



Proyecto Final de Carrera

**Ingeniería de Telecomunicaciones**

# AGRUPACIÓN DE ANTENAS MICROSTRIP PARA UN RECEPTOR SAR BIESTATICO

Manuel Carrillo Morales

Director: Josep Parrón Granados

*Departamento de Telecomunicaciones e Ingeniería de Sistemas*

**Escuela de Ingeniería  
Universidad Autónoma de Barcelona (UAB)**

Febrero 2010



El abajo firmante, **Josep Parrón Granados**, Profesor de la Escuela de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICA:

Que el proyecto presentado en esta memoria del Proyecto Final de Carrera ha sido realizado bajo su dirección por el alumno **Manuel Carrillo Morales**.

Y, para que conste a todos los efectos, firma el presente certificado.

Bellaterra, *03 de febrero de 2010*.

Firmado: *Josep Parrón Granados*



# Agradecimientos

A mi director de proyecto, Josep Parrón Granados por haberme dado la oportunidad de desarrollar este proyecto, así como por su paciencia, su apoyo y el interés mostrado en todo momento.

A Jordi Marin, Joan Gemio y Mónica Ramírez por ayudarme a realizar las tareas de fabricación de la antena y las mediciones de esta.

A todo el profesorado que me ha impartido clase durante estos tres arduos años de carrera. Las expectativas puestas en esta etapa de mi vida se han visto ampliamente cumplidas.

A mi familia, a mi esposa y a mis amigos por todo su apoyo y cariño, tanto en los buenos momentos como en los malos.

A todos, gracias.



## ÍNDICE DE CONTENIDOS

<b>1. INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>13</b>
1.1. MOTIVACIÓN .....	13
1.2. OBJETIVOS DEL PROYECTO .....	13
1.3. ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO.....	14
<b>2. CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DE LAS ANTENAS.....</b>	<b>15</b>
2.1. INTRODUCCIÓN .....	15
2.2. PARAMETROS DE ANTENA .....	15
2.3. ANTENAS MICROSTRIP .....	20
2.3.1. Alimentación .....	21
2.3.2. Principios de funcionamiento .....	22
2.3.2.1. Modelo de línea de transmisión.....	23
2.3.2.2. Modelo de cavidad.....	26
2.4. RESUMEN DEL CAPÍTULO .....	29
<b>3. DISEÑO DEL ELEMENTO BÁSICO DE LA AGRUPACIÓN .....</b>	<b>31</b>
3.1. INTRODUCCIÓN .....	31
3.2. SUBSTRATOS UTILIZADOS.....	31
3.3. ELEMENTO BÁSICO .....	32
3.3.1. Dimensiones del parche y punto de alimentación .....	32
3.3.2. Simulación.....	33
3.3.3. Ajuste frecuencia de resonancia y máxima adaptación.....	35
3.3.4. Radiación y eficiencia. ....	36
3.4. ELEMENTO BÁSICO CON DOBLE POLARIZACIÓN.....	36
3.4.1. Dimensiones del parche y puntos de alimentación.....	36
3.4.2. Simulación.....	37
3.4.3. Radiación y eficiencia. ....	38
3.4.4. Cambio de sustrato. ....	40
3.5. ALIMENTACIÓN DEL ELEMENTO BÁSICO .....	40
3.6. RESUMEN DEL CAPÍTULO .....	41
<b>4. DISEÑO DE LA AGRUPACIÓN .....</b>	<b>43</b>
4.1. INTRODUCCIÓN.....	43
4.2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS .....	43
4.3. DIMENSIONES DE LA AGRUPACIÓN .....	44

4.3.1.	Simulación de la agrupación 8x1 .....	46
4.3.2.	Simulación de la agrupación 8x2 .....	48
4.4.	DISEÑO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN .....	49
4.4.1.	Red paralelo .....	50
4.4.1.1.	Diseño de una red .....	50
4.4.2.	Dimensiones de las líneas y transformadores $\lambda/4$ . ....	52
4.5.	RESUMEN DEL CAPÍTULO .....	53
<b>5.</b>	<b>AGRUPACIÓN (FR-4) .....</b>	<b>55</b>
5.1.	INTRODUCCIÓN .....	55
5.2.	AGRUPACIÓN 8x1 .....	55
5.3.	AGRUPACIÓN 8x1 CON DOBLE POLARIZACIÓN .....	57
5.4.	AGRUPACIÓN MULTIPLE .....	58
5.5.	RESUMEN DEL CAPÍTULO .....	62
<b>6.</b>	<b>AGRUPACIÓN (RO4003C) .....</b>	<b>63</b>
6.1.	INTRODUCCIÓN .....	63
6.2.	AGRUPACIÓN 2X2 .....	63
6.3.	AGRUPACIÓN 4X2 .....	68
6.4.	RESUMEN DEL CAPÍTULO .....	70
<b>7.</b>	<b>FABRICACIÓN Y MEDIDAS .....</b>	<b>71</b>
7.1.	INTRODUCCIÓN .....	71
7.2.	FRESADORA MECÁNICA LPKF S62 .....	71
7.3.	FABRICACIÓN Y MEDIDAS CON ANALIZADOR DE REDES. ....	71
7.4.	MEDIDA DEL DIAGRAMA DE RADIACION .....	73
7.5.	RESUMEN DEL CAPÍTULO .....	75
<b>8.</b>	<b>CONCLUSIONES FINALES Y LÍNEAS FUTURAS .....</b>	<b>77</b>
	Bibliografía .....	79
	<i>Apéndice A Código Matlab utilizado para el diseño simple. ....</i>	<i>81</i>
	<i>Apéndice B Código Matlab utilizado para representar la agrupación de elementos isotópicos en el espacio eléctrico. ....</i>	<i>82</i>

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1. Modelo de una antena.....	15
Figura 2-2 Sistema de coordenadas esféricas [2]. .....	17
Figura 2-3 Diagrama de radiación y planos E y H de una antena [2].....	18
Figura 2-4. Representación en coordenadas polares y cartesianas de cortes 2-D del diagrama de radiación.....	18
Figura 2-5. Diagramas de radiación isotrópico, omnidireccional y directivo [1].....	19
Figura 2-6. Antena microstrip de forma rectangular. ....	20
Figura 2-7. Formas del parche metálico. ....	20
Figura 2-8. Parche alimentado mediante una línea de transmisión. ....	22
Figura 2-9. Parche alimentado mediante cable coaxial. ....	22
Figura 2-10. Línea de transmisión y sus líneas de campo eléctrico. ....	23
Figura 2-11. Línea de transmisión y sus líneas de campo eléctrico. ....	24
Figura 2-12. Efecto de la distribución del campo eléctrico.....	24
Figura 2-13. Antena rectangular y su circuito equivalente.....	25
Figura 2-14. Parche rectangular alimentado en un punto interior. ....	26
Figura 2-15. Impedancia de entrada en función de la distancia $y_o$ . ....	26
Figura 2-16. Aproximación de la antena microstrip en el modelo de cavidad.....	27
Figura 2-17. Campos eléctricos en el modo $TM_{010}$ . ....	28
Figura 2-18. Distribución de corrientes de un parche rectangular en el modo $TM_{010}$ ...	28
Figura 2-19. Campos eléctricos en el modo $TM_{001}$ . ....	28
Figura 2-20. Distribución de corrientes de un parche rectangular en el modo $TM_{001}$ ....	29
Figura 2-21. Distribución de corrientes de un parche rectangular en el modo $TM_{020}$ ....	29
Figura 2-22. Distribución de corrientes de un parche rectangular en el modo $TM_{030}$ ....	29
Figura 3-1. Parámetros de un parche rectangular .....	32
Figura 3-2. Parche $W= 18.502$ mm $L= 14.811$ mm $y_o= 4.808$ mm (RO4003C) .....	34
Figura 3-3. Simulación parche $W= 18.502$ mm $L= 14.811$ mm $y_o= 4.808$ mm (RO4003C). ....	34
Figura 3-4 Simulación parche $W= 18.502$ mm $L= 14.411$ mm $y_o= 3.908$ mm (RO4003C). ....	35
Figura 3-5. Radiación y distribución de corrientes de la antena elemental ( $f = 5.375$ GHz) .....	36
Figura 3-6. Parche con doble alimentación. ....	37



Figura 3-7. Parche $W= 14.411\text{ mm}$ $L= 14.411\text{ mm}$ $y_o= 3.908\text{ mm}$ (RO4003C) .....	37
Figura 3-8. Simulación del parche $W= 13.76\text{ mm}$ $L= 13.76\text{ mm}$ $y_o= 4.58\text{ mm}$ (RO4003C). .....	38
Figura 3-9. Simulación del parche $W= 13.76\text{ mm}$ $L= 13.76\text{ mm}$ $y_o= 4.58\text{ mm}$ (RO4003C). .....	38
Figura 3-10. Radiación y distribución de corrientes de la antena elemental con doble alimentación modo $TM_{010}$ ( $f= 5.375\text{ GHz}$ , RO4003C). .....	39
Figura 3-11. Radiación y distribución de corrientes de la antena elemental con doble alimentación modo $TM_{001}$ ( $f= 5.375\text{ GHz}$ , RO4003C). .....	39
Figura 3-12. Simulación del parche elemental con alimentación microstrip $W= 13.76$ $\text{mm}$ $L= 13.76\text{ mm}$ $y_o= 4.58\text{ mm}$ (FR-4) .....	40
Figura 3-13. Elemento básico con alimentación microstrip $W= 12.24\text{ mm}$ $L= 12.24\text{ mm}$ $y_o= 3.741\text{ mm}$ (FR-4). .....	41
Figura 3-14. Simulación elemento básico con alimentación microstrip $W= 12.24\text{ mm}$ $L= 12.24\text{ mm}$ $y_o= 3.741\text{ mm}$ (FR-4). .....	41
Figura 4-1. Distribución de antenas equiespaciadas.....	43
Figura 4-2. Diagramas y directividad del FA de una agrupación transversal de 8 elementos con $d=0.625\lambda$ .....	45
Figura 4-3. Diagramas y directividad del FA de una agrupación transversal de 8 elementos con $d= 1,2\lambda$ . .....	45
Figura 4-4. Agrupación 8x1 con $d= 0,625\lambda$ (RO4003C). .....	46
Figura 4-5. Planos agrupación 8x1 ( $f= 5.375\text{ GHz}$ , RO4003C).....	46
Figura 4-6. Distribución de corrientes de agrupación 8x1 ( $f= 5.375\text{ GHz}$ , RO4003C)47	
Figura 4-7. Perdidas de retorno de la agrupación 8x1 modo $TM_{010}$ (RO4003C).....	47
Figura 4-8. Perdidas de retorno de la agrupación 8x1 modo $TM_{001}$ (RO4003C).....	48
Figura 4-9. Agrupación 8x2 (RO4003C).....	48
Figura 4-10. Planos agrupación 8x2 ( $f= 5.375\text{ GHz}$ , RO4003C).....	49
Figura 4-11. Ejemplo red paralelo .....	49
Figura 4-12. Ejemplo red serie .....	50
Figura 4-13. Línea de transmisión.....	51
Figura 4-14. Red de alimentación en paralelo .....	51
Figura 4-15. Dimensión de las líneas de $150\ \Omega$ .....	52
Figura 4-16. Transformador $\lambda/4$ .....	52
Figura 4-17. Dimensión del transformador $\lambda/4$ .....	52

Figura 4-18. Dimensión del transformador $\lambda/4$ de entrada .....	53
Figura 5-1. Agrupación 8x1 (FR-4).....	55
Figura 5-2. Ampliación red de alimentación de la agrupación 8x1 (FR-4).....	56
Figura 5-3. Radiación y simulación de una agrupación de 8 x1 modo $TM_{001}$ (FR-4)....	56
Figura 5-4. Diagrama de corrientes agrupación de 8x1 modo $TM_{001}$ (FR-4).....	56
Figura 5-5. Agrupación de 8 elementos con doble polarización (FR-4) .....	57
Figura 5-6. Simulación de una agrupación de 8 elementos con doble polarización (FR-4) .....	57
Figura 5-7. Planos agrupación 8x2 ( $f = 5.375$ GHz, FR-4).....	58
Figura 5-8. Agrupación múltiple 8*2 elementos (FR-4) .....	59
Figura 5-9. Simulación de una agrupación de 8 elementos con doble polarización (FR-4) .....	59
Figura 5-10. Radiciaón y distribución ( $f = 5.375$ GHz, FR-4).....	60
Figura 5-11. Agrupación múltiple 8*2 elementos con filas más juntas (FR-4) .....	60
Figura 5-12. Radiciaón y distribución ( $f = 5.375$ GHz, FR-4).....	61
Figura 5-13. Simulación de una agrupación de 8 elementos con doble polarización (FR-4) .....	61
Figura 6-1. Agrupación múltiple 2*2 elementos (RO4003C) .....	63
Figura 6-2. Elemento básico con doble alimentación (RO4003C).....	64
Figura 6-3. Medidas del primer inversor $\lambda/4$ .....	64
Figura 6-4. Medidas del segundo inversor $\lambda/4$ .....	64
Figura 6-5. Perdidas de retorno e impedancia de entrada del elemento básico alimentado con dos inversores $\lambda/4$ (RO4003C).....	65
Figura 6-6. Agrupación 2x2(RO4003C).....	65
Figura 6-7. Simulación de una agrupación de 2x2 elementos con doble polarización (RO4003C) .....	66
Figura 6-8. Radiciaón y distribución de una agrupación de 2x2( $f = 5.375$ GHz, RO4003C).....	67
Figura 6-9. Distribución de corrientes agrupación 2x2( $f = 5.375$ GHz, RO4003C).....	67
Figura 6-10. Agrupación 4x2(RO4003C).....	68
Figura 6-11. Simulación de una agrupación de 4x2 elementos con doble polarización (RO4003C) .....	68

Figura 6-12. Radicación y distribución de una agrupación de 4x2( $f = 5.375$ GHz, RO4003C).....	69
Figura 6-13. Distribución de corrientes agrupación 4x2( $f = 5.375$ GHz, RO4003C)....	70
Figura 7-1. Fresador mecánica LPKF S62 [8].....	71
Figura 7-2. Agrupación 2x2 fabricada ( $f = 5.375$ GHz, RO4003C).....	72
Figura 7-3. Medidas de las perdidas de retorno de la agrupación 2x2 fabricada (RO4003C) .....	72
Figura 7-4. Cambio de constante dieléctrica de la agrupación 2x2 (RO4003C).....	73
Figura 7-5. Medidas del aislamiento entre puertos de la agrupación 2x2 fabricada (RO4003C) .....	73
Figura 7-6. Montaje en cámara anecoica para la medición del diagrama de radiación..	74
Figura 7-7. Montajes de los dos modos de excitación de la agrupación en la cámara anecoica. ....	74
Figura 7-9. Diagrama de radiación medido en cámara anecoica.....	75

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3-1. Características de los substratos FR-4 y RO4003C. ....	31
Tabla 3-2. Dimensiones iniciales para la antena elemental (RO4003C). ....	33
Tabla 3-3. Parámetros finales antena elemental. ....	35
Tabla 3-4. Eficiencia antena elemental ( $f = 5.375$ GHz, RO4003C) ....	36
Tabla 3-5. Dimensiones y especificaciones iniciales para parche con doble polarización (RO4003C). ....	37
Tabla 3-6. Anchos de banda de la simulación antena elemental con doble alimentación (RO4003C). ....	38
Tabla 3-7. Eficiencia antena elemental con doble polarización modo $TM_{010}$ ( $f = 5.375$ GHz, RO4003C) ....	38
Tabla 3-8. Eficiencia antena elemental con doble polarización modo $TM_{001}$ ( $f = 5.375$ GHz, RO4003C) ....	39
Tabla 3-9. Dimensiones y especificaciones iniciales para parche con doble polarización (FR-4). ....	40
Tabla 3-10. Anchos de banda de la simulación antena elemental con doble alimentación (FR-4). ....	40
Tabla 3-11. Eficiencia antena elemental con doble polarización para ambos modos( $f = 5.375$ GHz, FR-4) ....	40
Tabla 4-1. Eficiencia agrupación 8x1( $f = 5.375$ GHz, RO4003C). ....	47
Tabla 4-2. Eficiencia agrupación 8x2 ( $f = 5.375$ GHz, RO4003C). ....	49
Tabla 5-1. Eficiencia de una agrupación de 8x1 modo $TM_{001}$ (FR-4) ....	56
Tabla 5-2. Eficiencia de una agrupación de 8 elementos con doble polarización (FR-4) ....	58
Tabla 5-3. Eficiencia de una agrupación de 8 elementos con doble polarización (FR-4) ....	60
Tabla 5-4. Eficiencia de una agrupación de 8 elementos con doble polarización (FR-4) ....	61
Tabla 6-1. Eficiencia de una agrupación de 2x2 elementos con doble polarización (RO4003C) ....	66
Tabla 6-2. Eficiencia de una agrupación de 2x2 elementos con doble polarización (RO4003C) ....	69

Tabla 7-1. Comparativa ancho de banda real y simulado de la agrupación 2x2 (RO4003C) .....	73
---	----

# 1. INTRODUCCIÓN

---

## 1.1. MOTIVACIÓN

En estos últimos años, el *Remote Sensing Lab* de la UPC ha desarrollado un sistema radar de apertura sintética (*Synthetic Aperture Radar*, SAR) biestático, el cual recibe el nombre de SABRINA (*SAR Bi-static Receiver for Interferometric Applications*)[1]. El sistema genera imágenes radar de alta resolución con dos objetivos principales:

- Estudiar su aplicación, mediante técnicas de interferometría diferencia, a la medición de deformaciones del terreno (habitualmente asociadas a actividades humanas).
- Estudiar la utilidad de sistemas biestáticos en la estimación de parámetros geofísicos, tales como la estimación de biomasa en bosques.

Actualmente existe un prototipo del sistema con un receptor de 4 canales que permite experimentar con diversas configuraciones.

Una parte esencial de cualquier sistema de teledetección por microondas son las antenas. El prototipo actual de SABRINA utiliza bocinas piramidales ya que éstas son fáciles de diseñar y fabricar. Pese a esto, las bocinas no son una buena solución cuando se quiere implementar una antena con un ancho de haz estrecho en una dirección y ancho en la otra dirección (*fan-beam*).

## 1.2. OBJETIVOS DEL PROYECTO

El objetivo principal del proyecto es el diseño de las antenas para el receptor de un radar de apertura sintética biestáticos. Estas antenas tendrán que maximizar la ganancia con la restricción de maximizar también el campo de visión del radar. Esto quiere decir, que la antena tendrá que tener un ancho de haz relativamente grande en uno de sus planos principales y relativamente estrecho en el otro plano. Para ello se diseñará una agrupación de antenas que cumpla con las siguientes características:

- Frecuencia de trabajo: banda C (5.3-5.45 GHz)
- Polarización: Horizontal y vertical o con doble polarización
- Ancho de haz del diagrama de radiación:
  - Plano horizontal: mayor de 45°
  - Plano vertical: aproximadamente 10°.

Para ello se han planteado una serie de metas intermedias que se deben ir cumpliendo a lo largo del desarrollo del proyecto. Estas metas son las siguientes:

- **Revisión de la teoría de la tecnología microstrip orientada a antenas y teoría de las agrupaciones de antenas.**

Es necesario revisar dicha teoría para realizar las especificaciones de las antenas.

- **Diseño del elemento básico de la agrupación.**

Diseñar una antena que trabaje dentro del margen de frecuencias deseadas y predecir que ocurre si se modifican los parámetros que definen la antena.

- **Diseñar una agrupación de antenas que cumpla el objetivo principal.**

La antena requerida debe responder características de radiación que no se pueden conseguir con un único elemento, es por ello que se requiere la combinación de varias antenas para obtener las características deseadas.

- **Fabricación y medida de la agrupación de antena.**

Para la fabricación final de la antena se deberá conocer el proceso que requiere construir una agrupación de antenas microstrips con el sustrato que se haya elegido. Se compararan las medidas de la antena fabricada con las simulaciones realizadas en el diseño de la antena.

### **1.3. ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO**

Este documento está dividido en 8 capítulos de los cuales el primer capítulo es básicamente introductorio.

En el **capítulo 2** se revisan los conocimientos básicos sobre antenas, los cuales serán utilizados a la hora de caracterizar el funcionamiento de las antenas microstrip.

En el **capítulo 3** se analizan las especificaciones de la antena y se diseña el parche elemental de la agrupación. Los parches elementales con doble polarización son realizados con los sustratos FR-4 y R04003C.

En el **capítulo 4** se introduce el concepto de agrupación de antenas, el cual permite obtener diagramas de radiación con valores de directividad que no se pueden conseguir con estructuras básicas. También se realizan varios diseños de agrupación con el sustrato R04003C.

En el **capítulo 5** se realizan diseños de agrupaciones de antenas con doble alimentación mediante redes de alimentación en paralelo con el sustrato FR4.

En el **capítulo 6** se realizan diseños de agrupaciones de antenas con doble alimentación mediante redes de alimentación en paralelo con el sustrato RO4003C.

En el **capítulo 7** se fabrica una agrupación de antenas con doble alimentación con el sustrato RO4003C. Se mide la respuesta de la antena fabricada mediante un analizador de redes y el diagrama de radiación en una cámara anecoica.

En el **capítulo 8** en este capítulo se realizan las conclusiones finales del documento y las futuras líneas de trabajo.

## 2. CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DE LAS ANTENAS

### 2.1. INTRODUCCIÓN

El objetivo de este capítulo es revisar conocimientos básicos sobre antenas, los cuales serán utilizados a la hora de caracterizar el funcionamiento de las antenas microstrip.

### 2.2. PARAMETROS DE ANTENA

Los parámetros más relevantes que se utilizan en el diseño de una antena son los siguientes. Para un estudio más detallado consultar [2] y [3].

- **Impedancia de entrada**

La impedancia de una antena se define como la relación entre la tensión y la corriente en sus terminales de entrada (2-1). Dicha impedancia es en general compleja. La parte real se denomina resistencia de antena  $R_a(\omega)$  y la parte imaginaria  $X_a(\omega)$  reactancia de la antena, ambas dependientes de la frecuencia, aunque de aquí en adelante no se hará explícita dicha dependencia. En la Figura 2-1 se muestra el modelo equivalente de una antena.

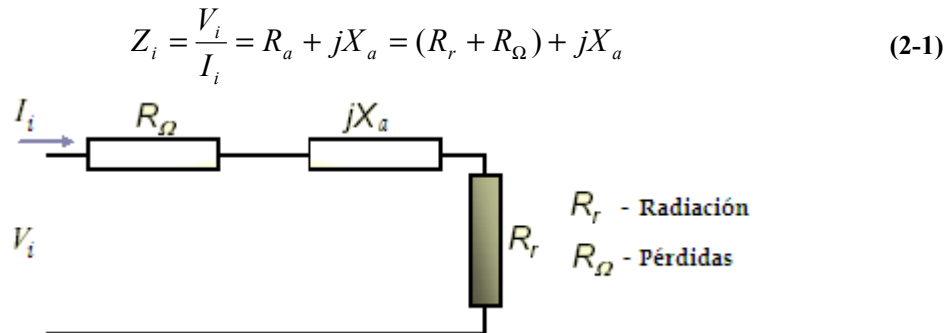


Figura 2-1. Modelo de una antena.

Debido a que la antena radia energía, hay una pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a radiación. Esta pérdida es asignada a una resistencia de radiación  $R_r$ , de manera que la potencia radiada de una antena queda

$$P_{radiada} = I_i^2 R_r \quad (2-2)$$

Superpuestas a la radiación tendremos las pérdidas que puedan producirse en la antena. Estas pérdidas son asignadas a una resistencia de pérdidas  $R_\Omega$ , quedando una potencia perdida de la forma siguiente

$$P_{perdida} = I_i^2 R_\Omega \quad (2-3)$$



Por tanto, la resistencia de entrada de la antena  $R_a$  se considera como la suma de  $R_r$  y  $R_\Omega$ .

La impedancia de una antena es un parámetro de gran importancia, ya que condiciona las tensiones de los generadores que se deben aplicar para obtener determinados valores de corriente en la antena y, en consecuencia, una determinada potencia radiada. Si  $X_a$  es grande, hay que aplicar tensiones elevadas para obtener corrientes apreciables; si la  $R_r$  es baja, se requieren elevadas corrientes para tener una potencia radiada importante.

La existencia de pérdidas en las antenas provoca que no toda la potencia entregada por el transmisor sea radiada, por lo que se define un rendimiento o eficiencia de la antena ( $\eta$ ), que viene dado por la relación entre la potencia radiada y la potencia que se entrega a ésta. La potencia entregada en las antenas se separa en la potencia radiada y la potencia perdida.

$$\eta = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{P_{radiada}}{P_{radiada} + P_{perdida}} = \frac{I_i^2 R_r}{I_i^2 (R_r + R_\Omega)} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (2-4)$$

Idealmente se pretende que la  $R_\Omega$  sea igual a 0, de manera que no existan pérdidas y toda la potencia que se entrega a la antena sea radiada.

La frecuencia de resonancia de una antena es aquella para la cual se anulan las componentes reactivas de la antena, presentando únicamente componente resistiva. En estas condiciones, la transformación de energía eléctrica en ondas electromagnéticas (o viceversa) será máxima [3].

La antena ha de conectarse a un transmisor o un receptor y radiar el máximo de potencia posible con un mínimo de pérdidas. La antena y el transmisor o el receptor deben adaptarse para una máxima transferencia de potencia. Habitualmente el transmisor y/o el receptor se encuentran alejados de la antena y la conexión se hace mediante una línea de transmisión o guía de ondas, que participa también en esa adaptación, debiéndose considerar su impedancia característica, su atenuación y su longitud.

Por ello, otro parámetro relacionado con la impedancia de entrada es el coeficiente de reflexión  $\rho$ , el cual viene dado por

$$\rho = \frac{Z_i - Z_o}{Z_i + Z_o} \quad (2-5)$$

Donde  $Z_i$  es la impedancia de la antena y  $Z_o$  es la impedancia característica de la línea de transmisión con la que alimentamos la antena.

A partir de este coeficiente de reflexión podemos calcular la relación de onda estacionaria, más conocida como ROE (SWR en inglés). Ésta está relacionada con la señal reflejada de vuelta hacia el transmisor y viene determinada por

$$ROE = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (2-6)$$

Considerando que la impedancia de una antena receptora es la misma que la impedancia de dicha antena actuando como transmisora, se dice que una antena esta adaptada a un receptor o a una línea de transmisión, cuando el coeficiente de reflexión  $\rho$  es igual a 0 o equivalentemente que la impedancia de entrada  $Z_i$  es igual a la impedancia característica de la línea  $Z_0$ . En ese caso la ROE tendrá un valor de 1.

- **Diagrama de radiación**

El diagrama de radiación de una antena se define como la representación gráfica de las características de radiación en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. Para representarlo habitualmente se utiliza un sistema de coordenadas esféricas. Las tres variables de un sistema esférico son  $(r, \theta, \phi)$ .

En un sistema de coordenadas esféricas las superficies  $r = \text{cte}$  son esferas,  $\theta = \text{cte}$  son conos, mientras que  $\phi = \text{cte}$  son semiplanos (Figura 2-2). La intersección de las tres superficies determina la orientación de los tres vectores que son perpendiculares a las superficies respectivas.

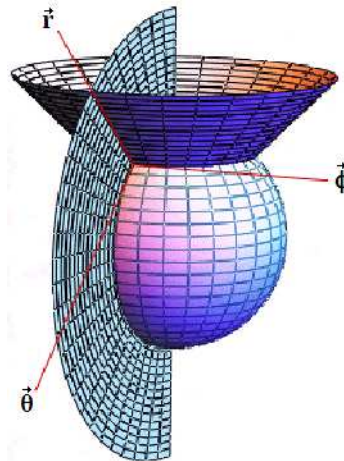


Figura 2-2 Sistema de coordenadas esféricas [3].

Para representar el diagrama de radiación se puede representar en forma tridimensional utilizando técnicas gráficas diversas, como las curvas de nivel o el dibujo en perspectiva. En la Figura 2-3 se muestra el diagrama tridimensional de una antena y los planos E y H.

En antenas linealmente polarizadas se define el plano E como el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. Análogamente, el plano H es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antena.

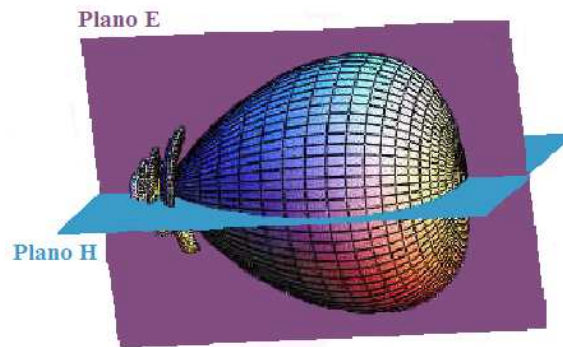


Figura 2-3 Diagrama de radiación y planos E y H de una antena [3].

En muchos casos es suficiente representar un corte del diagrama. Estos cortes pueden hacerse de infinitas formas. Los más habituales son los que siguen los meridianos en una hipotética esfera (cortes para  $\phi$  constante) o los paralelos (cortes con  $\theta$  constante).

Los cortes bidimensionales del diagrama de radiación se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas. En el primer caso el ángulo en diagrama polar representa la dirección del espacio, mientras que el radio representa la intensidad del campo eléctrico. En coordenadas cartesianas se presenta el ángulo en abscisas y el campo en ordenadas. En la Figura 2-4 se muestra un ejemplo de ambas representaciones.

Diagrama de radiación en coordenadas polares

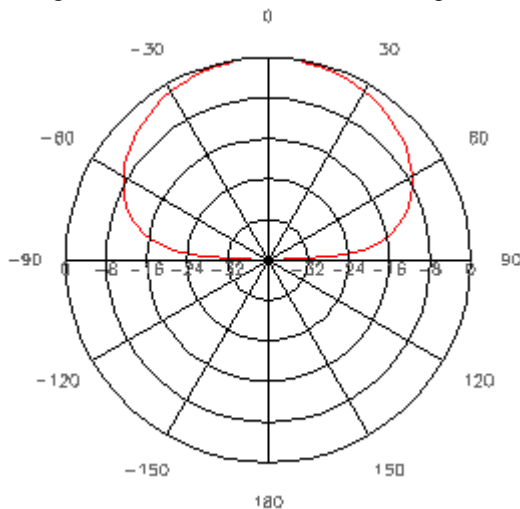


Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas

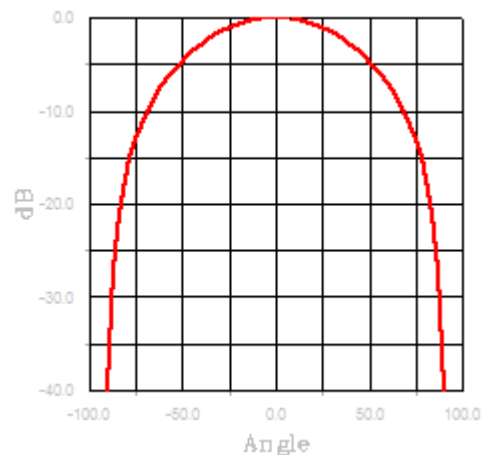


Figura 2-4. Representación en coordenadas polares y cartesianas de cortes 2-D del diagrama de radiación.

La densidad de potencia es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico [2], por lo que la representación gráfica de un diagrama de potencia contiene la misma información que un diagrama de radiación de campo.

Según la forma en como se distribuye la radiación de una antena podemos distinguir entre antenas isótropas, omnidireccionales y directivas.

Una antena isótropa es una antena ideal que radia la misma intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio. Sin embargo, una antena directiva concentra su mayor intensidad de radiación en un punto en concreto. Por otra parte, el diagrama

de radiación de una antena omnidireccional presenta una simetría de revolución en torno a un eje. En la Figura 2-5 podemos ver un ejemplo de los diagrama de radiación de estas tres antenas.

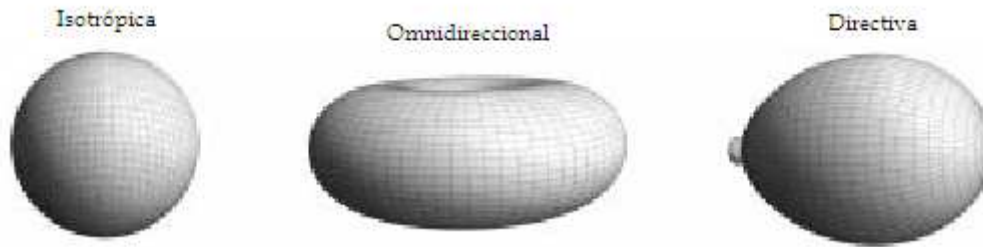


Figura 2-5. Diagramas de radiación isotrópico, omnidireccional y directivo [2].

La directividad de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia, y la densidad de potencia que radiaría a la misma distancia una antena isótropa, a igual potencia total radiada.

Mientras, la ganancia de una antena  $G$  se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección y la densidad de potencia que radiaría una antena isótropa, a iguales distancias y potencias entregadas a la antena.

La relación que existe entre la directividad  $D$  y la ganancia  $G$  nos permite definir otra expresión para encontrar la eficiencia de una antena

$$\eta = \frac{G}{D} \quad (2-7)$$

- **Polarización**

La polarización de una onda es la figura geométrica descrita, al transcurrir el tiempo, por el extremo del vector campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación. Para ondas con variación temporal sinusoidal esa figura es en general una elipse, pero hay dos casos particulares de interés: si la figura trazada es un segmento, la onda se denomina linealmente polarizada y si es un círculo, circularmente polarizada.

Una polarización cualquiera se puede poner como contribución de dos componentes ortogonales entre sí. Estas componentes pueden ser lineales o circulares. Las antenas se construyen para radiar principalmente una de las componentes. La componente deseada se denomina componente copolar, y la no deseada (ortogonal a copolar) se denomina componente contrapolar (*crosspolar* en inglés).

- **Ancho de banda**

El ancho de banda de una antena ( $BW$ ) se define como el rango de frecuencias sobre las cuales la operación de la antena es satisfactoria. Este se puede especificar como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central. Dicha relación se puede expresar de la siguiente forma:

$$BW = \frac{f_h - f_l}{f_c} 100\% \quad (2-8)$$

Donde  $f_h$ , es la frecuencia aceptable alta,  $f_l$  es la baja y  $f_c$  es la frecuencia central.

Por ejemplo, para las pérdidas de retorno (coeficiente de reflexión  $\rho$ ) se suele definir el ancho de banda cuando éstas son inferiores a  $-10$  dB.

### 2.3. ANTENAS MICROSTRIP

Pese a que los primeros diseños datan de la década de los 50, es alrededor de 1970 cuando las antenas impresas de tipo parche, denominadas también antenas microstrip, empiezan a utilizarse de forma habitual en los sistemas de telecomunicaciones. Este tipo de antena consiste en un parche metálico alimentado y dispuesto sobre un sustrato dieléctrico que, a su vez, está colocado encima de un plano metálico, tal y como se observa en la Figura 2-6. Para un estudio más detallado consultar [4]

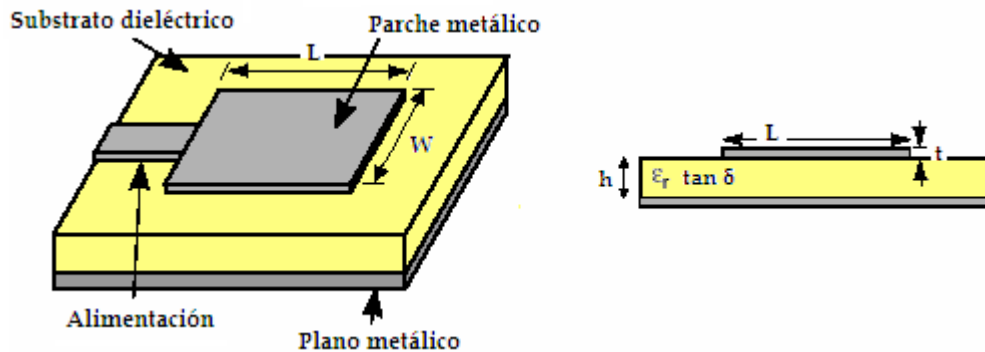


Figura 2-6. Antena microstrip de forma rectangular.

El parche metálico suele tener un grosor ( $t$ ) muy reducido ( $t \ll \lambda_0$ , siendo  $\lambda_0$  la longitud de onda en el vacío) y unas dimensiones ( $L$  y  $W$ , en el caso del parche rectangular) que dependerán de la frecuencia de diseño y el tipo de antena a diseñar. En la Figura 2-7 muestra algunas de las diferentes formas que puede tomar el parche. Las formas cuadrada, rectangular, dipolo y circular son las más usadas debido a su fácil análisis y fabricación.

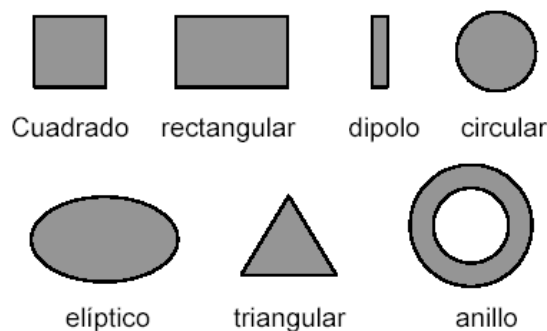


Figura 2-7. Formas del parche metálico.

El sustrato dieléctrico que se encuentra debajo del parche está caracterizado por su permeabilidad eléctrica ( $\epsilon_r$ ) normalmente comprendida entre 2.2 y 12, por el grosor ( $h$ ) y por la tangente de pérdidas ( $\tan \delta$ ). Los sustratos gruesos y de reducida  $\epsilon_r$  permiten la obtención de antenas con una buena eficiencia y ancho de banda. Sin embargo, estos parámetros hacen que sea difícil integrar la antena en circuitos de microondas. Por el contrario, los sustratos finos con gran permeabilidad eléctrica hacen que las dimensiones de la antena sean menores y facilitan su integración con circuitos de microondas. No obstante, como se verá, la disminución de las dimensiones conlleva una pérdida de eficiencia y un menor ancho de banda.

### 2.3.1. Alimentación

Las 4 formas más utilizadas para alimentar una antena microstrip son: mediante una línea de transmisión, mediante un cable coaxial, mediante acoplamiento por apertura y mediante acoplo por proximidad [4]. En este apartado nos centraremos en la alimentación mediante línea de transmisión y mediante coaxial, por su facilidad de diseño y fabricación.

- **Alimentación mediante línea de transmisión**

Este tipo de alimentación consiste en alimentar el parche mediante una línea de transmisión la cual tendrá que tener una impedancia característica igual al valor de la impedancia del cable que se utilice para alimentar. De esta manera la línea estará adaptada a ésta y no provocará pérdidas por desadaptación. La línea de transmisión viene definida por una longitud  $L_a$  y un ancho  $W_a$  (Figura 2-8), es de este último parámetro del que depende la impedancia  $Z_0$  de la línea según

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{W_a}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W_a}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad (2-9)$$

La alimentación mediante línea de transmisión se caracteriza por su fácil fabricación, ya que todo el parche forma parte del mismo sustrato con el que se realiza la antena, tal como muestra la Figura 2-8.

El principal inconveniente que supone este tipo de alimentación es que normalmente los parches han de ser alimentados en un punto interior de éstos para lograr una buena adaptación a  $50\Omega$ . Con lo que la línea de alimentación ha de ser introducida en el parche tal y como nos muestra la Figura 2-8, quedando modificada la geometría original e introduciendo efectos no deseados en el diagrama de radiación (radiaciones espurias).

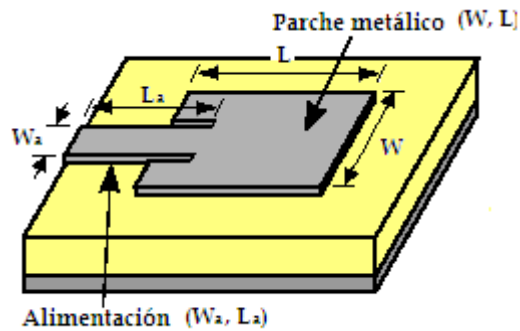


Figura 2-8. Parche alimentado mediante una línea de transmisión.

Otro problema de este tipo de alimentación es que a medida que aumentamos el grosor del sustrato  $h$ , tanto las radiaciones espurias como las ondas denominadas de superficie aumentan. Las ondas de superficie se propagan por el sustrato con un cierto ángulo quedando atrapadas en el interior de este. Estas ondas reducen la eficiencia de nuestra antena.

- **Alimentación mediante cable coaxial.**

Este tipo de alimentación consiste en alimentar el parche mediante un cable coaxial. El conductor interior del cable coaxial atraviesa el plano de masa y el dieléctrico conectándose directamente al parche mientras que el conductor exterior del cable lo hace al plano de masa (Figura 2-9).

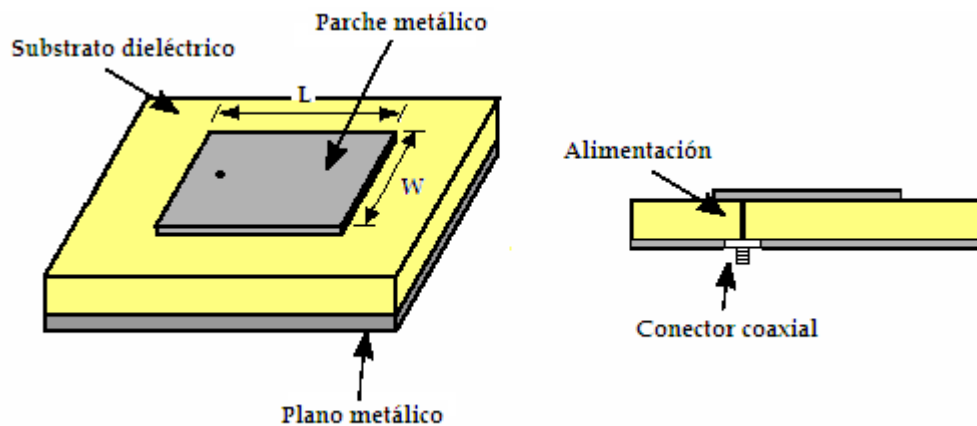


Figura 2-9. Parche alimentado mediante cable coaxial.

Aunque la alimentación coaxial se considera de fácil fabricación, ésta necesita un proceso más elaborado que la alimentación mediante línea de transmisión. Una de las ventajas de este tipo de alimentación es que no se modifica la estructura del parche al alimentarlo en el interior, cosa que provoca menos radiaciones espurias obteniendo, por lo tanto, una antena más eficiente.

### 2.3.2. Principios de funcionamiento

Hay muchos métodos que analizan el funcionamiento de las antenas microstrip [4]. Entre los más comunes podemos destacar el modelo de línea de transmisión, el

modelo cavidad y las herramientas de simulación numérica. En este apartado nos centraremos en el modelo de línea de transmisión y el en de cavidad que nos darán unas primeras aproximaciones que luego se aplicarán en las simulaciones de nuestros diseños. Para simplificar las explicaciones se tomará un parche rectangular (Figura 2-6).

### 2.3.2.1. Modelo de línea de transmisión

En este modelo la antena parche se analiza de la misma forma que una línea de transmisión microstrip. Tal y como se ve en la Figura 2-10, una línea de transmisión consiste en un conductor separado por un dieléctrico sobre un plano de masa.

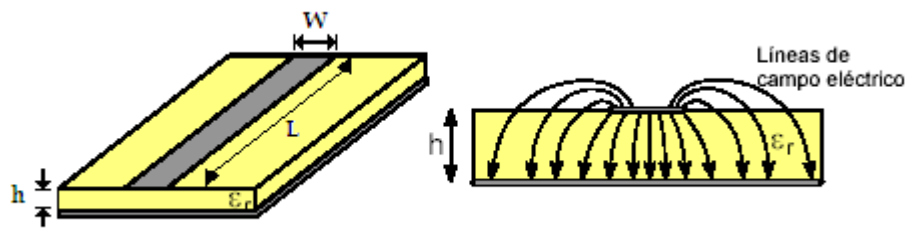


Figura 2-10. Línea de transmisión y sus líneas de campo eléctrico.

La distribución de los campos eléctricos en la línea de transmisión son típicamente como los que muestra la Figura 2-10.

- **Efectos de Borde**

El hecho de que en el parche rectangular las dimensiones de longitud  $L$  y ancho  $W$  sean finitas provoca que aparezcan los campos de borde conocidos también como “*fringing fields*”. La magnitud de estos campos depende de las dimensiones del parche, de la altura  $h$  y de la constante dieléctrica  $\epsilon_r$  del sustrato. En la Figura 2-12 se pueden observar los efectos de campo producidos a lo largo de los bordes de la longitud del parche, efecto que también se produce en los bordes del ancho.

Tanto para una línea microstrip como para una antena parche el conductor está entre dos sustratos con dos constantes dieléctricas diferentes, la del propio sustrato y la del aire. Tal como muestra la Figura 2-10, muchas de las líneas de campo eléctrico residen en el sustrato pero también hay parte que se extienden por el aire. Dado que normalmente  $W/h \gg 1$  y  $\epsilon_r > 1$  hace que mayoritariamente las líneas de campo se concentren en el sustrato.

El hecho de que viajen ondas por el aire y por el sustrato lleva a introducir el concepto de constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{\text{eff}}$ . En esta constante se asume que el centro del conductor de la línea o del parche es envuelto por un único sustrato tal y como vemos en la Figura 2-11. El valor de  $\epsilon_{\text{eff}}$  para una línea que esté entre aire y un sustrato, estará comprendido en el rango  $1 < \epsilon_{\text{eff}} < \epsilon_r$ . La constante dieléctrica efectiva también varía en función de la frecuencia, pero en el caso de frecuencias bajas ésta se mantiene constante.



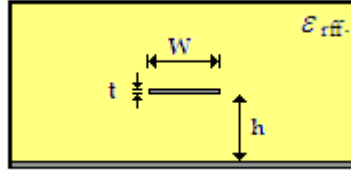


Figura 2-11. Línea de transmisión y sus líneas de campo eléctrico.

En [4] se puede extraer una aproximación inicial del valor de la constante dieléctrica efectiva, la cual tiene la siguiente forma:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad (2-10)$$

Siendo válida únicamente para cuando  $W/h > 1$ . Esta expresión necesita una corrección de dispersión para frecuencias superiores a los 8 GHz.

- **Longitud efectiva, frecuencia de resonancia y ancho óptimo**

Debido a los efectos de borde, el parche de la antena es eléctricamente más grande que sus verdaderas dimensiones físicas. En la Figura 2-12 se ve como este efecto hace que las dimensiones  $L$  se incrementen un  $\Delta L$  por cada lado.

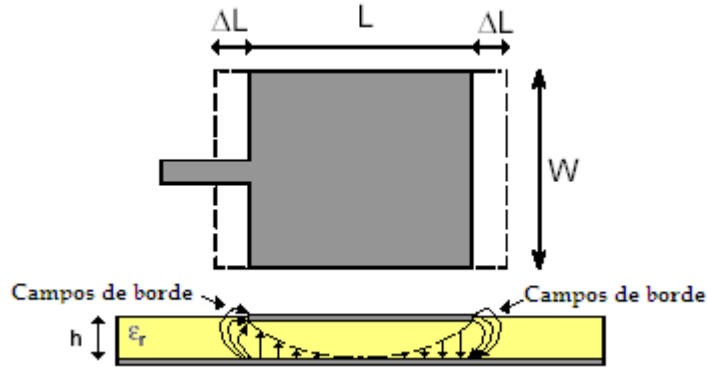


Figura 2-12. Efecto de la distribución del campo eléctrico.

Este incremento  $\Delta L$  es una función que depende de la constante dieléctrica efectiva ( $\epsilon_{reff}$ ) y de la relación del ancho con el grosor del dieléctrico ( $W/h$ ). Una aproximación muy utilizada habitualmente y que podemos encontrar en [1] es:

$$\Delta L = 0.412 \cdot h \cdot \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \cdot \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \cdot \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2-11)$$

Como la longitud  $L$  se ha extendido  $\Delta L$ , la longitud efectiva  $L_{eff}$  vendrá dada por:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2-12)$$

Como veremos al describir el modelo de cavidad en el apartado siguiente  $L_{eff}$  es un parámetro muy importante en el diseño de una antena parche, ya que para que la antena radie en el modo fundamental  $TM_{010}$ , la longitud efectiva tendrá que ser igual a  $\lambda_g/2$ , con

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (2-13)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz,  $f$  es la frecuencia y  $\epsilon_{reff}$  es la constante dieléctrica efectiva.

De lo anterior se deduce que la frecuencia de resonancia de nuestra antena para que funcione en el modo fundamental viene dada por:

$$f_r^{010} = \frac{c}{2 \cdot L_{eff} \cdot \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (2-14)$$

Por otro lado, la anchura de nuestro parche  $W$ , no es un parámetro muy relevante a la hora de modificar la impedancia de entrada de la antena. Pese a ello en [4], podemos encontrar una buena aproximación para obtener la mejor eficiencia de radiación:

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2-15)$$

### • Modelo circuital e impedancia de entrada

El modelo circuital de un parche rectangular equivale a una línea de transmisión de longitud  $L$ , la cual está cargada en sus extremos con una conductancia y una susceptancia [1], tal y como se observa en la Figura 2-13. Estas impedancias representan las pérdidas de radiación, la capacidad de la discontinuidad y el circuito abierto. El parámetro  $Z_o$  es la impedancia característica de la línea de transmisión de anchura  $W$  y longitud  $L$ .

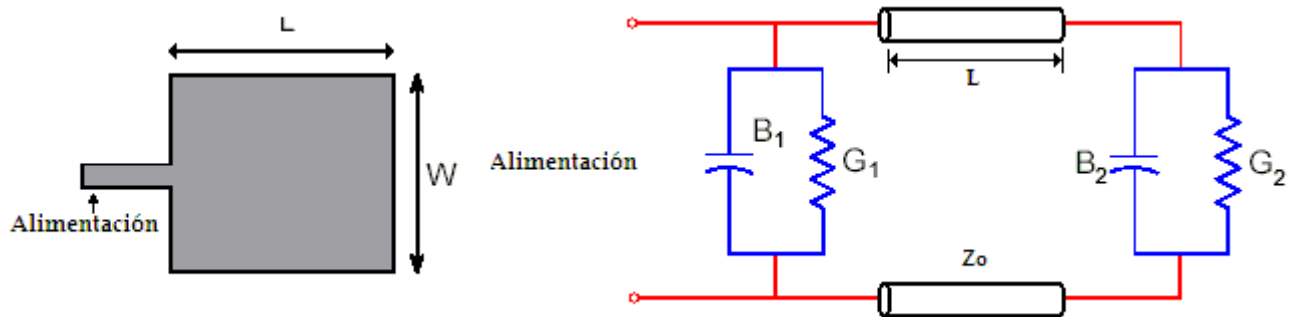


Figura 2-13. Antena rectangular y su circuito equivalente.

Para conseguir una buena adaptación, es necesario que coincida la impedancia característica de la línea transmisión (alimentación) con la impedancia de entrada de la antena. Este hecho no suele ocurrir alimentando el parche de la manera que se muestra en la Figura 2-13, sino que normalmente coincide con un punto en el interior de éste. En la Figura 2-14 se observa un ejemplo en el que la alimentación ha sido introducida una distancia  $y_o$ .

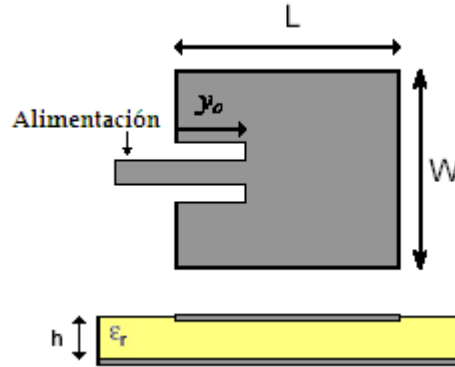


Figura 2-14. Parche rectangular alimentado en un punto interior.

En [4] se puede encontrar una expresión de la resistencia de entrada de la antena  $R_{in}$  en función de la distancia  $y_o$ .

$$R_{in}'(y = y_o) = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_o\right) = R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_o\right) \quad (2-16)$$

La expresión (2-16) es válida para antenas parches que tengan una relación  $G_1/Y_o \ll 1$  y  $B_1/Y_o \ll 1$ , donde  $Y_o$  es la admitancia característica de la línea de transmisión que representa el parche.

En la Figura 2-15 se encuentra representado el comportamiento de la  $R_{in}'$  normalizada respecto a  $R_{in}$  en el borde en función de la posición de alimentación también normalizada respecto a la longitud del parche. En dicha figura se observa que si alimentamos en el borde tendremos valores altos de impedancia mientras que en el centro se tendrán mínimos.

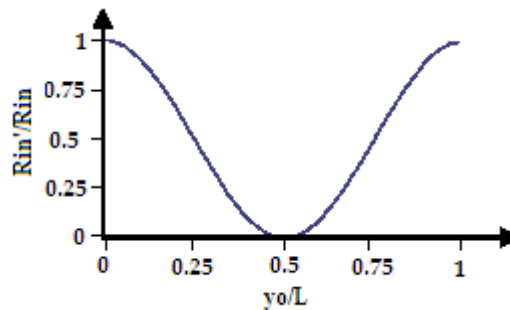


Figura 2-15. Impedancia de entrada en función de la distancia  $y_o$ .

### 2.3.2.2. Modelo de cavidad

El modelo de cavidad trata la antena microstrip como una cavidad resonante. De esta forma se tienen en cuenta todos los modos de propagación y no sólo el que se

propaga en la dirección longitudinal  $L$  como se considera en el modelo de línea de transmisión.

- **Descripción**

Omitiendo un largo análisis sobre las distribuciones de cargas y corrientes en una antena parche, el cual se puede encontrar en [1], diremos que una antena parche se puede aproximar por una cavidad formada por cuatro paredes magnéticas y dos paredes eléctricas tal como muestra la Figura 2-16.

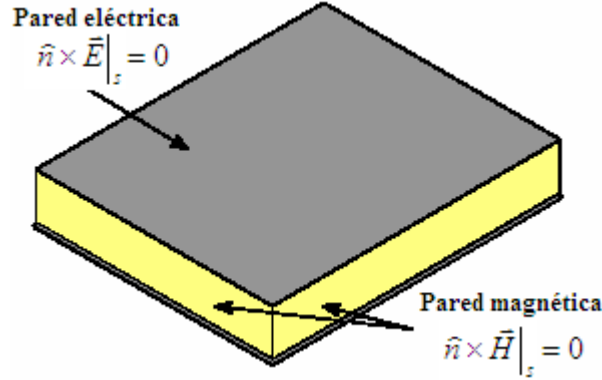


Figura 2-16. Aproximación de la antena microstrip en el modelo de cavidad.

Para analizar los campos producidos en el interior de la cavidad hay que resolver la ecuación de onda homogénea, la cual está sujeta a las condiciones de contorno de los campos tangenciales:

$$\begin{aligned}\hat{n} \times \vec{E}|_s &= 0 \text{ en paredes eléctricas} \\ \hat{n} \times \vec{H}|_s &= 0 \text{ en paredes magnéticas}\end{aligned}\tag{2-17}$$

- **Distribuciones de campo en la cavidad (modos)**

De la aplicación de las condiciones de contorno expuestas anteriormente en la ecuación de onda resulta que en la cavidad sólo pueden existir campos transversales magnéticos (TM) a determinadas frecuencias de resonancia (modos) que cumplen [4]

$$(f_r)_{mnp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2}\tag{2-18}$$

donde  $h$ ,  $L$ ,  $W$  son respectivamente la altura del sustrato, la longitud y el ancho del parche y  $n$ ,  $m$ ,  $p$  valen 0, 1, 2... dependiendo del modo.

Considerando un parche rectangular cuyos parámetros cumplan que  $L > W > h$ , se puede deducir de la expresión (2-18), que el modo con la frecuencia más baja (modo fundamental) será el modo  $TM_{010}$

$$(f_r)_{010} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}}\tag{2-19}$$

En la Figura 2-17 se pueden ver las distribuciones de los campos eléctricos del modo  $TM_{010}$  en las paredes de la cavidad.

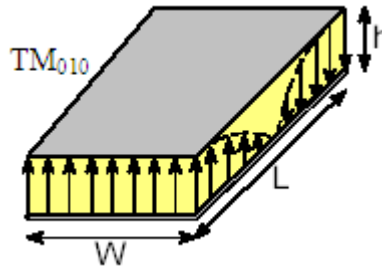


Figura 2-17. Campos eléctricos en el modo  $TM_{010}$ .

Para poder ver un cómo quedarían las distribuciones de corriente en la superficie del parche, se ha simulado un parche en el que las dimensiones cumplen que  $L > W > h$ . El resultado para el modo  $TM_{010}$  se puede ver en la Figura 2-18 en la que se observa cómo las corrientes se distribuyen en el parche uniformemente en la dirección paralela a la longitud  $L$ , teniendo una intensidad máxima en el borde de ésta.

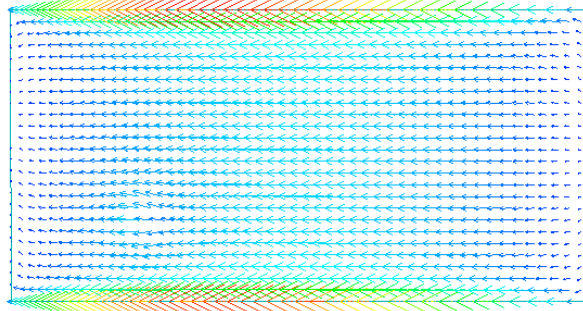


Figura 2-18. Distribución de corrientes de un parche rectangular en el modo  $TM_{010}$ .

Otro de los modos interesantes de observar es el modo en el que las corrientes se distribuirán a lo largo del ancho del parche  $W$ . Este modo es el  $TM_{001}$ , y su frecuencia de resonancia viene dada por la expresión:

$$(f_r)_{001} = \frac{c}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-20)$$

La distribución de los campos eléctricos la podemos ver en la Figura 2-19. Esta distribución es como la del modo fundamental, pero en lugar de tener el mínimo en la longitud del parche lo tiene en el ancho.

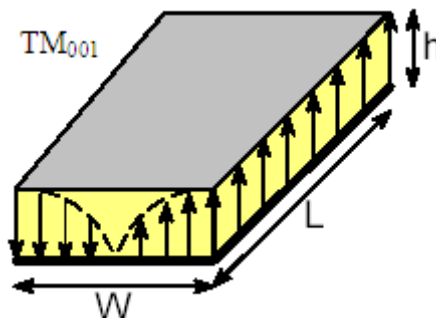


Figura 2-19. Campos eléctricos en el modo  $TM_{001}$ .

En la Figura 2-20 se ve como quedarían las corrientes que circularían por el parche en el modo  $TM_{001}$ . Estas van en la dirección paralela al ancho del parche  $W$ , teniendo intensidad máxima en los bordes de este.

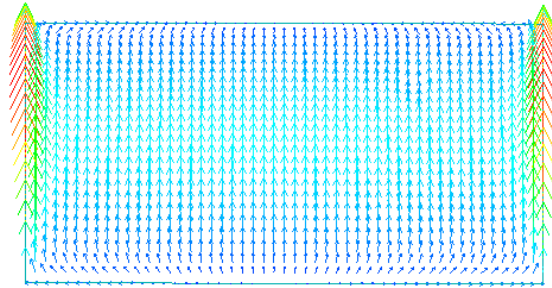


Figura 2-20. Distribución de corrientes de un parche rectangular en el modo  $TM_{001}$ .

En la Figura 2-21 y Figura 2-22 se muestran la distribución de corrientes de los modos  $TM_{020}$  y  $TM_{030}$  respectivamente.

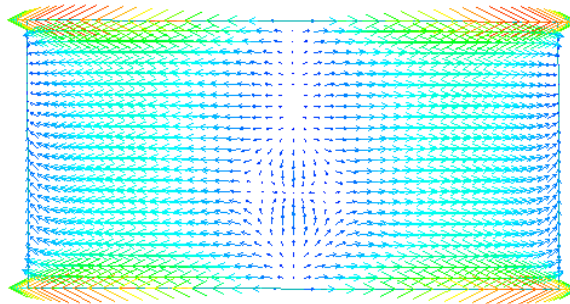


Figura 2-21. Distribución de corrientes de un parche rectangular en el modo  $TM_{020}$ .

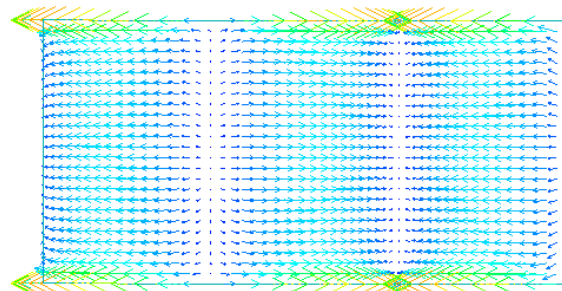


Figura 2-22. Distribución de corrientes de un parche rectangular en el modo  $TM_{030}$ .

## 2.4. RESUMEN DEL CAPÍTULO

En este apartado concluiremos visto dos modelos que dan una serie de expresiones que sirven como aproximación para realizar el diseño de las antenas microstrip. De estas expresiones se puede concluir que la frecuencia de resonancia de una antena parche rectangular depende de la longitud del parche y de las características del sustrato y que la impedancia de entrada va a depender del punto donde sea alimentada.

El modo de excitación fundamental  $TM_{010}$  es el que se intentará conseguir en todos los diseños de antenas que se hagan a continuación ya que nos da máxima radiación en el plano normal a la estructura en su parte superior.



### 3. DISEÑO DEL ELEMENTO BÁSICO DE LA AGRUPACIÓN

---

#### 3.1. INTRODUCCIÓN

En este capítulo se analizarán las especificaciones de la antena y se diseñará una antena que intente cumplirlas.

El objetivo principal del proyecto es diseñar una antena que cumpla con las siguientes especificaciones:

- Frecuencia de trabajo: banda C (5.3-5.45 GHz)
- Ancho de banda relativo de 2,8%
- Polarización: Horizontal y vertical o con doble polarización
- Ancho de haz del diagrama de radiación:
  - Plano horizontal: mayor de  $45^\circ$  ( $\Delta\phi_H$ )
  - Plano vertical: aproximadamente  $10^\circ$ . ( $\Delta\theta_V$ )

#### 3.2. SUBSTRATOS UTILIZADOS

En el laboratorio se disponen de dos substratos, el FR-4 y RO4003C.

- **FR-4**

Se disponen placas fotosensibles de fibra de video con grosor de 1,55 mm y constante dieléctrica de 4,5 fabricadas por la empresa Bungard. Las características de este substrato se recogen en la Tabla 3-1.

- **RO4003C**

Los materiales RO4003 están compuestos por fibra de video impregnada con una resina termoplástica con carga cerámica lo que produce un laminado rígido, térmicamente estable con propiedades eléctricas apropiadas para aplicaciones de microondas[5] Estas placas son fabricadas por la empresa Rogers. Las características del material son encuentran en la Tabla 3-1

	$\epsilon_r$	$h$ (mm)	$\tan \delta$
FR-4	4.5	1.55	0.015
RO4003C	3.55	1.52	0.0021

Tabla 3-1. Características de los substratos FR-4 y RO4003C.

El RO4003C será el substrato más utilizado en nuestro proyecto, ya que su menor tangente de pérdidas supondrá una mayor eficiencia en el diseño de las antenas.

El FR4 será más apropiado para conseguir un mayor ancho de banda, pero en contra las antenas tendrán una menor eficiencia debido a su constante de pérdidas.



### 3.3. ELEMENTO BÁSICO

La antena que se pretende realizar debe funcionar en la banda C (5.3-5.45 GHz). En este rango de frecuencia la antena debe funcionar en el modo fundamental  $TM_{010}$ , ya que de este modo la antena tendrá el diagrama de radiación con máxima radiación en el plano normal a la estructura en su parte superior. Seguidamente se rediseñará la antena para que esta tenga una doble polarización.

El diseño de la antena tiene dos partes bien diferenciadas. En la primera se utilizan las ecuaciones de diseño para conocer las dimensiones de la antena y posición del punto de alimentación. Estas ecuaciones vienen dadas por la teoría vista en el capítulo 2. Una vez encontradas las dimensiones se hace una optimización mediante el CAD de simulación.

El material que se utiliza para realizar el primer diseño es el RO4003C, las características del cual se recogen en la Tabla 3-1.

#### 3.3.1. Dimensiones del parche y punto de alimentación

En la Figura 3-1 se recuerdan las dimensiones que caracterizan una antena microstrip rectangular, que son la longitud  $L$ , el ancho  $W$  y el punto de alimentación  $y_0$ .

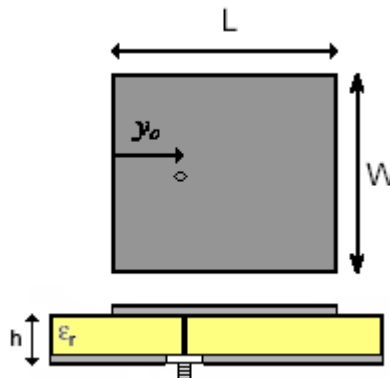


Figura 3-1. Parámetros de un parche rectangular

El primer parámetro que se calcula es el ancho del parche  $W$  utilizando la ecuación (2-15). Tal y como se ha dicho en el capítulo 2, este garantiza una buena eficiencia de radiación.

Una vez obtenido  $W$  y comprobado que  $W/h > 1$ , el siguiente paso es calcular la longitud  $L$ . La longitud de una antena parche según el modelo de línea de transmisión viene dada de sustituir  $L$  en la ecuación (2-12), quedando en función de la longitud efectiva de la antena y del incremento de longitud que provocan los efectos de borde, tal y como se muestra a continuación.

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (3-1)$$

El incremento de longitud  $\Delta L$ , viene dado por la ecuación (2-11) en donde se observa que, para poder calcularla, antes se debe conocer el valor de la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{reff}$  a partir de(2-10).

La longitud efectiva de la antena  $L_{eff}$  se obtiene de sustituirla en la ecuación (2-14) quedando esta de la siguiente forma

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r^{010} \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (3-2)$$

Conocidos los parámetros  $\Delta L$  y  $L_{eff}$ , se calcula la longitud  $L$ .

Una vez calculadas las dimensiones de la antena para que funcione a la frecuencia de resonancia deseada, se procede a calcular el punto de alimentación para conseguir máxima adaptación, hecho que se consigue igualando la impedancia de entrada de la antena con la del conector o la línea de transmisión con el que esta se alimenta. Normalmente esta impedancia tiene un valor de  $50 \Omega$ .

La alimentación se sitúa a lo largo de la mitad del ancho del parche ya que de este manera únicamente se excitarán los modos cuyas corrientes tendrán la dirección longitudinal  $L$ .

El punto de alimentación óptimo  $y_o$ , viene de substituirse en la expresión (2-16) resultando

$$y_o = ar \cos \left( \sqrt{R_{in}(y = y_o) 2(G_1 + G_{12})} \right) \frac{L_{eff}}{\pi} \quad (3-3)$$

Donde la  $R_{in}(y = y_o)$  se toma igual a  $50 \Omega$  para que tenga la misma impedancia que el conector de alimentación.

Para aplicar todas estas operaciones se ha creado un programa en MATLAB en el cual, dándole las especificaciones de diseño ( $f^{010}$ ,  $\epsilon_r$ ,  $h$ ) devuelve las dimensiones del parche  $W$ ,  $L$  y el punto donde debe ser alimentada la antena  $y_o$ . El código fuente del programa puede consultarse en el apéndice A.

Los resultados que se obtienen se reflejan en Tabla 3-2.

$f_r^{010}$	Substrato	$W$	$L$	$y_o$
5.375 GHz	RO4003C	18.50 mm	14.81 mm	4.81 mm

Tabla 3-2. Dimensiones iniciales para la antena elemental (RO4003C).

### 3.3.2. Simulación

Una vez que se conocen las dimensiones de la antena, ésta se analizará mediante Momentum. Para ello se le indica al CAD que está compuesta por tres capas, de las cuales la capa inferior es un plano de masa considerado infinitamente extenso. Por encima del plano de masa viene el substrato dieléctrico, en nuestro caso RO4003C. Por último, la tercera capa es la capa del metal conductor, la forma del cual se ve en la Figura 3-2. Las líneas que aparecen en los parches diseñados en Momentum son debidas a la descomposición que hace este para analizar la estructura.

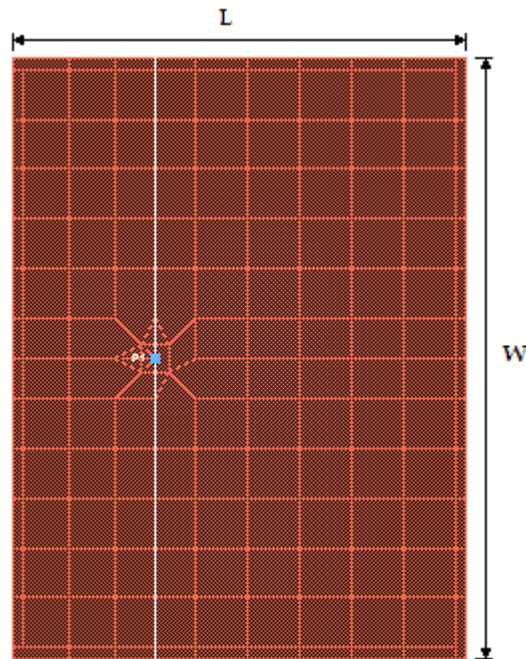


Figura 3-2. Parche  $W=18.502$  mm  $L=14.811$  mm  $y_o=4.808$  mm (RO4003C)

La alimentación se hace mediante un puerto que el simulador considera interno. Se debe tener en cuenta que este tipo de alimentación no es exactamente coaxial ya que en ningún momento el simulador tiene en cuenta el trozo vivo del coaxial que atraviesa el sustrato. A priori esta aproximación no debería tener un gran efecto ya que el grosor del dieléctrico  $h \ll \lambda_g$ .

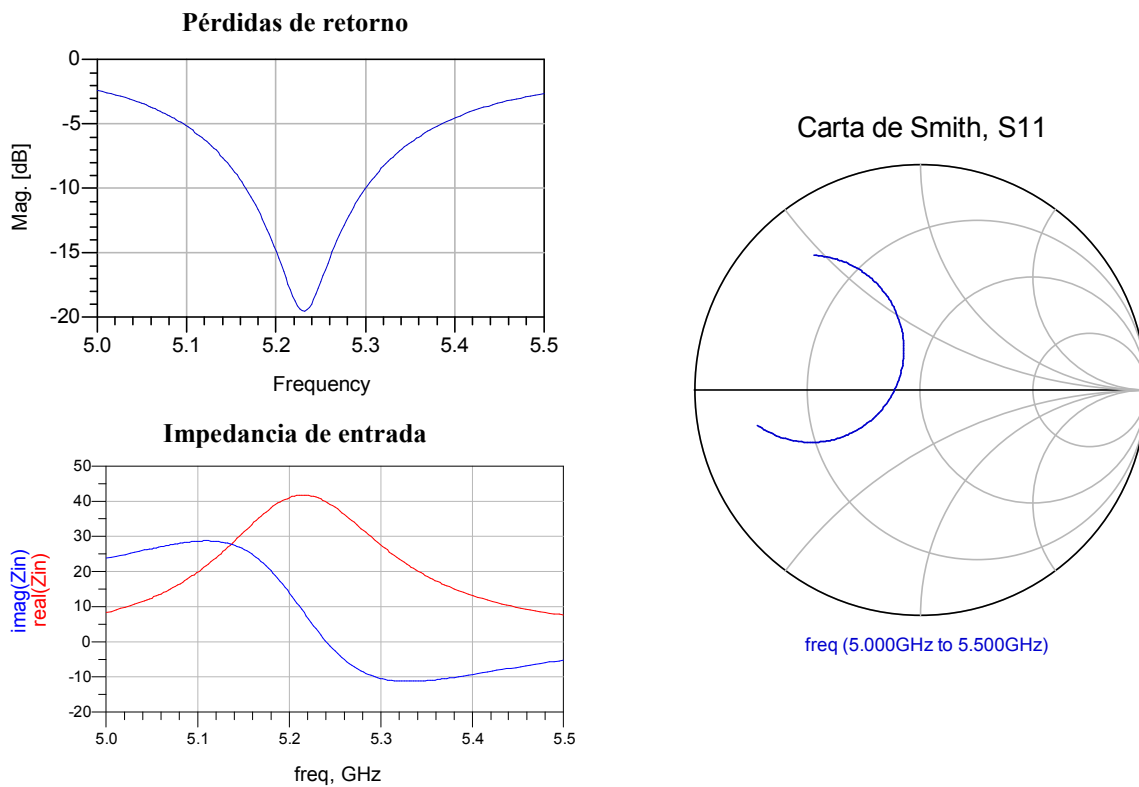


Figura 3-3. Simulación parche  $W=18.502$  mm  $L=14.811$  mm  $y_o=4.808$  mm (RO4003C).

Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 3-3, donde se ven las pérdidas de retorno, la impedancia de entrada de la antena y la carta de Smith del parámetro S11.

En el resultado de la simulación se aprecia que la frecuencia de resonancia de la antena esta ligeramente desplazada y que la adaptación para esta frecuencia no es máxima.

### 3.3.3. Ajuste frecuencia de resonancia y máxima adaptación.

Como ya se ha dicho, según la ecuación (2-14), para aumentar  $f_r^{010}$  se ha de disminuir el parámetro de la longitud  $L$ . Disminuimos  $L$  0,4 mm consiguiendo que la impedancia tenga una reactancia nula en 5,375 GHz.

Una vez centrada la frecuencia de resonancia se modifica el punto de alimentación hasta conseguir una máxima adaptación. En la Figura 3-4 se muestra el resultado final después de haber disminuido 0,9 mm el parámetro  $y_o$ . La grafica de la impedancia de entrada que se muestra nos dice que tiene un valor de  $50\Omega$ . Con el que obtenemos una adaptación máxima.

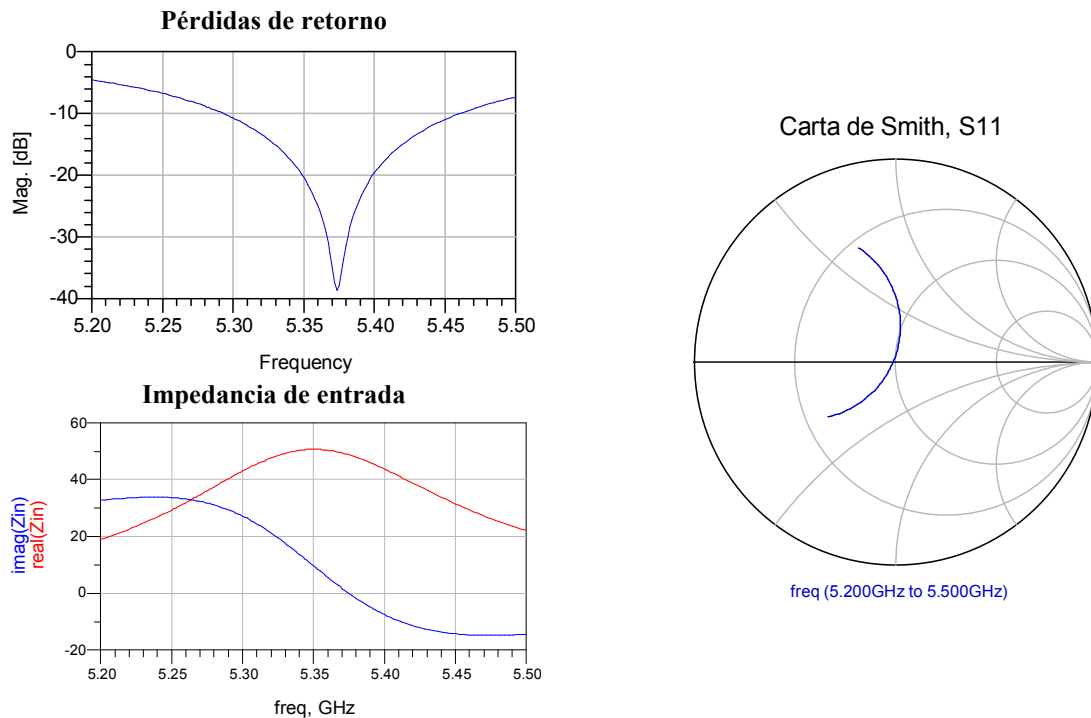


Figura 3-4 Simulación parche  $W=18.502$  mm  $L=14.411$  mm  $y_o=3.908$  mm (RO4003C).

En la Tabla 3-3 se establecen todos los parámetros finales obtenidos después de la optimización de estos.

Substrato	$W$ (mm)	$L$ (mm)	$y_o$ (mm)	$f_c$ (MHz)	$f_l$ (MHz)	$f_h$ (MHz)	$\Delta BW$
RO4003C	18.508	14.41	3.908	5376	5292	5460	3,12%

Tabla 3-3. Parámetros finales antena elemental.

### 3.3.4. Radiación y eficiencia.

La Figura 3-5 muestra que la distribución de corrientes para la antena elemental es la típica del modo fundamental, así mismo los planos E y H corroboran este hecho, ya que tienen máxima radiación en la dirección normal al parche.

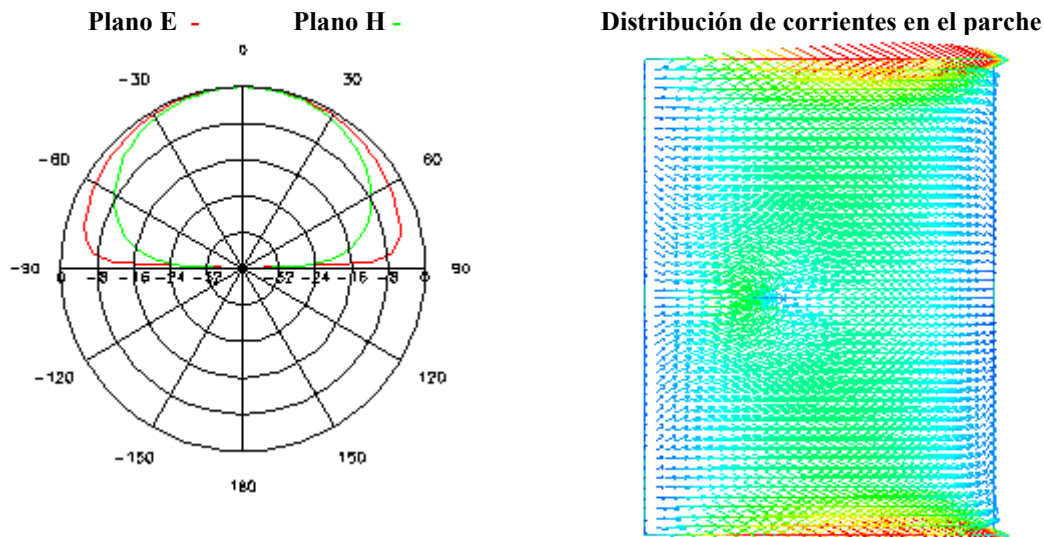


Figura 3-5. Radiación y distribución de corrientes de la antena elemental ( $f = 5.375$  GHz)

La Tabla 3-4 muestra la directividad, la ganancia y la eficiencia del parche elemental. Se observa una directividad de 6,96 dB con una eficiencia del 77.8%

Directividad (dB)	Ganancia (dB)	$\eta\%$
6.96	5.87	77.8

Tabla 3-4. Eficiencia antena elemental ( $f = 5.375$  GHz, RO4003C)

## 3.4. ELEMENTO BÁSICO CON DOBLE POLARIZACIÓN

Dado que una de las especificaciones de la antena es que tenga doble polarización, se rediseña la antena añadiendo una segunda alimentación. Con esto se obtiene que las corrientes no vayan únicamente en la dirección longitudinal del parche ( $TM_{010}$ ), sino que también lo hagan en la dirección paralela al ancho del parche  $W$  ( $TM_{001}$ ), teniendo intensidad máxima en los bordes de este.

### 3.4.1. Dimensiones del parche y puntos de alimentación.

La nueva alimentación se sitúa a lo largo de la mitad de la longitud del parche ya que de esta manera únicamente se excitarán los modos cuyas corrientes tendrán la dirección longitudinal  $W$ .

Tal y como muestran las ecuaciones del capítulo 2 se puede observar que para que las frecuencias de ambas polarizaciones sean iguales, se ha de igualar las dimensiones del ancho y la longitud del parche. Véase la Figura 3-6.

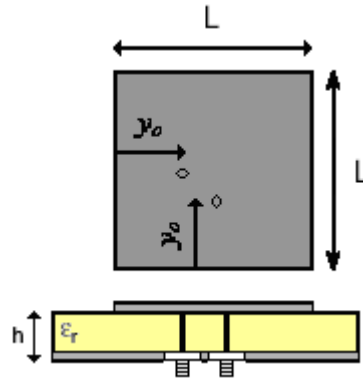


Figura 3-6. Parche con doble alimentación.

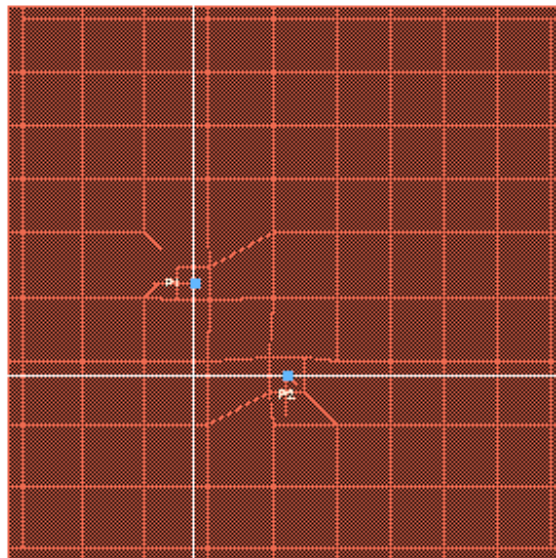
Las dimensiones que se obtienen se reflejan en Tabla 3-5. El proceso utilizado para el ajuste es el mismo que el explicado anteriormente.

$f_r^{010}$ y $f_r^{001}$	Substrato	$W$	$L$	$y_o$
5.375 GHz	RO4003C	14.411 mm	14.411 mm	3.908 mm

Tabla 3-5. Dimensiones y especificaciones iniciales para parche con doble polarización (RO4003C).

### 3.4.2. Simulación

Conocidas las dimensiones iniciales se pasa a efectuar el diseño en el simulador electromagnético tras como muestra la Figura 3-7.

Figura 3-7. Parche  $W=14.411$  mm  $L=14.411$  mm  $y_o=3.908$  mm (RO4003C)

Como en el caso anterior se han tenido que ajustar la frecuencia de resonancia a la deseada y se han modificado los puntos de alimentación para obtener la adaptación máxima. En concreto se ha reducido  $L$  a 13.76 mm y el parámetro  $y_o$  ha aumentado a 4.58 mm.

En la Figura 3-8 se pueden observar los parámetros S11 y S22, en los que se ve como la frecuencia de resonancia de las dos polarizaciones es la deseada.

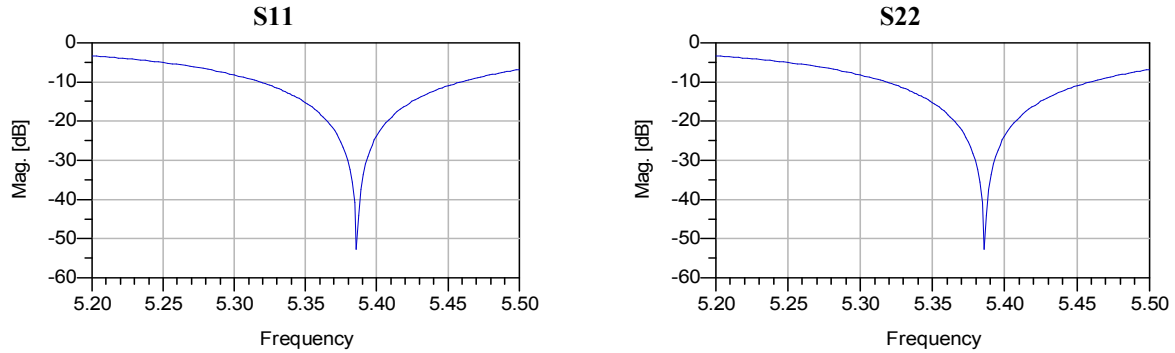


Figura 3-8. Simulación del parche  $W=13.76$  mm  $L=13.76$  mm  $y_o=4.58$  mm (RO4003C).

En la Figura 3-9 se aprecia que el aislamiento entre puertos está por debajo de 30dB. Con esto valor se puede afirmar que existe un buen aislamiento.

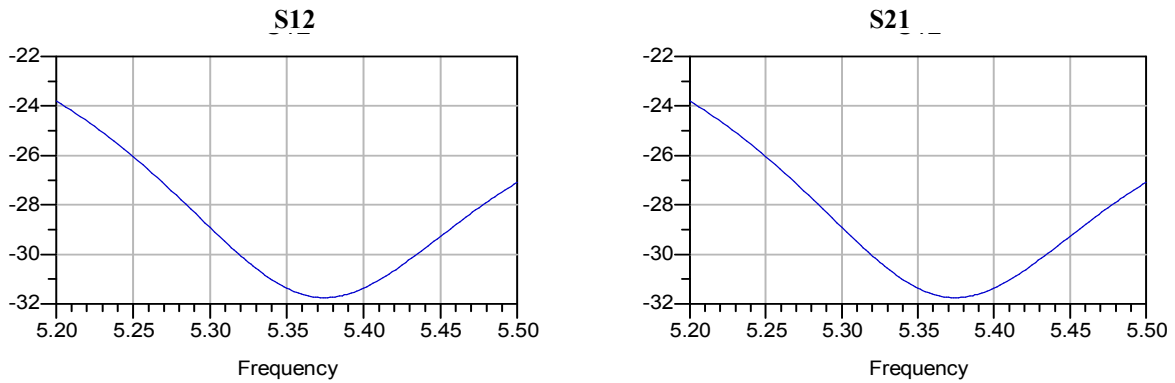


Figura 3-9. Simulación del parche  $W=13.76$  mm  $L=13.76$  mm  $y_o=4.58$  mm (RO4003C).

Cabe destacar que el ancho de banda de dicha antena apenas cumple con las especificaciones iniciales. En la Tabla 3-6 se observa que el ancho de banda relativo es de un 2,56%, y el objetivo es obtener 2,79 %.

	Substrato	$f_c$ (MHz)	$f_l$ (MHz)	$f_h$ (MHz)	$\Delta BW$
S11	RO4003C	5375	5320	5458	2,56%
S22	RO4003C	5375	5320	5458	2,56%

Tabla 3-6. Anchos de banda de la simulación antena elemental con doble alimentación (RO4003C).

### 3.4.3. Radiación y eficiencia.

La simulación de la radiación y la eficiencia se ha realizado por separado. Primero se ha excitado el puerto 1 y después el puerto 2.

- **Excitación modo  $TM_{010}$**

En la Figura 3-10 se aprecia la radiación de los planos E y H. El ancho  $\Delta\phi_H$  y el  $\Delta\theta_V$  son de aproximadamente  $60^\circ$ . Según las especificaciones requeridas el  $\Delta\theta_V$  tendría que ser de aproximadamente  $10^\circ$ .

Directividad (dB)	Ganancia (dB)	$\eta\%$
6.82	5.63	76

Tabla 3-7. Eficiencia antena elemental con doble polarización modo  $TM_{010}$  ( $f=5.375$  GHz, RO4003C)



La eficiencia de la antena con doble polarización para el caso del modo  $TM_{010}$  es prácticamente la misma que la antena con una alimentación.

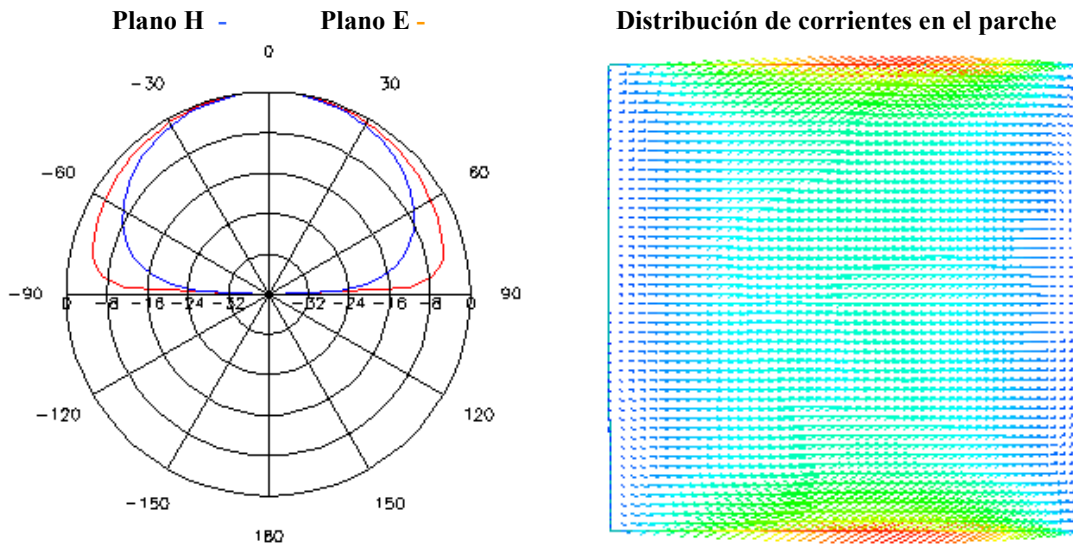


Figura 3-10. Radiación y distribución de corrientes de la antena elemental con doble alimentación modo  $TM_{010}$  ( $f=5.375$  GHz, RO4003C).

- **Excitación modo  $TM_{001}$**

Para la excitación del puerto 2, los resultados son muy similares. Lo único que al cambiar el modo de excitación, los planos E y H aparecen intercambiados con respecto a cuando se excitaba el modo  $TM_{010}$

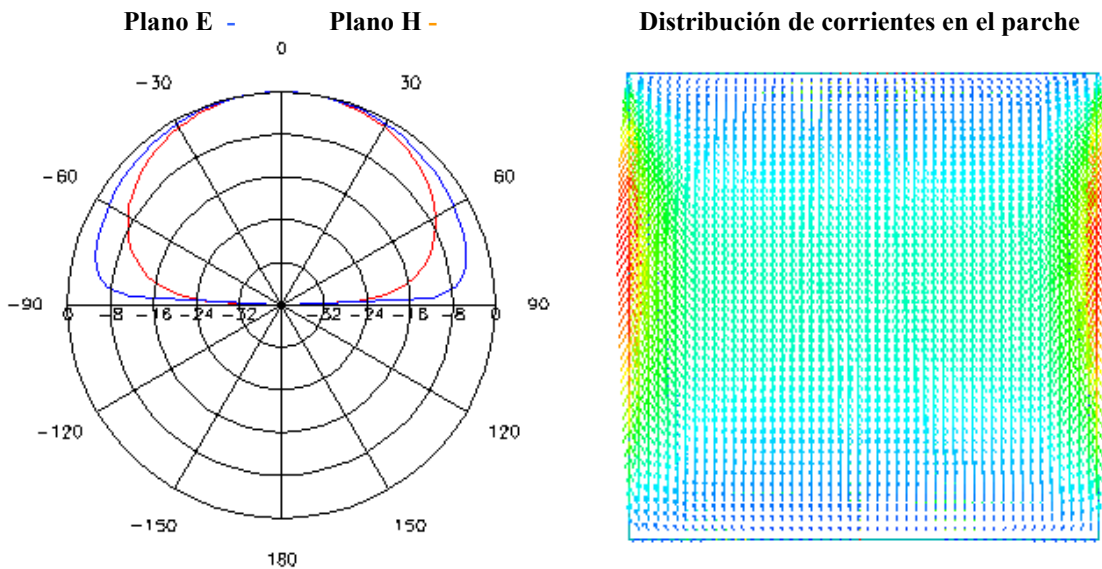


Figura 3-11. Radiación y distribución de corrientes de la antena elemental con doble alimentación modo  $TM_{001}$  ( $f=5.375$  GHz, RO4003C).

La Tabla 3-8 muestra la directividad, la ganancia y la eficiencia del parche elemental. Se observa una directividad de 6,96 dB con una eficiencia del 77.8%

Directividad (dB)	Ganancia (dB)	$\eta\%$
6.82	5.63	76

Tabla 3-8. Eficiencia antena elemental con doble polarización modo  $TM_{001}$  ( $f=5.375$  GHz, RO4003C)



### 3.4.4. Cambio de sustrato.

Dado que el ancho de banda de la antenna apenas cumple con las especificaciones iniciales se repite el proceso cambiando el sustrato RO4003C por FR-4. Las dimensiones resultantes son las que muestra la Tabla 3-9.

$f_r^{010}$ y $f_r^{001}$	Substrato	W	L	$y_o$
5.375 GHz	FR-4	12.24 mm	12.24 mm	3.72 mm

Tabla 3-9. Dimensiones y especificaciones iniciales para parche con doble polarización (FR-4).

En la simulación de dicha antenna se comprueba que la antenna diseñada con fibra de vidrio aumenta el ancho de banda con respecto al RO4003C.

	Substrato	$f_c$ (MHz)	$f_l$ (MHz)	$f_h$ (MHz)	$\Delta BW$
S11 y S22	FR-4	5375	5290	5470	3.34%

Tabla 3-10. Anchos de banda de la simulación antenna elemental con doble alimentación (FR-4).

Un aspecto negativo de la antenna diseñada con fibra de vidrio es su eficiencia. El nuevo diseño ha reducido sus dimensiones y ha aumentado el ancho de banda, pero se ha reducido la eficiencia de la antenna. Véase la Tabla 3-11.

Directividad (dB)	Ganancia (dB)	$\eta\%$
6.57	3.81	53

Tabla 3-11. Eficiencia antenna elemental con doble polarización para ambas modos ( $f=5.375$  GHz, FR-4)

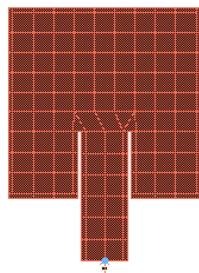
La causa de que la eficiencia disminuya tanto con respecto al otro sustrato es que el FR-4 tiene una tangente de pérdidas mucho mayor que el RO4003C.

### 3.5. ALIMENTACIÓN DEL ELEMENTO BÁSICO

Ante la complicación que supone implementar una red de alimentación que alimente los parches de forma coaxial, se pensó en alimentar los parches mediante una línea de transmisión que se introdujera en él. Pero después se vio que el elemento básico alimentado mediante coaxial, está adaptado a  $50 \Omega$ .

Para reproducir el diseño con una alimentación microstrip, se debería insertar en el parche una línea de transmisión de 3 mm de ancho (W de una línea de impedancia característica igual  $50 \Omega$  en FR-4). Con lo que no sería factible ya que el parche cuadrado es de 12,24 mm. Y además se tendría que insertar casi en el centro del parche.

Alimentación microstrip



S11

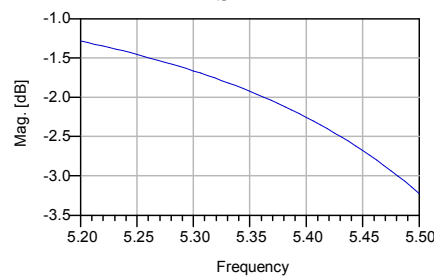


Figura 3-12. Simulación del parche elemental con alimentación microstrip W= 13.76 mm L= 13.76 mm  $y_o=4.58$  mm (FR-4)

En la Figura 3-12 se aprecia un ejemplo de lo que ha provocado la utilización de la alimentación microstrip. Se aprecia como se ha perdido la adaptación a la frecuencia deseada.

Una solución es aumentar el la impedancia de entrada de la antena. Con ello se provoca que la línea de transmisión que alimente el parche tenga una impedancia característica más elevada, para mantener la adaptación. Este hecho hace que la línea de alimentación sea más estrecha y el punto de alimentación en el parche se acerque más al borde de éste.

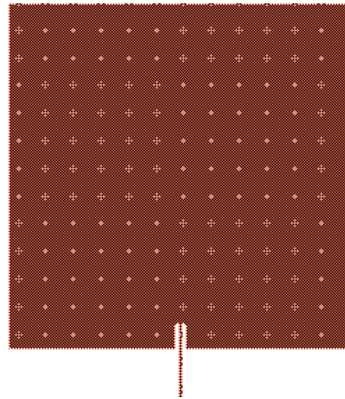


Figura 3-13. Elemento básico con alimentación microstrip  $W=12.24$  mm  $L=12.24$  mm  $y_o=3.741$  mm (FR-4).

En la Figura 3-13 se muestra el diseño del elemento elemental en FR-4 con una alimentación mediante una línea de transmisión de  $150 \Omega$ . En la Figura 3-14 se observa como se ha mantenido la adaptación haciendo que el punto de alimentación este más próximo al borde del parche.

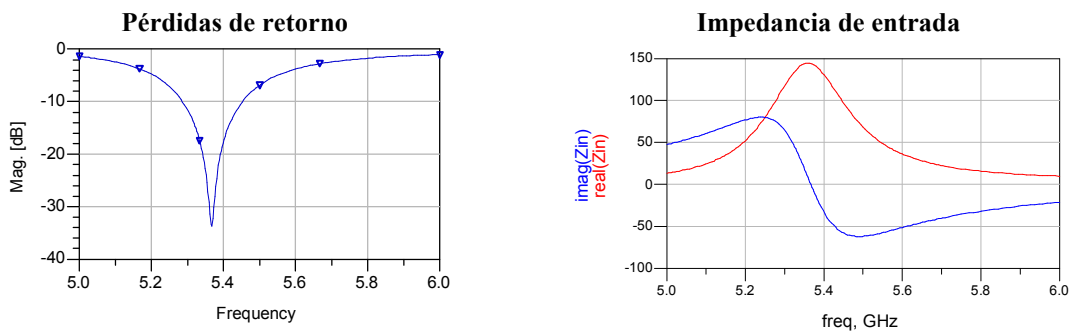


Figura 3-14. Simulación elemento básico con alimentación microstrip  $W=12.24$  mm  $L=12.24$  mm  $y_o=3.741$  mm (FR-4).

### 3.6. RESUMEN DEL CAPÍTULO

A partir del diseño y estudio del elemento básico de la agrupación se puede decir lo siguiente:

- La teoría de las antenas microstrip expuesta en el capítulo 2 da una buena aproximación de los resultados reales.
- Las dimensiones de los parches radiantes dependen de la frecuencia de resonancia.
- Se comprueba que las antenas diseñadas con FR-4 tienen más ancho de banda que las diseñadas en RO4003C.

- También se comprueba que las antenas diseñadas con RO4003C tienen mayor eficiencia respecto al FR-4.

## 4. DISEÑO DE LA AGRUPACIÓN

### 4.1. INTRODUCCIÓN

El elemento básico estudiado en el capítulo anterior proporciona un gran ancho de haz en sus dos planos, esto supone valores de directividad reducidos.

En este capítulo, se introducirá el concepto de agrupación de antenas, el cual nos permitirá obtener diagramas de radiación con valores de directividad que no se pueden conseguir con estructuras básicas.

Antes de pasar al diseño de nuestra agrupación se introducirán unos conceptos teóricos básicos sobre las agrupaciones de antenas. Para un análisis más profundo consultar el capítulo 5 de [2].

### 4.2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Se define una agrupación como un conjunto de  $N$  antenas que radian o reciben simultáneamente. El diagrama de radiación del conjunto se obtiene como la interferencia de los campos radiados por cada una de las antenas, mientras que en recepción la señal recibida es una combinación lineal de las señales que capta cada antena. Por reciprocidad, si los pesos y desfases de la combinación lineal en recepción son iguales a los de la alimentación en transmisión, los diagramas de radiación en transmisión y recepción son iguales.

Considere una distribución de antenas equiespaciadas, todas ellas iguales, con la misma orientación e idéntica distribución de corrientes. La alimentación de cada antena viene determinada por un coeficiente de excitación complejo  $I_n$  tal y como puede verse en la Figura 4-1.

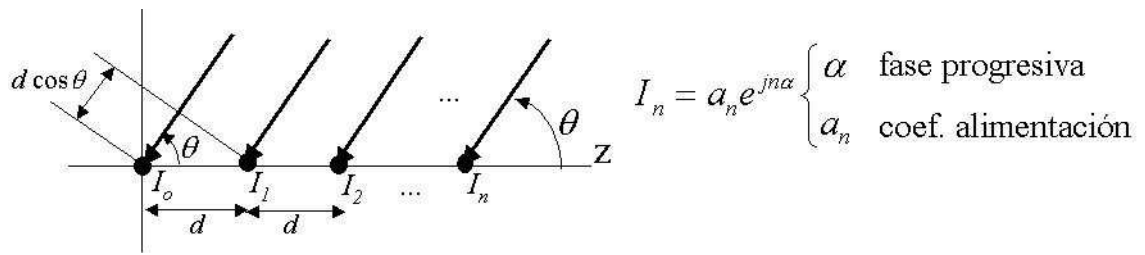


Figura 4-1. Distribución de antenas equiespaciadas

Si el vector de radiación producido por la antena situada en el origen y con excitación unidad es  $\vec{N}_o(\vec{r})$ , entonces el vector de radiación correspondiente a la agrupación responde a la expresión:

$$\vec{N}(\vec{r}) = \vec{N}_o(\vec{r}) \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{jk_z nd} = \vec{N}_o(\vec{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(kd \cos \theta + \alpha)} = \vec{N}_o(\vec{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi} \quad (4-1)$$

donde

$$\psi = k_z d + \alpha = kd \cos \theta + \alpha \quad (4-2)$$

se denomina ángulo eléctrico y representa el desfase que se produce en el campo lejano debido a dos elementos consecutivos. La expresión (4-1) nos permite expresar el factor de agrupación como:

$$FA(\psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi} \quad (4-3)$$

y los campos radiados resultan

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_0(\vec{r}).FA(\psi) \quad (4-4)$$

De las ecuaciones(4-1), (4-2), (4-3) y(4-4) se derivan las siguientes propiedades:

- $FA(\psi)$  se puede interpretar como la transformada de Fourier de la secuencia discreta  $a_n$ . Por tanto,  $FA(\psi)$  debe ser periódico con periodo de  $2\pi$ .
- A la inversa,  $a_n$  se pueden ver como los coeficientes del desarrollo de  $FA(\psi)$  en series de Fourier.
- Si los coeficientes  $a_n$  son reales y positivos el máximo de  $FA(\psi)$  se produce para  $\psi = 0$  (los campos se suman en fase).
- Dado que  $\theta \in [0, \pi]$  los valores de  $FA(\psi)$  que pertenecen al margen visible del diagrama de radiación corresponden a  $\psi \in [-kd + \alpha, kd + \alpha]$ .
- Si la antena básica es isótropa, entonces  $FA(\theta)$  es el diagrama de radiación de la agrupación.
- $FA(\psi)$  sólo depende de  $a_n$ , el diagrama de radiación real depende además de  $kd$ ,  $\alpha$  y  $E_0$

### 4.3. DIMENSIONES DE LA AGRUPACIÓN

En este apartado se calculará el número de elementos y la distancia necesaria entre estos para obtener las especificaciones de los anchos de haz necesarios.

Dado que se ha de obtener un  $\Delta\theta_V$  de unos  $10^\circ$  y un  $\Delta\phi_H$  de unos  $60^\circ$ , utilizando la siguiente expresión:

$$D \approx \frac{4\pi}{\Delta\theta_V \cdot \Delta\phi_H} \quad (4-5)$$

y substituyendo los anchos de haz especificados, se obtiene que la antena tiene una directividad de 18.4dB.

Para conseguir que la antena tenga un ancho de haz vertical de  $10^\circ$ , se ha utilizado la expresión extraída de [2], la cual dice que el ancho de haz vertical de una agrupación transversal es igual a:

$$\Delta\theta_v = 2 \sin^{-1} \left( 0,44 \frac{\lambda}{Nd} \right) = 0,88 \frac{\lambda}{Nd} \quad (4-6)$$

Donde  $N$  es el número de elementos de la agrupación, y  $d$  es la distancia entre elementos.

Por lo que sustituyendo el ancho de haz vertical de  $10^\circ$  y dando un  $N$  igual a 8, se obtiene que la distancia entre elementos debería oscilar alrededor de  $0.625\lambda$ .

Se ha dado un valor de  $N$  igual a 8 para obtener una distancia entre elementos mayor a  $\lambda/2$ . Este compromiso nos viene dado para reducir el acoplamiento entre elementos.

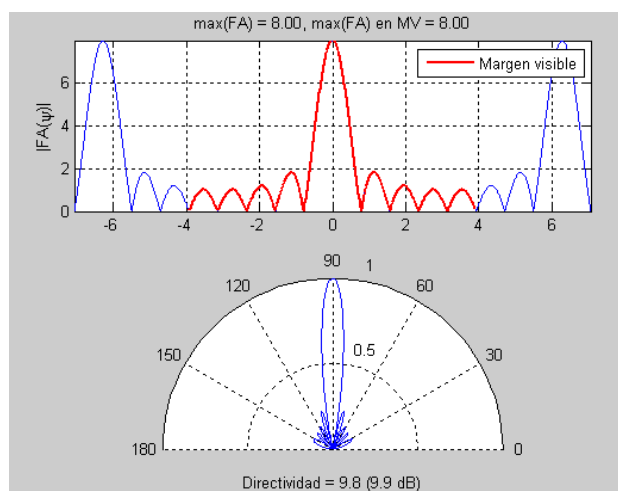


Figura 4-2. Diagramas y directividad del FA de una agrupación transversal de 8 elementos con  $d=0.625\lambda$ .

En la Figura 4-2 se muestra el factor de agrupación y la directividad para una agrupación transversal de 8 elementos distanciados  $0.625\lambda$ . Para ello se ha utilizado la función `array1d` (véase el apéndice B). El factor de agrupación tiene simetría de revolución alrededor del eje de la agrupación.

La directividad resultante es de 9.9 dB. Al multiplicar el diagrama del parche por este factor de agrupación se debería conseguir los 18.4 dB (véase ecuación (4-4)).

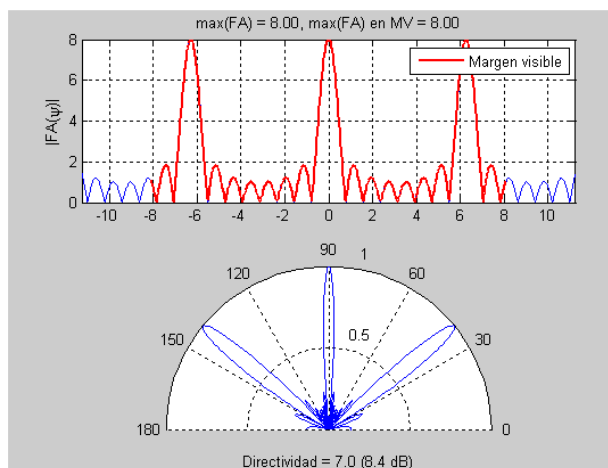


Figura 4-3. Diagramas y directividad del FA de una agrupación transversal de 8 elementos con  $d=1.2\lambda$ .

Si siguiéramos aumentando la separación entre elementos, el margen fisible del FA aumentaría, lo que conllevaría a la aparición de importantes lóbulos secundarios en el diagrama de radiación.

En la Figura 4-3 se observa lo que ocurre al aumentar la separación de los elementos de la agrupación. El margen visible ha aumentado, provocando la aparición de lóbulos secundarios no deseados que hacen que disminuya la directividad del FA. Es por ello que si se decide aumentar la separación entre elementos, deberá ser de forma controlada.

#### 4.3.1. Simulación de la agrupación 8x1

En este apartado se simulará mediante el simulador electromagnético, la agrupación dimensionada en el apartado anterior (Figura 4-4). A diferencia de lo obtenido con la función `array1d`, en este caso se obtendrá el diagrama del FA multiplicado por el diagrama del parche elemental  $E_0$ .

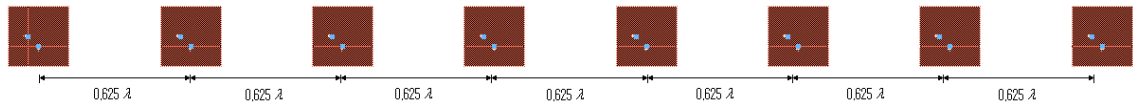


Figura 4-4. Agrupación 8x1 con  $d=0,625\lambda$  (RO4003C).

En la Figura 4-5 se muestran los cortes en los planos E y H de los dos modos de excitación de los parches.

Para el modo  $TM_{010}$  se aprecia que se ha reducido el ancho de haz del plano E a unos  $10^\circ$ , mientras que el ancho del plano H continúa siendo el mismo que el del parche elemental.

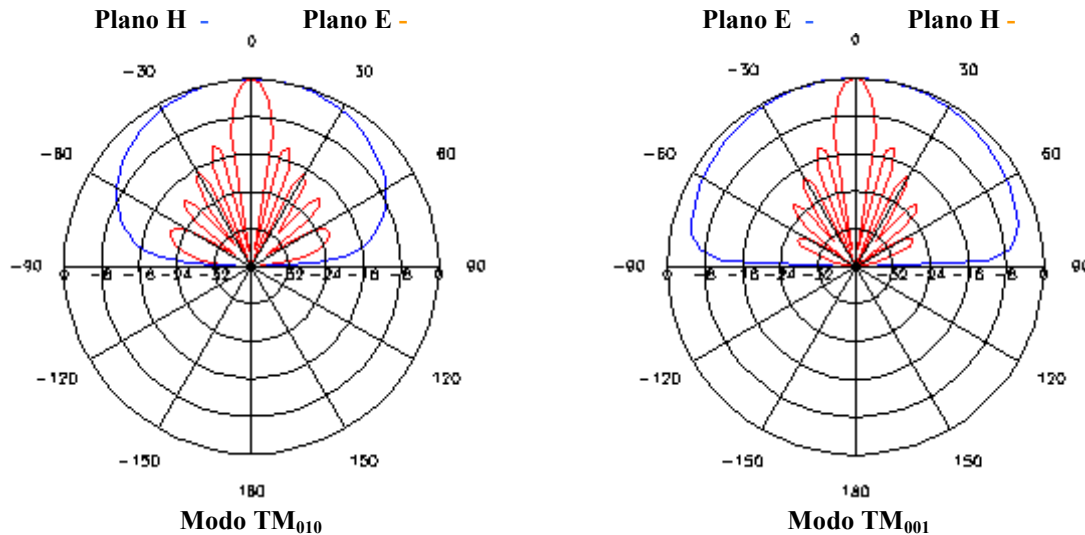


Figura 4-5. Planos agrupación 8x1 ( $f= 5.375$  GHz, RO4003C)

La explicación de este hecho viene dada por la ecuación (4-4). En el plano E el factor de agrupación por el diagrama del parche es prácticamente igual al factor de agrupación, ya que este es mucho más estrecho que el del parche. Mientras que en el caso del plano H el factor de agrupación tendrá simetría de revolución por lo que el resultado será igual al ancho del haz del parche.

Para el modo  $TM_{001}$  ocurre lo mismo pero con los planos intercambiados. En este caso es en el plano H donde el factor agrupación por el diagrama del parche es igual al factor de agrupación, y es en el plano E donde el resultado de dicha multiplicación es igual al ancho del haz del parche.

	Directividad (dB)	Ganancia (dB)	$\eta\%$
Modo $TM_{010}$	16.16	15.74	90.78
Modo $TM_{001}$	14.89	13.95	80.53

Tabla 4-1. Eficiencia agrupación 8x1 ( $f = 5.375$  GHz, RO4003C).

Por lo que respecta a la directividad (Tabla 4-1), se aprecia que en ambos modos se ha aumentado la directividad, con respecto al parche elemental. No se ha conseguido la directividad esperada en parte porque en ambos modos existe un plano con un ancho de haz bastante más ancho que los  $60^\circ$  especificados. Este hecho explica que se obtenga una directividad más alta en el modo  $TM_{010}$ , ya que el ancho del plano E es más estrecho que el ancho del plano H.

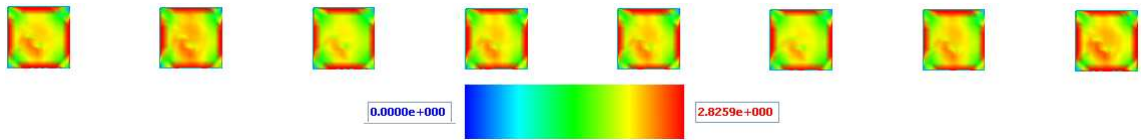


Figura 4-6. Distribución de corrientes de agrupación 8x1 ( $f = 5.375$  GHz, RO4003C)

La Figura 4-6 muestra la distribución de corrientes de la agrupación con ambos modos excitados. Se observa claramente como se excitan los dos modos de propagación deseados en todos los elementos.

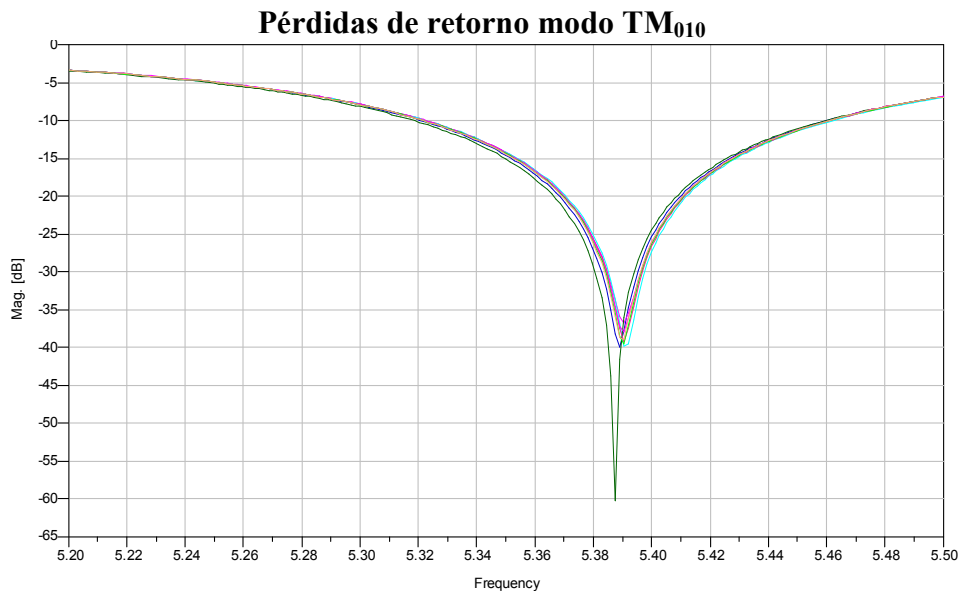


Figura 4-7. Pérdidas de retorno de la agrupación 8x1 modo  $TM_{010}$  (RO4003C)

Para realizar la simulación se han utilizado 16 alimentaciones independientes, de tal manera que todos los parches tuvieran la misma alimentación. En la Figura 4-7 y Figura 4-8 quedan descritas las pérdidas de retorno de las 16 alimentaciones. Teóricamente todas tendrían que ser iguales, pero tal y como se observa todas son diferentes. Estas diferencias vienen dadas por la interacción entre parches.



En las pérdidas de retorno del modo  $TM_{010}$  se observa que en todas las alimentaciones se ha perdido adaptación menos en una, esta alimentación es la del último parche del extremo izquierdo.

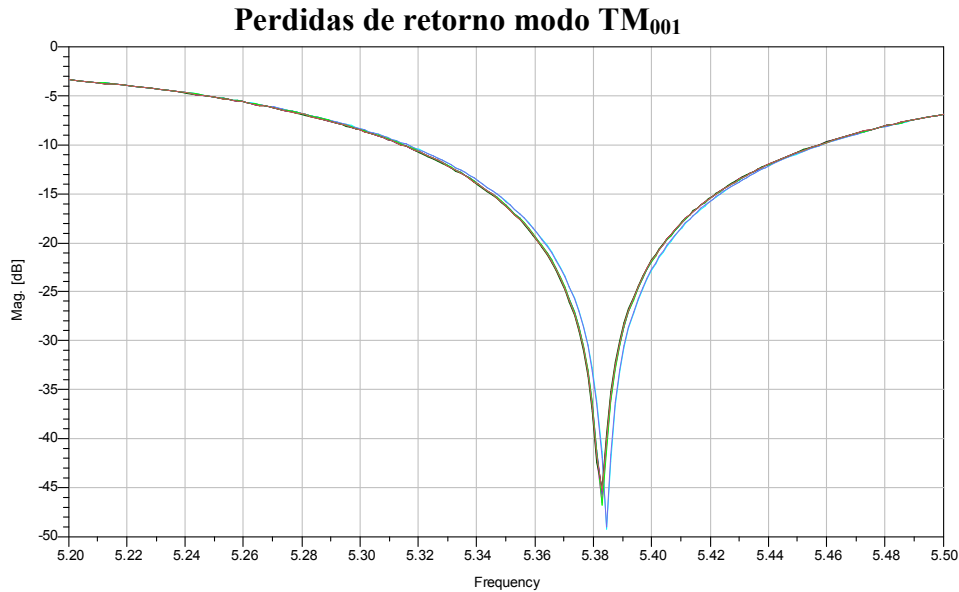


Figura 4-8. Perdidas de retorno de la agrupación 8x1 modo  $TM_{001}$  (RO4003C)

Para el caso del modo  $TM_{001}$  se observa que las pérdidas de adaptación de las alimentaciones han sido menores que para el modo  $TM_{010}$ . Esto es debido a que para el modo  $TM_{010}$  las corrientes magnéticas son paralelas, lo que provoca que para la agrupación diseñada tengamos un mayor acoplamiento entre antenas.

#### 4.3.2. Simulación de la agrupación 8x2

Se ha visto en el apartado anterior que la configuración 8x1 no cumple con los objetivos deseados. Es por ello que a continuación simularemos una agrupación de 8x2.

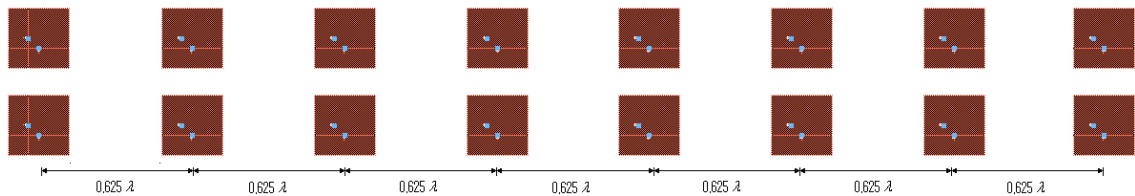


Figura 4-9. Agrupación 8x2 (RO4003C)

Con la configuración de la Figura 4-9 se pretende disminuir el ancho de haz del plano H para el modo  $TM_{010}$  y del E para el modo  $TM_{001}$ . De esta forma se conseguirá aumentar la directividad de la antenna en ambos modos.

En la Figura 4-10 se muestra como la nueva configuración se reduce ancho de haz de los planos indicados anteriormente. La separación entre esta dos filas de parches es mucho menor que  $0,625 \lambda$ . Tal y como vimos en la teoría del apartado anterior si se aumentara dicha distancia el margen visible en este plano aumentaría,

provocando la aparición de lóbulos secundarios y reduciendo el ancho de haz de los planos a menos de  $60^\circ$ .

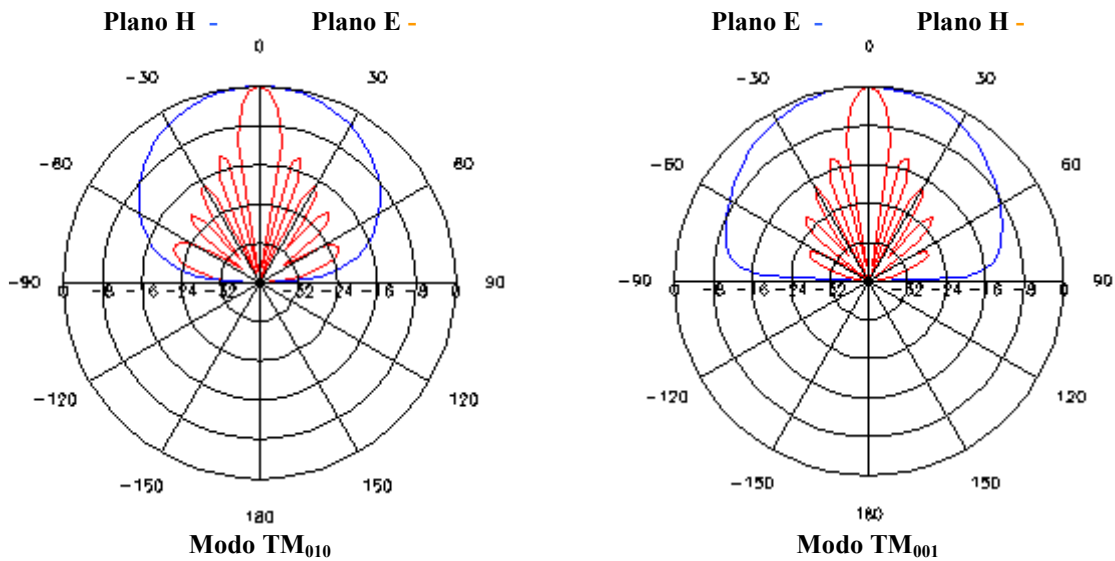


Figura 4-10. Planos agrupación 8x2 ( $f = 5.375$  GHz, RO4003C)

En la Tabla 4-2 se aprecia como la reducción de los planos a supuesto el aumento de la directividad en ambos modos.

	Directividad (dB)	Ganancia (dB)	$\eta\%$
Modo $TM_{010}$	17.35	17.04	93.1
Modo $TM_{001}$	16.71	16.30	90.9

Tabla 4-2. Eficiencia agrupación 8x2 ( $f = 5.375$  GHz, RO4003C).

#### 4.4. DISEÑO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN

Los métodos existentes para alimentar una agrupación se pueden clasificar en dos tipos: paralelo y en serie. La alimentación en paralelo tiene un único puerto de entrada y múltiples líneas de alimentación en paralelo que constituyen los puertos de salida. Cada una de estas líneas de alimentación termina en un elemento radiante individual.

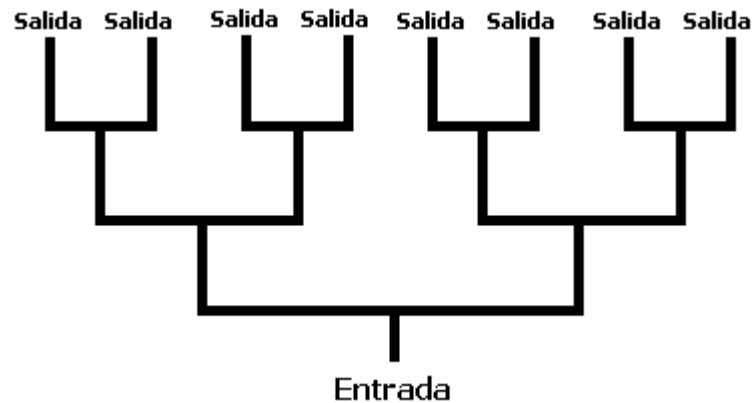


Figura 4-11. Ejemplo red paralelo

El segundo tipo es la alimentación en serie. Por lo general, consiste en una línea de transmisión continua desde la cual pequeñas proporciones de energía son progresivamente enviadas/acopladas a los elementos dispuestos a lo largo de la línea por diversos medios: proximidad de acoplamiento, acoplamiento directo, acoplamiento de apertura.



Figura 4-12. Ejemplo red serie

De entre los diferentes tipos de redes de alimentación se ha elegido una red de alimentación en paralelo, debido a su sencillez a la hora de diseñar una alimentación uniforme. Para un mayor análisis sobre estos tipos de redes consultar [6]

#### 4.4.1. Red paralelo

La alimentación colectiva es la alimentación en paralelo más usada. Para una apertura de distribución uniforme, la potencia se distribuye de igual manera hacia cada ramificación.

Si la distancia desde el puerto de entrada hacia cada elemento radiante es idéntica, la posición del haz es independiente de la frecuencia. Incorporando fasores o extensiones de línea se podría controlar la posición del haz.

La desventaja de este tipo de alimentación es que requiere líneas de larga transmisión entre los elementos radiantes y el puerto de entrada, por lo tanto, la pérdida de la red de alimentación puede ser demasiado grande, incluso prohibitiva, reduciendo así la eficiencia total de la array.

En el diseño, todos los elementos radiantes suelen estar conectados a las líneas de alimentación de forma idéntica, mediante acoplamientos de alimentación apropiados o mediante inversores  $\lambda/4$ .

Para redes de alimentación simétricas, el número de elementos radiantes es de  $2n$  donde  $n$  es un número entero; en caso contrario se debe usar una configuración asimétrica de alimentación. Usar una red de alimentación colectiva simétrica permite el uso de divisores de potencia idénticos para dar una apertura de distribución uniforme, y así se reduce el número de divisores de potencia requeridos. En la práctica, la unión en forma de T o sus otras configuraciones son los divisores más usados. Los inversores  $\lambda/4$  se usan generalmente para obtener que las impedancias coincidan en la unión.

##### 4.4.1.1. Diseño de una red

La red paralelo normalmente utiliza inversores  $\lambda/4$ . Por ello a continuación se ofrece una breve explicación de este tipo de inversores extraída de [7].

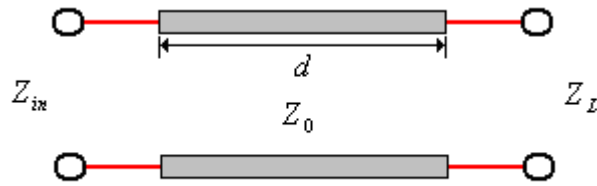


Figura 4-13. Línea de transmisión

La impedancia de entrada de una línea de transmisión a una distancia  $d$  de la carga viene dada por:

$$Z_{in}(d) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta d)} \quad (4-7)$$

donde  $Z_L$  es la impedancia de carga de la línea,  $Z_0$  es la impedancia característica de la línea y  $\beta$  es la constante de fase. Tal y como muestra la Figura 4-13, si  $d$  la igualamos a  $\lambda/4$ , se obtiene

$$Z_{in}\left(d = \frac{\lambda}{4}\right) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4}\right)}{Z_0 + jZ_L \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4}\right)} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (4-8)$$

Lo que quiere decir que una longitud de línea igual a  $\lambda/4$  o cualquier múltiplo entero e impar de  $\lambda/4$  se comporta como un inversor de impedancia.

Introducido el concepto del inversor, a continuación se presenta un ejemplo del procedimiento seguido para el diseño de las redes de alimentación utilizadas en este proyecto.

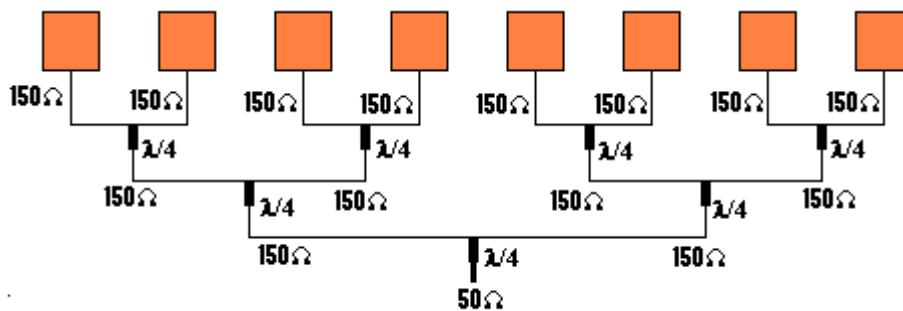


Figura 4-14. Red de alimentación en paralelo

Como muestra la figura anterior (Figura 4-14) se parte con una línea de  $150 \Omega$ . El hecho de salir con una línea estrecha (impedancia elevada), hace que las radiaciones de la red afecten menos el diagrama de radiación de la agrupación. Las líneas se unen de dos en dos a un transformador  $\lambda/4$ . Con el transformador se consigue que a la entrada de este se obtenga una impedancia de entrada de  $150 \Omega$ . Esta operación se repite con las uniones de la salida. El último transformador  $\lambda/4$  es diferente a los demás ya que a la entrada de este se obtiene una impedancia de  $50 \Omega$  (que suele ser la impedancia normalizada de la fuente).

#### 4.4.2. Dimensiones de las líneas y transformadores $\lambda/4$ .

Para dimensionar las líneas de  $150\ \Omega$  se ha utilizado la aplicación *linecalc*.

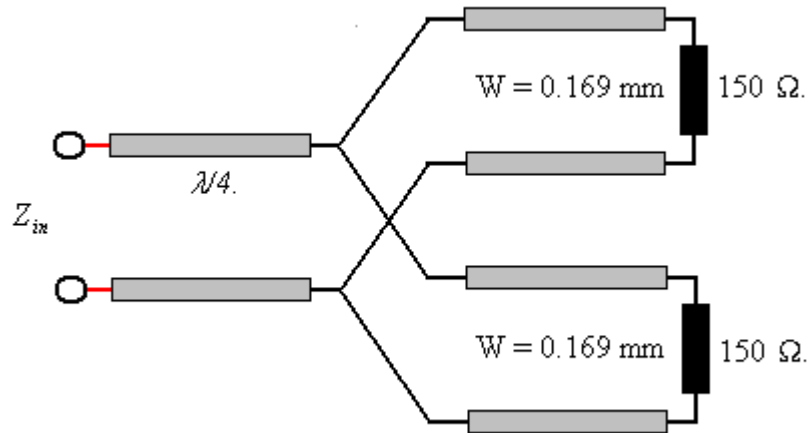


Figura 4-15. Dimensión de las líneas de  $150\ \Omega$

En la Figura 4-15 se muestra el ancho que debe tener la línea microstrip para que esté adaptada a la entrada del parche. La longitud no afecta esta adaptación y por lo tanto es irrelevante. Esta adaptación provoca que la impedancia de carga que ve el inversor sea igual al paralelo de las dos impedancias de entrada:

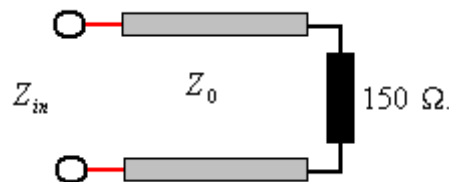


Figura 4-16. Transformador  $\lambda/4$

Para conocer la impedancia característica del transformador  $\lambda/4$  se ha utilizado la expresión (4-8).

Conociendo que la impedancia de entrada tiene que ser de  $150\ \Omega$ , y la impedancia de carga es igual a  $75\ \Omega$  se obtiene que la impedancia característica del transformador debe ser igual a  $106.06\ \Omega$ . Con esta impedancia se obtienen las siguientes dimensiones.

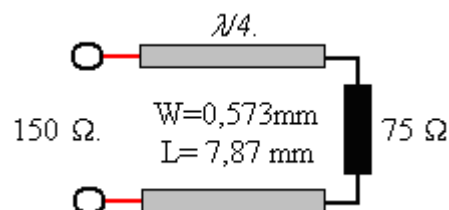


Figura 4-17. Dimensión del transformador  $\lambda/4$

Todos los transformadores son iguales excepto el último, en el cual la impedancia de entrada es igual a  $50 \Omega$ . En este caso la impedancia característica del transformador es igual a  $61.23 \Omega$ .

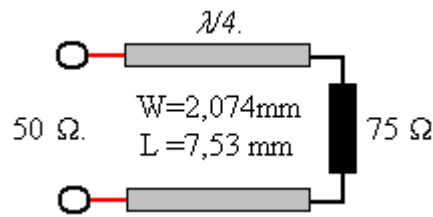


Figura 4-18. Dimensión del transformador  $\lambda/4$  de entrada

#### 4.5. RESUMEN DEL CAPÍTULO

En este apartado hemos visto cómo la teoría de las agrupaciones de antenas nos permite obtener diagramas de radiación con valores de directividades imposibles de obtener con estructuras básicas.

La agrupación viene definida por el número de elementos que la forman y por la separación entre ellos. En el caso de la antena a diseñar, se ha obtenido una agrupación de 18 elementos, distribuidos en dos filas de 8. Los elementos de cada fila separados por una distancia de  $0.625 \lambda$ .

Finalmente se ha diseñado una red de alimentación en paralelo para alimentar una agrupación. Dicha red se basa en inversores  $\lambda/4$ .



## 5. AGRUPACIÓN (FR-4)

---

### 5.1. INTRODUCCIÓN

En este capítulo se llevará a cabo el diseño de varias agrupaciones alimentadas con redes de alimentación en el sustrato FR-4.

Con estos diseños se intentará conseguir una antena que cumpla con los objetivos del proyecto. También se comprobarán las características del sustrato FR-4 y se verificará la teoría de las agrupaciones expuesta en el capítulo 4.

### 5.2. AGRUPACIÓN 8x1

Para la realización de este diseño se ha utilizado el parche elemental y la separación entre parches calculada en el capítulo 2.

En la Figura 5-1 se aprecia el diseño inicial con la red de alimentación. Cabe destacar que finalmente se ha optado por alimentar los parches directamente en el borde mediante una alimentación microstrip. El objetivo de dicha acción, es que las dimensiones del parche no se vean afectadas por insertar una línea microstrip.

Para ello se ha calculado la impedancia de entrada del parche en el borde, siendo esta del orden de  $500\ \Omega$ . Esto implica que, para que la red de alimentación se inicie con una buena adaptación, se debería comenzar con líneas de transmisión de  $500\ \Omega$ .

Una línea con impedancia característica igual a  $500\ \Omega$  en FR-4, debe tener un ancho de  $78\ \text{nm}$ . Ante la imposibilidad de fabricar una línea tan estrecha, se ha optado por partir con una línea de  $150\ \Omega$ . Esta en FR-4, tendrá un ancho de  $169\ \mu\text{m}$ , cuya fabricación es viable.

La utilización de la línea de  $150\ \Omega$  al inicio de la red provocará que la red no esté adaptada.

En la Figura 5-1 se muestra el layout de la agrupación de 8 elementos alimentada mediante una red de alimentación.

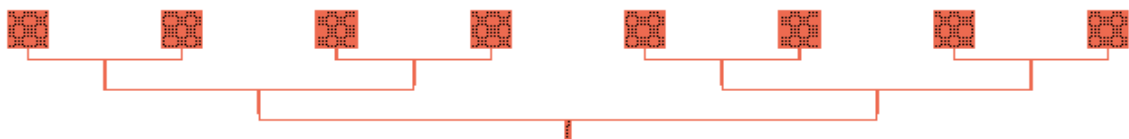


Figura 5-1. Agrupación 8x1 (FR-4)

Las dimensiones de la red son las calculadas en el ejemplo del capítulo anterior. En una visión ampliada de la mitad de la red (Figura 5-2), se observa que partiendo de líneas de  $150\ \Omega$ , las cuales convergen en un transformador  $\lambda/4$ , se vuelve a obtener a la salida una impedancia de entrada de  $150\ \Omega$ . Dicho proceso se repite hasta llegar al último transformador  $\lambda/4$ , el cual a su entrada tendrá una impedancia de entrada de  $50\ \Omega$ .



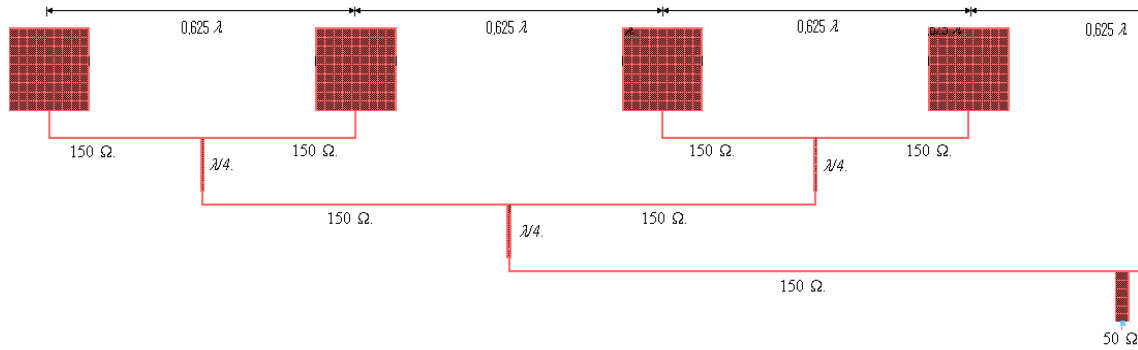
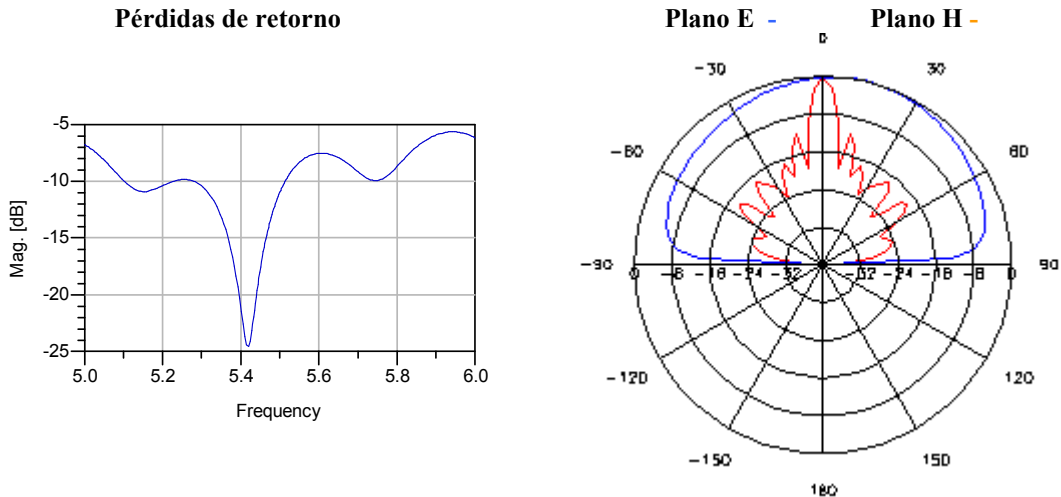


Figura 5-2. Ampliación red de alimentación de la agrupación 8x1 (FR-4)

En la Figura 5-3 se aprecian los resultados de la simulación. La agrupación con la excitación del modo  $TM_{001}$  tiene un ancho de haz en el plano H de unos  $10^\circ$  y de mayor a  $60^\circ$  en el plano E. También se muestra que la agrupación tiene un ancho de banda comprendido entre 5,35 GHz y 5,45 GHz.

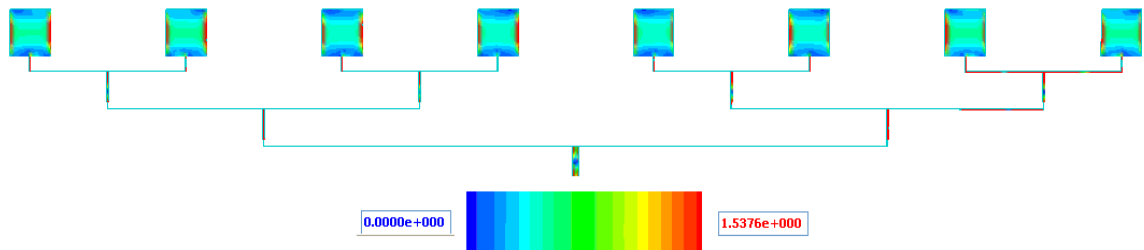
Figura 5-3. Radiación y simulación de una agrupación de 8 x 1 modo  $TM_{001}$  (FR-4)

Por lo que respecta a la directividad, se obtiene una directividad de 16,4 dB para la frecuencia de máxima adaptación. La baja eficiencia se debe al sustrato utilizado, el cual tiene una constante de pérdidas elevada.

Directividad (dB)	Ganancia (dB)	$\eta\%$
16.4	11.46	32

Tabla 5-1. Eficiencia de una agrupación de 8x1 modo  $TM_{001}$  (FR-4)

En la Figura 5-4 se observa el diagrama de corrientes de la agrupación. Se observa como en todos los elementos se excita el modo  $TM_{001}$ .

Figura 5-4. Diagrama de corrientes agrupación de 8x1 modo  $TM_{001}$  (FR-4)

### 5.3. AGRUPACIÓN 8x1 CON DOBLE POLARIZACIÓN

En este apartado se introduce una segunda red de alimentación para hacer que la agrupación tenga doble polarización.

En el layout que se muestra en la Figura 5-5, se observa que no es posible que las redes de alimentación sean simétricas entre ellas para obtener la doble polarización.

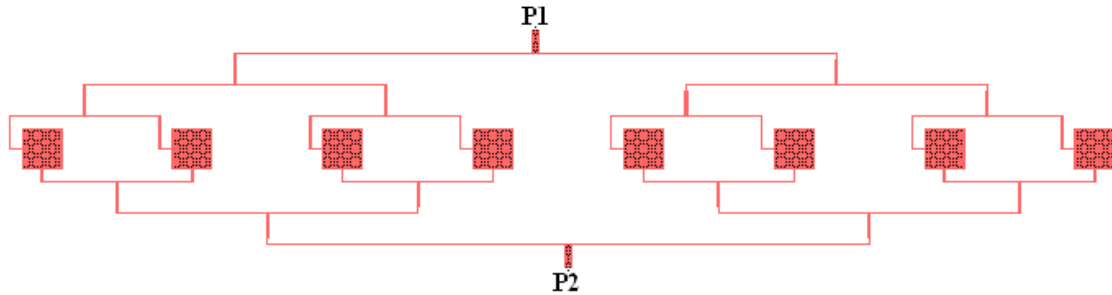


Figura 5-5. Agrupación de 8 elementos con doble polarización (FR-4)

Para realizar la segunda red se ha utilizado el mismo proceso que en la primera. Se ha partido con líneas de  $150 \Omega$ , las cuales se han unido en inversores  $\lambda/4$ .

En los resultados de la simulación (Figura 5-6), se observa como el hecho de introducir la nueva red de alimentación no ha afectado al S22, ya que este es igual que en el caso anterior.

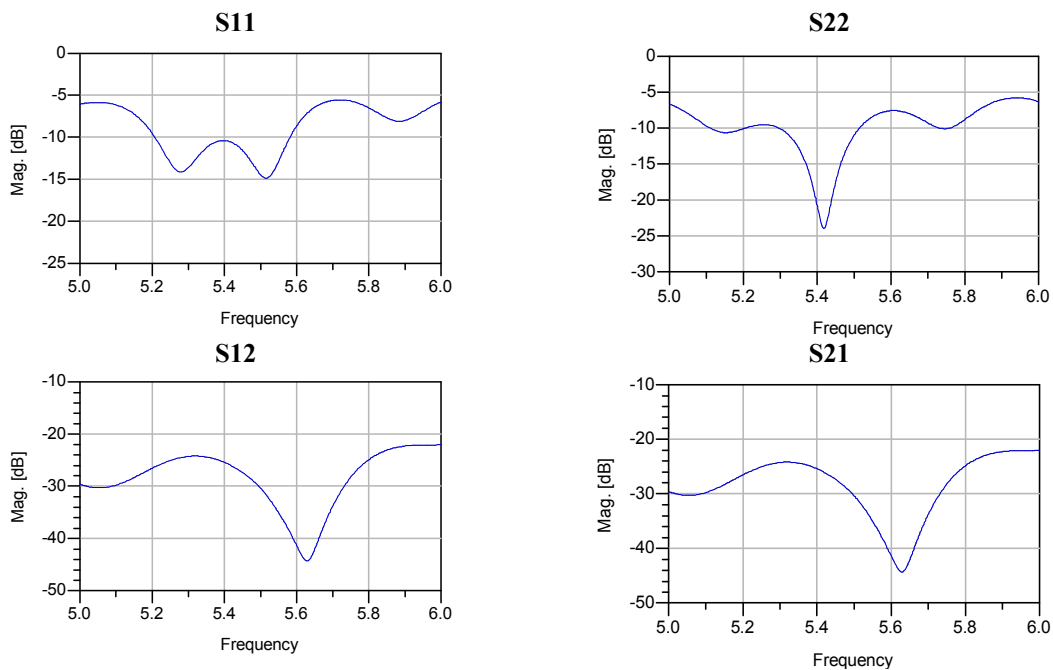


Figura 5-6. Simulación de una agrupación de 8 elementos con doble polarización (FR-4)

La diferencia que existe entre el S11 y el S22 es debida a varias circunstancias:

- Las redes de alimentación no tienen la misma longitud.
- La no simetría de las redes de la alimentación.
- La radiación de las numerosas líneas que forman las redes de alimentación.

El aislamiento ( $S_{12}$  y  $S_{21}$ ) está por debajo de -20 dB, valor aceptable para que la agrupación tenga un buen aislamiento entre puertos.

	Directividad (dB)	Ganancia (dB)	$\eta\%$
Modo $TM_{010}$	16.42	11.33	30.9
Modo $TM_{001}$	16.46	11.59	32.5

Tabla 5-2. Eficiencia de una agrupación de 8 elementos con doble polarización (FR-4)

Por lo que respecta a la directividad, se mantiene la directividad que se había conseguido en el modo  $TM_{001}$  en el caso de una única alimentación, y se obtiene una directividad similar para el modo  $TM_{010}$  (Tabla 5-2).

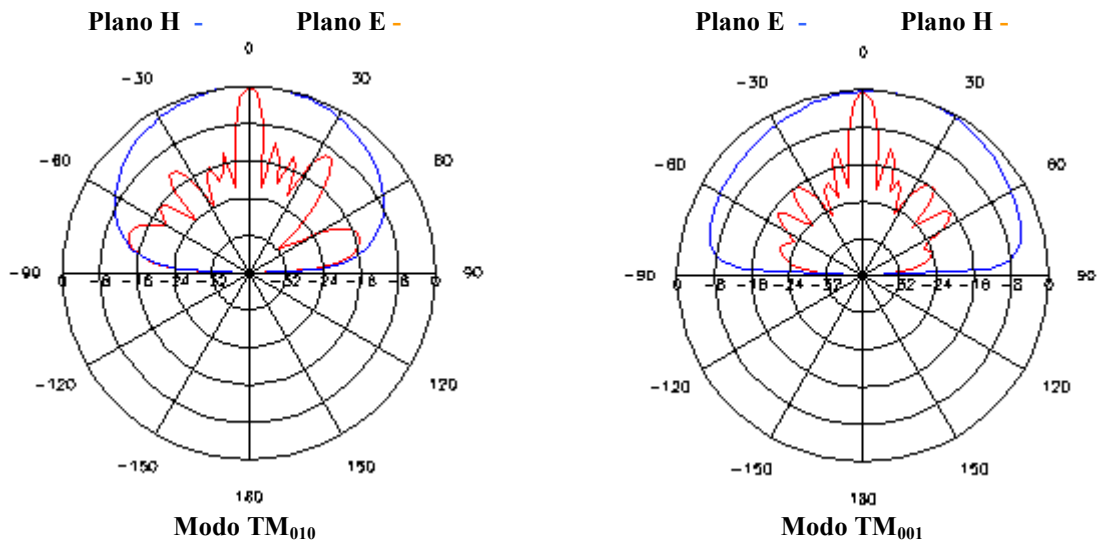


Figura 5-7. Planos agrupación 8x2 ( $f = 5.375$  GHz, FR-4)

En la Figura 5-7 se observan los planos E y H de los modos de excitación. Para el modo de  $TM_{001}$  se ha mantenido el mismo diagrama que en caso de la agrupación con una única alimentación. Con lo que se puede afirmar que el hecho de introducir la red de alimentación del modo  $TM_{010}$  no afecta al diagrama de radiación del modo  $TM_{001}$ . También se puede observar que la red de alimentación del modo  $TM_{010}$  ha provocado la aparición de lóbulos secundarios considerables, tales como los que se aprecian en el plano E. Estos son debidos a las mismas circunstancias que denotaban la diferencia entre el  $S_{11}$  y el  $S_{22}$ .

#### 5.4. AGRUPACIÓN MÚLTIPLE

Con el diseño anterior se ha visto que no se obtiene la directividad especificada. Es por ello que en este apartado se realiza un nuevo diseño con dos filas de parches. El objetivo es reducir el ancho de haz del plano H para el modo  $TM_{010}$  y el plano E del modo  $TM_{010}$ . Esto provocará el aumento de la directividad de la agrupación para ambos modos. La Figura 5-8 muestra la agrupación múltiple de 18 elementos básicos organizados en dos filas.

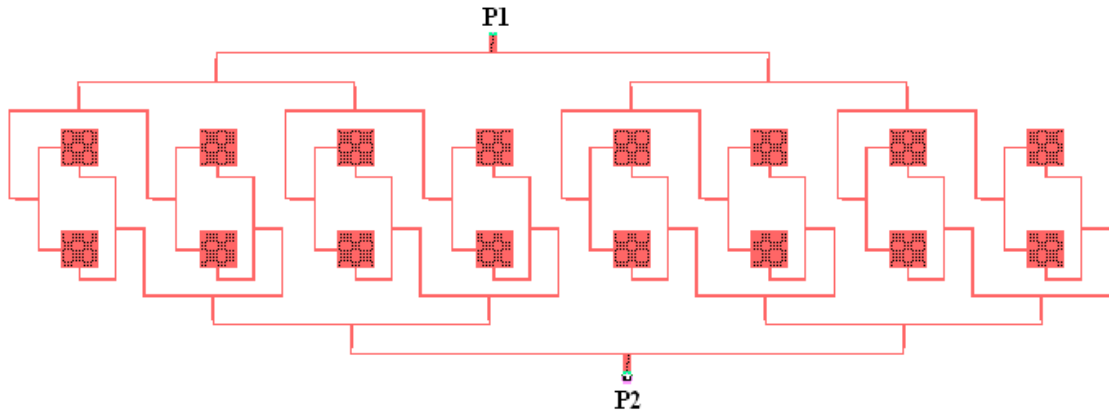


Figura 5-8. Agrupación múltiple 8\*2 elementos (FR-4)

La red de alimentación de esta agrupación se ha diseñado con la misma filosofía que las anteriores. Se ha partido de líneas de  $150\ \Omega$ , las cuales se han unido en inversores  $\lambda/4$ , en donde se ha vuelto a repetir el proceso hasta el último transformador.

La separación entre los elementos de las columnas sigue siendo de  $0,625\lambda$  y para el distanciamiento entre filas se ha tomado el valor de  $22,5\text{ mm}$ .

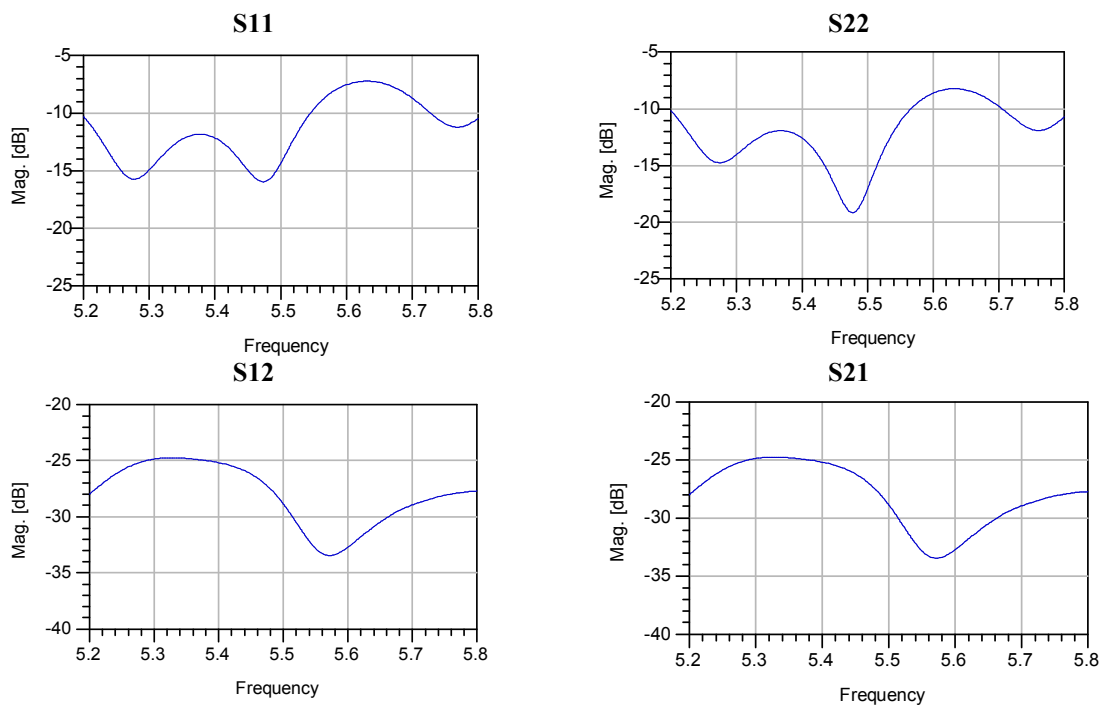


Figura 5-9. Simulación de una agrupación de 8 elementos con doble polarización (FR-4)

En la Figura 5-9 se observan los resultados de la simulación. Se ha conseguido:

- Los parámetros S11 y S22 no difieren tanto ya que las longitudes de las redes de alimentación son prácticamente iguales.
- El ancho de banda de ambas es superior al margen de frecuencias en el que debe trabajar la antena (5.3-5.4 GHz)
- Se mantiene el buen aislamiento entre puertos.

El diagrama de radiación de la Figura 5-10 muestra como al añadir una fila de elementos se ha reducido el plano H del modo  $TM_{010}$  y el plano E del modo  $TM_{001}$ .

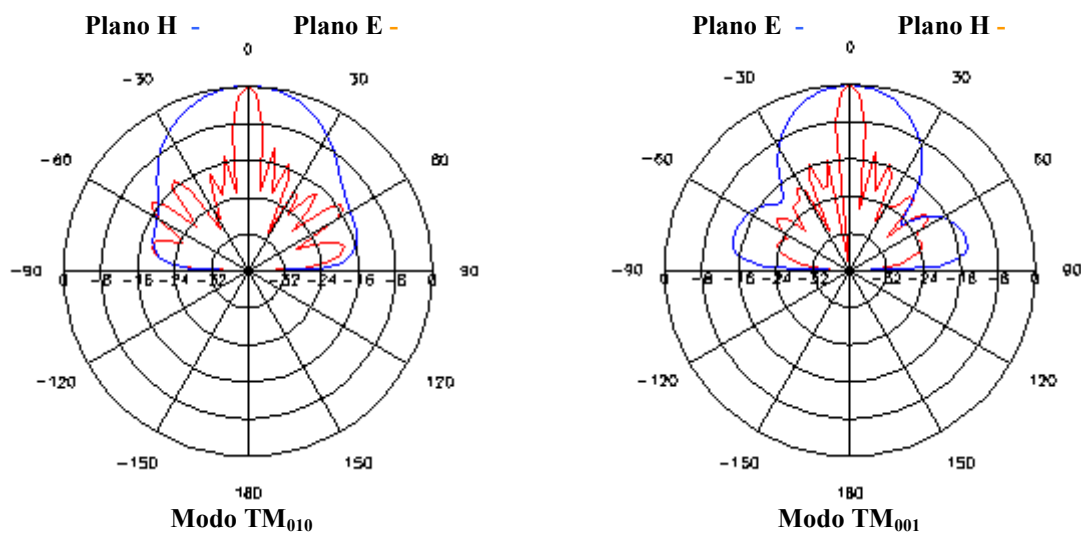


Figura 5-10. Radiación y distribución ( $f = 5.375$  GHz, FR-4)

La Tabla 5-3 muestra que la reducción de los planos ha supuesto el aumento de la directividad en ambos modos. El hecho de que los anchos de haz de los planos H (modo  $TM_{010}$ ) y E (modo  $TM_{001}$ ) sean menores a  $60^\circ$  ha provocado que la directividad de la antena sea más elevada que las especificaciones de 18 dB. Por lo que respecta a la eficiencia, está continua siendo baja debido a las pérdidas de sustrato utilizado.

	Directividad (dB)	Ganancia (dB)	$\eta\%$
Modo $TM_{010}$	19.25	13.71	27.9
Modo $TM_{001}$	20.51	15.14	29.0

Tabla 5-3. Eficiencia de una agrupación de 8 elementos con doble polarización (FR-4)

Una vez obtenidos estos resultados, el siguiente reto es modificar el ancho del haz horizontal ya que ahora resulta menor a  $60^\circ$ . Para solucionar este problema se tendrá que disminuir las distancias entre las filas.

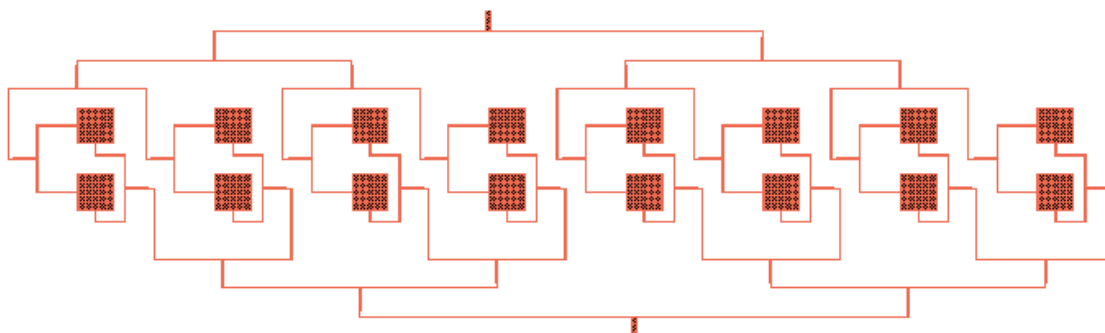
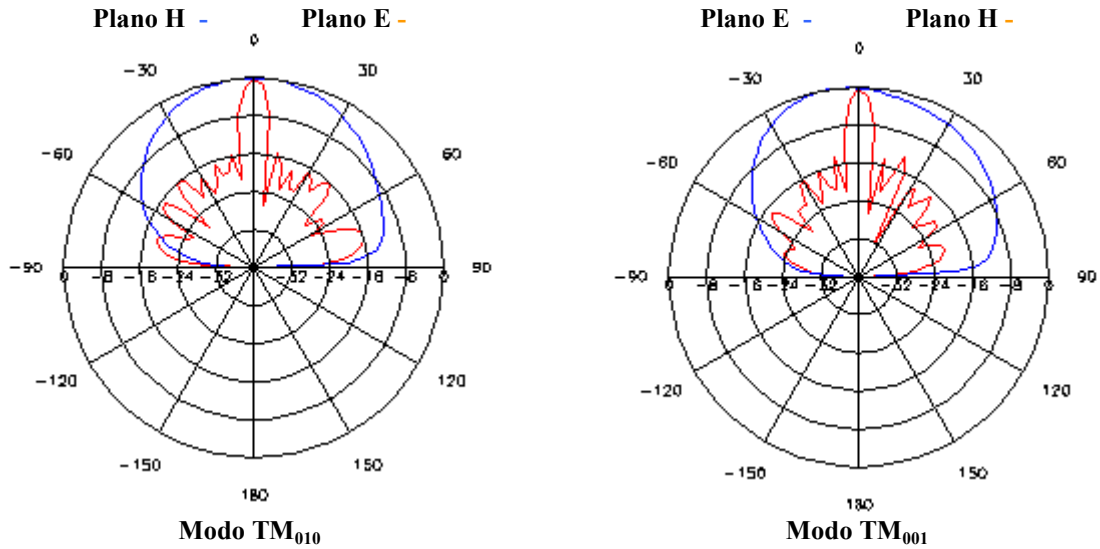


Figura 5-11. Agrupación múltiple  $8 \times 2$  elementos con filas más juntas (FR-4)

La distancia entre filas se ha reducido a 10,26 mm. Con lo que se ha conseguido aumentar los planos H del modo  $TM_{010}$  y E del modo  $TM_{001}$ . Los anchos de haz de estos planos son de unos  $60^\circ$

Figura 5-12. Radicación y distribución ( $f = 5.375$  GHz, FR-4)

Con este aumento ha provocado que la directividad de la agrupación en ambos modos se sitúe sobre unos 18 dB (Tabla 5-4). La eficiencia de la antena continua siendo baja, ya que, como se ha dicho anteriormente esta no viene determinada por la agrupación, sino por el sustrato utilizado.

	Directividad (dB)	Ganancia (dB)	$\eta\%$
Modo $TM_{010}$	18.07	12.77	29.5
Modo $TM_{001}$	18.27	12.77	28.18

Tabla 5-4. Eficiencia de una agrupación de 8 elementos con doble polarización (FR-4)

En la Figura 5-13 se observa que la agrupación sigue manteniendo el ancho de banda especificado en los dos modos y que la disminución de la separación de las filas no ha provocado un aumento de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{12}$ . Con lo que se puede afirmar que la agrupación sigue teniendo un buen aislamiento entre puertos.

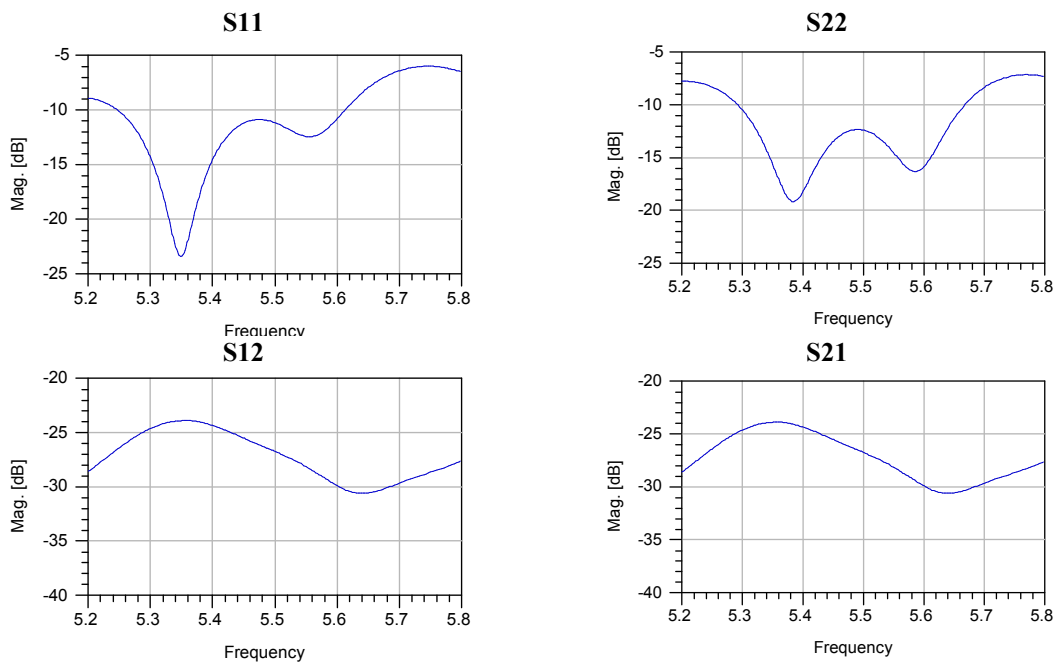


Figura 5-13. Simulación de una agrupación de 8 elementos con doble polarización (FR-4)

## 5.5. RESUMEN DEL CAPÍTULO

A partir del diseño y estudio de las diferentes agrupaciones realizadas con el sustrato FR4 hemos visto que:

- Se comprueba que las antenas diseñadas con FR4 tienen muy baja eficiencia.
- Se verifica la teoría expuesta en el capítulo 4 sobre las agrupaciones de antenas.
- La no simetría de las redes de alimentación, suponen variaciones entre el S11 y el S22.
- El aislamiento en las antenas diseñadas está por debajo de 20 dB.
- Pese a iniciar la red de alimentación con una impedancia menor a la de adaptación, se han conseguido las especificaciones de la antena.

Asimismo es importante destacar que se ha conseguido una antena que cumple con los objetivos:

- Frecuencia de trabajo: banda C (5.3-5.45 GHz)
- Polarización: Horizontal y vertical o con doble polarización
- Ancho de haz del diagrama de radiación:
  - Plano horizontal: mayor de 45°
  - Plano vertical: aproximadamente 10°.

Pese a cumplir las especificaciones la agrupación diseñada con FR-4 tiene una eficiencia muy baja. Es por ello que no se recomienda la fabricación de ninguna de las configuraciones diseñadas y se aconseja rediseñar la agrupación con otro sustrato que permita obtener una eficiencia más elevada.

## 6. AGRUPACIÓN (RO4003C)

---

### 6.1. INTRODUCCIÓN

En este apartado se realiza el diseño de la antena con el sustrato RO4003C. La menor constante dieléctrica provocará que los anchos de las líneas de transmisión de la red de alimentación sean mayores, y las bajas pérdidas de este sustrato harán que la eficiencia de la antena sea mucho más elevada.

A diferencia del capítulo anterior en éste se intentarán realizar agrupaciones de menos elementos con el fin de ver mejor las consecuencias que tiene aumentar el número de elementos.

Los elementos básicos utilizados para el diseño de las agrupaciones para este sustrato son los calculados en el capítulo 3.

### 6.2. AGRUPACIÓN 2X2

La impedancia de entrada en el borde de los elementos básicos para este sustrato es más elevada que para el caso de FR-4. Esto provoca que, si se inicia la red de alimentación de la agrupación con una línea de  $150\ \Omega$ , esta pierda adaptación. Este problema disminuiría aún más el ajustado ancho de banda que da el propio sustrato.

Tal como muestra la Figura 6-1 una solución a este problema sería aumentar la impedancia de las líneas con las que iniciamos la red de adaptación. Esta solución puede ser rápidamente descartada, ya que este hecho provocaría disminuir el ancho de las líneas, que es una de las limitaciones de fabricación.

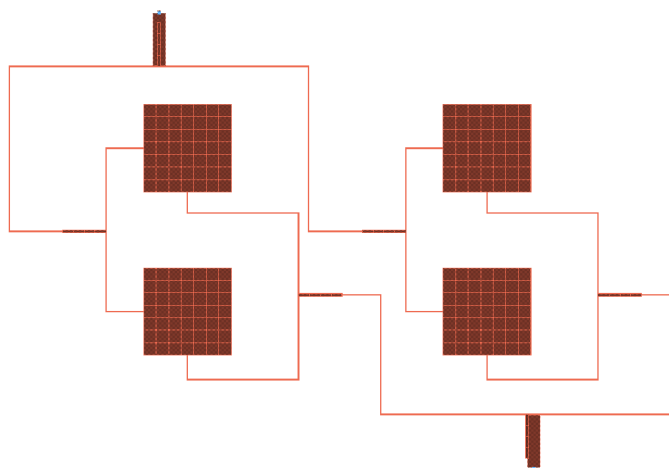


Figura 6-1. Agrupación múltiple 2\*2 elementos (RO4003C)

Otra solución sería cambiar el diseño de la red de alimentación. Se iniciaría la red utilizando un transformador  $\lambda/4$  que redujera la impedancia de entrada en el borde del parche.



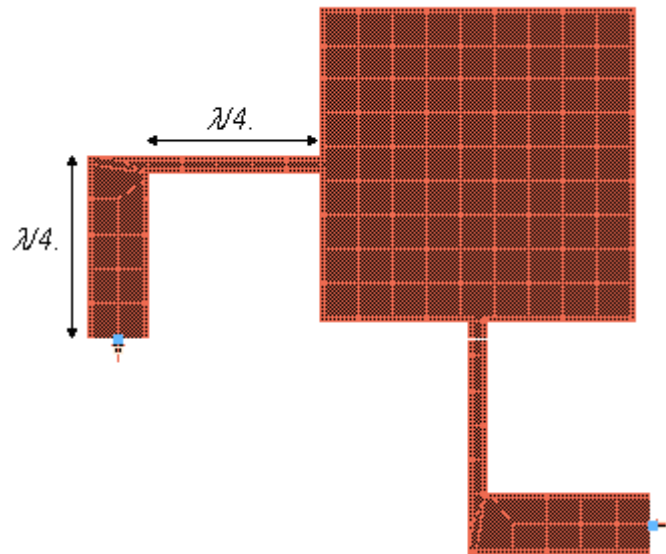
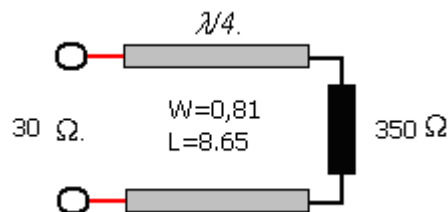
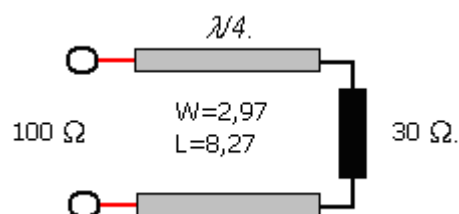


Figura 6-2. Elemento básico con doble alimentación (RO4003C)

En la Figura 6-2 se observa como se ha realizado la nueva red de alimentación. Se ha iniciado la red con un transformador  $\lambda/4$  con impedancia de carga igual a la impedancia de entrada del parche en el borde ( $350 \Omega$ ). Para que la línea no sea muy estrecha se ha tomado un valor de la impedancia de entrada de dicho transformador igual a  $30 \Omega$ . Con lo que sustituyendo estos valores en la ecuación (4-8) se obtiene que el primer transformador tiene que tener una impedancia característica de  $102.46 \Omega$ .

Figura 6-3. Medidas del primer inversor  $\lambda/4$ .

Si después del primer inversor se continuara con una línea de  $30 \Omega$ , ésta tendría un ancho de  $7,23 \text{ mm}$ . Dicho ancho es demasiado elevado para realizar la red de alimentación de la agrupación. Es por ello que se ha introducido un inversor  $\lambda/4$  que transforme estos  $30 \Omega$  en  $100 \Omega$ , tal y como indica la Figura 6-4.

Figura 6-4. Medidas del segundo inversor  $\lambda/4$ .

En la Figura 6-5 se muestra el resultado de la simulación del parche con doble alimentación y con los puertos cargados con una impedancia de  $100 \Omega$  (Figura 6-2),

con lo que se comprueba que la antena tiene una impedancia de entrada de  $100\ \Omega$ , al final del inversor.

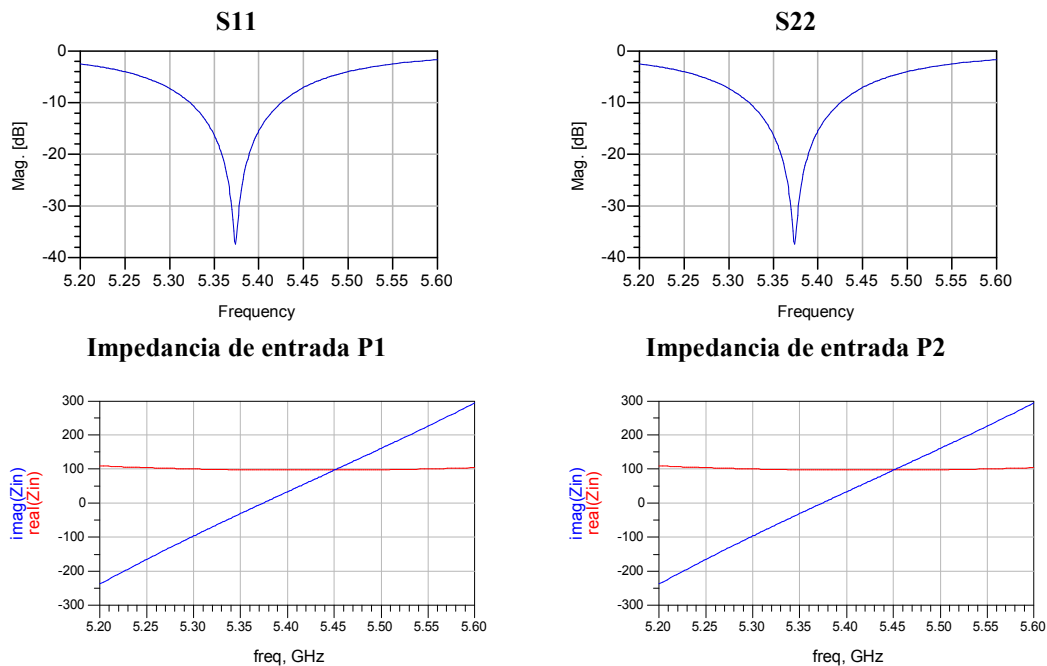


Figura 6-5. Perdidas de retorno e impedancia de entrada del elemento básico alimentado con dos inversores  $\lambda/4$ (RO4003C)

Para el caso de  $2 \times 2$  elementos se han unido las líneas de  $100\ \Omega$  con un transformador  $\lambda/4$  que ha hecho que se vuelva a tener una impedancia de entrada de  $100\ \Omega$ . El último inversor se ha diseñado para tener una impedancia de entrada de  $50\ \Omega$ . El layout resultante es el siguiente (Figura 6-10).

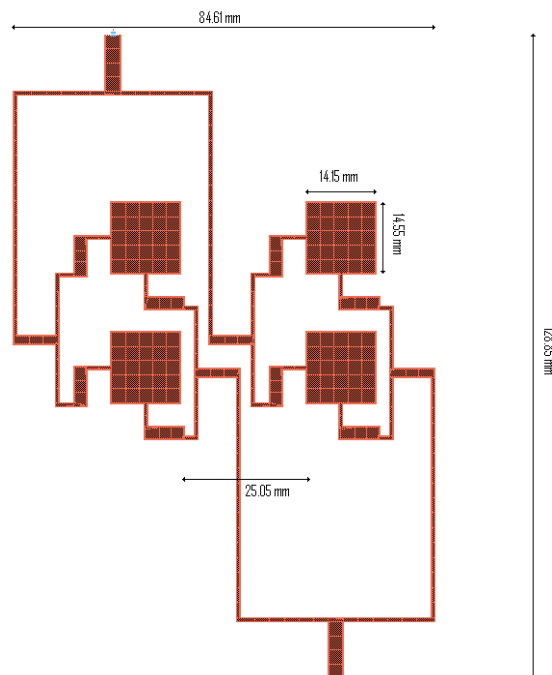


Figura 6-6. Agrupación  $2 \times 2$ (RO4003C)

En este diseño se observa que las dos redes son lo más simétricas posibles. En la Figura 6-7 se muestra los resultados de la simulación. Se observa que tanto el S11 como el S22 tienen la misma forma, pese a que el S22 tiene un menor ancho de banda ya que está menos adaptado. También se muestra el buen aislamiento de los puertos mediante los parámetros S21 y S22.

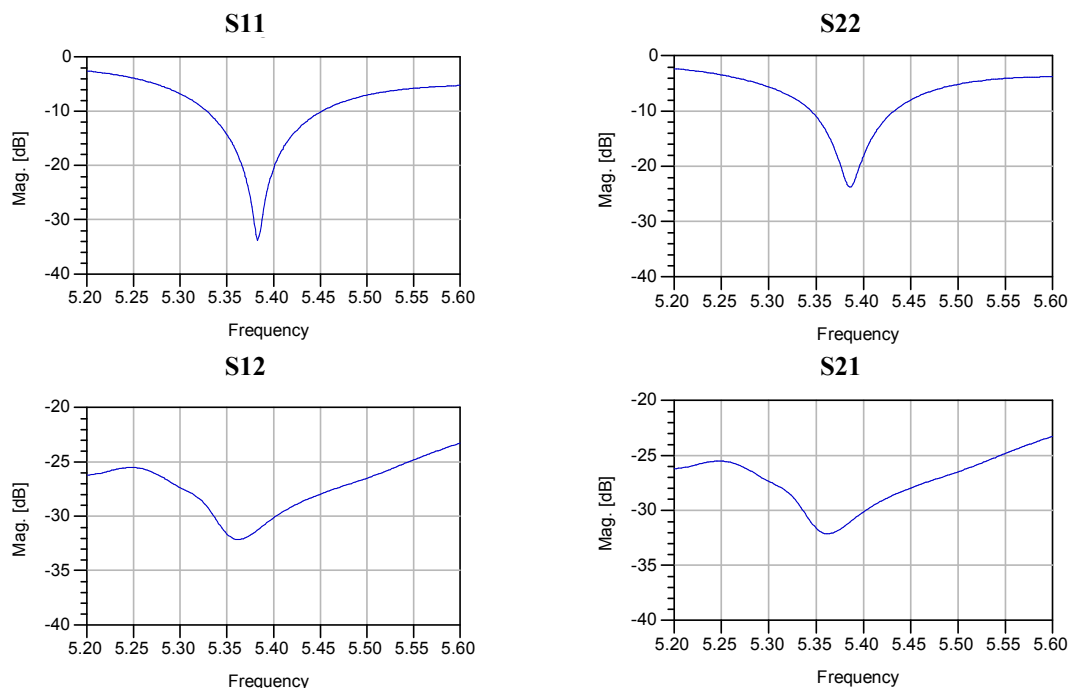


Figura 6-7. Simulación de una agrupación de 2x2 elementos con doble polarización (RO4003C)

El hecho de que las líneas de transmisión utilizadas para red de alimentación sean más anchas que para el caso del sustrato FR4, ha provocado que cualquier modificación de la red supusiera una variación en frecuencia, o un peor aislamiento entre puertos.

	Directividad (dB)	Ganancia (dB)	$\eta\%$
Modo $TM_{010}$	12.03	11.09	80.5
Modo $TM_{001}$	12.25	11.52	84.5

Tabla 6-1. Eficiencia de una agrupación de 2x2 elementos con doble polarización (RO4003C)

En la Tabla 6-1 se muestra que las directividades obtenidas están en concordancia con el número de elementos utilizados en esta agrupación. Se observa la buena eficiencia que tienen ambos modos con este sustrato.

En la Figura 6-8 se muestran los diagramas de radiación. Se observa como el modo  $TM_{010}$  tiene el plano H con un ancho de haz de  $60^\circ$  y el plano E ligeramente algo inferior. Por lo que respecta al modo de excitación  $TM_{001}$ , las gráficas muestran una diferencia con el modo  $TM_{010}$ . Se observa que el máximo de radiación del plano E no está en 0, sino que está ligeramente desplazado.

En los diagramas de radiación en 3D también se observa como el modo  $TM_{001}$  no tiene su máximo de radiación en el centro, sino que lo tiene ligeramente desplazado.

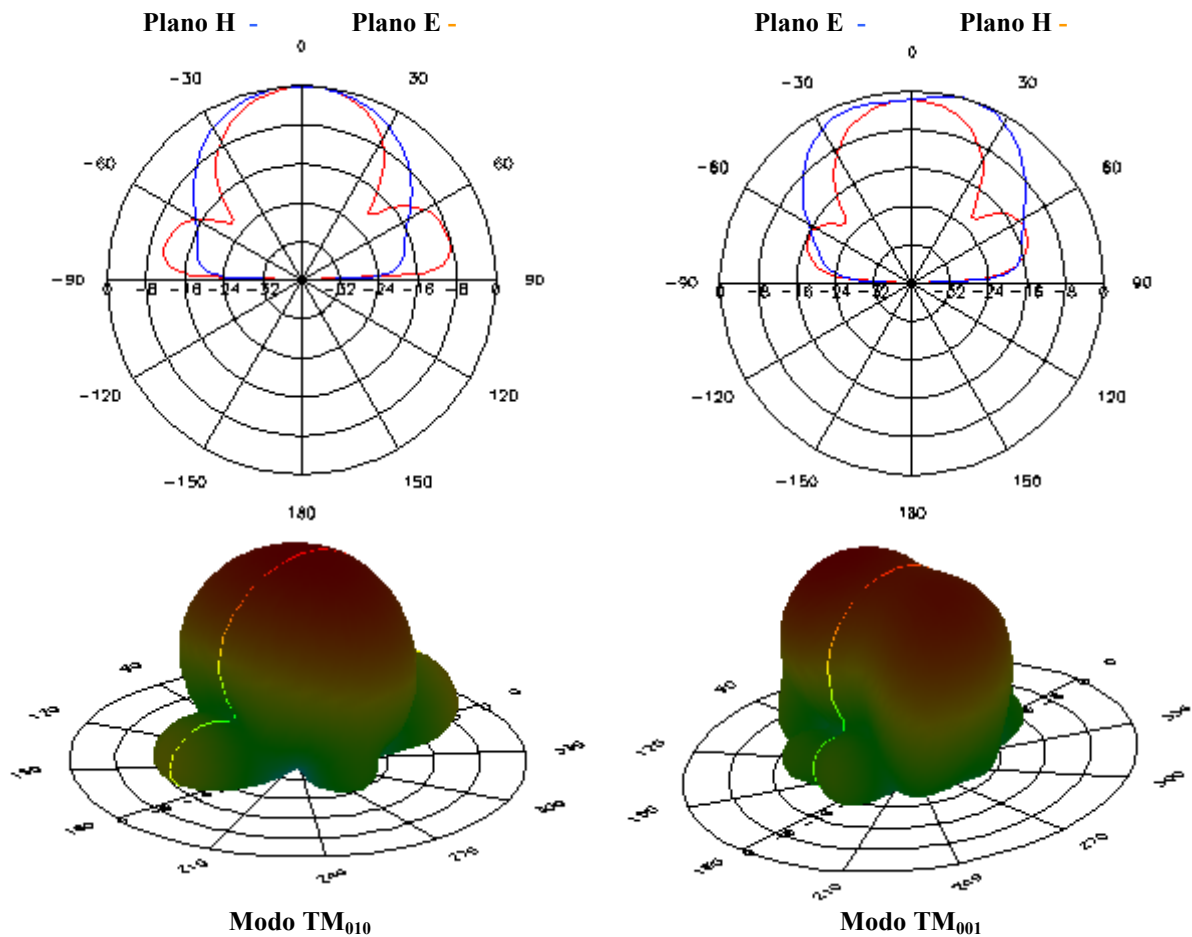


Figura 6-8. Radiación y distribución de una agrupación de 2x2 ( $f = 5.375$  GHz, RO4003C)

Para ver por qué el máximo de radiación en el modo  $TM_{001}$  está desplazado se muestra la Figura 6-9, donde se observa el diagrama de corrientes de ambos modos. Se observa que en el modo  $TM_{010}$  todos los elementos radian con la misma potencia mientras que en el modo  $TM_{001}$  no es así. En dicho modo los elementos superiores radian a menos potencia que los elementos inferiores. Esto es debido al diseño de la red de adaptación.

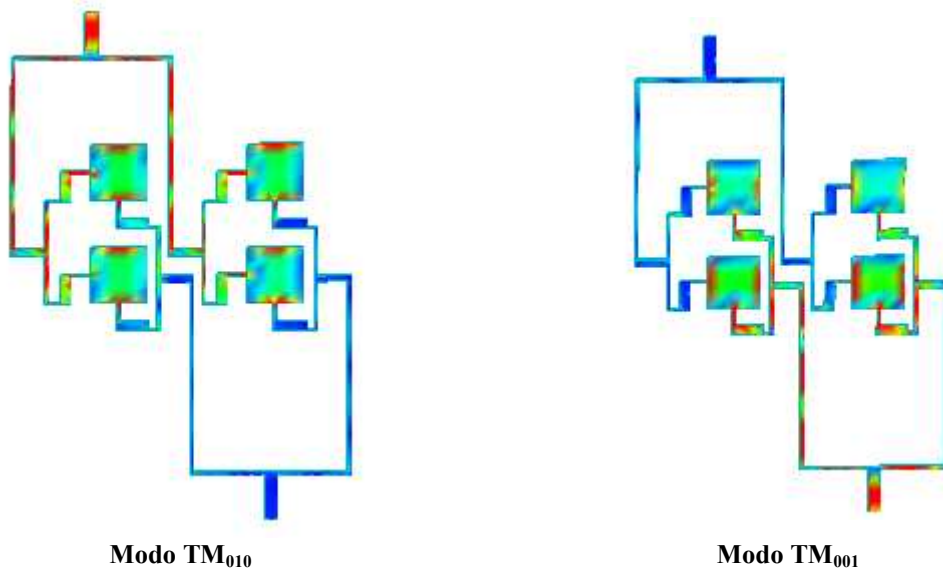


Figura 6-9. Distribución de corrientes agrupación 2x2 ( $f = 5.375$  GHz, RO4003C)

### 6.3. AGRUPACIÓN 4X2

En este apartado se ha realizado el diseño de la agrupación 4x2. Para ello se ha duplicado la 2x2 y se han unido mediante líneas de  $100\ \Omega$ . El layout obtenido es el que muestra la Figura 6-10.

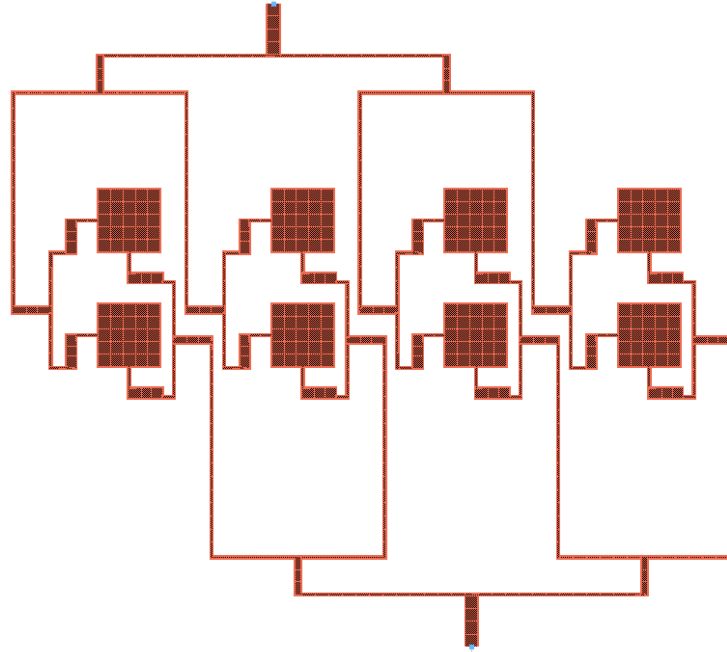


Figura 6-10. Agrupación 4x2(RO4003C)

Los resultados de la Figura 6-11 denotan que a medida que aumentamos el número de elementos disminuimos la adaptación de la antena. Este hecho provoca que se obtenga un menor ancho de banda que para el caso 2x2.

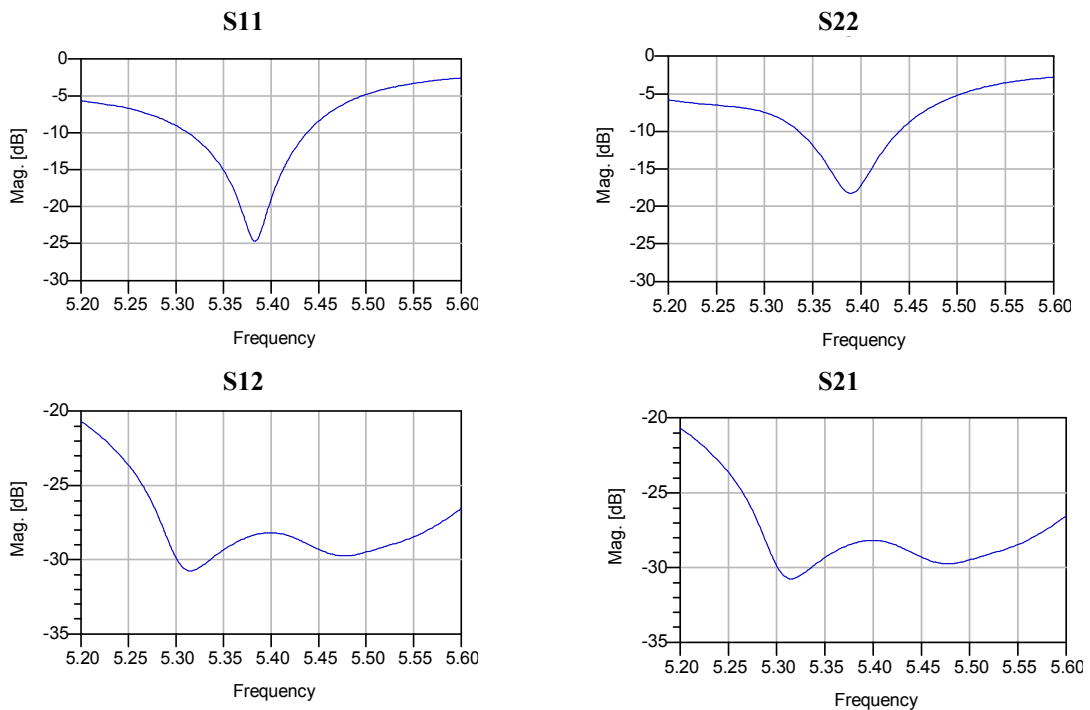


Figura 6-11. Simulación de una agrupación de 4x2 elementos con doble polarización (RO4003C)

Por lo que respecta al aislamiento entre puertos, este se mantiene constante con respecto a la agrupación 2x2.

La utilización de líneas más anchas para el diseño de la agrupación es una de las causas de la reducción del ancho de banda. Cabe recordar que la respuesta de la agrupación no solo se ve afectada por los efectos del acoplamiento entre los elementos que la forman, sino que también por la radiación no deseada de las líneas que forman la red de alimentación.

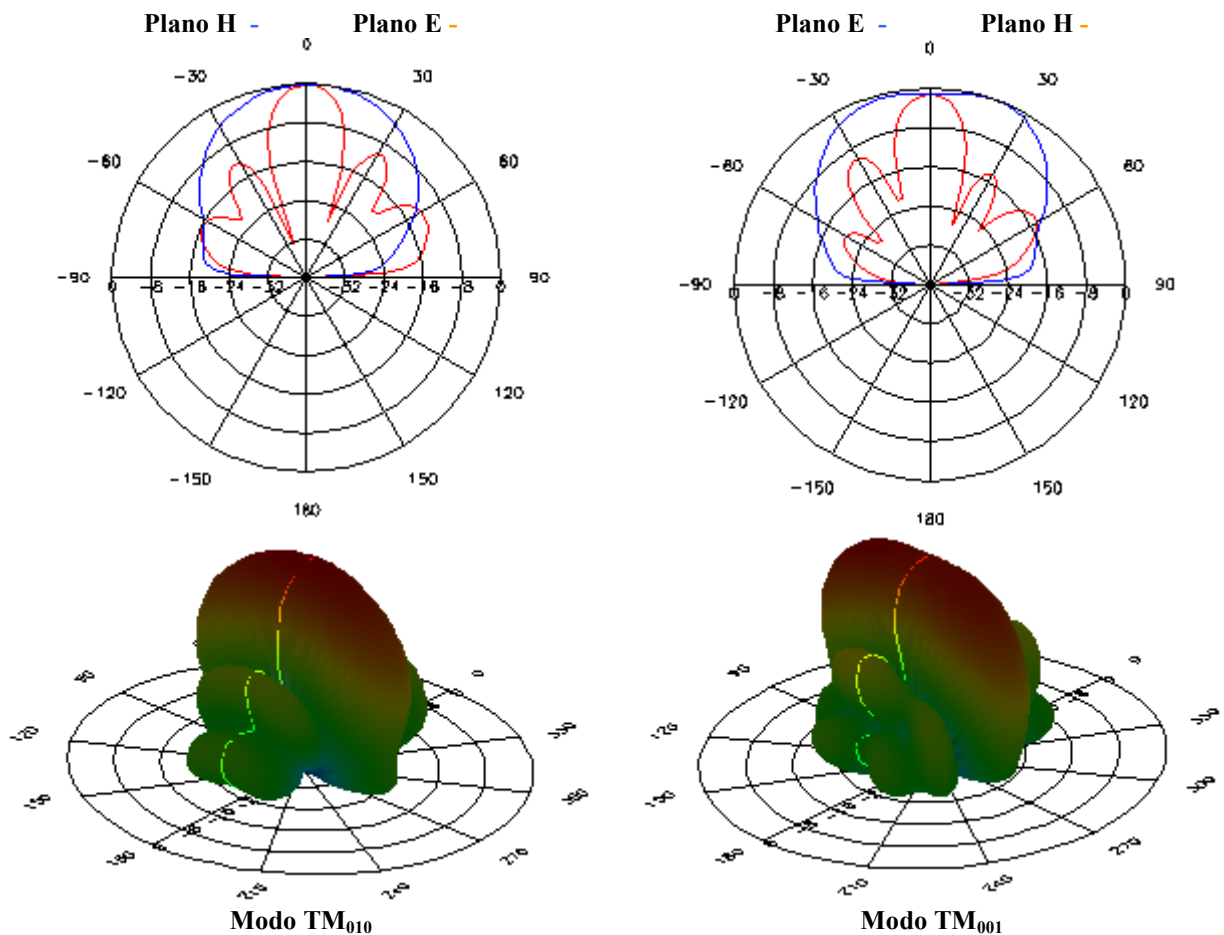


Figura 6-12. Radiación y distribución de una agrupación de 4x2 ( $f = 5.375$  GHz, RO4003C)

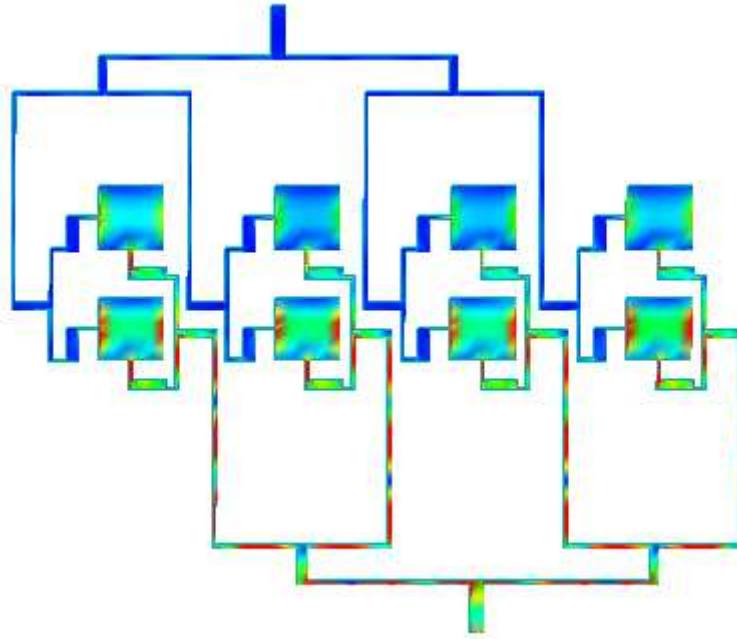
En la Figura 6-12 se muestra la simulación del diagrama de radiación donde se observa la reducción del ancho de haz del plano E en el modo  $TM_{010}$  y del plano H del modo  $TM_{001}$ , tal y como era de esperar al aumentar el número de elementos de la agrupación. La Tabla 6-2 muestra como por consecuencia de este hecho el aumento de la directividad con respecto al diseño 2x2.

	Directividad (dB)	Ganancia (dB)	$\eta\%$
Modo $TM_{010}$	15.03	14.30	79.4
Modo $TM_{001}$	14.67	13.99	85.5

Tabla 6-2. Eficiencia de una agrupación de 2x2 elementos con doble polarización (RO4003C)

Al igual que en la agrupación 2x2, en la 4x2 el plano E el modo  $TM_{001}$  no tiene el máximo de radiación en el centro, sino que está ligeramente desplazado. Este hecho nos viene dado por el mismo motivo que en el caso de la agrupación 2x2. Como

muestra la Figura 6-13, los elementos inferiores radian más potencia que los elementos superiores.



**Modo  $TM_{001}$**

**Figura 6-13. Distribución de corrientes agrupación 4x2 ( $f = 5.375$  GHz, RO4003C)**

#### 6.4. RESUMEN DEL CAPÍTULO

A partir del diseño y estudio de las diferentes agrupaciones realizadas con el sustrato RO4003C hemos visto que:

- Las antenas diseñadas con RO4003C tienen mayor eficiencia que las diseñadas con FR4.
- La no simetría de las redes de alimentación, suponen variaciones entre el S11 y el S22.
- Una red de alimentación con líneas anchas tiene mayor afección en el diagrama de radiación de la agrupación.
- El aislamiento en las antenas diseñadas está por debajo de 20 dB.
- El parche elemental diseñado con RO4003C tiene mayor impedancia de entrada en el borde que el diseñado con FR4.
- Las antenas diseñadas con RO4003C tienen un menor ancho de banda que las diseñadas con FR4.

## 7. FABRICACIÓN Y MEDIDAS

---

### 7.1. INTRODUCCIÓN

Este apartado recoge la parte experimental del proyecto, incluyendo la realización y medida de una agrupación 2x2 diseñada con el sustrato RO4003C en el capítulo anterior.

En el apartado se describe el proceso de fabricación de la agrupación, las medidas de la antena fabricadas mediante un analizador de redes y la medida del diagrama de radiación mediante una cámara anecoica.

La antena fabricada tiene como objetivo comprobar las simulaciones realizadas, es decir, corroborar la tecnología microstrip en una agrupación de antenas.

### 7.2. FRESADORA MECÁNICA LPKF S62

Para la implementación física de la antena se utiliza una fresadora mecánica LPKF S62. Este es un modelo multitarea de excelentes prestaciones en la fabricación de prototipos de placas de circuito impreso [8].



Figura 7-1. Fresador mecánica LPKF S62 [8]

Para eliminar la metalización del sustrato, la fresadora puede utilizar tanto fresas cónicas como fresas cilíndricas. La elección de las fresas a utilizar viene determinada por el software que controla la fresadora, pero esta decisión claro esta viene en función de las fresas disponibles en el laboratorio.

### 7.3. FABRICACIÓN Y MEDIDAS CON ANALIZADOR DE REDES.

En la Figura 6-6 se observa el layout de la agrupación a fabricar. Este layout es introducido en el software de la fresadora y el resultado obtenido de la fresadora es el que muestra la Figura 7-2. Después del fresado a la antena se le han colocado dos conectores tipo microstrip para poder realizar las medidas con el analizador de redes.



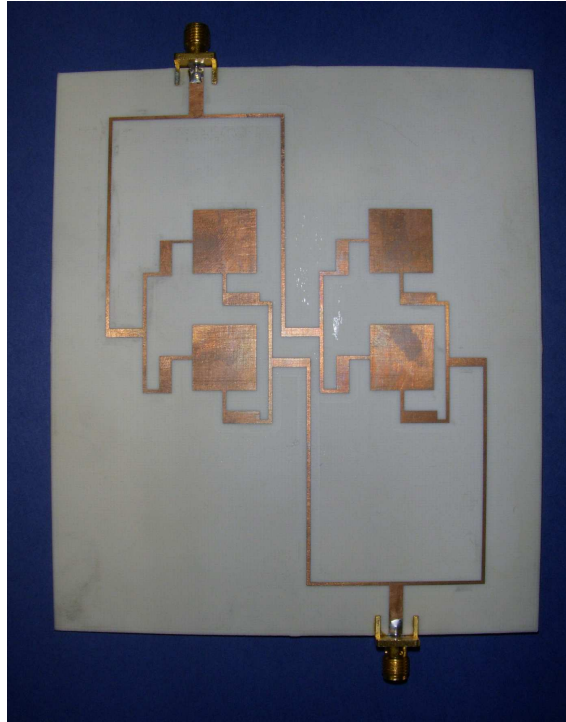


Figura 7-2. Agrupación 2x2 fabricada ( $f = 5.375$  GHz, RO4003C)

Las medidas de la antena se han realizado con el analizador de redes Agilent N5230A [9]. La Figura 7-3 muestra las parámetros S11 y S22 de la antena simulada y la fabricada. En los resultados observamos que la antena no funciona exactamente en la frecuencia deseada. Este hecho puede ser debido a varios motivos:

- El desplazamiento puede ser debido a que la constante dieléctrica del sustrato utilizado con *momentum* no se corresponde con las de las placas de RO4003C. Concretamente la constante dieléctrica debe tener un valor mayor a 3,55.
- Al eliminar la metalización en el proceso de fresado, se ha podido eliminar también parte del dieléctrico. Con lo que el grosor puede haber variado.

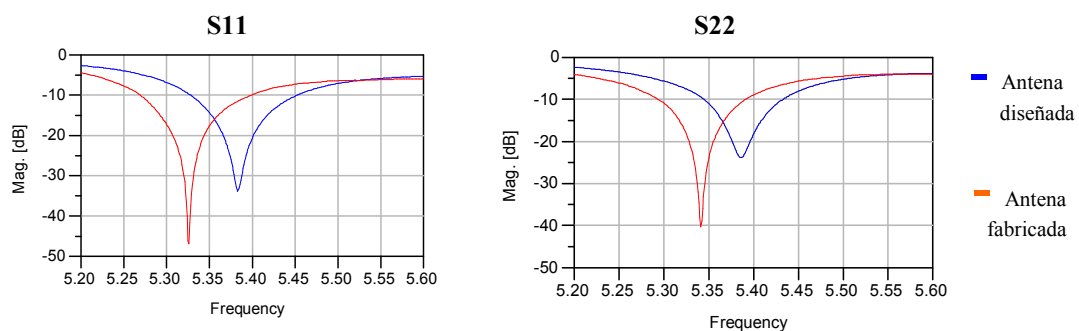


Figura 7-3. Medidas de las pérdidas de retorno de la agrupación 2x2 fabricada (RO4003C)

Por otro lado se observa que la adaptación de la antena medida es ligeramente mejor a la simulada.

Para encontrar el valor real de la constante dieléctrica del sustrato, esta se modifica en nuestro diseño hasta conseguir igualar las pérdidas de retorno de la antena

fabricada y diseñada. Los resultados obtenidos se muestran en Figura 7-4, donde la constante dieléctrica toma un valor de 3,64.

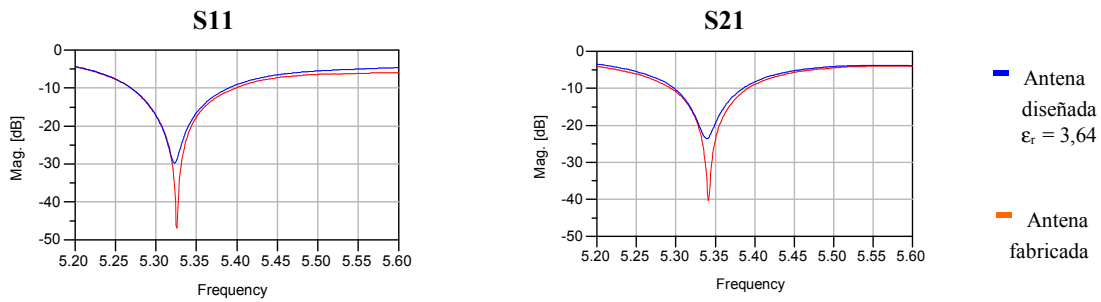


Figura 7-4. Cambio de constante dieléctrica de la agrupación 2x2 (RO4003C)

La Figura 7-5 muestra el aislamiento entre puertos. Se comprueba que la antena fabricada tiene un buen aislamiento entre puertos, incluso mejor que la simulada. La diferencia en frecuencia también es consecuencia de la constante dieléctrica del sustrato.

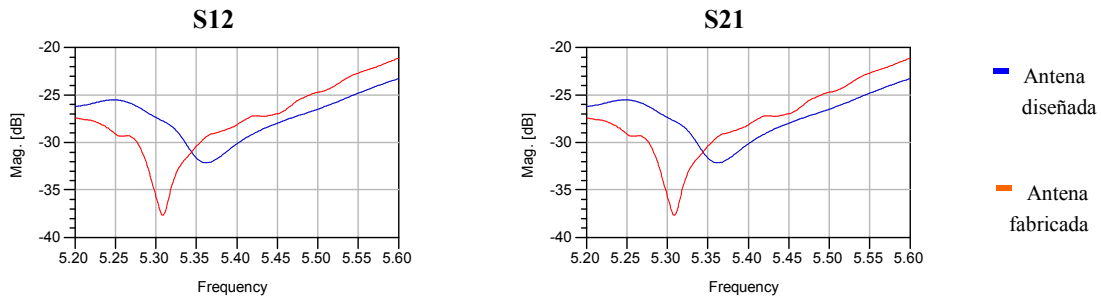


Figura 7-5. Medidas del aislamiento entre puertos de la agrupación 2x2 fabricada (RO4003C)

Por lo que respecta a los anchos de banda, la Tabla 7-1 muestra que la antena fabricada tiene un ancho de banda similar al diseñado.

		$f_c$	$f_l$	$f_h$	$\Delta BW$
<b>Antena fabricada</b>	<b>S11</b>	5.32 GHz	5.27 GHz	5.40 GHz	2.44 %
	<b>S22</b>	5.29 GHz	5.29 GHz	5.39 GHz	1.89 %
<b>Antena diseñada</b>	<b>S11</b>	5.38 GHz	5.33 GHz	5.45 GHz	2.23 %
	<b>S22</b>	5.38 GHz	5.34 GHz	5.43 GHz	1.67 %

Tabla 7-1. Comparativa ancho de banda real y simulado de la agrupación 2x2 (RO4003C)

## 7.4. MEDIDA DEL DIAGRAMA DE RADIACION.

Las medidas del diagrama de radiación se han realizado en la cámara anecoica del *Antenna Lab* de la UPC. Dicha cámara se encuentra en un recinto con blindaje metálico en sus paredes y forrada con material absorbente de radiofrecuencia en su interior, a fin de aislar interferencias externas y simular condiciones de espacio libre en el interior.

En la Figura 7-6 se muestra el montaje que se ha realizado en la cámara anecoica para poder medir el diagrama de radiación.

Se han tomado medidas realizando barridos en  $\theta$  con  $\phi$  igual a 0 y a 90. El barrido de  $\theta$  se ha realizado con el motor 1 y el movimiento en  $\phi$  se ha realizado con el

motor 2. También se ha medido la componente copolar y crosspolar de la antena. Para realizar estas mediciones se ha utilizado el motor 3.

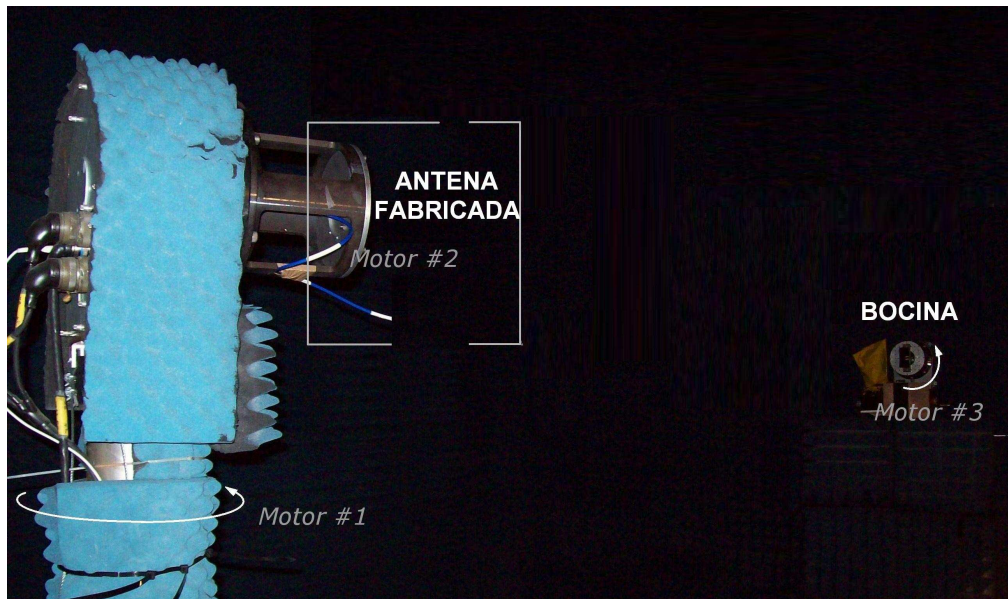
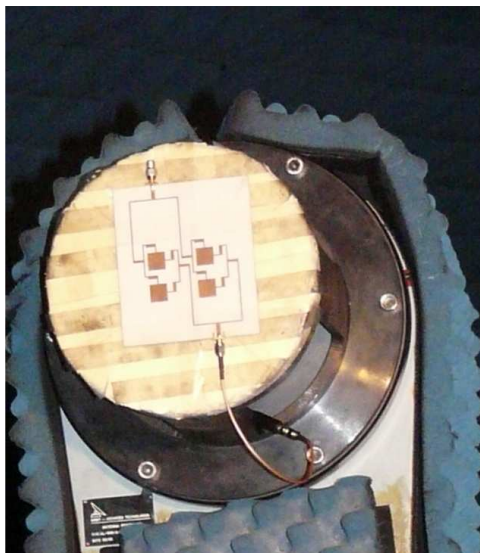
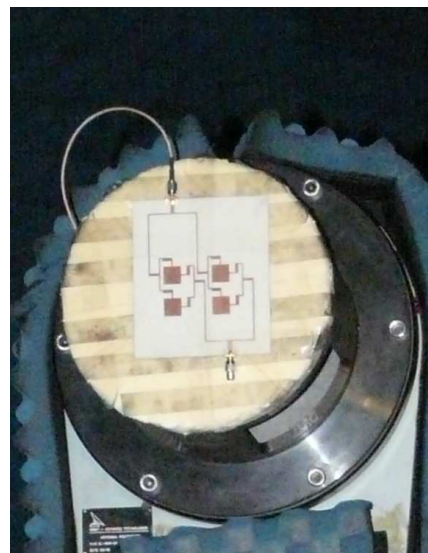


Figura 7-6. Montaje en cámara anecoica para la medición del diagrama de radiación.

Estas medidas se han realizado para los modos de excitación (TM<sub>010</sub> y TM<sub>001</sub>) En la Figura 7-7 se muestra el montaje realizado para excitar dichos modos. Para evitar reflexiones en los puertos que no están alimentados se ha colocado una carga de 50  $\Omega$ .



Modo TM<sub>010</sub>



Modo TM<sub>001</sub>

Figura 7-7. Montajes de los dos modos de excitación de la agrupación en la cámara anecoica.

Las medidas tomadas pertenecen a campo cercano es por ello que se han realizado correcciones para poder visualizar el campo lejano. También se ha medido la ganancia de la antena en ambos modos.

En la Figura 7-8 se muestran los diagramas de radiación medidos. Se observa que los diagramas coinciden con las simulaciones de la agrupación.

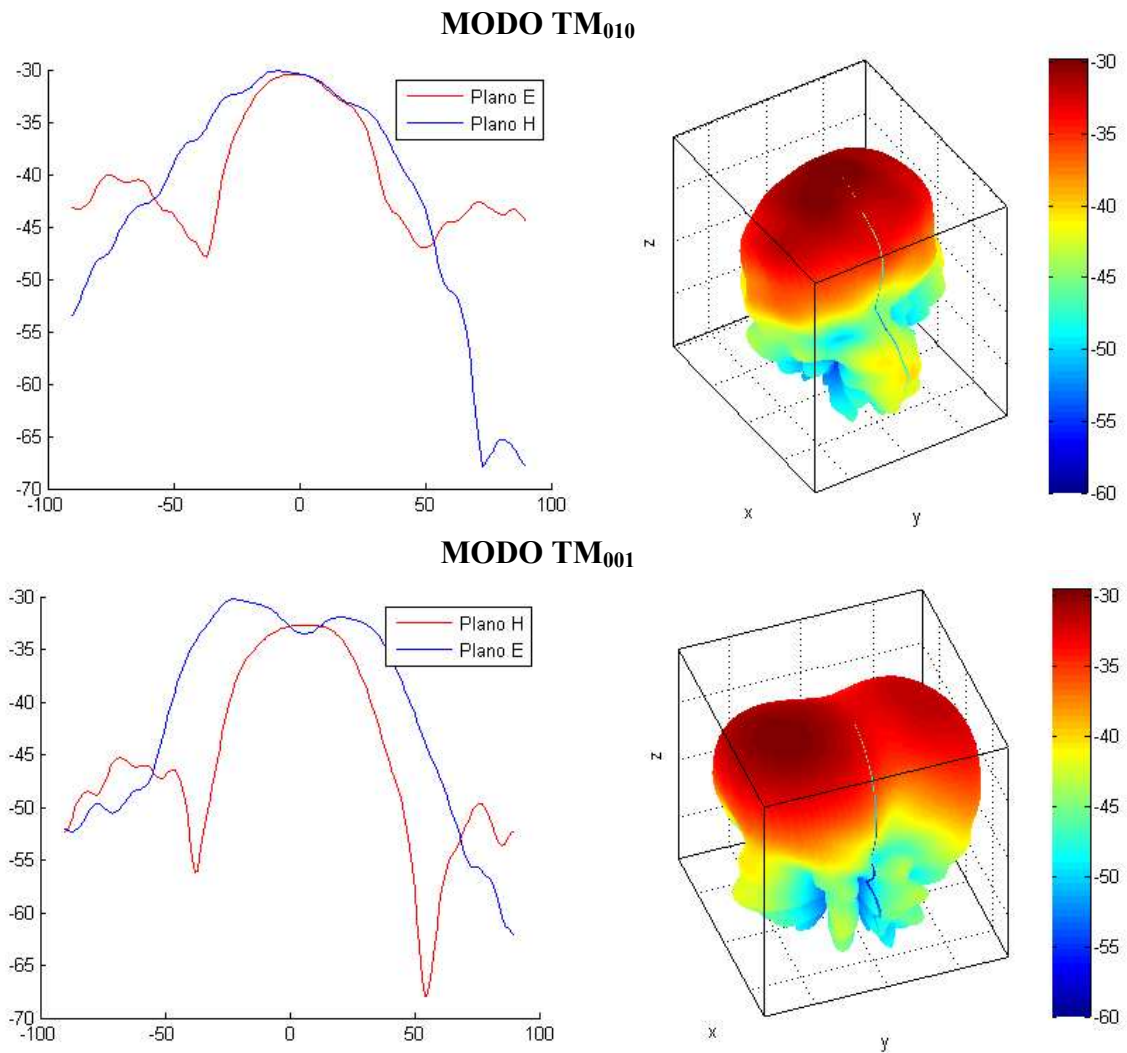


Figura 7-8. Diagrama de radiación medido en cámara anecoica

Las ganancias medidas son menores a las proporcionadas por el simulador electromagnético. Para el modo  $TM_{001}$  se ha obtenido una ganancia de 11.05 dB y para el modo  $TM_{001}$  de 10.88 dB.

## 7.5. RESUMEN DEL CAPÍTULO

Una vez medida la antena se ha comprobado que funciona correctamente. Aun así se ha visto que las frecuencias en las que funciona son menores que las diseñadas, con anchos de banda mayores que los del diseño. Como ya se ha comprobado, este hecho se puede deber a que la constante dieléctrica del sustrato no fue realmente la que se consideró para el diseño, sino que tiene un valor mayor.

Finalmente se ha comprobado que el diagrama de radiación de la antena fabricada es similar al obtenido mediante simulaciones.



## 8. CONCLUSIONES FINALES Y LÍNEAS FUTURAS

---

Con el propósito de diseñar una agrupación de antenas para un receptor SAR biestáticos, en este documento se analiza la tecnología microstrip orientada a las antenas y la teoría de las agrupaciones de antenas, se diseñan antenas de doble polarización, se estudian agrupaciones de antenas microstrip que cumplan con las especificaciones, se presentan redes de alimentaciones para dichas agrupaciones y se fabrica y mide una agrupación de antenas con doble polarización.

Los modelos que estudian la teoría microstrip basada en antenas dan una serie de expresiones que sirven como aproximación para realizar el diseño de los elementos básicos de la agrupación. De estas se puede concluir que la frecuencia de resonancia de una antena parche rectangular depende de la longitud del parche y de las características del sustrato y que la impedancia de entrada depende del punto donde sea alimentada.

La teoría de las agrupaciones de antenas permite obtener diagramas de radiación con valores de directividad que no se pueden conseguir con estructuras básicas. Esta depende del número de elementos que conformen la agrupación y de la separación entre ellos.

Se han diseñado diversas redes de alimentación para las agrupaciones diseñadas con lo que se ha comprobado que es un elemento determinante en el funcionamiento de la antena, ya que cualquier variación provoca cambios sustanciales en las pérdidas de retorno de la antena y en el aislamiento entre puertos en el caso de agrupaciones con doble polarización.

Otro factor decisivo en el diseño de las agrupaciones de antenas es el sustrato utilizado, ya que las características de este hacen modificar las prestaciones. En concreto se ha comprobado que las agrupaciones diseñadas con FR-4, con una  $\epsilon_r=4.5$  y un grosor  $h=1.55$  mm, obtienen eficiencias inferiores al 50 %. Mientras que para las mismas antenas diseñadas con sustrato R04003C, con una  $\epsilon_r=3.6$  y un grosor  $h=1.524$  mm se obtienen eficiencias superiores al 70%.

Se han presentado 2 agrupaciones diseñadas con el sustrato FR-4. La primera consta de una estructura de 8 elementos elementales en una misma fila. Esta estructura se ha presentado con una polarización y con doble. Para estas estructuras se han obtenido directividades de 16.42 dB para el modo  $TM_{010}$  y 16.46 dB para el modo  $TM_{001}$ , y eficiencias del 30.9% para el  $TM_{010}$  y de 32.5% para el modo  $TM_{001}$ . La segunda agrupación con doble polarización esta basada en 18 elementos que se distribuyen en dos filas de 8. Para esta estructura se han obtenido directividades de 18.07 dB para el modo  $TM_{010}$  y 18.27 dB para el modo  $TM_{001}$ , y eficiencias del 29.5% para el  $TM_{010}$  y de 28.18% para el modo  $TM_{001}$ .

Se han presentado 2 agrupaciones con doble polarización diseñadas con el sustrato ROGERS. La primera consta de 4 elementos distribuidos en dos filas de 2. Para esta estructura se han obtenido directividades de 12.03 dB para el modo  $TM_{010}$  y 12.25 dB para el modo  $TM_{001}$ , y eficiencias del 80.5% para el  $TM_{010}$  y de 84.5% para el modo  $TM_{001}$ . La segunda agrupación esta basada en 8 parches elementales

distribuidos en dos filas de 4. Para esta estructura se han obtenido directividades de 15.03 dB para el modo  $TM_{010}$  y 14.67 dB para el modo  $TM_{001}$ , y eficiencias del 79.4% para el modo  $TM_{010}$  y de 85.5% para el modo  $TM_{010}$ .

Finalmente, se ha fabricado una agrupación con doble polarización de 4 elementos distribuidos en dos filas de 2 con el sustrato RO4003C. Se han realizado mediciones de la antena en un analizador de redes y se han medido los diagramas de radiación en una cámara anecoica. Se ha visto que las frecuencias de resonancia medidas de ambas polarizaciones están ligeramente desplazadas. Se ha comprobado que esto es debido a que las placas de este sustrato no tienen realmente la constante dieléctrica que indicaban las especificaciones.

Como líneas futuras de investigación sería interesante realizar las agrupaciones utilizando una red de alimentación en serie, con el fin de probar si esta tiene menos afecciones en el diagrama de radiación de la antena. Otro punto sería realizar una agrupación con el sustrato RO4003C que cumpla con las especificaciones del proyecto, ya que la diseñada en FR-4 tiene una muy baja eficiencia.



## Bibliografía

- [1] Sanz-Marcos, J.; Lopez-Dekker, P.; Mallorquí, J.; Aguasca, A.; Prats, P.  
***SABRINA: A SAR Bistatic Receiver for Interferometric Applications.***  
IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol.4, 2007.
- [2] Cardama, A. et al., *Antenas*, Ediciones UPC, Barcelona, 1998.
- [3] Miguel Ferrando, Alejandro Valero. Dep. Comunicaciones. Universidad  
Politécnica de Valencia  
<http://www.upv.es/antenas>
- [4] C.A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Nueva  
York, 1982.
- [5] Rogers Corporation  
[www.rogers-corp.com](http://www.rogers-corp.com)
- [6] Bahl I. J., Bhartia P., Garg R., *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech  
House, Norwood, 2001.
- [7] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison – Wesley, 1990
- [8] LPKF Laser & Electronics AG, Garbsen, Germany, Internet:  
<http://www.lpkf.com>
- [9] Agilent Technologies, Inc., Palo Alto, CA, Internet: <http://www.agilent.com>





***Apéndice A Código Matlab utilizado para el diseño simple.***

```

function [y0,W,L]=diseño(er,f,h);
delta=pi/1000; th=0:delta:pi; th=th+0.00001;
W=(3e8/(2*f))*sqrt(2/(er+1)) %Calculo del ancho mediante (1-6)
eff=(er+1)/2+((er-1)/2)*(1+12*h/W)^(-1/2); %constante dieléctrica efectiva mediante (1-1)
AL=0.412*h*(((eff+0.3)*(W/h+0.264))/((eff-0.258)*(W/h+0.8))); %incremento de L a partir de (1-2)
Leff=3e8/(f*sqrt(eff)*2); %Longitud efectiva mediante (2-2)
L=Leff-2*AL %Longitud mediante (2-1)
lambda=Leff*2; %En el modo fundamental se cumple esta expresión
ko=2*pi/lambda;
I1=(sin(th).^3).*(sin(ko*W*cos(th)/2)./cos(th)).^2; %Función para calcular G1
G1=(sum(I1)*delta)/120/pi/pi; %Conductancia de una ranura mediante (1-9)
I2=besselj(0,ko*Leff*sin(th)).*(sin(th).^3).*(sin(ko*W*cos(th)/2)./cos(th)).^2; % Previa G12
G12=(sum(I2)*delta)/120/pi/pi; %Conductancia producida por las ranuras mediante (1-14)
Rin_0=1/2/(G1+G12); %Resistencia de entrada en el borde mediante (1-13)
y0=acos(sqrt(50/Rin_0))*Leff/pi; %distancia para que tenga 50 de impedancia de entrada

```

***Apéndice B Código Matlab utilizado para representar la agrupación de elementos isotópicos en el espacio eléctrico.***

```
% [th,FA,D]=arrayld(an,alfa,d,sw)
% Dada de una agrupacion de elementos isotropicos representa:
%   *el diagrama de radiacion en el espacio electrico y el margen
visible
%   *el diagrama de radiacion en el espacio real
%
% Input:
%   an: coeficientes de alimentacion (1xN)
%   alfa: desfase progresivo en radianes (1x1)
%   d: separacion entre elementos en lambdas (1x1)
%   sw: si es 0 no representa los diagramas, solo hace los calculos
(1x1)
%
% Output
%   th: angulo radianes para los que se calcula el factor de
agrupacion
%   FA: modulo del factor de agrupacion en espacio real
%   D: directividad de la agrupacion, escala lineal

function [th,FA,D]=arrayld(an,alfa,d,sw)

%Verificando las entradas
[M,N]=size(an);
if (M~=1) | (N<1), error('an debe ser un vector fila'); end;
aux=size(alfa);
if (aux~=1), error('alfa tener dimensiones 1x1');end;
aux=size(d);
if (aux~=1), error('d tener dimensiones 1x1');end;
if (d<0), error('d tiene que ser mayor que cero');end;
aux=size(sw);
if (aux~=1), error('sw tener dimensiones 1x1');end;

%Angulo electrico
dpsi = pi/1000;
len = 2*pi*(1+2*d);
n_ptos = len/dpsi;
psi_el=linspace(-pi-2*pi*d+alfa,+pi+2*pi*d+alfa,n_ptos);
%Diagrama de radiacion en el espacio electrico
FA_el=abs(freqz(an,1,psi_el));

%Angulo real
th=linspace(0,pi,2*360+1);
%psi=k*d*cos(th)+alfa
psi_re=2*pi*d*cos(th)+alfa;
%Diagrama de radiacion en el espacio real
FA=abs(freqz(an,1,psi_re));

%Calculo directividad
r=find((psi_el > min(psi_re)) & (psi_el < max(psi_re)));
D=4*pi*d*abs(max(FA_el(r)).^2)/dpsi/sum(abs(FA_el(r)).^2);

if sw,
    %Representar el diagrama en el espacio electrico
```

```

figure
subplot(2,1,1);
plot(psi_el,FA_el);
%Adjustar ejes
axis([-pi-2*pi*d+alfa +pi+2*pi*d+alfa 0 max(FA_el)]);
%l_i = pi*fix(-1-2*d+alfa/pi);
%l_s = pi*fix( 1+2*d+alfa/pi);
%set(gca,'Xtick',round(100*[l_i:pi:l_s])/100);
hold on;
%Superpone margen visible
plot(psi_re,FA,'r');
aux=get(gca,'Children');
set(aux(1),'LineWidth',2);
hold off
grid;
legend(aux(1),'Margen visible');
ylabel('|FA(\psi)|');
title(sprintf('max(FA) = %.2f, max(FA) en MV =
%.2f',max(FA_el),max(FA)));

%Representar el diagrama real
subplot(2,1,2);
polar(th,FA/max(FA));
axis([-1 1 0 1]);
xlabel(sprintf('Directividad = %.1f (%.1f dB)',D,10*log10(D)));
end

```



Firma del autor:

Manuel Carrillo Morales

**Resumen:**

El objetivo de este proyecto es el diseño de las antenas para el receptor de un radar de apertura sintética biestáticos (SAR). Estas antenas tendrán que maximizar la ganancia con la restricción de maximizar también el campo de visión del radar. Esto quiere decir, que la antena tendrá que tener un ancho de banda relativamente grande en uno de sus planos principales y relativamente estrecho en el otro plano.

Con el propósito de diseñar una agrupación de antenas para un receptor SAR biestáticos, en este documento se analiza la tecnología microstrip orientada a las antenas y la teoría de las agrupaciones de antenas, se diseñan antenas de doble polarización, se estudian agrupaciones de antenas microstrip que cumplan con las especificaciones, se presentan redes de alimentaciones para dichas agrupaciones y se fabrica y mide una agrupación de antenas con doble polarización.

**Resum:**

L'objectiu del projecte és el disseny d'antenes per al receptor d'un radar d'apertura sintètica biestàtic. Aquestes antenes hauran de maximitzar el guany amb la restricció de maximitzar també el camp de visió del radar. Això vol dir, que l'antena haurà de tindre una amplada de banda relativament gran en un dels seus plans principals i relativament estret en l'altre pla.

Amb el propòsit de dissenyar una agrupació d'antenes per a un receptor SAR biestàtic, aquest document analitza la tecnologia microstrip orientada a les antenes i la teoria de agrupacions d'antenes; es dissenyen antenes de doble polarització, s'estudien agrupacions d'antenes microstrip que compleixin amb les especificacions, es presenten xarxes d'alimentació per a aquestes agrupacions, i es fabrica i mesura una agrupació d'antenes amb doble polarització.

**Summary:**

The goal of this project is to design antennas for a bistatic synthetic aperture radar (SAR). These antennas will have to maximize gain and, at the same time, to maximize radar's field of vision. This means that the antenna must have a relatively large bandwidth in one of its principal planes and relatively narrow in the other plane.

With the aim of designing an antenna array for a SAR bistatic receiver, this work analyzes microstrip technology oriented to antennas, and the antenna array theory. Then, dual polarization antennas are designed, microstrip antenna clusters are tested in order to meet specifications, fed networks are studied for these groups of antennas, and a dual polarization antennas array is fabricated and measured.