



**Escola Politècnica Superior
de Castelldefels**

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

TREBALL DE FI DE CARRERA

TÍTOL DEL TFC: Diseño de una agrupación de parches con alimentación en serie para aplicaciones de WiFi

TITULACIÓ: Enginyeria Tècnica de Telecomunicació, especialitat Sistemes de Telecomunicació

AUTOR: Alfonso Moreno Puerto

DIRECTOR: José M. González Arbesú

DATA: 28 de Juliol de 2008

Título: Diseño de una agrupación de parches con alimentación en serie para aplicaciones de WiFi

Autor: Alfonso Moreno Puerto

Director: José M. González Arbesú

Fecha: 28 de Julio de 2008

Resumen

El objetivo de este trabajo consiste en el estudio de parches acoplados capacitivamente con líneas de transmisión como elementos de agrupaciones de parches alimentados en serie. Se propone el estudio de dichas estructuras a partir del diseño de una agrupación 4x1 de parches con alimentación en serie a través de parches acoplados capacitivamente.

La agrupación 4x1 de parches impresos está comprendida por un divisor de potencia que reparte de manera equilibrada la potencia en dos subagrupaciones de 2x1. Cada subagrupación está compuesta por un parche que viene alimentado en serie por el divisor de potencia y por un parche terminal que viene alimentado mediante acoplamiento capacitivo del primer parche.

En este trabajo se diseñará la agrupación 4x1 de parches impresos. En primer lugar se diseñarán los diversos tipos de estructuras para después unirlos en una sola estructura. Las estructuras individuales que se diseñarán serán: parche acoplado, parche terminal, divisor de potencia y línea desfasadora de 180°. Después se unirán el parche acoplado y el parche terminal mediante la línea desfasadora de 180° para formar la subagrupación 2x1. Finalmente se unirán dos subagrupaciones 2x1 mediante el divisor de potencia para obtener la agrupación 4x1.

Title: Design of a series-fed patch array for WiFi applications

Author: Alfonso Moreno Puerto

Director: José M. González Arbesú

Date: July, 28th 2008

Overview

The purpose of this work is to study patches coupled capacitively to transmission lines as elements of series-fed 'through-element' arrays. This kind of structures are analysed whilst a 4x1 microstrip patch array with series-fed elements is designed.

The 4x1 array of printed patches is composed of a power splitter that balance the incoming power to the 4x1 array into two 2x1 subarrays. Each subarray has a terminal patch fed by a transmission line capacitively coupled to the first patch.

The printed 4x1 patch array is designed in this work. Firstly, all the array elements are designed independently: terminal patch, capacitively coupled patch, power splitter, and 180° phase delay line. Capacitively coupled patch and terminal patch are put together through the phase delay line to build the 2x1 subarray. Finally, two 2x1 subarrays are joined using the power splitter to get the 4x1 array.

ÍNDICE

CAPITULO 1. INTRODUCCIÓN	1
CAPITULO 2. PARCHES IMPRESOS.....	3
2.1. Características estructurales de un parche impreso.....	3
2.2. Características generales de la radiación de un parche impreso	6
CAPITULO 3. DISEÑO DE LA AGRUPACIÓN	7
3.1. Diseño parches	8
3.1.1. Parche acoplado.....	8
3.1.2. Parche terminal	11
3.2. Diseño de las líneas de transmisión.....	13
3.2.1. Divisor de potencia	15
3.2.2. Línea de transmisión desfasadora de 180°	17
3.3. Formación de la agrupación.....	19
3.3.1. Diseño de la subagrupación de dos elementos	19
3.3.2. Diseño de la agrupación de cuatro elementos	23
CONCLUSIONES	27
BIBLIOGRAFÍA	28

CAPITULO 1. INTRODUCCIÓN

El objetivo del trabajo es estudiar la viabilidad de la utilización de parches que permitan la alimentación de otros parches en serie mediante acoplamiento capacitivo. Para la realización del estudio se propone el diseño de una agrupación 4x1 de parches que cubra la banda de WiFi [ETSI EN 300 328].

Para diseñar la agrupación 4x1, se utilizará una herramienta profesional de la agrupación 4x1 se realizará por partes, se diseñarán los tramos de línea de transmisión y los parches todo por separado, para luego unir dos parches con un tramo de línea de transmisión formando una subagrupación 2x1. Finalmente se unen dos subagrupaciones 2x1 mediante un divisor de potencia para obtener la agrupación 4x1.

Inicialmente, el diseño que se planteó fue una agrupación 4x1 (Fig. 1.1) referenciada a 50Ω . Compuesta por dos subagrupaciones 2x1 colocadas en paralelo mediante un divisor de potencia y con una impedancia de entrada cada uno de ellos y desde cualquier punto de 100Ω . Esto daba lugar a que el paralelo de ambas fuera una impedancia de entrada a la agrupación 4x1 de 50Ω . Cada subagrupación estaba compuesta por dos parches diferentes y un tramo de línea de transmisión 100Ω . El primer parche se alimenta por una línea de transmisión de 100Ω procedente del divisor de potencia. Este parche alimentaba al segundo mediante acoplamiento capacitivo.

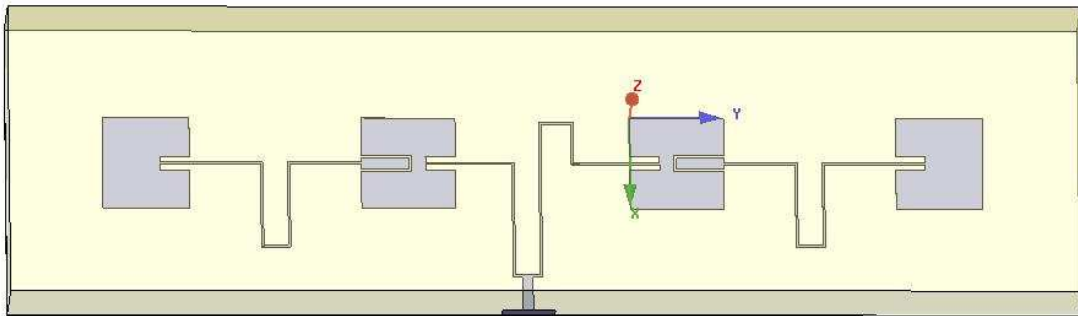


Fig. 1.1 Diseño inicial de la agrupación 4x1

Durante el diseño de la agrupación se observó que al unir los dos parches ya sintonizados por separado éstos se desajustaban, con lo cual se tenían que resintonizar los dos parches y el tramo de línea de transmisión que los unía. También se observó que variando muy ligeramente las líneas de transmisión los resultados variaban demasiado. Este efecto se producía debido al mallado que realiza el software para analizar la estructura. El software descompone la estructura en tetraedros y al tener la línea de transmisión una anchura tan pequeña (0.82 mm) y al mínimo retoque provoca un desajuste en el acoplamiento del primer parche al segundo y en la adaptación de ambos.

Para mejorar este hecho, cambiamos la impedancia de las líneas de transmisión de las subagrupaciones 2x1 a 50Ω , con lo cual la nueva anchura de las líneas es de 3.7 mm. Esta nueva anchura provoca unos resultados mucho más estables.

Al modificar las líneas, la impedancia resultante del paralelo de las dos subagrupaciones 2x1 es de 25Ω . Como queremos tener una impedancia de entrada a la antena de 50Ω , colocaremos un tramo de línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda de 35Ω que actúa como un inversor de impedancias.

En el capítulo 2 veremos la caracterización de los parches impresos, la variedad que existe de parches tanto en alimentación como en el tipo de lámina conductora ya sea cuadrada, redonda...

En el capítulo 3 podremos ver como se ha diseñado la agrupación 4x1. Partiendo del diseño y resultado de los parches por separado, línea de transmisión y divisor de potencia, uniremos los dos parches para obtener la estructura y los resultados de la subagrupación 2x1 y finalmente el diseño y los resultados de la unión de las dos subagrupaciones mediante el divisor de potencia.

Para finalizar en el apartado de conclusiones se resumen los principales resultados obtenidos.

CAPITULO 2. PARCHES IMPRESOS

2.1. Características estructurales de un parche impreso

Una antena tipo parche impreso, es una estructura que se compone de una lamina conductora colocada sobre el sustrato dieléctrico, y éste a su vez colocado sobre una lamina conductora que actúa como plano de masa.

Un parche impreso puede tener diversas geometrías. En la Fig. 2.1 se muestran algunas de ellas, puede ser de forma cuadrada, rectangular, de dipolo, triangular, circular, de anillo o elíptica. También podría llegar a ser una porción de alguna de estas figuras, como un cuarto de círculo o un tercio de anillo.

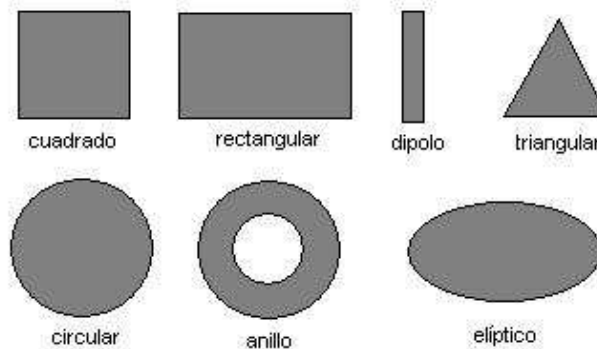


Fig. 2.1 Diferentes formas de parche impreso

Por otro lado los parches impresos pueden clasificarse según el tipo de alimentación que tengan. La alimentación puede ser de acoplamiento o de contacto.

La alimentación mediante acoplamiento se puede realizar de dos maneras. Puede ser por acoplamiento por ranura, o por acoplamiento por proximidad.

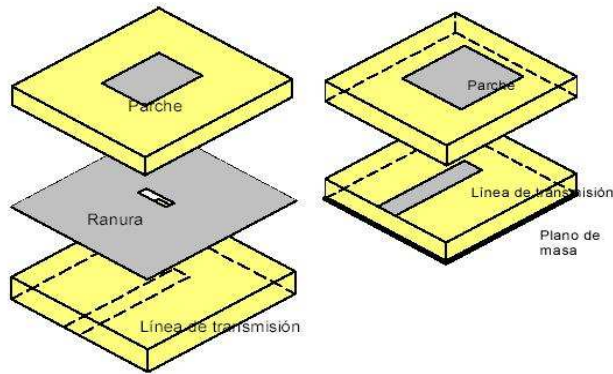


Fig. 2.2 (Izq.) Parche acoplado por ranura. (Figura obtenida de [7])
(Der.) Parche acoplado por proximidad. (Figura obtenida de [7])

La alimentación mediante contacto puede ser mediante un conector coaxial o mediante una línea de transmisión como se muestra en la Fig. 2.3.

El tipo de antena de parche impreso que nosotros utilizaremos será la Fig. 2.3 (izquierda), la cual se compone de un plano metálico que hará de plano de masa, un sustrato dieléctrico colocado encima del plano de masa, un rectángulo metálico colocado encima del sustrato dieléctrico y por último un tramo de línea de transmisión que conducirá la señal al parche.

Los parches impresos pesan poco, son más económicos y fáciles de implementar. No obstante, al ser una estructura resonante, el ancho de banda es reducido y también, de toda la energía que se acumula entre el parche y el plano de masa poca es radiada al espacio, lo cual provoca que la antena tenga una baja eficiencia.

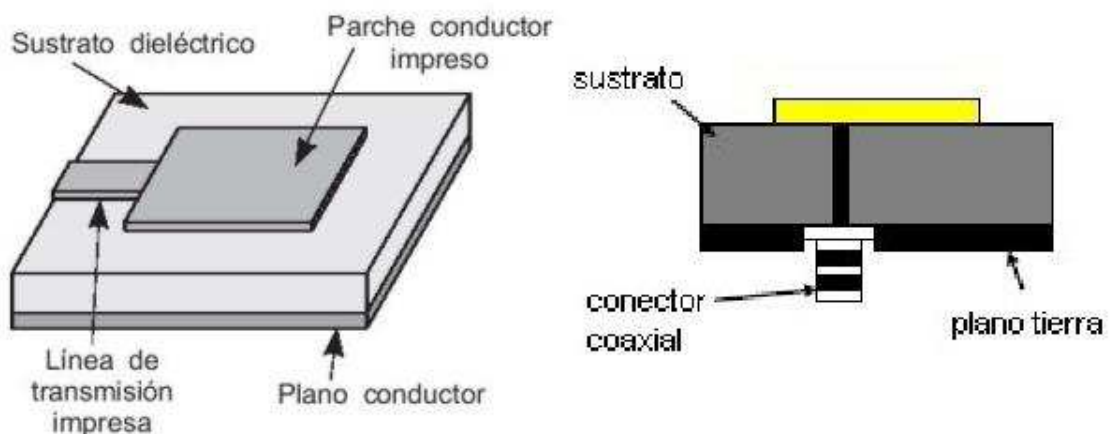


Fig. 2.3 (Izq.) Parche alimentado por línea de TX. (Figura obtenida de [1])
(Der.) Parche alimentado por conector coaxial (Figura obtenida de [9])

En la Fig. 2.4, podemos apreciar la distribución de campos en el interior de la estructura. La longitud del parche “d”, es igual a la mitad de la longitud de onda

en el medio dieléctrico, siendo la longitud de onda en el medio la longitud de onda en el espacio libre dividida entre la raíz cuadrada de la permitividad del sustrato dieléctrico. El parche lo consideraremos cuadrado en un principio, así que “l” = “d”. Y el grosor del sustrato (“h”), se asignará en función del material y su fabricante, ya que los fabricantes establecen unos grosores standard para los materiales.

$$\lambda_{\text{eff}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.1)$$

$$d = \frac{\lambda_{\text{eff}}}{2} \quad (2.2)$$

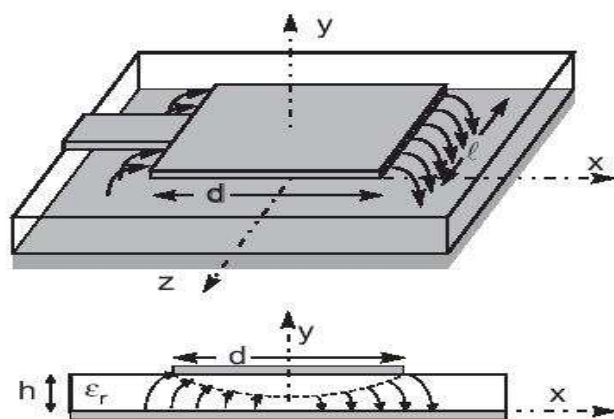


Fig. 2.4 Distribución de campos (figura obtenida de [1])

2.2. Características generales de la radiación de un parche impreso

Un parche impreso tiene una baja eficiencia y ancho de banda al ser una estructura resonante. Su ancho de banda fraccional con $S_{11} = -10$ dB suele ser inferior al 5 %. A través de la distribución de campos (Fig. 2.4), podemos observar que la polarización del parche es lineal, horizontal, el campo eléctrico se propaga en dirección “x” mientras que el campo magnético se propaga en dirección “z”. Su diagrama de radiación es hemisférico y con una directividad de 8 dB como podemos comprobar en la Fig. 2.5 donde se representan los cortes principales del diagrama de radiación para un ejemplo típico.

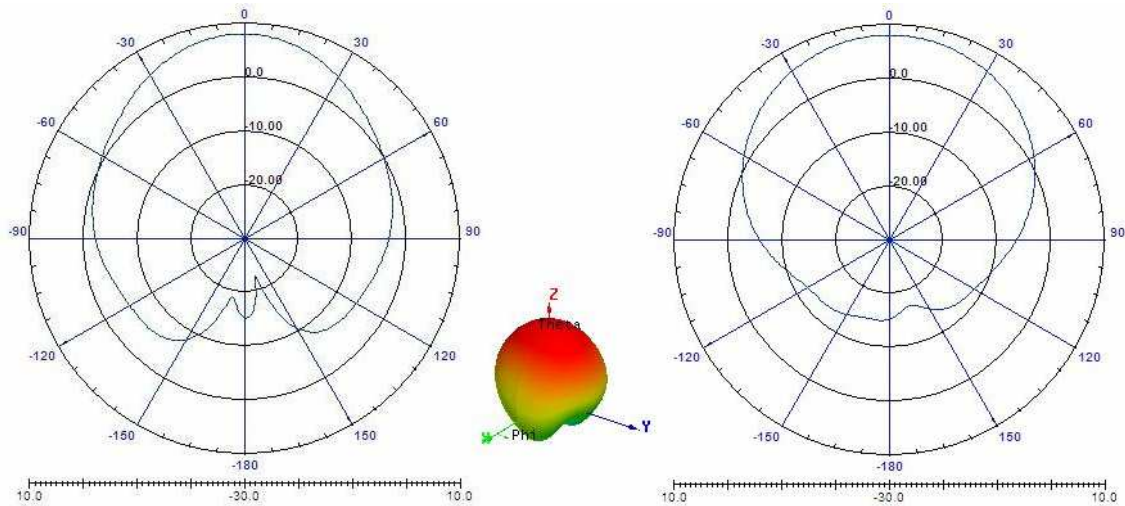


Fig. 2.5 (Izq.) Plano E ($\Phi=90^\circ$) de un parche impreso típico a 2.45 GHz
 (Cent.) Ganancia en 3D de un parche impreso típico a 2.45 GHz
 (Der.) Plano H ($\Phi=0^\circ$) de un parche impreso típico a 2.45 GHz

CAPITULO 3. DISEÑO DE LA AGRUPACIÓN

Para realizar el diseño de la agrupación completa primero diseñaremos el parche acoplado, una vez diseñado este parche, haremos lo propio con el parche terminal. Una vez están los dos tipos de parche adaptados, diseñaremos la línea de 180° y la línea divisoria de potencia. Ya diseñadas estas cuatro cosas, nos queda juntar el parche acoplado y el parche terminal mediante la línea de 180°, para obtener la agrupación 2X1. Duplicamos la agrupación 2X1 y las unimos mediante la línea divisora de potencia para así obtener la agrupación 4X1.

En todos los casos al unir bloques, los acoplamientos provocan derivas en las frecuencias de resonancia y desadaptaciones que deben ser ajustadas mediante una sintonización manual, seleccionando previamente los parámetros importantes que hay que ajustar.

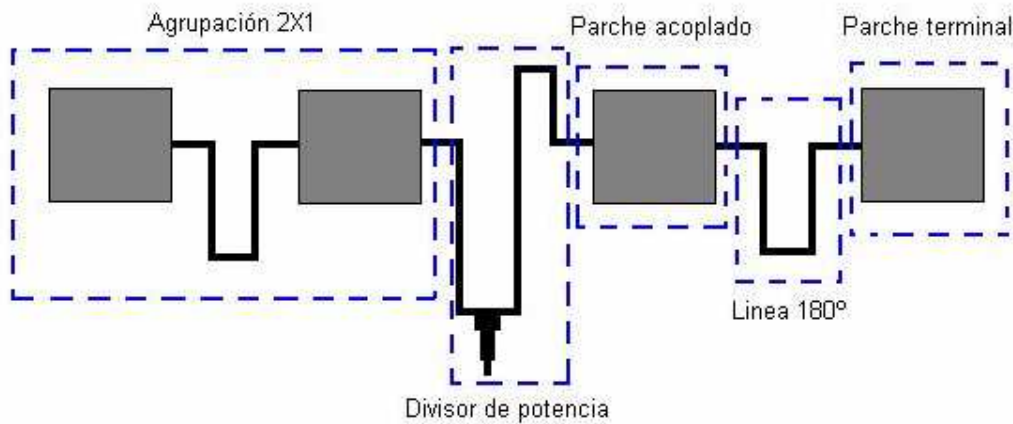


Fig. 3.1 Esquema de la estructura

En primer lugar definiremos la extensión del plano de masa de toda la agrupación, para ello primero hemos de calcular (lo veremos en el apartado 3.1) la medida aproximada del parche, luego (apartado 3.2) se calculan los tramos de línea de transmisión y con estas consideraciones el tamaño del plano de masa es 365x99, teniendo en cuenta que debemos dejar $\lambda_0/4$ (siendo λ_0 la longitud de onda en espacio libre) de margen desde que acaba el parche hasta que acaba el sustrato dieléctrico según las condiciones de radiación del simulador HFSS. Teniendo una frecuencia central de 2.45 GHz, obtendremos $\lambda_0 = 122.45$ mm.

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} \quad (3.1)$$

Los parámetros de interés en el desarrollo de la agrupación son la adaptación y el diagrama de radiación. La impedancia de entrada, desde cualquier punto ha de ser de 50Ω . Observaremos la adaptación mediante los parámetros S, concretamente S11 y S22, y el acoplamiento mediante el parámetro S21. Veremos cómo radia la antena mediante una simulación del diagrama de radiación completo en 3D y los cortes del diagrama de radiación en plano E y en plano H.

3.1. Diseño parches

Para calcular la longitud aproximada del parche, primero hemos de tener en cuenta la longitud de onda en espacio libre ya calculada anteriormente ($\lambda_0 = 122.45$ mm). Ahora hemos de obtener la longitud de onda efectiva (λ_{eff}) en el sustrato, teniendo en cuenta que el sustrato dieléctrico es "ROGERS RO4003" [5], la permitividad relativa de este sustrato de acuerdo con la base de datos de Ansoft HFSS es de $\epsilon_r = 3.38$, la tangente de pérdidas es de 0.0027 y aplicando la fórmula 2.1 obtenemos $\lambda_{\text{eff}} = 66.6$ mm. Como "d" debería ser la mitad de la longitud de onda efectiva en el medio dieléctrico, el resultado es $d = 33.3$ mm.

3.1.1. Parche acoplado

Como queremos diseñar un parche cuadrado, ya tenemos las dimensiones del parche. Ahora mediante las formulas que se mostraran en el apartado 3.2 calcularemos la anchura de la línea de transmisión ($w_1=3.7$ mm), que alimenta a nuestro parche. Como punto de partida para los gags de acoplamiento capacitivo del parche acoplado, adoptaremos las dimensiones de [4] y multiplicando por un factor de escala de obtenido de la relación de frecuencias de trabajo.

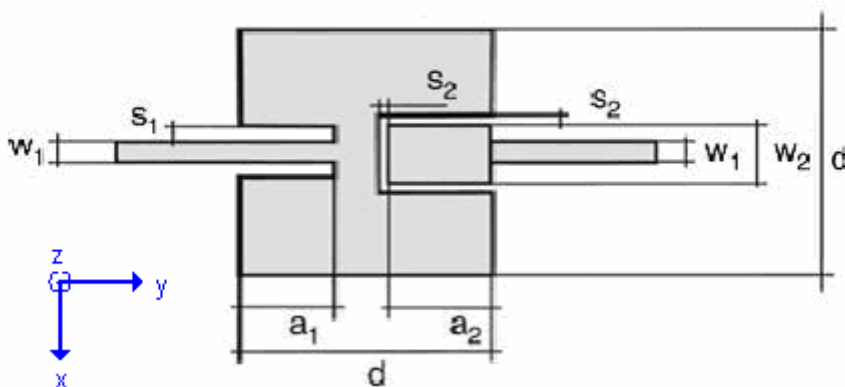


Fig. 3.2 Parche acoplado, figura obtenida de [4]

Una vez diseñada la estructura del parche en HFSS, iremos modificando ligeramente las diferentes variables hasta obtener el mejor valor posible tanto en la adaptación de la impedancia (en el valor de S_{11}) o en la ganancia.

Para encontrar la mejor adaptación en frecuencia e impedancia variaremos los valores de las variables s_1 y a_1 . Mientras que para obtener el valor deseado (-4 dB) del acoplamiento que deja pasar hacia el siguiente parche (S_{21}), variaremos las variables s_2 , w_2 , y a_2 , en especial las variables que más nos afecta para el valor de S_{21} es a_2 . Al variar s_2 , w_2 y a_2 podemos desajustar ligeramente la adaptación en frecuencia e impedancia del parche, lo cual conlleva a un compromiso entre adaptación del parche y la potencia que deja pasar hacia el siguiente parche.

Para obtener estos resultados los valores utilizados han sido: $d = 32$ mm, $w_1 = 3.7$ mm, $s_1 = 2$ mm, $a_1 = 9.5$ mm, $a_2 = 10$ mm, $w_2 = 3.7$ mm y $s_2 = 1$ mm.

Como podemos observar (Fig. 3.3 (Der.)) la impedancia de entrada en esta estructura a frecuencia 2.45 GHz es de $50 - 55j \Omega$.

La máxima adaptación (Fig. 3.4) está en 2.455 GHz donde tenemos un valor de $S_{11} = -16.5$ dB, y una $S_{21} = -3.95$ dB. Si miramos las frecuencias a las cuales la estructura no sobrepasa de $S_{11} = -10$ dB es de 2.437 - 2.477 GHz. Y si fijamos el límite de $S_{11} = -5$ dB, el rango de frecuencias es de 2.414 - 2.503 GHz. Lo cual es un resultado bueno ya que el rango de frecuencias que tenemos que cubrir es 2.425 - 2.475 GHz y nosotros lo cubrimos en su mayoría con buena adaptación, si lo miramos respecto a $S_{11} = -5$ dB, y si lo miramos respecto a $S_{11} = -10$ dB cubrimos casi todo el rango de frecuencias.

Al observar la ganancia del parche acoplado (Fig. 3.5), podemos observar mediante el corte de radiación en el plano E que éste parche radia como se esperaba (prácticamente de manera hemisférica), y que la máxima ganancia corresponde para los valores de $\theta = 0^\circ$ y $\Phi = 0^\circ$, donde hay una ganancia de 6.14 dB en la componente copolar, mientras que en la misma dirección, la componente cruzada tiene una ganancia de -31.25 dB, lo cual indica que prácticamente toda la radiación tomará la polarización correcta.

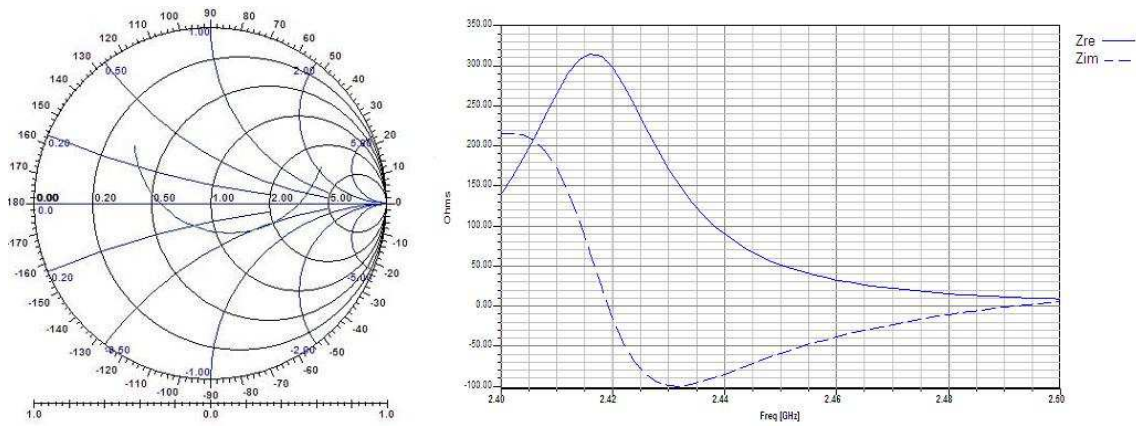


Fig. 3.3 (Izq.) Representación del parámetro S_{11} en la carta de Smith del parche acoplado
(Der.) Impedancia de entrada del parche acoplado

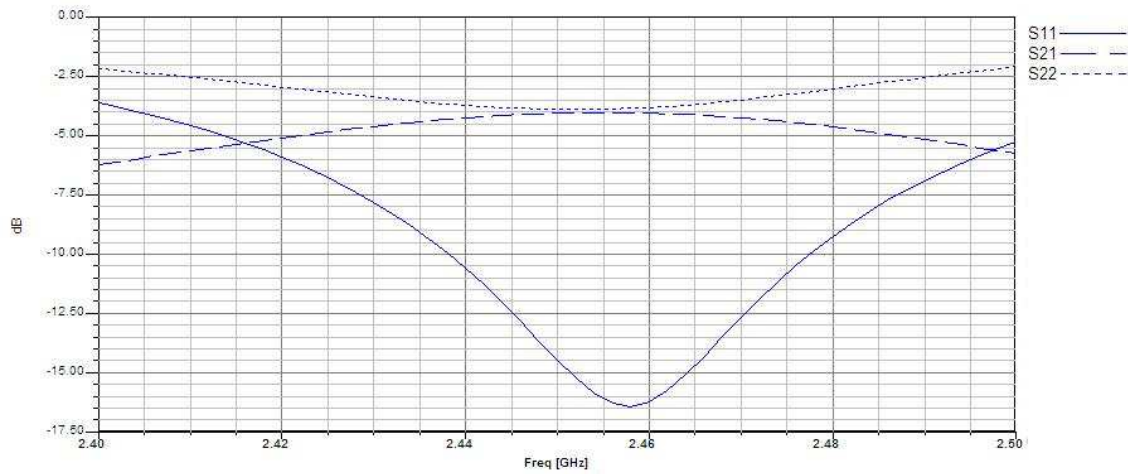


Fig. 3.4 Parámetros S_{11} y S_{21} del parche acoplado

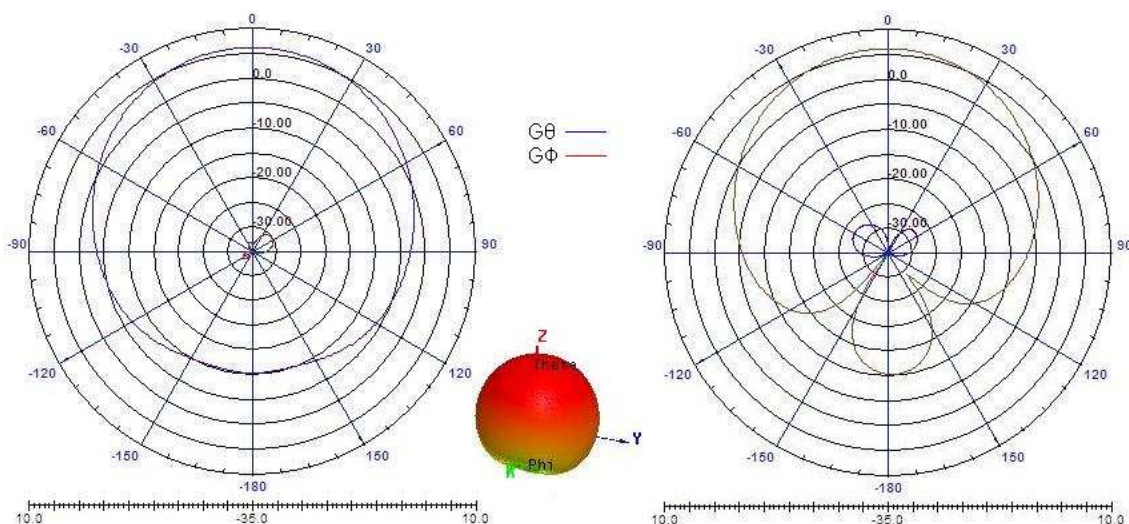


Fig. 3.5 Componente copolar ($G\theta$) y componente cruzada ($G\phi$)
 (Izq.) Plano E ($\Phi=90^\circ$) del parche acoplado a 2.45 GHz
 (Cent.) Ganancia en 3D del parche acoplado a 2.45 GHz
 (Der.) Plano H ($\Phi=0^\circ$) del parche acoplado a 2.45 GHz

3.1.2. Parche terminal

Para diseñar el siguiente parche, utilizaremos los mismos métodos que para el parche anterior, tanto “d” como “w1” tendrán los mismos valores que el anterior parche, y el resto de valores los obtendremos del mismo modo que en el anterior parche, para luego variándolos obtener cifras mejores de adaptación y un mejor ancho de banda.

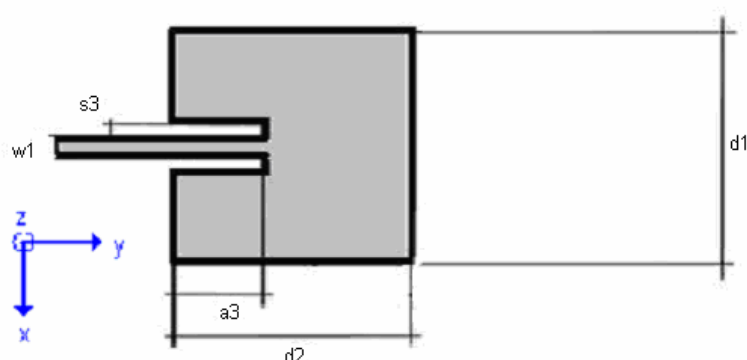


Fig. 3.6 Parche terminal

Para obtener estos resultados los valores utilizados han sido: $d1 = 31.5$ mm, $d2 = 30.7$ mm, $w1 = 3.7$ mm, $s3 = 1.5$ mm, $a3 = 10$ mm.

Con estos valores la mejor impedancia de entrada obtenida (Fig. 3.7), es a 2.45 GHz donde la impedancia adquiere un valor de $36.72 - 19.59j \Omega$. Esta impedancia no dista mucho del objetivo (50Ω) y es muy similar a la impedancia de entrada del parche acoplado.

Si miramos el parámetro S_{11} (Fig. 3.8), la frecuencia donde hay una mayor adaptación es en 2.45 GHz donde tendremos $S_{11} = -11.37$ dB. El rango de frecuencias que cubre $S_{11} = -10$ dB es de 2.442 - 2.458 GHz, mientras que si subimos el valor de $S_{11} = -5$ dB obtenemos un rango de frecuencias adaptadas a este nivel de 2.421 - 2.48 GHz. El resultado es muy similar al del parche 1, con la diferencia que en este parche el ancho de banda es menor que el anterior, diríamos que un poco estrecho.

En los cortes del diagrama de radiación (Fig. 3.9) podemos observar como el parche terminal radia según lo esperado, tiene una ganancia algo por encima de los 6 dB (6.42 dB) y el diagrama es casi hemisférico tal y como se esperaba para un parche. Respecto a su polaridad, podemos observar que el nivel de radiación en la polaridad cruzada respecto a la polaridad copolar es algo inferior a 20 dB, con lo cual prácticamente toda la señal será radiada en la polaridad correcta.

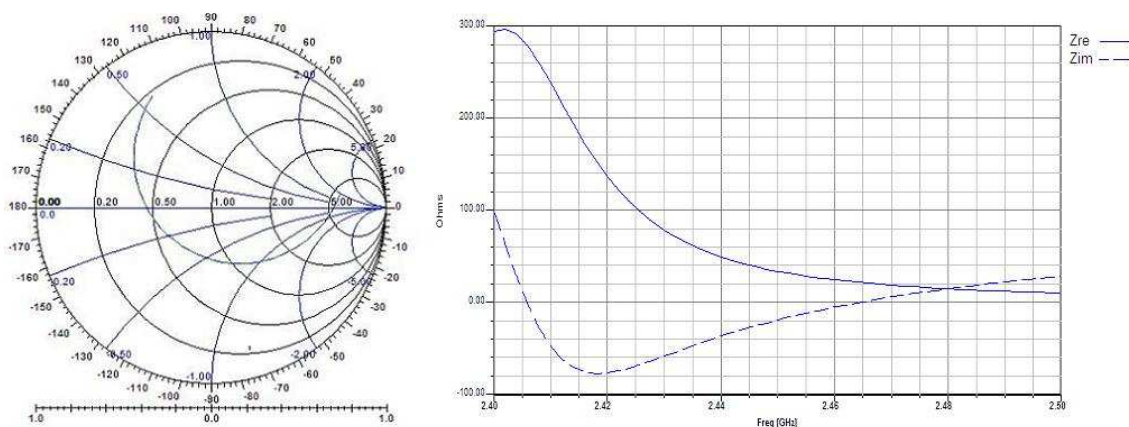


Fig. 3.7 (Izq.) Representación del parámetro S_{11} en la carta de Smith del parche terminal
(Der.) Impedancia de entrada del parche terminal

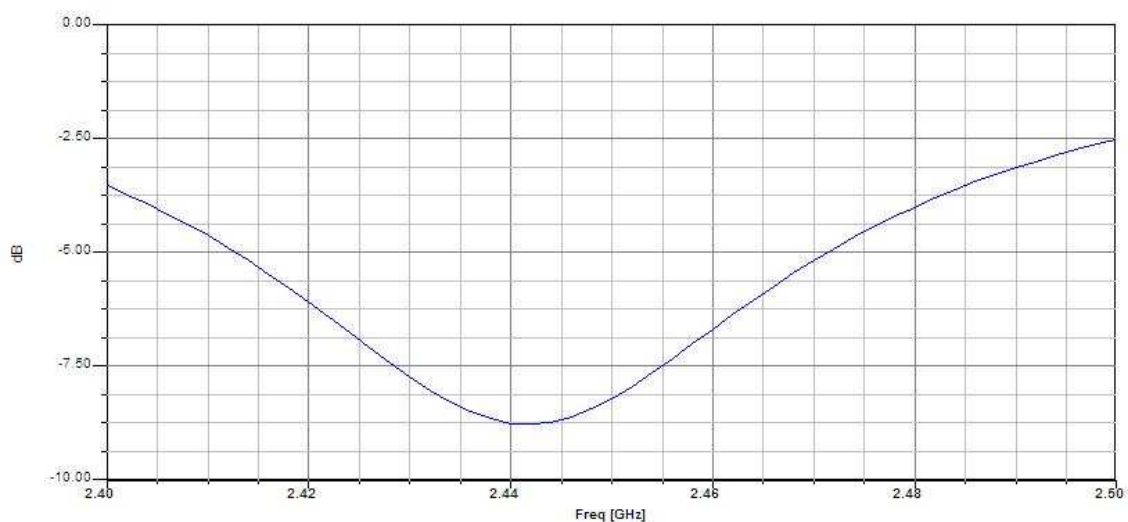


Fig. 3.8 Parámetro S11 del parche terminal

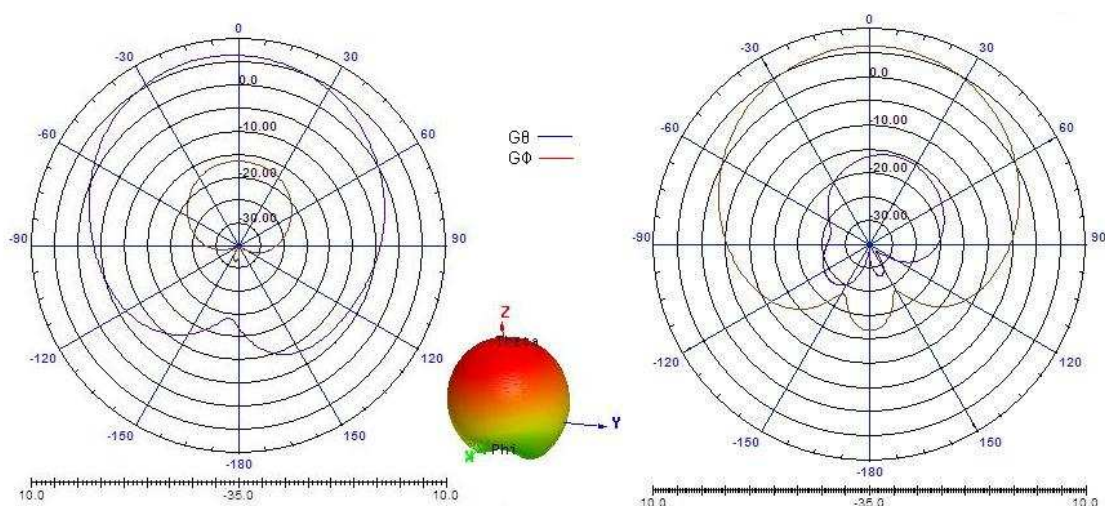


Fig. 3.9 Componente copolar ($G\theta$) y componente cruzada ($G\phi$)
 (Izq.) Plano E ($\Phi=90^\circ$) del parche acoplado a 2.45 GHz
 (Cent.) Ganancia en 3D del parche acoplado a 2.45 GHz
 (Der.) Plano H ($\Phi=0^\circ$) del parche acoplado a 2.45 GHz

3.2. Diseño de las líneas de transmisión

Para realizar el diseño de las líneas de transmisión (Fig. 3.10), es necesario conocer tres parámetros: la anchura de la línea en función a la impedancia deseada (w), el espesor del sustrato (b) y por último el grosor de la línea (t).

La anchura (w) de la línea se determina de la relación w/b [2] mediante las expresiones siguientes:

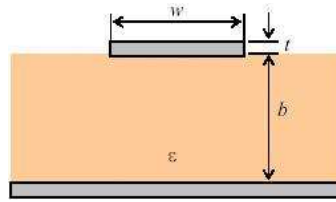


Fig. 3.10 Diseño línea transmisión

$$\text{Si } w/b < 2 \quad \frac{w}{b} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (3.2)$$

$$\text{Si } w/b > 2 \quad \frac{w}{b} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] \quad (3.3)$$

Donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (3.4)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.5)$$

Siendo b el espesor del sustrato (hemos tomado un valor de 1.54 mm, el más grueso de los disponibles para el sustrato Rogers 4003). Z_0 es la impedancia característica deseada para la línea, en nuestro caso 50 Ω . La permeabilidad relativa (ϵ_r) tendrá un valor de 3.38. Con estos valores obtenemos unos resultados para A y para B de: $A = 1.49$ y $B = 6.44$. Finalmente, para una impedancia de 50 Ω la anchura de la línea de transmisión habrá de ser $w = 3.74$.

Respecto a la longitud del tramo de línea de transmisión, hay que tener en cuenta que para que no aparezcan los lóbulos de difracción en el margen visible hemos de limitar dicho margen visible.

Dado que se pretende diseñar una agrupación broadside, el desfase progresivo (α) entre los diferentes elementos de la agrupación habrá de ser 0° [1]. Si la separación entre parche y parche es de $3\lambda_0/4$, el margen visible será de $k = 2\pi/\lambda_0$ (ya que cada longitud de onda es equivalente a 2π radianes) multiplicado por la separación de parches ($d = 3\lambda_0/4$), obteniendo un margen visible de $3\pi/2$. Con esta separación entre elementos se espera alcanzar un compromiso

entre ancho de haz y nivel de lóbulo principal a secundario. Si observamos este valor del margen visible en la Fig. 2.11, vemos que el lóbulo de difracción no nos molestará.

$$\psi = kd \cos \theta + \alpha \quad (3.6)$$

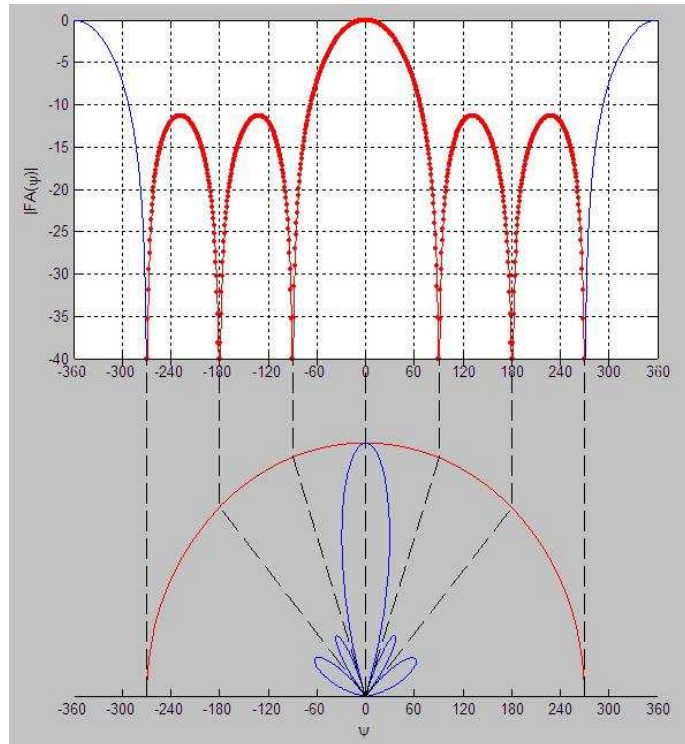


Fig. 3.11 Representación del factor de agrupación en el espacio real en coordenadas polares (figura obtenida de [11])

La longitud total de cada línea de transmisión dependerá de la longitud mínima que debemos cubrir para respetar la separación entre parche y parche, pero con la condición de que la longitud total sea múltiplo impar de $\lambda_0/2$ para que los parches siempre estén en fase.

3.2.1. Divisor de potencia

Como podemos observar en la Fig. 3.12, este dispositivo consta de tres puertos referenciados a 50Ω cada uno (con un grosor de línea de 3.7 mm). Uno (puerto 1) deriva la señal de entrada en dos ramas, las cuales suministran la señal a los parches. Estas dos ramas son paralelas, al unirse obtendremos una impedancia de entrada de 25Ω . Para pasar de estos 25Ω a 50Ω utilizaremos un inversor de impedancia, es decir, colocaremos un tramo de línea de transmisión de una longitud $\lambda_{\text{eff}}/4$ (siendo $\lambda_{\text{eff}} = 66.6 \text{ mm}$) y una impedancia de 35Ω entre el tramo de 25Ω y el de 50Ω .

Entre el puerto 2 y el puerto 3 hemos de conseguir un desfase de 180° , para que las dos ramas radien en fase.

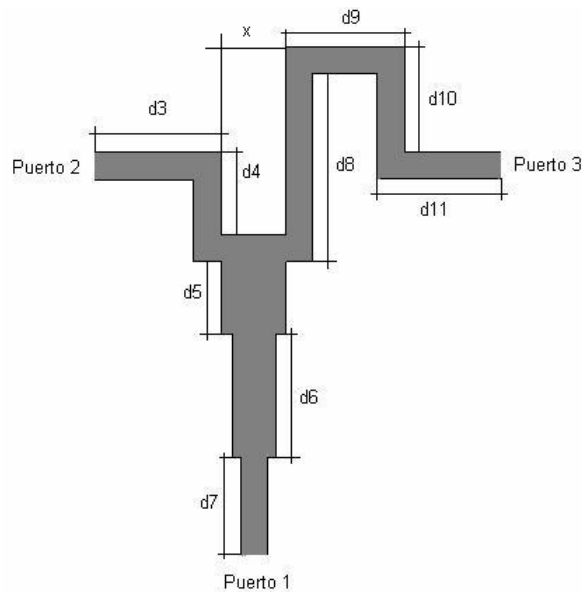


Fig. 3.12 Máscara del divisor de potencia

Como hemos dicho anteriormente, la longitud total del tramo de línea de transmisión ha de ser de $3\lambda_0/4 - d = 59.94$ mm, siendo λ_0 la longitud de onda en el vacío para una frecuencia de 2.45 GHz y d la longitud de un parche impreso. Con lo cual $d3 + d5 + d9 + d11 + x - 3*w$ ha de ser 59.94 mm. Otra condición de diseño del divisor es que la diferencia de caminos recorridos por la señal en cada rama sea $\lambda_{eff}/2$ (así se asegura la alimentación en fase de las subagrupaciones 2×1). Así $(d11 + d10 + d9 + d8 + x/2 - 2*w) - d3 + d4 + x/2 - w) = \lambda_{eff}/2$. De ambas expresiones se puede obtener el conjunto de valores necesarios para dimensionar (en una primera aproximación) el divisor de potencia. Mediante HFSS acabamos ajustando finamente todas las variables buscando un desfase entre las dos ramas de 180° .

Como podemos ver (Fig. 3.13), una rama (fase de S_{21}) la fase es de 24.26° , y la otra rama (fase de S_{31}) tiene una fase de -151.61° . Es decir entre las dos ramas hay un desfase de $175,87^\circ$ (la descripción de los puertos la podemos ver en la Fig. 3.12). En la Fig. 3.14 podemos ver que el módulo de S_{11} es de -22 dB lo cual quiere decir que tenemos una adaptación muy buen, y que tanto S_{22} como S_{33} tienen un módulo de -6 dB. Tendremos presente que en un divisor de potencia sin pérdidas no puede obtenerse, por definición, una buena adaptación en los tres puertos por ello se ha optado por adaptar tan sólo el puerto de entrada de la agrupación.

Los valores finales de las variables son: $d_3 = 16.3$ mm, $d_4 = 11.3$ mm, $d_5 = 10$ mm, $d_6 = 16.8$ mm, $d_7 = 13.2$ mm, $d_8 = 25.7$ mm, $d_9 = 16.3$ mm, $d_{10} = 14.4$ mm, y $d_{11} = 12.6$ mm.

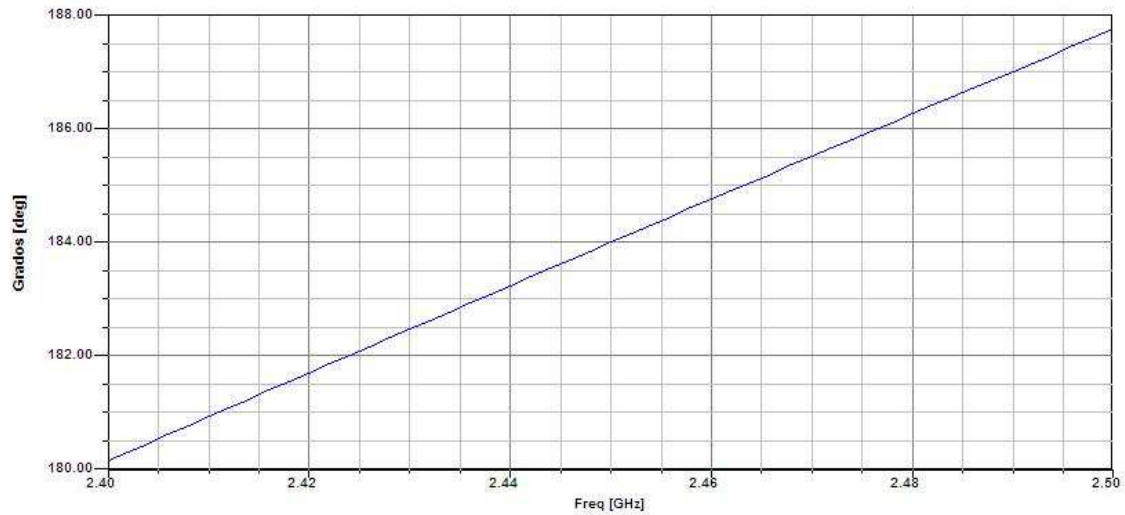


Fig. 3.13 Diferencia de fase de los parámetros S21 y S31 del divisor de potencia

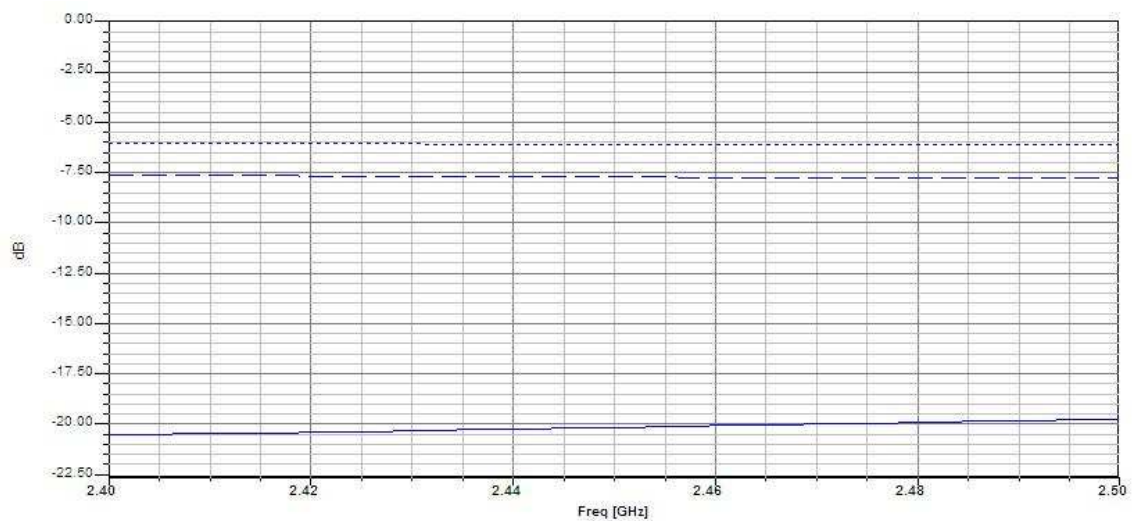


Fig. 3.14 Módulo de los parámetros S11, S22 y S33 del divisor de potencia

3.2.2. Línea de transmisión desfasadora de 180°

Como ocurrió en la línea anterior, este tramo de línea de transmisión (Fig. 3.15) se diseña para ocupar una anchura de $3\lambda_0/4 - d = 59.94$ mm, en consecuencia $2 \cdot d_{12} + d_{14} = 59.94$ mm. Como queremos obtener un desfase de 180°, la

longitud total del tramo de línea habrá de ser un múltiplo impar de $\lambda_{\text{eff}}/2$ y con la menor longitud posible para evitar una atenuación indeseada. Por eso la longitud será de $3 \cdot \lambda_{\text{eff}}/2$.

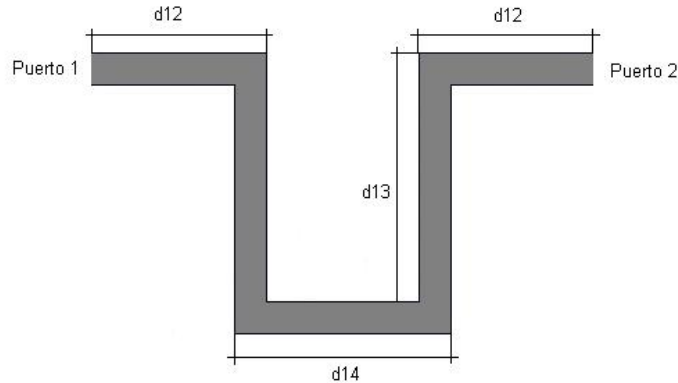


Fig. 3.15 Línea de transmisión desfasadora de 180°

Como en el resto de casos partimos de los valores de diseño y los optimizamos mediante HFSS para ajustar al máximo los resultados a nuestros intereses, que en este caso es tan solo obtener un desfase de 180° en la señal entre el puerto de entrada y el de salida (es decir que la fase del parámetro S_{21} ha de ser $\pm 180^\circ$).

En la Fig. 3.16 veremos el desfase entre los dos puertos que es de 179.95° . Este resultado se obtiene con unos valores en las variables de $d_{12} = 20.1$ mm, $d_{13} = 28.6$ mm y $d_{14} = 25$ mm. En esta figura también podremos observar como las pérdidas de inserción de la línea de transmisión son de 0.42 dB.

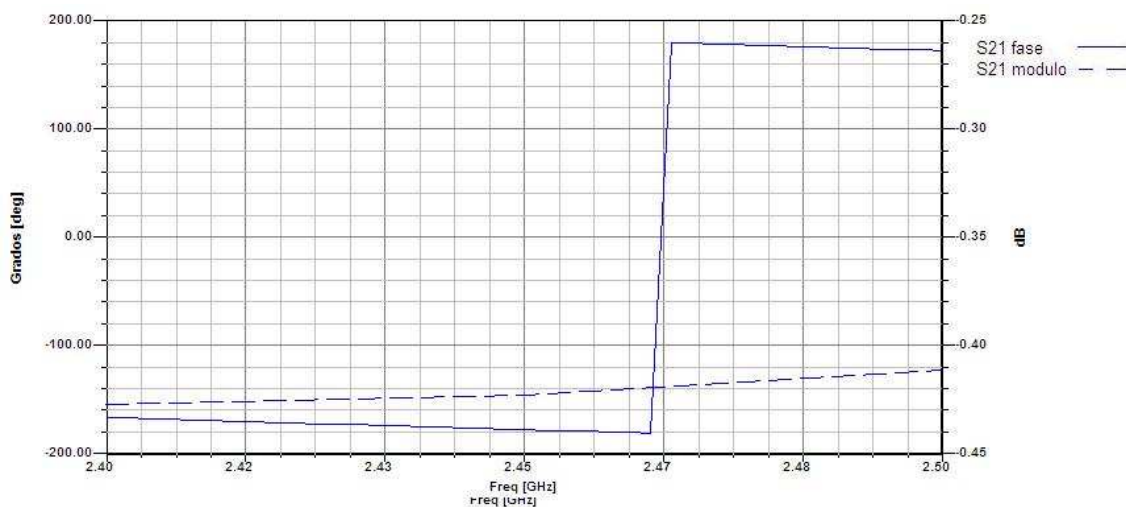


Fig. 3.16 Módulo y fase del parámetro S_{21} de la línea de transmisión desfasadora de 180°

3.3. Formación de la agrupación

3.3.1. Diseño de la subagrupación de dos elementos

Como primer paso para diseñar una de las subagrupaciones 2x1, se unen los elementos diseñados por separado en apartados anteriores: parche terminal, línea desfasadora de 180° y parche acoplado. Los acoplamientos que aparecen en esta nueva estructura provocan una desadaptación que obliga a un nuevo ajuste (resintonización de la subagrupación).

Como podemos observar en la Fig. 3.18 la adaptación de esta estructura no es aceptable, ya que el valor de S11 por ejemplo en 2.45 GHz es de -1.53 dB.

En la Fig. 3.19 (izq.) podemos observar en el corte de plano E como en la dirección broadside nuestra estructura no está radiando. Esto es debido a que los dos parches están ahora en contrafase y se anulan en el máximo. Tanto en el corte de plano E como en el corte en el plano H podemos observar como la componente cruzada tiene una ganancia mayor que la componente copolar en la dirección broadside.

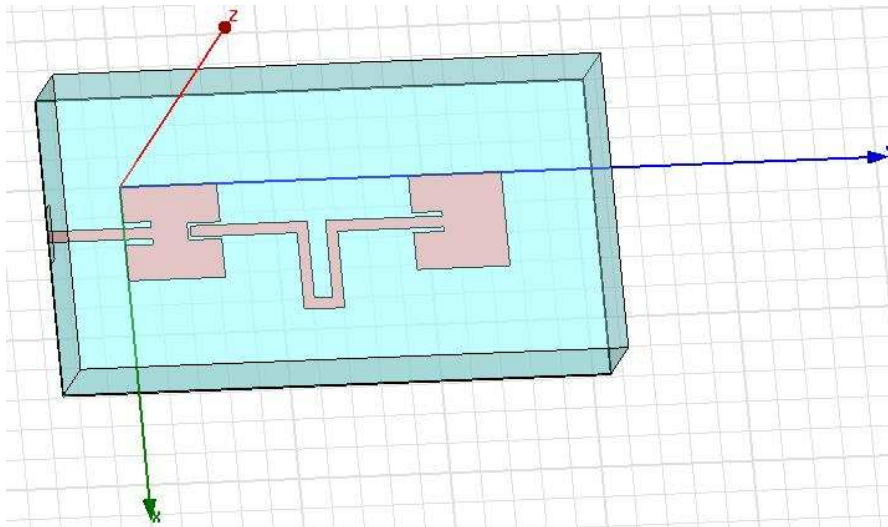


Fig. 3.17 Subagrupación 2x1 sin resintonizar

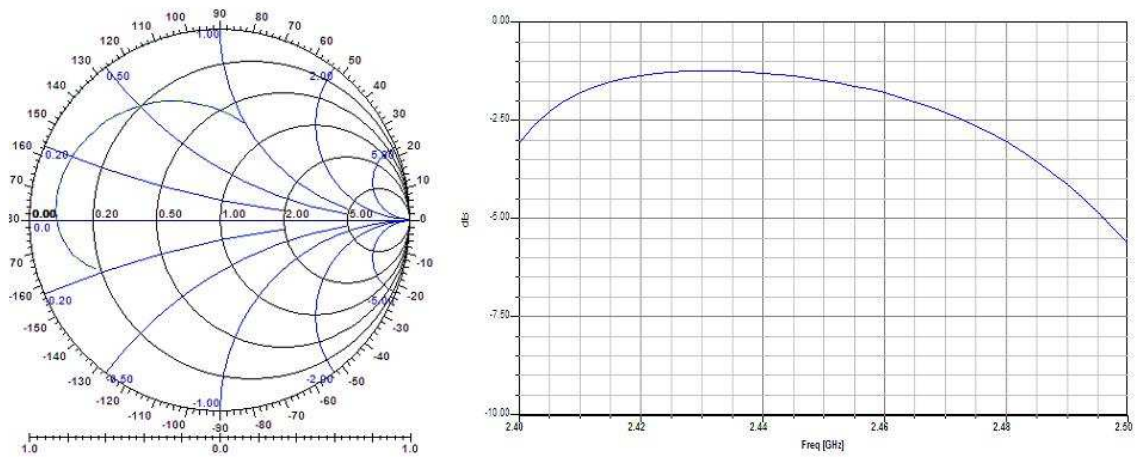


Fig. 3.18 (Izq.) Representación en carta de Smith del parámetro S11 de la subagrupación 2x1 sin resintonizar
(Der.) Parámetro S11 de la subagrupación 2x1 sin resintonizar

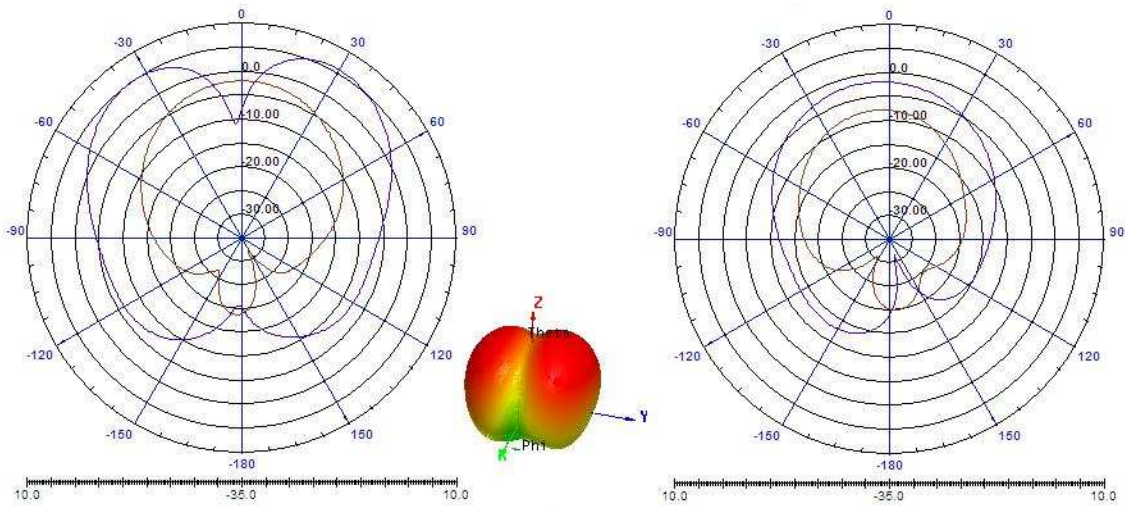


Fig. 3.19 Componente copolar (G_{θ}) y componente cruzada (G_{Φ})
(Izq.) Plano E ($\Phi=90^{\circ}$) de la agrupación de dos parches a 2.45 GHz
(Cent.) Ganancia en 3D de la agrupación de dos parches a 2.45 GHz
(Der.) Plano H ($\Phi=0^{\circ}$) de la agrupación de dos parches a 2.45 GHz

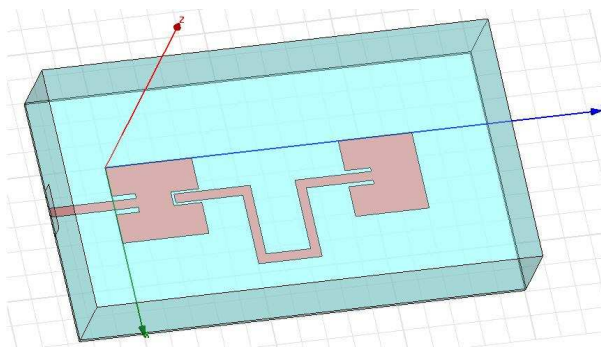


Fig. 3.20 Subagrupación de dos elementos

Como podemos observar en la Fig. 3.21, la impedancia de entrada de la agrupación a la frecuencia de 2.45 GHz es de $12.34 + 0.26j \Omega$ y si miramos la impedancia de entrada a 2.44 GHz es de $14.43 - 8.72j \Omega$. Lo cual nos implica una mejor adaptación a la frecuencia de 2.44 GHz, ya que esta impedancia es la más cercana a 50Ω sin que se dispare en exceso la parte imaginaria.

Al observar el coeficiente de reflexión (S11) en la Fig. 3.22, vemos que la adaptación no es muy buena, ya que los valores son algo pequeños.

Pero por otra parte, en la Fig. 3.23, al observar la ganancia en el corte del plano E (correspondiente al plano XY de la figura 3.20), tenemos tres lóbulos. El principal que apunta en la dirección broadside con un nivel superior a los otros dos lóbulos en 11.35 dB y con una ganancia máxima de 9.35 dB. En esta misma dirección podemos observar que la polaridad cruzada tiene una ganancia muy pequeña (-14.64 dB), con lo cual no nos tendremos que preocupar por la transmisión en polaridad cruzada ya que con la diferencia de nivel entre la componente copolar y la componente cruzada (24 dB) prácticamente toda la señal se transmitirá en la polaridad correcta. Los dos lóbulos secundarios no son exactamente simétricos debido a que el parche acoplado tiene una potencia superior a la del parche terminal. Otro factor que también influye en esta asimetría, es que los dos parches son físicamente diferentes. Es decir si las dos antenas fuesen iguales el diagrama de radiación sería más simétrico.

Para obtener estos resultados los valores utilizados han sido: $d = 31.5 \text{ mm}$, $w_1 = 3.7 \text{ mm}$, $s_1 = 2 \text{ mm}$, $a_1 = 9.2 \text{ mm}$, $a_2 = 11 \text{ mm}$, $w_2 = 3.7 \text{ mm}$, $s_2 = 1 \text{ mm}$, $d_2 = 29 \text{ mm}$, $s_3 = 1.5 \text{ mm}$, $a_3 = 10 \text{ mm}$, $d_{12} = 19.1 \text{ mm}$, $d_{13} = 28.6 \text{ mm}$ y $d_{14} = 25 \text{ mm}$.

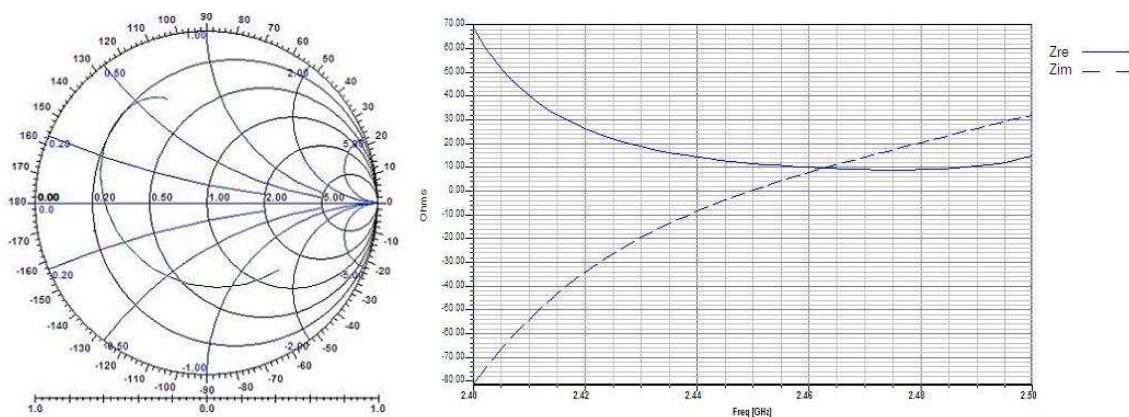


Fig. 3.21 (Izq.) Representación del parámetro S11 en la carta de Smith de la agrupación de dos elementos
(Der.) Impedancia de entrada a la agrupación de dos elementos

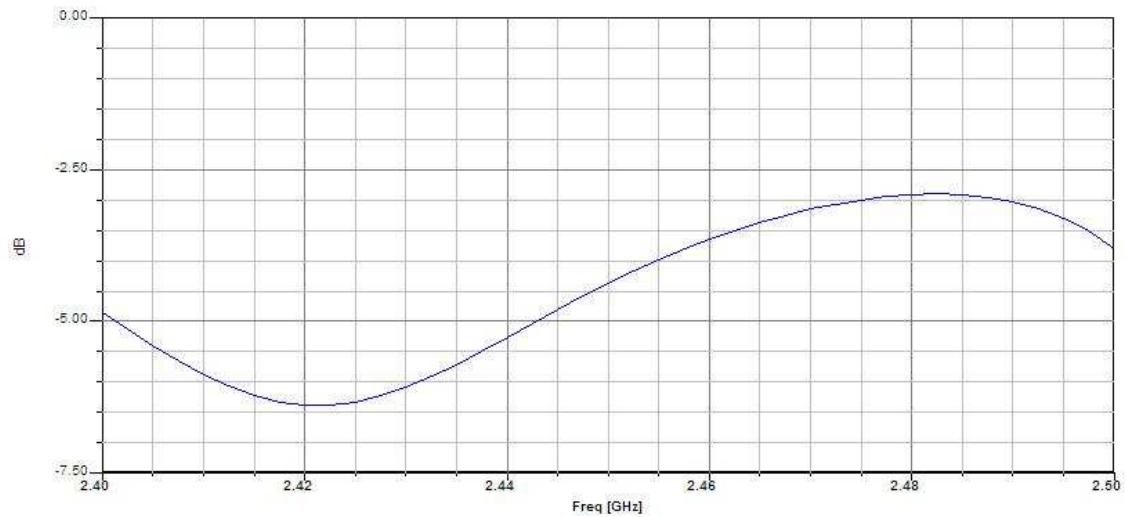


Fig. 3.22 Parámetro S11 en la agrupación de dos elementos

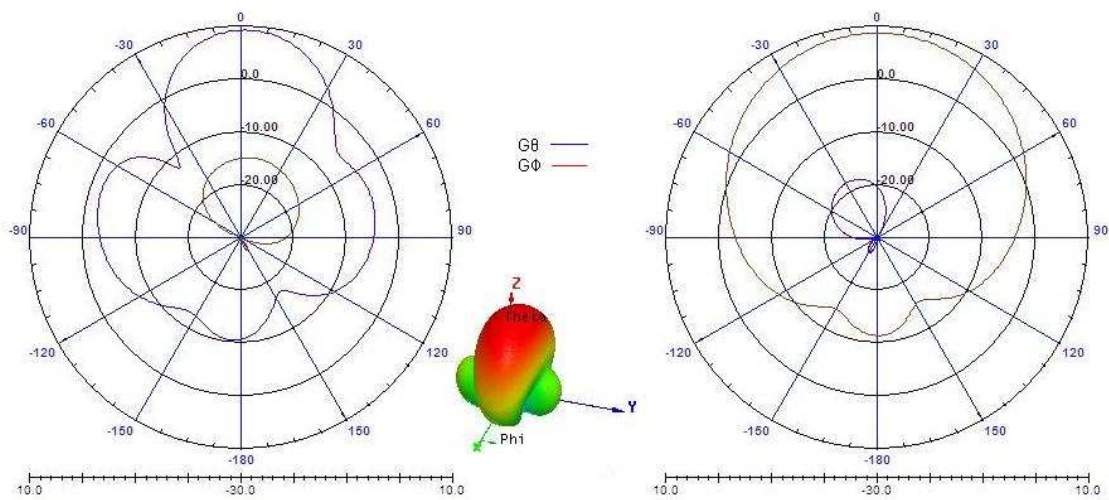


Fig. 3.23 Componente copolar ($G\theta$) y componente cruzada ($G\Phi$)
 (Izq.) Plano E ($\Phi=90^\circ$) de la agrupación de dos parches a 2.45 GHz
 (Cent.) Ganancia en 3D de la agrupación de dos parches a 2.45 GHz
 (Der.) Plano H ($\Phi=0^\circ$) de la agrupación de dos parches a 2.45 GHz

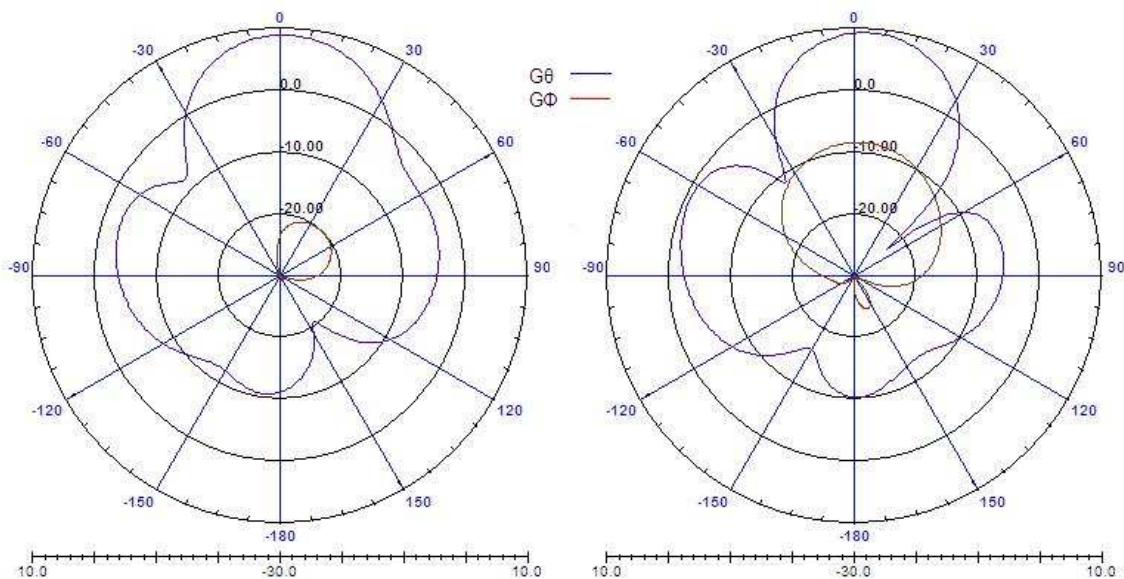


Fig. 3.24 Componente copolar ($G\theta$) y componente cruzada ($G\phi$)
 (Izq.) Plano E ($\Phi=90^\circ$) de la agrupación de dos parches a 2.42 GHz
 (Der.) Plano E ($\Phi=90^\circ$) de la agrupación de dos parches a 2.48 GHz

3.3.2. Diseño de la agrupación de cuatro elementos

Una vez diseñada la agrupación de dos elementos, unimos dos agrupaciones 2X1 mediante el divisor de potencia diseñado en el apartado 3.2.1. Así obtendremos la agrupación de cuatro elementos de la figura 3.25.

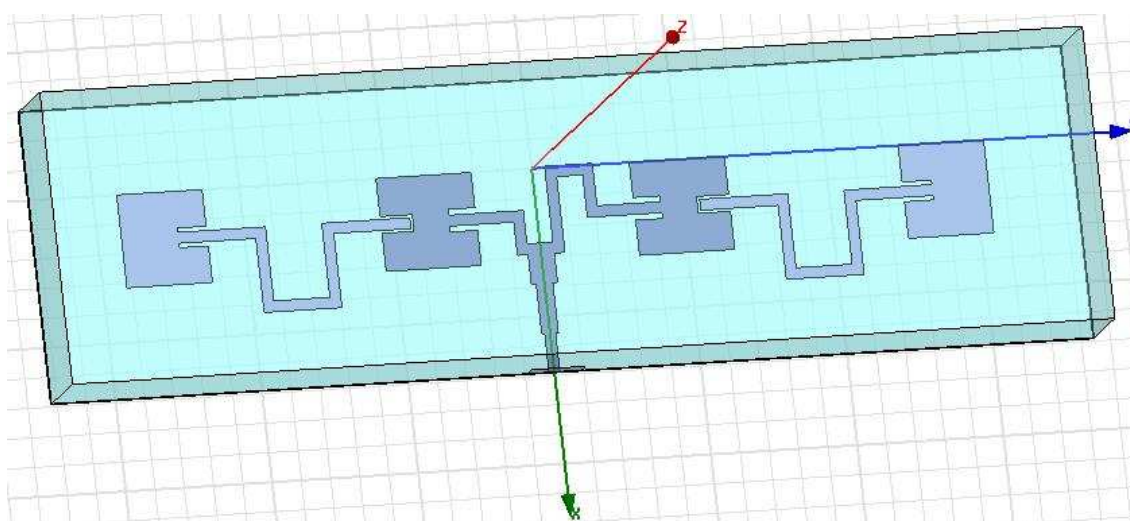


Fig. 3.25 Agrupación de cuatro parches alimentados en serie, dos de ellos acoplados

Una vez diseñada la agrupación entera, simularemos su comportamiento mediante HFSS. Igual que antes, al añadir diversos elementos en la estructura los acoplamientos entre las diferentes estructuras provocan una ligera desviación en frecuencia de la máxima adaptación. Siendo necesario ajustar los valores de algunas de las dimensiones hasta encontrar aquellos que proporcionan las mejores cifras de adaptación y ancho de banda.

La impedancia de entrada (Fig. 3.26), es de $40.27 - 22.53j \Omega$ en 2.45 GHz.

Si fijamos $S_{11} = -10$ dB, (Fig. 3.27) el rango de frecuencias en que la estructura está adaptada es de 2.436 – 2.454 GHz, y fijándolo a -5 dB, el rango es: 2.423 – 2.523 GHz. Por tanto fijando $S_{11} = -10$ dB, el rango de 2.436 – 2.454 GHz no estaría totalmente incluido, pero si bajamos las pretensiones de calidad, con $S_{11} = -5$ dB pasamos tanto por arriba como por abajo el rango de frecuencias deseado (2.425 – 2.475 GHz). Este bajo ancho de banda se debe principalmente al poco espesor del sustrato empleado y a las bajas cifras de adaptación conseguidas con las estructuras acopladas capacitivamente.

Observando el corte de ganancia en el plano E (Fig. 3.28), vemos como el lóbulo principal está desajustado algo menos de 1° de la dirección broadside. Si miramos la magnitud en dB, vemos que el lóbulo principal tiene 12.16 dB de ganancia, mientras que los lóbulos secundarios están algo más de 13 dB por debajo de éste, teniendo así 3.1 y 2.7 dB cada uno. En la dirección broadside podemos observar como la componente copolar tiene una ganancia de 12.1 dB y la componente cruzada una ganancia de -19.6 dB. Al tener una diferencia superior a 30 dB entre nuestra polaridad y la cruzada nuestra antena no radiará prácticamente señal en la polaridad cruzada. Como se puede observar en el corte del plano H, el resultado es el esperado y además el nivel de ganancia de la componente cruzada es más de 30 dB inferior a la componente copolar.

En la Fig. 3.29 podemos observar como varía con la frecuencia el corte en el diagrama de radiación del plano E. Para una frecuencia de 2.42 GHz todavía tenemos un buen diagrama de radiación, mientras que para 2.48 GHz tenemos un diagrama aceptable pero no tan bueno.

Para obtener estos resultados los valores utilizados han sido: $d = 31.5$ mm, $w_1 = 3.7$ mm, $s_1 = 2$ mm, $a_1 = 9.2$ mm, $a_2 = 11$ mm, $w_2 = 3.7$ mm, $s_2 = 1$ mm, $d_1 =$ mm, $d_2 = 29.2$ mm, $s_3 = 1.5$ mm, $a_3 = 10$ mm, $d_{12} = 19.1$ mm, $d_{13} = 25.1$ mm, $d_{14} = 26.6$ mm, $d_3 = 16.3$ mm, $d_4 = 11.3$ mm, $d_5 = 10$ mm, $d_6 = 17$ mm, $d_7 = 13$ mm, $d_8 = 25.7$ mm, $d_9 = 16.3$ mm, $d_{10} = 14.4$ mm, y $d_{11} = 12.6$ mm.

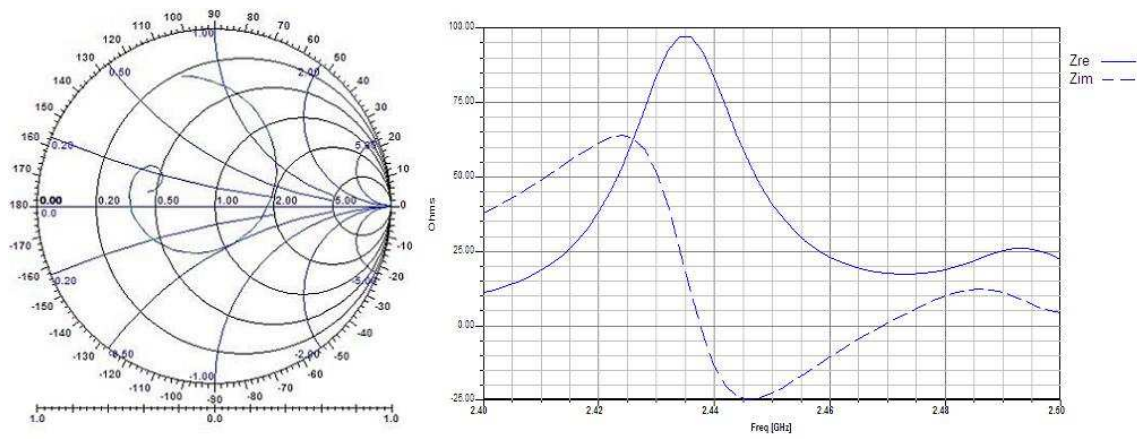


Fig. 3.26 (Izq.) Representación del parámetro S_{11} en la carta smith para la agrupación de cuatro parches
 (Der.) Impedancia de entrada para la agrupación de cuatro parches

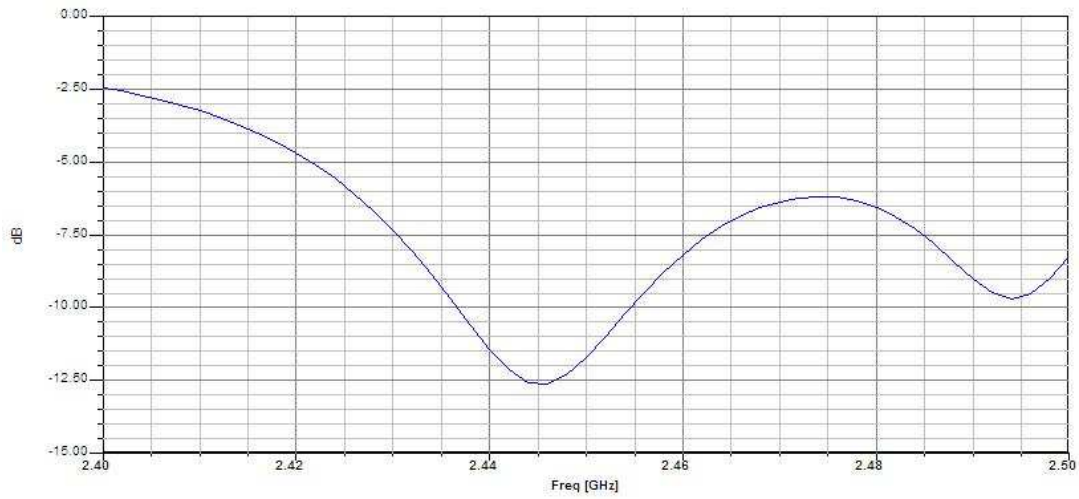


Fig. 3.27 Parámetro S_{11} de la agrupación de cuatro parches

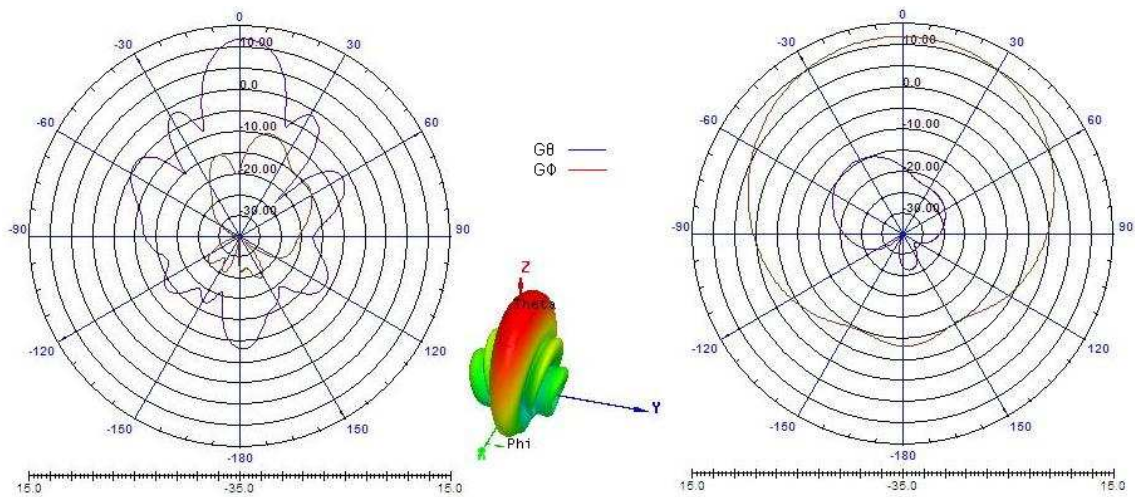


Fig. 3.28 Componente copolar (G_θ) y componente cruzada (G_ϕ)
 (Izq.) Plano E ($\Phi=90^\circ$) de la agrupación de 4 parches a 2.45 GHz
 (Cent.) Ganancia en 3D de la agrupación de 4 parches a 2.45 GHz
 (Der.) Plano H ($\Phi=0^\circ$) de la agrupación de 4 parches a 2.45 GHz

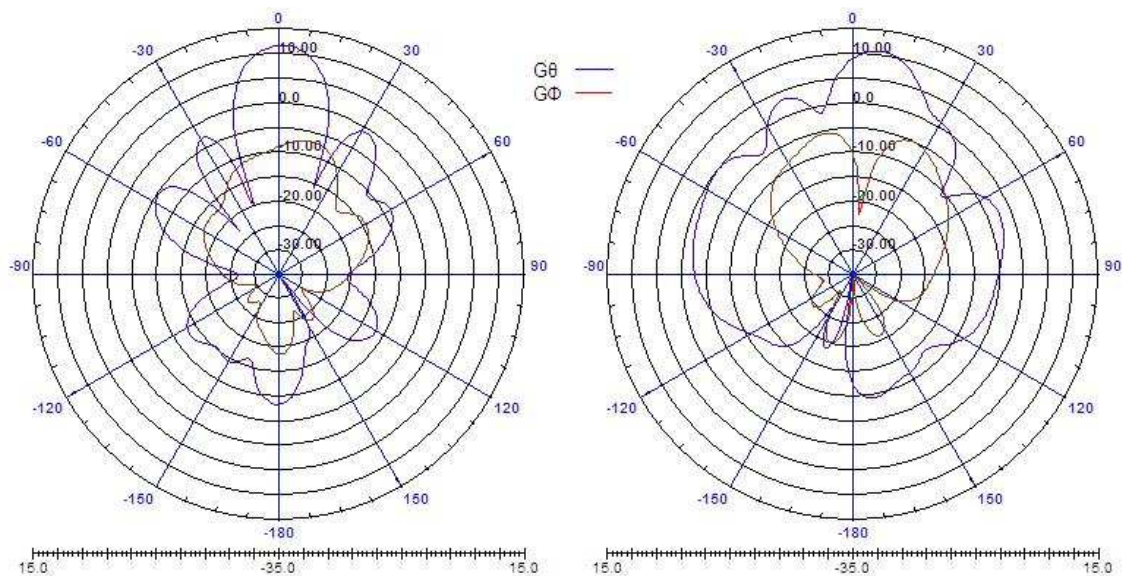


Fig. 3.29 Componente copolar (G_θ) y componente cruzada (G_ϕ)
 (Izq.) Plano E ($\Phi=90^\circ$) de la agrupación de dos parches a 2.42 GHz
 (Der.) Plano E ($\Phi=90^\circ$) de la agrupación de dos parches a 2.48 GHz

CONCLUSIONES

En este trabajo se ha desarrollado el diseño de una agrupación de cuatro antenas impresas. Para ello se ha empleado una herramienta profesional de diseño electromagnético asistido por ordenador (Ansoft HFSS v.9 [6]). Dado que la aplicación escogida para la agrupación es comunicaciones WiFi, la adaptación de la antena está determinada por el rango de frecuencias de 2.425 GHz hasta los 2.475 GHz [ETSI EN 300 328].

Se ha conseguido diseñar la agrupación con una adaptación mejorable y con buen diagrama de radiación acorde con las expectativas, que era el principal objetivo.

A priori la utilización de un parche acoplado permitiría controlar con facilidad los pesos con los que radiaría una agrupación de parches impresos. Sin embargo, las malas adaptaciones que se derivan de este tipo de estructuras cuando se sitúan en cascada hacen bastante difícil desde un punto de vista práctico, el control de dichos pesos. Para mejorar la adaptación obtenida se tendrían que modificar las impedancias de referencia de los puertos de salida del divisor de potencia adaptándolo a la impedancia de entrada de las agrupaciones 2x1. Parece ser que estos ajustes también los han realizado los autores de [4]. Estos ajustes no son recomendables ya que los tramos de línea de transmisión son mucho más gruesos con estas impedancias y en consecuencia las líneas provocan más pérdidas por radiación.

Por ello, y como resultado de este trabajo parece recomendable emplear las configuraciones más clásicas de alimentación de agrupaciones mediante líneas de transmisión, aún a pesar del mayor tamaño de las redes de alimentación que requieren.

Otro aspecto a comentar es la dificultad encontrada en el simulador utilizado (Ansoft HFSS v.9) cuando se analizan estructuras con líneas de transmisión de alta impedancia. La gran variación de los resultados entre varias simulaciones cuando se modifican ligeramente dimensiones que en principio debían ser irrelevantes (tamaño del plano de masa) ha ocasionado una gran pérdida de tiempo que ha obligado a reestablecer los objetivos y planteamientos iniciales de este proyecto. Debido a este gran contratiempo no se ha podido verificar experimentalmente (fabricación y medición de la agrupación) los resultados obtenidos de las simulaciones expuestas en este proyecto y se ha tenido que rediseñar el proyecto utilizando unas líneas de transmisión de más baja impedancia. Con este cambio los resultados obtenidos se han mantenido más estables y más coherentes con los resultados esperados al variar los parámetros.

Por último indicar que, el cumplimiento de la legalidad vigente en términos de limitación de potencia (en realidad PIRE) establecida en el CNAF [UN-85] y el cumplimiento de la legislación en relación a la manipulación de sustancias tóxicas aseguran el uso no perjudicial y respetuoso de esta tecnología hacia el ser humano y el medio ambiente.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Cardama, A. Jofre, L. Rius, JM. Romeu, J. Blanch, S. *Antenas*. Edicions UPC. 2da ed. 2002.
- [2] Balanis, C. *Antenna Theory*. Wiley-Interscience. 3rd ed. 2005.
- [3] Pozar, D. *Microwave Engineering*. Wiley-Interscience. 2nd edition. 1998.
- [4] Wincza, K. Gruszczynski, S. Borgosz J., "Microstrip antenna array with series-fed 'through-element' coupled patches", *ELECTRONICS LETTERS*, Vol. 43 No. 9, 2, 2007.
- [5] www.rogerscorporation.com/mwu/pdf/RO4000data_fab_10_07.pdf
- [6] www.ansoft.com/products/hf/hfss
- [7] www.upv.es/antenas/Tema_9/Tema_9.htm
- [8] www.com.uvigo.es/asignaturas/ant/transparencias/3-5.pdf
- [9] www.astronomos.cl/conocimientos/avanzado/antenas_pr%20ctica.pdf
- [10] <http://www.astronomos.cl/conocimientos/avanzado/Presentacion-antenas.pdf>
- [11] S. Lopez, J.M. Rius, Software docente ADAS (Analysis and Design of Array Systems), Antenna Lab Professors and Lecturers, Dep. TSC, UPC, 2004