. En la Figura 3-31 se muestran los resultados obtenidos:

3. Desarrollo

Reflexión. Separación entre parches.

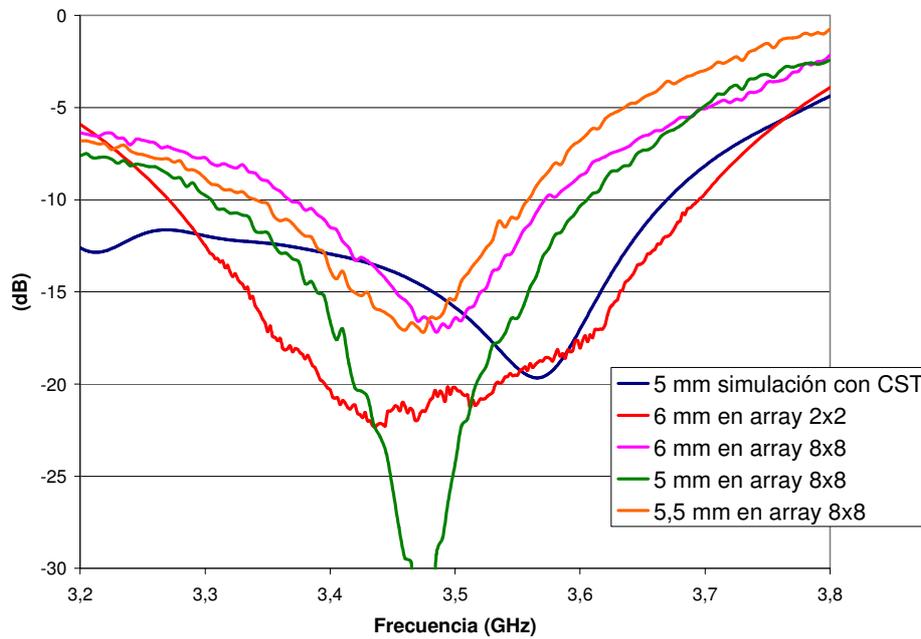


Figura 3-31. Reflexión de entrada a los puertos del array. Variación de altura entre parches. Medidas y simulación de CST

Se observa en la figura anterior las pérdidas en reflexión que produce la presencia de más parches mediante el acoplo (diferencia entre la gráfica 6 mm en array 2x2 y la gráfica 6 mm en array 8x8).

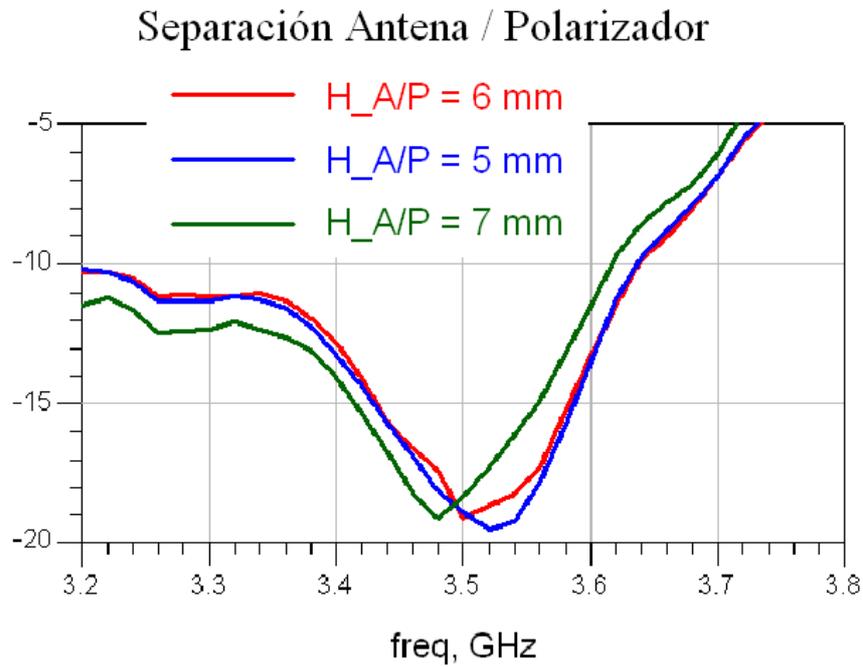
Con los datos obtenidos de las medidas anteriores, se elige para el array 8x8 el modelo con 5mm entre parches. Esto implica que la capa de rohacell es de 5mm y los parches superiores van bocabajo.

También se puede observar que los datos obtenidos con el software CST parecen tener una desviación de la banda óptima de trabajo hacia frecuencias más altas con respecto a los datos medidos.

3.2.5.2 Altura antena / polarizador

El siguiente parámetro sobre el que se han realizado modificaciones para optimizar el ancho de banda en reflexión es la altura entre la antena y el polarizador. Los resultados se muestran en la Figura 3-32.

3. Desarrollo



**Figura 3-32. Reflexión de entrada a los puertos del array.
Variación de la altura entre la antena y el polarizador.**

Viendo los resultados obtenidos, la configuración con 7 mm de altura entre antena y polarizador se descarta porque se pierde ancho de banda. Entre las otras dos configuraciones se elige la altura $H_{A/P} = 6\text{ mm}$ por estar un poco más centrada en banda de trabajo que la de 5 mm de separación.

3. Desarrollo

3.3 Divisor de Potencia

En el prototipo se utiliza un divisor de potencia 1 a 16 para conectar todas las placas de alimentación, cada una de ellas con 4 salidas, proporcionando potencia así a los 64 parches del array.

Se ha elegido utilizar para el divisor el modelo Wilkinson (Figura 3-33). Este diseño tiene la particularidad de que todas sus puertas están adaptadas. De esta manera, las posibles reflexiones que provienen de las salidas se disipan en la resistencia. Esta característica es especialmente útil al considerar la utilización del prototipo en modo de RX.

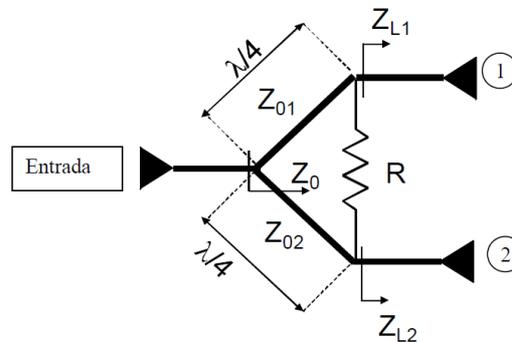


Figura 3-33. Modelo de divisor de potencia Wilkinson.

Si la potencia de las salidas se denomina P_1 y P_2 , se define la relación de tensión K entre ellas como $K = \sqrt{P_2/P_1}$. El valor de la resistencia R y la impedancia de las secciones transformadoras $\lambda/4$ se calculan a partir de K y Z_0 , impedancia a la entrada del divisor:

$$R = \frac{1 + K^2}{K} Z_0 \quad (3.1)$$

$$Z_{01} = K \sqrt{R \cdot Z_0} \quad (3.2)$$

$$Z_{02} = \frac{1}{K} \sqrt{R \cdot Z_0} \quad (3.3)$$

En nuestro caso se trata de un divisor equilibrado, ambas salidas reciben la misma potencia, por lo que los valores obtenidos son, para $Z_0 = 50\Omega$, $R = 100\Omega$ y $Z_{01} = Z_{02} = \sqrt{2} \cdot Z_0$.

3.3.1 Diseño

El proceso de optimización se ha realizado mediante la herramienta de diseño y análisis de circuitos ADS; aunque el diseño gráfico (utilizado para optimización del tamaño del circuito) se ha usado el programa AutoCAD 2005.

3. Desarrollo

Los diseños implementados mediante AutoCAD se exportan al programa de análisis. La optimización se ha realizado teniendo como parámetro principal la reflexión del puerto de entrada, ya que la importancia de la reflexión en los puertos de salida se minimiza mediante las resistencias, como se ha explicado antes.

3.3.1.1 Wilkinson 1a2

Para diseñar el divisor de potencia 1a16, primero se implementa un divisor de potencia 1a2 (Figura 3-34). De esta manera es más fácil optimizar la reflexión de entrada del circuito.

Tras el proceso de optimización mediante simulaciones ha sido necesario un segundo proceso de optimización mediante los datos medidos en circuitos construidos (Figura 3-35). Una vez llegado al diseño óptimo obtenemos la siguiente configuración:

Dimensiones de la línea $\lambda/4$	
longitud $\lambda/4$	15.04 mm
anchura $\lambda/4$	0.605 mm

Tabla 3-4. Wilkinson 1a2. Parámetros de diseño.

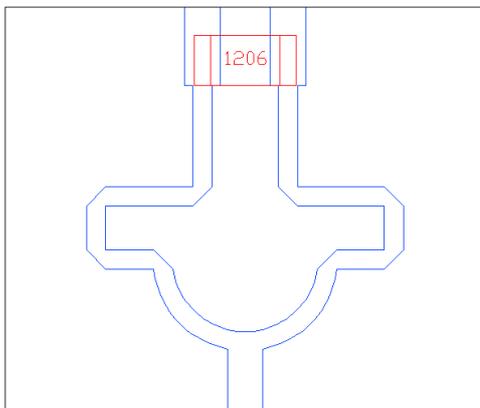


Figura 3-34. Wilkinson 1a2. Diseño en AutoCAD.

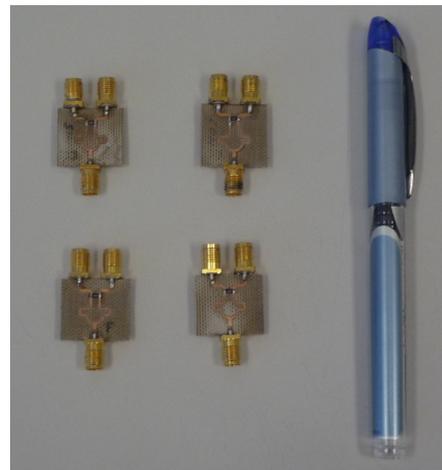


Figura 3-35. Wilkinson 1a2. Modelos implementados durante la optimización.

En las Figuras 3-36 a 3-38 se pueden observar las medidas de reflexión en el puerto de entrada, acoplamiento entre las salidas y transmisión entrada-salida del modelo Wilkinson 1a2 definitivo.

3. Desarrollo

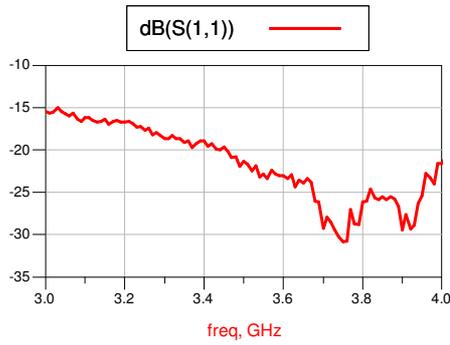


Figura 3-36. Wilkinson 1a2. Reflexión de entrada (Medida).

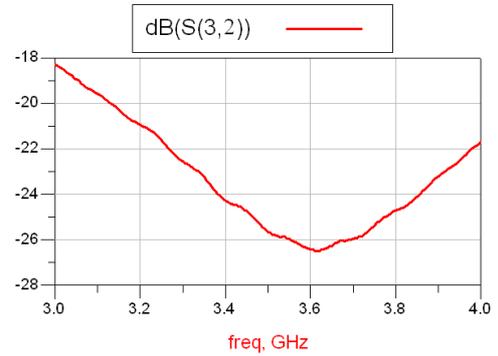


Figura 3-37. Wilkinson 1a2. Acoplamiento en salida 1 y salida 2 (Medida).

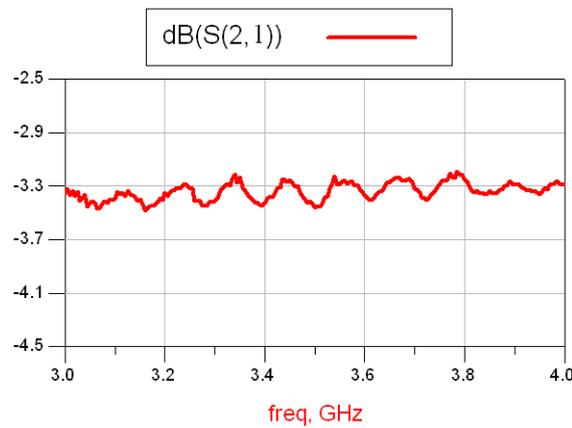


Figura 3-38. Wilkinson 1a2. Transmisión entrada/salida (Medida).

También se han calculado las pérdidas que se producen en el circuito aplicando la fórmula (3.4). Los resultados se pueden observar en la Figura 3-39.

$$P_{W_{1a2}} = -10 * \log_{10} \left(\sum_{i=0}^2 |s_{i0}|^2 \right) \quad (3.4)$$

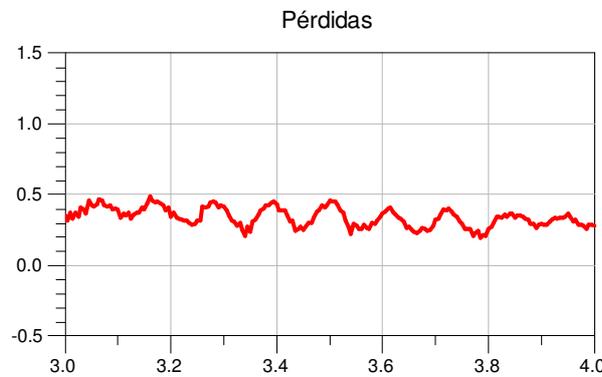


Figura 3-39 Wilkinson 1a2. Pérdidas del circuito (Medida).

3. Desarrollo

Tras este segundo proceso de optimización, se ha procedido a simular un divisor wilkinson 1a16. Este proceso consiste en diseñar un circuito formado por cajas negras que reproducen, mediante sus parámetros S , el circuito wilkinson 1a2 real medido.

3.3.1.2 Wilkinson 1a16

Como se ha indicado anteriormente, una vez optimizado el circuito divisor de potencia de una entrada y dos salidas, el diseño del divisor wilkinson 1a16 (Figura 3-40) consiste básicamente en la réplica de dicho circuito.

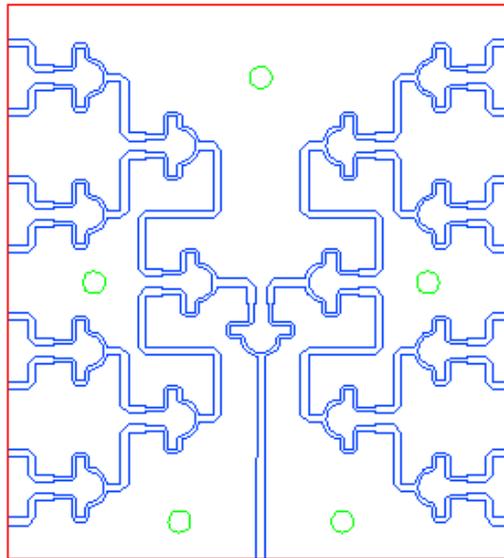


Figura 3-40. Wilkinson 1a16. Diseño en AutoCAD.

Con el diseño anterior se puede pasar a construir el modelo en el taller de la EPS en la UAM (Figura 3-41).

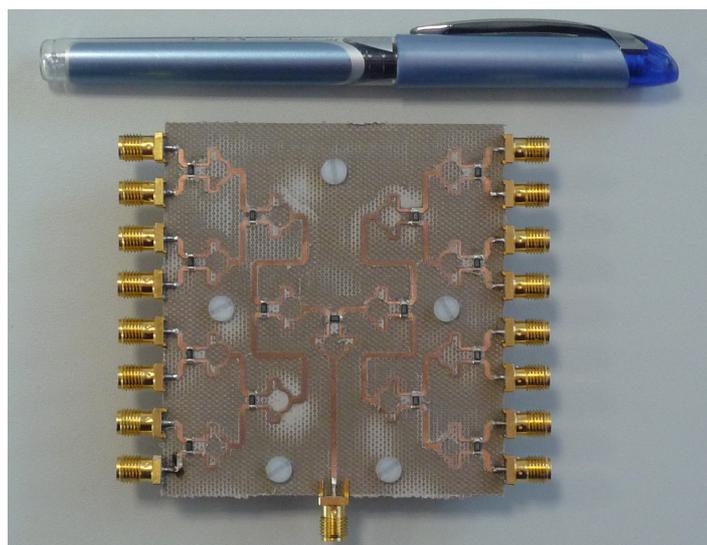


Figura 3-41. Circuito divisor de potencia Wilkinson 1a16.

3. Desarrollo

3.3.2 Medidas

Como se observa en las medidas mostradas (Figuras 3-42 a 3-45), se ha diseñado y construido un divisor de potencia de 1 entrada y 16 salidas con un comportamiento óptimo en la banda de trabajo. La reflexión de entrada en los puertos se encuentra por debajo de los -25 dB y las pérdidas del circuito son mínimas.

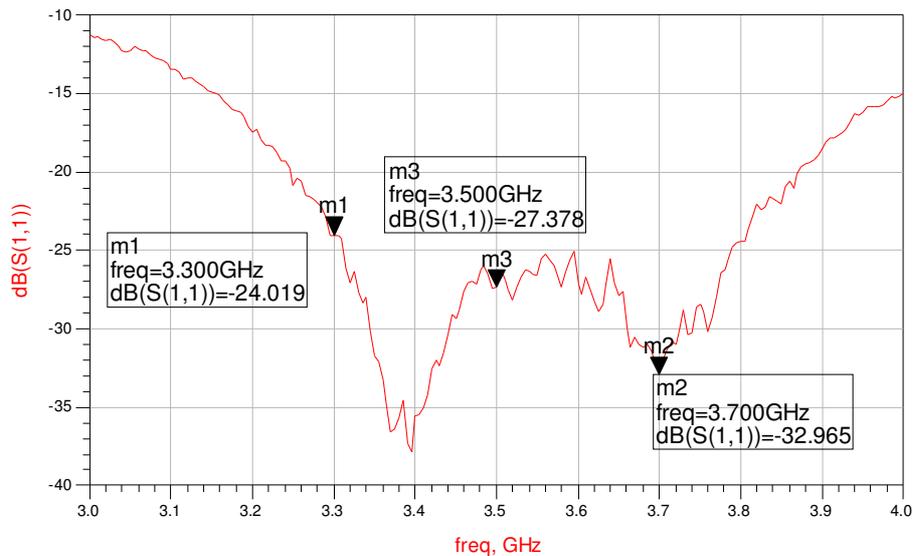


Figura 3-42. Wilkinson 1a16. Reflexión de entrada (Medida).

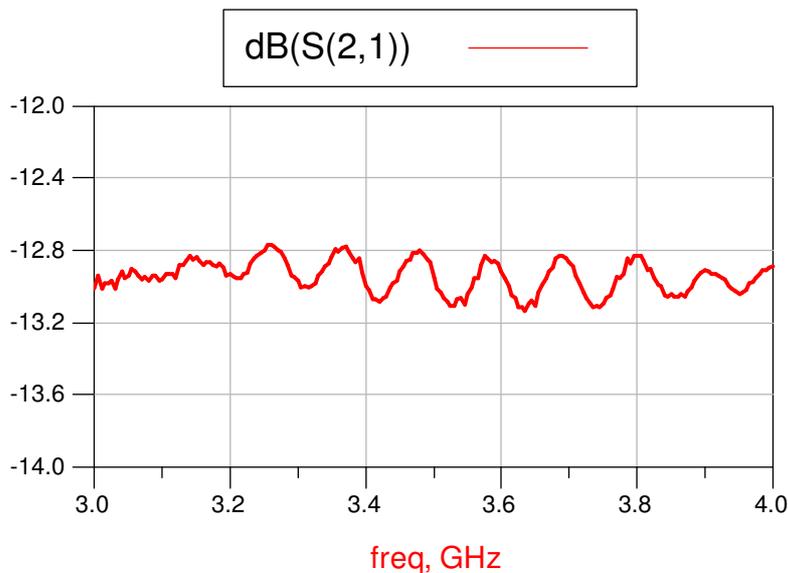


Figura 3-43. Wilkinson 1a16. Transmisión entrada/salida (Medida).

3. Desarrollo

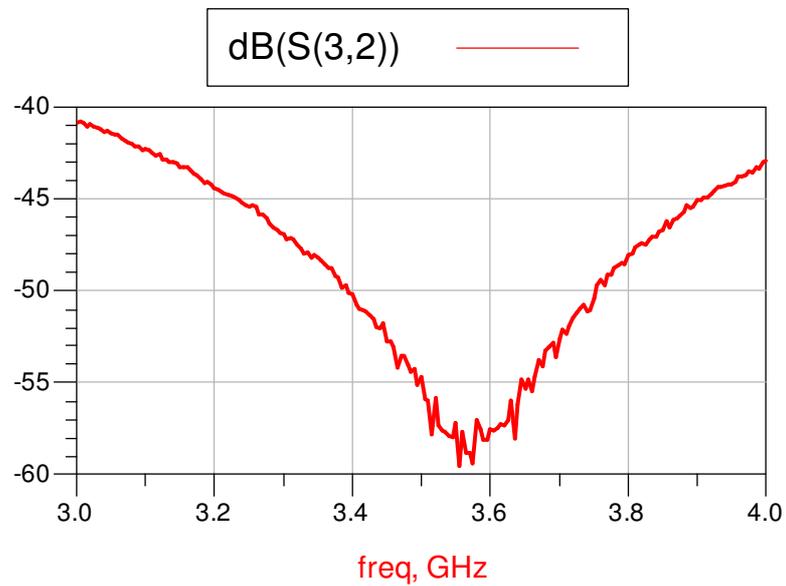


Figura 3-44. Wilkinson 1a16. Nivel de acoplamiento entre salidas (Medida).

Al igual en con el Wilkinson 1a2, volvemos a calcular las pérdidas que sufre el circuito:

$$P_{W_{1a2}} = -10 * \log_{10} \left(\sum_{i=0}^{16} |s_{i0}|^2 \right) \quad (3.5)$$

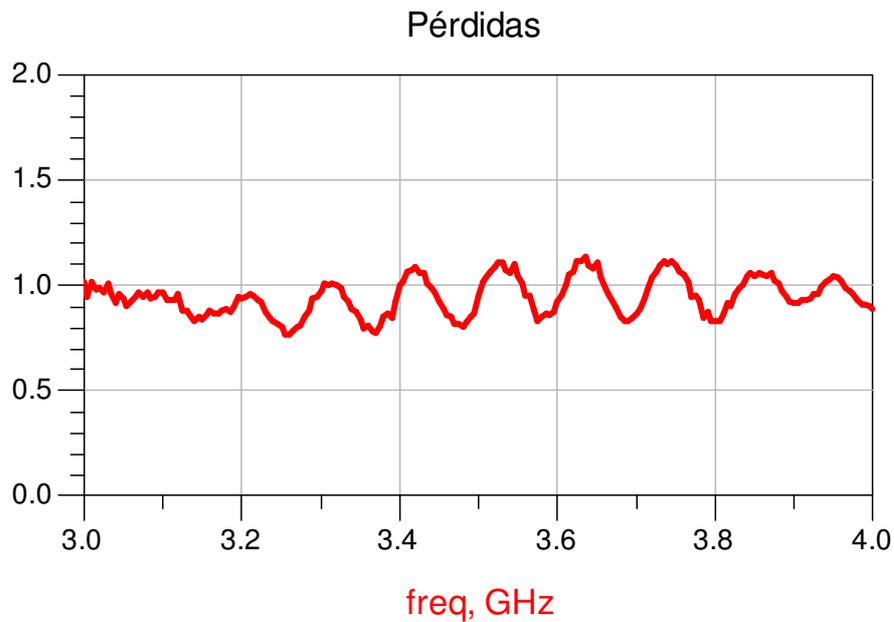
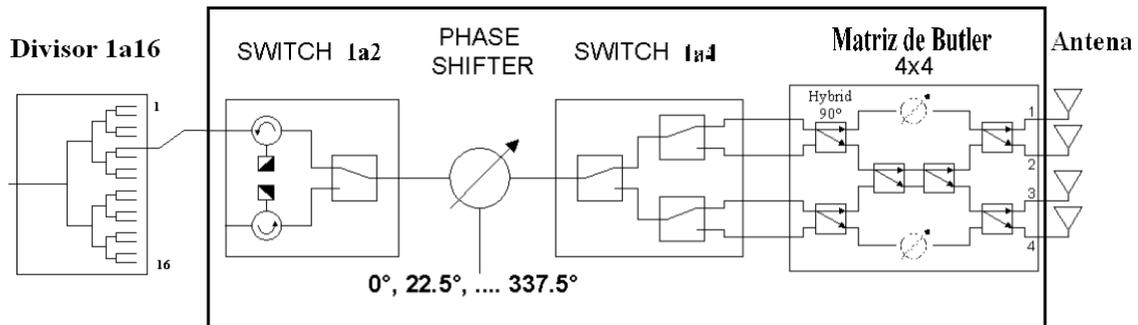


Figura 3-45 Wilkinson 1a16. Pérdidas del circuito (Medida).

3.4 Placas de RF

Las placas de RF incluyen gran parte del esquema del prototipo. Integran, dentro del esquema global, desde el switch 1 a 2 de TX/RX hasta la matriz de Butler. Así queda indicado en el esquema de la estructura global (Figura 3-46):



Placa RF

Figura 3-46. Placa de RF en el esquema global.

El cometido de la placa de RF es múltiple:

- En primer lugar, el switch 1a2 selecciona entre la conexión de transmisión y la de recepción. En el prototipo, sin embargo, esta función no es requerida, ya que las 16 placas se conectan a un único divisor con el objetivo de poder realizar las medidas.

- El desfasador digital de 4 bits proporciona un diferencia de fase entre los subgrupos de elementos radiantes, o celdas base, a los que alimenta cada una de las placas de RF.

- El switch 1a4 selecciona cada una de las entradas (o salidas en el caso de utilizar el estado de recepción) de la matriz de Butler, pudiendo elegir entre los diferentes desfases progresivos que proporciona la matriz.

- La matriz de Butler permite trabajar con subgrupos de 4 elementos radiantes y genera desfases en cada uno de ellos. De este modo se divide la cantidad de circuitos desfasadores digitales entre 4, lo cual es una ventaja económica considerable, ya que éste es uno de los elementos más caros del circuito.

El diseño original de la placa está obtenido de [5]. A partir de los datos de desfase de la placa que proporciona la matriz de Butler (Tabla 2-2), es necesario realizar un estudio de los rangos de apuntamiento que se pueden obtener.

3. Desarrollo

3.4.1 Estudio de apuntamientos

Con el diseño inicial de la placa de RF y de la matriz de Butler se puede optar por varios formatos de celda base, 1x4, 4x1 y 2x2 (Figura 3-47). Cada uno de ellos proporcionará un rango diferente de apuntamientos en función de los lóbulos secundarios que generen.

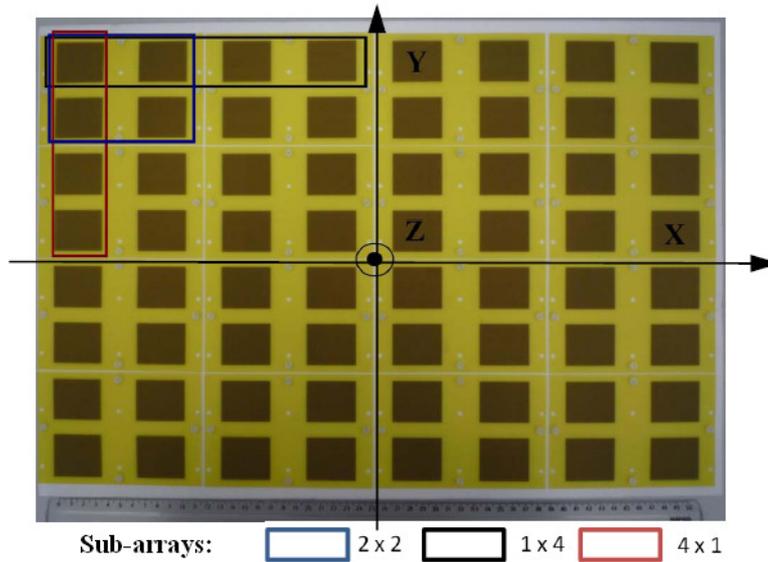


Figura 3-47. Posibles configuraciones para las 4 salidas de una placa de RF.

Se ha realizado un estudio representativo de los posibles apuntamientos para cada configuración, seleccionando varios cortes del plano Phi, teniendo en cuenta la simetría de la antena y los desfases progresivos de la matriz de Butler lineal (explicada en el apartado 2.4).

Config	Cobertura en ángulo Tetha (°)		
	1x4	4x1	2x2
Phi=0° (SLL < lóbulo principal)	2,5° - 16,5° U 21° - 37°	0° - 43°	0,5° - 42°
Phi=90° (SLL < lóbulo principal)	0° - 78,5°	3,5° - 24° U 31° - 60°	2° - 45°
Phi=0° (SLL < -8 dB)	8° - 11,5°	0° - 20°	0,5° - 17°
Phi=90° (SLL < -8 dB)	0° - 60,5°	9° - 17° U 39,5° - 50°	2° - 37°

Tabla 3-5. Estudio de apuntamientos para matriz de Butler lineal.

Las dos primeras filas de la tabla indican el rango de valores del ángulo Tetha para cada corte Phi que se obtienen con cada configuración utilizando el desfasador digital, de manera que un aumento del desfase progresivo lineal implica un aumento del ángulo Tetha. Esto significa que, a partir de cierto desfase entre celdas base, el lóbulo principal disminuye en favor de un lóbulo secundario (que pasaría a ser el principal); sin embargo, éste último no mantiene la progresión del ángulo de apuntamiento.

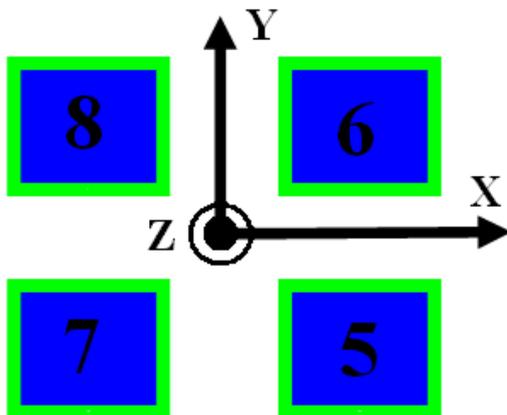
3. Desarrollo

Las dos últimas filas indican el rango, dentro del anterior, en el que se consiguen lóbulos secundarios por debajo de 8 dB con respecto al nivel del lóbulo principal.

Es importante destacar un aspecto de los valores de la columna correspondiente a la configuración 2x2. Mientras que en las configuraciones lineales, 1x4 y 4x1, los rangos proporcionados son válidos para los 4 cuadrantes del espacio de cobertura ($-180^\circ < \phi \leq 180^\circ$ y $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$), los rangos indicados en la configuración 2x2 son únicamente válidos en 2 de los 4 cuadrantes, ya que los valores obtenidos con los estados de $\pm 45^\circ$ (mostrados en la Tabla 3-6) no son los mismos rangos que se obtienen con los estados de la matriz $\pm 135^\circ$; que son peores (no hay apuntamientos cerca de $\theta = 0^\circ$ y los lóbulos secundarios son mayores).

	5	7	6	8	α (desfases progresivos)
1R	0°	-45°	-90°	-135°	-45°
2L	-90°	45°	-180°	-45°	135°
2R	-45°	-180°	45°	-90°	-135°
1L	-135°	-90°	-45°	0°	45°

Tabla 3-6. Fases relativas entre las salidas para cada estado de la matriz de Butler.



	Apuntamiento
1R	$90^\circ < \Phi < 180^\circ$
2L	$0^\circ < \Phi < 90^\circ$
2R	$-180^\circ < \Phi < -90^\circ$
1L	$-90^\circ < \Phi < 0^\circ$

Tabla 3-7. Cuadrante de apuntamiento para cada entrada de la matriz de Butler en configuración 2x2.

Figura 3-48. Conexión de la matriz de butler con los elementos radiantes en configuración 2x2 (Según la Figura 2-23).

A continuación se muestran en las figuras 3-49 a 3-59 algunos cortes en planos Phi de los ejemplos de apuntamientos más representativos en cada configuración de sub-array de elementos. En cada configuración se muestran apuntamientos cercanos a $\Phi = 0^\circ$ con cortes en dicho plano, apuntamientos cercanos a $\Phi = 90^\circ$ con cortes en el plano correspondiente y apuntamientos en un plano intermedio, buscando el corte Phi que más se aproxime al ángulo de apuntamiento máximo. El caso de la configuración 2x2 requiere, como se ha dicho antes, un tratamiento especial; ya que las entradas 2L y 2R, con desfases progresivos de $\pm 135^\circ$ entre las salidas, no proporcionan el mismo rango de apuntamientos ni el mismo nivel de lóbulos laterales (SLL, en inglés) que las entradas con desfases de $\pm 45^\circ$ entre salidas.

3. Desarrollo

Las configuraciones lineales serían útiles usando principalmente los estados de $\pm 45^\circ$ de la matriz de Butler, mientras que los estados $\pm 135^\circ$ solo podrían utilizarse para apuntamientos a Tetha grande ($> 25^\circ$ aproximadamente), aunque se obtendrían diagramas de radiación con altos SLL. En la dirección en que no se utiliza la matriz de Butler los apuntamientos se obtendrían mediante los desfasadores digitales, por lo que los desfases entre elementos serían completamente progresivos y tendríamos un menor SLL.

Es necesario aclarar que en la leyenda de cada gráfica, alphaX y alphaY indica el desfase entre celdas base en cada eje. Si uno de los dos parámetros está omitido, indica que su valor es 0° para todas las gráficas de la figura.

3.4.1.1 Configuración 1x4

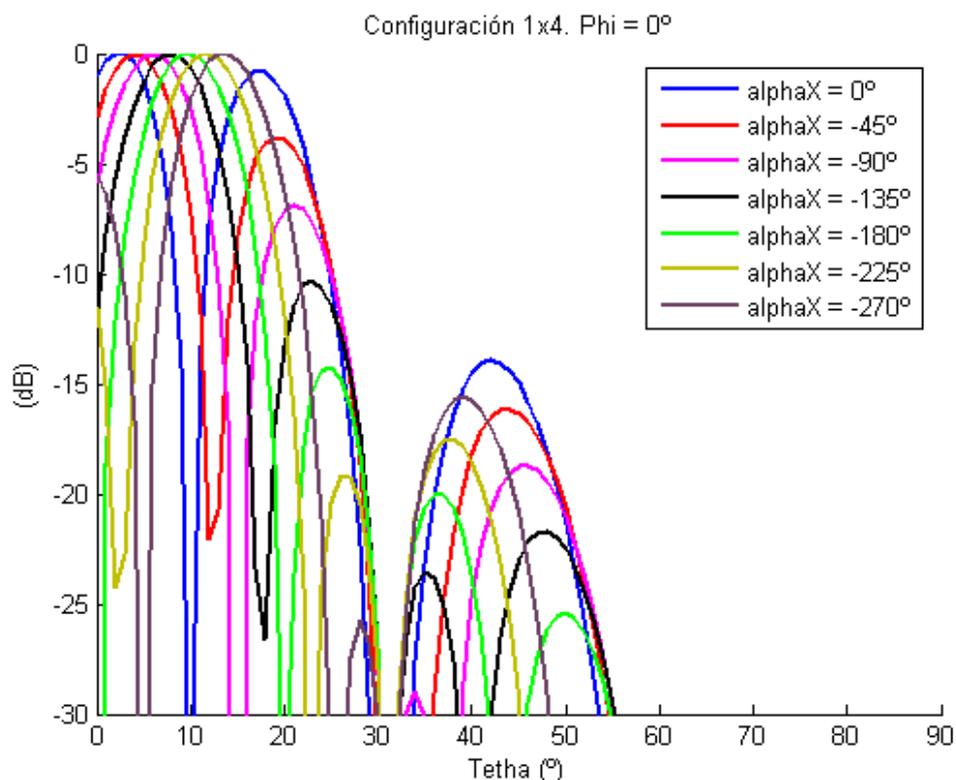


Figura 3-49. Configuración 1x4. Apuntamientos en el plano Phi = 0° .

3. Desarrollo

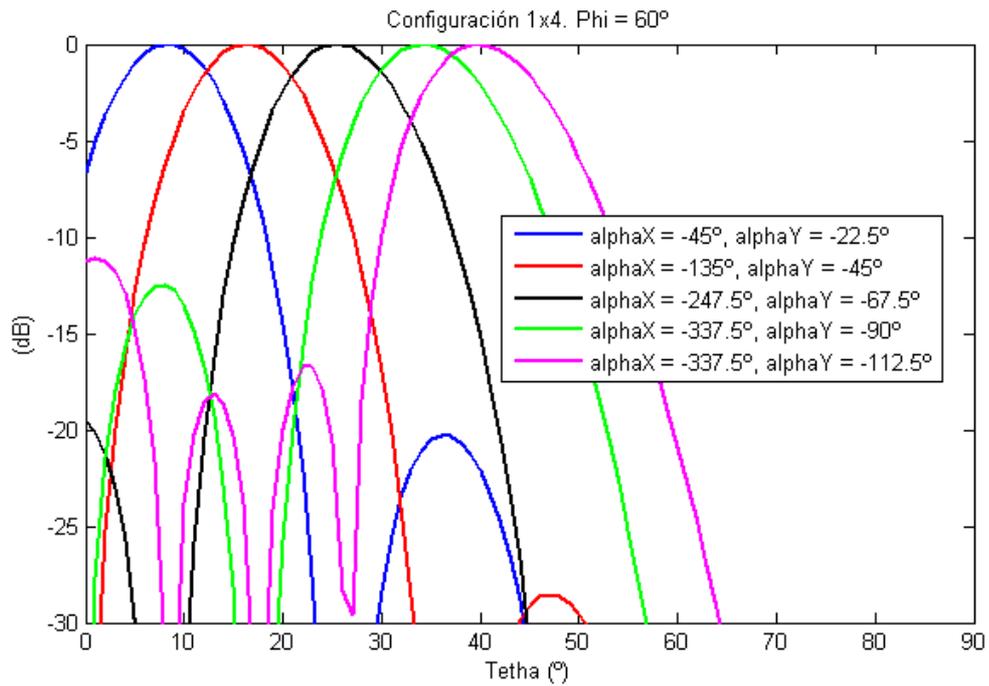


Figura 3-50. Configuración 1x4. Apuntamientos en el plano Phi = 60°.

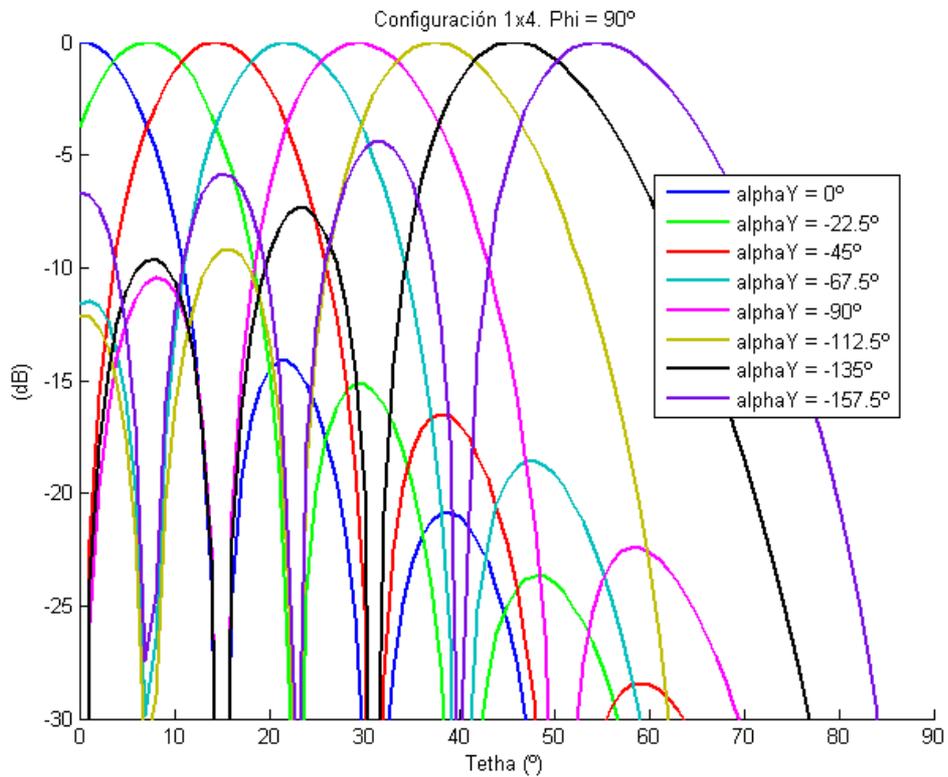


Figura 3-51. Configuración 1x4. Apuntamientos en el plano Phi = 90°.

3. Desarrollo

3.4.1.2 Configuración 4x1

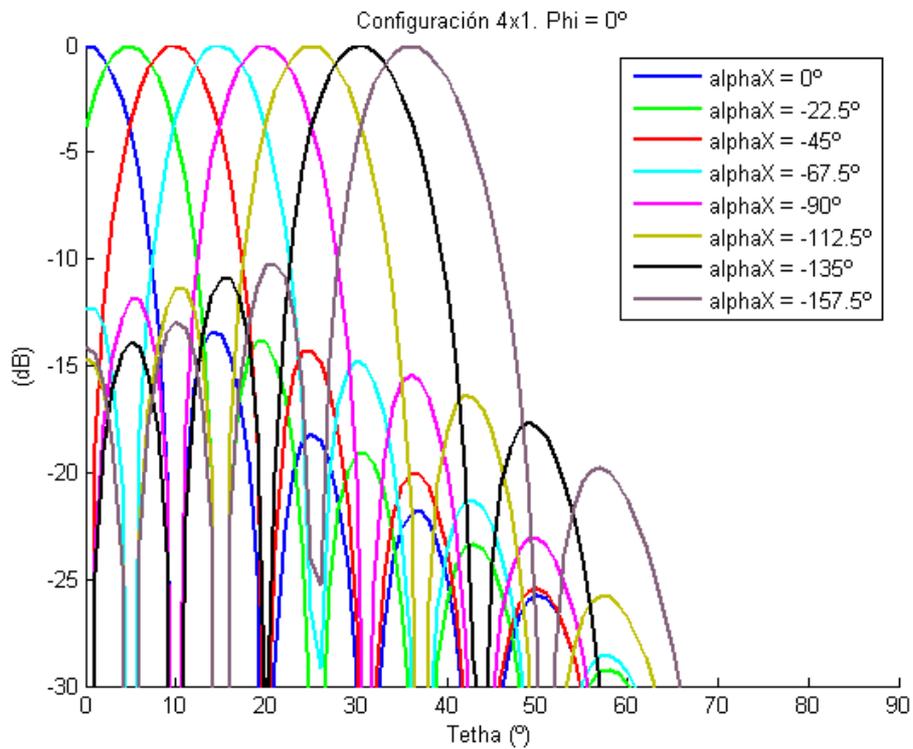


Figura 3-52. Configuración 4x1. Apuntamientos en el plano $\Phi = 0^\circ$.

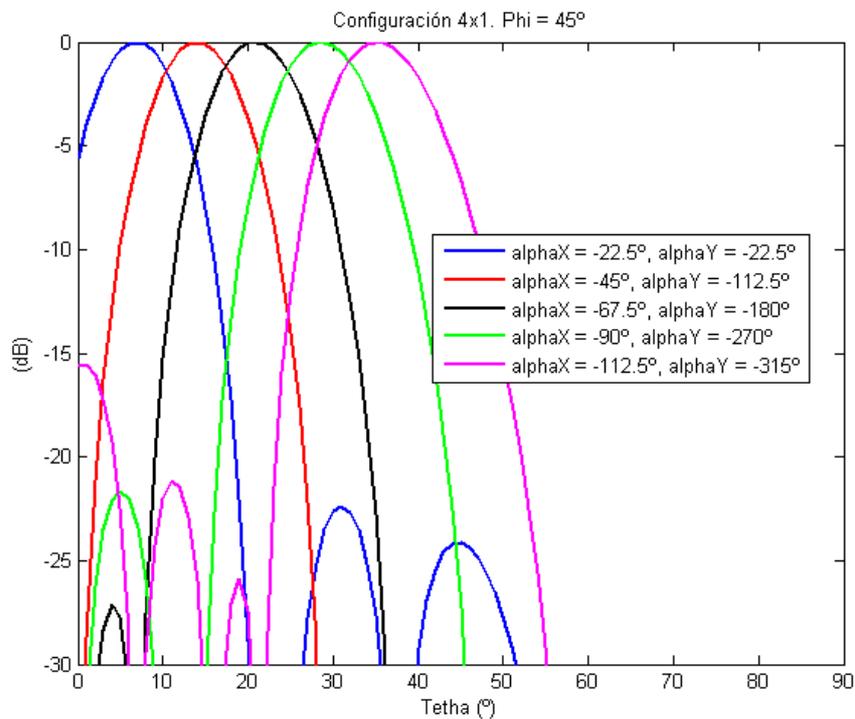


Figura 3-53. Configuración 4x1. Apuntamientos en el plano $\Phi = 45^\circ$.

3. Desarrollo

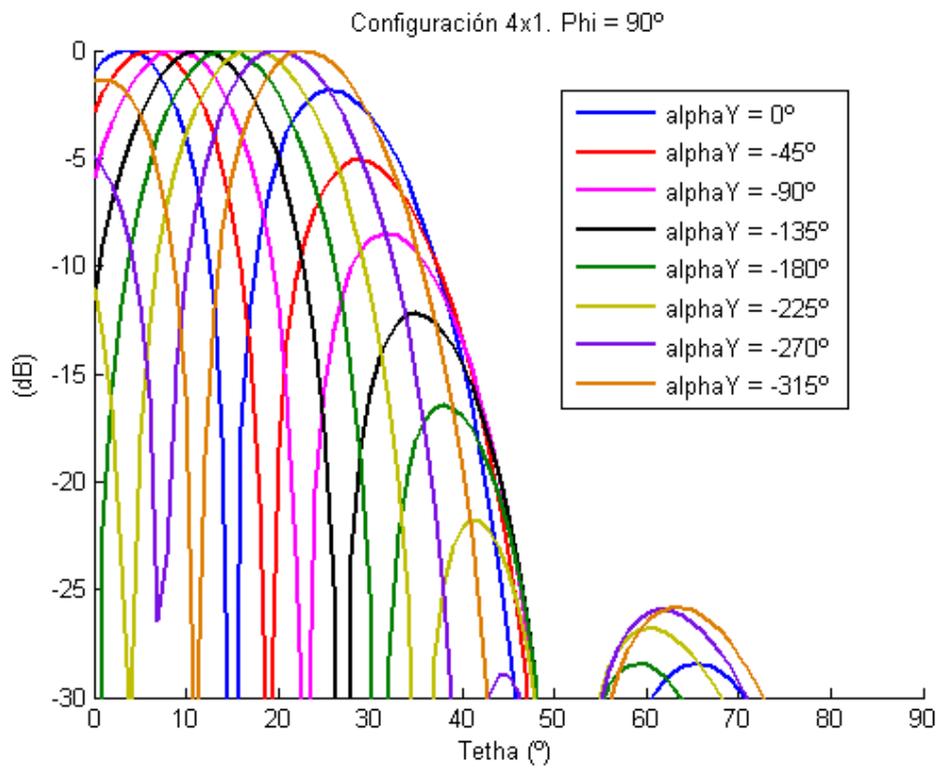


Figura 3-54. Configuración 4x1. Apuntamientos en el plano $\Phi = 90^\circ$.

3. Desarrollo

3.4.1.4 Configuración 2x2

En las gráficas de apuntamientos relativos a la configuración 2x2 se incluye además el estado de la matriz de Butler ya que, como se ha mencionado antes, esta configuración requiere un tratamiento especial.

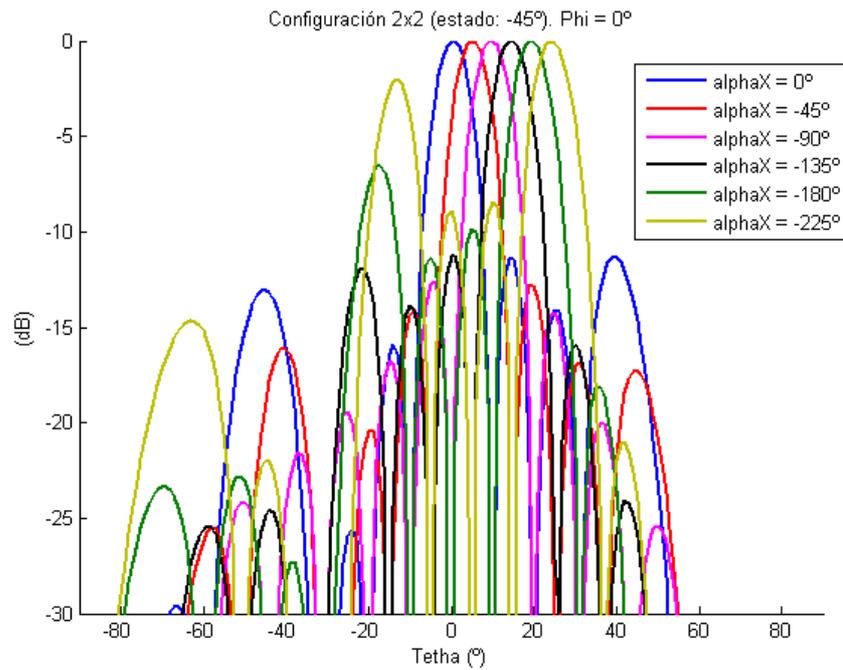


Figura 3-55. Configuración 2x2. Estado de la matriz de Butler: -45° . Apuntamientos en el plano $\Phi = 0^\circ$.

3. Desarrollo

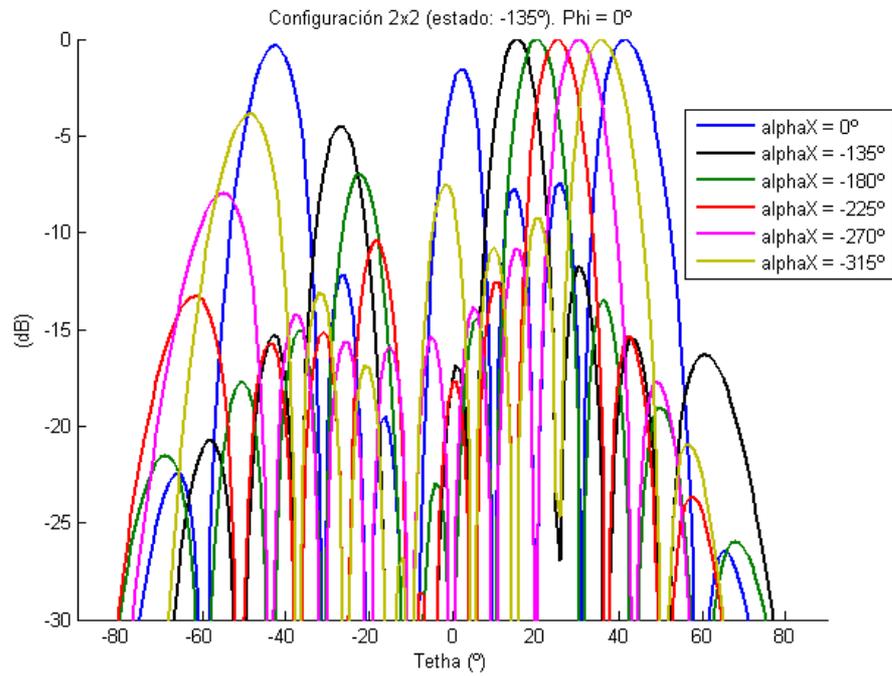


Figura 3-56. Configuración 2x2. Estado de la matriz de Butler: -135°. Apuntamientos en el plano Phi = 0°.

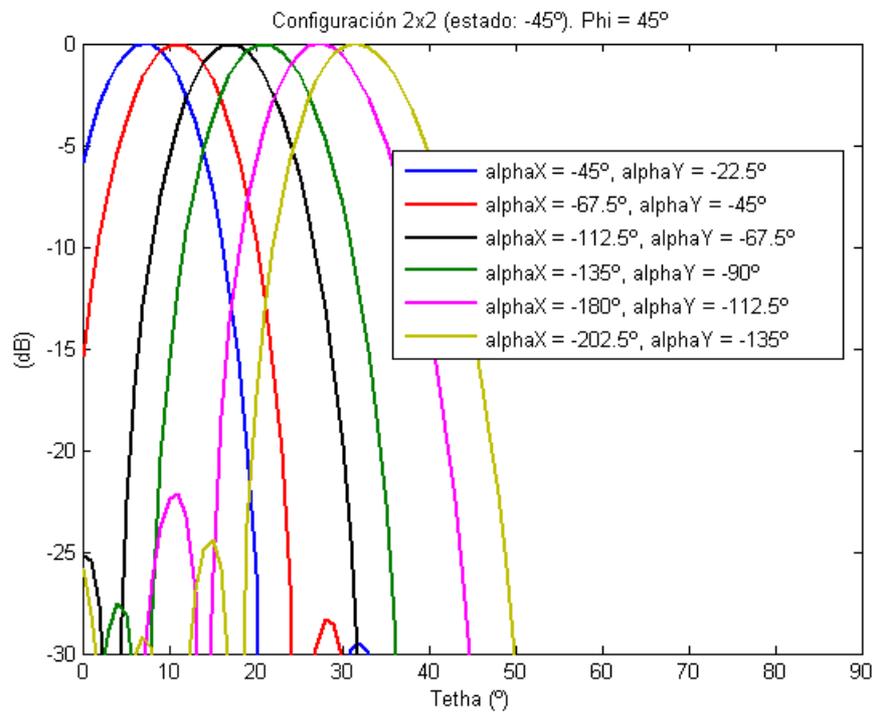


Figura 3-57. Configuración 2x2. Estado de la matriz de Butler: -45°. Apuntamientos en el plano Phi = 45°.

3. Desarrollo

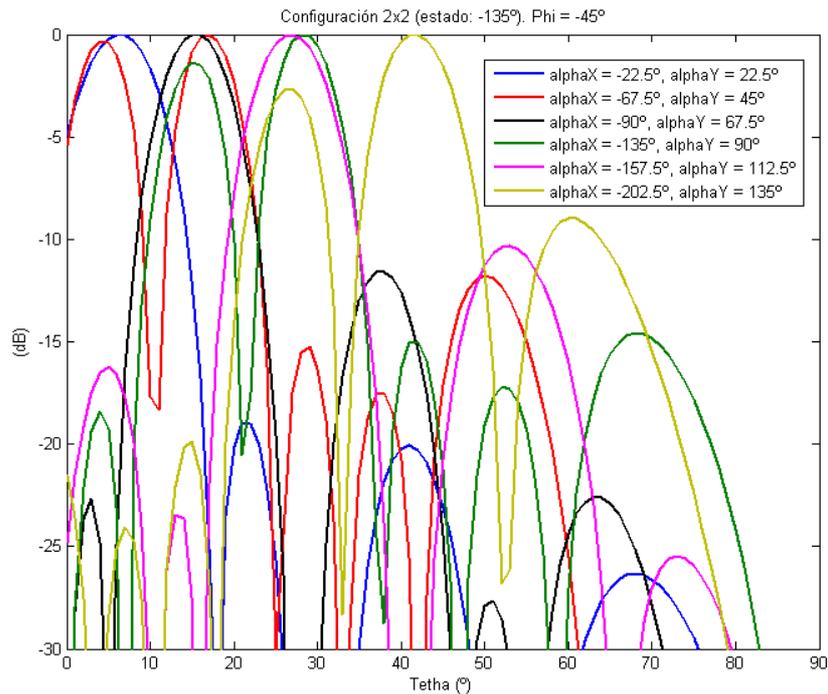


Figura 3-58. Configuración 2x2. Estado de la matriz de Butler: -135° . Apuntamientos en el plano $\Phi = -45^\circ$.

En el siguiente caso (Figura 3-59) el estado de la matriz de Butler no es relevante, ya que los desfases entre elementos en la dirección $\Phi = 90^\circ$ son independientes del estado utilizado.

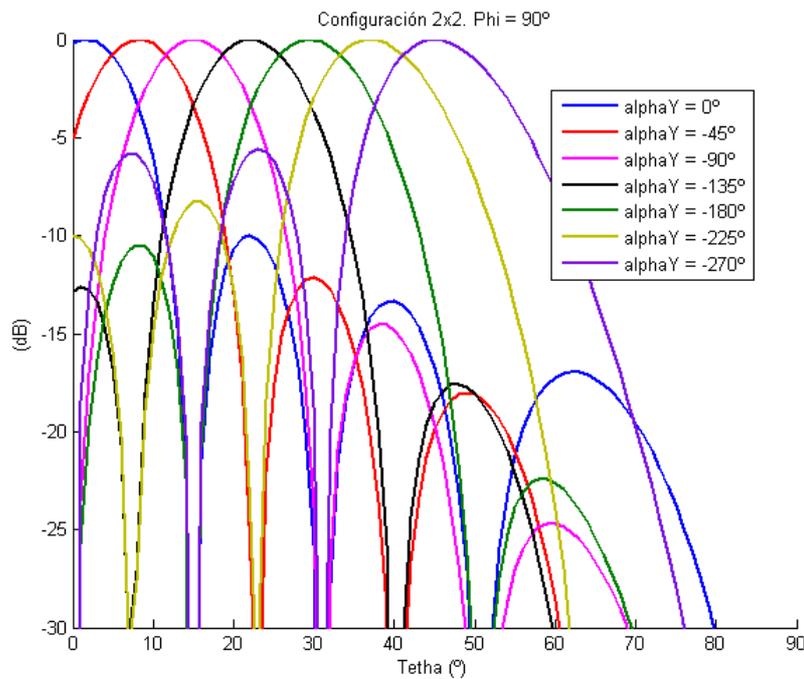


Figura 3-59. Configuración 2x2. Apuntamientos en el plano $\Phi = 90^\circ$.

3. Desarrollo

3.4.1.4 Conclusiones del estudio de apuntamientos

Con un rápido vistazo de la tabla y de las gráficas se pueden sacar las siguientes conclusiones:

- Las configuraciones lineales funcionan bien en las direcciones de apuntamiento controladas por desfases digitales, pero no en el sentido en que se utiliza la matriz de Butler.

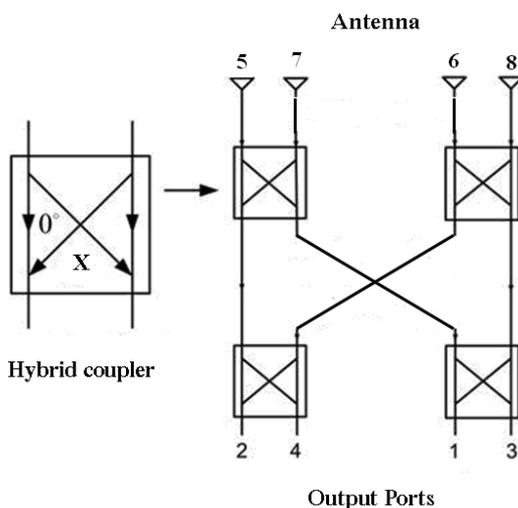
- Entre ambas configuraciones lineales es preferible la configuración 4x1, que orienta la matriz de Butler sobre el eje Y (dirección $\Phi = 90^\circ$). El hecho de que la distancia entre parches en esta dirección sea menor ($\approx 0.5*\lambda$ en vez de $\approx 0.7*\lambda$, como ocurre en la dirección del eje X) produce lóbulos secundarios menores.

- Los estados $\pm 45^\circ$ de la matriz para la configuración 2x2 proporcionan una cobertura aceptable; sin embargo, dado que cubren sólo 2 cuadrantes opuestos del espacio, no es una configuración que se pueda utilizar de manera práctica.

- Conviene investigar otras opciones que proporcionen un mejor rango de apuntamientos.

3.4.2 Nueva matriz de Butler

Tras un proceso de búsqueda se encontró una matriz de Butler adecuada para arrays de antenas planas bidimensionales. La matriz presentada en [10] es genérica y se puede diseñar para proporcionar diferentes desfases entre las salidas:



Port No.	Antenna Element			
	5	7	6	8
2	0°	x°	x°	$2x^\circ$
4	x°	$2x^\circ$	0°	x°
1	x°	0°	$2x^\circ$	x°
3	$2x^\circ$	x°	x°	0°

Tabla 3-8. Respuesta en fase entre los puertos de entrada y salida [10]

Figura 3-60. Configuración de la Matriz de Butler modificada [10].

3. Desarrollo

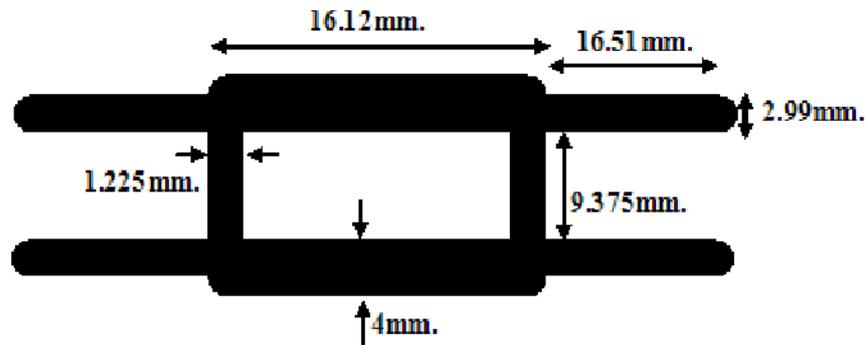


Figura 3-61. Diseño de un híbrido de 64° [10].

Como se observa en la tabla anterior, conectando las salidas de la matriz con un sub-array 2x2, los desfases entre elementos son progresivos en ambas direcciones. Dado que todos los estados son simétricos, la entrada de la matriz se utiliza para seleccionar el cuadrante y el apuntamiento dentro de ese sector se consigue mediante el uso de los desfases digitales.

En la Tabla 3-9 se relaciona la entrada usada de la matriz de Butler (Figura 3-60) con el cuadrante resultante en el apuntamiento.

Entrada de la matriz de Butler	Cuadrante de apuntamiento
2	$90^\circ < \Phi < 180^\circ$
4	$-180^\circ < \Phi < -90^\circ$
1	$0^\circ < \Phi < 90^\circ$
3	$-90^\circ < \Phi < 0^\circ$

Tabla 3-9. Relación entre la entrada de la matriz de Butler con el cuadrante de apuntamiento.

Se ha realizado un estudio teórico de apuntamientos con la configuración 2x2 Nueva (2x2 N) para determinar si el rango que se obtiene es mejor que el de las configuraciones anteriores. El estudio se ha realizado para 3 valores de desfase en el circuito híbrido, correspondientes a 3 valores de desfase proporcionados por el desfasador digital: 45°, 67.5° y 90°.

Al igual que en el estudio anterior, para cada una de las configuraciones del circuito híbrido, la Tabla 3-10 muestra los rangos totales y los rangos con lóbulos laterales por debajo de 8 dB con respecto al lóbulo principal.

3. Desarrollo

Desfase circuito híbrido	Cobertura en ángulo Tetha (°)		
	45°	67,5°	90°
Phi=0° (SLL < lóbulo principal)	0,5° - 29,5°	1° - 35,5°	1° - 32°
Phi=90° (SLL < lóbulo principal)	1,5° - 33,5°	1° - 42,5°	2° - 45°
Phi=0° (SLL < -8 dB)	0,5° - 19,5°	3° - 22°	8° - 20°
Phi=90° (SLL < -8 dB)	1,5° - 25,5°	1° - 33,5°	2° - 37°

Tabla 3-10. Estudio de apuntamientos para matriz de Butler modificada.

Se puede extraer la conclusión de que un circuito híbrido con 67,5° de desfase entre la salida directa y la salida cruzada proporciona el mayor rango de apuntamientos. El problema que ocasiona esta solución viene dado por el espacio que ocupa el circuito. No existen (o no se han encontrado) circuitos híbridos encapsulados para desfases diferentes a 90° y 180°. Dado que las placas de RF deben ir colocadas en la parte posterior del array de antenas, el espacio que éstas ocupan es un factor crítico a tener en cuenta a la hora de elegir un diseño. Por eso, en vez de implementar un circuito híbrido con desfase de 67.5° a partir del diseño de la Figura 3-61, se ha optado por circuitos híbridos de 90° encapsulados.

Debido al factor tamaño, únicamente la matriz modificada con desfase de 90° es viable. Tras ambos estudios, se puede concluir que es preferible la utilización de ésta, usando la configuración de sub-arrays 2x2, con respecto a la matriz de Butler lineal dado que proporciona mejores rangos de apuntamiento con lóbulos pequeños en ambos ejes. Esta es por tanto la opción elegida para el montaje de la red de alimentación.

Se representan a continuación una serie de apuntamientos (Figuras 3-62 a 3-64) mediante el corte del plano Phi más representativo. Los apuntamientos están orientados aproximadamente a lo largo de los planos Phi = 0°, Phi = 45° y Phi = 90° variando el ángulo de Tetha. Se trata, al igual que las figuras presentadas para la matriz de Butler lineal, de apuntamientos simulados con valores teóricos de amplitud y fase para los puertos y los desfases entre salidas de la matriz modificada.

3. Desarrollo

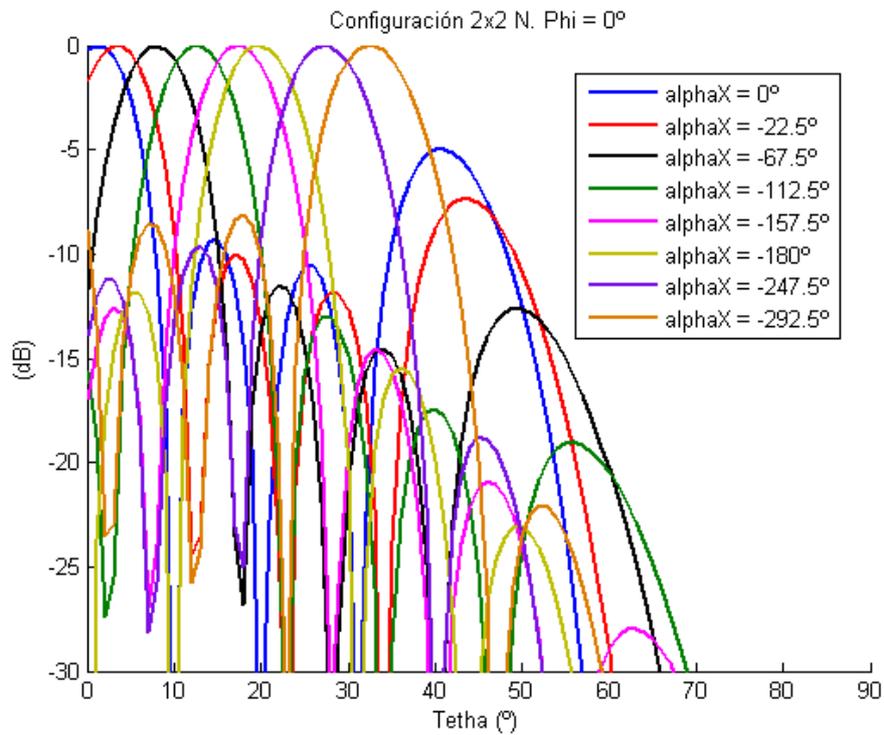


Figura 3-62. Matriz de butler modificada. Apuntamientos en el plano $\Phi = 0^\circ$.

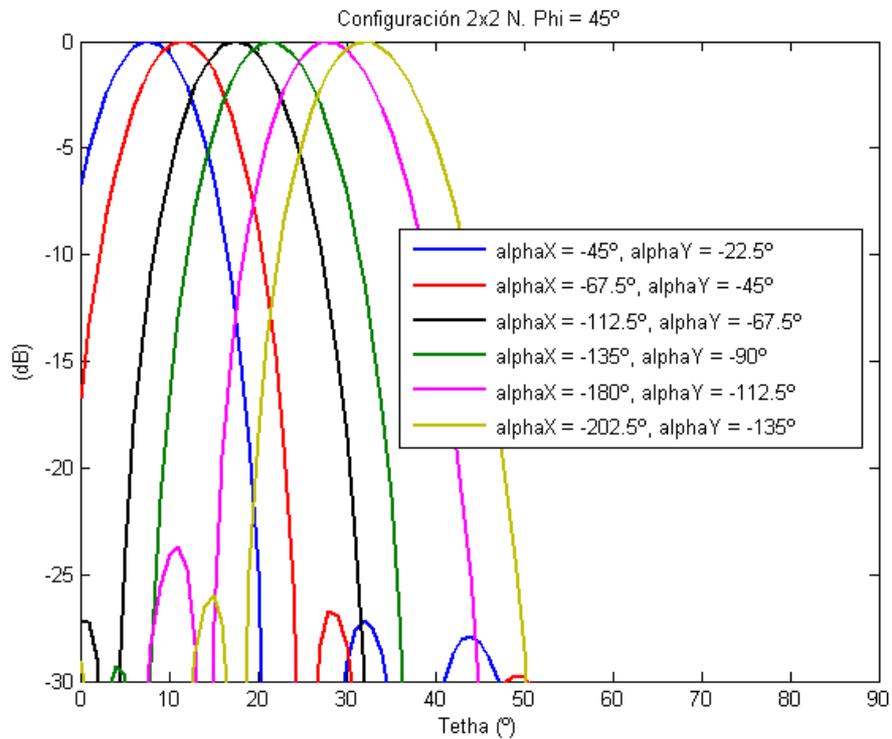


Figura 3-63. Matriz de butler modificada. Apuntamientos en el plano $\Phi = 45^\circ$.

3. Desarrollo

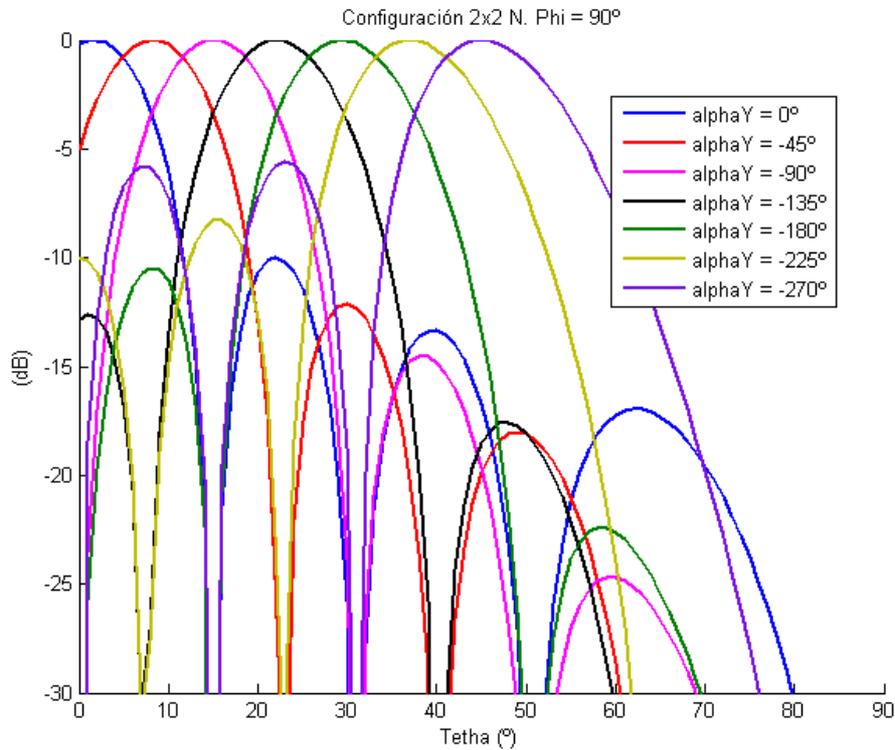


Figura 3-64. Matriz de butler modificada. Apuntamientos en el plano Phi = 90°.

3.4.3 Diseño final de la placa de RF

Tras el estudio que se acaba de describir, la placa de RF que se iba a diseñar en [5] con la matriz de Butler lineal, se modificó sustituyendo ésta última por la matriz de Butler adecuada para arrays planos bidimensionales con el valor de desfase de 90°.

Tras esta modificación, el diseño final de placa de RF que se obtuvo en [5] es la que se utilizará en la red de alimentación de este proyecto. En la Figura 3-65 se muestra una de las placas construidas.

3. Desarrollo

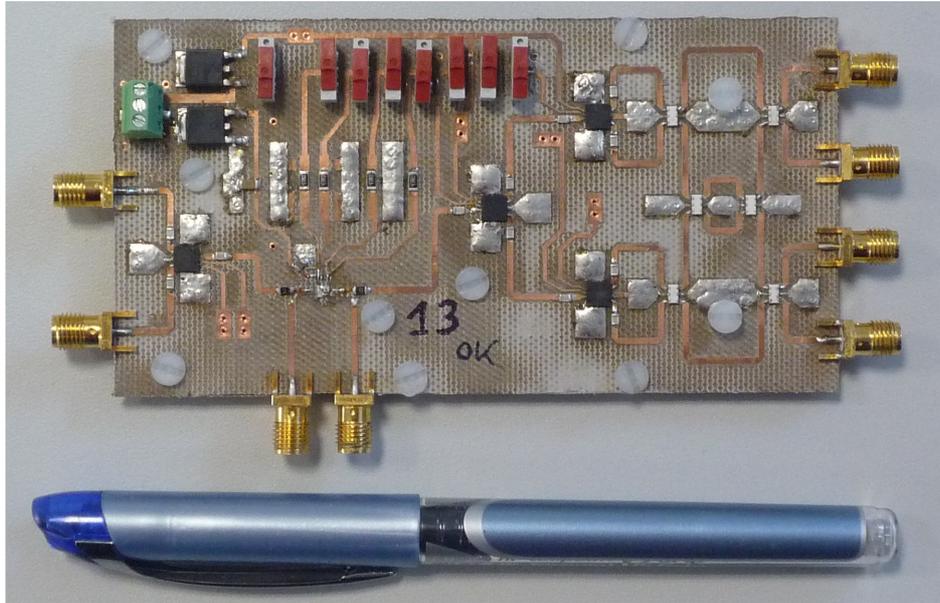


Figura 3-65. Placa de RF.

3.4.3.1 Placa de referencia

Como se comentó en el apartado 3.2.2, la idea inicial era la de crear un array de tamaño 6x6. Con este fin compraron únicamente 15 desfasadores digitales, dado que para el array 6x6 solo serían necesarios 9 desfasadores y se dispondría de componentes para realizar pruebas, además de recambios en caso de ser necesarios.

Cuando se cambió el tamaño del array a 8x8, pasaron a ser necesarios 16 desfasadores digitales. El problema surgido en ese momento fué que no se pudieron pedir más desfasadores del mismo modelo ya que la empresa dejó de comercializarlos. Por esta razón se decidió realizar una placa de RF modificada sin desfasador digital.

Ya que los apuntamientos del diagrama de radiación se producen por las diferencias de fase, únicamente es necesario condicionar las fases del resto de placas de RF en función de la diferencia de fase con respecto a esta placa de referencia.

El diseño de la placa de referencia consistió en calcular el desfase introducido por la circuitería interna del desfasador digital en estado 0°. Este desfase se compensó mediante una línea de transmisión con la misma fase que la calculada. La placa de referencia construida se puede ver en la Figura 3-66.

3. Desarrollo

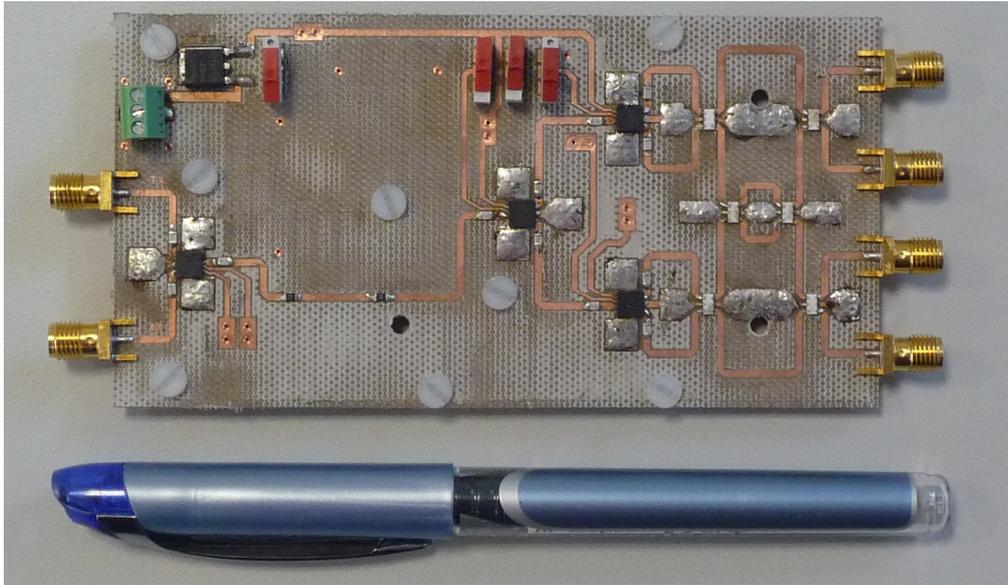


Figura 3-66. Placa de RF sin desfasador digital. Placa de Referencia.

3.5 Red de alimentación

Finalmente, se integran los elementos descritos anteriormente (exceptuando el array de antenas) para obtener la red de alimentación que se ha diseñado para el prototipo:

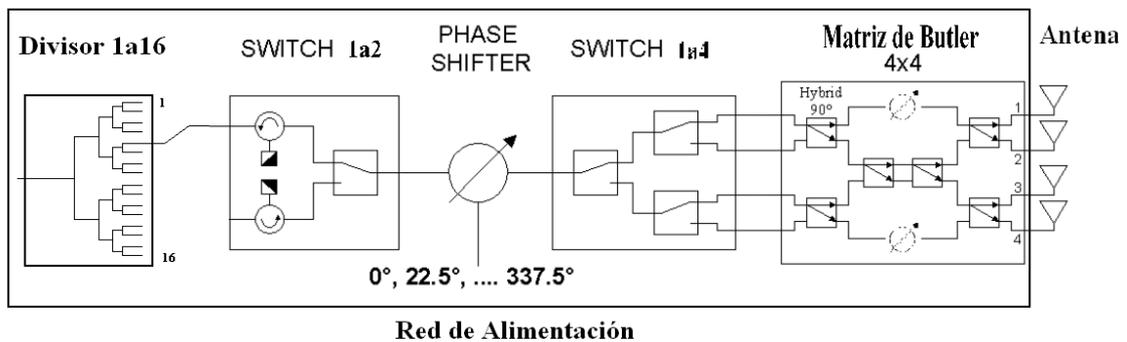


Figura 3-67. Red de alimentación del prototipo.

En primer lugar se muestra la reflexión de entrada a la red, medida conectando todas las placas de RF al divisor de potencia y cargando las salidas. La medida se ha realizado para apuntamiento broadcast. En el capítulo de resultados se puede comprobar que la dirección de apuntamiento influye poco en la reflexión de entrada al sistema.

3. Desarrollo

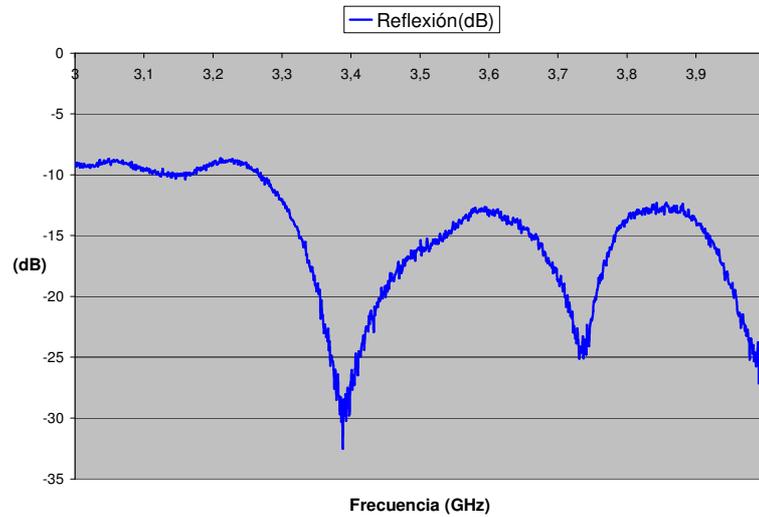


Figura 3-68 Reflexión de entrada a la Red de Alimentación del prototipo.

También es necesario calcular las pérdidas globales de la red de alimentación. El nivel de pérdidas se puede calcular aplicando la siguiente fórmula:

$$P_{RA} = -10 * \log_{10} \left(\sum_{i=0}^{64} |s_{i0}|^2 \right) \quad (3.6)$$

Siendo s_{i0} el parámetro de reflexión y los parámetros de transmisión, en unidades naturales, entre el puerto de entrada 0 y cada uno de los 64 puertos de salida que se conectan a los parches del array de antenas.

Tras medir cada uno de los parámetros de la red y combinarlos aplicando la fórmula anterior, obtenemos las correspondientes pérdidas de la red:

3. Desarrollo

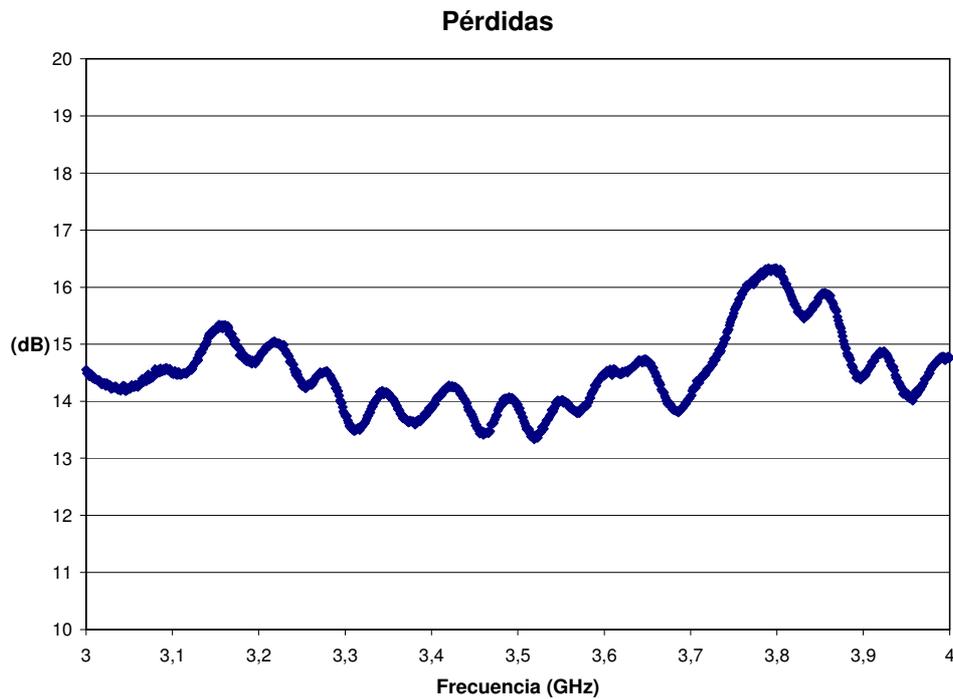


Figura 3-69 Pérdidas de la Red de Alimentación.

Como se puede observar, el nivel de pérdidas de la red de alimentación es muy elevado. Esto se debe a las pérdidas propias de cada una de las placas de RF (originadas por los desfases digitales, switches, etc. ver [5]). Sin embargo, este hecho no es preocupante, ya que en el sistema final se añadirán amplificadores (PA) para el canal de transmisión y amplificadores de bajo ruido (LNA) para el canal de recepción en cada una de las 16 líneas con capacidad de amplificar la señal hasta 100 dB, según medidas realizadas en el transceptor [5].

Los amplificadores permitirán igualar la señal de cada una de las líneas compensando las diferencias en pérdidas que puedan existir entre las diferentes placas de RF. Además, una vez implementado el control digital automático, se podrá utilizar el control del nivel de potencia para aumentar o mejorar el rango de apuntamiento, ya que se introduce un nuevo nivel de libertad en el valor de las señales de alimentación del sistema.

En la Figura 3-70 podemos ver una imagen de la red de alimentación montada sobre la parte posterior del array 8x8. Se observa que faltan por colocar 2 placas. Esto se debe a que dos desfases digitales, siendo componentes muy sensibles y de difícil soldadura sobre las placas de RF se estropearon. A pesar de ello, las diferencias sobre los diagramas de radiación son despreciables.

3. Desarrollo

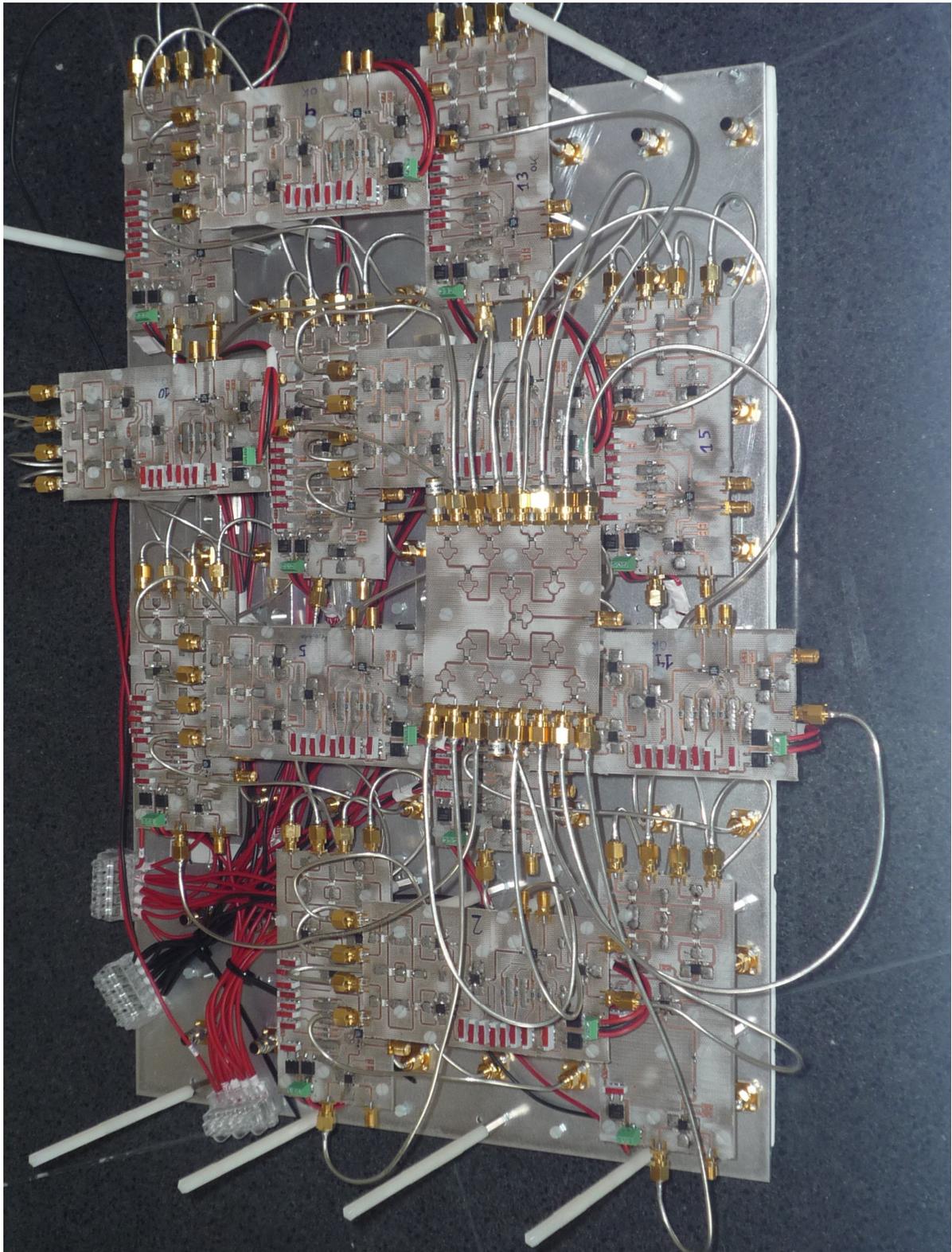


Figura 3-70. Red de alimentación montada y conectada sobre la parte posterior del array.

4

Resultados

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos al analizar la estructura completa formada por la red de alimentación y el array de antenas 8x8 (Figuras 3-28 y 3-29). El esquema simplificado del sistema se muestra a continuación:

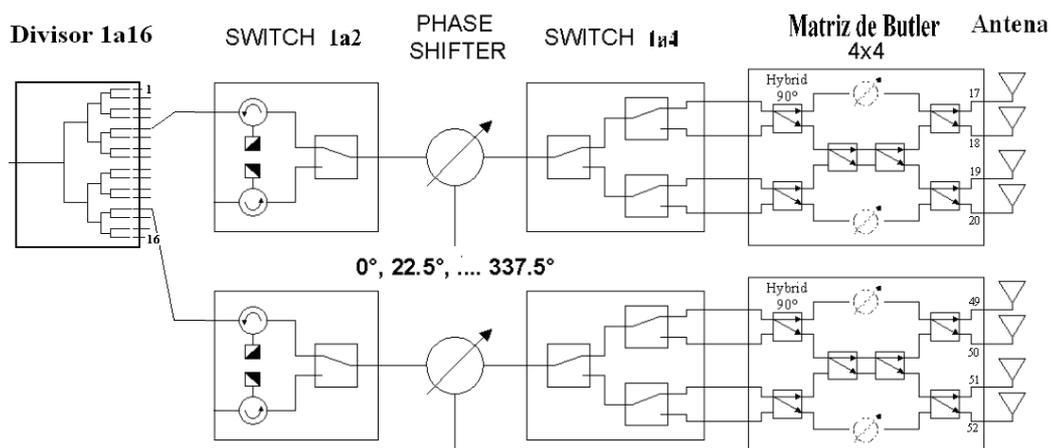


Figura 4-1. Esquema de la estructura completa (simplificada para 2 celdas base).

El objetivo es comparar las medidas de la estructura con las simulaciones realizadas, comprobando principalmente las características de reflexión de entrada al sistema y la relación axial en el caso de utilizar la configuración con polarización circular. Una vez analizadas las medidas, se podrá decidir cuál es la configuración óptima del polarizador y si se ha conseguido implementar un diseño práctico.

Las medidas de reflexión se han realizado con los equipos de la Escuela Politécnica Superior de la UAM (Figura 4-2), mientras que, para las medidas de diagramas de radiación y de relación axial, ha sido necesario utilizar la cámara anecoica de la ETSIT-UPM (Figuras 4-4 y 4-19).

En primer lugar se analizará la configuración del sistema con polarización lineal. Posteriormente, se pasará a estudiar los resultados obtenidos al medir la antena con el polarizador externo, estudiando los casos que según las simulaciones daban mejores resultados; es decir, con un polarizador de 27 mm y con uno de 34 mm.

4. Resultados

4.1 Sistema con polarización lineal

En el caso de la antena con polarización lineal, las medidas presentadas corresponden a la reflexión de entrada al sistema (Figura 4-2) y a medidas del diagrama de radiación para diferentes apuntamientos. Se pretende comprobar si los apuntamientos simulados corresponden con los valores obtenidos en las medidas reales.

4.1.1 Medidas de Reflexión

Primero observaremos el ancho de banda en reflexión que se ha obtenido, para la configuración lineal de la antena, mediante las medidas realizadas en la Escuela Politécnica Superior de la UAM (Figura 4-2).

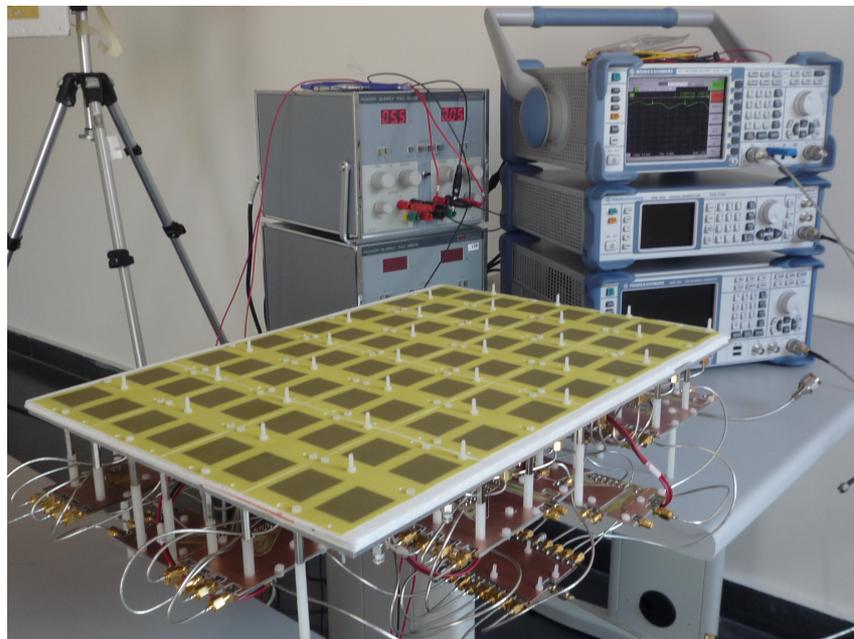


Figura 4-2. Medidas de reflexión del sistema realizadas en la UAM.

En la Figura 4-3 está representada la reflexión a la entrada del sistema para diferentes apuntamientos en el plano $\phi = 0^\circ$ (Figura 3-15). Están indicados en la leyenda los desfases progresivos α_x y α_y .

4. Resultados

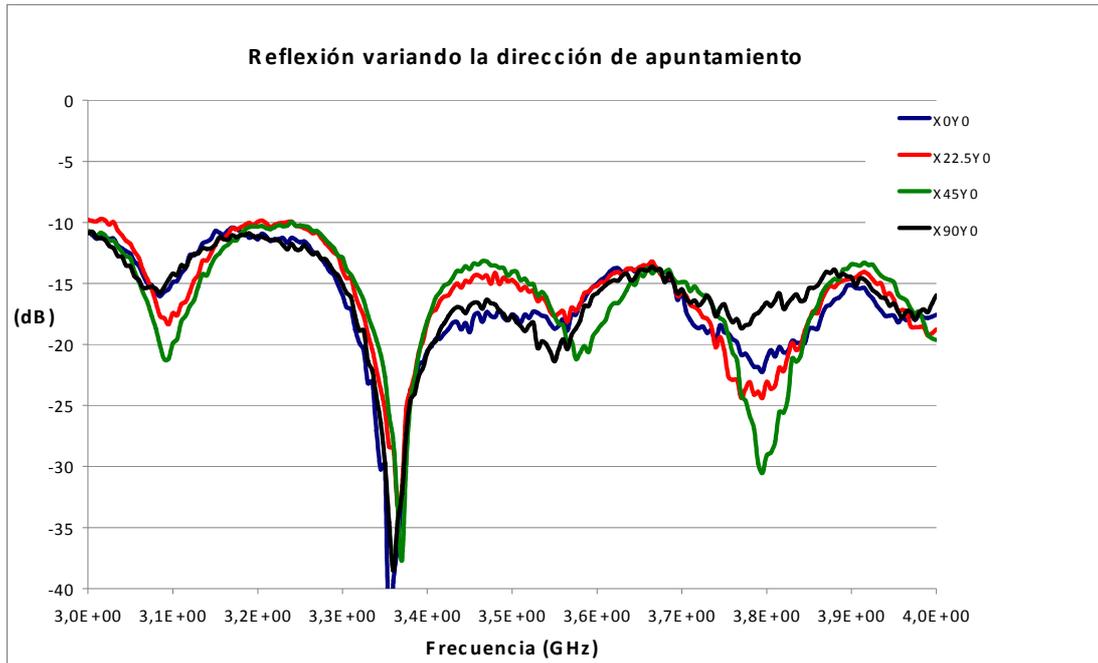


Figura 4-3. Reflexión de entrada al sistema completo en configuración lineal. Diferentes apuntamientos en el eje X.

Considerando la banda de trabajo propuesta en [4], correspondiente al 11% de banda fraccionaria, es decir de 3.3 a 3.7 GHz, se tiene una reflexión de aproximadamente -15 dB en toda la banda de trabajo.

En la figura anterior, se observa que la reflexión no sufre una variación excesiva al cambiar la configuración de la red de alimentación, es decir, la dirección de máximo apuntamiento resultante, lo cual es importante ya que se trata de un sistema de apuntamiento variable.

4.1.2 Medidas del diagrama de radiación

Es necesario, antes de realizar medidas en la cámara anecoica, estudiar los elementos individuales de la red de alimentación una vez se encuentran en su posición final. También es importante, previamente, realizar simulaciones para saber los resultados que se deben esperar al realizar las medidas.

Se han medido las diferencias de amplitud y fase entre placas de alimentación y las fases de salida de la matriz de Butler.

4. Resultados

En la Tabla 4-1 se muestran los desfases relativos entre las diferentes salidas de la matriz de Butler modificada con respecto a la salida 5 utilizando la entrada 2 (Figura 3-60). Se observa que hay diferencias con respecto a los valores teóricos de la Tabla 3-8 donde el parámetro $x = -90^\circ$. Esta será la configuración utilizada para la realización de medidas.

En la Tabla 4-2 se indica de manera esquemática la posición de las placas de RF en la parte posterior de la antena. Cada una servirá para alimentar una de las sub-celdas 2x2 de la antena. Las posiciones marcadas con una **X** significan que no hay placa funcionando en esa posición. Esto se debe a que 3 desfases digitales se estropearon y no es posible reemplazarlos. **REF** se refiere a la placa de referencia que no tiene desfase digital (Figura 3-66).

Salida de la matriz de butler	Desfase relativo a la salida 5
5	0°
7	-94°
6	-104°
8	171°

Tabla 4-1. Desfases entre las salidas de las placas de RF para la entrada 2 de la matriz de Butler (Figura 3-60 y Tabla 3-8).

X	1	3	X
4	5	6	7
8	9	10	11
REF	12	14	X

Tabla 4-2. Posición (vista desde atrás) de las placas de RF en el array 8x8.

En la Tabla 4-3 se indica, para cada placa:

- La potencia transmitida entre la entrada y la salida 5, es decir, el coeficiente de transmisión.
- La fase de la señal transmitida con respecto a la placa REF, una vez que se han ajustado. Esto significa que nunca será mayor, en valor absoluto, que la mitad del paso mínimo del desfase digital

$$|fase\ relativa| \leq 11,5^\circ$$

Placa de RF	Transmisión (dB)	Fase relativa a REF
REF	- 9.7	0°
1	- 22	-8
3	- 15	9
4	- 13	2
5	- 15	5
6	- 17	-1
7	- 13	-8
8	- 12	4
9	- 13	-1
10	- 12	-5
11	- 12.5	-1
12	- 12.5	6
14	- 14	8

Tabla 4-3. Parámetros de transmisión de las placas de RF a 3,5 GHz.

4. Resultados

Como puede observarse, los valores obtenidos difieren con respecto a los valores ideales, donde la potencia transmitida por todas las placas sería igual y no existiría desfase entre las señales. Además de la variación entre las placas de RF debido a la fabricación manual, en el caso de la placa de Referencia se añade el hecho de que no tiene desfasador digital, el cual introduce unas pérdidas de ~ 4.5 dB, según las medidas mostradas en [5].

Estos problemas se podrán compensar en gran medida con una fabricación mecánica y con el uso de amplificadores en cada línea de alimentación, como se describía en el apartado 3.1.1 de este documento.

Como se ha mencionado antes, la entrada de la matriz de Butler que se ha utilizado es la número 2 que, según se observar en la Tabla 3-9, corresponde al cuadrante 2. Esto se debe únicamente a que supone mayor facilidad a la hora de manejar los desfasadores digitales.

A continuación se muestran los apuntamientos medidos en la cámara anecoica (Figura 4-4) para la antena en configuración lineal.

Para cada apuntamiento se muestran tres gráficas. La primera corresponde a la medida realizada en la cámara anecoica, la segunda y la tercera provienen de las simulaciones realizadas. La segunda representa los resultados del diagrama de radiación mediante los mismos cortes del plano ϕ que se han obtenido en la medida; mientras que la tercera gráfica, representa el diagrama de radiación en proyección sobre el plano XY.

En ambas simulaciones, las amplitudes y los desfases entre las placas de RF que se han utilizado son los valores reales que se han medido. Todas las gráficas corresponden a la frecuencia central de trabajo $f = 3.5$ GHz. Es necesario indicar, para el tercer tipo de gráfica, que los ejes corresponden a un sistema radial, es decir, el ángulo Tetha se corresponde con el radio.

4. Resultados

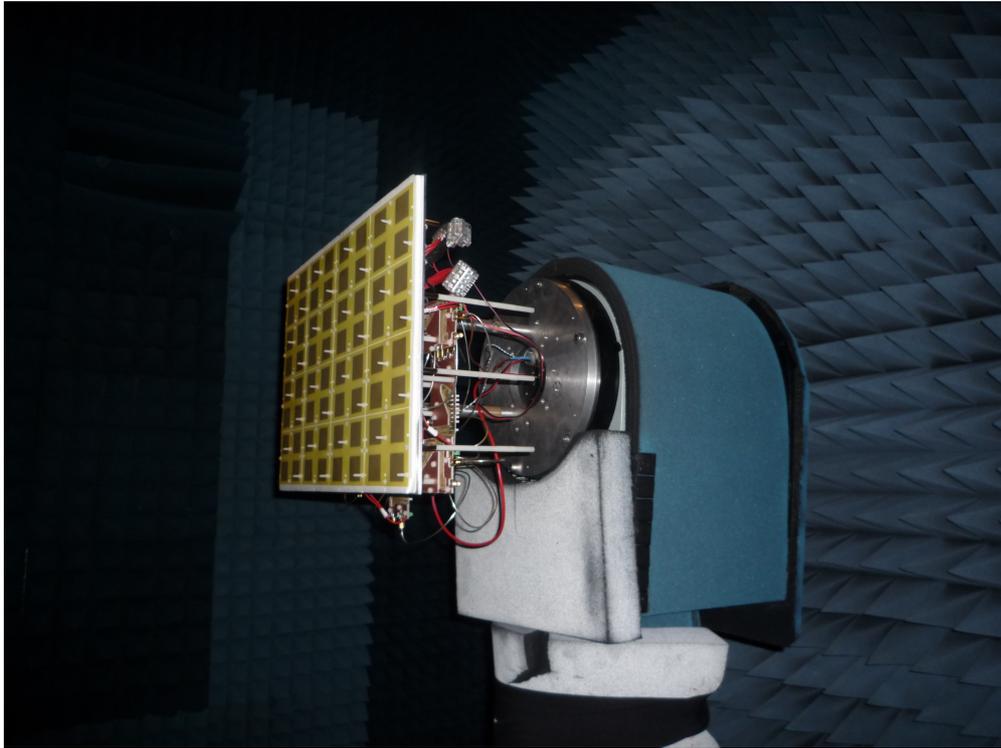


Figura 4-4 Sistema en configuración lineal montado en la cámara anecoica de la ETSIT-UPM

- Medida y simulaciones para apuntamiento broadside ($\alpha_x = \alpha_y = 0$).

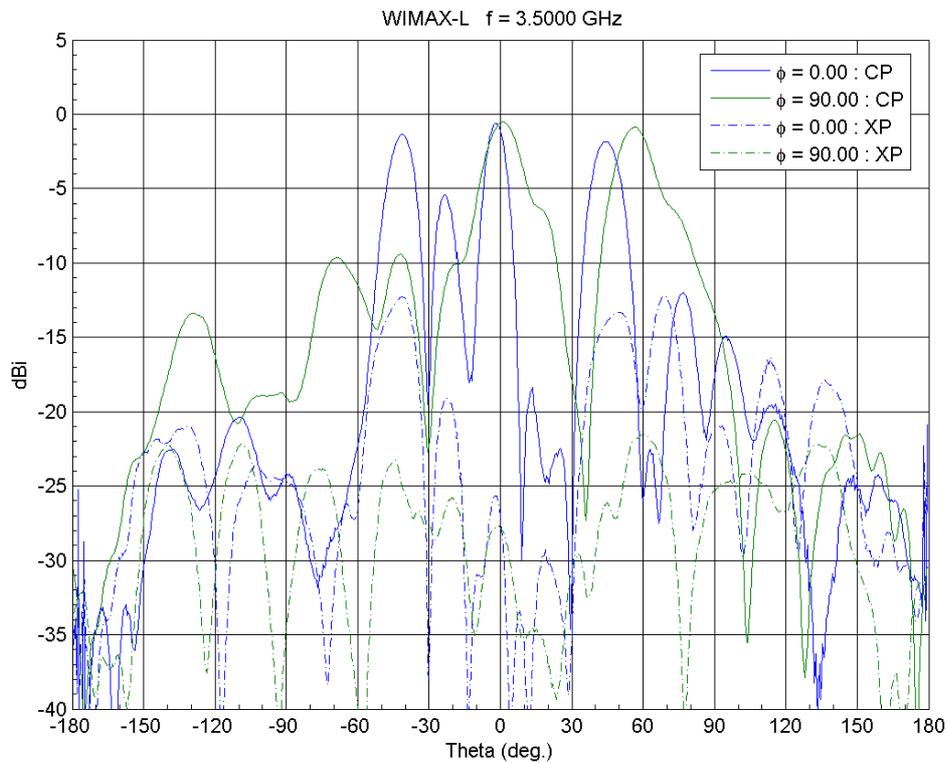


Figura 4-5. Polarización Lineal. Apuntamiento broadside medido.

4. Resultados

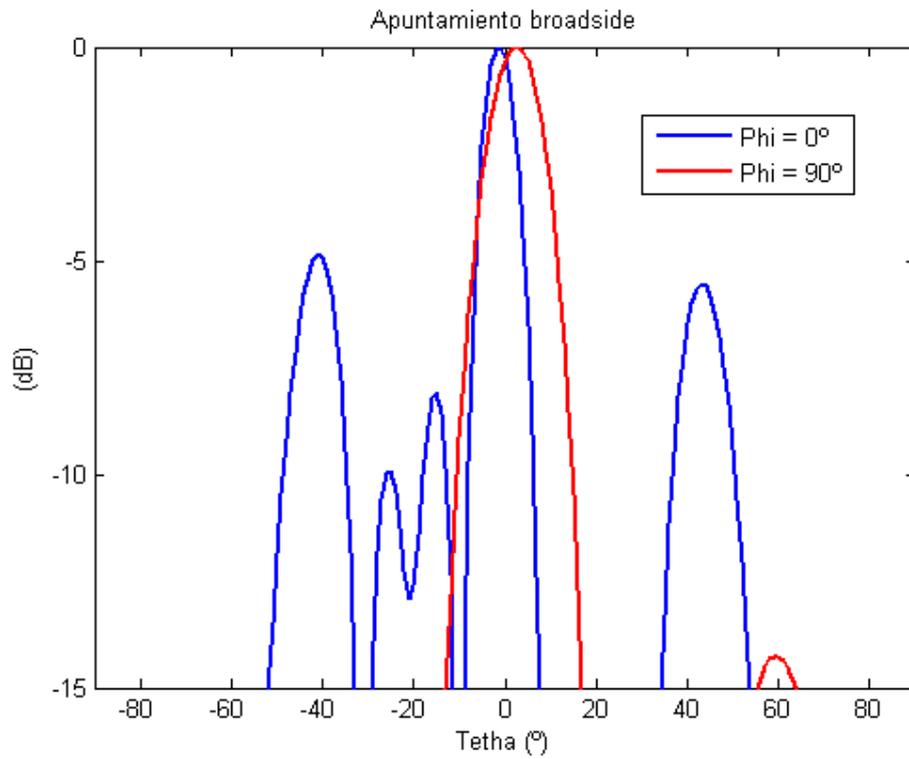


Figura 4-6. Polarización Lineal. Apuntamiento broadside simulado. Cortes $\Phi = 0^\circ$ y $\Phi = 90^\circ$.

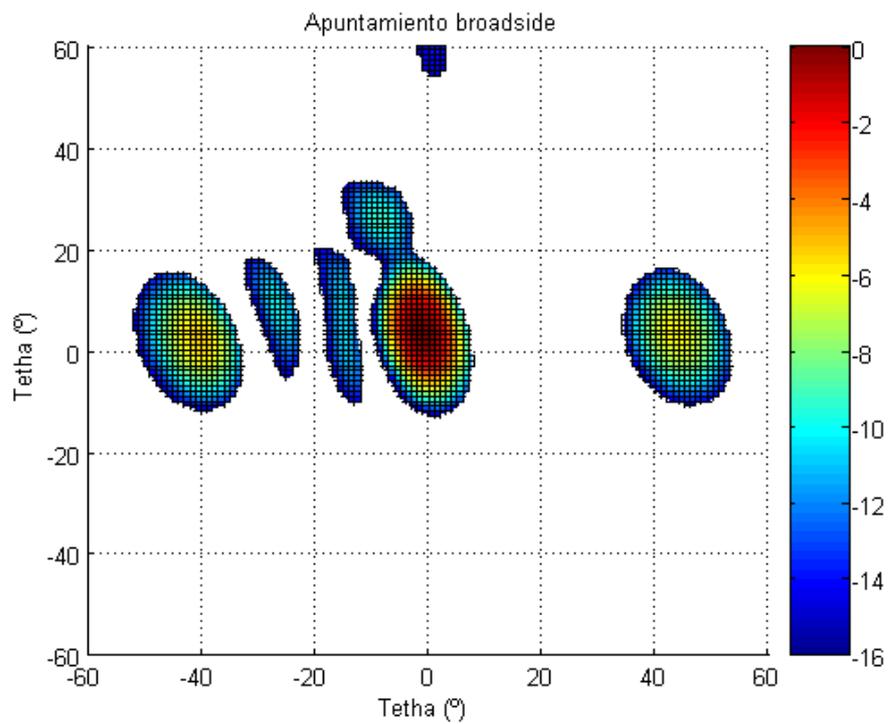


Figura 4-7. Polarización Lineal. Apuntamiento broadside simulado.

4. Resultados

- Medida y simulaciones para apuntamiento a $\phi = 90^\circ$, $\theta = 15^\circ$ ($\alpha_x = 0$, $\alpha_y = -90^\circ$).

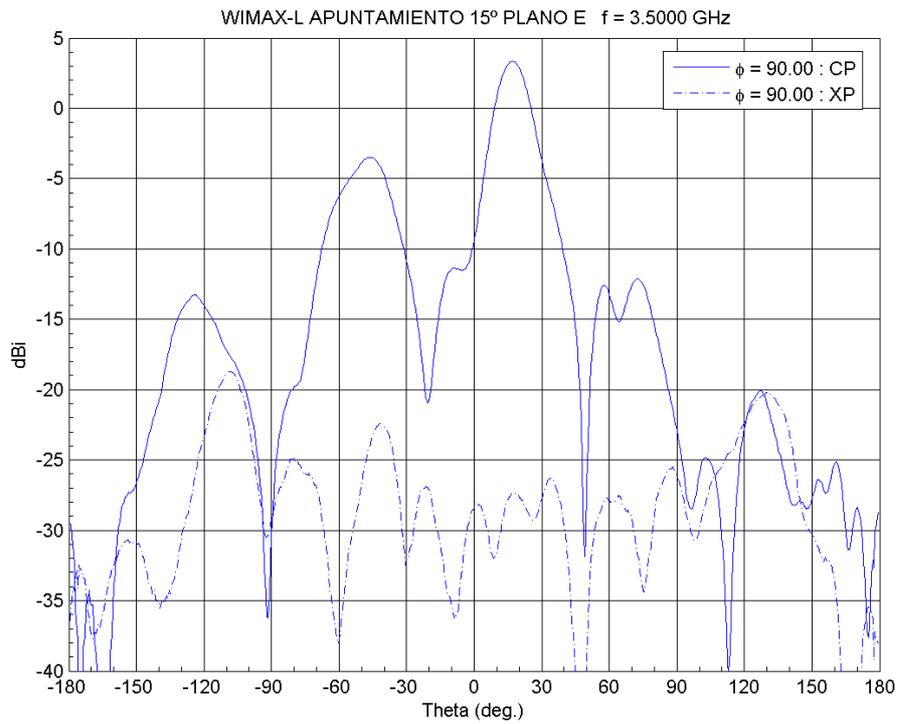


Figura 4-8. Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 90^\circ$, $\theta = 15^\circ$ medido.

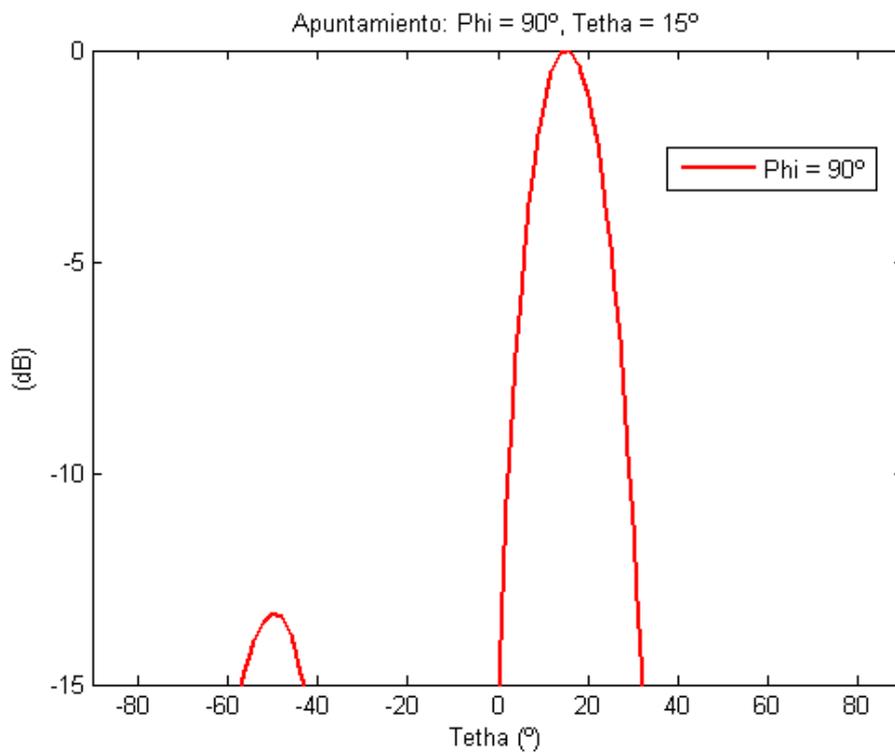


Figura 4-9. Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 90^\circ$, $\theta = 15^\circ$ simulado.
Corte Phi = 90°.

4. Resultados

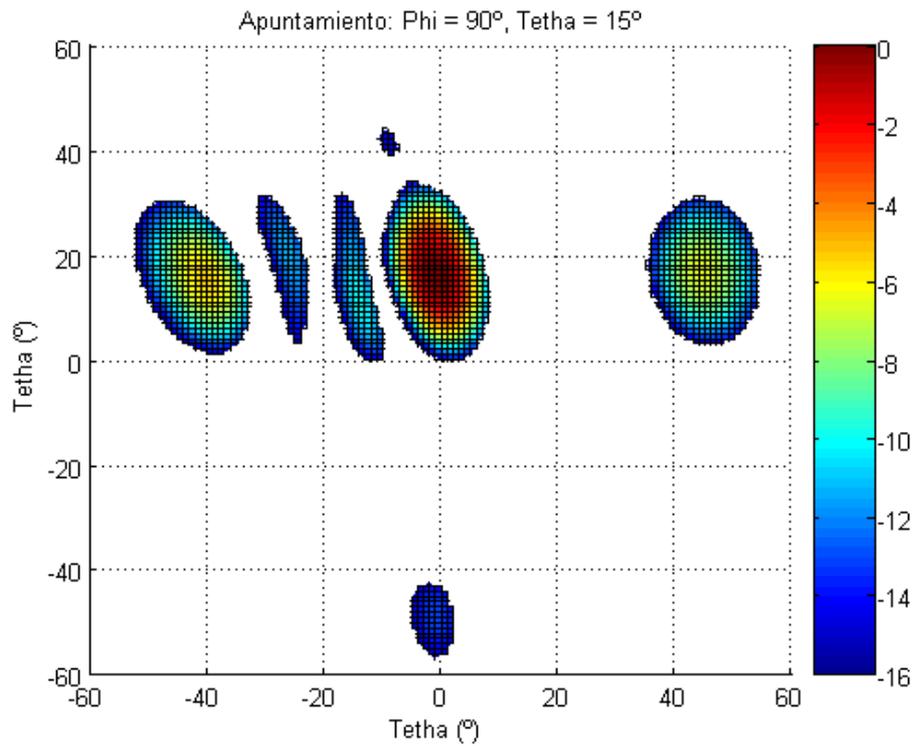


Figura 4-10. Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 90^\circ$, $\theta = 15^\circ$ simulado

- Medida y simulaciones para apuntamiento a $\phi = 0^\circ$, $\theta = -15^\circ$ ($\alpha_x = 135^\circ$, $\alpha_y = 0^\circ$).

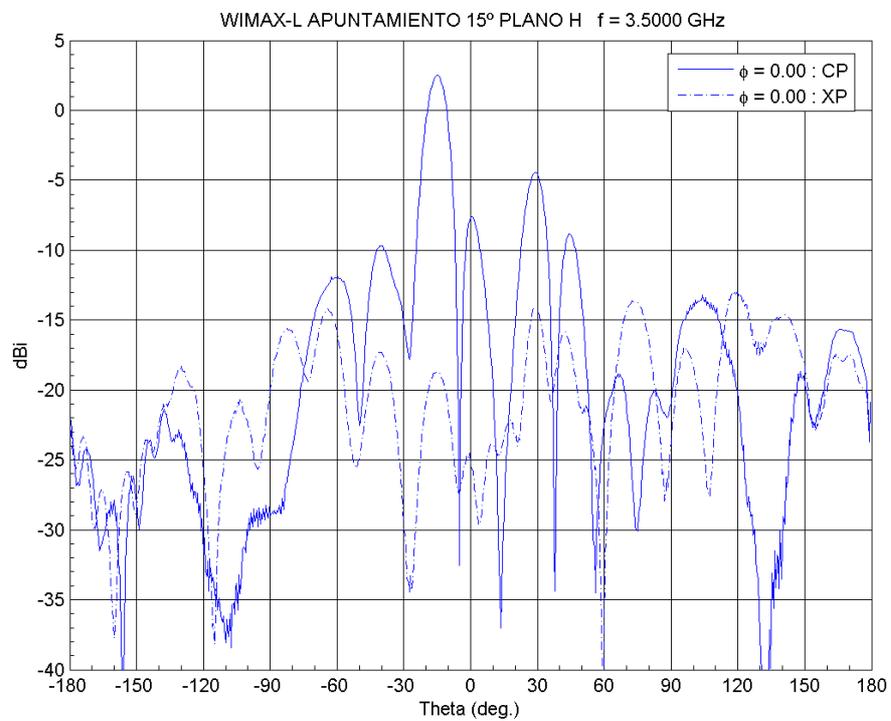


Figura 4-11. Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 0^\circ$, $\theta = -15^\circ$ medido.

4. Resultados

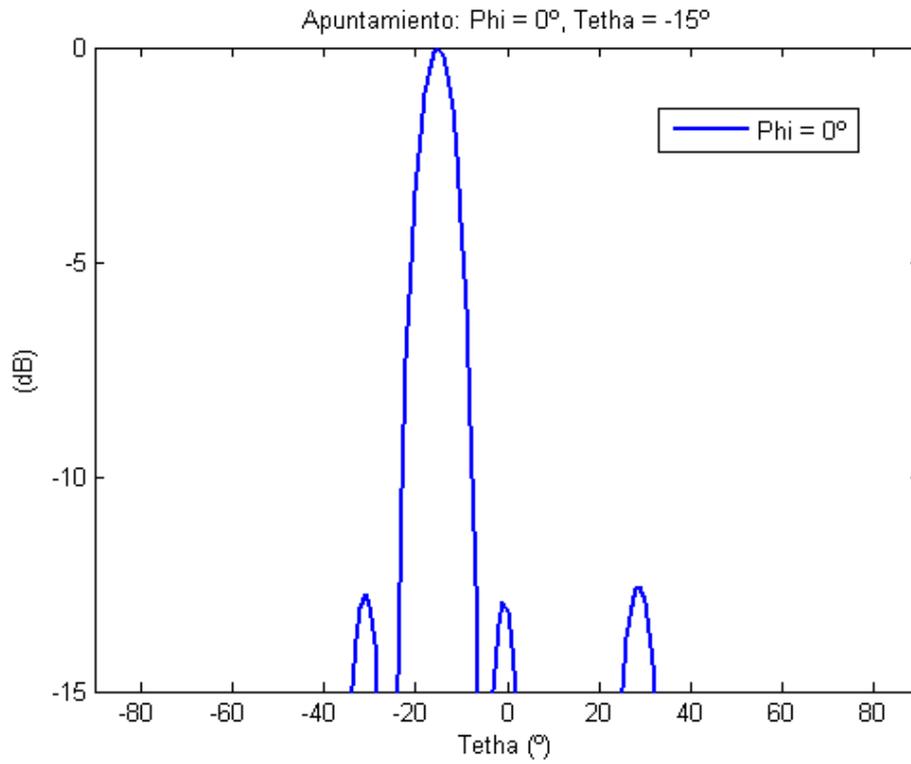


Figura 4-12. Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 0^\circ$, $\theta = -15^\circ$ simulado. Corte Phi = 0° .

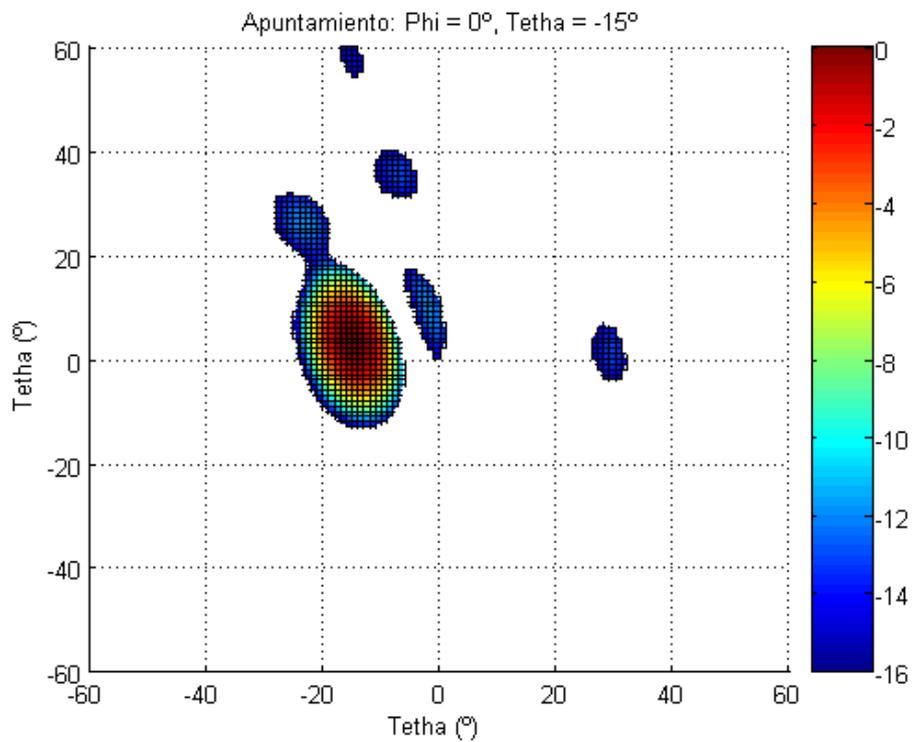


Figura 4-13. Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 0^\circ$, $\theta = -15^\circ$ simulado.

4. Resultados

- Medida y simulaciones para apuntamiento a $\phi = 135^\circ$, $\theta = 21^\circ$ ($\alpha_x = 135^\circ$, $\alpha_y = -90^\circ$).

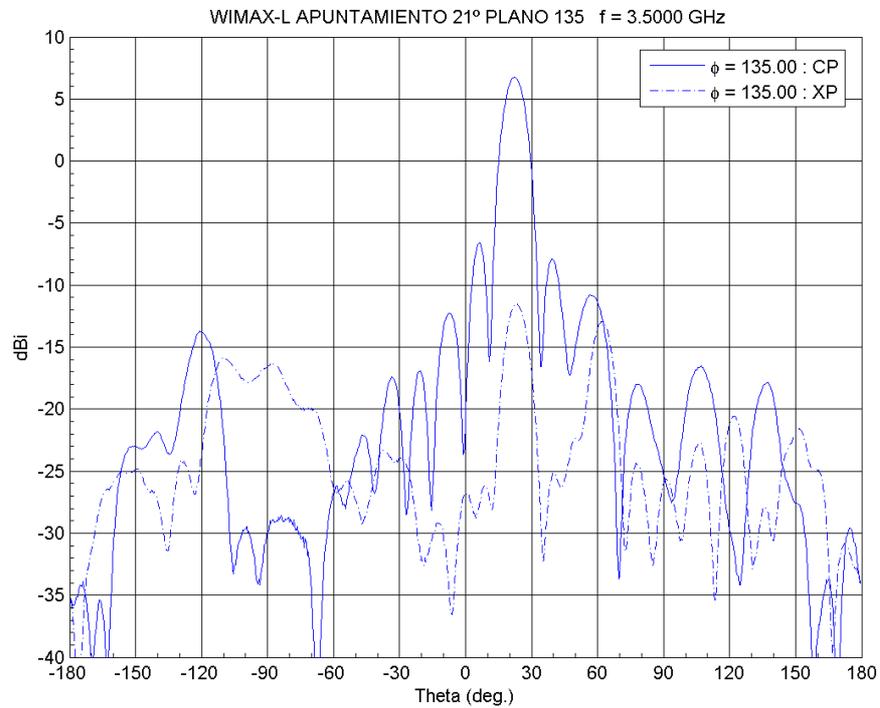


Figura 4-14. Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 135^\circ$, $\theta = 21^\circ$ medido.

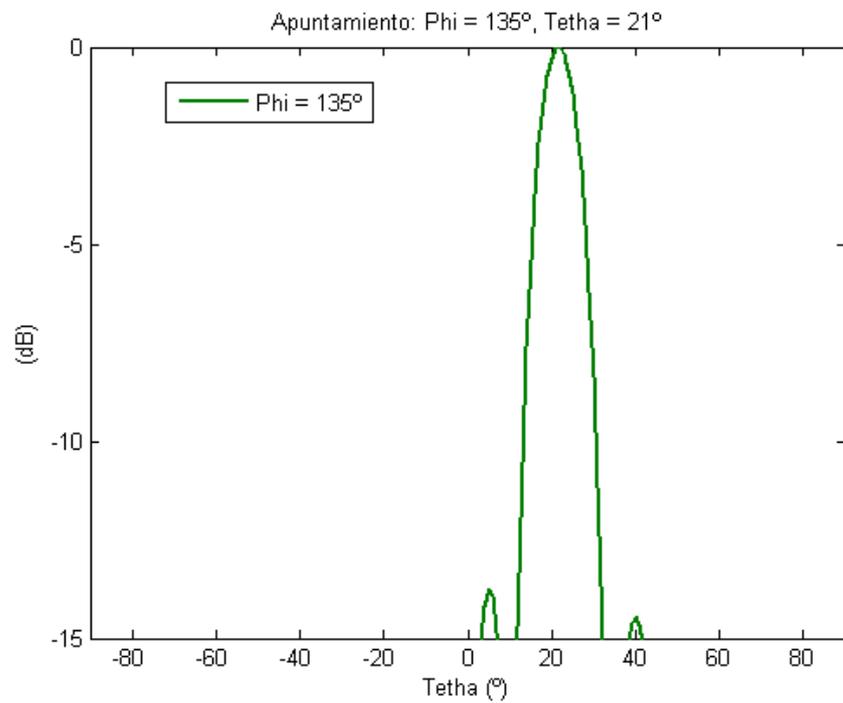


Figura 4-15 Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 135^\circ$, $\theta = 21^\circ$ simulado. Corte Phi = 135°.

4. Resultados

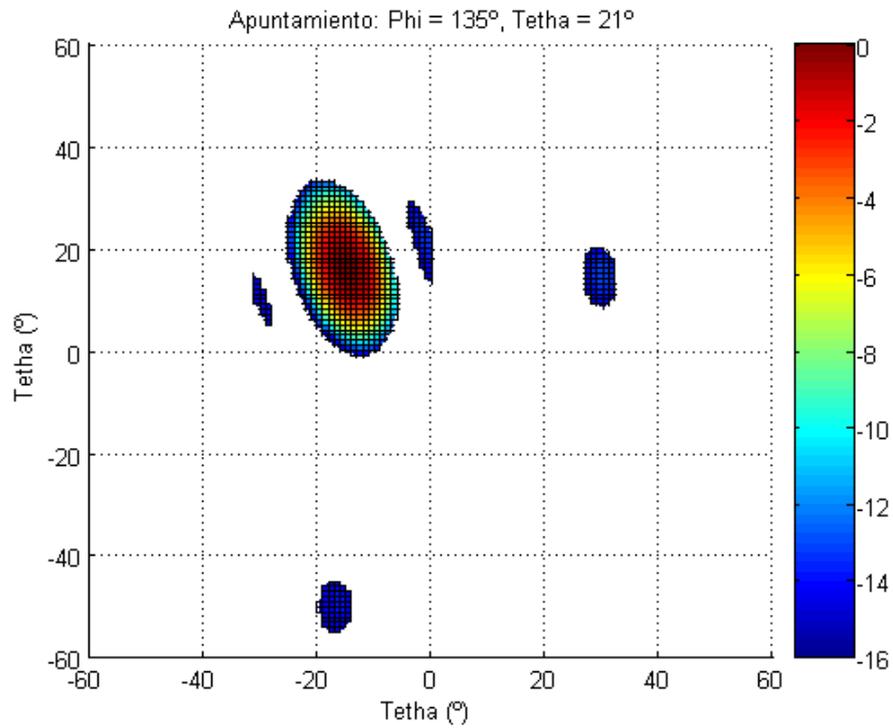


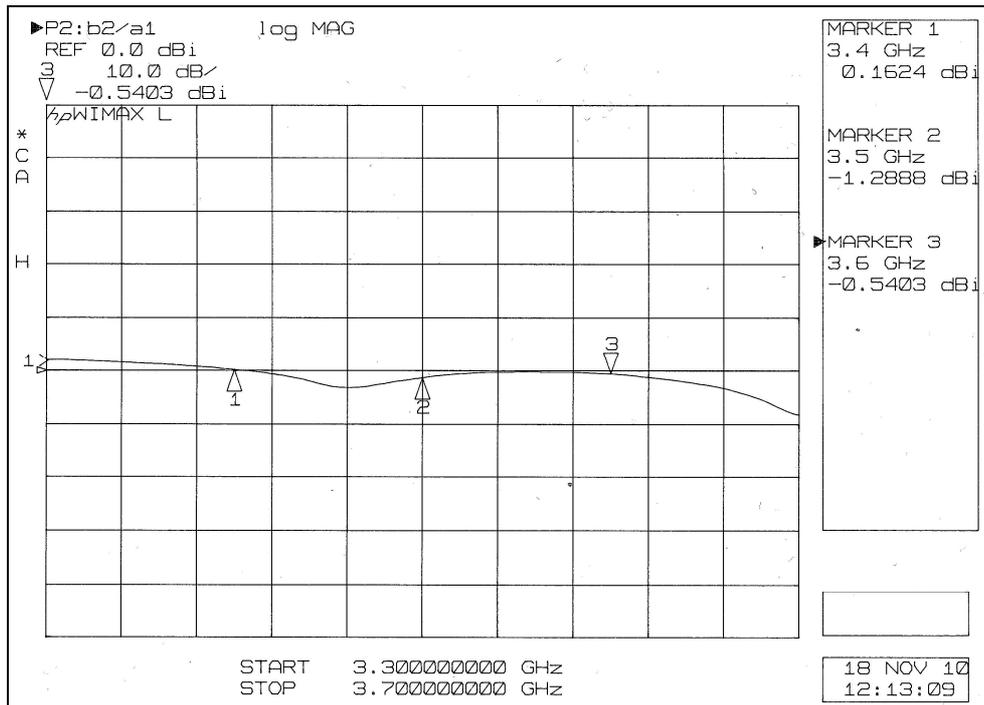
Figura 4-16 Polarización Lineal. Apuntamiento a $\phi = 135^\circ$, $\theta = 21^\circ$ simulado.

Se puede observar, comparando las medidas con las simulaciones, que se obtienen los valores esperados. También hay que destacar que el valor de la componente contrapolar (XP) es muy bajo con respecto a la componente copolar (CP). Esto demuestra, según se indicó en el apartado 2.1.7.3, que la polarización lineal es muy buena.

4.1.3 Medidas de ganancia

Hay que explicar porque los lóbulos principales son mayores en unos casos que en otros. En primer lugar mostraremos una medida de la ganancia (Figura 4-17) obtenida, para el sistema total en apuntamiento broadside, también en la cámara anecoica.

4. Resultados



**Figura 4-17. Medida de la ganancia del sistema completo.
Apuntamiento broadside.**

Además, a partir de las medidas realizadas en la cámara anecoica, se han obtenido gráficas de la ganancia del sistema (Figura 4-18) para los 4 apuntamientos estudiados.

Ganancia medida en configuración lineal

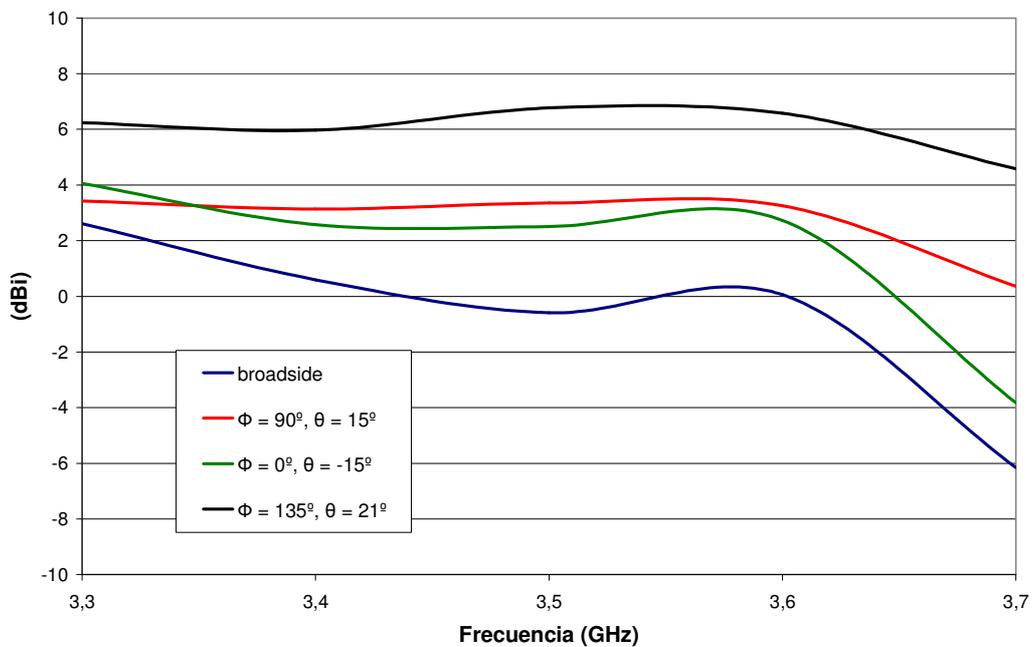


Figura 4-18. Medida de la ganancia del sistema completo.

4. Resultados

En general, todos son valores muy bajos a pesar de que se trata de una estructura de alta ganancia. La red de alimentación, en concreto las placas de RF, introducen muchas pérdidas. Esto implica que la ganancia total del sistema sea baja.

Además, la variación de la ganancia en función del apuntamiento se debe a la utilización de las matrices de Butler. El diagrama de radiación de la celda base tiene el máximo cerca de $\phi = 135^\circ$, $\theta = 21^\circ$ (dado el estado de la matriz de Butler utilizado), mientras que en la dirección broadside el diagrama ha caído. Al combinar el diagrama de radiación de la celda base con el factor de array del apuntamiento se obtiene un máximo mayor si ambos lóbulos principales coinciden.

4.1.4 Conclusiones con respecto a la configuración lineal

La antena, utilizada en la configuración correspondiente a polarización lineal, presenta en las medidas unos resultados buenos. La reflexión en la banda de trabajo está por debajo de -15 dB.

La dirección de apuntamiento medida se corresponde con los valores simulados, aunque se presentan mayores lóbulos secundarios que en el estudio realizado en el apartado 3.4.2. Esto se debe a que los valores de transmisión y fase de las placas de RF mostrados en las Tablas 4-1 y 4-3 difieren con respecto a los valores ideales. Además, se cumple el estudio de apuntamientos realizado en el apartado 3.4.2, el cual predecía peor funcionamiento para un apuntamiento broadside que para uno más separado.

La ganancia del sistema mejorará una vez se utilicen los amplificadores, tanto en transmisión (AP) como en recepción (LNA), de la placa del transceptor estudiada en [5]. Además, mediante el uso de los amplificadores se pueden compensar las diferencias de potencia transmitida entre las placas RF mostradas en la Tabla 4-3.

4.2 Sistema con polarización circular

En este apartado se van a estudiar los resultados obtenidos al medir el sistema en configuración de polarización circular en la cámara anecoica (Figura 4-19). Se analizarán dos casos: $H_POL = 27$ mm y $H_POL = 34$ mm. El primer caso corresponde al modelo de polarizador externo que proporciona el modelo de referencia tomado de [4]. El segundo caso corresponde al polarizador externo que, según las simulaciones del apartado 3.2.3.2, proporciona la Relación Axial centrada en la banda de trabajo.

4. Resultados

En este apartado se irán analizando simultáneamente ambos casos para compararlos. Se analizarán la reflexión de entrada y los apuntamientos como en el caso lineal, pero además se analizará la Relación Axial.



Figura 4-19 Sistema en configuración circular montado en la cámara anecoica de la ETSIT-UPM

4.2.1 Medida de Reflexión

Se muestran en primer lugar las medidas de reflexión (Figura 4-20) en el puerto de entrada del sistema de ambos modelos. Puesto que ya se ha comprobado en la Figura 4-3 que la dirección de apuntamiento no afecta de manera relevante el valor de reflexión, únicamente se presentan los valores para el apuntamiento broadside.

4. Resultados

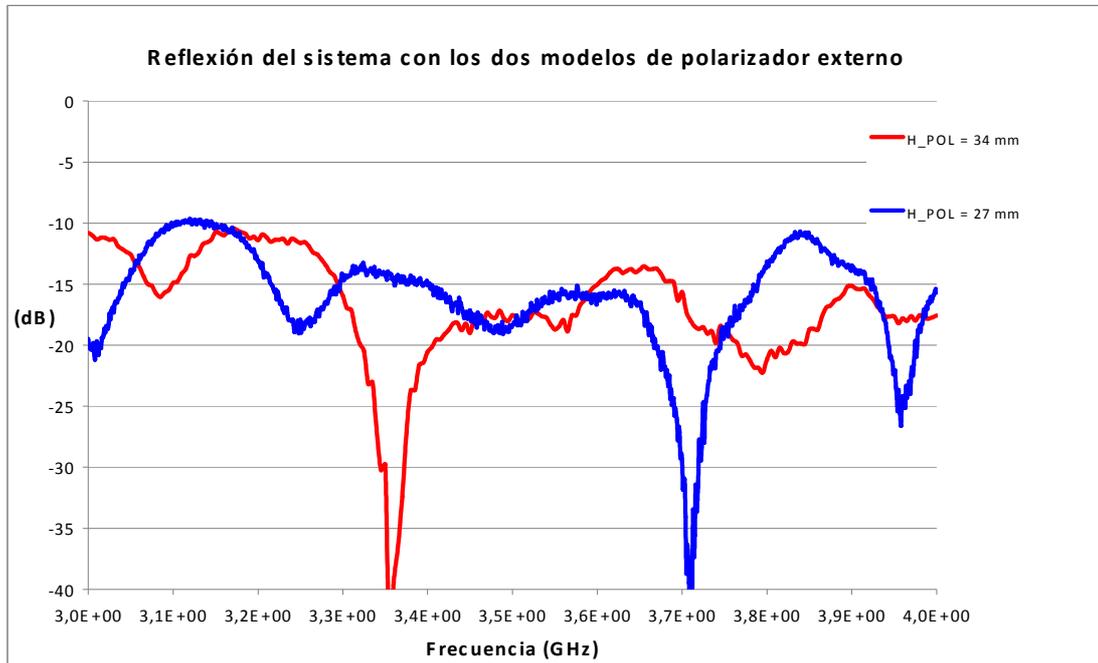


Figura 4-20. Reflexión de entrada al sistema completo para polarización circular. Modelos de polarizador externo con H_POL = 27 mm y H_POL = 34 mm.

A partir de la gráfica anterior se deduce que añadir la estructura externa del polarizador no empeora la reflexión del sistema global ya que en la banda de trabajo se sigue manteniendo un valor cercano a los -15 dB.

4.2.2 Medidas de Relación Axial

A continuación se muestran los datos de la variación de la Relación Axial en frecuencia. En las medidas realizadas en la cámara anecoica de la UPM se realiza un barrido en frecuencia variando la polarización (girándola) de la bocina (la antena que no está siendo estudiada). El valor de RA es la excursión total de las gráficas recogidas en la Figura 4-21 para H_POL = 27 mm y Figura 4-22 para H_POL = 34 mm.

Estas medidas se han realizado, para ambas configuraciones del polarizador, en apuntamiento broadside. Las medidas de RA para un apuntamiento diferente son muy complicadas de obtener.

4. Resultados

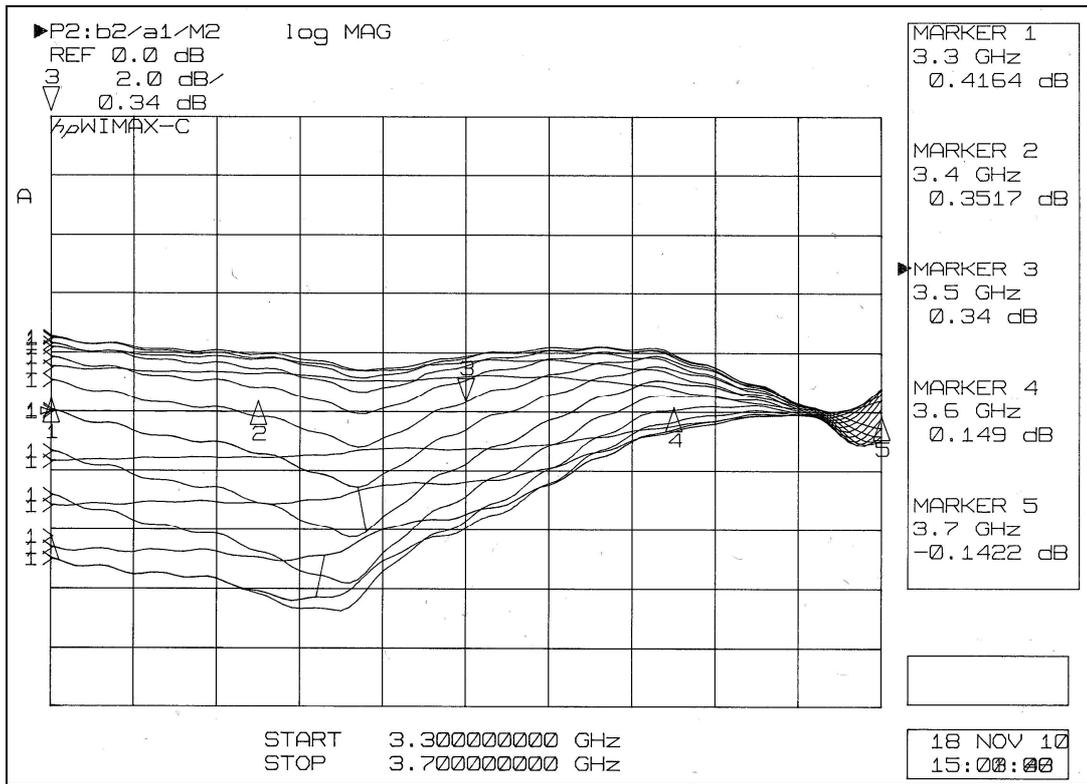


Figura 4-21. Medida de RA en la cámara anecoica para H_POL = 27 mm.

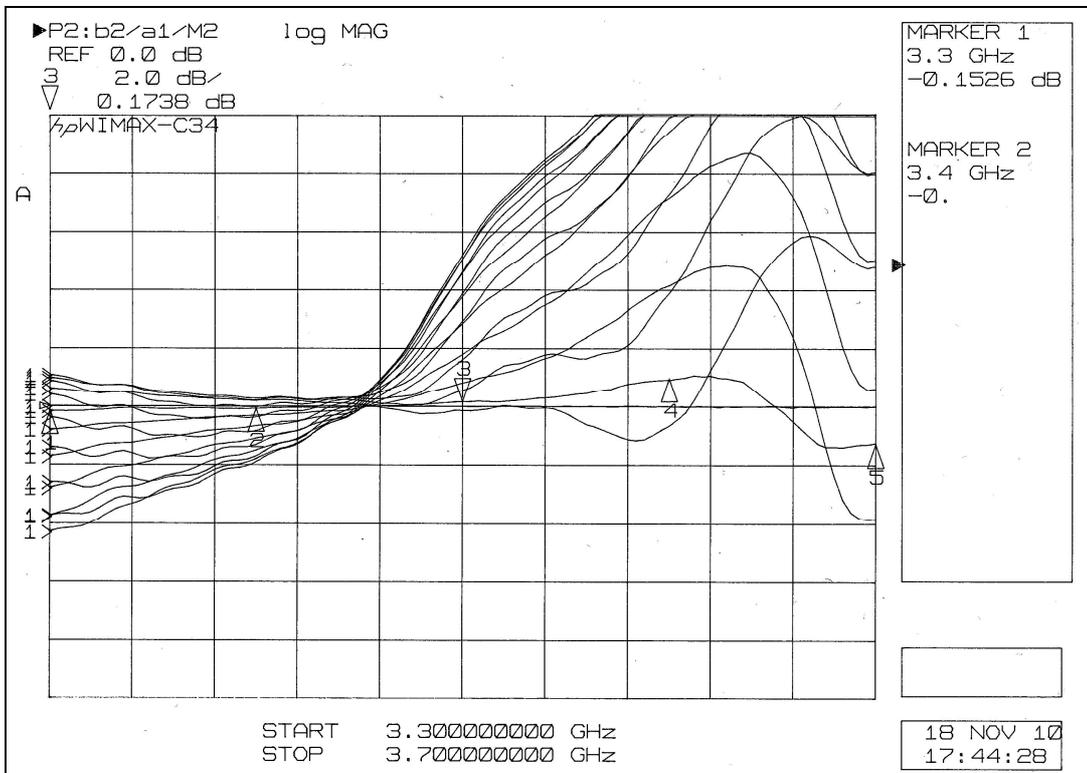


Figura 4-22. Medida de RA en la cámara anecoica para H_POL = 34 mm.

4. Resultados

En la Figura 4-23 se recoge, para ambas configuraciones, la medida de la relación axial.

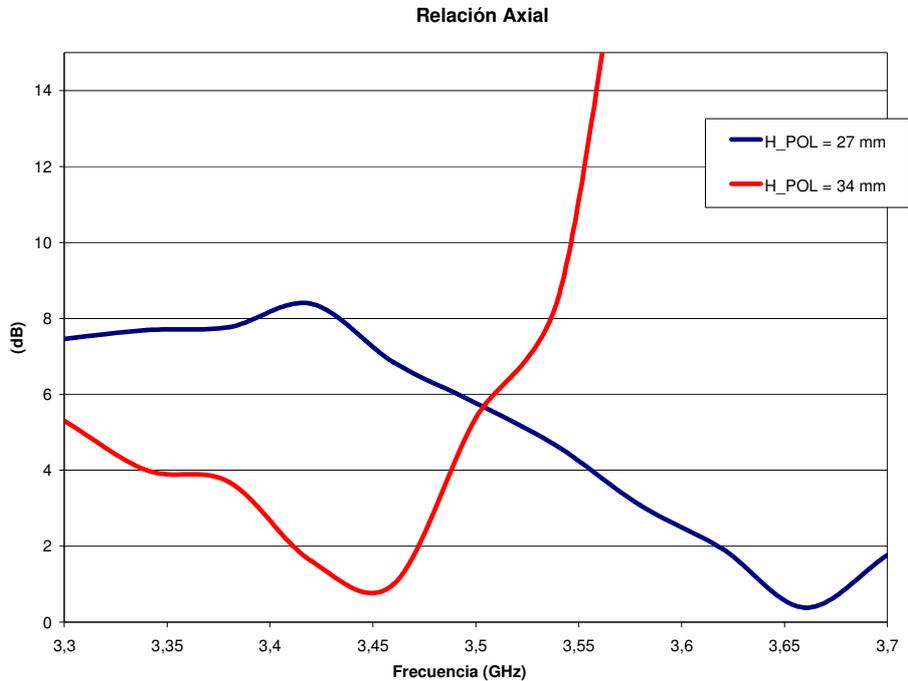


Figura 4-23. Relación Axial medida.
Modelos de polarizador externo con H_POL = 27 mm y H_POL = 34 mm.

Como se puede observar, los resultados obtenidos en las simulaciones llevadas cabo con el programa ENSEMBLE para modelos de array 2x4 (apartado 3.2.3.2) no se corresponde con los valores reales que se han obtenido al realizar las medidas para la Relación Axial del sistema con polarización circular.

Al observar ambas gráficas, se decidió probar con una configuración diferente. Dado que el polarizador externo con H_POL = 27 mm produce un mínimo de RA a frecuencias altas y que con la configuración de H_POL = 34 mm este mínimo está por debajo de la frecuencia central de trabajo se decidió utilizar una configuración con un valor de altura del polarizador intermedia. Puesto que los componentes disponibles (en concreto, las planchas de Rohacell que se llevaron para las medidas en la ETSIT-UPM) sólo permitían montar 2 configuraciones adicionales: H_POL = 30 mm y H_POL = 33 mm; se modificó la estructura para conseguir un polarizador externo con la configuración H_POL = 30 mm.

4. Resultados

Con esta nueva configuración se midió la RA. La medida obtenida se muestra en la Figura 4-24:

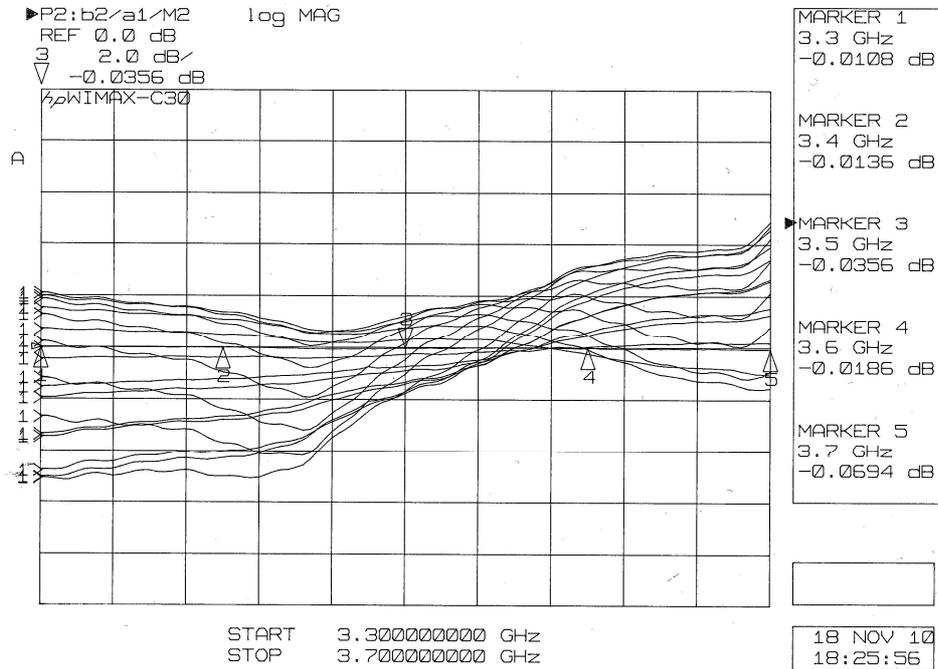


Figura 4-24. Medida de RA en la cámara anecoica para H_POL = 30 mm.

Una vez más, se recoge la excursión total de las gráficas para poder comparar la medida de RA más fácilmente con las medidas de las otras dos configuraciones en la Figura 4-25.

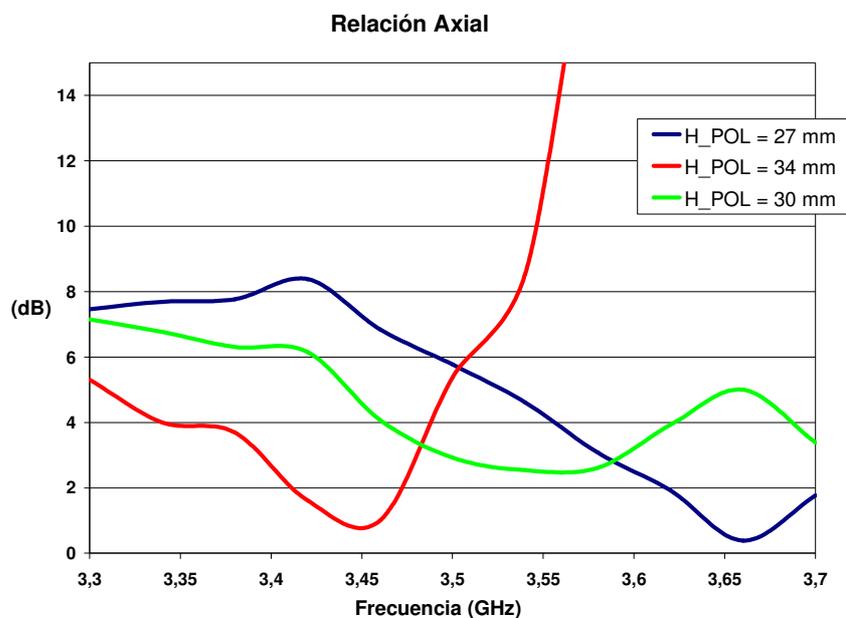


Figura 4-25. Relación Axial medida. Modelos de polarizador externo con H_POL = 27 mm, H_POL = 34 mm y H_POL = 30 mm.

4. Resultados

Como se había supuesto, la variación del parámetro H_POL desplaza la banda óptima de funcionamiento del sistema en Relación Axial. Además se ha recogido en la Tabla 4-4 el ancho de banda con RA < 4 dB para cada configuración.

Configuración	Ancho de Banda
H_POL = 27 mm	190 MHz
H_POL = 30 mm	170 MHz
H_POL = 34 mm	145 MHz

Tabla 4-4. Ancho de Banda de RA < 4 dB.

Dado que esta nueva configuración proporciona un nivel de Relación Axial más centrado en la banda de trabajo y con un valor inferior en la frecuencia central (lo que implica que la polarización es más circular) se decidió continuar trabajando con un polarizador de H_POL = 30 mm. Sin embargo también se ve que el mínimo de esta configuración no es tan profundo como en las otras dos; lo cual se puede solucionar probablemente modificando la geometría de las tiras del polarizador.

4.2.2.1 Relación Axial. Medidas VS Simulaciones

Como ya se comentó en el apartado 3.2.5.1 del tema de desarrollo, las simulaciones realizadas con el programa CST después de la construcción del sistema parecen tener un desplazamiento en la banda óptima de trabajo hacia frecuencias más altas. En el apartado 3.2.5.1 se indica como ocurría este hecho al analizar la reflexión de entrada a los puertos del array y a continuación, en la Figura 4-26, se puede observar el mismo comportamiento al analizar la Relación Axial.

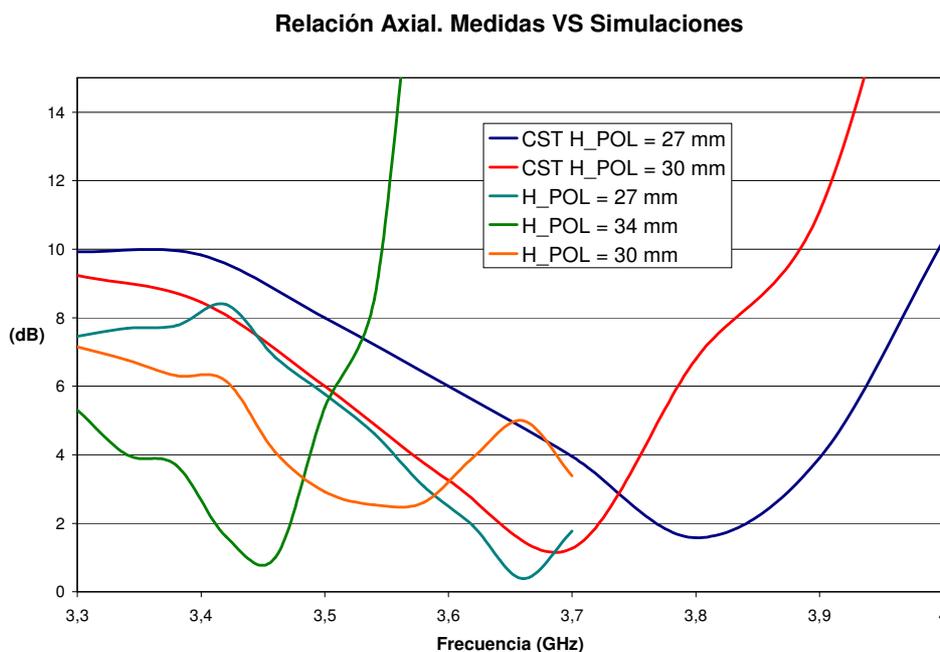


Figura 4-26 Relación Axial. Medidas y simulaciones con CST.

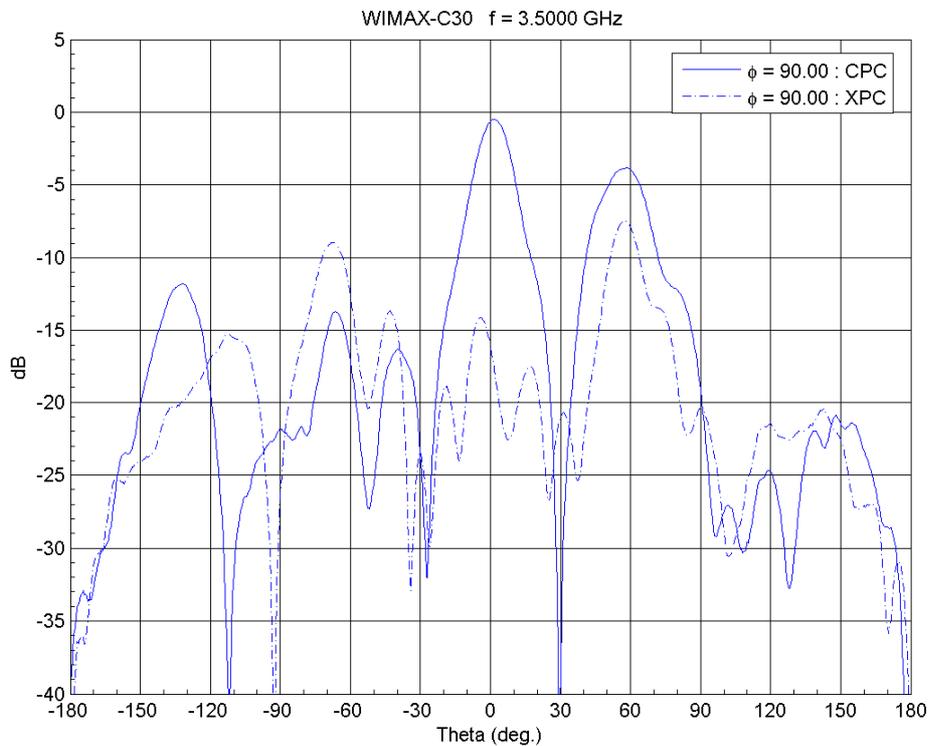
4. Resultados

4.2.3 Medidas de diagramas de radiación

Para continuar con las medidas obtenidas en la cámara anecoica, se procede a continuación a presentar las gráficas correspondientes a los apuntamientos medidos con esta nueva configuración en las Figuras 4-27 a 4-30.

En este caso no se incluyen gráficas de simulaciones puesto que el polarizador no afecta a la dirección de máximo apuntamiento. Como se puede observar, el lóbulo principal se encuentra apuntando en la dirección deseada al igual que ocurría en el sistema con polarización lineal.

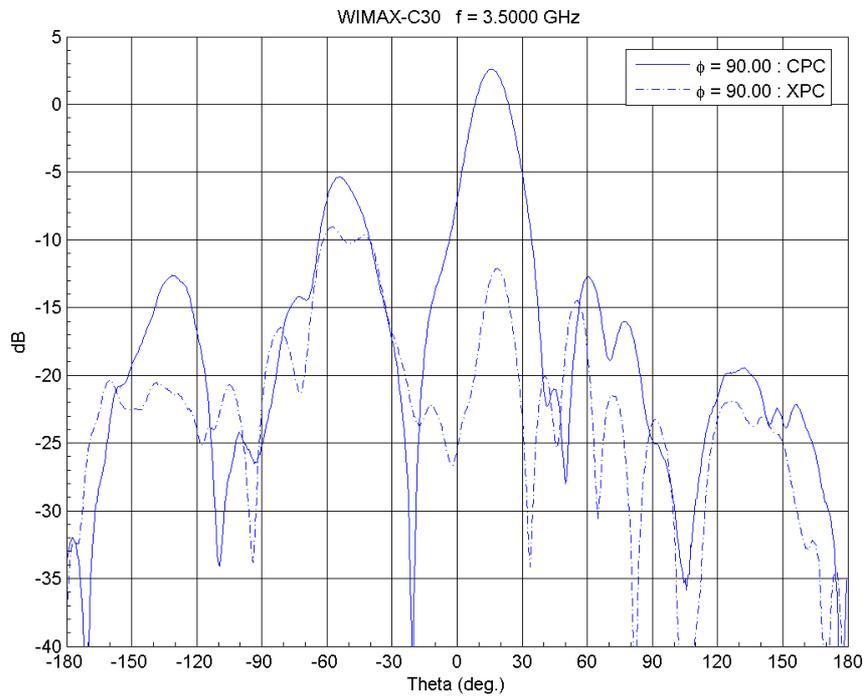
- Medida para apuntamiento broadside ($\alpha_x = \alpha_y = 0$).



**Figura 4-27. Polarización Circular H_POL = 30mm.
Apuntamiento broadside medido.**

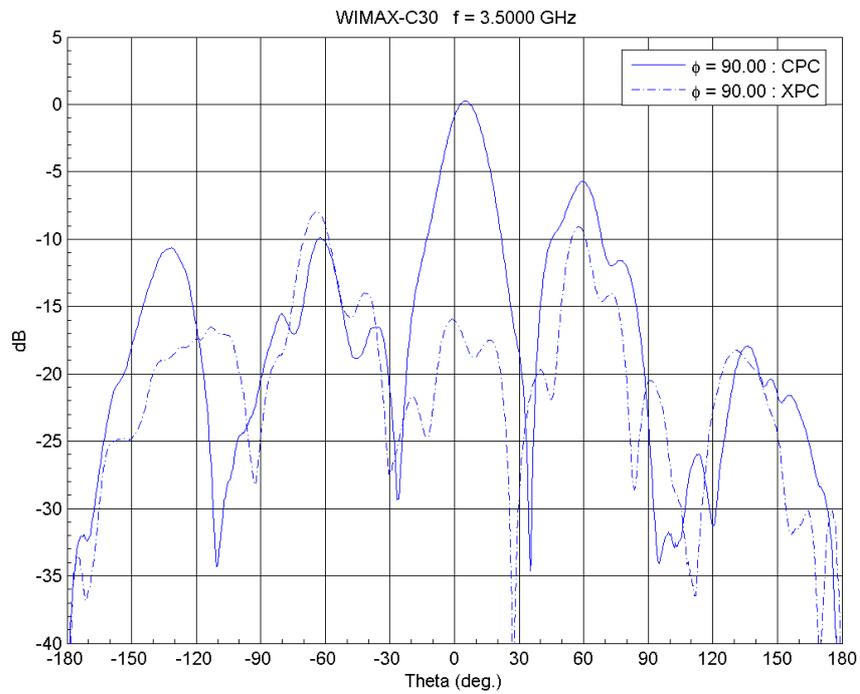
4. Resultados

- Medida para apuntamiento a $\phi = 90^\circ$, $\theta = 15^\circ$ ($\alpha_x = 0^\circ$, $\alpha_y = -90^\circ$).



**Figura 4-28. Polarización Circular H_POL = 30mm.
Apuntamiento a $\phi = 90^\circ$, $\theta = 15^\circ$ medido.**

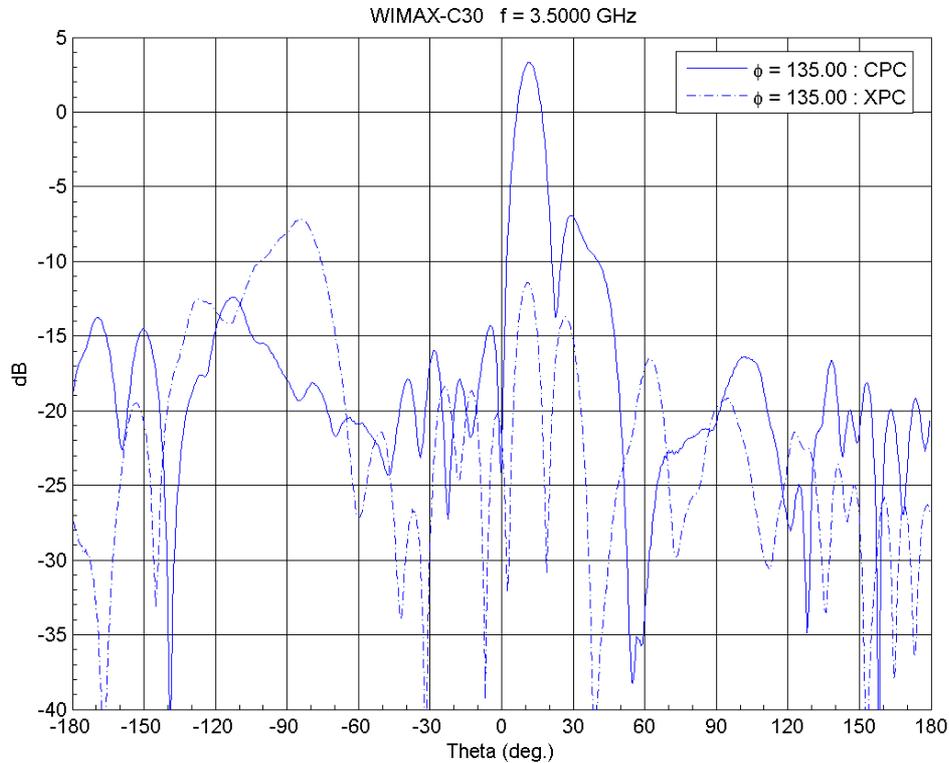
- Medida para apuntamiento a $\phi = 90^\circ$, $\theta = 5^\circ$ ($\alpha_x = 0^\circ$, $\alpha_y = -22,5^\circ$).



**Figura 4-29. Polarización Circular H_POL = 30mm.
Apuntamiento a $\phi = 90^\circ$, $\theta = 5^\circ$ medido.**

4. Resultados

- Medida para apuntamiento a $\phi = 135^\circ$, $\theta = 11,5^\circ$ ($\alpha_x = 67,5^\circ$, $\alpha_y = -45^\circ$).



**Figura 4-30. Polarización Circular H_POL = 30mm.
Apuntamiento a $\phi = 135^\circ$, $\theta = 11,5^\circ$ medido.**

4.2.4 Medidas de Ganancia

Al igual que en el caso lineal, a partir de los datos obtenidos en la cámara anecoica podemos calcular la ganancia del sistema completo para cada uno de los diferentes apuntamientos estudiados.

Se ha incluido en la Figura 4-30 la ganancia de los apuntamientos broadside y $\phi = 90^\circ$, $\theta = 15^\circ$ del sistema con polarización lineal para poder realizar una comparación entre ambos sistemas con mayor facilidad.

4. Resultados

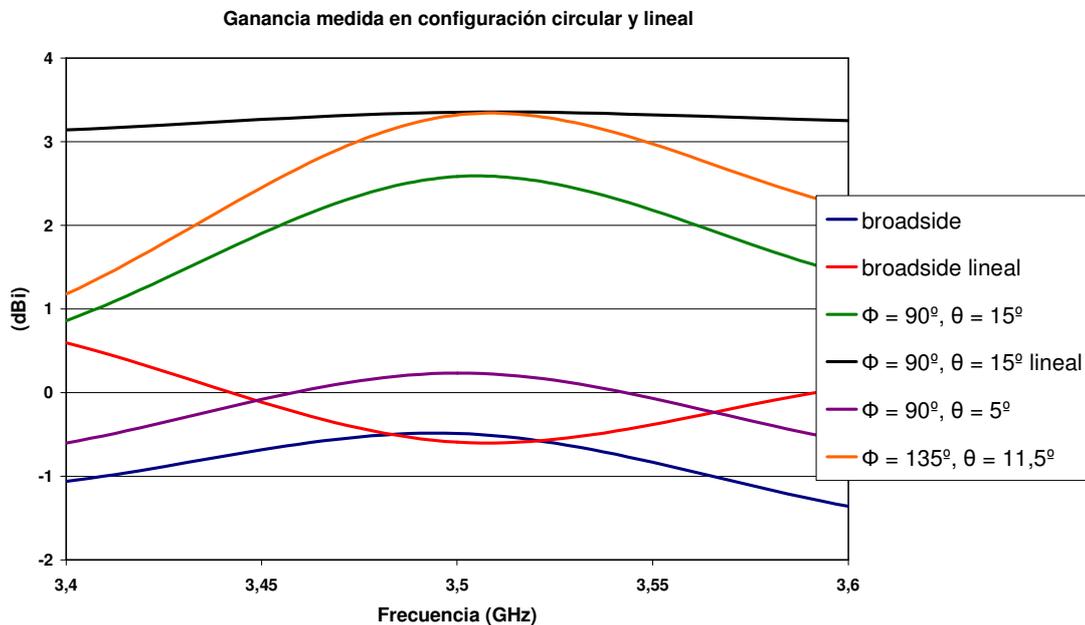


Figura 4-31. Medida de la ganancia del sistema completo con el polarizador ($H_POL = 30$ mm). Comparación con el caso lineal.

Al igual que en el sistema lineal, se observa que la ganancia total no es muy grande, pero se podrá mejorar con los amplificadores. Igualmente, cuanto más cercano sea el apuntamiento deseado al que proporciona la celda base, mayor será la ganancia.

Además puede comprobar que el polarizador apenas introduce pérdidas. Al comparar los valores de ganancia para un mismo apuntamiento entre ambas configuraciones, observamos que los valores son similares.

4.2.5 Medida de Reflexión del nuevo modelo

Tras los resultados obtenidos en la cámara anecoica de la ETSIT-UPM, solo queda medir la reflexión de entrada al sistema para el modelo con polarizador que tiene $H_POL = 30$ mm. De esta manera se comprobará si es un sistema aceptable.

En la Figura 4-31 se muestra la reflexión de entrada al sistema comparando los 3 modelos de polarizador. Además se ha incluido la medida de reflexión del sistema con $H_POL = 30$ mm para un apuntamiento en la dirección $\phi = 135^\circ, \theta = 11,5^\circ$.

4. Resultados

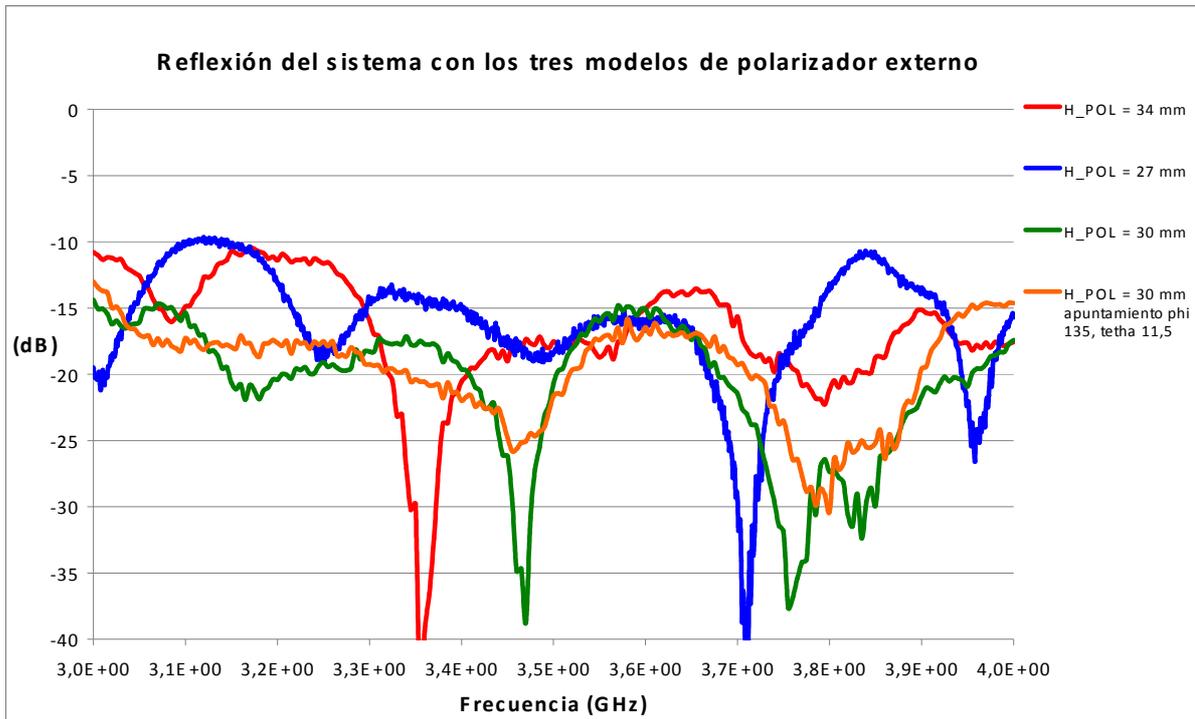


Figura 4-32. Reflexión de entrada al sistema completo para polarización circular. Modelos de polarizador externo con H_POL = 27 mm, H_POL = 34 mm y H_POL = 30 mm.

Este modelo de polarizador con H_POL = 30 mm tiene una reflexión de entrada por debajo de los -15 dB en la banda de trabajo. De hecho se observa que la reflexión es mejor para este modelo que en los modelos con H_POL = 27 mm y H_POL = 34 mm.

4.2.6 Conclusiones con respecto a la configuración circular

Al igual que el sistema en configuración lineal, el prototipo cumple con las especificaciones requeridas en cuanto a la reflexión de entrada al sistema. Los apuntamientos medidos confirman el estudio realizado en el apartado 3.4.2.

También, como en el caso lineal, el bajo nivel de ganancia obtenida se podrá solucionar mediante el uso de amplificadores.

La polarización circular obtenida mantiene un valor de Relación Axial aceptable en la banda de trabajo; aunque el modelo de polarizador óptimo no corresponde con los modelos simulados.

4. Resultados

5

Conclusiones y Trabajo futuro

5.1 Conclusiones

5.1.1 Sistema con polarización lineal

El sistema, utilizado en la configuración con polarización lineal presenta, en las medidas realizadas, buenos resultados. La reflexión en la banda de trabajo está por debajo de los -15 dB. La ganancia del sistema mejorará una vez se utilicen los amplificadores, tanto en transmisión como en recepción, de la placa del transceptor [5].

Los diagramas de radiación medidos se corresponden bien con los diagramas simulados y, aunque presentan mayores lóbulos secundarios que en el estudio realizado en el apartado 3.4.2, esto se solucionará utilizando placas de RF con alimentaciones de la misma amplitud y desfases. Sin embargo, se puede asumir que los rangos calculados mediante las simulaciones son aplicables al prototipo.

5.1.2 Sistema con polarización circular

En cuanto a la configuración del sistema con polarización circular, las medidas realizadas demuestran que se ha obtenido un sistema práctico con buenas características radioeléctricas.

La relación axial del modelo con $H_POL = 30$ mm se mantiene alrededor de los 3 dB en la banda de trabajo, lo que significa que la pureza de la polarización circular es aceptable.

5. Conclusiones y Trabajo futuro

Los diagramas de radiación medidos con esta configuración se asemejan a los simulados, por lo que se puede concluir que, como en el caso de polarización lineal, el rango obtenido mediante simulación es válido para el modelo construido.

5.2 Trabajo futuro

En primer lugar se sugieren algunos puntos orientados a la optimización del prototipo desarrollado durante la realización de este proyecto:

- Estudio de posibilidades para la mejora, si es posible, del funcionamiento del polarizador externo.

- Búsqueda y análisis de alternativas para el circuito integrado desfasador digital, ya que el modelo utilizado en la elaboración de este proyecto ha dejado de ser comercial.

- Integración de una matriz de Butler orientada a arrays bidimensionales con desfases de $67,5^\circ$ o con mayor número de puertas de entrada para aumentar el rango de apuntamientos limitado por la matriz.

Como se indicó al principio de este documento, el proyecto realizado forma parte del desarrollo de un proyecto de investigación llevado a cabo por la UAM para la implementación de un sistema de antena inteligente. Por lo tanto, una segunda línea de trabajo futuro conduce a la continuación de dicho proyecto. En este caso se sugieren los puntos:

- Estudio en profundidad del sistema del transceptor para Frecuencia Intermedia, que incluye a su vez el amplificador para el modo de transmisión y el amplificador de bajo ruido para el modo de recepción

- Estudio y medida del comportamiento del sistema al introducir en el mismo señales WiMAX de banda ancha.

- Desarrollo del software y hardware para el control automático de los elementos digitales de la red de alimentación: switches y desfasador digital

Referencias

- [1] Kumar, Amitabh, *Mobile broadcasting with WiMAX principles, technology, and applications*, Ed, 2008
- [2] “Antenas TX/RX de apuntamiento variable con redes desfasadoras activas y matrices de Butler imbricadas para sistemas WiMAX a 3.5 GHz (AVADEWIMAX)” (ref.: CCG08-UAM/TIC-4315) financiado por la Comunidad de Madrid y la Universidad Autónoma de Madrid.
- [3] “Antenas multi-haz con alimentación por matriz de Butler para sistemas WiMAX a 3,5 GHz (ANBUWIMAX)” (ref.: CCG07-UAM/TIC-1794) financiado por la Comunidad de Madrid y la Universidad Autónoma de Madrid.
- [4] González Fernández, Fernando, “Diseño de antena impresa de banda ancha y polarización circular para sistemas WiMAX a 3,5 GHz”. Proyecto Fin de Carrera realizado en la EPS-UAM.
- [5] Luzón Mesas, Victor, “Array de antenas con polarización dual lineal/circular y apuntamiento variable para comunicaciones WiMAX a 3,5 GHz”. Proyecto Fin de Carrera realizado en la EPS-UAM.
- [6] “Antenas y Circuitos de Alta Frecuencia”. Asignatura de Master impartida en la Escuela Politécnica Superior de la UAM.
- [7] C.A. Balanis, “*Antenna theory, Analysis and Design*”, 3rd ed., John Wiley and Sons, Inc., Publication.
- [8] J. L. Masa-Campos and F. González-Fernández, “Dual linear/circular polarized planar antenna with low profile double-layer polarizer of 45° tilted metallic strips for WiMAX applications”, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, PIER 98, 221-231, 2009.
- [9] Fernández, J. M., J. L. Masa-Campos, and M. Sierra-Pérez, “Circularly polarized omnidirectional millimeter wave monopole with parasitic strip elements”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 49, No. 3, 664-668, March 2007.
- [10] Monthippa Uthansakul and Peerapong Uthansakul, “2.4GHz DOA Finder usong Modified Butler Matrix for 2x2 Array Antennas”, *Proceedings of APCC2008* copyright © 2008 IEICE 08 SB 0083

Referencias

A. Planos

Los planos presentados a continuación han sido diseñados con el software AutoCAD. La construcción de las placas se ha realizado en talleres subcontratados y con la máquina troqueladora propiedad de la Escuela Politécnica de la UAM. En ambos casos, únicamente se necesitan los ficheros “.dxf” o los ficheros “gerber”. Por esta razón, sólo se incluye la cota exterior de los diseños; a excepción del bloque de sujeción.

A.1 Bloque de sujeción

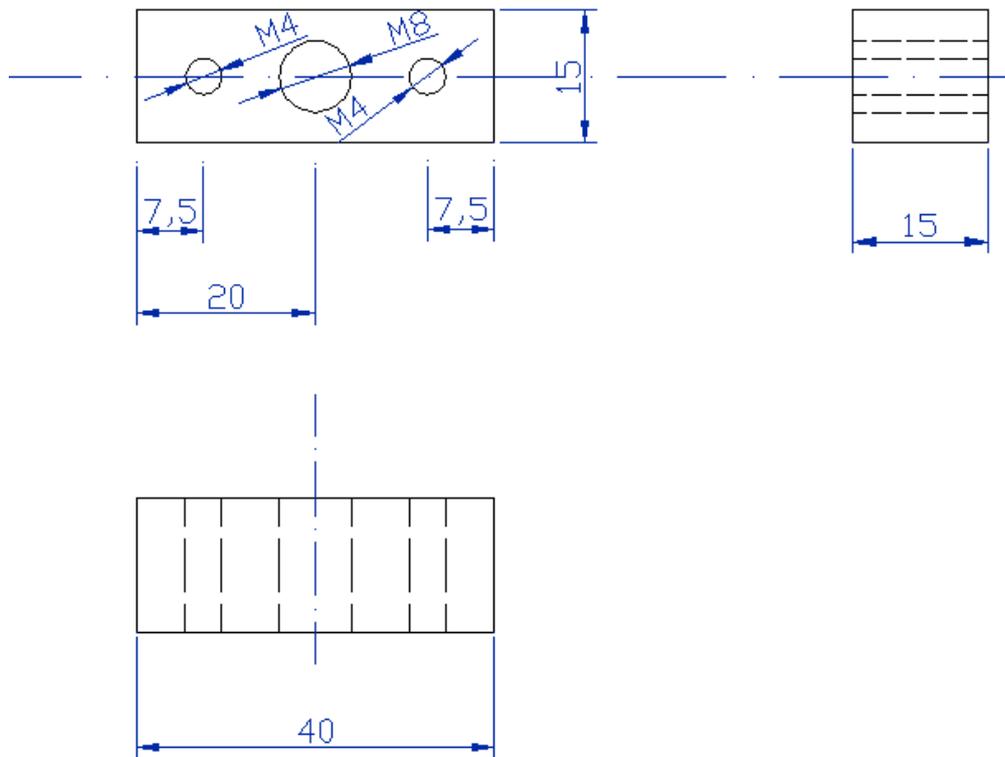


Figura A-1. Plano. Bloque de sujeción acotado.

A.2 Plano reflector

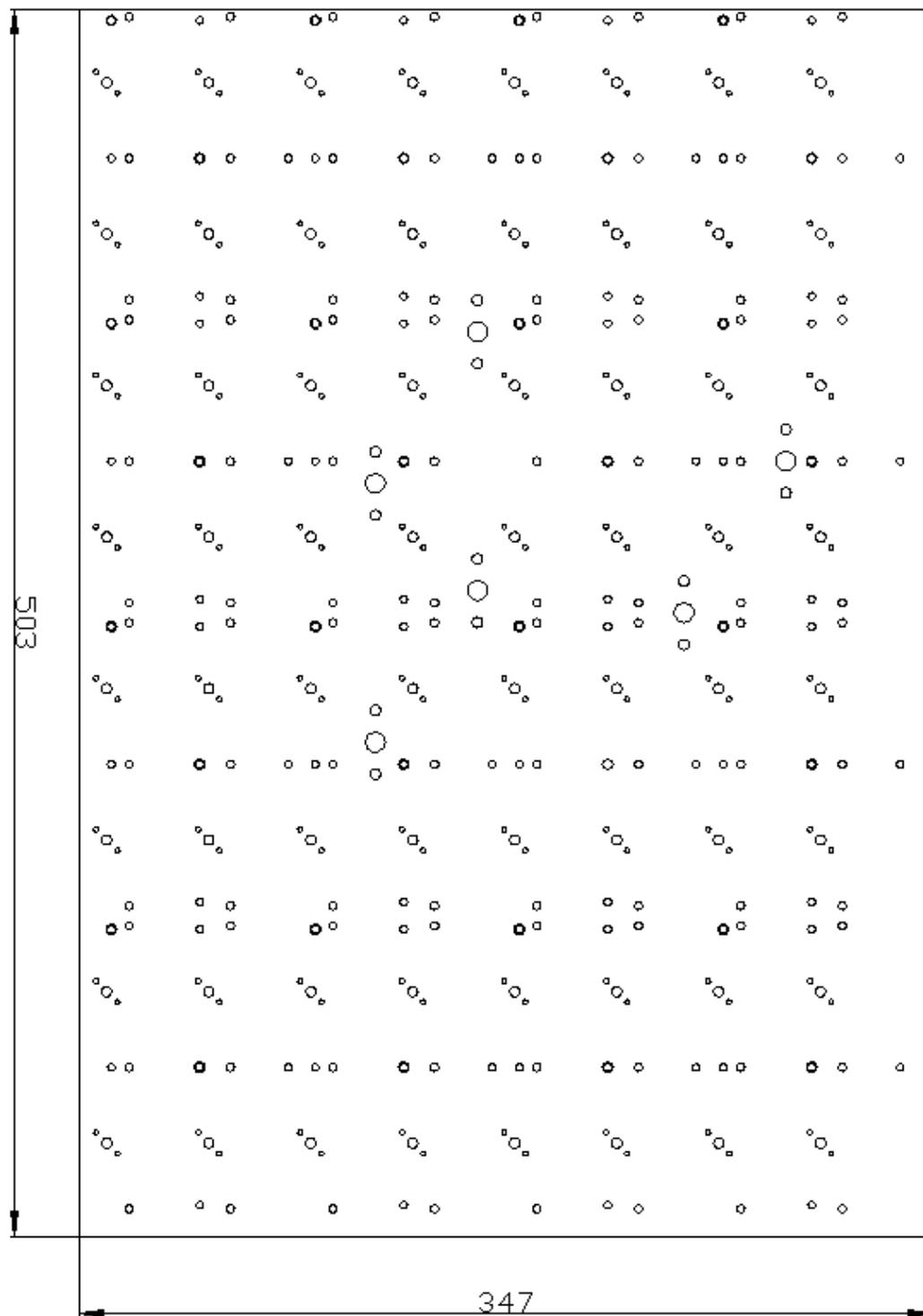


Figura A-2. Plano. Plano reflector.

A.3 Antena

Antena *Parches inferiores*

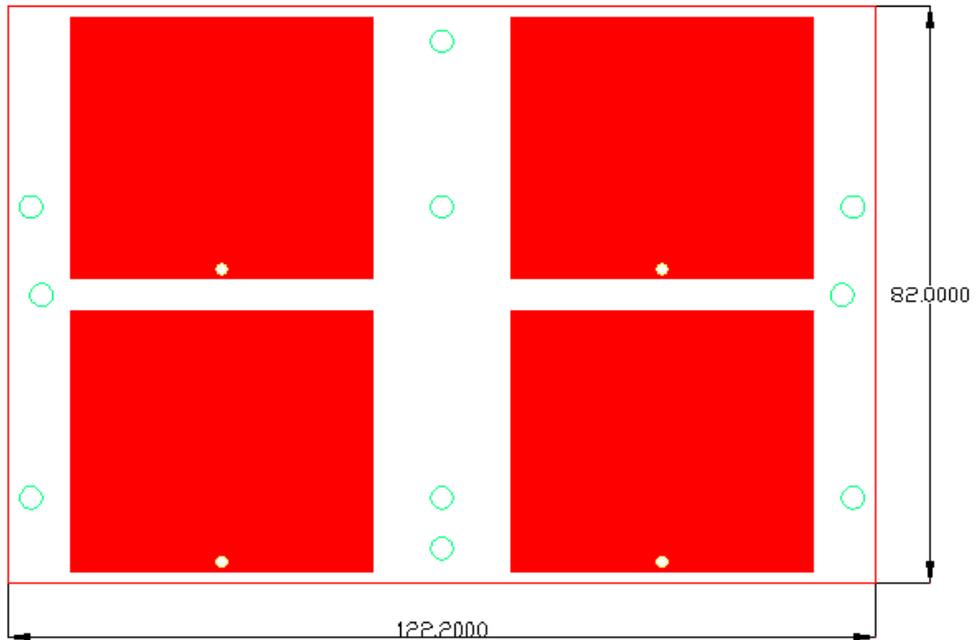


Figura A-3. Plano. Parches inferiores.

Antena *Parches superiores*

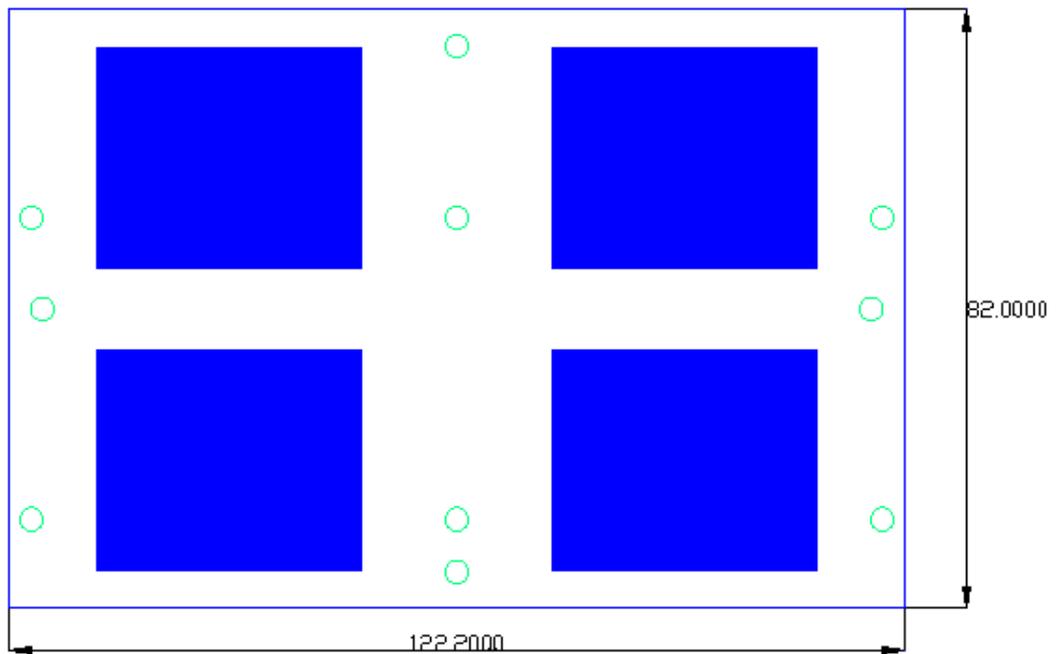


Figura A-4. Plano. Parches superiores.

Antena *Tiras inferiores del Polarizador*

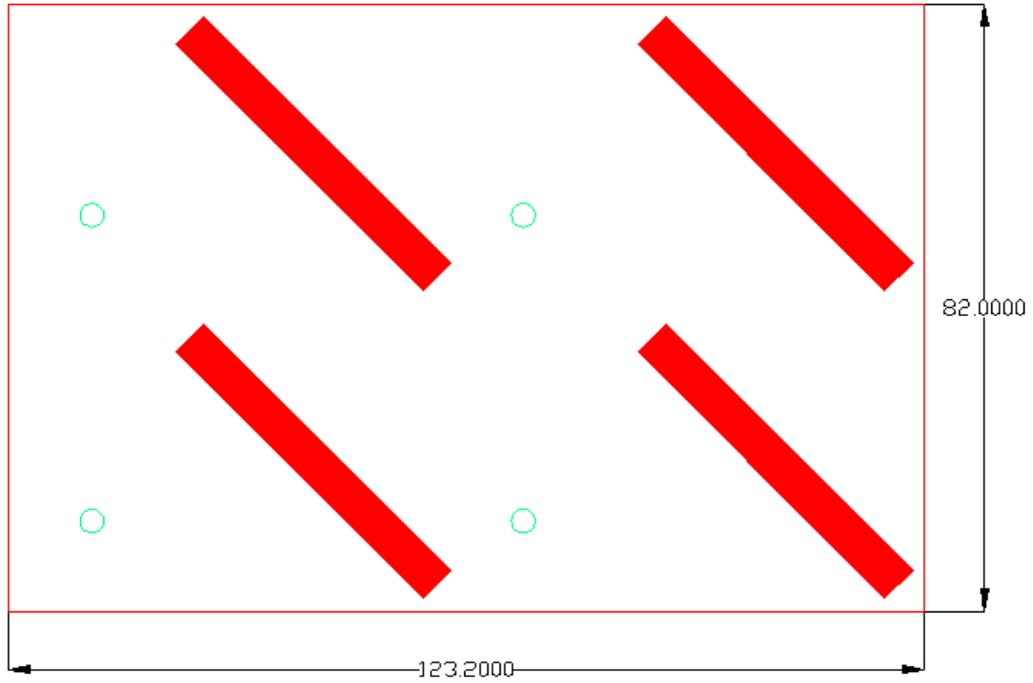


Figura A-5. Plano. Tiras inferiores del polarizador.

Antena *Tiras superiores del Polarizador*

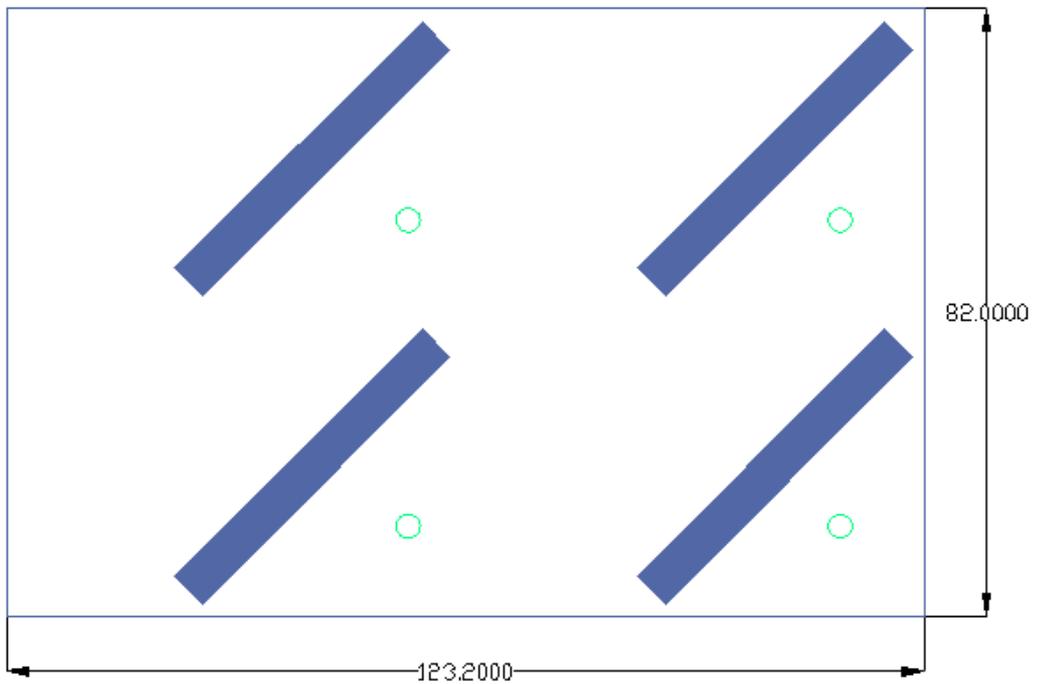


Figura A-6. Plano. Tiras superiores del polarizador.

A.4 Placa de Alimentación

Placa de Alimentación *Pistas de RF - vista superior*

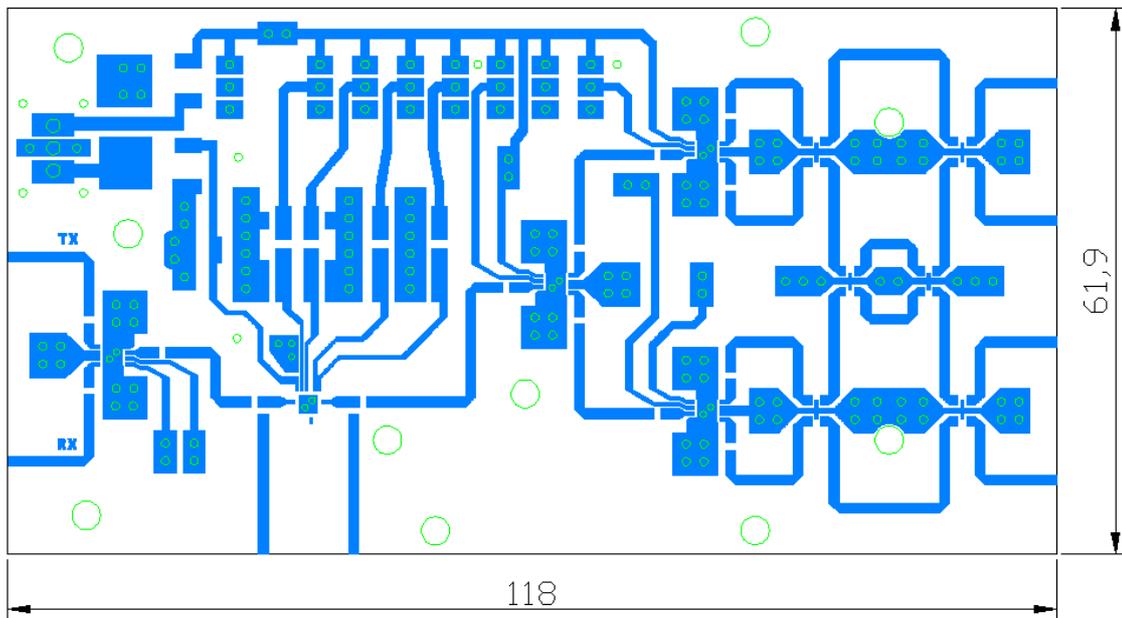


Figura A-7. Plano. Placa de Alimentación. Pistas RF (vista superior).

Placa de Alimentación *Pistas de RF - vista inferior*

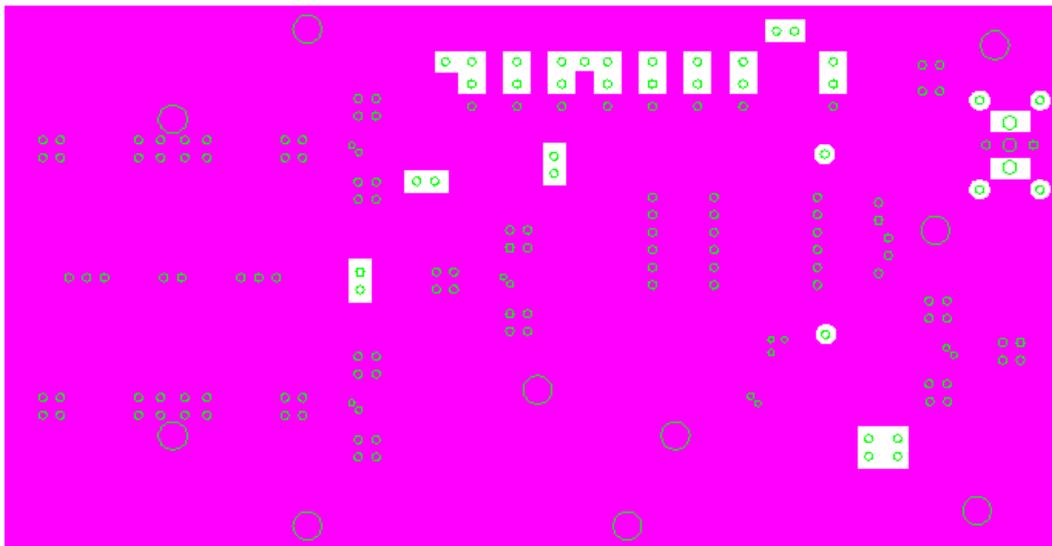


Figura A-8. Plano. Placa de Alimentación. Pistas RF (vista inferior).

Anexos

Placa de Alimentación *Pistas de DC - inferior 3*

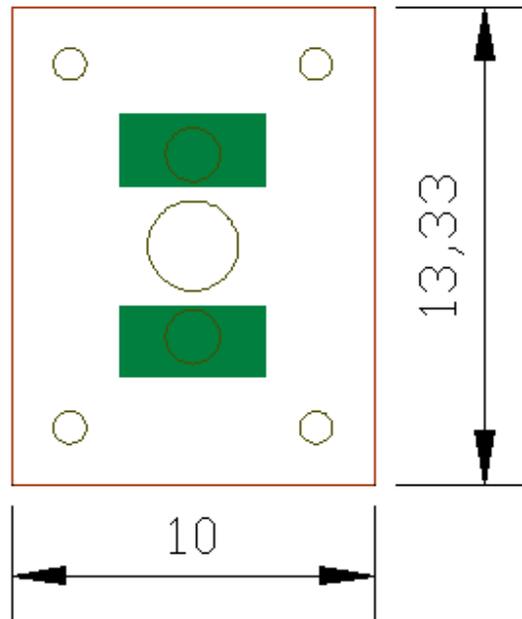


Figura A-11. Plano. Placa de Alimentación. Pistas DC - 3.

Placa de Alimentación *Zócalo*

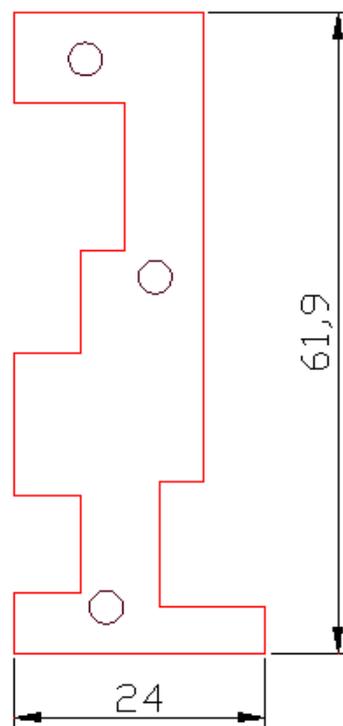


Figura A-12. Plano. Placa de Alimentación. Zócalo.

Placa de Alimentación *Zócalo b*

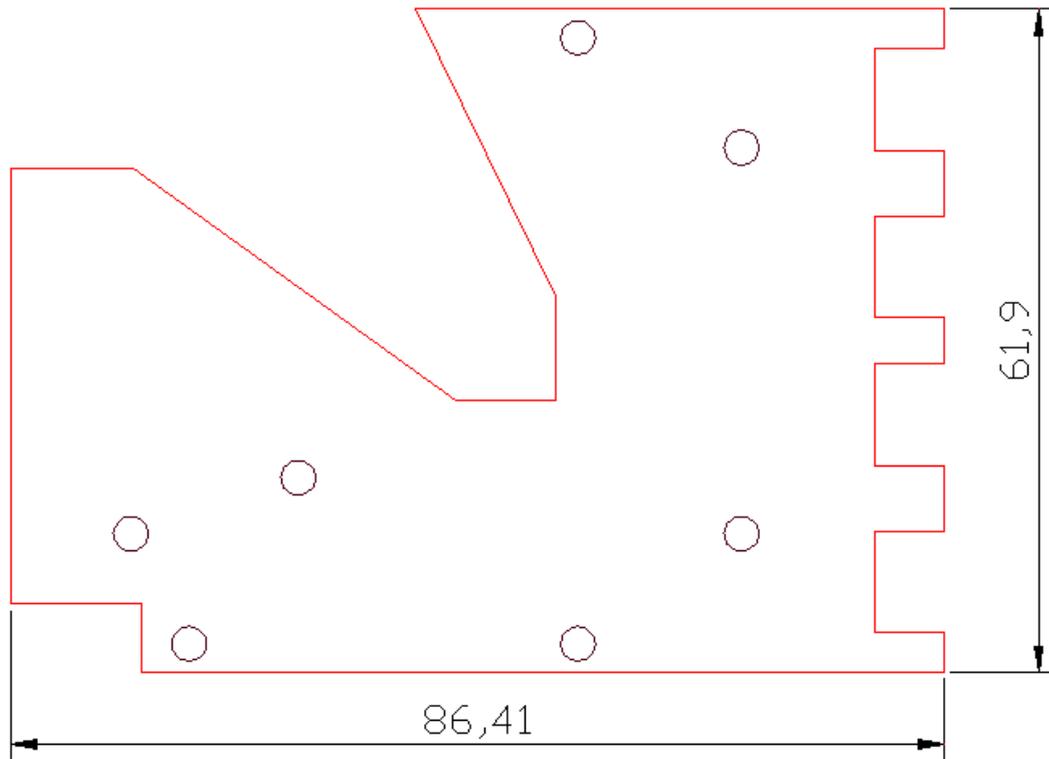


Figura A-13. Plano. Placa de Alimentación. Zócalo b.

A.5 Placa de Referencia

Placa de Referencia *Pistas de RF - vista superior*

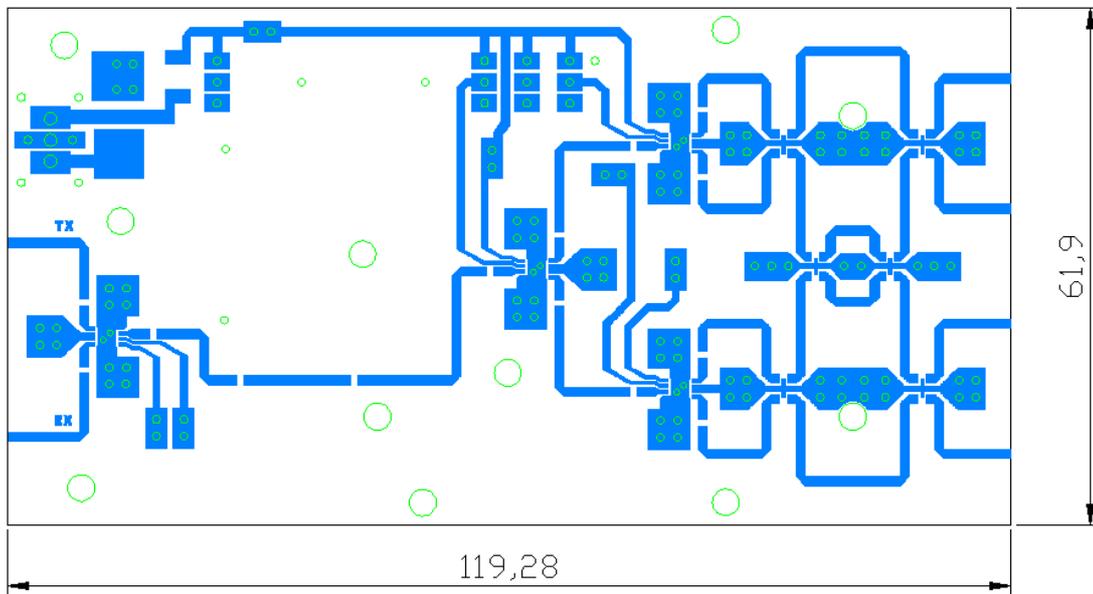


Figura A-14. Plano. Placa de Referencia. Pistas RF (vista superior).

Placa de Referencia *Pistas de RF - vista inferior*

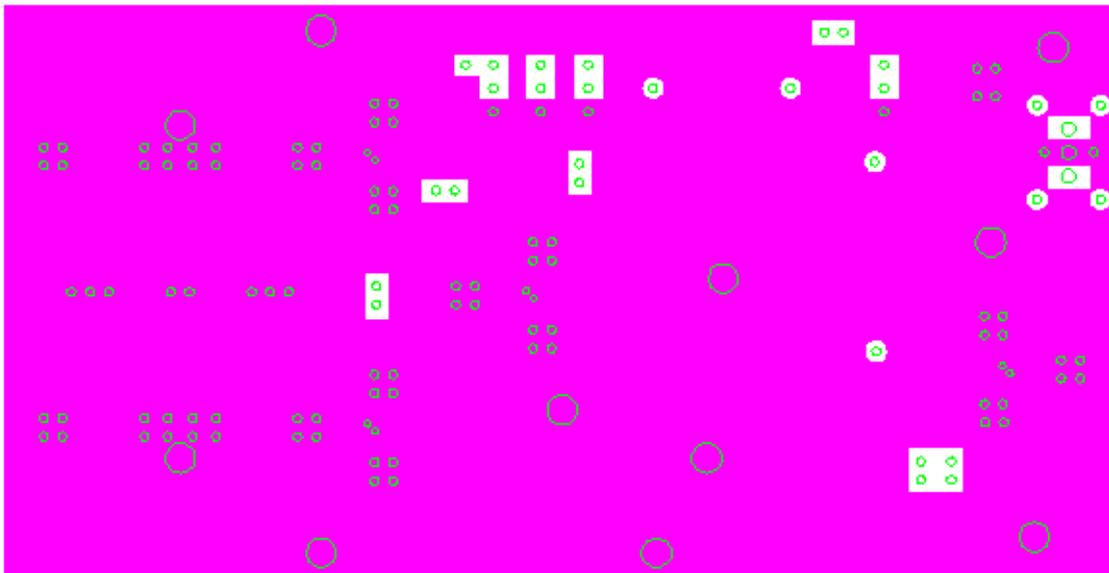


Figura A-15. Plano. Placa de Referencia. Pistas RF (vista inferior).

Placa de Referencia *Pistas de DC - inferior 1*

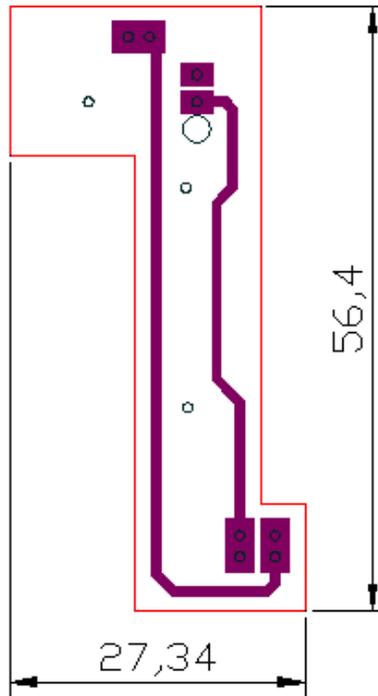


Figura A-16. Plano. Placa de Referencia. Pistas DC - 1.

Placa de Referencia *Pistas de DC - inferior 2*

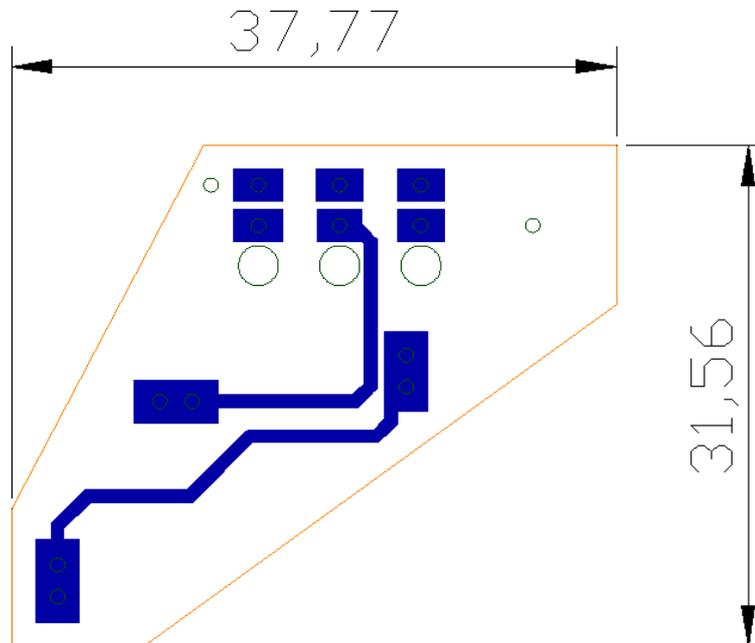


Figura A-17. Plano. Placa de Referencia. Pistas DC - 2.

Anexos

Placa de Referencia

Pistas de DC - inferior 3

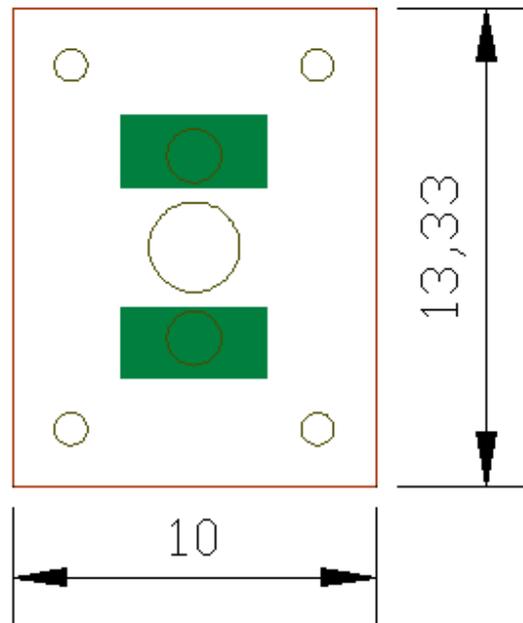


Figura A-18. Plano. Placa de Referencia. Pistas DC - 3.

Placa de Referencia

Zócalo

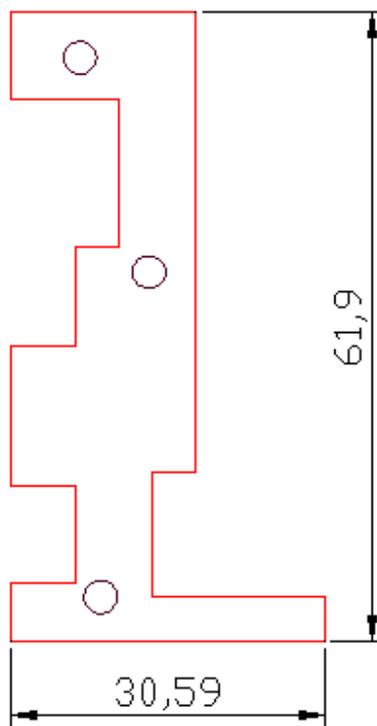


Figura A-19. Plano. Placa de Referencia. Zócalo.

Placa de Referencia *Zócalo b*

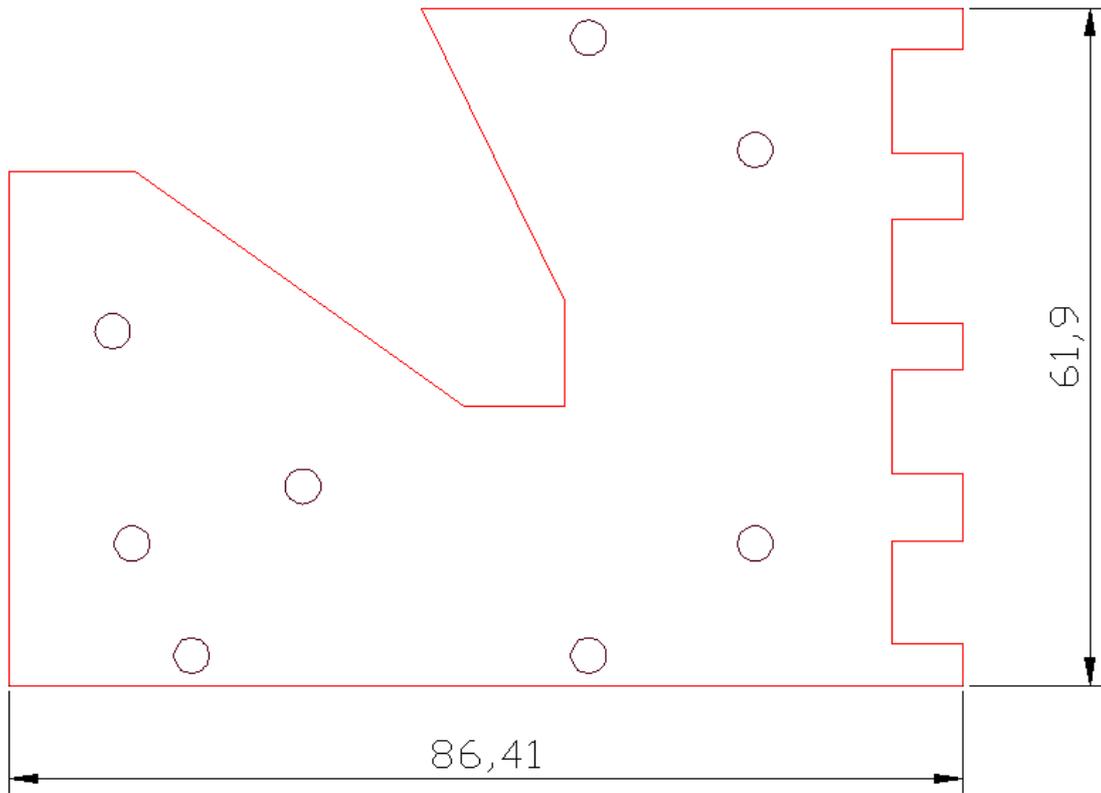


Figura A-20. Plano. Placa de Referencia. Zócalo b.

A.6 Divisor de Potencia Wilkinson

Divisor de Potencia Wilkinson *Pistas de RF*

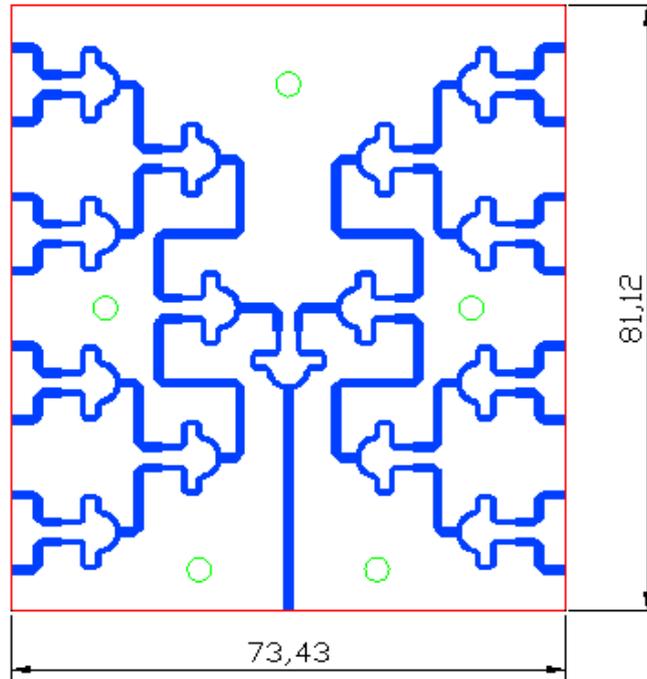


Figura A-21. Plano. Divisor de Potencia Wilkinson 1a16.

Divisor de Potencia Wilkinson *Zócalo*

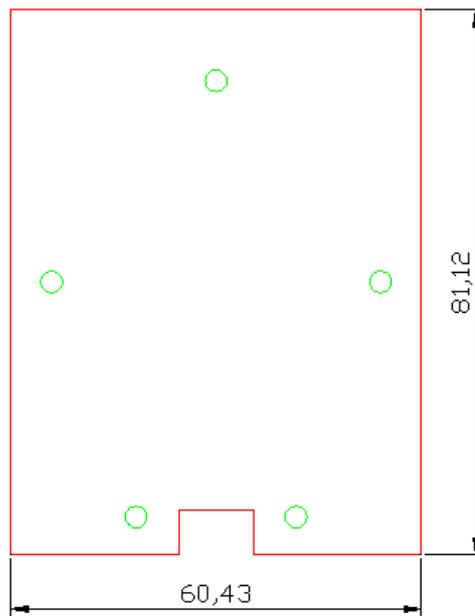


Figura A-22. Plano. Divisor de Potencia Wilkinson 1a16. Zócalo.

Anexos

B. Publicaciones

José Luis Masa Campos, Víctor Luzón Mesas, Ramiro José López Colino. Grupo de Sistemas de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas (GSRCO), "*Basic Cell of a Reconfigurable Antenna with Dual Polarization for WiMAX Applications*". 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP).

REFINE/EXPAND RESULTS

Search within results:

Search

SEARCH RESULTS

You searched for: **((WIMAX) AND Basic Cell) AND Dual Polarization)**

Set Search Alert |
 Download Citations |
 Email Selected Results |
 Print

Results per Page: Showing 1 - 1 of 1 results

Sort By: Select All on Page | Deselect All

- [Basic cell of a reconfigurable antenna with dual polarization for WIMAX applications](#)

Masa-Campos, Jose Luis; Luzon-Mesas, Victor; Lopez-Colino, Ramiro Jose;

[Antennas and Propagation \(EuCAP\), 2010. Proceedings of the Fourth European Conference on](#)

Publication Year: 2010 , Page(s): 1 - 5

IEEE CONFERENCES

[AbstractPlus](#) | Full Text: [PDF](#) (745 KB)

Quick
 Abstract

BROUGHT TO YOU BY



Univ Autonoma de Madrid
Your institute subscribes to:
IEEE/IET Electronic Library (IEL), IEEE Draft Standards Online Subscription

What can I access?
[Terms of Use](#)

SEARCHES FOR THIS SESSION

((WIMAX) AND Basic Cell) AND Dual Polarization) (1)
[More Search History](#)

ADDITIONAL RESULTS

[Application Notes \(beta\)](#)

Basic Cell of a Reconfigurable Antenna with Dual Polarization for WIMAX Applications

José Luis Masa-Campos, Víctor Luzón-Mesas, Ramiro José López-Colino
jose.luis.masa@uam.es, victor.luzon@estudiante.uam.es, ramiro.lopez@estudiante.uam.es
 Grupo de Sistemas de Radiocomunicaciones y Comunicaciones Ópticas (GSRCO)
 Universidad Autónoma de Madrid
 28049 – Madrid (Spain)

Abstract— A 8x8 reconfigurable array antenna with dual lineal/circular polarization for WIMAX applications at 3.5 GHz has been designed. The antenna is composed of 4 elements basic cell sub-arrays with a Butler matrix inside. The basic cell sub-arrays are combined by means of digital phase shifters. The measured results of the radiating elements and RF modules are presented.

I. INTRODUCTION

In this paper a dual linear/circular polarization reconfigurable antenna [1] for WIMAX applications in 3.5 GHz band is presented. The antenna is composed of 8x8 radiating patches, with a combined phase control of butler matrix and 4bit digital phase shifter. The global antenna is sub-divided in 2x2 or 1x4 element basic cells. A 2x2 array prototype has been manufactured and measured (Fig.1a,b), with a removable low profile polarizer, in order to obtain a circular (with) or a linear (without) polarization performance. The polarizer is composed of 45° tilted parasitic strips stacked on top of the radiating patches to provide circular polarization [2].

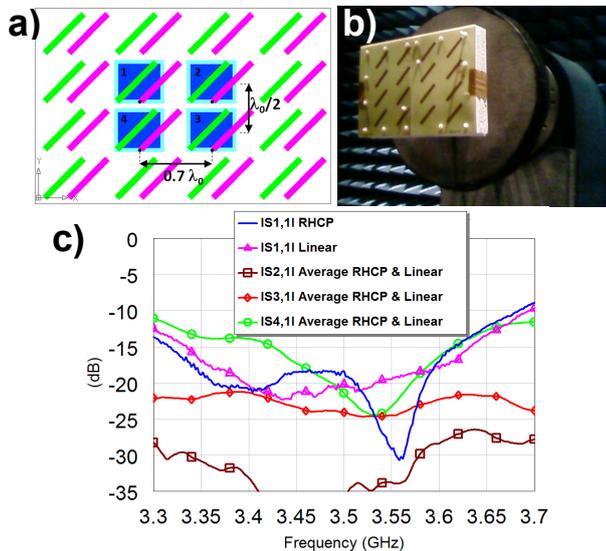


Fig. 1: a) Scheme of 2x2 sub-array with broadband polarizer, b) 2x2 sub-array in anechoic chamber, c) measured reflection coefficient with (RHCP) and without (Linear) polarizer, and mutual coupling.

A good reflexion is obtained with and without the polarizer (Fig 1c). No significant degradation of the antenna properties is observed [2], although high coupling effects have been measured between adjacent elements. Axial ratio and radiation pattern show good results with polarizer although some asymmetries have been found in the horizontal plane radiation pattern (Fig 2 b) due to high mutual coupling.

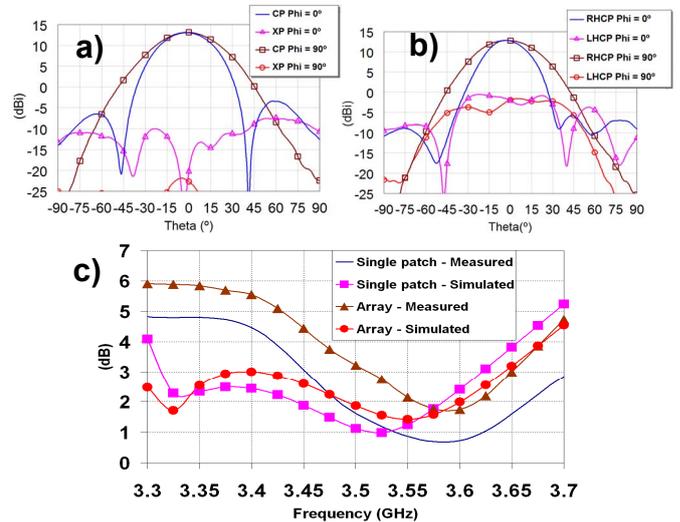


Fig. 2 Measured 2x2 sub-array results: Radiation pattern at 3.5 GHz - a) without polarizer (vertical), b) with polarizer (RHCP), c) Axial ratio

II. BASIC CELL RF MODULE

The basic cell is composed of four elements and operates as a TX/RX module with phase control (Fig 3).

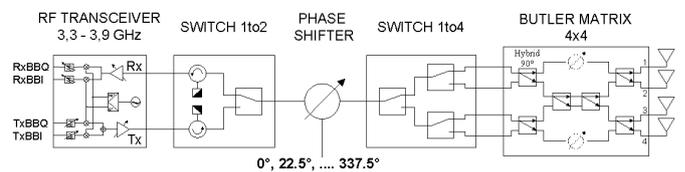


Fig. 3: Schematic of each basic cell RF module.

A 4x4 Butler matrix [3] is connected to the radiating elements, which fixes four phase combinations to feed the four patches of the cell. 90° Hybrid couplers in chip format have been used to implement the matrix circuit, with a

considerable space reduction. In order to select one of the four possible states of the Butler matrix a SP4T switch circuit has been designed, by using three SPDT switches (PEREGRINE PE4283) with CMOS logic control technology. In addition, a phase variation between different basic cells in the global antenna structure will be implemented by four bits digital phase shifters. Therefore, with this hybrid structure, a considerable cost reduction is achieved. Finally, the RF – IF transceiver module MAX28038 (MAXIM) for WIMAX (3.3 – 3.9 GHz) system is incorporate. The TX/RX mode in the transceiver is selected with a SPDT switch circuit as the one previously presented. A low noise amplifier in RX mode and a power amplifier in TX mode are included, besides an automatic gain control. Likewise, an internal PLL oscillator is implemented in the transceiver, with an external common clock signal.

The four elements basic cell can be implemented in a 2x2, 1x4 or 4x1 sub-array configuration. The cable connections between the Butler matrix and the basic cell patches will be modified depending on the selected option (Fig. 4).

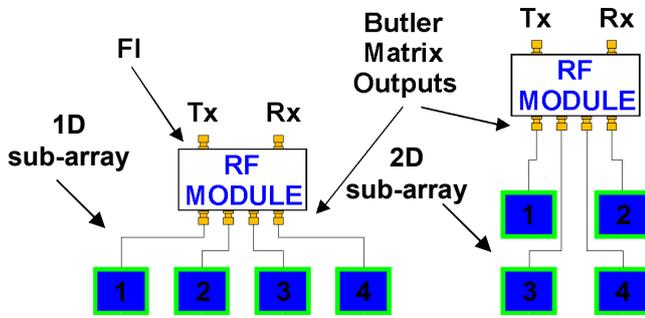


Fig. 4: RF circuit connected to a 1D or 2D sub-array.

All RF circuits have been implemented in evaluation kit boards to be individually measured (Fig 5).

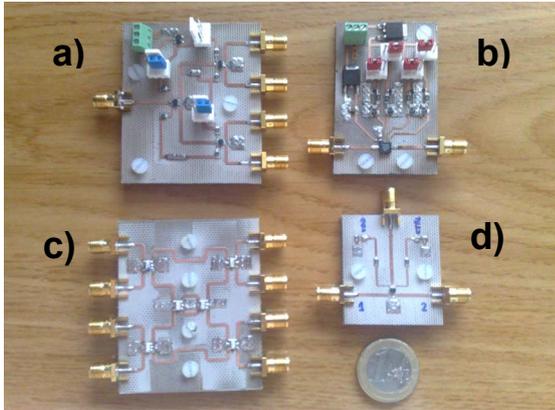


Fig. 5: RF evaluation kit circuits: a) SP4T switch, b) butter matrix, c) phase shifter, d) SPDT switch.

A. Butler Matrix

Two Butler matrixes (Fig.5 b) have been manufactured with different phase configurations according to the 1D [3] or 2D [4] selected sub-array configuration of the basic cell (Table I, II). The measured transmission phase (State 1&2:

symmetrical behaviour for states 3&4) and reflection coefficients are showed in (Fig 6 and 7).

TABLE I
1D BUTLER MATRIX: THEORETICAL PERFORMANCE

Phase Differential (°)	IN 1	IN 2	IN 3	IN 4
Δphase	-45°	135°	45°	-135°

TABLE III
2D BUTLER MATRIX: THEORETICAL PERFORMANCE

Port No.	IN 1	IN 2	IN 3	IN 4
OUT 1	0°	-90°	-90°	-180°
OUT 2	-90°	0°	-180°	-90°
OUT 3	-90°	-180°	0°	-90°
OUT 4	-180°	-90°	-90°	0°

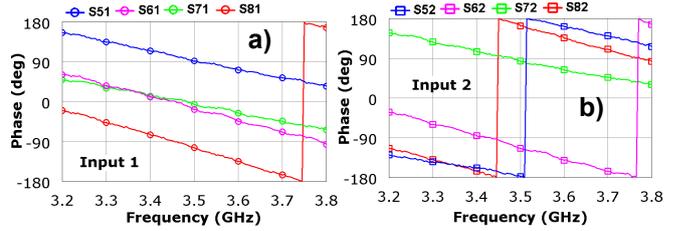


Fig. 6: Butler matrix measured transmission phase: a) input 1, b) input 2.

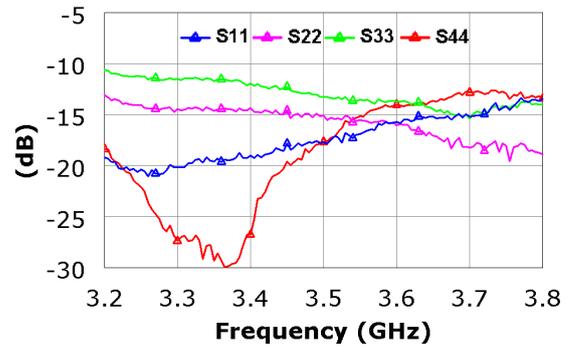


Fig. 7: Butler matrix measured reflection coefficients. Inputs 1 to 4.

B. Switch Ito4

The insertion losses of the SP4T switch (Fig.5 a) are higher than expected (5 dB). Measured isolation is lower in adjacent port, and higher in distant ports compared to component specifications (Fig. 8). Similar results are obtained in the other states.

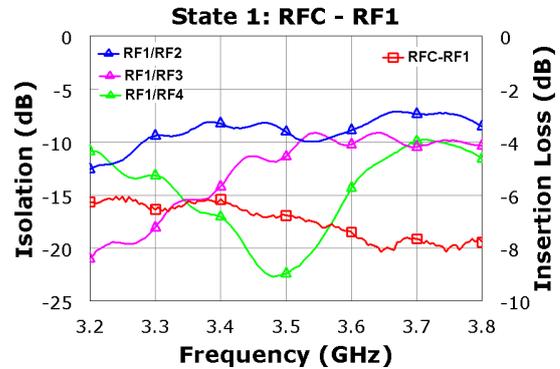


Fig. 8: SP4T switch insertion losses & port isolation. State 1.

C. Phase Shifter

The measured 4 bit digital phase shifter provides a phase variation between different basic cells in the global antenna. The four bits determinates phase steps of 22.5° (Fig. 9). The measured phase error in each state is less than 5° in the entire operation band. Likewise, the insertion losses and reflection coefficient are quite similar to specified values (Fig 10).

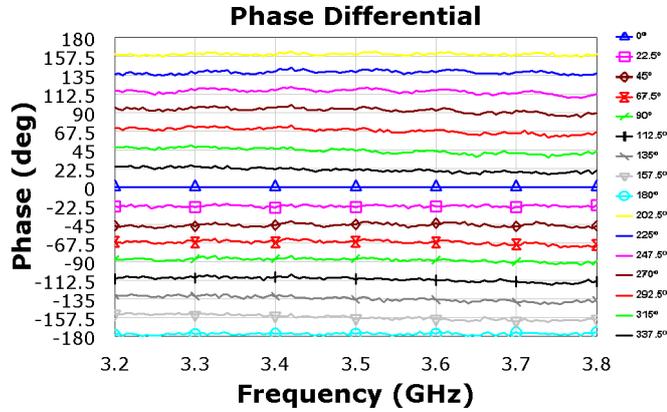


Fig. 9: Phase shifter: measured transmission phases.

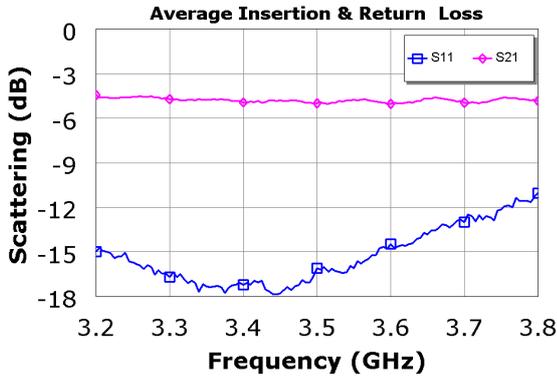


Fig. 10: Phase shifter: measured average insertion & return losses.

D. Switch 1to2

The global antenna is able to operate in reception or transmission mode, which will be selected with a SPDT switch (Fig 5d).

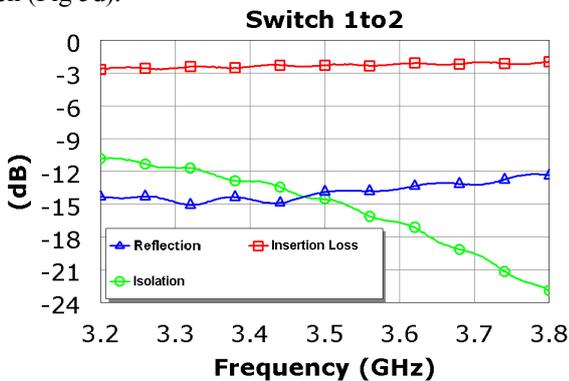


Fig. 11: SPDT switch: Measured reflection, insertion losses and port isolation

Low insertion losses have been measured ($< 3\text{dB}$), although the isolation is insufficient to avoid signal distortion between TX or RX mode in the RF-FI transceiver (Fig. 11). Therefore, a circulator (Fig. 3) will be included to improve the isolation between the two output ports of the SPDT switch

E. Transceiver Module

The transceiver can be used to convert the RF signal into base band I, Q signals. Likewise, a conversion to a low intermediate frequency ($\text{IF} = 10\text{MHz}$) is possible. In this case, a band pass filter (bandwidth = 5 MHz) is required to reduce the noise (not included in the transceiver chip). A transceiver evaluation kit has been purchased to test the base cell performance (Fig.12).

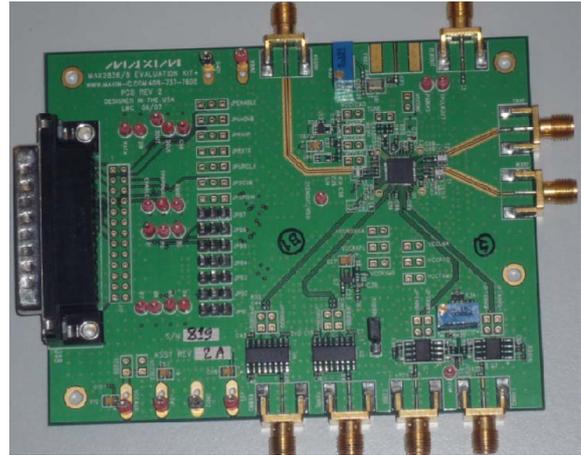


Fig. 12: Transceiver evaluation board.

Two different cases have been considered in the transceiver measurements: a RF tone and a 5MHz bandwidth WIMAX signal modulated by a RF carrier Fig. 13 shows the reception mode measurement with a 3.6 GHz RF carrier (with and without WIMAX signal), which is mixed to $\text{IF} = 10\text{MHz}$. The effect of the reconfigurable low pass filter inside the transceiver is observed (max. bandwidth = 30MHz) after the down conversion process. Fig. 14 shows the transmission mode, where a RF band pass filter is required to eliminate both the transceiver oscillator and the image band.

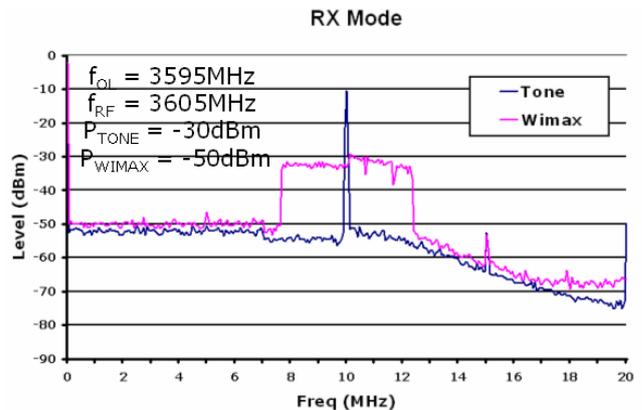


Fig. 13: Transceiver in RX mode: 3.6 GHz tone & WIMAX signal.

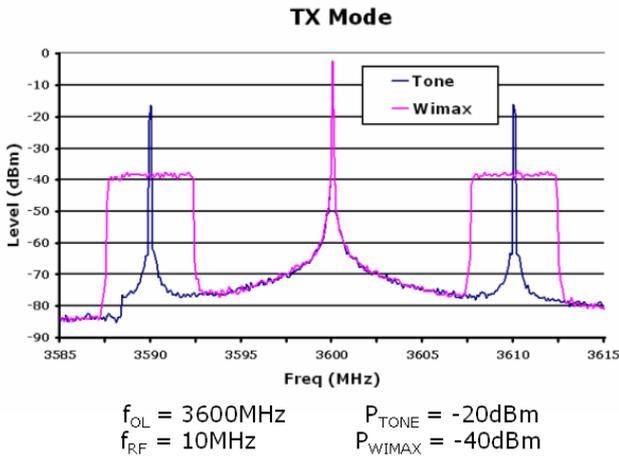


Fig. 14: Transceiver in TX mode: 3.6 GHz tone & WIMAX signal.

III. GLOBAL ANTENNA

A 8x8 prototype has been manufactured (Fig.15). Each basic cell sub-array of four elements will be jointed to a RF module, as the one showed in Fig.3 scheme. In this case, the number of phased shifters is reduced from 64 to 16.

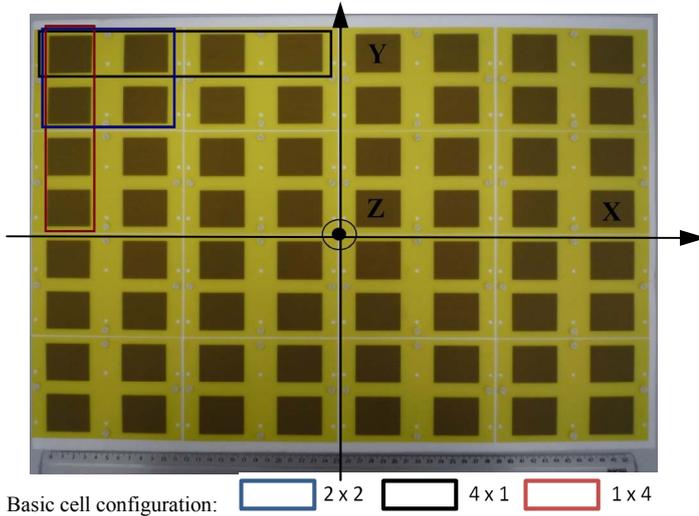


Fig. 15: Manufactured 8x8 array prototype.

According to the basic cell configuration the better aiming and bigger range has been evaluated in order to choose the adequate antenna structure. The 1D Butler matrix (TABLE I) is required for the 4x1 or 1x4 basic cell structures, while the 2D matrix (TABLE II) is necessary for the 2x2 configuration. The computed results of the 1D Butler matrix applied to all the basic cell configurations are summarized in TABLE III.

The two main cut planes are showed ($\Phi = 0^\circ, 90^\circ$). Two angular regions are considered to show the reconfigurable antenna coverage of the main beam tilt angle: a) SLL < main beam level, b) SLL < -8dB below main beam level. The appropriate antenna performance is achieved in region b). Linear configurations (4x1, 1x4) only provide a good range in the direction where the 1D Butler matrix is not used. The 2x2 configuration with 1D Butler matrix must be discarded too

because the $\pm 135^\circ$ phase states generate high side lobes in the radiation pattern. In fact, the reconfigurable antenna theoretically covers from 0° to 90° and from 180° to 270° with $\pm 45^\circ$ phase states of the 1D Butler matrix.

TABLE III
COMPUTED RADIATION PATTERN COVERAGE WITH 1D BUTLER MATRIX

Plane	Elevation angle coverage ($^\circ$)		
	1x4	4x1	2x2
$\Phi=0^\circ$ (SLL < main beam level)	2.5 - 16.5 & 21 - 37	0 - 43	$0.5^\circ - 42^\circ$
$\Phi=90^\circ$ (SLL < main beam level)	0 - 78.5	3.5 - 24 & 31 - 60	$2^\circ - 45^\circ$
$\Phi=0^\circ$ (SLL < -8 dB)	8 - 11.5	0 - 20	$0.5^\circ - 17^\circ$
$\Phi=90^\circ$ (SLL < -8 dB)	0 - 60.5	9 - 17 & 39.5 - 50	$2^\circ - 37^\circ$

The 2D Butler matrix provides independence between $\Phi = 0^\circ$ and $\Phi = 90^\circ$ aiming when a 2x2 array configuration is used. The global antenna performance is computed with the 2D Butler matrix and the 2x2 basic cell configuration. Different phase values ($45^\circ, 67.5^\circ$ and 90°) have been considered for the symmetrical phase lines inside the matrix structure (Fig. 3):

TABLE IV
COMPUTED RADIATION PATTERN COVERAGE WITH 2D BUTLER MATRIX AND 2X2 BASIC CELL CONFIGURATION

Config	45°	67.5°	90°
$\Phi=0^\circ$ (SLL < main beam level)	$0.5^\circ - 29.5^\circ$	$1^\circ - 35.5^\circ$	$1^\circ - 32^\circ$
$\Phi=90^\circ$ (SLL < main beam level)	$1.5^\circ - 33.5^\circ$	$1^\circ - 42.5^\circ$	$2^\circ - 45^\circ$
$\Phi=0^\circ$ (SLL < -8 dB)	$0^\circ - 19.5^\circ$	$3^\circ - 22^\circ$	$8^\circ - 20^\circ$
$\Phi=90^\circ$ (SLL < -8 dB)	$1.5^\circ - 25.5^\circ$	$1^\circ - 33.5^\circ$	$2^\circ - 37^\circ$

The 67.5° case provides the best results. Nevertheless, the matrix has been implemented with commercial encapsulated 90° hybrid couplers. Under these conditions, the simulated radiation patterns for both main planes and several phase shifter states (α) are showed in Fig. 16 and Fig. 17.

The reflection coefficient of the centrally placed array elements in the 8x8 prototype has been measured and compared with the single 2x2 results [1]. As Fig. 18 shows, with the same layer structure (separation between the upper and lower stacked patches), the reflection coefficient degrades significantly due to high mutual coupling effects (Fig. 19). The main contribution is due to vertical (Y direction) component, which slowly decrease with the patches' separation. An optimization process of the double stacked

patch layers has been applied to compensate these effects, although the initial 2x2 patch reflection is not totally restored.

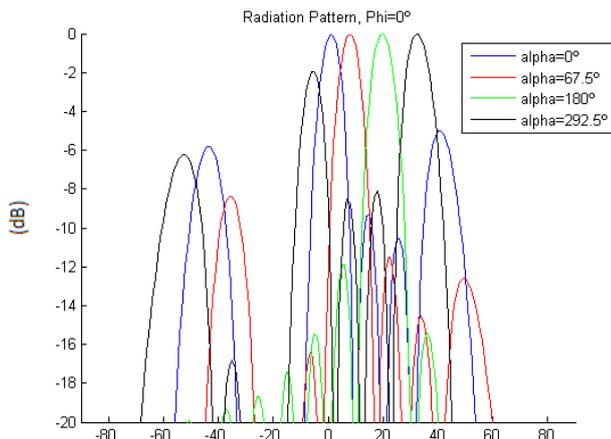


Fig. 16: Simulated reconfigurable antenna radiation pattern. $\Phi = 0^\circ$.

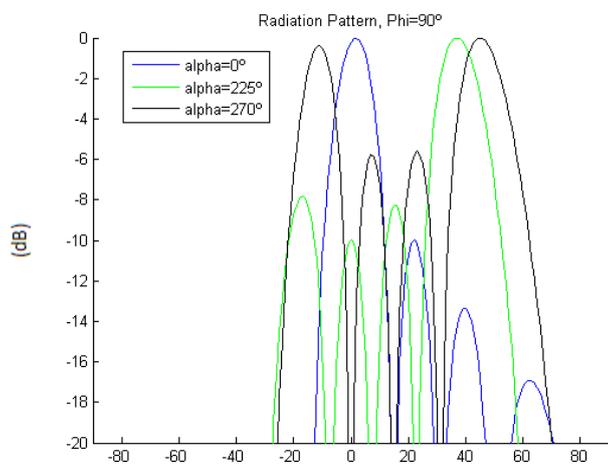


Fig. 17: Simulated reconfigurable antenna radiation pattern. $\Phi = 90^\circ$.

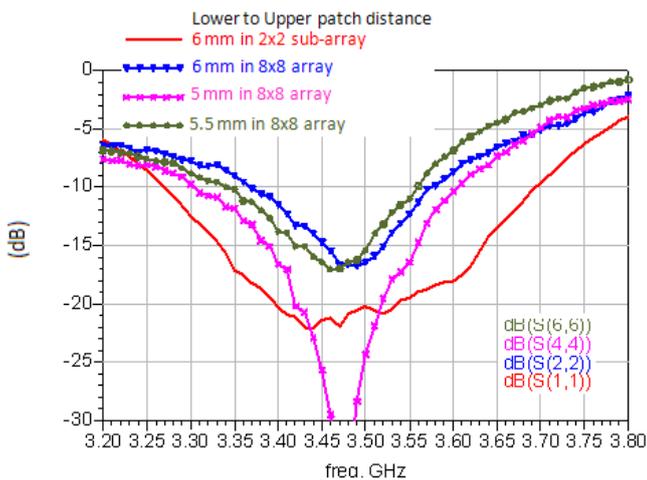


Fig. 18: Measured patch reflection coefficient in 2x2 sub-array and 8x8 array prototype.

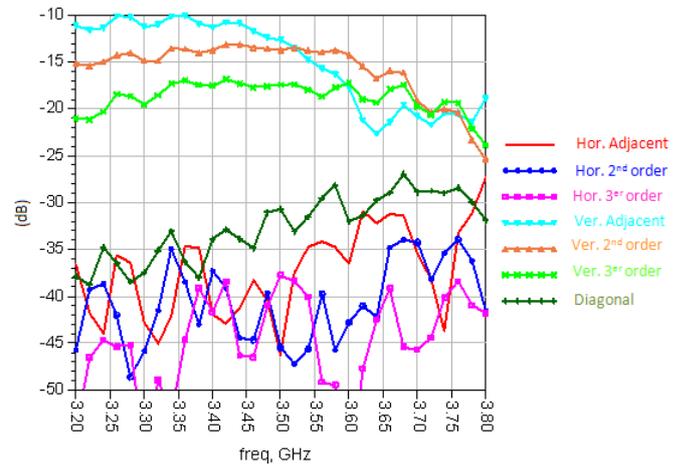


Fig. 19: Measured patch mutual coupling in the 8x8 array prototype.

IV. CONCLUSION

The basic cell module of a reconfigurable antenna for WIMAX applications has been presented. From preliminary results of a 2x2 sub-array, the RF module of the basic cell has been designed, manufactured and measured with, in general, satisfactory results. The angle coverage capability of the global 8x8 antenna has been studied, with several Butler matrix configurations in combination with digital phase shifters between antenna basic cells.

Future research must be aimed in the integration of the RF modules in the 8x8 prototype. Likewise, the antenna will be connected to a FPGA architecture, in order to control the appropriated states of the phase shifters and the Butler matrices, as well as the implementation of an adaptive algorithm to include intelligence in the system. This structure also possibilities the use of the antenna as a MIMO system, or a multi beam antenna.

ACKNOWLEDGMENT

This work is supported by Madrid Region Government and the Autonoma University of Madrid, Ref. CCG07-UAM/TIC-1794 and CCG08-UAM/TIC-4315.

REFERENCES

- [1] C.H. Lai, T.Y. Han, T.R. Chen, "Circularly - Polarized Reconfigurable Microstrip Antenna," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 23, no. 2-3, 2009, pp. 195 - 201.
- [2] Masa Campos, J.L.; Gonzalez Fernandez, F.; "Dual linear/circular polarization patch antenna with broadband polarizer for 3.5 GHz WiMAX systems", *Antennas and Propagation*, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conferenceon 23-27 March 2009 Page(s): 380 - 383
- [3] Gruszczynski, S.; Wincza, K.; "Broadband 4 Stimes\$ 4 Butler Matrices as a Connection of Symmetrical Multisection Coupled-Line 3-dB Directional Couplers and Phase Correction Networks", *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on Volume 57, Issue 1, Jan. 2009 Page(s):1 - 9
- [4] Uthansaku, M.; Uthansaku, P.; "2.4 GHz DOA finder using modified butler matrix for 2x2 array antennas", *Communications*, 2008. APCC 2008. 14th Asia-Pacific Conference on 14-16 Oct. 2008 Page(s):1 - 5

Anexos

C. Presupuesto

1) Ejecución Material

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 2.000 €
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses 50 €
- Material de oficina 150 €
- Herramientas..... 414,19 €
- Alquiler de máquina fresadora durante 1 mes..... 4.800 €
- Desglose del prototipo
 - Plano Reflector y bloques de sujeción (Mec. Huertas) 720 €
 - Parches y tiras (ELATESA) 912,8 €
 - Rohacell (TPKI) 206,59 €
 - Sustrato circuitos (ALTAIX)..... 102,5 €
 - Conectores (RS AMIDATA).....1.289,34 €
 - Cable coaxial (ARRAY ELECTRÓNICA PROFESIONAL)..... 103,75 €
- Total Prototipo3.334,98 €
- Medidas en cámara anecoica (Fundetel)..... 800 €
- Total de ejecución material..... 11.549,17 €

2) Gastos generales

- 16 % sobre Ejecución Material 1.847,87 €

3) Beneficio Industrial

- 6 % sobre Ejecución Material 692,95 €

4) Honorarios Proyecto

- 950 horas a 18 € / hora 17100 €
- 315 horas a 9€ / hora 2835 €

5) Material fungible

- Gastos de impresión 60 €
- Encuadernación..... 200 €
- Material electrónico (RS AMIDATA)3182,07 €

6) Subtotal del presupuesto

- Subtotal Presupuesto 37.467,06 €

Anexos

7) **I.V.A. aplicable**

- 18% Subtotal Presupuesto 6.744,07€

8) **Total presupuesto**

- Total Presupuesto 44.211,13 €

Madrid, Marzo de 2011

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Ramiro José López Colino
Ingeniero Superior de Telecomunicación

D. Pliego de condiciones

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, de una antena plana TX/RX de apuntamiento variable con desfasadores digitales y matrices de Butler para comunicaciones WiMAX a 3,5 GHz. 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

Anexos

el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.

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

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

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

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

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partidaalzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.

18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.

Anexos

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.

Anexos

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.