



Projecte Fi de Carrera

Enginyeria de Telecomunicació

---

# GNSS Array: Diseño de una antena con polarización circular

José Ávila Abellán

---

Director: Josep Parrón Granados

*Departamento TES*

Escola Tècnica Superior d'Enginyeria (ETSE)  
Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)

Septembre 2009





El tribunal d'avaluació d'aquest Projecte Fi de Carrera, reunit el dia *29 de Septembre de 2009*, ha acordat concedir la següent qualificació:

--

President:

Vocal:

Secretari:





El sotasignant, *Josep Parrón Granados*, Professor de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria (ETSE) de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICA:

Que el projecte presentat en aquesta memòria de Projecte Fi de Carrera ha estat realitzat sota la seva direcció per l'alumne José Ávila Abellán.

I, perquè consti a tots els efectes, signa el present certificat.

Bellaterra, *21 de Setembre de 2009*.

Signatura: *Josep Parrón Granados*



## *Agradecimientos*

*A todos los que me han ayudado en la realización de este proyecto.*

*A todos los compañeros y amigos que han estado a mi lado.*

*A mi familia.*





# Índice

<b>1</b>	<b>INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>SITUACIÓN DEL PROYECTO .....</b>	<b>3</b>
2.1	INTRODUCCIÓN .....	3
2.2	GNSS (GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEM) .....	3
2.2.1	<i>Funcionamiento de los GNSS actuales</i> .....	4
2.2.2	<i>Sistemas GNSS</i> .....	5
2.2.2.1	NAVSTAR-GPS .....	5
2.2.2.2	GLONASS .....	6
2.2.2.3	Galileo .....	8
2.2.2.4	Compass .....	10
2.3	ESPECIFICACIONES DE LA ANTENA A DISEÑAR .....	10
2.4	REFERENCIAS DEL CAPÍTULO .....	13
<b>3</b>	<b>ANTENAS .....</b>	<b>14</b>
3.1	INTRODUCCIÓN .....	14
3.2	CARACTERÍSTICAS GENERALES DE ANTENAS EN TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN .....	14
3.2.1	<i>Características en transmisión</i> .....	15
3.2.1.1	Impedancia .....	15
3.2.1.2	Diagrama de radiación .....	16
3.2.1.2.1	Densidad de potencia radiada .....	17
3.2.1.2.2	Intensidad de radiación .....	18
3.2.1.2.3	Directividad .....	18
3.2.1.2.4	Ganancia .....	19
3.2.1.3	Polarización .....	19
3.2.2	<i>Características en recepción</i> .....	21
3.2.2.1	Adaptación .....	21
3.2.2.2	Coefficiente de polarización .....	22
3.3	TIPOS DE ANTENA .....	22
3.3.1	<i>Antenas helicoidales</i> .....	22
3.3.1.1	Modo normal .....	23
3.3.1.2	Modo axial .....	24
3.3.2	<i>Antenas de espirales cónicas</i> .....	25
3.3.3	<i>Antenas microstrip</i> .....	27
3.3.4	<i>Elección del tipo de antena</i> .....	29
3.4	TEORÍA DE ANTENAS MICROSTRIP .....	31
3.4.1	<i>Estructura de una antena microstrip</i> .....	31
3.4.2	<i>Análisis de una antena microstrip</i> .....	32
3.4.2.1	Modelo de cavidad .....	32
3.4.2.2	Modelo de línea de transmisión .....	36
3.4.3	<i>Métodos de alimentación</i> .....	38
3.4.3.1	Alimentación mediante una línea de microstrip ('line feed') .....	38

3.4.3.2	Alimentación mediante un cable coaxial, ('probe feed').....	39
3.4.3.3	Alimentación mediante acoplo por proximidad, ('proximity coupled').....	40
3.4.3.4	Alimentación mediante acoplo por apertura, ('aperture coupled').....	41
3.4.4	<i>Polarización circular</i> .....	42
3.4.4.1	Polarización circular con doble alimentación.....	42
3.4.4.2	Polarización circular con una única alimentación .....	44
3.4.5	<i>Efectos del sustrato</i> .....	45
3.5	REFERENCIAS DEL CAPÍTULO .....	49
<b>4</b>	<b>DISEÑO DE LA ANTENA .....</b>	<b>50</b>
4.1	DISEÑO PARA CONSEGUIR EL ANCHO DE BANDA DE ADAPTACIÓN.....	50
4.1.1	<i>Diseño con alimentación 'line feed'</i> .....	51
4.1.2	<i>Diseño con alimentación 'Probe Feed'</i> .....	58
4.1.3	<i>Diseño con alimentación 'proximity coupled'</i> .....	63
4.1.3.1	Fabricación del modelo.....	76
4.1.4	<i>Diseño con alimentación 'aperture coupled'</i> .....	88
4.2	DISEÑO PARA CONSEGUIR POLARIZACIÓN CIRCULAR A DERECHAS .....	101
4.2.1	<i>Aperturas cruzadas</i> .....	102
4.2.2	<i>Aperturas separadas</i> .....	109
4.2.2.1	Fabricación de la antena.....	124
4.3	REFERENCIAS DEL CAPÍTULO .....	129
<b>5</b>	<b>DISEÑO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN.....</b>	<b>130</b>
5.1	DISEÑO DEL HÍBRIDO DE 90° .....	130
5.2	DISEÑO DEL DIVISOR DE WILKINSON .....	135
5.2.1	<i>Fabricación del divisor de Wilkinson</i> .....	143
5.3	REFERENCIAS DEL CAPÍTULO .....	145
<b>6</b>	<b>CONCLUSIONES .....</b>	<b>146</b>
6.1	LÍNEAS FUTURAS .....	147
<b>7</b>	<b>ANEXOS .....</b>	<b>149</b>
7.1	CÓDIGOS MATLAB.....	149
7.1.1	<i>Código Matlab para comparar medidas y simulaciones (1 puerto)</i> .....	149
7.1.2	<i>Código Matlab para comparar medidas y simulaciones (2 puertos)</i> .....	151
7.1.3	<i>Código Matlab para mostrar las medidas del divisor de Wilkinson</i> .....	155
7.2	ESTUDIO TEÓRICO DE CÓMO AFECTAN LOS PARÁMETROS S DEL HÍBRIDO DE 90° A LA ANTENA .....	157
7.2.1	<i>Código Matlab</i> .....	161

# 1 Introducción

En la actualidad, sólo dos sistemas globales de navegación por satélite (GNSS, Global Navigation Satellite System) están operativos, GPS y GLONASS, aunque éste último sólo de forma parcial. Otros sistemas GNSS, como Galileo y Compass están en fase de desarrollo.

El presente proyecto consiste en el diseño de una antena válida para todos los sistemas GNSS. En un futuro, cuando todos los sistemas estén operativos, será interesante utilizar una antena válida para todos ellos, y no varias antenas dedicadas cada una a un sistema. Esta antena podría ser muy interesante, por ejemplo, para estaciones terrestres de control de GNSS. Aunque varios sistemas tendrán las mismas bandas de emisión (ya que serán compatibles), habrá mucha diversidad en las frecuencias de emisión. Estas bandas estarán comprendidas entre las frecuencias de 1.1GHz y 1.6GHz, lo que implica un gran ancho de banda como especificación de la antena a diseñar.

Además del diseño teórico de la antena, en este proyecto se pretende fabricar y medir los prototipos de antena que se vayan realizando. Por lo tanto, se elegirá un tipo de antena que se pueda fabricar con la tecnología y material disponible en el laboratorio.

La memoria del proyecto realizado se estructura en siete capítulos, resumidos de forma breve a continuación:

- **Capítulo 1. Introducción.** Es el presente capítulo, donde se expone una breve introducción y los objetivos generales del proyecto.
- **Capítulo 2. Situación del proyecto.** En este capítulo se explica de forma general el funcionamiento de los sistemas GNSS. Mediante la explicación de las características de éstos (actuales y en proyecto), haciendo hincapié en el plan frecuencial, se obtienen las especificaciones de la antena a diseñar.
- **Capítulo 3. Antenas.** En el capítulo de Antenas se explican los conceptos básicos utilizados a lo largo del proyecto para realizar el diseño de la antena. Dentro de este capítulo se hace un resumen de los tipos de antenas comúnmente utilizados para la aplicación, haciendo la elección de uno de ellos y explicando a continuación sus características de forma más detallada.
- **Capítulo 4. Diseño de la antena.** En este capítulo se detalla el proceso de diseño, incluyendo la construcción de varios prototipos. Este proceso se hace en dos etapas, primero se diseña una antena con adaptación en todo el ancho de

banda especificado, y en segundo lugar se rediseña el modelo obtenido para obtener la polarización especificada.

- **Capítulos 5. Diseño de la red de alimentación.** Después de haber diseñado y fabricado la antena, este capítulo se centra en el diseño de la red de alimentación, así como en su fabricación
- **Capítulo 6. Conclusiones.** Este capítulo recoge las conclusiones de la realización del proyecto. Además, se proponen líneas futuras en el diseño de la antena.
- **Capítulo 7. Anexos.** En él se incluyen varios códigos Matlab utilizados para comparar medidas y una pequeña demostración referente al capítulo 5.

## **2 Situación del proyecto**

### **2.1 Introducción**

El presente capítulo se compone de dos partes bien diferenciadas. La primera parte del capítulo se centra en la explicación del sistema global de navegación por satélite, en adelante GNSS (Global Navigation Satellite System). En esta parte se hará una breve reseña histórica del sistema GNSS y se mencionarán los sistemas que componen GNSS y sus servicios. En particular, se hará especial hincapié en la explicación del plan frecuencial de GNSS y del sistema europeo de posicionamiento por satélite Galileo.

En la segunda parte se describirán las especificaciones de la antena a diseñar que, a grandes rasgos, deberá cubrir toda la banda frecuencial del sistema.

### **2.2 GNSS (Global Navigation Satellite System)**

GNSS es el término genérico estándar con el que se identifican los sistemas de navegación por satélite que proporcionan de forma autónoma posicionamiento geo-espacial y determinación en tiempo con cobertura global. El propósito de un sistema GNSS es que un receptor del sistema pueda determinar su localización en longitud, latitud y altitud con cierta precisión (desviaciones de metros). De forma genérica, se puede decir que estos receptores calculan su posición mediante las señales temporales transmitidas por radio por los satélites con visión directa entre receptor y satélites [2-1].

Los primeros predecesores de los sistemas GNSS fueron sistemas basados en estaciones terrestres, como los sistemas DECCA, LORAN y Omega [2-2]. El primer sistema de navegación por satélite fue el sistema Transit, sistema implementado por el ejército de los Estados Unidos durante los años 1960. El sistema Transit basaba su funcionamiento en el efecto Doppler [2-3].

En la actualidad los sistemas de navegación por satélite tienen un funcionamiento más directo. Su funcionamiento se basa en el cálculo de una posición sobre la superficie de la tierra, midiendo las distancias de como mínimo tres satélites de posición conocida al receptor [2-4]. La medida de la distancia proporcionada por un cuarto satélite permite la obtención de la altitud del receptor.

## 2.2.1 Funcionamiento de los GNSS actuales

Como ya se ha introducido, en los sistemas GNSS actuales, el receptor calcula su posición sobre la superficie terrestre midiendo la distancia entre como mínimo tres satélites (de posición conocida) y él mismo. La medida de la distancia entre el receptor y un cuarto satélite proporciona además la altitud del receptor.

Los satélites emiten su posición a través de un mensaje de datos, que se superpone en un código que sirve como referencia de la sincronización, y que contiene el tiempo exacto en que el mensaje es transmitido. Los satélites utilizan un reloj atómico para mantener la sincronización con todos los satélites de la constelación, ya que la precisión del cálculo de la posición depende de la exactitud de la información de tiempo.

El receptor, al captar el mensaje emitido por el satélite, compara el tiempo de la difusión que contiene el mensaje, con el tiempo de la recepción, consiguiendo de esta forma el “tiempo de vuelo” de la señal desde el satélite. El tiempo de la recepción se obtiene con un reloj interno, que también está sincronizado con la constelación. La sincronización de este reloj interno con la constelación se produce con la recepción de la señal de cuatro satélites, ya que la señal extra (la del cuarto satélite) permite que el receptor pueda calcular los errores producidos en la medición y comparación del tiempo y compensarlos.

Con el “tiempo de vuelo” obtenido de la señal desde que es radiada en el satélite hasta que se recibe, se calcula la distancia entre satélite y receptor. Ya que el receptor recibe la posición del satélite en el mensaje de datos y sabe la distancia hasta el satélite, la posición del receptor puede ser cualquiera que se halle en una circunferencia proyectada en la superficie terrestre donde el centro proyectado sería la posición del satélite. Con la recepción de señales de como mínimo 3 satélites, el receptor podrá calcular su posición como el punto donde se cortan las 3 circunferencias. Dado que se pueden dar errores (sobretudo debidos a la ionosfera) en la transmisión de las señales, puede ser que las 3 circunferencias no coincidan exactamente en un sólo punto, por lo que el cálculo de la posición requerirá de un cuarto satélite, para corregir errores en la medición. Pueden haber errores que no sean debidos a la medición del tiempo sino debidos a los efectos de la ionosfera (la señal se retrasa al pasar por ella), por lo que los receptores de navegación por satélite reducen dichos errores con combinaciones de señales de varios satélites y correlaciones múltiples [2-1].

## 2.2.2 Sistemas GNSS

En la actualidad sólo hay dos sistemas de posicionamiento por satélite que están operativos: el Sistema de Posicionamiento Global (GPS) de EE.UU. y el Sistema Orbital Mundial de Navegación por Satélite (GLONASS) de Rusia. Otros sistemas están en proyecto: Galileo de la Unión Europea y Compass/Beidou de China.

### 2.2.2.1 NAVSTAR-GPS

El sistema NAVSTAR-GPS (NAVigation SysTem And Ranging – Global Positioning System), conocido más comúnmente como GPS, es un sistema de navegación por satélite desarrollado en la década de 1970 y gestionado por los EE.UU.

La constelación de GPS está formada por 24 satélites distribuidos en 6 órbitas circulares MEO (Medium Earth Orbit) con una inclinación de  $55^\circ$  respecto del plano ecuatorial y con un radio orbital de 26559.7 Km; otros 3 satélites se mantienen en órbita pero no operativos, con la función de entrar como repuesto en el caso que algún otro satélite finalice su vida operativa o se estropee [2-4].

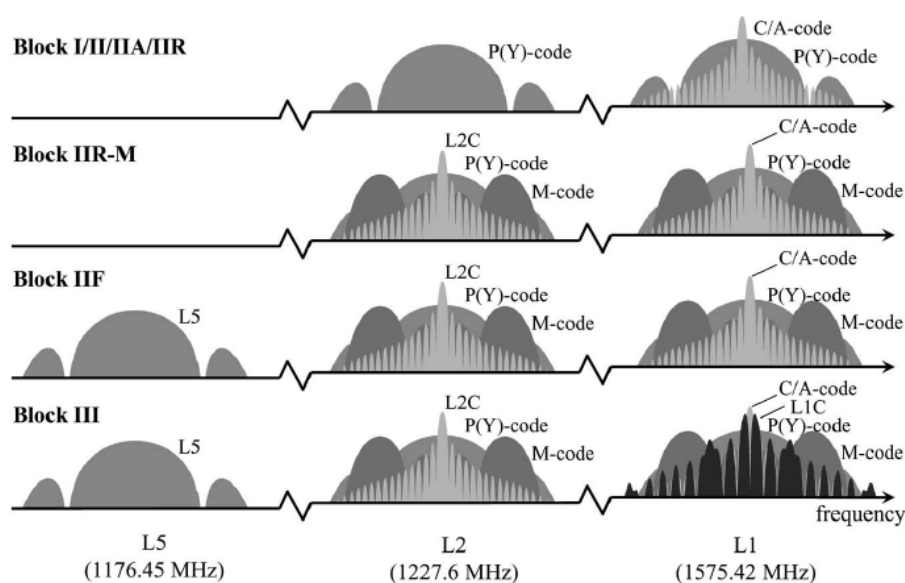
Durante la larga vida del sistema, han sido varias las generaciones de satélites que han sido utilizados, denominados y clasificados por bloques. Los satélites utilizan la técnica CDMA (Code Division Multiple Access) para la emisión de todas las señales GPS. Los bloques de satélites I/II/IIA/IIR emitían las señales GPS en dos frecuencias portadoras, referidas como Link 1 (L1) a 1575.42 MHz y Link 2 (L2) a 1227.6 MHz. En L1 se emiten dos señales con una modulación DSSS (Direct-Sequence Spread Spectrum) con símbolos rectangulares en fase-cuadratura (I/Q). El código de la señal C/A (Coarse/Aquisition) tiene una tasa de chip de 1.023 MHz (generado con un código gold de longitud 1023 que se repite cada milisegundo), mientras que el código de la señal de Precisión (P) tiene una tasa de chip de 10.23 MHz (de duración de una semana cuando está descriptado), que cuando está descriptado se conoce como código Y. Un código idéntico P(Y) es transmitido en L2. Ambos códigos C/A y P son modulados con una señal de 50bps, que contiene los datos necesarios para la navegación por satélite (efeméride, corrección de reloj...).

Los satélites del Bloque IIR-M introdujeron dos nuevas señales, una militar (conocida como código M) en L1 y L2 y una nueva señal civil llamada L2C. Ambas señales incluyen una componente de señal sin información y corrección de errores (FEC, Forward Error

Correction). La señal L2C utiliza la modulación DSSS y 1023 MHz de tasa de chip. El código M utiliza una variante de modulación DSSS llamada BOC.

Los satélites del Bloque IIF introducen una nueva señal de navegación civil, en una nueva portadora a 1176.45 MHz, ambas conocidas como Link 5 (L5). De igual forma que la señal de código M en L1 y L2, y la señal L2C, la nueva señal en L5 contiene una componente sin información (la portadora) y FEC en los datos de navegación, para dar robustez al sistema.

El último bloque de satélites, el Bloque III, añadirá otra señal de navegación civil (L1C), en este caso en la banda L1 con una modulación BOC. En la Figura 2-1 se muestran todas las señales de GPS, en función del bloque de satélites [2-4]:



**Figura 2-1 Señales emitidas por los diferentes bloques de satélites GPS**

## 2.2.2.2 GLONASS

El sistema GLONASS (GLObal Navigation Satellite System) fue desarrollado en los años 1980 por la Federación Rusa y es actualmente dirigido por Rusia. Nominalmente, el sistema GLONASS consta de 24 satélites en tres planos orbitales, con un ángulo de inclinación de  $64.8^\circ$  y una altitud de 19100 km. En la actualidad, el sistema sólo está formado por 13 satélites totalmente operativos, por falta de recursos. Desde 2001, Rusia sigue un plan para devolver la total operatividad al sistema, que actualmente es parcial.

Los satélites GLONASS actuales emiten las señales de navegación en dos subbandas de la banda L, llamadas L1 y L2 [2-4]. Para emitir las señales de navegación, GLONASS utiliza la técnica FDMA (Frequency-Division Multiple Access). Las portadoras de la banda L1 se definen como:

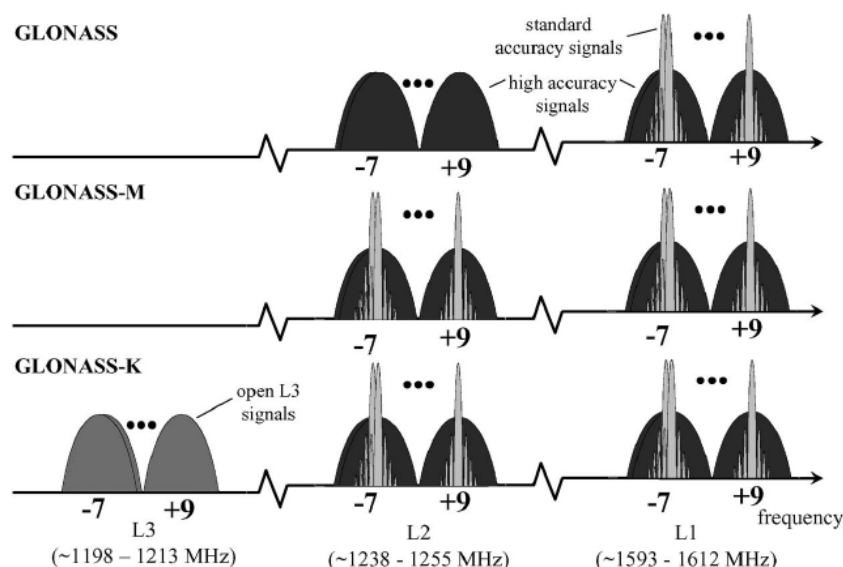


- $f_{K1} = f_{01} + K \cdot \Delta f_1$  donde  $f_{01} = 1602$  MHz,  $\Delta f_1 = 0.5625$  MHz y K es el número de canal
- $f_{K2} = f_{02} + K \cdot \Delta f_2$  donde  $f_{02} = 1246$  MHz,  $\Delta f_2 = 0.4375$  MHz y K es el número de canal

Actualmente GLONASS utiliza un índice de canal K con valores desde -2 hasta 6, pero en los planes de GLONASS está indicado llegar a usar valores de -7 a 9 cuando el sistema sea totalmente operativo. En GLONASS ha habido 3 generaciones de satélites. La primera generación de satélites, denominados como satélites GLONASS, emitía dos señales de navegación con modulación DSSS de símbolos rectangulares. Una señal era la de precisión estándar (destinada a uso civil), que se genera con un código de longitud 511 y una tasa de chip de 0.511 Mhz. La otra señal es la señal de alta precisión, que es destinada a uso militar con una tasa de chip de 5.11 Mhz. Los datos de navegación son modulados con las señales a 50bps. Los satélites GLONASS emitían la señal de alta precisión en las bandas L1 y L2, mientras que la señal de precisión estándar sólo se emitía en la banda L1.

Los satélites de la siguiente generación, los satélites GLONASS-M emiten las dos señales tanto en la banda L1 como en la banda L2.

Los próximos satélites GLONASS-K, que todavía se están desarrollando, además de emitir ambas señales en las bandas L1 y L2, también emitirán señales de navegación en una nueva banda, conocida como L3 (1198-1213 MHz), con modulación DSSS pero con una tasa de chip de aproximadamente 4 MHz. En estos satélites se prevé introducir CDMA, además del ya utilizado FDMA. En la Figura 2-2 se muestran todas las señales de GLONASS, en función de la generación de satélites [2-4].



**Figura 2-2** Señales emitidas por las diferentes generaciones de satélites GLONASS

### 2.2.2.3 Galileo

El sistema Galileo es un sistema de navegación por satélite dirigido por la Unión Europea y operado por la ESA (European Space Agency). Este sistema está todavía en fase de implementación [2-5]. Galileo es un sistema diseñado para propósitos civiles y comerciales y será compatible con otros sistemas de navegación, como GPS con el que comparte 2 bandas de emisión de señales.

El sistema Galileo ofrecerá cuatro tipos de servicios de navegación:

- Servicios abiertos (OS, Open Services), que proporcionan la posición y el tiempo con características similares a otros sistemas GNSS.
- Servicios Comerciales (CS, Comercial Services), que tienen una mayor velocidad de transmisión de datos que pueden permitir a los usuarios una mayor precisión a través de técnicas avanzadas de procesamiento.
- Seguridad de la vida del servicio (SoL, Safety of Life service), que contiene datos de la integridad del sistema, que mejoran el servicio OS.
- Servicio Público Regulado, (PRS, Public Regulated Service) que proporciona la posición y el tiempo a usuarios específicos con acceso controlado que requieren una alta continuidad del servicio.

El sistema Galileo consta de 27 satélites operativos distribuidos en 3 planos orbitales MEO (Medium Earth Orbit) inclinados  $56^\circ$  respecto del plano ecuatorial, con 3 satélites de repuesto (uno en cada plano orbital).

Galileo proporcionará 10 señales de navegación con polarización circular a derechas (RHCP, Right Hand Circular Polarisation). Los rangos de frecuencias son 4: E5a (1164-1191 MHz), E5b (1191-1215 MHz), E6 (1215-1300 MHz) y E2-L1-E1 (1559-1591 MHz). Todos los satélites Galileo compartirán la misma frecuencia nominal, haciendo uso de CDMA. Tres de las señales, junto con tres canales sin información (tonos piloto), serán accesibles a todos los usuarios de Galileo en las bandas E5a, E5b y E2-L1-E1 para servicios OS. Dos señales ofrecerán en las bandas E5b y E2-L1-E1 servicio SoL. Una señal encriptada, y otro tono piloto son transmitidos en la banda E6 ofreciendo un servicio comercial, CS, mientras que otra señal de las mismas características se emitirá en la banda E5b. Otras dos señales encriptadas de servicio PRS son emitidas, una en la banda E6 y otra en la banda E2-L1-E1.

En la banda E5 la modulación se puede hacer de dos formas: mediante dos QPSK (una en E5a con los datos OS y otra en E5b con los datos OS, SoL y CS) o mediante una sola modulación de banda ancha llamada AltBOC(15,10). En la primera opción la información se envía en los canales I (fase), mientras que los canales sin información (portadoras) se envían en cuadratura, canales Q.

En la banda E6, se transmiten 3 canales, uno con los datos PRS y modulación BOC(10,5), otro canal con los datos CS y modulación BPSK y otro canal sin información con modulación BPSK.

En la banda E2-L1-E1 también se transmiten 3 canales, uno con los datos PRS y modulación BOC(n,m), otro canal con los datos OS, SoL y CS y modulación BOC(2,2), y otro canal sin información con modulación BOC(2,2). Las longitudes de los códigos de ensanchamiento espectral son de 10230 o 8184, dependiendo del servicio.

En la Figura 2-3 se muestra el plan frecuencial del sistema Galileo, en el que se indican las bandas frecuenciales, las señales y las modulaciones utilizadas.

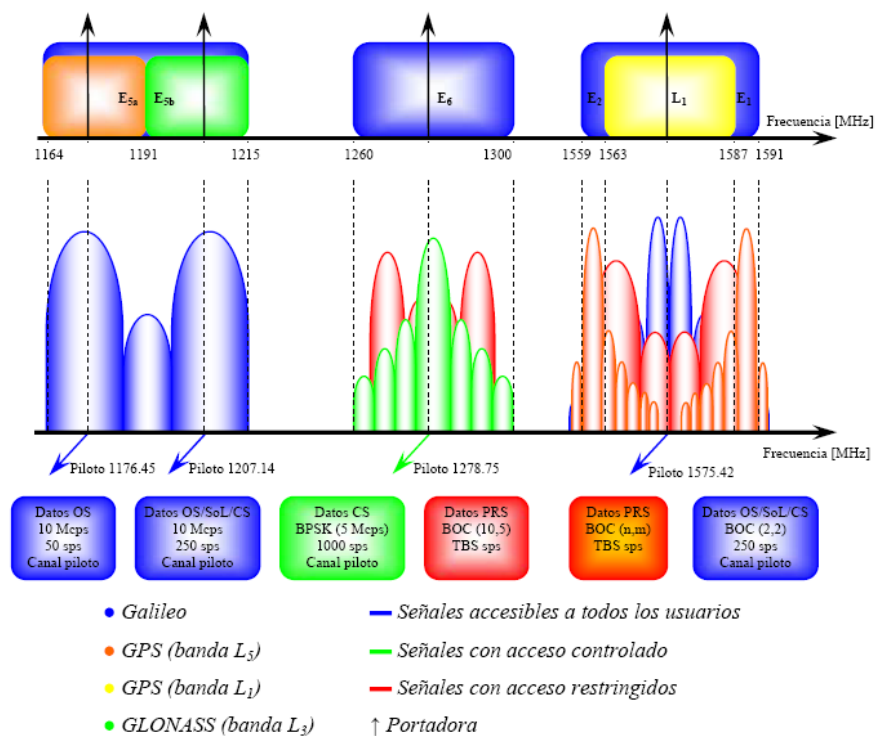


Figura 2-3 Plan frecuencial, señales y modulaciones de Galileo [2-6]

### 2.2.2.4 Compass

El sistema Compass/BeiDou Navigation Satellite System (CNSS), más conocido como Compass, es un proyecto de sistema de navegación por satélite que está llevando a cabo el gobierno de China. CNSS consistirá en 30 satélites de órbita MEO (Medium Earth Orbit) de altitud 21490 Km, y 5 satélites geoestacionarios [2-4].

Compass ofrecerá dos servicios: un servicio abierto con precisión de 10m en posición, 0.2m/s en velocidad y 50ns en tiempo; otro servicio será autorizado, con mejores prestaciones y exclusivo para usuarios autorizados por el gobierno chino.

CNSS basará su funcionamiento en la técnica de CDMA, con señales DSSS en cuatro portadoras: 1207.14 MHz, 1268.52 MHz, 1561.098 MHz y 1589.742 MHz. Los tipos de señal y modulación todavía no han sido publicados por el gobierno chino.

## 2.3 Especificaciones de la antena a diseñar

Para saber las especificaciones de la antena a diseñar, es conveniente mostrar una tabla donde se reúnen las bandas frecuenciales de los sistemas GNSS actuales y que están en proyecto.

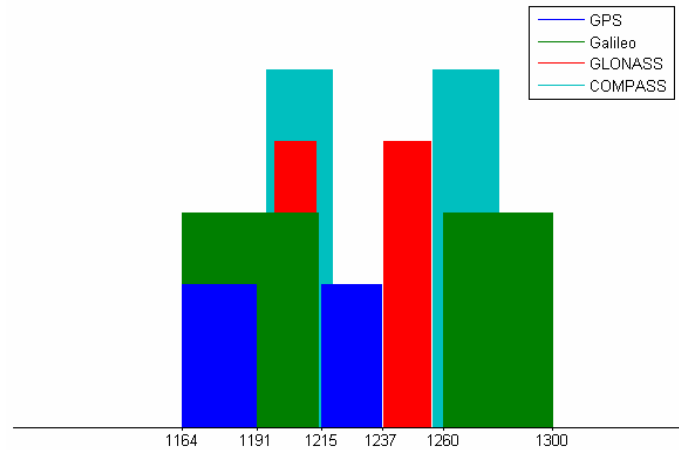
Sistema GNSS	Polarización	Bandas frecuenciales
GPS	RHCP	L1 (1563 - 1587 MHz) L2 (1215 - 1237 MHz) L5 (1164 - 1191 MHz)
Galileo	RHCP	E2-L1-E1 (1559 - 1591 MHz) E6 (1260 - 1300 MHz) E5a (1164 - 1191 MHz) E5b (1191 - 1214 MHz)
GLONASS	RHCP	L1 (1593 - 1612 MHz) L2 (1238 - 1255 MHz) L3 (1198 - 1213 MHz)
COMPASS	RHCP	(1587.69 - 1591.79 MHz) (1559.05 - 1563.15 MHz) (1256.52 - 1280.52 MHz) (1195.14 - 1219.14 MHz)

**Tabla 2-1 Bandas frecuenciales y polarización de los principales sistemas GNSS**

Como se puede observar en la

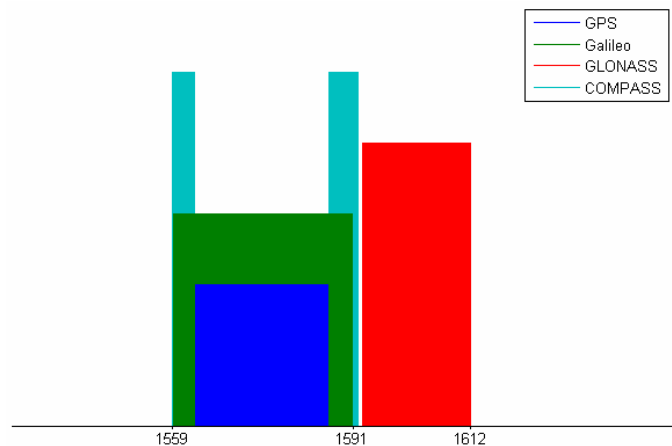
Tabla 2-1, un punto en común de todos los sistemas GNSS es que todas sus señales en todas sus bandas frecuenciales son transmitidas con una polarización circular a derechas, en adelante RHCP (Right Hand Circular Polarisation).

En la Figura 2-4 se pueden observar las bandas de operación de los diferentes sistemas GNSS contenidas entre las frecuencias de 1164 MHz y 1300 MHz.



**Figura 2-4 Frecuencias de trabajo en banda baja de los principales sistemas GNSS**

En la Figura 2-5 se muestran las bandas de operación de los sistemas GNSS contenidas entre 1559 MHz y 1612 MHz.



**Figura 2-5 Frecuencias de trabajo en banda alta de los principales sistemas GNSS**

El objetivo que se persigue con el diseño de la antena es obtener una antena válida para la mayoría de sistemas GNSS, pero en especial para los sistemas GPS y Galileo. Con este criterio, la antena debe ser válida para los siguientes rangos de frecuencia: 1164 – 1237 MHz, 1260 – 1300 MHz y 1559 – 1591 MHz. Puesto que los dos rangos frecuenciales de menor frecuencia sólo están espaciados entre sí por 23 MHz, ambos rangos se pueden integrar en uno, con frecuencias límite de 1164 MHz y 1300 MHz.

Puesto que se considera que la antena será válida para el rango 1164 – 1300 MHz, podemos observar en las figuras anteriores que, además de ser capaz de captar las señales en la banda L5 y L2 de GPS y las señales en las bandas E5a, E5b y E6 de Galileo, la antena podrá captar las bandas L2 y L3 de GLONASS y las dos bandas de menor frecuencia de COMPASS. Además, la antena, al operar en la banda de 1559 – 1591 MHz, a parte de captar la banda L1 de GPS y la banda E2-L1-E1 de Galileo, podrá captar las dos bandas de mayor frecuencia de COMPASS; quedándose fuera la banda L1 de GLONASS. Esta pequeña restricción no es muy crítica para una posible recepción de señales GLONASS para navegación, ya que todas las señales GLONASS transmitidas en L1, también son transmitidas en L2, y ésta banda si que podrá ser captada por la antena.

Además de la polarización y las bandas de frecuencias de operación, otros parámetros como el ángulo de cobertura y ganancia deben ser especificados. Como referencia se cogen las especificaciones del diseño de una antena para una estación Galileo de referencia terrestre (Galileo Ground Reference Station), mostradas en [2-7]. La ganancia de la antena debe ser maximizada dentro del cono de cobertura con un ángulo de elevación desde el cenit de  $\theta=85^\circ$  (antena apuntando hacia el cielo), siendo la ganancia superior a -7dBi en todo el cono de apertura. En el citado documento también se especifica que la polarización de la antena ha de ser RHCP y que las bandas de frecuencia de operación deben ser 1164 – 1300 MHz y 1559 – 1591 MHz, especificaciones coincidentes con las mostradas anteriormente. Pero por lo que concierne a la polarización RHCP, se especifica que la relación axial debe ser minimizada, pudiendo ser como máximo de 5dB.

En [2-7], además de especificaciones propias de antenas como las ya mencionadas, también se muestran otras especificaciones como son las de resistencia a climatología extrema y de invariabilidad de sus propiedades eléctricas. Estas especificaciones no se toman en cuenta para el diseño de la antena en este proyecto.

A modo de resumen, se muestran en una lista las especificaciones de la antena:

- Bandas de frecuencia: 1164 – 1300 MHz y 1559 – 1591 MHz
- Impedancia de entrada:  $50\Omega$
- Polarización: RHCP
- Relación axial: 5dB máx.
- Ganancia: -7dBi en un cono de  $\theta=85^\circ$  desde el cenit

## 2.4 Referencias del capítulo

- [2-1] D. A. García, “Sistema GNSS”, Memoria del Trabajo Final de carrera de Ingeniería Informática, UAM, Enero 2008.
- [2-2] The DECCA Navigator Company Limited, “The DECCA Navigator – Principles and Performance of the system”, England, Agosto 1979.
- [2-3] Steve M. Yionoulis, "The Transit Satellite Geodesy Program", John Hopkins Technical Digest, vol. 19, 1998.
- [2-4] C. J. Hegarty, E. Chatre, "Evolution of the Global Navigation Satellite System (GNSS)", Proc. IEEE, vol. 96, No. 12, Diciembre 2008.
- [2-5] Guenter W. Hein, J. Godet, et. al., "Status of Galileo Frequency and Signal Design", Galileo Signal Task Force of the European Comission, Bruselas, Septiembre 2002.
- [2-6] O. Moyano “GNSS ARRAY\_1: Diseño e integración de un FRONT-END de RF aplicado al uso de Receptores de Array en el sistema Galileo”, Memoria del Trabajo Final de carrera de Ingeniería de Telecomunicaciones, UAB, 11 de Septiembre de 2008.
- [2-7] B. Hélin (TEC-EEA), “Array Antenna System for Galileo Reference Ground Station”, Technical report ESA, Agosto 2004.

## **3 Antenas**

### **3.1 Introducción**

Una antena es la parte de un sistema transmisor o receptor diseñada para radiar o recibir ondas electromagnéticas [3-1]. La antena es, pues, un elemento que sirve como transición entre una onda guiada (a la entrada de la antena) y una onda radiada (en el espacio). En este capítulo se pretende definir los tipos y características de antenas, haciendo énfasis en las características y la tipología de antena que se utilizará para el diseño de la antena.

Este capítulo está estructurado en 3 partes bien diferenciadas. La primera parte del capítulo tratará de explicar los parámetros típicos de la teoría de antenas que se han tenido en cuenta para el diseño de la antena, y que se utilizarán a lo largo de la memoria.

En la segunda parte del capítulo se hablará de las diferentes tipologías de antenas que se pueden utilizar para el desarrollo del proyecto. Al final de este apartado se llevará a cabo la elección del tipo de antena, que será la base y el punto de partida del diseño de la antena.

En el tercer apartado se tratará más en profundidad el tipo de antena elegida en el anterior apartado. Se estudiarán técnicas y morfologías de este tipo de antenas que existen y cuyo objetivo es el de mejorar sus prestaciones.

### **3.2 Características generales de antenas en transmisión y recepción**

Como ya se ha comentado, una antena tiene dos modos de funcionamiento: en transmisión y recepción. Por lo tanto es conveniente hacer una diferenciación de los parámetros que definen la antena por su modo de funcionamiento [3-2]. Cabe destacar que los parámetros de una antena en transmisión están relacionados con los parámetros de la antena en recepción, según el teorema de equivalencia.



### 3.2.1 Características en transmisión

#### 3.2.1.1 Impedancia

Si la antena se conecta a un transmisor con el objetivo de radiar la máxima potencia posible, ambos han de adaptarse para una máxima transferencia de potencia, por lo que se deben de tener en cuenta las impedancias de transmisor y antena.

Se define como impedancia de entrada de la antena ( $Z_A$ ) la relación entre tensión y corriente en los terminales de entrada de la antena. Esta impedancia de entrada, en notación fasorial de régimen permanente sinusoidal, tendrá una parte real ( $R_A$ ) y una parte imaginaria o reactiva ( $X_A$ ). Por lo general, la relación tensión-corriente a la entrada de la antena dependerá de la frecuencia, por lo que  $Z_A$ ,  $R_A$ , y  $X_A$  dependerán de la frecuencia [3-2]:

$$Z_A(\omega) = R_A(\omega) + j \cdot X_A(\omega) \quad (3-1)$$

Si en una frecuencia determinada, la reactancia de la impedancia de entrada de la antena es igual a cero, se dice que la antena es resonante en esa frecuencia.

Por lo general, la parte resistiva de la impedancia de entrada,  $R_A$ , consiste en dos componentes: una resistencia de radiación ( $R_r$ ) y una resistencia de pérdidas ( $R_\Omega$ ).

$$R_A(\omega) = R_r(\omega) + R_\Omega(\omega) \quad (3-2)$$

La resistencia de radiación es la resistencia que disiparía óhmicamente la misma potencia que la radiada por la antena. La resistencia de pérdidas modela la resistencia que disiparía óhmicamente la misma potencia que se pierde en la antena. De esta forma, se puede definir la potencia radiada y la potencia de pérdidas como:

$$P_{radiada} = |I|^2 R_r \quad (3-3)$$

$$P_{pérdidas} = |I|^2 R_\Omega \quad (3-4)$$

Donde  $I$  es la intensidad suministrada por un hipotético generador conectado a la antena, y que se define como:

$$|I| = \frac{|V_g|}{|Z_t|} = \frac{|V_g|}{|Z_A + Z_g|} \quad (3-5)$$

Donde  $V_g$  es la tensión del generador y  $Z_g$  su impedancia interna.

Puesto que la antena radia cierta potencia, y otra se pierde en la propia antena, se puede definir la potencia entregada a la antena como la suma de estas dos.

$$P_{entregada} = P_{radiada} + P_{pérdidas} = I^2 R_r + I^2 R_\Omega \quad (3-6)$$

El objetivo de una antena en transmisión es radiar la mayor potencia posible (con la direccionalidad adecuada a la aplicación) por lo que es importante que la potencia de pérdidas sea lo menor posible, es decir, que la antena sea lo más eficiente. La eficiencia,  $\eta$ , de la antena se define como la potencia radiada en relación a la potencia entregada a la antena.

$$\eta = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (3-7)$$

### 3.2.1.2 Diagrama de radiación

Se define el diagrama de radiación como la distribución espacial de una cantidad que caracteriza el campo electromagnético generado por una antena [3-1]. En la mayoría de casos, el diagrama de radiación se determina en la región de campo lejano, en función de las distintas direcciones del espacio, utilizando para ello coordenadas esféricas, según  $\hat{\theta}$  y  $\hat{\phi}$  [3-3]. Generalmente se sitúa a la antena en el origen de coordenadas, y las propiedades que se miden de la antena se miden en todas las direcciones del espacio pero con un mismo radio desde el origen de coordenadas. Las propiedades de la antena más comunes que se utilizan en un diagrama de radiación son la densidad de potencia radiada, intensidad de radiación, polarización, directividad y ganancia.

Si el diagrama de radiación es de campo eléctrico se deberán especificar ambas componentes, al ser éste una magnitud vectorial, aunque también se podrá mostrar en valor absoluto. Ya que el campo magnético se deriva del campo eléctrico, el diagrama de radiación podría ser tanto del campo eléctrico como del magnético, pero generalmente se representa en función del campo eléctrico.

Si la antena es linealmente polarizada (este concepto se explicará más adelante), se define como plano E el que forman la dirección máxima de radiación y el campo eléctrico en esa dirección. El plano H será pues, el plano que forman la dirección máxima de radiación y el campo magnético en esa dirección; el plano H será perpendicular al plano E, ya que en campo lejano los campos E y H son perpendiculares.

El diagrama de radiación se puede mostrar con una representación 3D, pero suele ser más común mostrarlo en cortes que siguen los meridianos ( $\phi$  constante) o los paralelos ( $\theta$  constante). Estos cortes se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas.

Anteriormente se han introducido ciertas propiedades de la antena como densidad de potencia radiada, intensidad de radiación, polarización, directividad y ganancia, que se describen a continuación:

### 3.2.1.2.1 Densidad de potencia radiada

La densidad de potencia radiada ( $P(\theta, \phi)$ ) se define como la potencia radiada por unidad de superficie en una determinada dirección. Sus unidades son vatios por metro cuadrado, y se puede calcular a partir de los valores eficaces de los campos:

$$P(\theta, \phi) = \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \text{ W / m}^2 \quad (3-8)$$

En la región de campo lejano, se puede considerar onda plana, por lo que los campos eléctrico y magnético son perpendiculares y la relación entre el módulo del campo eléctrico y el módulo del campo magnético es la impedancia característica del medio  $\eta_0$ , que en aire tiene el valor de  $120\pi \Omega$  [3-4].

$$\vec{H} = \frac{1}{\eta_0} \hat{n} \times \vec{E} \rightarrow \frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = \eta_0 \quad (3-9)$$

Donde  $\hat{n}$  es la dirección de propagación de la onda. Con (3-8) y (3-9) se puede obtener la densidad de potencia radiada en función de las componentes transversales del campo eléctrico:

$$P(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta_0} \quad W / m^2 \quad (3-10)$$

### 3.2.1.2.2 Intensidad de radiación

La intensidad de radiación ( $K(\theta, \phi)$ ) es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección, y sus unidades son vatios por estereorradián. Este parámetro es independiente de la distancia a la que se encuentre la antena, y se relaciona con la densidad de potencia radiada de la siguiente forma:

$$K(\theta, \phi) = P(\theta, \phi) \cdot r^2 \quad (3-11)$$

De la intensidad de radiación y de la densidad de potencia radiada se puede obtener el diagrama de radiación normalizado  $t(\theta, \phi)$ .

$$t(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{\max}} = \frac{K(\theta, \phi)}{K_{\max}} \quad (3-12)$$

Siendo los valores de  $P_{\max}$  y  $K_{\max}$  los valores de la densidad de potencia radiada y de la intensidad de radiación que se dan en la dirección de máxima radiación.

### 3.2.1.2.3 Directividad

La directividad  $D(\theta, \phi)$ , es la relación entre la intensidad de radiación, en una dirección dada (desde la antena), y la intensidad de radiación promediada en todas las direcciones,  $K_{AV}$  [3-1].

$$D(\theta, \phi) = \frac{K(\theta, \phi)}{K_{AV}} = \frac{K(\theta, \phi)}{P_r / 4\pi} = \frac{P(\theta, \phi) \cdot r^2}{P_r / 4\pi} = \frac{P(\theta, \phi)}{P_r / 4\pi r^2} \quad (3-13)$$

De la definición dada y de (3-11), se puede deducir la expresión (3-13), que lleva a otra definición de directividad como es: la directividad es la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección y a una distancia dada, y la densidad de potencia que

radiaría a esa misma distancia una antena isótropa que radiase la misma potencia que la antena [3-2].

Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación, resultando la directividad máxima de la antena,  $D$  [3-2]. A partir de la directividad máxima y del diagrama de radiación normalizado, se puede obtener la directividad.

$$D = \frac{P_{\max}}{P_r / 4\pi r^2} \rightarrow D(\theta, \phi) = D \cdot t(\theta, \phi) \quad (3-14)$$

#### 3.2.1.2.4 Ganancia

La ganancia  $G(\theta, \phi)$  es la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección y a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isótropa que radiara la misma potencia que la entregada a la antena no isótropa. Como vemos, las definiciones de directividad y ganancia son muy parecidas, sólo que en el caso de la ganancia la comparación se hace con la potencia entregada a la antena y no con la potencia radiada [3-2]. Esto permite introducir las pérdidas de la antena (o la eficiencia) a la directividad.

$$G(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{\text{entregada}} / 4\pi r^2} = \frac{P(\theta, \phi)}{(P_r / \eta) / 4\pi r^2} = \eta \frac{P(\theta, \phi)}{P_r / 4\pi r^2} = \eta \cdot D(\theta, \phi) \quad (3-15)$$

#### 3.2.1.3 Polarización

En cada punto del espacio habrá un vector de campo eléctrico, función de la distancia respecto de la antena fuente y del tiempo. La polarización es una indicación de la orientación del vector de campo en un punto fijo del espacio al transcurrir el tiempo [3-2]. Cuando nos referimos a polarización de una antena, es la polarización producida por ésta teniendo como referencia la propia antena.

Si tomamos un punto cualquiera del espacio, e imaginamos un plano perpendicular a la dirección de propagación desde la antena al citado punto, con la variación en el tiempo del vector  $\vec{E}(r, t)$ , paralelo al plano, podremos ver como el extremo del vector describe una curva sobre el plano. Esta figura geométrica descrita sobre el plano al transcurrir el tiempo es

la polarización. Para trabajar con la polarización se utiliza el vector de polarización  $\vec{u}$ , que es el vector unidad del campo eléctrico [3-6]. Por simplicidad, se considera una onda que se propaga en la dirección del eje z y tiene componentes cartesianas en x e y.

$$\vec{u} = \hat{x}a_x + \hat{y}a_y \quad (3-16)$$

Donde  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$  son los vectores unitarios en x e y, y  $a_x$  y  $a_y$  son las constantes que determinan la componente del campo en x e y, y son de la forma:

$$\begin{aligned} a_x &= |a_x| e^{j\delta_x} & a_y &= |a_y| e^{j\delta_y} \\ \sqrt{|a_x|^2 + |a_y|^2} &= 1 \end{aligned} \quad (3-17)$$

Si el vector  $\vec{u}$  describe un segmento sobre el plano, la polarización de la onda electromagnética (y por tanto la polarización de la antena que la ha radiado) es lineal, ya que el campo eléctrico sólo varía en una dirección. En este caso, las componentes en x e y del vector de polarización  $\vec{u}$  están en fase módulo  $\pi$ ,  $(\delta_x - \delta_y = n\pi \quad n = 0, 1, \dots)$ , pudiéndose dar el caso que la amplitud de una de las dos fuera cero.

Si la figura descrita por  $\vec{u}$  en el plano es un círculo, la polarización es circular. En este caso ambas componentes de  $\vec{u}$  son de igual amplitud, pero hay una diferencia de  $\pi/2$  entre sus fases. Para una polarización circular a izquierdas (LHCP),  $\vec{u}$  es de la forma:

$$\vec{u} = L = \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}} \quad (3-18)$$

Para polarización circular a derechas,  $\vec{u}$  es de la forma:

$$\vec{u} = R = \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}} \quad (3-19)$$

Pero este último caso es bastante ideal, ya que generalmente no se tendrá una polarización circular, sino elíptica. En este caso,  $\vec{u}$  se suele descomponer en ambas polarizaciones circulares.

$$\vec{u} = (La_L + Ra_R) \quad (3-20)$$

Tres parámetros describen la polarización elíptica:

1. El ángulo  $\psi$  que forma el semieje mayor de la elipse con el eje x.
2. El sentido de rotación. Si  $|a_L| > |a_R|$  será polarizada a izquierdas y si  $|a_L| < |a_R|$  será polarizada a derechas.
3. La relación axial AR (Axial Ratio), que es la relación entre el semieje mayor de la elipse con respecto al semieje menor, y que también se define como:

$$AR = \frac{|a_L| + |a_R|}{|a_L| - |a_R|} \quad (3-21)$$

## 3.2.2 Características en recepción

### 3.2.2.1 Adaptación

Hasta el momento hemos supuesto el caso en que la antena estaba funcionando como transmisora, por lo que en adelante mostraremos los parámetros en recepción.

Es importante que la línea de transmisión o carga conectada a la antena, y la antena tengan unos valores de impedancia ( $Z_L$  y  $Z_A$ , respectivamente) que permitan la mayor transferencia de potencia. Podemos tomar el caso en que la antena actúa de receptora, y a ella está conectada una impedancia de carga; para que haya máxima transferencia de potencia se debe cumplir que  $Z_L = Z_A^*$ . La máxima transferencia de potencia será:

$$P_{L\max} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_A} \quad (3-22)$$

Donde  $V_{ca}$  es el voltaje en bornes de la antena. Si no se cumple la condición de adaptación, se tendrá que la potencia entregada a la carga es:

$$P_L = P_{L\max} (1 - |\rho|^2) \quad (3-23)$$

Donde  $\rho$  es el coeficiente de reflexión que se calcula como:

$$\rho = \frac{Z_L - Z_A}{Z_L + Z_A} \quad (3-24)$$

### 3.2.2.2 Coeficiente de polarización

En el caso que la antena esté trabajando como receptora, la captación de energía dependerá además de las polarizaciones de antena y onda incidente. Para ello se define un coeficiente de polarización  $C_p$ , que representa la atenuación debida la diferencia de polarización entre la antena y la onda incidente. Este coeficiente se define como:

$$C_p = |\hat{e}_a \cdot \hat{e}_i|^2 \quad (3-25)$$

Donde  $e_a$  es la polarización de la antena receptora, y  $e_i$  la polarización de la onda incidente. Si una antena con vector de polarización  $\vec{u}$  radia una onda en el escenario descrito en 3.2.1.3, la onda saliente tendrá el mismo vector de polarización  $\vec{u}$ . Una onda incidente con la misma polarización que la antena tendrá el vector de polarización de ésta conjugado,  $\vec{u}_i = \vec{u}^*$ , ya que la dirección de propagación es la opuesta. De esta forma, una antena con una polarización y una onda incidente de la misma polarización siempre resultarán en  $C_p = |\hat{e}_a \cdot \hat{e}_i|^2 = |\hat{e}_a \cdot \hat{e}_a^*|^2 = 1$ .

## 3.3 Tipos de antena

Las antenas más comúnmente utilizadas en receptores GNSS son de uno de los tres tipos siguientes: antenas de hélice (o helicoidales), espirales cónicas y antenas parche. A continuación se muestra una breve descripción de las características de estos tipos de antena.

### 3.3.1 Antenas helicoidales

Las antenas helicoidales son antenas de banda ancha, con forma de hélice y generalmente con un plano de masa. Una hélice es el resultado de bobinar un hilo conductor con un diámetro de espira constante. Los parámetros que definen una hélice son: diámetro de vuelta  $D$ , separación entre dos vueltas  $S$ , número de vueltas  $N$ , radio del hilo  $a$ , y sentido del



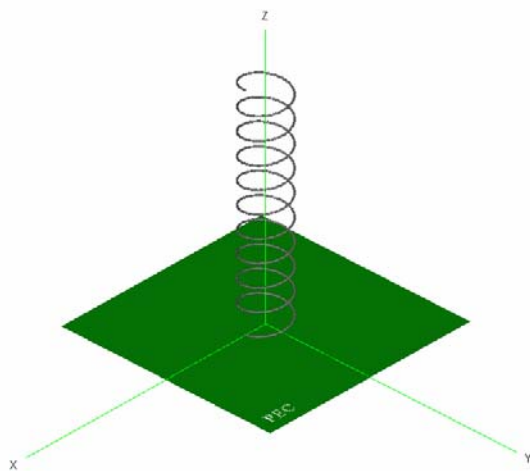
bobinado (a derechas o izquierdas). La geometría de la hélice se muestra en la Figura 3-1. La hélice suele ir acompañada de un plano de masa, que se conecta al conductor externo del coaxial que se suele utilizar con la hélice, mientras que la hélice se conecta al conductor interno del coaxial. La longitud total del hilo conductor que forma la hélice es  $L_n$ :

$$L_n = N \cdot L_0 = N \sqrt{S^2 + C^2} \quad (3-26)$$

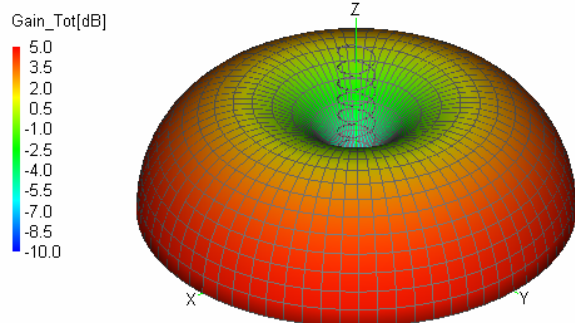
Las características de radiación de la antena se pueden variar controlando la relación de  $L_n$  con respecto a la longitud de onda de la frecuencia de trabajo. Se pueden definir dos modos de funcionamiento.

### 3.3.1.1 Modo normal

El modo de operación normal se da cuando  $L$  es muy pequeña respecto a la longitud de onda de la frecuencia de operación,  $L_n \ll \lambda$ . En este caso, el diagrama de radiación de la antena helicoidal es parecido al de una antena monopolo, si ambas antenas tienen plano de masa. En la Figura 3-1 se muestra una antena hélice con plano de masa de configuración:  $D=0.25\text{m}$ ,  $S=0.125\text{m}$ ,  $L=1.25\text{m}$ ,  $N=10$ ,  $a=0.005\text{m}$ , lo que significa que  $L_n=7.95\text{m}$ . Si la frecuencia de operación es  $f=1\text{MHz}$ , la longitud de onda es  $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3e8}{1e6} = 300\text{m}$ , por lo que se cumple  $L_n \ll \lambda$ . El diagrama de radiación de esta hélice se muestra en la Figura 3-2



**Figura 3-1 Antena hélice**



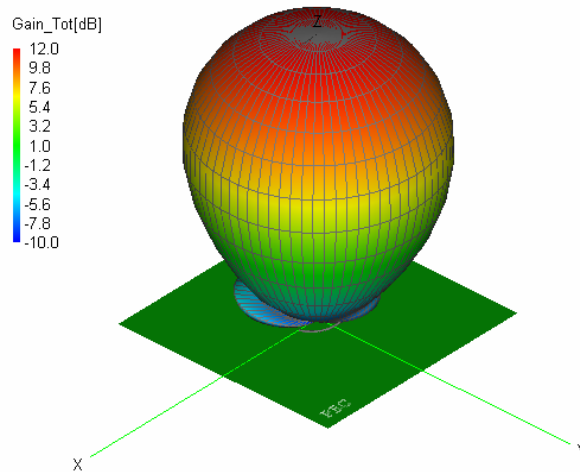
**Figura 3-2 Diagrama de ganancia de la antena  
hélice ( $f=1\text{MHz}$ )**

Viendo el diagrama de radiación podemos ver que la radiación se desvanece para valores de ángulo  $\theta$  pequeños, por lo que no es válida para aplicaciones donde se precisa cobertura azimutal. Además podemos ver que la radiación para valores de  $\theta$  mayores de  $90^\circ$  es cero, debido al plano de masa existente en la base de la hélice. Una antena hélice, por su naturaleza cilíndrica, radiará campo circularmente polarizado ( $AR=1$ ) cuando se cumpla la condición mostrada en (3-27). Radiará con polarización RCHP o LHCP dependiendo si la hélice está enrollada a derechas o a izquierdas.

$$C = \pi D = \sqrt{2S\lambda} \quad (3-27)$$

### 3.3.1.2 Modo axial

Es el modo más usual de operación y se caracteriza porque su diagrama de radiación presenta un lóbulo principal en la dirección del eje z positivo. Para trabajar en este modo, las dimensiones  $D$  y  $S$  deben ser fracciones grandes de la longitud de onda de la frecuencia de trabajo. Si tomamos la antena mostrada en la Figura 3-1, y la hacemos trabajar a la frecuencia  $f=300\text{MHz}$  ( $\lambda=1\text{m}$ ), resulta que  $D=\lambda/4$  y  $S=\lambda/8$ , por lo que se cumple la condición de modo axial. El diagrama de radiación para  $f=300\text{MHz}$  de la hélice es:



**Figura 3-3 Diagrama de ganancia de la antena hélice ( $f=300\text{MHz}$ )**

Para este modo de operación se consigue polarización circular cuando se cumplen las siguientes condiciones:

$$\frac{3}{4} < \frac{C}{\lambda} < \frac{4}{3} \quad S \approx \frac{\lambda}{4} \quad (3-28)$$

### 3.3.2 Antenas de espirales cónicas

Las antenas de espirales (cónicas o no) se consideran del tipo de antenas independientes de la frecuencia. Estrictamente, las espirales sólo serían independientes de la frecuencia (o válidas para todas las frecuencias) si la longitud del conductor que define la espiral fuera infinita, y si la dimensión de los terminales de alimentación, así como su separación, fueran infinitesimales. Por tanto, las espirales se definen como antenas independientes de la frecuencia de forma ideal, aunque realmente son antenas de un gran ancho de banda.

Para que una antena sea independiente de la frecuencia su geometría no debe variar al multiplicarse por un factor de escala  $k$  (geometría autoescalable), salvo una posible rotación. Una de las geometrías que cumplen esa condición son las espirales, si la amplitud del conductor varía con el mismo factor de escala que con el que se da la rotación. Una espiral equiangular plana se define en coordenadas polares como:

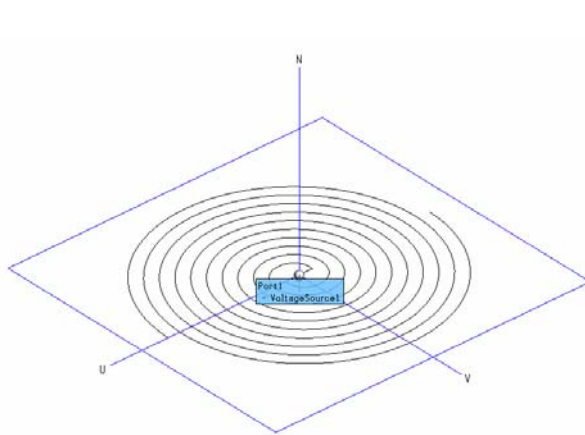
$$r = Ae^{a\phi} \quad (3-29)$$

Y su condición de geometría autoescalable es:

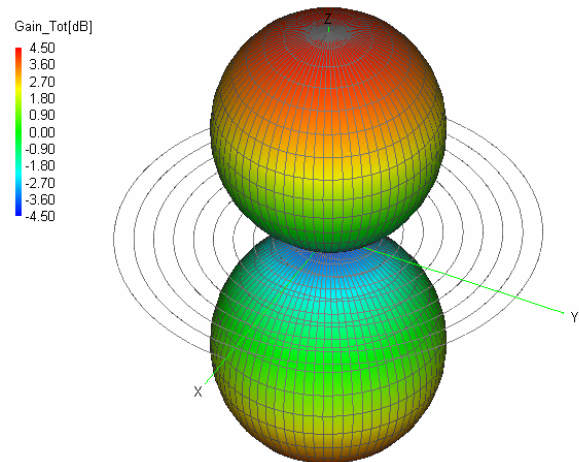
$$k \cdot r = k \cdot Ae^{a\phi} = Ae^{a(\phi + \frac{1}{a} \ln k)} = r(\phi + \Delta\phi) \quad (3-30)$$

Ya que  $r(\phi + 2\pi) = r(\phi)e^{a2\pi}$ , se denomina a  $e^{a2\pi}$  el factor de expansión. La antena espiral plana generalmente se forma a partir de dos o cuatro espirales rotadas de forma que la antena resulte equiangular. La frecuencia mínima de funcionamiento de la antena viene dada por la longitud del conductor de la espiral, y esa frecuencia es aquella cuya longitud de onda sea igual a la longitud del conductor. La frecuencia máxima de funcionamiento varía, ya que depende de cómo de simétrica sea la alimentación en las espirales y del tamaño de los terminales de conexión. La espiral equiangular plana presenta un diagrama de radiación del tipo  $\cos \theta$ , por lo que tiene máximos de radiación en las dos direcciones perpendiculares al plano de la espiral, algo no deseable, ya que se debería minimizar la radiación para  $\theta > 90^\circ$ . En la Figura 3-4 se muestra una espiral equiangular con dos espirales, cuyo conductor tiene un radio de 1mm, con el radio mínimo de la espiral de 0.5m y máximo de 0.5m, y con 10 vueltas de espiral. Que el radio sea constante implica que el comportamiento en banda ancha se

modifique, ya que no cumple el factor de expansión, pero es válido para mostrar el diagrama de ganancia de la antenna, que por ejemplo a 200MHz es el mostrado en la Figura 3-5.

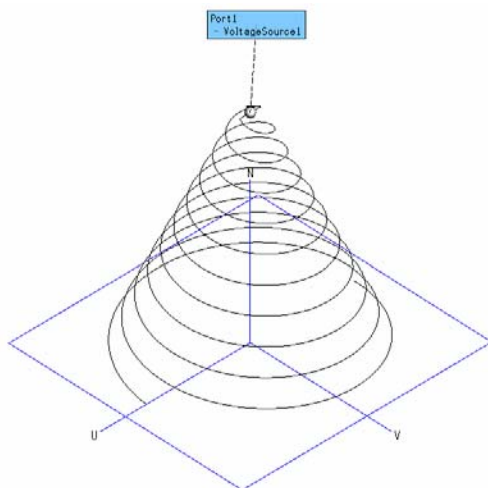


**Figura 3-4 Antena espiral equiangular con dos espirales**

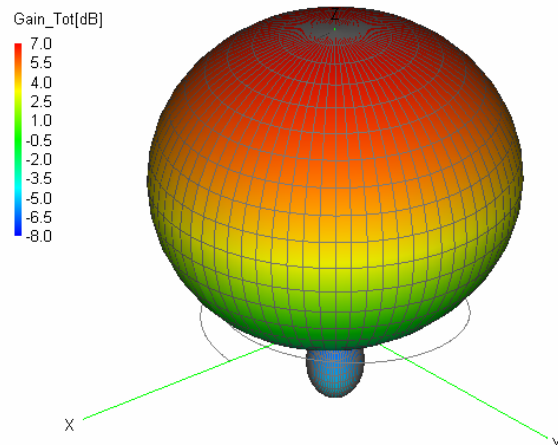


**Figura 3-5 Diagrama de ganancia de la antena espiral a 200MHz**

Como se ha comentado, el diagrama de radiación es significativo para  $\theta > 90^\circ$ . Una solución a este problema se encuentra enrollando la espiral en un cono. Por ejemplo, en la Figura 3-6 se muestra la misma espiral antes mostrada pero sobre un cono de 1m de altitud.



**Figura 3-6 Antena espiral cónica equiangular con dos espirales**



**Figura 3-7 Diagrama de la antena espiral cónica a 200MHz**

El diagrama de ganancia de esta antena a 200MHz es el mostrado en la Figura 3-7, en el que se puede ver que se reduce la radiación para  $\theta > 90^\circ$  con respecto a la antena espiral plana.

De igual forma que las antenas helicoidales, las antenas de espirales cónicas tienen polarización circular, a derechas si están enrolladas a derechas, y a izquierdas si están enrolladas a izquierdas. En ambos ejemplos mostrados, las espirales son enrolladas a derechas, por lo que la polarización es RHCP para  $\theta < 90^\circ$ , pero es LHCP para  $180^\circ > \theta > 90^\circ$ .

### 3.3.3 Antenas microstrip

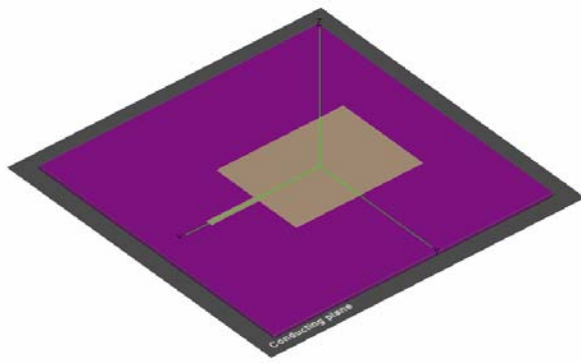
Una antena microstrip (o antena parche) en su configuración más básica consiste en un parche radiante en una cara de un sustrato dieléctrico, el cual tiene un plano de masa en la cara opuesta al parche [3-7]. Los parches pueden tener cualquier forma, pero las más comunes y utilizadas son las formas rectangular, cuadrada y redonda

Tomamos como caso general un parche rectangular de longitud  $L$  y amplitud  $W$  ( $L > W$ ), alimentado mediante una línea microstrip (en el mismo sustrato) en el centro de uno de los lados estrechos del parche. El parche se debe diseñar para que el diagrama de radiación sea máximo en  $\theta=0$ , lo que generalmente se consigue (primer modo) cuando:

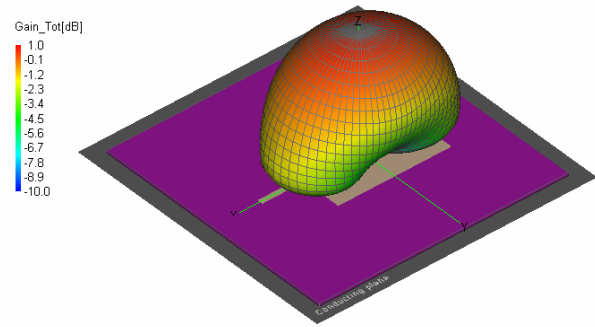
$$L = \frac{\lambda_s}{2}, \quad \lambda_s = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{reff}}} = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (3-31)$$

Donde  $\lambda_s$  es la longitud de onda de la frecuencia de operación en el sustrato dieléctrico, y  $\epsilon_r$  es la permitividad eléctrica efectiva del sustrato.

Como ejemplo del diagrama de radiación de una antena parche, se utiliza un parche para  $f=1GHz$  con dimensiones  $L = c / (2 \cdot (1 \cdot 10^9) \cdot \sqrt{\epsilon_r})$ ,  $W=0.75 \cdot L$ . Este parche se construye sobre un sustrato de permitividad  $\epsilon_r=5$ , grosor  $h=2mm$ , tangente de pérdidas  $\tan \delta=0.01$  y plano conductor en la parte inferior. El parche se alimenta con una línea de impedancia  $50\Omega$  (misma impedancia que el puerto) en ese sustrato y a  $f=1GHz$ , es decir  $W_L=3.424mm$  y longitud  $L_L=25mm$ . La antena parche con la línea en el sustrato se muestra en la Figura 3-8.



**Figura 3-8 Parche rectangular para  $f=1\text{GHz}$**



**Figura 3-9 Diagrama de radiación de la antena parche**

El diagrama de ganancia de la antena parche se muestra en la Figura 3-9. El diagrama de radiación es máximo en la dirección  $\theta=0^\circ$

La antena parche tiene polarización lineal en la misma dirección que la línea de alimentación. En este ejemplo la ganancia es muy baja, debido seguramente a que la adaptación entre parche y línea no es muy buena, ya que la impedancia de entrada del parche no será  $50\Omega$  a  $f=1\text{GHz}$ .

En líneas generales, las antenas microstrip tienen un ancho de banda bastante estrecho. Existen 4 formas de alimentar una antena parche: mediante una línea microstrip, mediante un cable coaxial, mediante acoplamiento por apertura y mediante acoplo por proximidad. La alimentación por proximidad es la alimentación con la que mayor ancho de banda relativo se puede obtener, hasta un 13%, suponiendo que el parche es simple [3-3]. Sin embargo, mediante técnicas para ampliar el ancho de banda relativo, éste puede llegar a ser del 70% [3-8]. Como se ha comentado, la polarización de una antena parche es lineal, pero se puede obtener polarización circular con un parche cuadrado con una alimentación especial (por ejemplo en una esquina) o con dos alimentaciones iguales pero en dos caras contiguas del parche y desfasadas  $90^\circ$ ; lo que también haría el diagrama de radiación más simétrico respecto a  $\phi$ . La pureza de la polarización circular no será excesivamente buena, sobretodo para valores de  $\theta$  cercanos a  $90^\circ$ .

### 3.3.4 Elección del tipo de antena

En este subapartado se repasan las características de los tres tipos de antenas: helicoidales, espirales cónicas y microstrip. Pero no sólo se repasarán las características técnicas ya mostradas, sino también otros aspectos como la fabricación, el coste, etc.

Las antenas helicoidales, para aplicaciones relacionadas con la recepción de señales por satélite, se utilizan en modo axial. Ofrecen polarización circular, tienen un ancho de banda grande (por lo que a características del diagrama de radiación se refiere) y son bastante insensibles a efectos de acoplamiento mutuo. Su diagrama de radiación tiene un lóbulo principal amplio. Ofrecen una impedancia bastante alta, por lo que se suelen utilizar redes de adaptación para adaptarlas a  $50\Omega$ . La polarización circular es solo para un cierto rango de frecuencias, convirtiéndose en elíptica en los extremos de la banda de adaptación con una relación axial no muy buena en ángulos rasantes [3-9]. Son antenas no muy difíciles de construir, pero son poco robustas. Estos aspectos mejoran si el conductor se engancha a un soporte cilíndrico que no afecte a la radiación de la antena.

Las antenas de espirales cónicas ofrecen un ancho de banda muy grande (por lo que a diagrama de radiación e impedancia de entrada se refiere). Su diagrama de radiación tiene un lóbulo principal muy ancho. La polarización de estas antenas es circular, o elíptica, pero con una relación axial muy buena, incluso en ángulos de  $\theta$  cercanos a  $90^\circ$  [3-9]. Este tipo de antenas no incorpora un plano de masa, por lo que su diagrama de radiación no es nulo para  $\theta > 90^\circ$ . Además, radia con una polarización circular (sea a derechas o izquierdas) para valores de  $0 < \theta < 90^\circ$ , mientras que para  $90 < \theta < 180^\circ$  radiará con polarización cruzada. Las antenas de espirales cónicas son difíciles de construir, pero son robustas y repetibles si el conductor en espiral se imprime o engancha en un soporte cónico.

Las antenas microstrip tienen un ancho de banda bastante estrecho, por lo que se refiere a impedancia de entrada. Su diagrama de radiación tiene un lóbulo principal muy ancho, y su diagrama de radiación es cero para  $\theta > 90^\circ$ . Con su configuración básica, ofrecen polarización lineal. Estas características son bastante malas, ya que corresponden a una configuración básica del parche. Sin embargo, se pueden mejorar notablemente con técnicas de ensanchamiento de ancho de banda, tipo de alimentación, y alimentación para obtener polarización circular. Es el tipo de antenas más fácil de construir. Además tienen un menor peso y coste.

En la Tabla 3-1 se recogen las características de las antenas.

	<b>Parches Microstrip</b>	<b>Helicoidales</b>	<b>Espirales Cónicas</b>
<b>Ancho de haz</b>	Entre 90° y 140° (a 3dB)	> 60° (a 3dB)	Entre 130° y 145° (a 6dB)
<b>Ancho de banda</b>	Estrecho (5%). Conf. Básica Muy ancho (70%). Técnicas ampliación ancho de banda	Ancho (40%)	Muy ancho
<b>Polarización</b>	Lineal Circular. Técnicas de alimentación	Circular	Circular
<b>Rechazo a pol. Cruzada</b>	17 dB. Conf. Normal 4 dB Peor caso con la utilización de ciertas técnicas	15 dB	> 20 dB

**Tabla 3-1 Características principales de los tipos de antenas [3-5].**

Como ya se comentó en el apartado 2.3, las especificaciones de la antena son las siguientes: impedancia de entrada  $50\Omega$ , ganancia mínima de -7dBi en un cono de  $\theta=85^\circ$ , polarización RHCP, relación axial de 5dB máximo en el cono, y bandas de frecuencia de 1164 – 1300 MHz y 1559 – 1591 MHz. Por simplicidad, mostraremos las bandas como una sola: 1164 – 1591 MHz, es decir un 31% de ancho de banda relativo.

Todas las antenas, a priori, cumplen la especificación del ancho de haz, que en la tabla se muestra a -3dB y -6dB del máximo (que generalmente es de unos 3-5dBi) y está especificado a -7dBi (el total). El ancho de banda lo cumplen las antenas helicoidales y espirales cónicas, pero las antenas microstrip también lo llegan a cumplir con la utilización de técnicas para el ensanchado del ancho de banda. Por lo que hace a polarización, el caso es el mismo, sólo que ahora en la antena microstrip se debe utilizar una técnica en la alimentación para conseguir polarización circular. La especificación de la relación axial, relacionada con el rechazo a la polarización cruzada (se debe recordar que cualquier polarización se puede descomponer en dos componentes, una RHCP y otra LHCP), se puede cumplir con todos los tipos de antena, excepto con una antena parche en la que se hayan utilizado técnicas de ensanchado de ancho de banda.

El proyecto constará de una parte práctica, ya que se construirán varios prototipos durante el diseño de la antena. Dado que las antenas parche son fáciles y baratas de construir, la opción de diseñar una antena parche parece la más asequible y más realizable en el proyecto. En el laboratorio donde se fabricarán las antenas se dispone de una máquina de fresado para sustratos de microondas, que permite hacer diseños con gran precisión. Además



también se puede utilizar otra técnica para la fabricación de las antenas parche en el sustrato de microondas, el atacado químico.

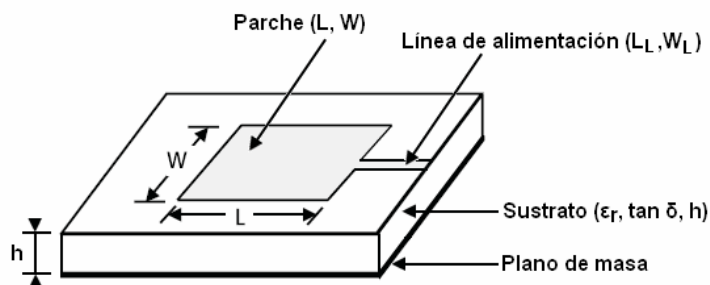
Que las antenas parche, con la ayuda de ciertas técnicas, sean capaces de cumplir teóricamente las especificaciones, y que exista la facilidad para construirlas (por tecnología y por instalaciones), lleva a la elección de las antenas microstrip como el tipo de antena a diseñar.

## 3.4 Teoría de antenas microstrip

En este apartado se mostrará la teoría básica de las antenas microstrip, dado que éste ha sido el tipo de antenas elegido para realizar el proyecto.

### 3.4.1 Estructura de una antena microstrip

Existen muchos tipos y formas de antenas parche, pero el más básico es el mostrado en la Figura 3-10. Una antena microstrip se compone de cuatro elementos: el parche, el sustrato dieléctrico, el plano de masa y el tipo de alimentación.



**Figura 3-10 Estructura básica de una antena microstrip**

El parche es una fina capa de conductor impresa sobre el dieléctrico, que puede tener varias formas, pero su forma básica es la rectangular, definida por su longitud  $L$  y amplitud  $W$ . El sustrato dieléctrico se define mediante su constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ), la tangente de pérdidas ( $\tan \delta$ ), y su altura ( $h$ ). El plano de masa es una capa metálica que está impresa en la otra cara del sustrato donde está impreso el parche, y cuya dimensión es superior a la del parche. La alimentación del parche puede ser de cuatro tipos, pero la mostrada en la Figura 3-10, alimentación con línea microstrip, es la más básica, y se define por su longitud y amplitud.

### 3.4.2 Análisis de una antena microstrip

Existen varios métodos de análisis para antenas microstrip, pero los más populares son el modelo de cavidad y el modelo de línea de transmisión. El modelo de línea de transmisión es el más fácil pero es menos preciso, y con él es más difícil modelar el acoplamiento. Sin embargo, el modelo de cavidad es más preciso, a costa de una mayor complejidad, aunque el acoplamiento sigue siendo difícil de modelar. A continuación se tratarán ambos modelos para analizar la configuración básica de una antena microstrip, el parche rectangular.

#### 3.4.2.1 Modelo de cavidad

Una antena microstrip se puede ver como una cavidad llena de dieléctrico delimitada por dos conductores (arriba y abajo, parche y plano de masa), y por paredes magnéticas (para simular un circuito abierto), que son las caras restantes.

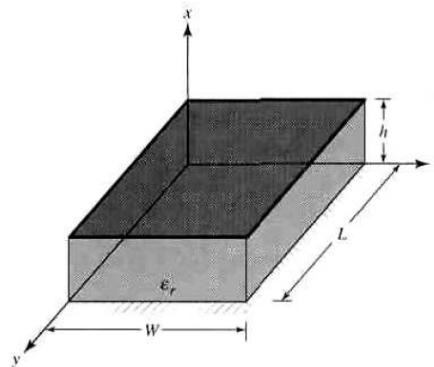


Figura 3-11 Geometría del parche microstrip (modelo de cavidad)

Las frecuencias de resonancia de la cavidad, que son las frecuencias cuyas semilongitudes de onda en el dieléctrico son múltiplos enteros de una o más dimensiones de la cavidad (de forma que se crea una onda estacionaria en la dirección de la dimensión), vienen dadas por la siguiente expresión [3-3]:

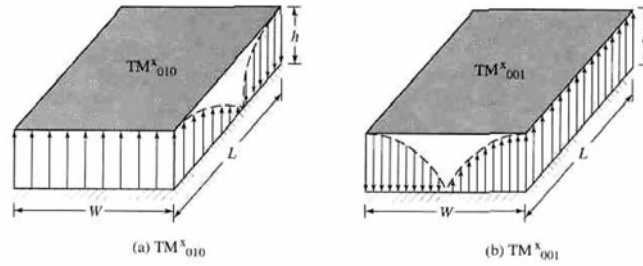
$$f_r^{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (3-32)$$

Donde  $m$ ,  $n$  y  $p$  representan el número de semiciclos de variación de campo en las direcciones de las dimensiones  $h$ ,  $L$  y  $W$ , respectivamente. Cabe destacar que esta expresión sólo es válida cuando el dieléctrico no se prolonga más allá de los bordes del parche.

De (3-32), podemos ver que si  $L > W$ , el modo fundamental será el  $TM_{010}$  cuya frecuencia de resonancia se muestra en la expresión (3-33) y cuya configuración de campo se muestra en la Figura 3-12 a.

$$f_r^{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3-33)$$

Donde  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica del sustrato. Si además  $L/2 > W$ , el segundo modo será el  $TM_{020}$ . Si por el contrario,  $W > L$ , el modo fundamental será el  $TM_{001}$  (Figura 3-12 b), siempre asumiendo, como es general, que  $h < L$  y que  $h < W$ .

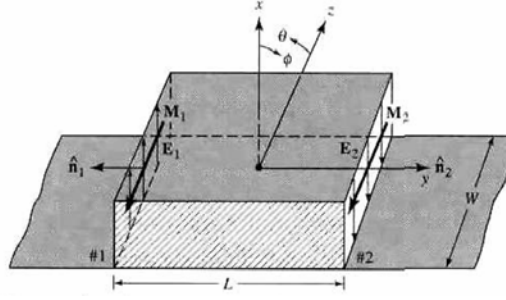


**Figura 3-12 Modos básicos de funcionamiento de la antena parche**

Las cuatro paredes laterales se pueden considerar aperturas estrechas, o ranuras. Con el principio de Huygens de equivalencia de campo, el parche se puede representar por una densidad de corriente eléctrica  $J_t$  en la superficie exterior del parche. Las cuatro ranuras laterales se representan mediante una densidad de corriente eléctrica  $J_s$  y una densidad de corriente magnética  $M_s$ , ambas definidas como:

$$\begin{aligned} J_s &= \hat{n} \times H_a \\ M_s &= -\hat{n} \times E_a \end{aligned} \quad (3-34)$$

Donde  $E_a$  y  $H_a$  son los campos eléctrico y magnético en la apertura. Ya que la corriente  $J_t$  en la superficie del parche disminuye a medida que la relación altura-amplitud decrece, cuando el parche es ancho y el sustrato fino (caso general), se aproxima  $J_t$  por cero. Esto también lleva a considerar  $J_s$  nulas, por lo que las ranuras sólo se representan por  $M_s$ .



**Figura 3-13 Densidades de corriente magnética en las aperturas de amplitud  $W$  y altura  $h$**

Suponiendo que  $L > W$ , el modo fundamental será el  $TM_{010}$  (Figura 3-12 a). Las dos aperturas de la cavidad de amplitud  $W$  y altura  $h$  tendrán un campo eléctrico constante y de igual magnitud, pero de signo opuesto cada una. Esto provoca que la densidad de corriente magnética en cada una de estas aperturas sea de igual magnitud y del mismo sentido en la dirección  $z$ , como se muestra en la Figura 3-13. Cada una de estas dos aperturas de amplitud  $W$  y altura  $h$ , llamadas slots radiantes, radian en la zona de campo lejano según (considerando que la altura es pequeña en términos de longitud de onda,  $k_0 h \ll 1$ ):

$$E_r \simeq E_\theta \simeq 0$$

$$E_\phi = +j \frac{k_0 h E_0 W e^{-jk_0 r}}{2\pi r} \left\{ \sin \theta \cdot \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi\right) \sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi \cdot \frac{k_0 W}{2} \cos \theta} \right\} \quad (3-35)$$

El campo radiado total por las dos aperturas que forman un array se muestra en (3-36), calculado a partir de (3-35).

$$E'_\phi = E_\phi \times 2 \cos\left(\frac{k_0 L}{2} \sin \theta \sin \phi\right) \quad (3-36)$$

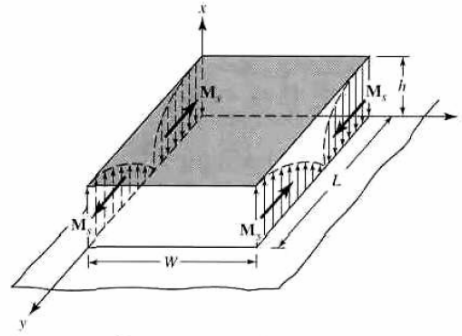
En el modo fundamental,  $TM_{010}$  la variación del campo eléctrico se da en la dirección  $y$ , y la dirección normal al parche es  $x$ , por lo que el plano  $E$  es el plano  $x$ - $y$  ( $\theta = 90^\circ$ ). La expresión (3-36) se particulariza para el plano  $E$  como (3-37), siendo ésta sólo válida para valores de  $\phi$ :  $0^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$  y  $270^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$ ; para  $90^\circ < \phi < 270^\circ$  el campo radiado es 0, ya que es la zona del espacio que se encuentra por debajo del plano de masa.

$$E_{\phi}^{tPE} = +j \frac{k_0 h E_0 W e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \cdot \cos \phi\right)}{\frac{k_0 h}{2} \cdot \cos \phi} \right\} \cos\left(\frac{k_0 L}{2} \sin \phi\right) \quad (3-37)$$

El plano H es el plano x-z ( $\phi=0^\circ$ ). También se particulariza la expresión (3-36) para el plano H, como (3-38). Esta expresión sólo es válida para valores de  $\theta$ .  $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$  puesto que para  $180^\circ < \theta < 360^\circ$  el campo radiado es 0, debido a que es la zona del espacio que se encuentra por debajo del plano de masa.

$$E_{\phi}^{tPH} = +j \frac{k_0 h E_0 W e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \cdot \sin \theta\right) \sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cdot \cos \theta\right)}{\frac{k_0 h}{2} \cdot \sin \theta \cdot \frac{k_0 W}{2} \cdot \cos \theta} \right\} \quad (3-38)$$

El campo radiado mostrado hasta el momento es el producido por los dos slots de amplitud  $W$  y altura  $h$ , pero se debe tener en cuenta que en el modelo de cavidad existen dos slots más, de amplitud  $L$  y altura  $h$ . La densidad de corrientes en estos slots es la mostrada en la Figura 3-14:



**Figura 3-14 Densidades de corriente magnética en las aperturas de amplitud  $L$  y altura  $h$**

En el plano H, los campos radiados por cada slot son nulos, ya que los campos radiados por cada cuarto de ciclo de la onda son de sentido opuesto, y por lo tanto, se anulan. Las densidades de corriente en los slots son de sentido opuesto para un mismo cuarto de ciclo, lo que provoca que el campo radiado total por estos slots en el plano E sea nulo, ya que los campos radiados de un slot cancelan los campos radiados del otro.

Se puede comprobar matemáticamente que los campos radiados por los slots de dimensiones  $L \times h$  (llamados slots no radiantes) son nulos en los planos E y H, pero no en otras direcciones. Sin embargo, la radiación producida por éstos es muy pequeña en

comparación a la producida por los slots de dimensiones  $W \times h$ , por lo que se considera despreciable.

Como ya se mostró en (3-14), la directividad se puede calcular a partir de la densidad de potencia radiada máxima en una dirección y de la potencia radiada. A partir de (3-14) y (3-11) se puede obtener la expresión de la directividad a partir de la intensidad de radiación máxima y la potencia radiada, expresión más útil para este caso (3-39).

$$D = \frac{K_{\max}}{P_r/4\pi} \quad (3-39)$$

Teniendo en cuenta los campos radiados por un solo slot (3-35), y con la particularización que la altura es pequeña en términos de longitud de onda ( $k_0 h \ll 1$ ), se obtienen las expresiones para la intensidad de radiación máxima y de la potencia radiada de un solo slot [3-3]:

$$K_{\max} = \frac{|V_0|^2}{2\eta_0\pi^2} \left( \frac{\pi W}{\lambda_0} \right)^2 \quad (3-40)$$

$$P_r = \frac{|V_0|^2}{2\eta_0\pi} \int_0^\pi \frac{\sin^2 \left( \frac{k_0 W}{2} \cos \theta \right)}{\cos^2 \theta} \sin^3 \theta d\theta \quad (3-41)$$

El resultado numérico de utilizar (3-41) y (3-40) en (3-39), es que la directividad es  $D=3.3$  para  $W \ll \lambda_0$  y  $D=4(W/\lambda_0)$  para  $W \gg \lambda_0$ . La directividad de la antena teniendo en cuenta la radiación producida por los dos slots,  $D_t$ , se puede calcular a partir de  $D$  y de la directividad del factor de agrupación,  $D_{AF}$ , que se aproxima por 2. Por lo tanto:

$$D_t = D \cdot D_{AF} \approx 2D \quad (3-42)$$

### 3.4.2.2 Modelo de línea de transmisión

El modelo de línea de transmisión es el más sencillo para analizar las antenas microstrip, aunque el menos preciso. El modelo de cavidad representaba la antena microstrip como una agrupación de dos slots separada por una distancia  $L$ , mientras que el modelo de línea de transmisión la representa como dos slots separados por una línea de transmisión baja impedancia y de longitud  $L$ .

Ya que se considera que los slots están separados por una línea de transmisión de longitud  $L$ , se debe tener en cuenta el efecto de Fringe presente en la línea. Este efecto consiste en el desbordamiento y curvatura de las líneas de campo en los extremos de la línea, por lo que la línea aparenta tener una longitud efectiva ( $L_{eff}$ ) mayor a la longitud física. Este efecto es reducido para antenas microstrip, porque  $L \gg h$ , pero se debe tener en cuenta.

Para poder calcular la longitud efectiva, se debe introducir otro parámetro, la constante dieléctrica relativa efectiva del sustrato dieléctrico ( $\epsilon_{reff}$ ). En una línea microstrip, entre línea y plano de masa se encuentra el dieléctrico (constante dieléctrica  $\epsilon_r$ ), y encima de la línea se encuentra aire (constante dieléctrica igual a 1). Al propagarse la onda en la línea, la mayoría de las líneas de campo se encontrarán confinadas en el dieléctrico, mientras que una minoría saldrán desde la parte superior de la línea, por lo que también viajarán a través del aire, y la propagación será diferente. De este modo, la constante dieléctrica efectiva se toma como la constante dieléctrica equivalente al caso anterior, pero suponiendo que todas las líneas se propagaran en el sustrato. La constante  $\epsilon_{reff}$  se calcula como:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad (3-43)$$

Siendo (3-43) sólo válida para  $W/h > 1$ . Con  $\epsilon_{reff}$  se puede calcular la distancia de desbordamiento del campo debido al efecto Fringe en un slot ( $\Delta L$ ) como:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3-44)$$

Por lo que la longitud efectiva será:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (3-45)$$

La frecuencia de resonancia del modo dominante (suponiendo que  $L > W > h$ ) contando con la longitud efectiva y la constante dieléctrica efectiva es:

$$(f_r)_{010} = \frac{c}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (3-46)$$

### 3.4.3 Métodos de alimentación

Los cuatro métodos más comunes de alimentar un parche son los siguientes: mediante una línea microstrip ('line feed'), mediante un cable coaxial ('probe feed'), mediante acoplo por proximidad ('proximity coupled') y mediante acoplo por apertura ('aperture coupled') [3-10]. En los dos primeros, la transferencia de energía de la alimentación al parche se realiza con contacto físico, mientras que en los dos últimos esta transferencia se hace a través del acoplamiento del campo electromagnético.

#### 3.4.3.1 Alimentación mediante una línea de microstrip ('line feed')

Esta técnica consiste en alimentar el parche con una línea de  $50\Omega$  en el sustrato (Figura 3-10). La adaptación de la impedancia de entrada del parche se hace mediante la introducción de la línea dentro del parche, dejando una pequeña separación entre el parche y el tramo de línea introducida en él (Figura 3-15). Esta técnica es fácil de fabricar ya que parche y línea se encuentran en el mismo sustrato. En las antenas microstrip, es común aumentar el grosor del sustrato para conseguir un mayor ancho de banda de adaptación, lo que conlleva que la línea microstrip sea de mayor amplitud. Este hecho provoca que la radiación espuria debida a la línea sea cada vez más importante, por lo que se ve limitado el ancho de banda relativo de la antena que se puede conseguir con este tipo de alimentación, que típicamente es del 2% al 5% [3-3].

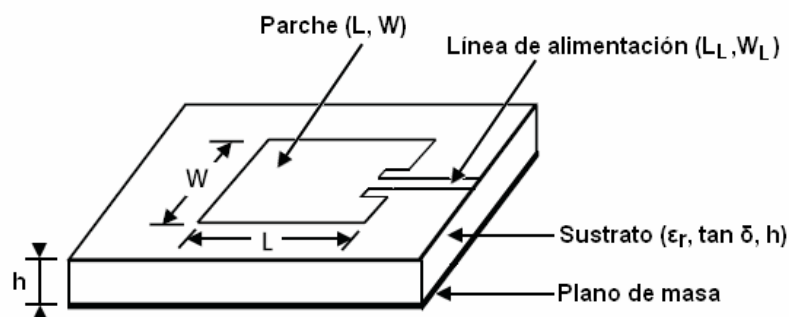


Figura 3-15 Alimentación mediante línea de transmisión

La antena parche con este tipo de alimentación se puede representar circuitalmente como se muestra en la Figura 3-16. El paralelo RLC representa el parche, mientras que la inductancia serie representa la línea de alimentación.



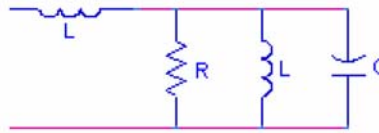


Figura 3-16 Modelo circuital de la antena parche con alimentación por línea de transmisión

### 3.4.3.2 Alimentación mediante un cable coaxial, ('probe feed')

Este tipo de alimentación se realiza mediante un cable coaxial, accediendo desde la parte inferior del parche (por la parte del plano de masa), conectando el conductor interno del coaxial al parche atravesando el dieléctrico, y conectando el conductor externo del coaxial al plano de masa del parche. La adaptación de la impedancia del parche se realiza moviendo el punto de alimentación en la dirección de la dimensión  $L$  (según la Figura 3-17). Este tipo de alimentación, al aumentar la altura del sustrato para intentar tener banda ancha de adaptación, también sufre de radiaciones espurias al aumentar el tamaño del vivo del coaxial dentro del dieléctrico [3-8]. De esta forma, y de igual forma que la alimentación por línea microstrip, esta técnica ofrece una banda estrecha de adaptación.

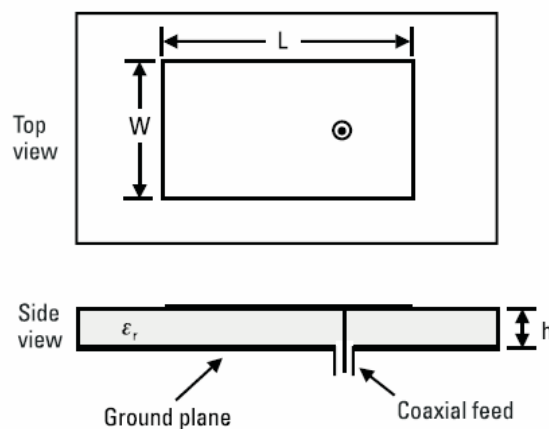


Figura 3-17 Alimentación mediante un cable coaxial

El modelado de este tipo de alimentación es difícil, pero el más simple y conocido es el mostrado en la Figura 3-18, donde el paralelo RLC representa el parche, y la inductancia serie el cable coaxial.

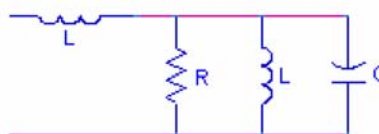
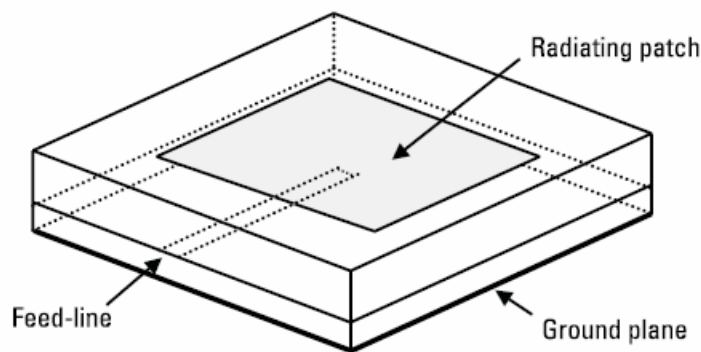


Figura 3-18 Modelo circuital de la antena parche con alimentación por cable coaxial

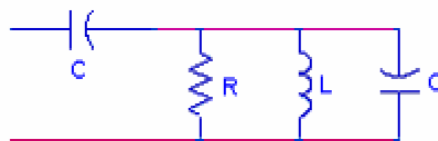
### 3.4.3.3 Alimentación mediante acoplo por proximidad, ('proximity coupled')

La configuración de la alimentación mediante acoplo por proximidad se muestra en la Figura 3-19. Para esta configuración se precisan de dos sustratos dieléctricos superpuestos. En la capa de sustrato inferior se encuentra la línea de alimentación con el plano de masa en la cara inferior, mientras que la capa de sustrato superior contiene el parche su cara superior. Las capas de sustrato se deben superponer de forma que línea y parche queden centrados.



**Figura 3-19 Alimentación mediante acoplo por proximidad**

Este tipo de alimentación sin contacto basa su funcionamiento en la transferencia de energía entre parche y línea mediante un acoplamiento de tipo capacitivo. El modelo circuital de este tipo de alimentación se muestra en la Figura 3-20, donde la capacidad en serie con el paralelo RLC representa el acoplamiento capacitivo entre línea y parche. Esta capacidad se puede ajustar para adaptar la impedancia de entrada de la antena, modificando la amplitud de la línea y la altura del sustrato superior. Estos parámetros y otros como la longitud de la línea (desde el centro de parche) se utilizan para incrementar el ancho de banda. Dado que no genera radiaciones espurias, el ancho de banda sólo viene limitado por los parámetros geométricos, de forma que se pueden alcanzar valores de ancho de banda relativo cercanos al 13% [3-8].



**Figura 3-20 Modelo circuital de la antena parche con alimentación por acoplo por proximidad**

### 3.4.3.4 Alimentación mediante acoplo por apertura, ('aperture coupled')

La configuración de este tipo de alimentación (Figura 3-21) se compone, como en el caso anterior, de dos sustratos dieléctricos. Entre ambos sustratos se encuentra el plano de masa. En la cara inferior del sustrato inferior se encuentra la línea de alimentación, y en la cara superior del sustrato superior se encuentra el parche. La línea se acopla electromagnéticamente a través de una ranura (o slot) situada en el plano de masa. Esta ranura, que puede ser de varias formas, comúnmente es de forma rectangular y se posiciona de forma perpendicular a la línea. En la configuración básica, la ranura se ajusta para que se encuentre en el centro del parche, estando centrada a su vez con la línea de alimentación. Que la ranura se encuentre en el centro del parche es importante para realzar el acoplamiento magnético entre el campo magnético del parche (que es máximo en el centro) y la corriente magnética equivalente en el slot (la apertura rectangular es un dipolo magnético).

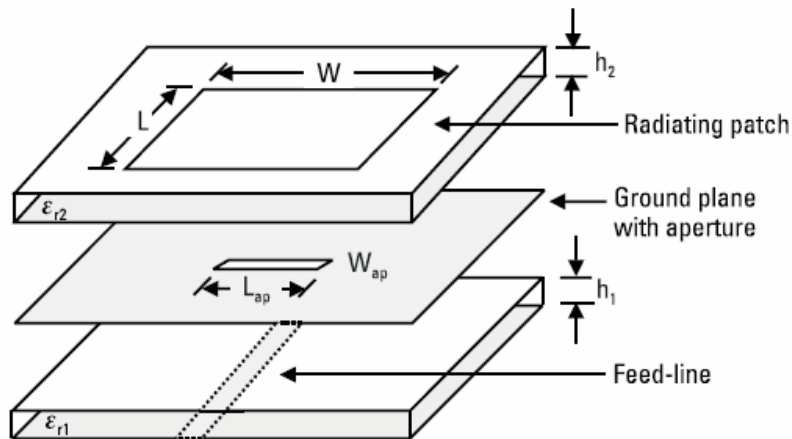


Figura 3-21 Alimentación mediante acoplo por apertura

Para adaptar la impedancia de entrada e intentar tener el ancho de banda máximo, se pueden modificar los parámetros referentes a la apertura (amplitud y longitud), las alturas de los sustratos y sus permitividades relativas, la amplitud de la línea de alimentación y la longitud de línea sobrante desde el centro de la ranura. Con esta configuración básica, se pueden conseguir valores de ancho de banda relativos entorno al 21% [3-8].

El modelo circuital de esta alimentación (Figura 3-22), muestra que en este caso la línea de alimentación, modelada por una inductancia, está en serie con el paralelo RLC (parche), debido a que se acoplan a través del slot. La longitud de línea desde el centro de la ranura hasta el final de la misma, se considera un stub acabado en circuito abierto [3-7].

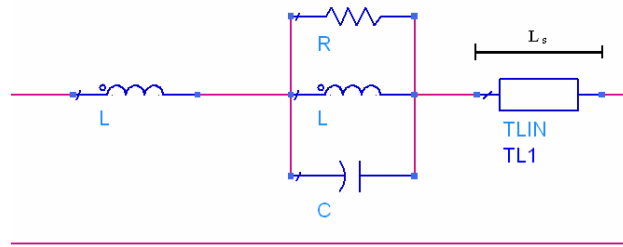


Figura 3-22 Modelo circuital de la antena parche con alimentación por acoplo por apertura

### 3.4.4 Polarización circular

Como ya se ha comentado con anterioridad, una antena parche rectangular radia en su mayor parte con polarización lineal. Se puede conseguir polarización circular mediante dos alimentaciones en el mismo parche o mediante una sola, como se detalla a continuación.

#### 3.4.4.1 Polarización circular con doble alimentación

Para conseguir una polarización circular en el parche, se deben excitar dos modos ortogonales (en las dimensiones que no son la altura) dentro del parche desfasados  $90^\circ$ . Para obtener una polarización circular lo más pura posible (en cuanto a relación axial), las dimensiones  $L$  y  $W$  del parche deben ser iguales, de forma que las frecuencias de resonancia de los modos  $TM_{001}$  y  $TM_{010}$  sean la misma. La forma más común de conseguir excitar un modo en cada dimensión es mediante dos alimentaciones (sean del tipo que sean), situadas en dos extremos del parche adyacentes y desfasadas  $90^\circ$ . Como ejemplo, en la Figura 3-23 se muestra un parche cuadrado en el que se aplica doble alimentación (por cable coaxial) con desfase de  $90^\circ$  para conseguir polarización circular. La alimentación con fase de  $0^\circ$  excitará el modo en la dirección  $y$ , y la alimentación con fase de  $90^\circ$  excitará el modo en la dirección  $z$ .

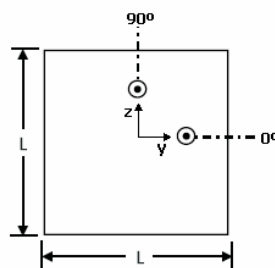


Figura 3-23 Alimentación doble por cable coaxial para polarización circular

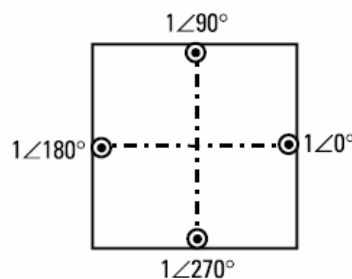
La diferencia de fase entre las dos alimentaciones se puede conseguir con un híbrido de  $90^\circ$  y un divisor de potencia con desfase de  $90^\circ$  [3-3]. La relación axial será mejor (cercana a 1) cuanto más exacto sea el desfase de  $90^\circ$  entre las dos alimentaciones. El desbalanceo en amplitud de la red de alimentación también afecta a la relación axial, de forma que cuanto más iguales sean en amplitud ambas alimentaciones, mejor será la relación axial. Puesto que ambos parámetros sólo serán ideales en un rango limitado de frecuencias, el ancho de banda de la relación axial vendrá dado por la limitación del ancho de banda del desfase de la alimentación y del desbalanceo en amplitud.

El sentido del desfase entre las alimentaciones es el que determina el sentido de la polarización circular. Si la fase es creciente en la dirección de las agujas del reloj (viendo el parche desde arriba) la polarización resultante será RHCP (Figura 3-24 a), mientras que si la fase es creciente en el sentido opuesto a las agujas del reloj, la polarización será LHCP (Figura 3-24 b).



**Figura 3-24 Configuraciones de desfase para conseguir polarización circular**

Esta misma técnica se puede utilizar con 4 alimentaciones, de forma que habrá desfases de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$  en cada uno de los extremos del parche. El sentido de incremento del desfase, será, de la misma forma, el que determinará el tipo de polarización.



**Figura 3-25 Alimentación con 4 puntos para polarización circular**

### 3.4.4.2 Polarización circular con una única alimentación

Para evitar la mayor complejidad que supone la red de alimentación para la alimentación dual, se pueden utilizar varias geometrías con las que se puede conseguir polarización circular con una sola alimentación.

Una técnica muy común es la alimentación en diagonal con un parche casi cuadrado. Con esta geometría se generan dos modos ortogonales desfasados  $90^\circ$ , con frecuencias de resonancia muy cercanas, lo que hace que la antena sea de polarización circular en las frecuencias cercanas a las frecuencias de resonancia. La relación  $W/L$  suele ser de 1.01 [3-8]. Dependiendo en que diagonal se de la alimentación, la polarización será a derechas o a izquierdas (Figura 3-26).

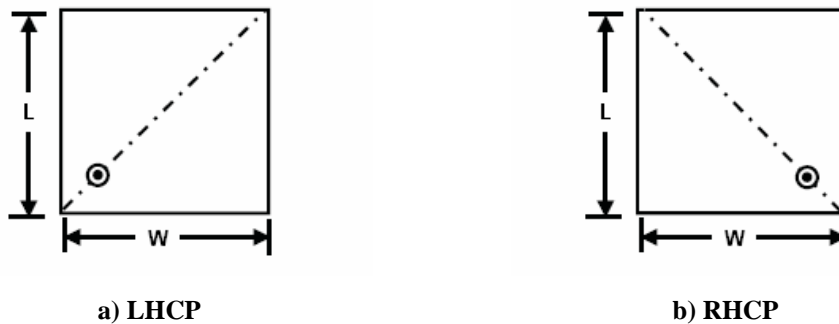


Figura 3-26 Alimentación en diagonal en parches semi cuadrados para obtener polarización circular

Otra forma de conseguir polarización circular con alimentación en la diagonal es mediante la modificación de dos lados enfrentados del parche. Con una geometría como la mostrada en la Figura 3-27 a se consigue polarización RHCP, mientras que con una geometría como la mostrada en la Figura 3-27 b se consigue polarización LHCP [3-8]. Si cada una de estas geometrías se alimenta desde la diagonal opuesta, la polarización resultante será la cruzada.

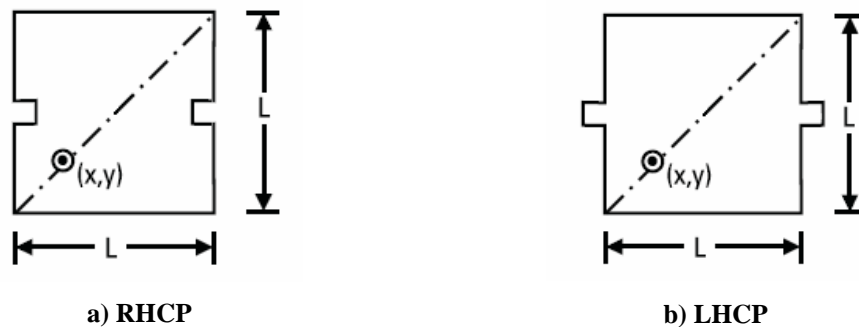


Figura 3-27 Alimentación en diagonal en parches con bordes modificados para obtener polarización circular

Mediante la modificación de las esquinas del parche se consigue polarización circular. Si se alimenta el parche desde un lateral (introduciendo o no el punto de alimentación para la adaptación) y se recortan dos esquinas opuestas del parche, la polarización resultante es circular [3-3]. La geometría mostrada en la Figura 3-28 radia con polarización LHCP. Si las esquinas recortadas fueran las opuestas, la polarización sería RHCP.

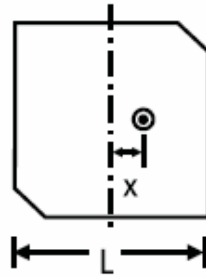
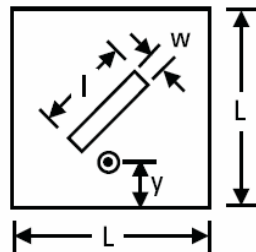
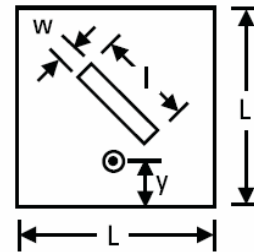


Figura 3-28 Parche con esquinas recortadas (LHCP)

Otra forma muy común de conseguir polarización circular con una sola alimentación es mediante la introducción de un slot en diagonal en un parche cuadrado. Un parche con la geometría mostrada en la Figura 3-29 a radia con polarización RHCP, por lo que la geometría mostrada en la Figura 3-29 b posee polarización LHCP [3-3].



a) RHCP



b) LHCP

Figura 3-29 Parche con slot en diagonal para obtener polarización circular

### 3.4.5 Efectos del sustrato

Durante el análisis del modelo de línea de transmisión ya se introdujeron ciertas características del sustrato, que serán ampliadas a continuación.

La constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{\text{reff}}$  es la constante dieléctrica equivalente de una línea microstrip suponiendo que todas las líneas de campo se propagarán en el sustrato (en

una línea microstrip, parte de las líneas de campo se propagan por aire). Se expresa como [3-11]:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} & \text{para } \frac{W}{h} > 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right] & \text{para } \frac{W}{h} \leq 1 \end{cases} \quad (3-47)$$

Una línea microstrip presenta una impedancia característica en función del sustrato en el que se encuentre y su relación de aspecto  $W/h$  [3-11], como se muestra a continuación:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \cdot \frac{1}{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln\left(\frac{W}{h} + 1.444\right)} & \text{para } \frac{W}{h} > 1 \\ \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h}\right) & \text{para } \frac{W}{h} \leq 1 \end{cases} \quad (3-48)$$

Las pérdidas debidas al conductor del sustrato se pueden definir de una forma general como se muestra a continuación [3-4].

$$\alpha_c = 8.686 \frac{\sqrt{\omega\mu_0/2\sigma}}{Z_0 W} \quad \text{dB/m} \quad (3-49)$$

Las pérdidas en el dieléctrico,  $\alpha_d$ , dependen de la frecuencia [3-11].

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \cdot \frac{\epsilon_{\text{reff}} - 1}{\epsilon_r - 1} \cdot \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \quad \text{dB/m} \quad (3-50)$$

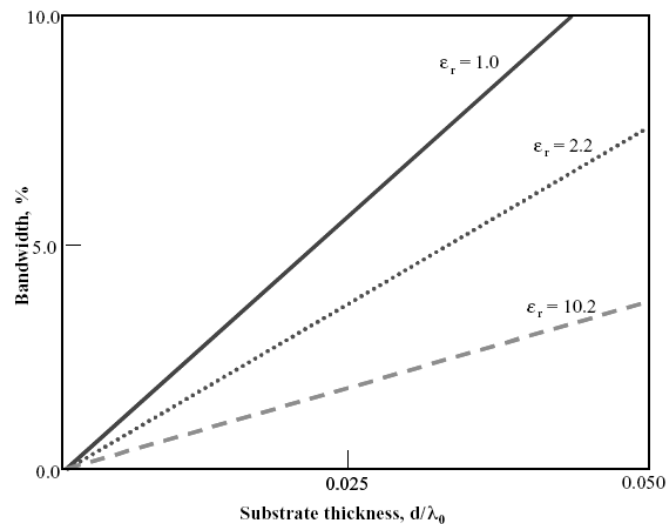
De las ecuaciones (3-47) y (3-48) se desprende que la constante dieléctrica efectiva y la impedancia no varían en frecuencia si las dimensiones no cambian y la constante dieléctrica relativa no varía. Pero este fenómeno no se reproduce exactamente en la realidad, aunque estas expresiones son bastante precisas y sirven como una primera aproximación. Para el cálculo de las dimensiones de una línea microstrip en un sustrato para obtener una impedancia determinada a cierta frecuencia, utilizaremos la herramienta de ADS para este propósito, LineCalc.



A parte de la dependencia de las características de las líneas microstrip con los parámetros del sustrato, cuando hablamos de antenas microstrip, parámetros como la directividad, eficiencia y ancho de banda también tienen su dependencia. Cabe destacar que el ancho de banda de la antena es referido en términos de adaptación de impedancia, cuando la VSWR (Voltage Standing Wave Ratio o Relación de Onda Estacionaria) es menor que 2 (equivalente a decir que el coeficiente de reflexión a la entrada es menor de -9.5dB). El ancho de banda se expresa en forma porcentual, pasándose a llamar ancho de banda relativo, definido como:

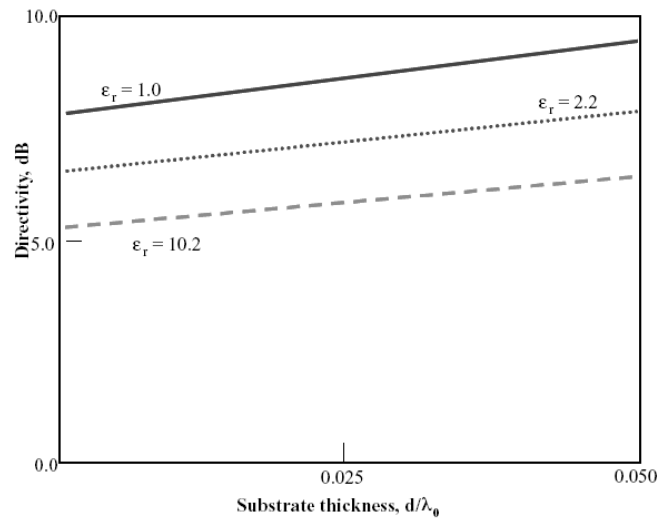
$$BW_{rel}(\%) = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \cdot 100 = \frac{f_{max} - f_{min}}{\sqrt{f_{max} \cdot f_{min}}} \cdot 100 \quad (3-51)$$

El ancho de banda relativo de una antena microstrip aumenta al aumentar el grosor del sustrato y disminuye al aumentar la permitividad relativa, Figura 3-30 [3-12].



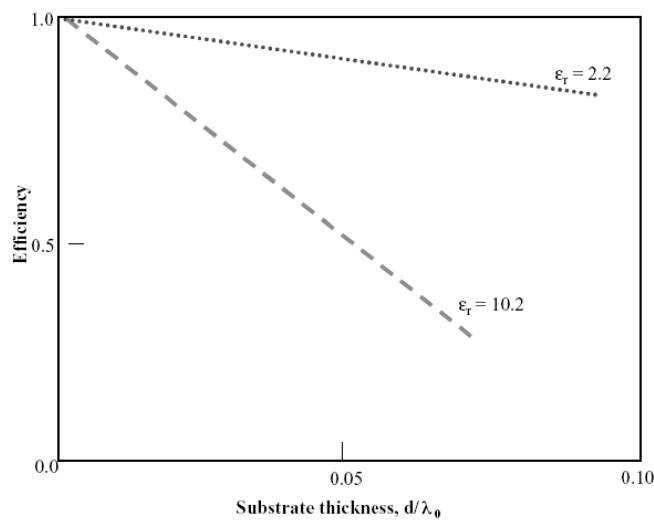
**Figura 3-30 Dependencia del ancho de banda con la permitividad dieléctrica relativa y el grosor del sustrato**

La directividad de una antena microstrip aumenta al aumentar el grosor del sustrato y disminuye al aumentar la permitividad relativa, Figura 3-31 [3-12].



**Figura 3-31 Dependencia de la directividad con la permitividad dieléctrica relativa y el grosor del sustrato**

La eficiencia de una antena microstrip disminuye al aumentar el grosor del sustrato y la permitividad relativa, Figura 3-32 [3-12].



**Figura 3-32 Dependencia de la eficiencia con la permitividad dieléctrica relativa y el grosor del sustrato**

Las figuras mostradas corresponden a una configuración de antena básica, parche rectangular con alimentación por línea microstrip [3-12].

Por lo tanto, si se requiere una alta directividad o un ancho de banda grande, se deberá elegir un sustrato grueso y/o de baja permitividad. Pero el hecho de escoger un sustrato grueso repercutirá en una baja eficiencia, y la elección de una baja permitividad repercutirá en unas dimensiones de antena mayores. De esta forma se establece un compromiso entre ancho de banda, directividad, eficiencia y tamaño de la antena.

## 3.5 Referencias del capítulo

- [3-1] IEEE Standards Board, “IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas”, IEEE Std 145-1993, Mayo 1993.
- [3-2] A.Cardama, L. Jofre et. Al., “Antenas”, Ediciones UPC, Septiembre 2002.
- [3-3] C. A. Balanis, “Antena Theory, analisis and design”, 2nd Ed, Wiley., 1998.
- [3-4] D. M. Pozar, “Microwave Engineering”, 2nd Ed. Wiley, 1998.
- [3-5] J. M. de Blas, “Nuevas Arquitecturas de receptores GPS utilizando antenas adaptativas”, Tesis Doctoral, UPM, 1998.
- [3-6] B. Hélin (TEC-EEA), “Array Antenna System for Galileo Reference Ground Station”, Internal report ESA, Agosto 2004.
- [3-7] R. Garg, P. Bhartia et. al., “Microstrip Antenna Design Handbook”, Artech House, Londres 2001.
- [3-8] G. Kumar, K. P. Ray, “Broadband Microstrip Antenas”, Artech House, Londres 2003.
- [3-9] N. Padros, J. I. Ortigosa, et. al. "Comparative Study of High-Performance GPS Receiving Antenna Designs", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 45, no. 4, pp 608-706, April 1997.
- [3-10] D. M. Pozar, “Microwave Antennas”, Proceedings of the IEEE, vol. 80 No 1, Enero 1992.
- [3-11] O. Moyano “Antenas microstrip. Diseño de una antena planar para un sistema de identificación por radiofrecuencia, (RFID)”, Memòria del Treball Final de carrera d'Enginyeria Tècnica de Telecomunicació, especialitat Sistemes Electrònics, UAB, 20 de Junio de 2005.
- [3-12] R. Waterhouse, L.C.Godara “Handbook of antennas in wireless communications”, CRC Press LLC, 2002.

## 4 Diseño de la antena

En este capítulo se mostrará el proceso de diseño de la antena teniendo en cuenta las especificaciones mostradas en el apartado 2.3. En las primeras fases del diseño se tendrá como objetivo obtener el ancho de banda de adaptación.

El proceso de diseño se va a realizar mediante la utilización de técnicas de simulación por ordenados, en concreto, el simulador electromagnético 3D FEKO, herramienta ampliamente utilizada para el diseño de antenas.

### 4.1 Diseño para conseguir el ancho de banda de adaptación

Como ya se ha introducido, en las primeras fases del diseño se intentará obtener el ancho de banda de adaptación especificado. Para ello, en primer lugar se probarán las diferentes formas de alimentación y algunas técnicas para ampliar el ancho de banda. Una vez que se consiga este objetivo, se procederá a la consecución de otras especificaciones como la polarización circular.

Tal y como se muestra en el apartado 2.3, los rangos de frecuencia en los que debe trabajar la antena son los siguientes: 1164 – 1300 MHz y 1559 – 1591 MHz. Estos dos rangos suponen unos anchos de banda relativos del 11% y del 2%, según la expresión (3-51). Puesto que el primer rango es el que supone un ancho de banda más amplio, y por lo tanto menos factible, es éste el primer rango con el que se pretende conseguir la adaptación.

La elección del sustrato en una antena microstrip es muy importante, y sus características (permitividad, altura...) son las que restringen las especificaciones de la antena. Ya que el diseño de la antena tendrá una parte importante práctica consistente en la fabricación de diferentes prototipos, se debe elegir un sustrato disponible en el laboratorio y cuyo coste no sea muy elevado. El sustrato elegido es el sustrato dieléctrico FR4 del fabricante BUNGARD, cuyas características (estructurales y eléctricas, no físicas) se muestran en la tabla 4.1.

<b>Permitividad dieléctrica relativa</b>	@ 1 MHz	4.8
	@ 100 MHz	4.6
	@ 1 GHz	4.5
<b>Tangente de pérdidas</b>	@ 1 MHz	0.015
	@ 100 MHz	0.015
	@ 1 GHz	0.015
<b>Grosor del dieléctrico</b>	1.55 ± 0.08 mm	
<b>Grosor del conductor (cobre)</b>	35 ± 5 μm	
<b>Conductividad del cobre</b>	59.6·10 <sup>6</sup> S/m	

Tabla 4-1 Datos del sustrato dieléctrico FR4 de Bungard

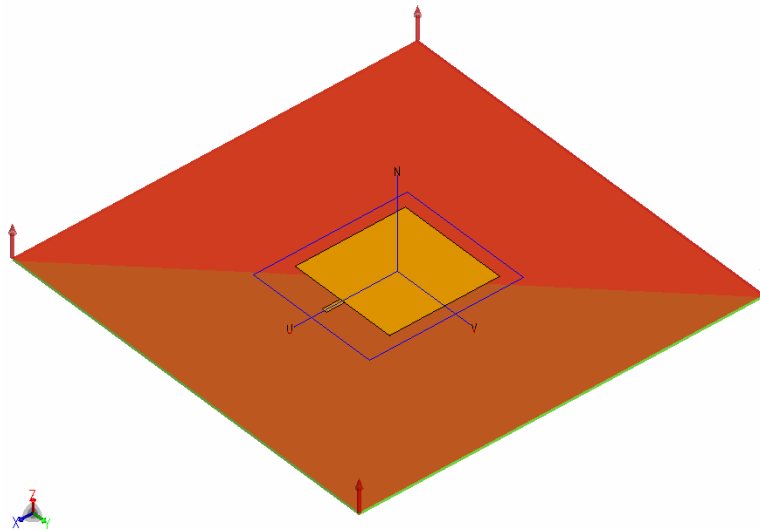
#### 4.1.1 Diseño con alimentación 'line feed'

La forma del parche que se va a utilizar es la forma cuadrada. Aunque de momento el diseño se hará con polarización lineal y una sola alimentación, se utiliza un parche cuadrado porque a posteriori se realizará la polarización circular, posiblemente con dos alimentaciones.

Puesto que teóricamente este tipo de alimentación tiene un ancho de banda pequeño, en primer lugar se intenta adaptar la banda 1164 – 1214 MHz. Para ello se intenta centrar la resonancia del parche a la frecuencia central de esta banda,  $f_0=1189$  MHz. La longitud del parche vendrá dada por la expresión (4-1). Cabe destacar que esta expresión difiere de (3-46) en que se calcula la longitud real y no la longitud efectiva, ya que no se tiene en cuenta  $\Delta L$ , porque es muy pequeño para frecuencias bajas y relaciones  $W/h$  altas, como es el caso.

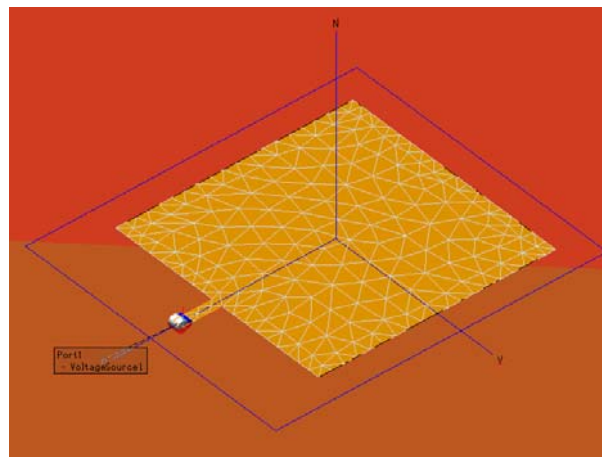
$$L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (4-1)$$

En (4-1) se debe utilizar la constante dieléctrica efectiva, que depende de  $L$  (3-47). Si introducimos (4-1) en (3-47), y resolvemos la ecuación con los datos del sustrato y  $f_0=1189$  MHz, obtenemos que  $\epsilon_{\text{reff}}=4.2818$  para esta frecuencia. Por lo tanto, utilizando (4-1) se obtiene que la longitud del parche debe ser  $L=W=60.925$  mm. La geometría del parche simulada es la siguiente:



**Figura 4-1 Parche con alimentación 'line feed'**

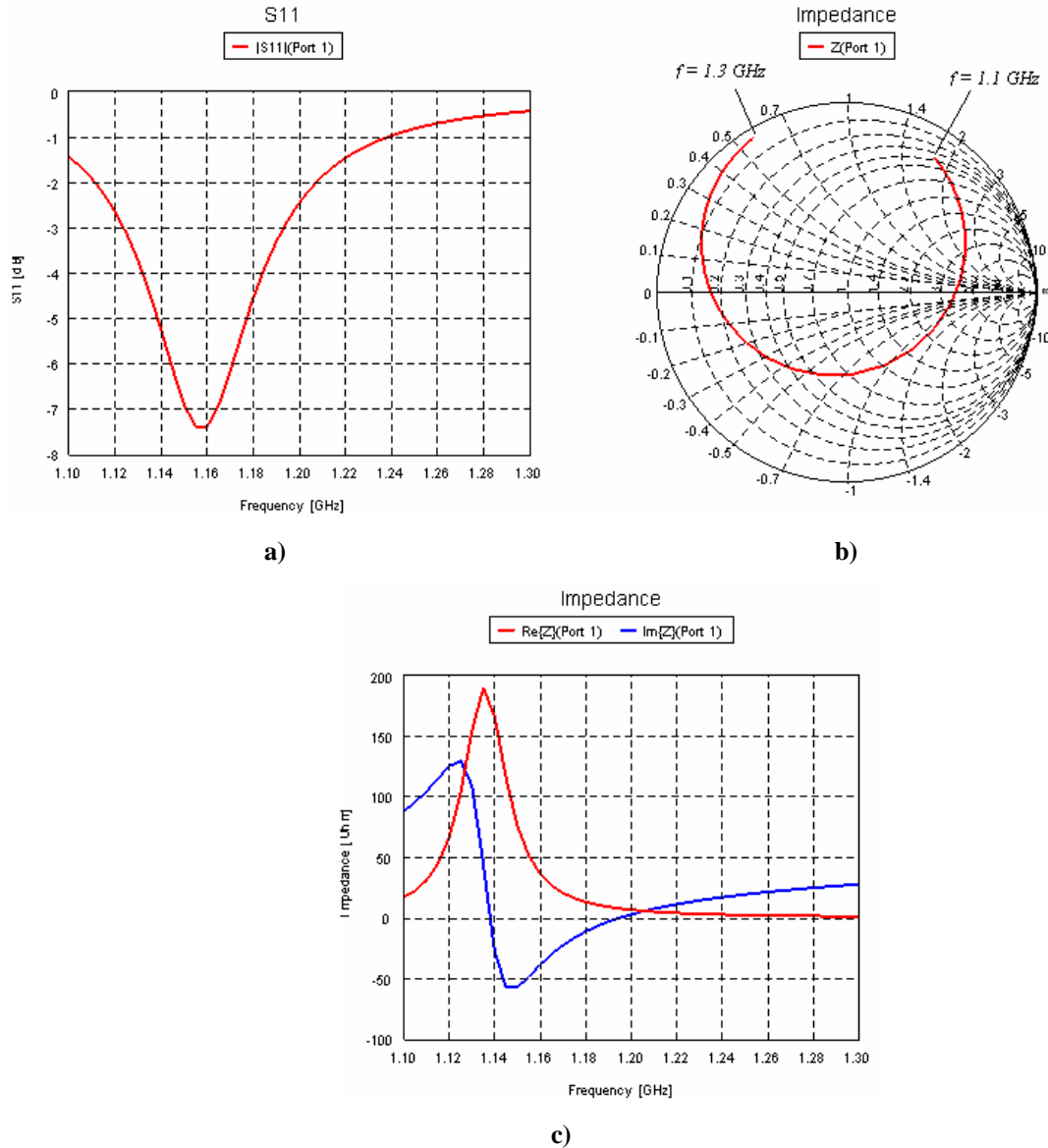
En la figura se puede ver que la alimentación lateral en el parche se hace mediante una línea microstrip de impedancia  $50\Omega$  a  $f_0$ . Su longitud es  $L_{lin}=10$  mm y su amplitud es  $W_{lin}=2.9$  mm, calculada con Linecalc con los parámetros del sustrato. En el simulador se ha definido que el dieléctrico es infinito, con un plano de masa en su parte inferior y espacio abierto en su parte superior. Se definen planos infinitos porque la simulación es mucho más rápida, a costa de no poder calcular pérdidas en el sustrato.



**Figura 4-2 Parche con alimentación 'line feed' mallado**

El mallado (descomposición de la geometría en triángulos) que se hace en el modelo para simularlo debe ser como mínimo de  $\lambda_g/10$ , siendo  $\lambda_g$  la longitud de onda en el medio guiado a la frecuencia máxima. El mallado siempre se hará más fino (triángulos más pequeños) donde la estructura sea más complicada. En este modelo, el mallado en la línea y

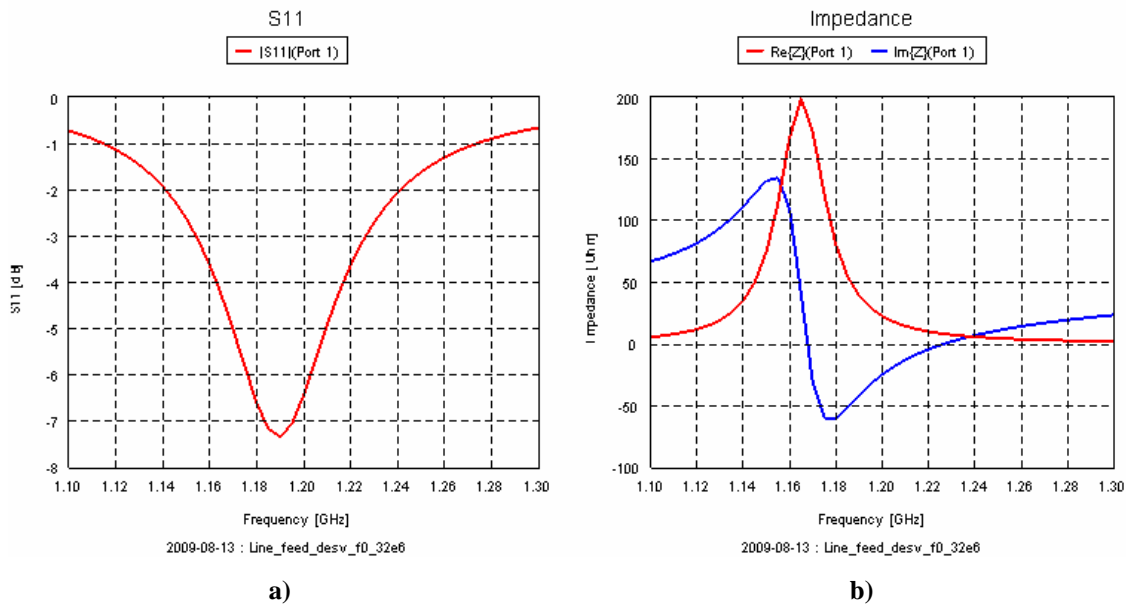
en los bordes es de  $\lambda_g/25$ , mientras que en el resto es de  $\lambda_g/15$  (ver Figura 4-2). Un mallado más fino supone más triángulos y más tiempo de simulación, pero en este caso no es excesivo. La alimentación de la línea se hace mediante un puerto ‘edge port’ en el extremo de la línea.



**Figura 4-3** Respuesta de la antena parche con alimentación line feed. a) Coeficiente de reflexión en dB  
b) Impedancia de entrada en la carta de Smith c) Parte real e imaginaria de la impedancia de entrada

La respuesta de este modelo es la mostrada en la Figura 4-3. En la Figura 4-3 c) se puede observar que existen dos frecuencias de resonancia del parche (cuando la parte imaginaria es 0), pero sólo consideramos como frecuencia de resonancia cuando la parte real de la impedancia es máxima. Por lo tanto, la frecuencia de resonancia del parche es 1.14 GHz. Pero como se puede ver en la Figura 4-3 a), la frecuencia a la que se da la máxima adaptación es 1.157 GHz y no 1.189 GHz como se pretendía. Para solucionar esto, se desplaza  $f_0$  32 MHz

hacia arriba, por lo que  $f_0 = 1189 + 32 = 1221$  MHz. Con esta nueva  $f_0$  se recalculan las dimensiones del parche,  $L = 59.328$  mm.



**Figura 4-4 Respuesta de la antena parche modificada con alimentación line feed.**

**a) Coeficiente de reflexión en dB   b) Parte real e imaginaria de la impedancia de entrada**

En la Figura 4-4 se muestran los resultados de la simulación con las nuevas dimensiones del parche. En la Figura 4-4 b) se puede ver que la frecuencia de resonancia del parche se ha desplazado hacia arriba en frecuencia 32 MHz. En la Figura 4-4 a) se puede observar que ahora la frecuencia de máxima adaptación es 1.189 GHz, aproximadamente. Se ha conseguido centrar la frecuencia de máxima adaptación, pero no adaptar la entrada, ya que el valor del coeficiente de reflexión mínimo a la entrada con el que consideramos que hay adaptación es -9.5 dB (aproximado a -10 dB por sencillez). Para intentar adaptar la antena debemos introducir el punto de alimentación dentro del parche, a partir del modelo actual con  $L = 59.328$  mm. Al introducir el punto de alimentación, se crean dos nuevos parámetros (Figura 4-5): la profundidad con la que se adentra la alimentación (parámetro  $P$ ) y la separación lateral entre línea y parche (parámetro  $G$ , de 'gap').



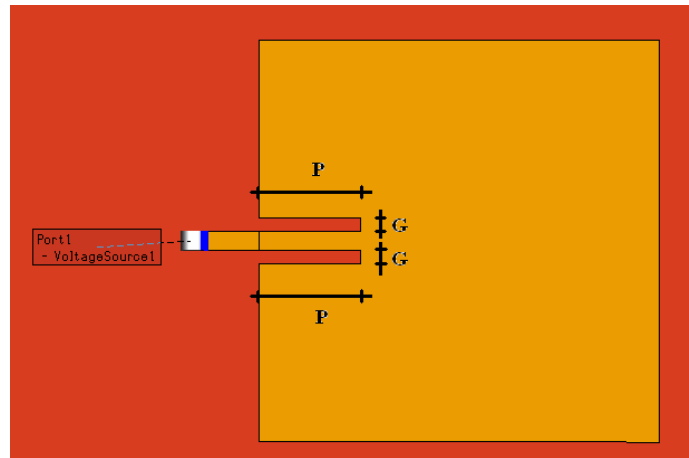


Figura 4-5 Introducción del punto de alimentación en el parche

Para optimizar el proceso de adaptación, se hará el análisis de la tendencia de la impedancia de entrada de la antena al modificar ambos parámetros. Para ver cómo se comporta al modificar la profundidad  $P$ , se deja como valor estable  $G=0.25\text{mm}$ , y se realizan varias simulaciones con varios valores de  $P$  (Figura 4-6).

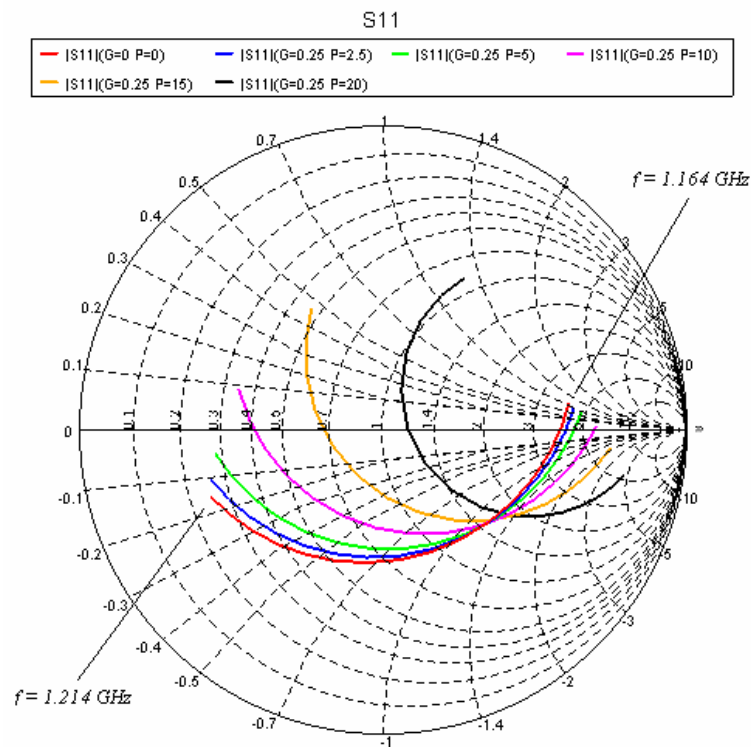
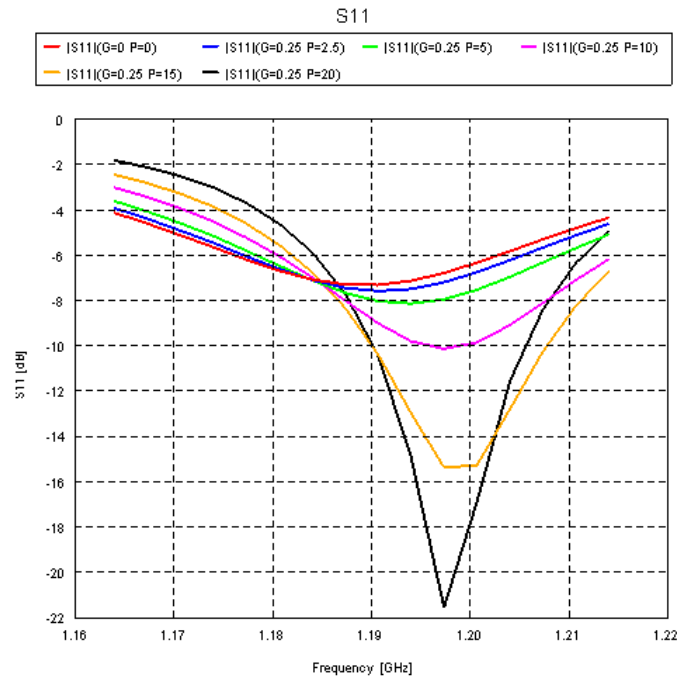


Figura 4-6 Impedancia de la antena con  $G=0.25\text{mm}$  y varios valores de  $P$

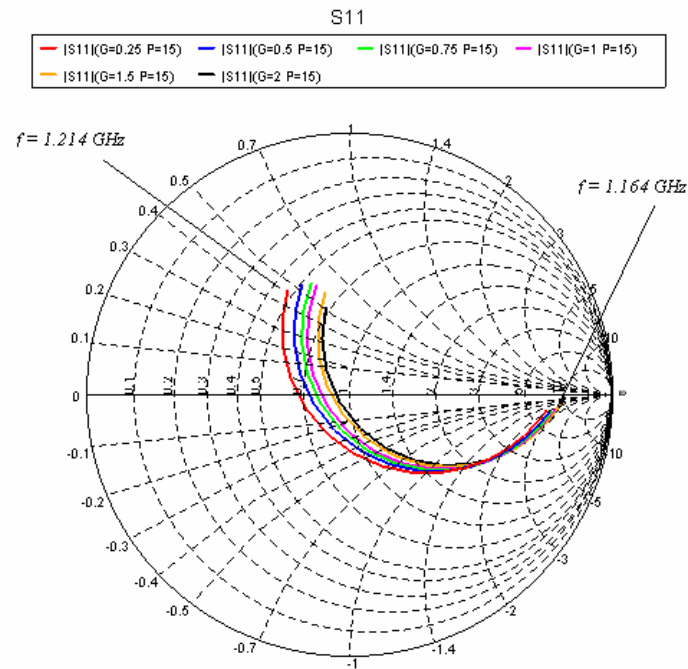
En la anterior figura se muestra la impedancia de entrada de la antena en carta de Smith para diferentes valores de  $P$ , conservando  $G=0.25\text{mm}$ . De esta figura podemos extraer que al incrementar  $P$ , la curva de la impedancia tiende a hacerse más estrecha (de menor radio) y a rotar hacia la derecha de la carta. Esto se traduce en que las frecuencias de

resonancia tienden a bajar en frecuencia, que la parte real de la impedancia tiende a hacerse más grande, y que para frecuencias altas la impedancia tiende a hacerse más inductiva. En este movimiento de rotación, la curva pasa por el centro de la carta, por lo que se consigue una muy buena adaptación, pero con un desplazamiento en frecuencia, algo que se ve más claro en la Figura 4-7, donde se representa el coeficiente de reflexión para este análisis.



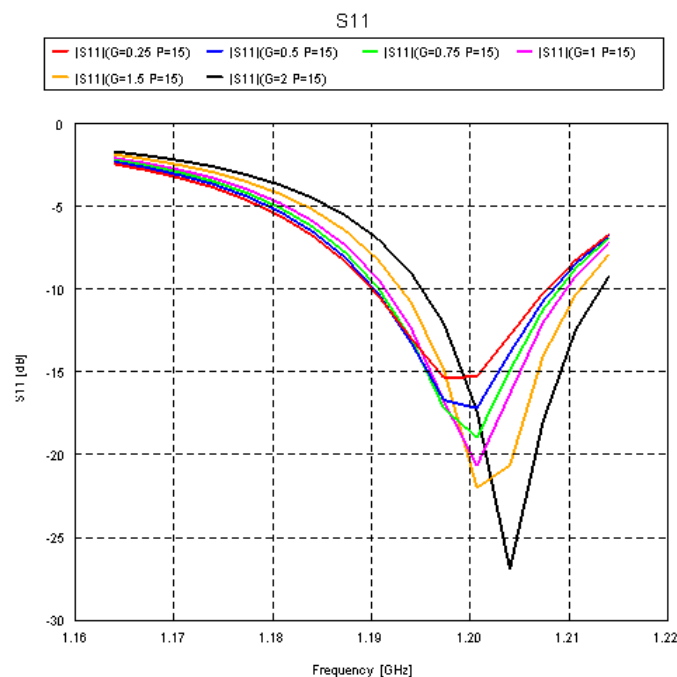
**Figura 4-7** Coeficiente de reflexión a la entrada de la antena con  $G=0.25$ mm y varios valores de  $P$

Se procede de la misma forma para analizar cómo se comporta la antena al modificar el espaciado  $G$ , dejando como valor estable  $P=15$ mm (Figura 4-8).



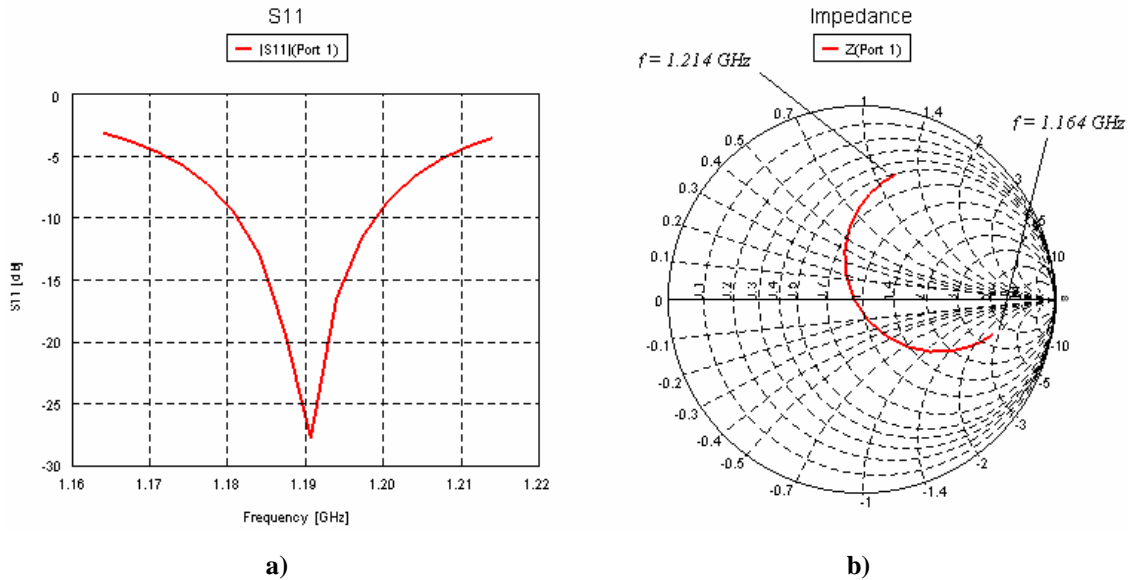
**Figura 4-8 Impedancia de la antena con  $P=15\text{mm}$  y varios valores de  $G$**

Al ampliar la distancia lateral entre línea y parche, la curva de impedancia en carta de Smith tiende a hacerse más estrecha, pero conservando sus valores a baja frecuencia. En este caso, al ampliar  $G$ , la curva se acerca al centro de la carta, por lo que la adaptación mejora, con un pequeño desplazamiento en frecuencia (Figura 4-9), aunque no haya rotación de la curva.



**Figura 4-9 Coeficiente de reflexión a la entrada de la antena con  $P=15\text{mm}$  y varios valores de  $G$**

Una vez analizada la tendencia de ambos parámetros, se modifican hasta encontrar la combinación que da un mayor ancho de banda de adaptación a -10 dB, modificando también  $L$  para centrar la banda de adaptación a 1.189 GHz. Esta combinación es  $G=1.5$  mm,  $P=15.5$  mm y  $L=59.917$ mm. Su impedancia de entrada se muestra en la Figura 4-10 b, mientras que el coeficiente de reflexión a la entrada de la antenna se puede ver en la Figura 4-10 a.



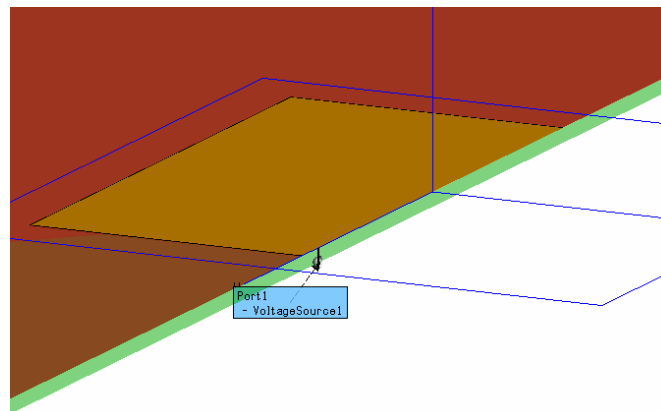
**Figura 4-10 Respuesta de la antenna parche con alimentación line feed con la mejor configuración a) Coeficiente de reflexión a la entrada b) Impedancia**

Como se puede observar en la figura anterior, sólo se consigue adaptación aproximadamente de 1.18 GHz a 1.20 GHz, lo que sólo supone 20 MHz, o dicho de otra forma, un 1.6% de ancho de banda de adaptación. A 1.2 GHz,  $\lambda_g$ , la longitud de onda guiada en el dieléctrico ( $\epsilon_r=4.5$ ) según (3-31) es de 117.8 mm. Por lo tanto,  $h/\lambda_g=0.013$ , lo que explica su bajo ancho de banda relativo (Figura 3-30). Por lo tanto se concluye que no se puede alcanzar el ancho de banda de adaptación de 1.164 -1.300 GHz, con esta alimentación y sustrato, por lo que se cambia el tipo de alimentación.

#### 4.1.2 Diseño con alimentación 'Probe Feed'

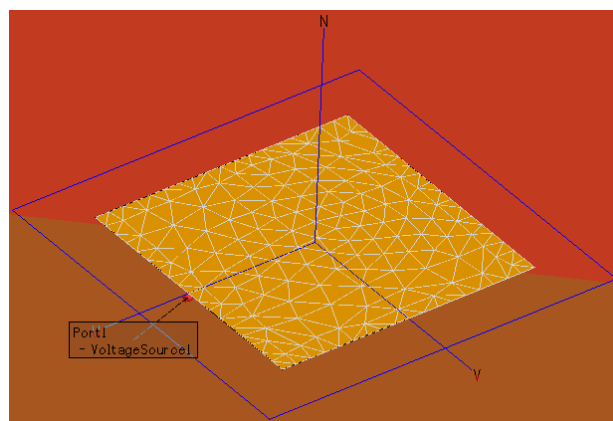
La forma del parche utilizada sigue siendo la forma cuadrada. En este caso la alimentación se realiza mediante un cable coaxial, conectando el conductor interno del coaxial al parche atravesando el dieléctrico, y conectando el conductor externo del coaxial al plano de masa del parche.

Como en el caso anterior, las simulaciones en este apartado se realizan teniendo en cuenta que los planos son infinitos, por lo que no se puede introducir un orificio en el dieléctrico y en el plano de masa (por el que pasaría el conductor interno del coaxial). Por este motivo, este tipo de alimentación se modela como un hilo que va desde el plano de masa hasta el parche a través del dieléctrico, pero sin crear un orificio en el dieléctrico. El puerto, donde se define la fuente de alimentación, se halla en el inicio del hilo, es decir, en la intersección entre el plano de masa y el hilo (Figura 4-11).

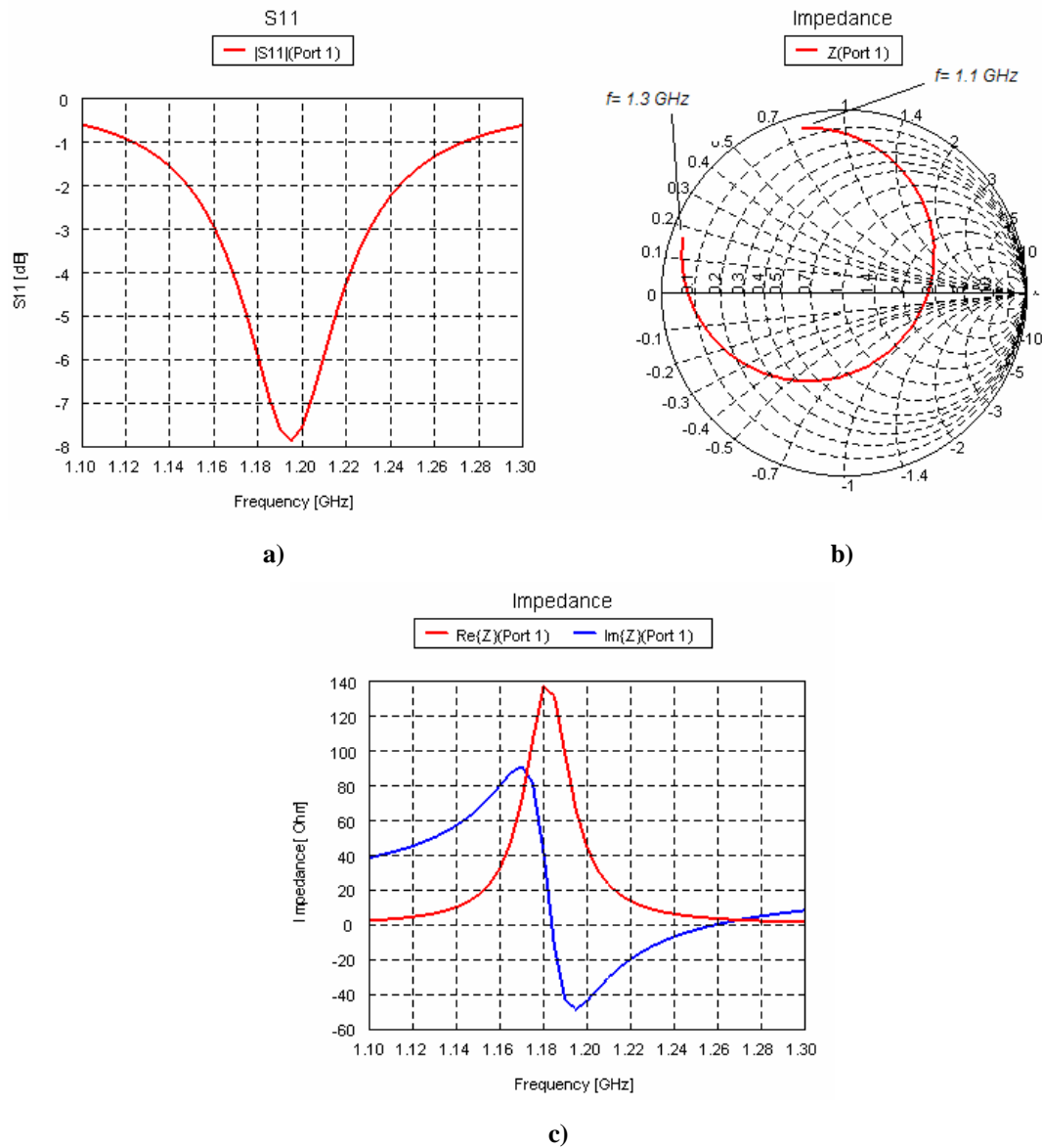


**Figura 4-11 Modelo de alimentación probe feed**

Se toma como punto de partida el parche cuya frecuencia de máxima adaptación era 1.189 GHz en la alimentación por línea microstrip del apartado anterior; las dimensiones son  $L=W=59.328\text{ mm}$ . En un principio se coloca el hilo con el que se hace la alimentación en el extremo del parche, como se muestra en la Figura 4-12. El mallado del parche para la simulación es de tamaño  $\lambda_g/25$  en los bordes del parche y de  $\lambda_g/15$  en el resto, siendo  $\lambda_g$  la longitud de onda en el dieléctrico para la frecuencia máxima de simulación. La respuesta del parche con esta alimentación obtenida mediante simulación es la mostrada en la Figura 4-13.



**Figura 4-12 Parche con alimentación 'probe feed' mallado**

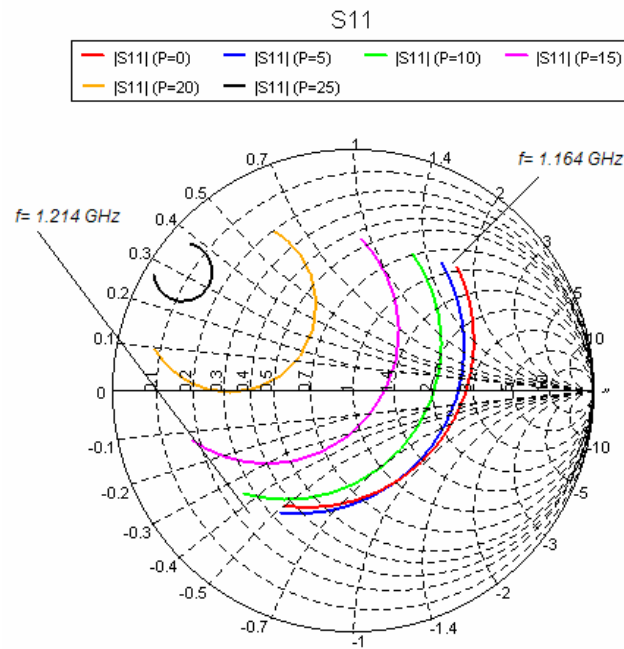


**Figura 4-13 Respuesta de la antena parche con alimentación probe feed. a) Coeficiente de reflexión en dB b) Impedancia de entrada en la carta de Smith c) Parte real e imaginaria de la impedancia de entrada**

El coeficiente de reflexión a la entrada de la antena (Figura 4-13 a) es prácticamente igual al obtenido con este mismo parche pero con alimentación con línea (Figura 4-4 a). Sin embargo, la parte real e imaginaria de la impedancia de entrada de la antena son diferentes para los diferentes tipos de alimentación, debido a que la referencia de fase para ambas simulaciones es diferente; la línea microstrip es más larga que el hilo, por lo que el desfase introducido es diferente.

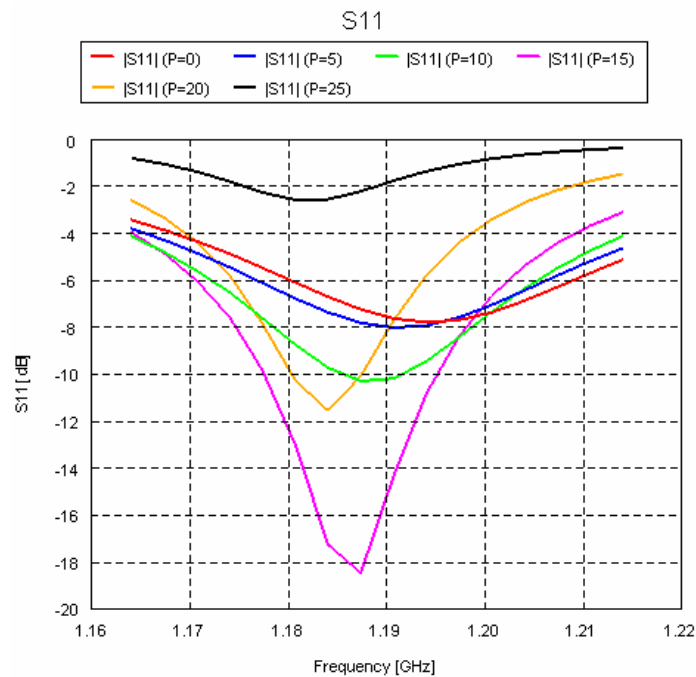
El único parámetro que se puede modificar en este tipo de alimentación es el punto donde se coloca el hilo que modela la alimentación. Se define como parámetro  $P$  esta distancia, medida desde el extremo del parche. Se realizan varias simulaciones para ver la

tendencia de la respuesta de la antena al modificar  $P$ . Los valores de  $P$  simulados son 0, 5, 10, 15, 20 y 25 mm.



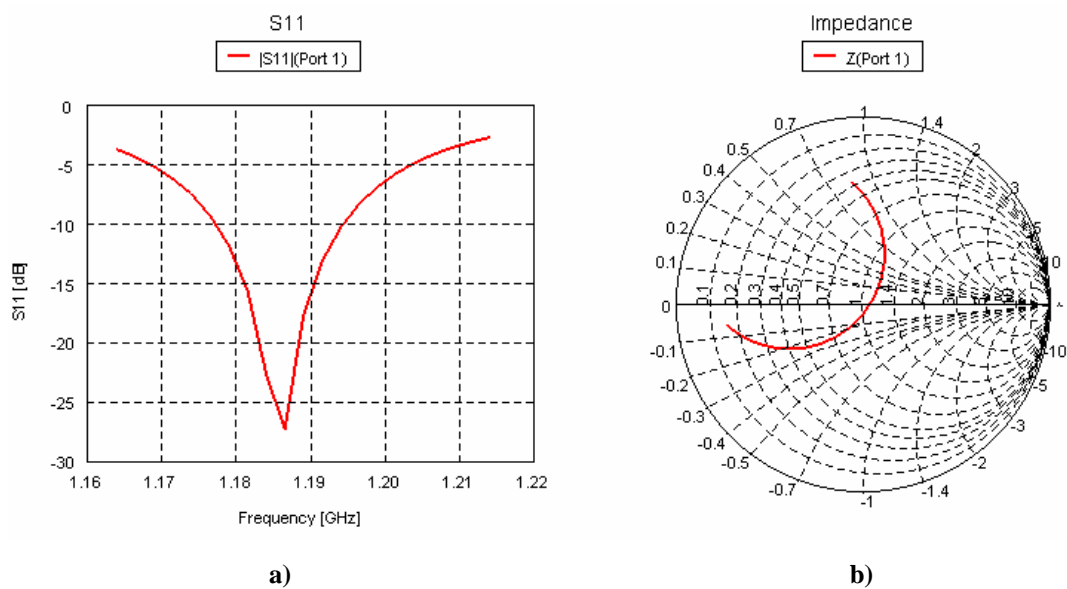
**Figura 4-14 Impedancia de la antena para varios valores de  $P$**

Como se puede ver en la Figura 4-14, la curva que define la impedancia en función de la frecuencia se estrecha (disminuye su radio) al aumentar el parámetro  $P$ , es decir, al adentrar el punto de alimentación en el parche. Junto con este efecto, la curva se desplaza en diagonal hacia la derecha de la carta, por lo que disminuye la impedancia y pierde la resonancia en el rango frecuencial simulado. La curva también sufre cierta rotación al modificar  $P$ , lo que se traduce en un leve desplazamiento en frecuencia hacia abajo de la frecuencia de máxima adaptación. Este efecto se puede observar mejor en la Figura 4-15, donde se compara el coeficiente de reflexión para los mismos valores de  $P$ .



**Figura 4-15 Coeficiente de reflexión a la entrada de la antena para varios valores de  $P$**

El valor óptimo de  $P$  que se ha encontrado para obtener un máximo ancho de banda de adaptación a -10dB es 16.25mm. Este ancho de banda máximo es de sólo 18MHz (ver Figura 4-16).



**Figura 4-16 Respuesta de la antena parche con alimentación probe feed con el mejor valor de  $P$**

a) Coeficiente de reflexión a la entrada b) Impedancia

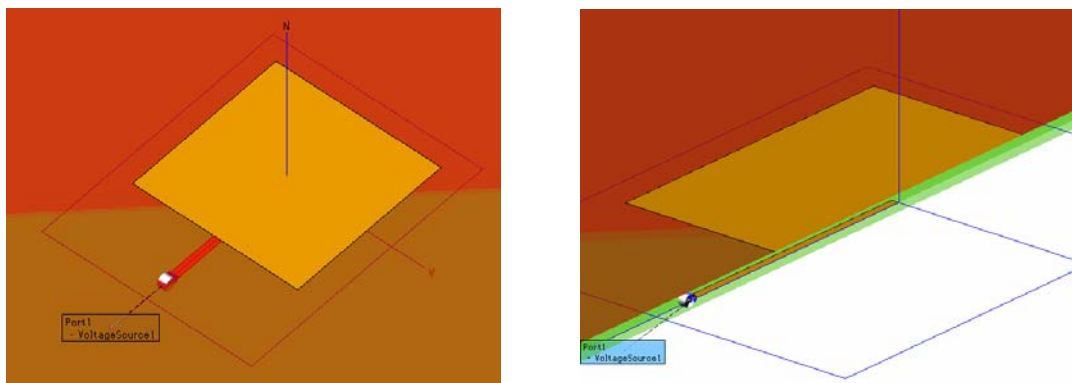
Como en la alimentación por línea microstrip, el ancho de banda conseguido es muy estrecho, debido al tipo de alimentación y al sustrato. Por este motivo se piensa utilizar otro tipo de alimentación, mostrado en el siguiente apartado.



### 4.1.3 Diseño con alimentación 'proximity coupled'

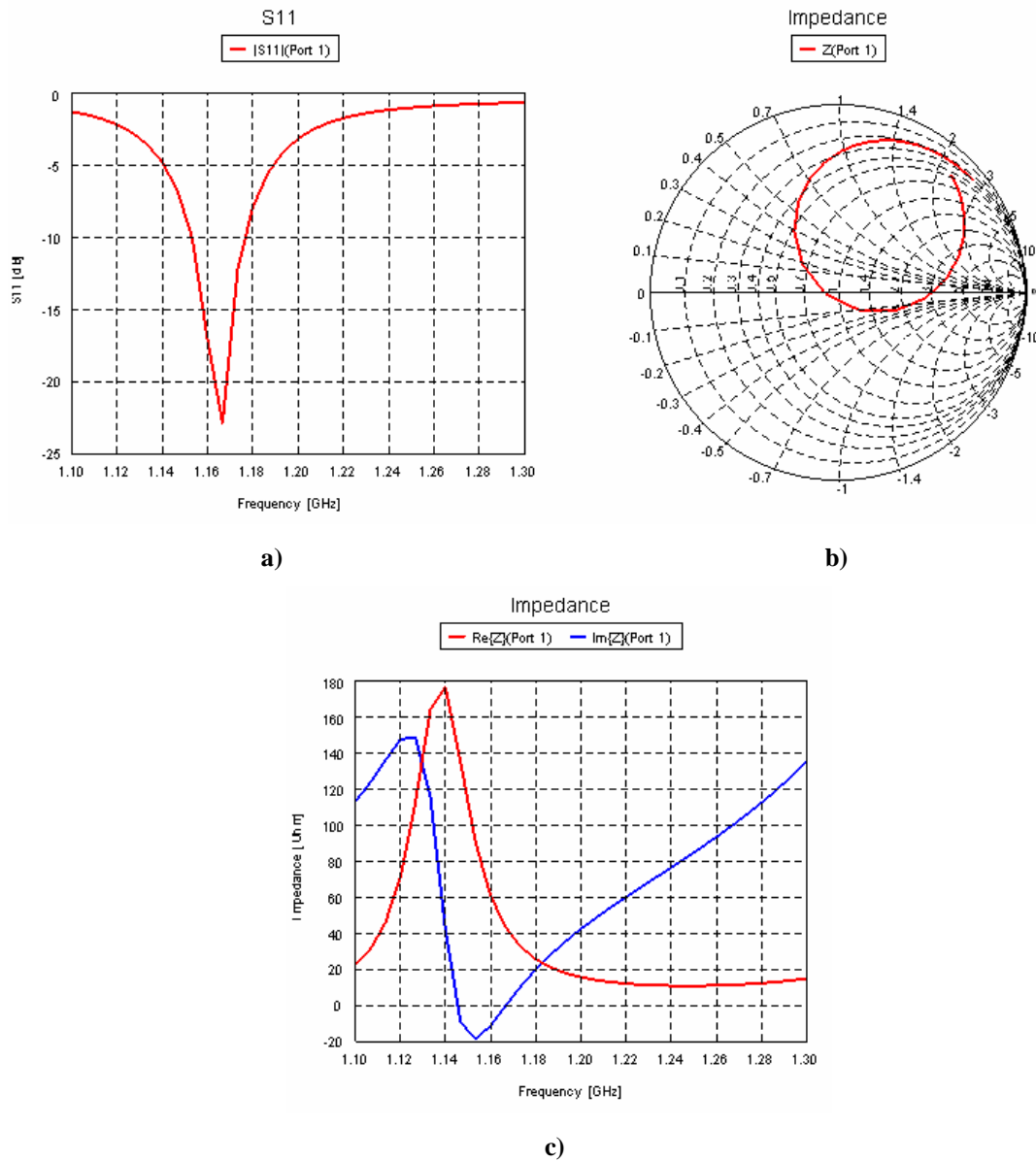
El método con el que se va a alimentar el parche en este apartado es el método de alimentación mediante acoplo por proximidad, definido en el apartado 3.4.3.3. Este modelo se compone por una línea microstrip situada en un sustrato inferior al sustrato donde se halla el parche. Por lo tanto, el modelo se compone de dos sustratos. En un primer momento se elige que ambos sustratos sean iguales, de FR4.

El modelo del que se parte está compuesto por una línea de alimentación de  $50\Omega$  de dimensiones  $W_{lin}=2.8698$  mm y  $L_{lin}=50$  mm situada sobre un sustrato (sustrato 1) FR4 de altura  $h1=1.55$  mm y con plano de masa en su parte inferior. Sobre este sustrato se encuentra el sustrato 2 de idénticas características pero sin plano de masa, sobre el que se halla el parche de dimensiones  $L=W=59.328$  mm. El centro del parche está alineado con el final de la línea de alimentación. En la Figura 4-17 se puede observar este modelo.



**Figura 4-17 Geometría de la alimentación mediante acoplo por proximidad**

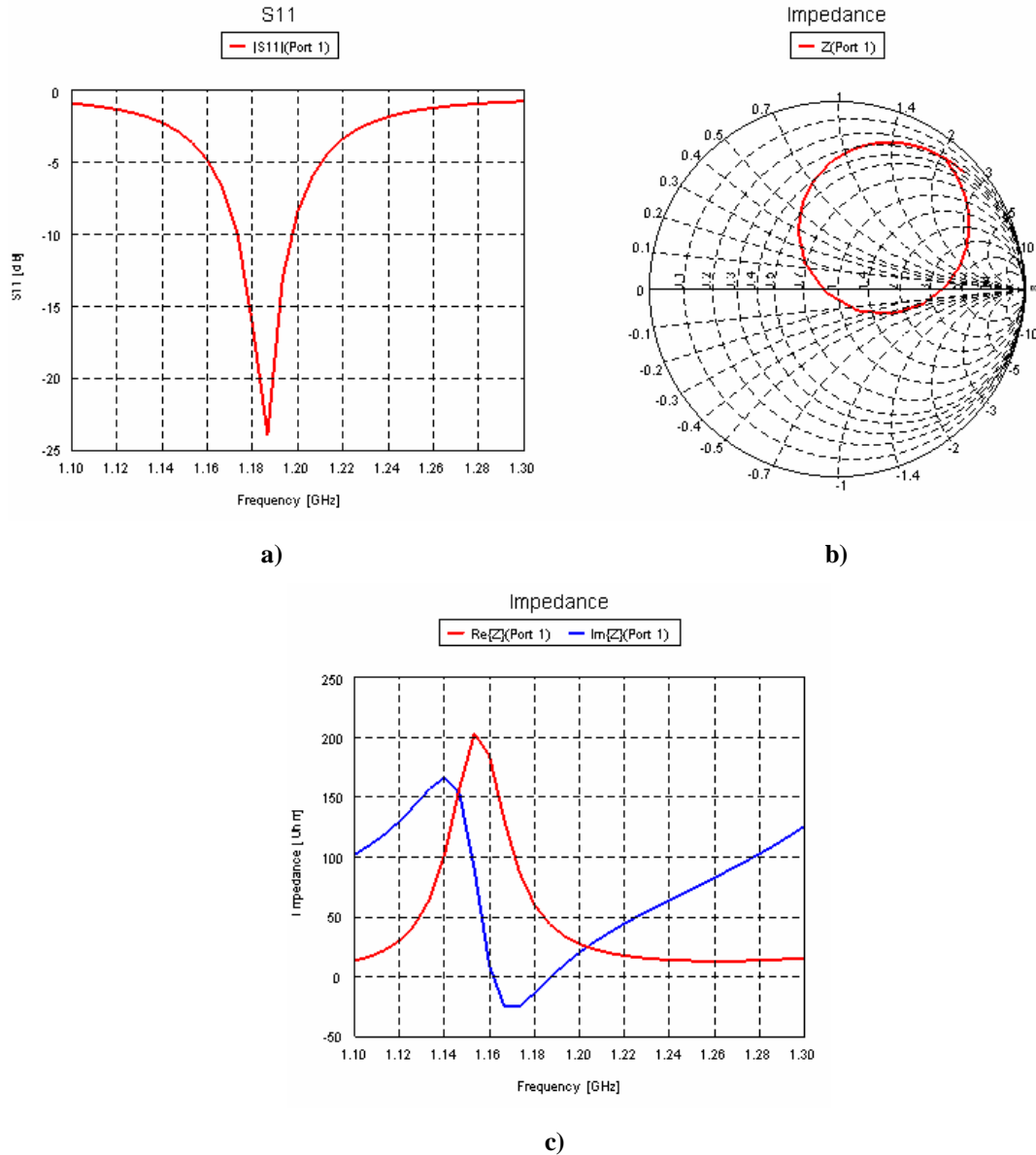
Cabe destacar que en este modelo se utilizan planos infinitos, y que el mallado del parche para la simulación es de tamaño  $\lambda_g/25$  en los bordes del parche y en la línea, y de  $\lambda_g/15$  en el resto, siendo  $\lambda_g$  la longitud de onda en el dieléctrico para la frecuencia máxima de simulación. El puerto que excita la línea es del tipo 'line feed'. El resultado obtenido de la simulación de este modelo se muestra en la Figura 4-18:



**Figura 4-18 Respuesta de la antena parche con alimentación proximity coupled.**

**a) Coeficiente de reflexión en dB   b) Impedancia de entrada en la carta de Smith   c) Parte real e imaginaria de la impedancia de entrada**

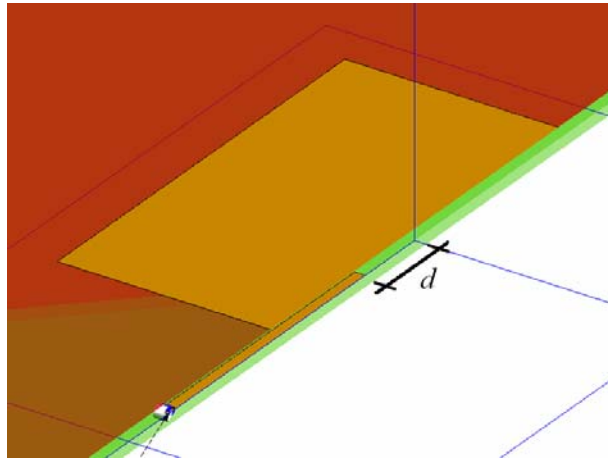
Como principal rasgo, podemos ver que la frecuencia de máxima adaptación y la frecuencia de resonancia son menores con respecto a los tipos de alimentación anteriores. Esto es debido a que se han mantenido las dimensiones del parche (calculadas según  $\epsilon_{\text{reff}}=4.2818$ ), pero ahora la distancia del parche al plano de masa es el doble, por lo que  $\epsilon_{\text{reff}}$  ha aumentado. Viendo que la frecuencia de máxima adaptación se da a 1.167GHz y no 1.189GHz, se modifica el valor de  $f_0$  como  $f_0=1189+32+22=1243$  MHz, recalculando las dimensiones del parche,  $L=W=58.278$  mm. La simulación del mismo modelo pero con estas nuevas dimensiones se muestran en la Figura 4-19.



**Figura 4-19** Respuesta de la antena parche con alimentación proximity coupled y parche de dimensiones  $L=W=58.278$  mm. a) Coeficiente de reflexión en dB b) Impedancia de entrada en la carta de Smith c) Parte real e imaginaria de la impedancia de entrada

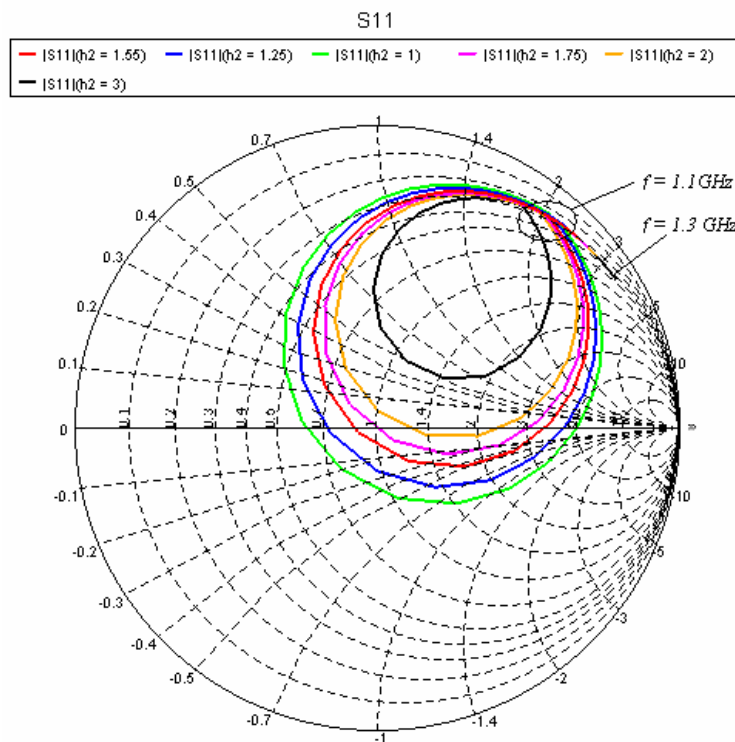
En la Figura 4-19 a) se puede observar que ahora la frecuencia de máxima adaptación es aproximadamente 1.189 GHz, por lo que se coge este dimensionado del parche para continuar con el proceso. El ancho de banda de adaptación conseguido es de 30 MHz (Figura 4-19 a).

A continuación se procede a ver las tendencias de la impedancia de la antena al modificar los parámetros que definen el modelo. Los parámetros modificados son  $W_{lin}$ ,  $h_2$  (grosor del sustrato 2) y  $d$ . El parámetro  $d$  define la distancia de acortamiento de la línea de alimentación desde el centro del parche (ver Figura 4-20).



**Figura 4-20** Parámetro  $d$

En primer lugar se varía el parámetro  $h_2$ , tomando los valores de 1.55 (simulación de referencia mostrada en la Figura 4-19), 1.25, 1, 1.75, 2 y 3 mm. La comparación de todas las simulaciones se hará a través de la impedancia de entrada representada en carta de Smith. La comparación para la variación de  $h_2$  se muestra en la Figura 4-21:

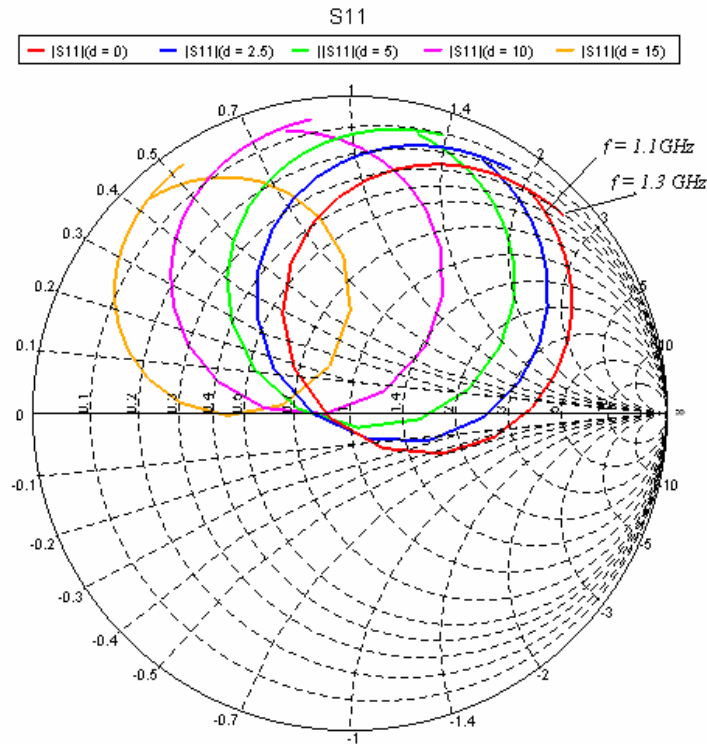


**Figura 4-21** Impedancia de la antena para varios valores de  $h_2$

La Figura 4-21 muestra que al disminuir el grosor del sustrato  $h_2$  la curva de la impedancia se abre desplazándose hacia la parte inferior de la carta, es decir, que la impedancia tiende a ser más capacitiva. Sin embargo, al aumentar  $h_2$ , la curva se contrae y la

impedancia tiende a ser más inductiva. De hecho a partir de  $h_2=2\text{mm}$  la curva se contrae bruscamente, lo que se traduce en que se pierde el acoplamiento capacitivo entre línea y parche.

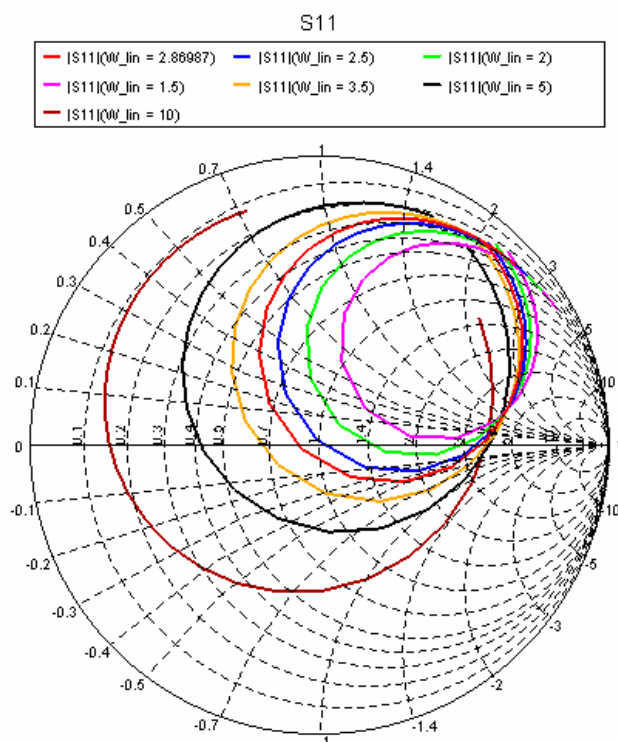
El próximo parámetro a variar es el parámetro  $d$ , tomando valores de 0 (referencia), 2.5, 5, 10 y 15 mm.



**Figura 4-22 Impedancia de la antena para varios valores de  $d$**

En la Figura 4-22 se muestra cómo varía la curva de la impedancia al variar  $d$ . Al incrementar  $d$  la curva que define la impedancia en frecuencia sufre dos efectos. El primero de ellos es la rotación, dada por el acortamiento de la línea de la alimentación. El segundo efecto es un estrechamiento de la curva. Si pudiéramos ver este efecto separado del primero, veríamos que al estrecharse la curva la impedancia tiende a ser menos capacitiva, debido a que hay menos superficie de la línea bajo el parche.

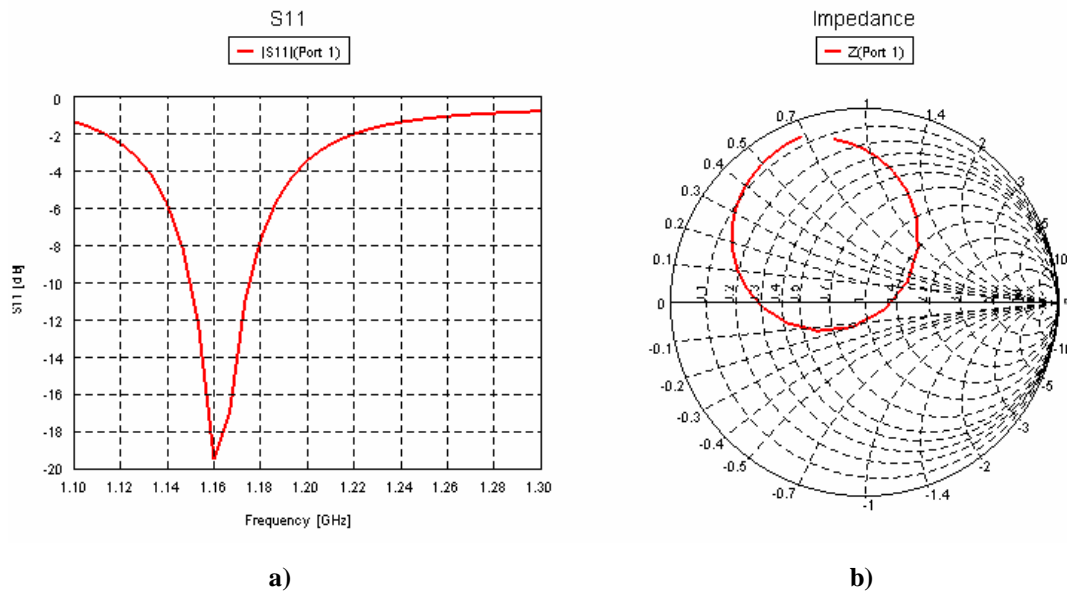
El último parámetro a variar es la amplitud de la línea  $W_{lin}$ , que toma los valores de 2.87 (referencia), 2.5, 2, 1.5, 3.5, 5 y 10.



**Figura 4-23 Impedancia de la antena para varios valores de  $W_{lin}$**

En la Figura 4-23 se puede observar que al disminuir la amplitud de la línea, la curva de la impedancia en frecuencia se estrecha y se desplaza en diagonal hacia la parte superior derecha de la carta, lo que se traduce en que la impedancia tiende a ser más inductiva. Al aumentar la amplitud de la línea, la curva se abre y se desplaza hacia la parte inferior izquierda de la carta, es decir, que su impedancia real tiende a bajar y la impedancia total tiende a ser más capacitiva.

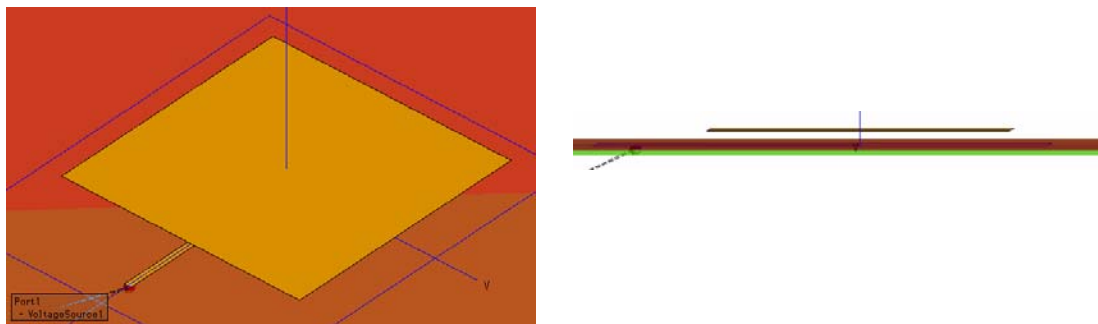
Una vez analizadas las tendencias de los tres parámetros, se busca la mejor combinación para obtener un ancho de banda de adaptación lo mejor posible. Para ello se intenta encerrar el centro de la carta con la curva descrita por la impedancia en frecuencia, intentando estrechar dicha curva al máximo en torno al centro de la carta. La mejor respuesta obtenida se da para  $W_{lin}=6$  mm  $h_2=2$  mm y  $d=7.5$  mm (siempre manteniendo  $L=W=58.278$  mm) y se muestra en la Figura 4-24.



**Figura 4-24** Respuesta de la antena parche con alimentación proximity coupled, con ambos sustratos de FR4 y mejor configuración para mayor ancho de banda de adaptación

a) Coeficiente de reflexión a la entrada b) Impedancia

En la Figura 4-24 se puede observar que el mayor ancho de banda alcanzable con este modelo es de unos 34 MHz, insuficiente para adaptar la banda 1.164 – 1.214 GHz. Aunque teóricamente con este modelo se podría alcanzar un ancho de banda muy grande [4-1], con este modelo no se ha conseguido. El motivo es que el sustrato de FR4 es de permitividad relativamente alta. Puesto que el sustrato que sostiene el parche es independiente, para aumentar el ancho de banda se debe elegir este sustrato para que tenga una permitividad dieléctrica baja, conservando el sustrato de la línea como FR4. El sustrato elegido para separar el parche de la línea es aire ( $\epsilon_r=1$ ). La nueva geometría de este tipo de alimentación se puede ver en la Figura 4-25.

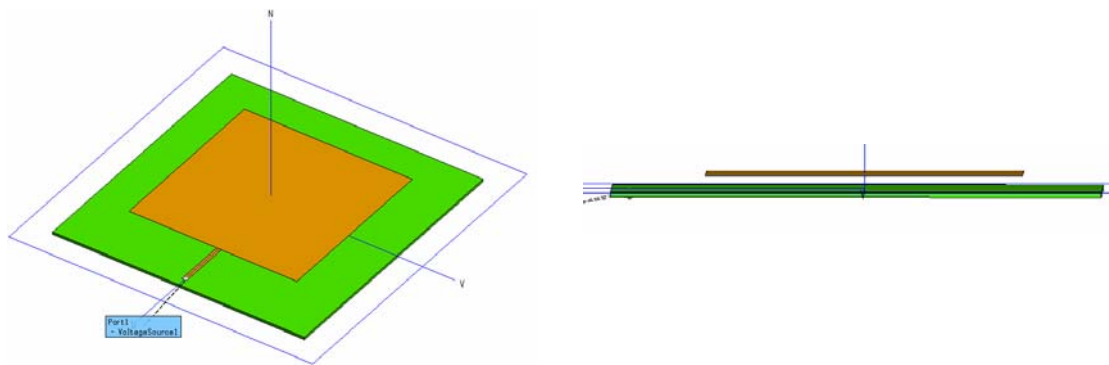


**Figura 4-25** Geometría de la alimentación mediante acoplo por proximidad con el sustrato 2 como aire

Aunque ahora se puede pensar que la permitividad que tiene el sustrato del parche es  $\epsilon_{\text{reff}}=1$ , entre el parche y el plano de masa sigue estando la capa de FR4 de la línea. En una primera aproximación se calculan las dimensiones del parche como:

$$L = W = \frac{\lambda_0}{2} = \frac{c}{2f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 1.189 \cdot 10^9} = 126.156 \text{ mm} \quad (4-2)$$

Este valor de L obliga a poner un valor de  $L_{\text{lin}} = 70 \text{ mm}$  y se escoge un valor arbitrario de la distancia de la línea al parche,  $h_2 = 5 \text{ mm}$ . Al realizar la simulación con planos infinitos del modelo se obtiene un resultado muy diferente al obtenido con el modelo anterior. Pensando que la diferencia venía dada por el mallado del modelo se realizan varias simulaciones cambiando el tamaño del mallado. En este proceso se observa que la respuesta del modelo depende del tamaño del mallado, esencialmente en la línea y el área del parche debajo de la línea. Como prueba se pasó a simular este mismo modelo pero con planos finitos. Con un mallado equivalente al probado con el modelo de planos infinitos, se obtiene un resultado más parecido al obtenido cuando ambos sustratos eran de FR4. Se considera como más fiable la simulación con los planos finitos (no se basa en un modelo de simulación) y mallado volumétrico, por lo que a partir de este momento se realiza el desarrollo de la antena parche con alimentación por acoplo por proximidad con este tipo de simulaciones, aunque las simulaciones resultan mucho más lentas. El modelo con planos finitos se puede observar en la Figura 4-26.

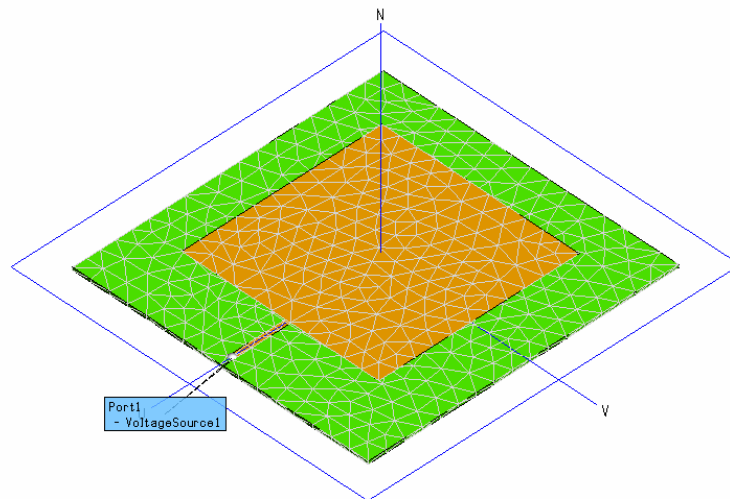


**Figura 4-26 Geometría de la alimentación mediante acoplo por proximidad con planos finitos**

Las dimensiones del sustrato y del plano de masa son finitas, y su valor es un 50% mayor a las dimensiones del parche. Puesto que la línea debe llegar hasta el extremo del sustrato, la longitud de la línea cambiará cuando las dimensiones de parche y sustrato cambien. Si partimos del caso en que  $L=W=126.156 \text{ mm}$ ,  $h_2=5 \text{ mm}$  y  $d=0 \text{ mm}$ , las dimensiones del parche son  $189.23 \times 189.23 \text{ mm}$ , y la longitud de la línea es  $L_{\text{lin}}=94.61 \text{ mm}$ .

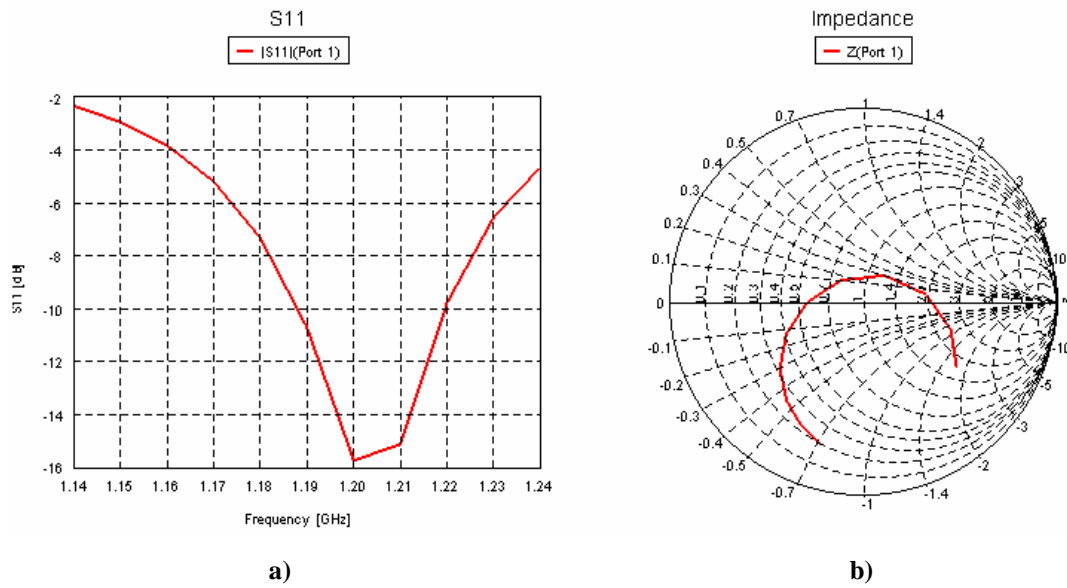


El resultado de la simulación de este modelo muestra que la frecuencia de resonancia y la frecuencia de máxima adaptación están desplazadas hacia abajo en frecuencia, ya que la  $\epsilon_{\text{reff}}$  del parche no es exactamente 1. Para solucionar este problema se encuentra de forma empírica el tamaño del parche para el que la frecuencia de máxima adaptación sea aproximadamente 1.189 GHz. Este tamaño es  $L=104$  mm, por lo que las dimensiones del sustrato son 156x156mm y  $L_{\text{lin}}=78$  mm, manteniendo  $h_2=5$  mm y  $d=0$  mm. Cabe destacar que ahora se utiliza un puerto del tipo hilo (explicado en el apartado 4.1.2), ya que es más real que el puerto ‘edge port’ para líneas anchas (se verá más adelante). El mallado es de tamaño  $\lambda_g/15$  en la línea y  $\lambda_g/10$  en el resto. Cabe destacar que  $\lambda_g$  se refiere a la longitud de onda en el medio FR4, por lo que si se malla el parche con este tamaño de triángulos se está haciendo un mallado más fino al que se necesitaría (ya que la  $\epsilon_{\text{reff}}$  del parche es mucho menor a 4.2818), motivo por el cuál no se hace un mallado especial en los extremos del parche (ver Figura 4-27)



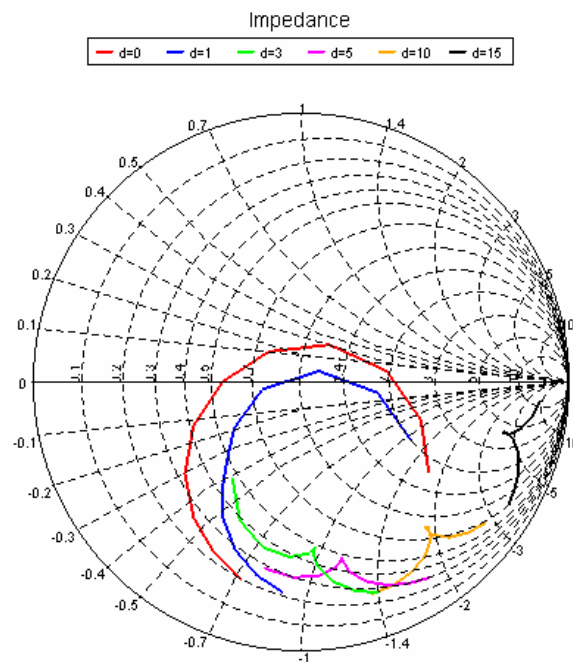
**Figura 4-27 Geometría mallada de la alimentación mediante acoplo por proximidad con planos finitos**

El resultado de simular el modelo con  $L=104$ mm,  $h_2=5$ mm y  $d=0$  se muestra en la Figura 4-28.



**Figura 4-28** Respuesta de la antena parche con alimentación proximity coupled, sustratos FR4 y aire,  $L=104$  mm,  $h_2=5$  mm y  $d=0$  mm a) Coeficiente de reflexión a la entrada b) Impedancia

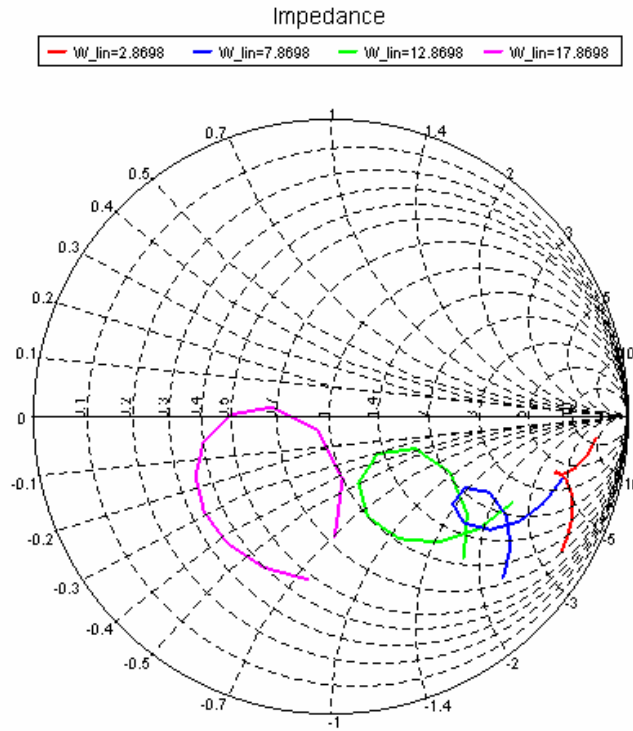
Teniendo en cuenta las tendencias de la impedancia en función de los parámetros de este tipo de alimentación (obtenidos con ambos sustratos de FR4), se procede a intentar conseguir el mayor ancho de banda de adaptación posible. Como primer paso se intenta estrechar un poco la curva de la impedancia mostrada en la carta de Smith, modificando el parámetro  $d$ , que define la longitud restante desde el centro del parche hasta donde acaba la línea. Se mantienen los valores  $L=104$  mm y  $h_2=5$  mm.



**Figura 4-29** Impedancia de la antena con  $L=104$ mm,  $h_2=5$ mm y  $W_{lin}= 2.8698$ mm para varios valores de  $d$

En la Figura 4-29 podemos observar como hay un cambio brusco de la impedancia de la antena al pasar de  $d=1$  a  $d=3$ , alejándose la curva mucho del centro de la carta pero creándose un pequeño loop en el centro de la curva. La curva ha cambiado porque al pasar de  $d=1$  a  $d=3$  el acoplamiento entre el parche y la línea ha empeorado mucho, ya que este loop representa la influencia de la impedancia del parche a la impedancia total del modelo. Pero el hecho de haber desacoplado parche y línea nos puede servir para buscar una configuración de  $d$ , de forma que mediante la amplitud de la línea se pueda restablecer el acoplamiento intentando tener la curva en el centro de la carta.

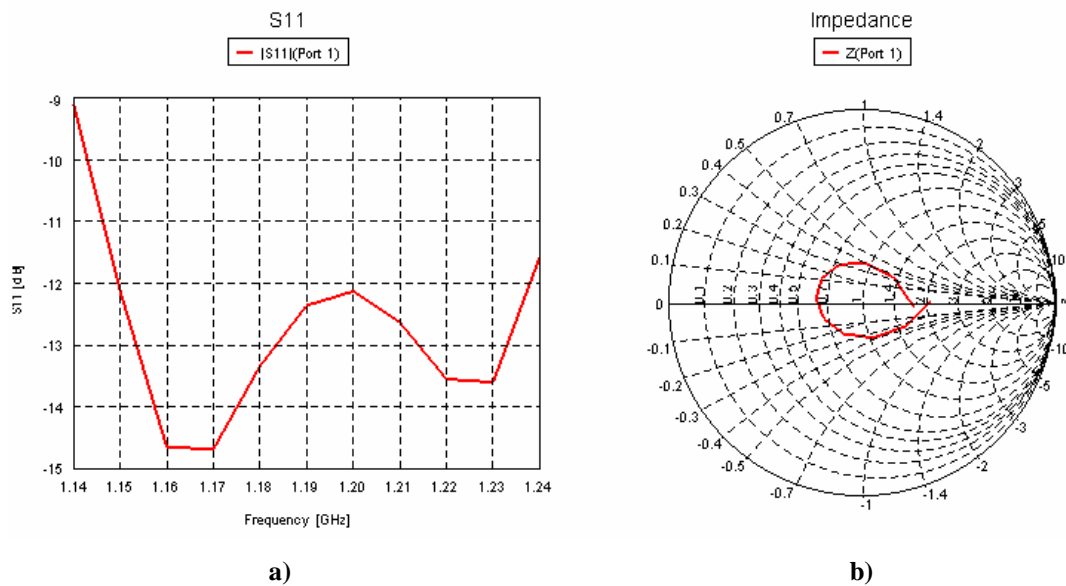
Partiendo de la configuración  $L=104$  mm,  $h_2=5$  mm y  $d=15$ , modificamos la amplitud de la línea para ver si se recupera el acoplamiento.



**Figura 4-30** Impedancia de la antena con  $L=104$ mm,  $h_2=5$ mm y  $d=15$  mm para varios valores de  $W_{lin}$ .

En la Figura 4-30 se muestra como al aumentar la amplitud de la línea de alimentación se recupera el acoplamiento con el parche (el loop se hace más grande) y la línea curva tiende a desplazarse hacia el centro de la carta.

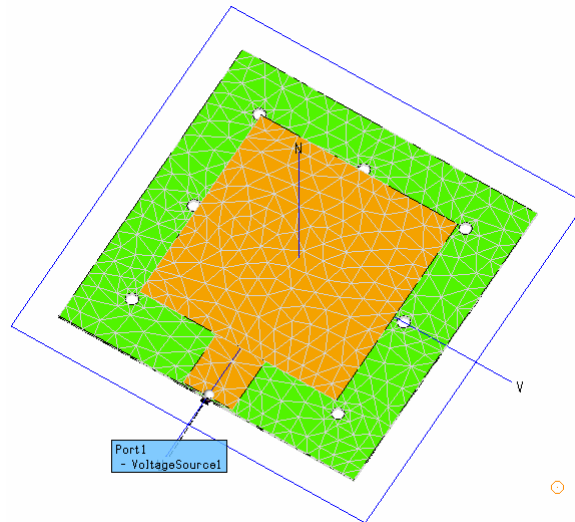
Observando la tendencia de la impedancia al modificar los parámetros  $d$  y  $W_{lin}$ , se continúa modificando ambos parámetros con el objetivo de centrar el loop en el centro de la carta y obtener el mayor ancho de banda de adaptación posible. Esto se consigue con los siguientes valores  $L=104$  mm,  $d=18.9$  mm,  $W_{lin}=26$ mm y  $h_2=6$ mm. La respuesta de este modelo es la mostrada en la Figura 4-31:



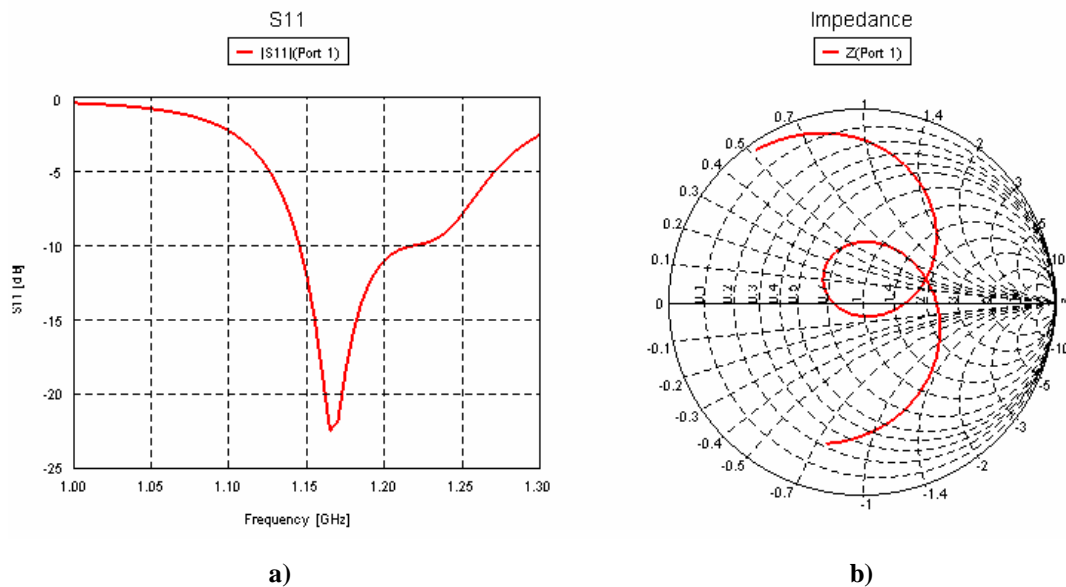
**Figura 4-31 Respuesta de la antena parche con alimentación proximity coupled, sustratos FR4 y aire,  $L=104$  mm,  $d=18.9$  mm,  $W_{lin}=26$  mm y  $h2=6$  mm a) Coeficiente de reflexión a la entrada b) Impedancia**

Según lo mostrado en la Figura 4-31, se obtiene un ancho de banda de más de 100 MHz, que cubre la banda de interés 1.164 – 1.214 GHz. Puesto que la respuesta obtenida es muy buena, se decide construir este modelo, para correlar un modelo fabricado con uno simulado y encontrar las posibles problemáticas.

Hasta el momento se ha considerado en el simulador que el parche estaba suspendido en el aire. En la práctica esto no es posible, por lo que se pensó en utilizar tornillos y tuercas no metálicas (de nylon) para dejar el parche suspendido en el aire. Aunque no se pueden introducir los tornillos de nylon en el simulador porque desconocemos su permitividad dieléctrica, sí que podemos introducir los agujeros que se tendrán que realizar en el sustrato y plano de masa para colocar dichos tornillos (de diámetro 6 mm). El motivo es el de simular y prever el efecto de los agujeros en la respuesta de la antena. El modelo se puede observar en la Figura 4-32.



**Figura 4-32** Antena parche con alimentación proximity coupled, sustratos FR4 y aire,  $L=104$  mm,  $d=18.9$  mm,  $W_{lin}=26$  mm y  $h2=6$  mm incluyendo agujeros para fabricación.

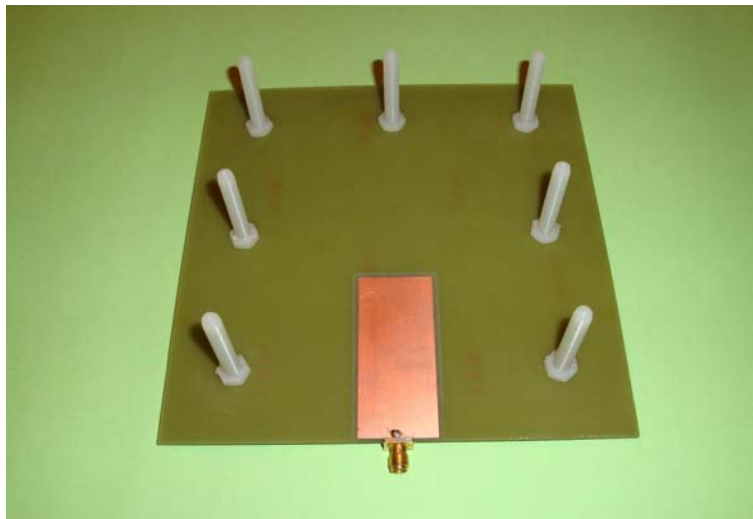


**Figura 4-33** Respuesta de la antena parche con alimentación proximity coupled, sustratos FR4 y aire,  $L=104$  mm,  $d=18.9$  mm,  $W_{lin}=26$  mm y  $h2=6$  mm incluyendo agujeros para fabricación  
a) Coeficiente de reflexión a la entrada b) Impedancia

Al introducir los agujeros, la respuesta (Figura 4-33) ha cambiado ligeramente respecto al modelo sin agujeros (Figura 4-32), desplazándose la curva de la impedancia hacia arriba en la carta de Smith y perdiendo ancho de banda de adaptación. Aún así, la banda 1.164 – 1.214 GHz sigue estando adaptada, por lo que se decide fabricar el modelo mostrado en la Figura 4-32.

#### 4.1.3.1 Fabricación del modelo

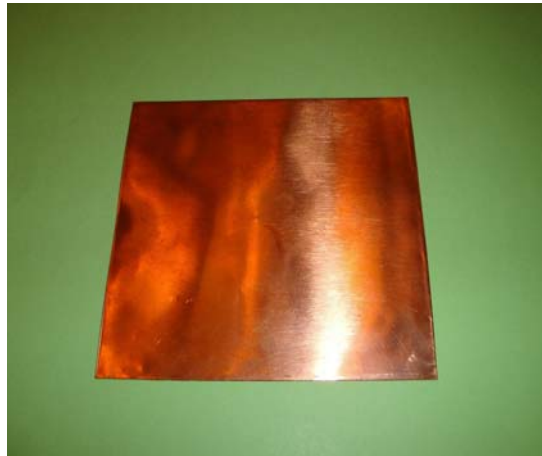
El modelo fabricado corresponde al modelo con los parámetros: sustratos FR4 y aire,  $L=104$  mm,  $d=18.9$  mm,  $W_{lin}=26$  mm y  $h_2=6$  mm. En la Figura 4-34 se muestra la línea de alimentación sobre el sustrato FR4. La fabricación de esta línea se realizó mediante un fresado controlado por ordenador para definir de la forma más exacta posible las dimensiones de la línea y eliminando todo el resto de cobre sobrante mediante atacado químico. La línea de alimentación, que según el modelo por ordenador (Figura 4-32) debería tener unas dimensiones de 26 x 59.18mm, realmente es de dimensiones 26 x 59 mm, error normal según las técnicas de fabricación.



**Figura 4-34** Línea sobre sustrato FR4, con tornillo y tuercas de nylon

En la Figura 4-34 se puede observar que el vivo del puerto (conector SMA) está soldado a la línea justo en el centro. Éste es el motivo por el que se ha utilizado un puerto en un hilo (como la alimentación ‘probe feed’) durante el diseño para la simulación por ordenador, ya que es mucho más real que el puerto ‘edge port’.

El parche construido para este modelo es una lámina de cobre de 0.2 mm de grosor que se ha cortado a mano y se ha aplanado al máximo (Figura 4-35). Sus dimensiones son 104.1 x 104.1 mm, prácticamente iguales a las teóricas, 104 x 104 mm.



**Figura 4-35 Parche construido**

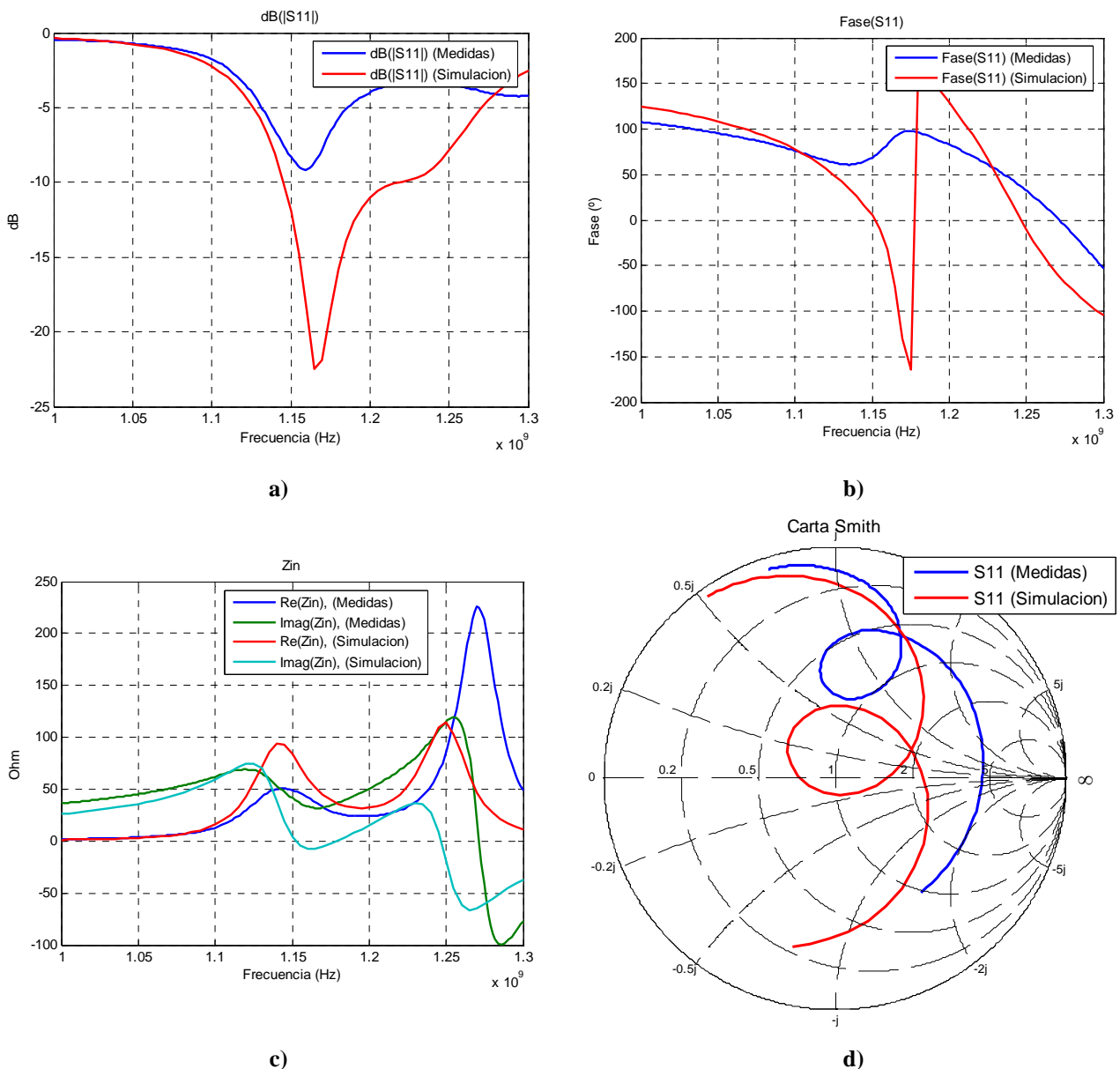
El modelo completo con la altura ajustada a 6 mm con las tuercas se muestra en la Figura 4-36.



**Figura 4-36 Modelado fabricado completo**

Para medir la impedancia de entrada de la antena fabricada se utiliza un analizador de redes. Puesto que la antena sólo tiene un puerto, las medidas se hacen conectando la antena al puerto 1 del analizador. Para medir la impedancia de entrada de este modelo fabricado, previamente se calibra el puerto 1 del analizador y se compensa el desfase introducido por el cable conectado al puerto 1 mediante la modificación del parámetro del analizador ‘electrical delay’. Este proceso se hace antes de medir cualquier modelo fabricado. Una vez conectada la antena, se guarda la respuesta (S11) en un archivo de formato ‘touchstone’. Para poder comparar las medidas obtenidas del modelo fabricado con la respuesta del modelo simulado, también se guarda el S11 obtenido en la simulación en un archivo de texto. De esta forma ambos archivos se procesan mediante un programa creado en Matlab, que genera gráficas con ambas medidas, por lo que es más fácil comparar las medidas. Cabe destacar que el puerto

simulado y el puerto real no tienen la misma referencia de fase. De forma práctica, se ha encontrado que para este modelo fabricado, dicha diferencia de fase es de unos  $40^\circ$ . Esta diferencia de fase se compensa en el programa, para que las medidas sean más comparables. El programa utilizado se muestra en el anexo 7.1.1. El programa da como salida 4 gráficas que comparan la impedancia (real e imaginaria), la magnitud del coeficiente de reflexión (o S11) en dB, la fase del coeficiente de reflexión y la impedancia en carta de Smith de ambas medidas.



**Figura 4-37 Comparación de las medidas simuladas con las reales a) Coeficiente de reflexión en dB b) Fase del coeficiente de reflexión c) Impedancia d) Impedancia en carta de Smith.**

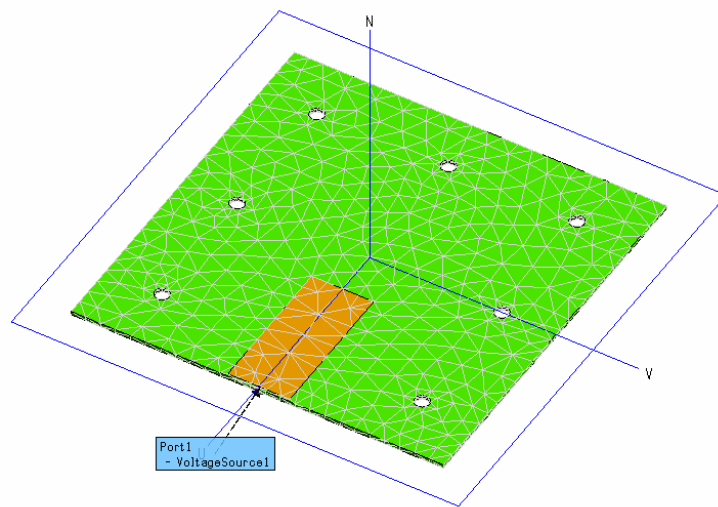
En la Figura 4-37 se muestra la comparación de las medidas realizadas con el modelo fabricado y el resultado de la simulación. De la comparación se puede extraer que los



resultados son bastante diferentes. En la Figura 4-37 d) se puede ver claramente que el loop (o coca) de la impedancia real se ha desplazado hacia arriba y estrechado ligeramente, perdiendo sus resonancias y empeorando mucho la adaptación (Figura 4-37 a).

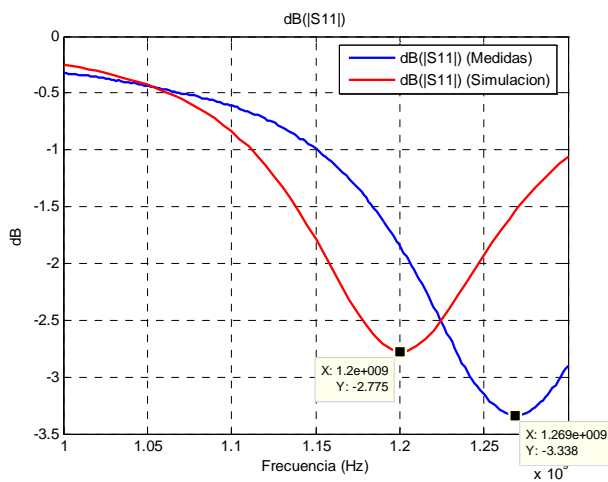
Los motivos que pueden explicar que las medidas reales no se parezcan a la simulación pueden ser varios, como que la diferencia de dimensiones entre el modelo simulado y el real no sean iguales, aunque no provocaría una diferencia tan grande (porque son pequeñas desviaciones); o que las características del sustrato real sean diferentes a la del sustrato simulado.

Se intenta averiguar si al cambiar las características del sustrato los resultados coinciden, por lo que se procede a simular y medir la parte de la antena cuya única desviación (a parte de las del proceso de fabricación) podría ser causada por la desviación de las características del sustrato, la línea de transmisión con los agujeros. Por este motivo se mide y se simula sólo la línea de alimentación sin el parche (Figura 4-38).

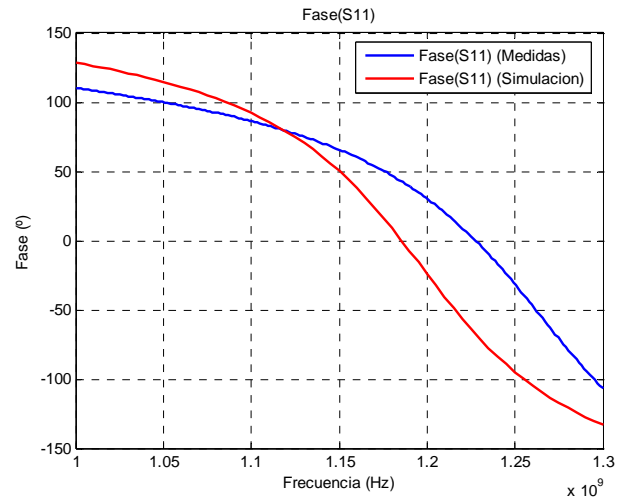


**Figura 4-38 Antena parche con alimentación proximity coupled sin parche, sustratos FR4 y aire,  $d=18.9$  mm y  $W_{lin}=26$  mm incluyendo agujeros.**

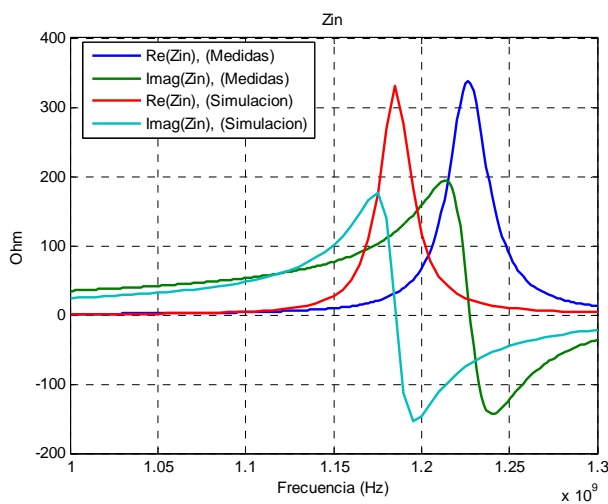
La comparación de la simulación y las medidas con sólo la línea se muestra en la Figura 4-39.



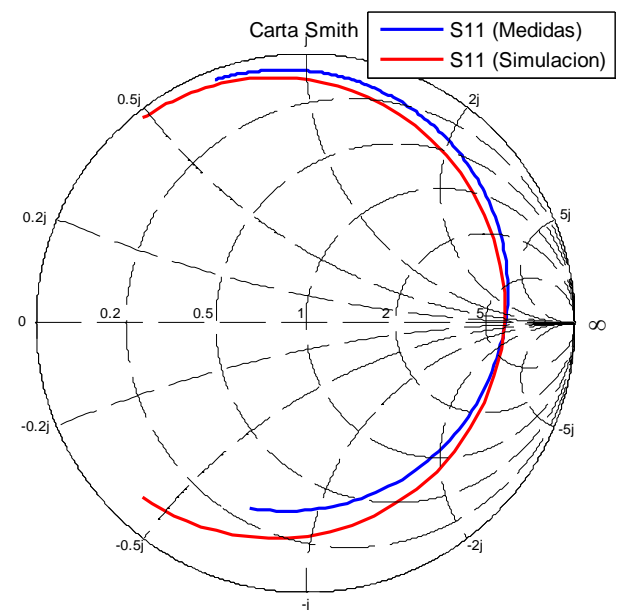
a)



b)



c)

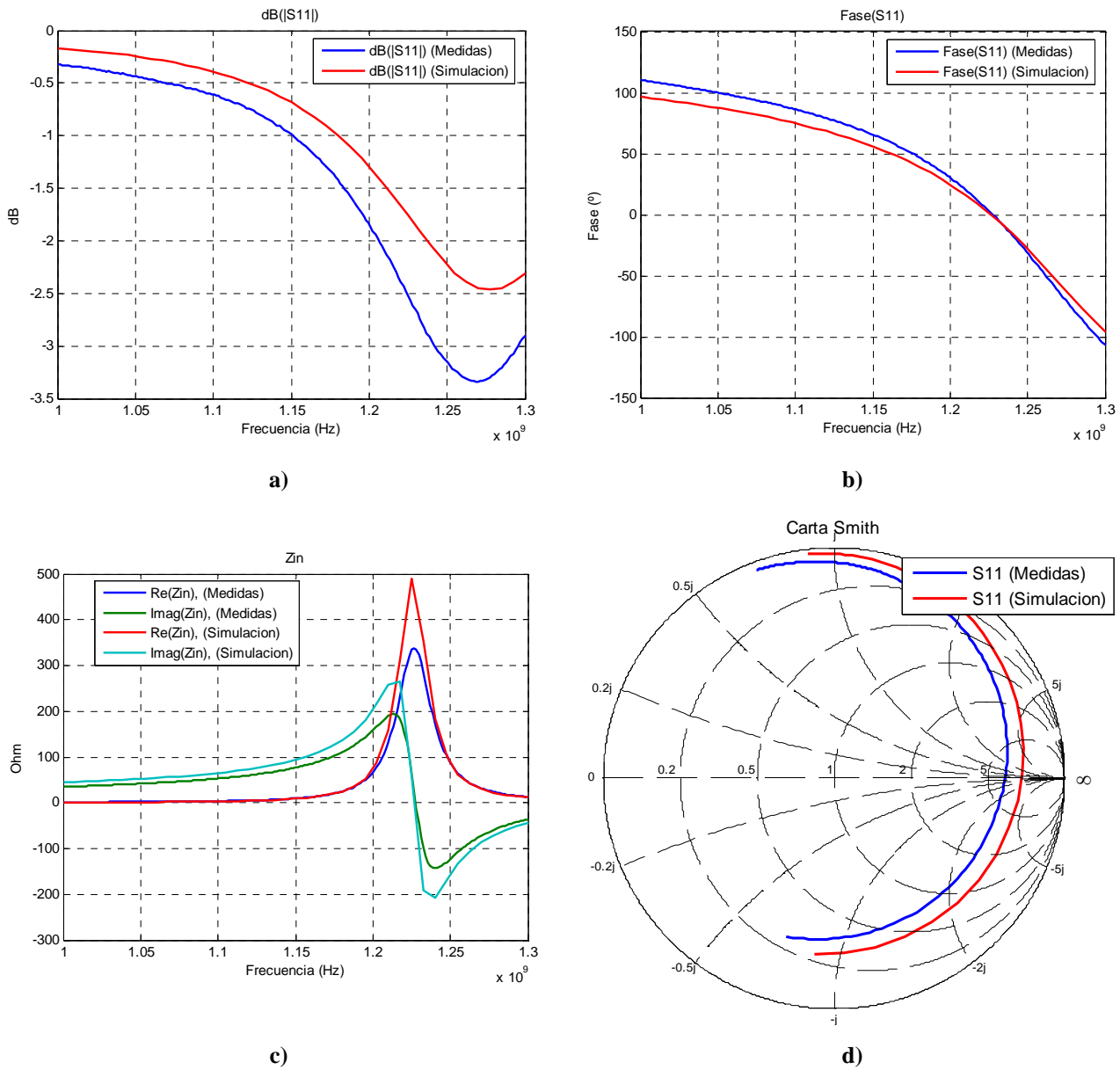


d)

**Figura 4-39 Comparación de las medidas simuladas con las reales de la antena sin el parche**

**a) Coeficiente de reflexión en dB b) Fase del coeficiente de reflexión c) Impedancia d) Impedancia en carta de Smith.**

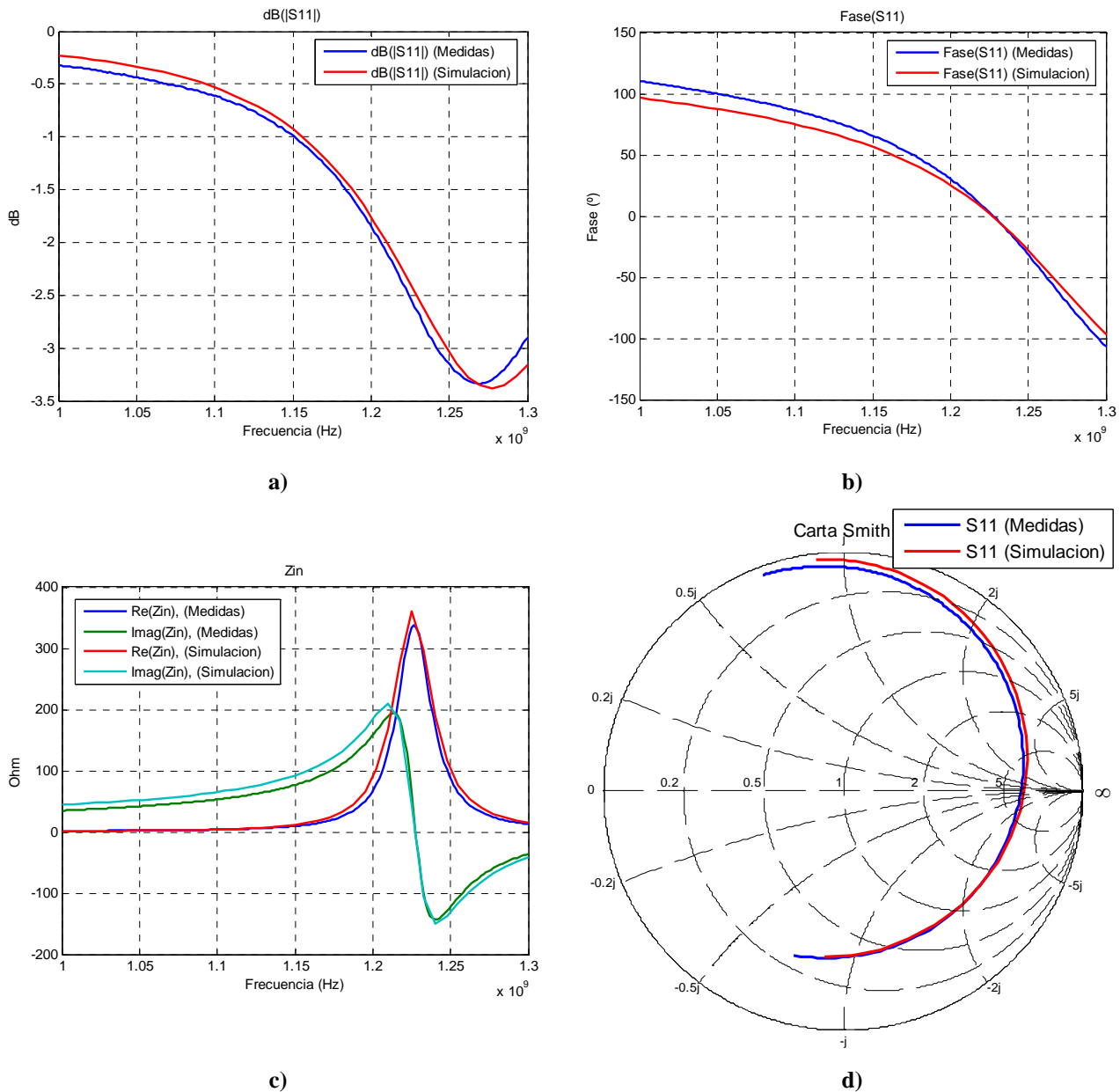
Como se ve en la Figura 4-39 a), la frecuencia de máxima adaptación del modelo real está desplazada hacia arriba en frecuencia respecto a la de la simulación. La relación entre ambas frecuencias es:  $1.269/1.2=1.0575$ . Que la frecuencia de máxima adaptación del modelo real sea mayor a la de la simulación, significa que la constante dieléctrica  $\epsilon_r$  del sustrato real es menor a la introducida en la simulación,  $\epsilon_r=4.5$ . A continuación se simula la línea de alimentación (Figura 4-38), pero ahora con el sustrato FR4 definido con una permitividad menor, calculada según:  $\epsilon_r=4.5/(1.0575^2)=4.5/1.1183=4.02$ . El resultado de la simulación se compara con las medidas reales, como se muestra a continuación:



**Figura 4-40 Comparación de las medidas reales con las simuladas de la antena sin el parche y con el sustrato FR4 con  $\epsilon_r=4.02$  a) Coeficiente de reflexión en dB b) Fase del coeficiente de reflexión c) Impedancia d) Impedancia en carta de Smith.**

Ahora, con la simulación de la línea con el sustrato de  $\epsilon_r=4.02$ , se puede ver que las medidas reales y simuladas son muy similares (Figura 4-40), pero la curva de las medidas reales está desplazada hacia la izquierda de la carta de Smith con respecto al resultado de la simulación (Figura 4-40 d). Esto significa que la impedancia de entrada de la antena real es menor que la de la simulación (en la parte real e imaginaria, ver Figura 4-40 c). Ahora la frecuencia de máxima adaptación de ambas medidas es aproximadamente la misma, aunque con diferentes valores de adaptación (Figura 4-40 a). Que la impedancia de entrada de la

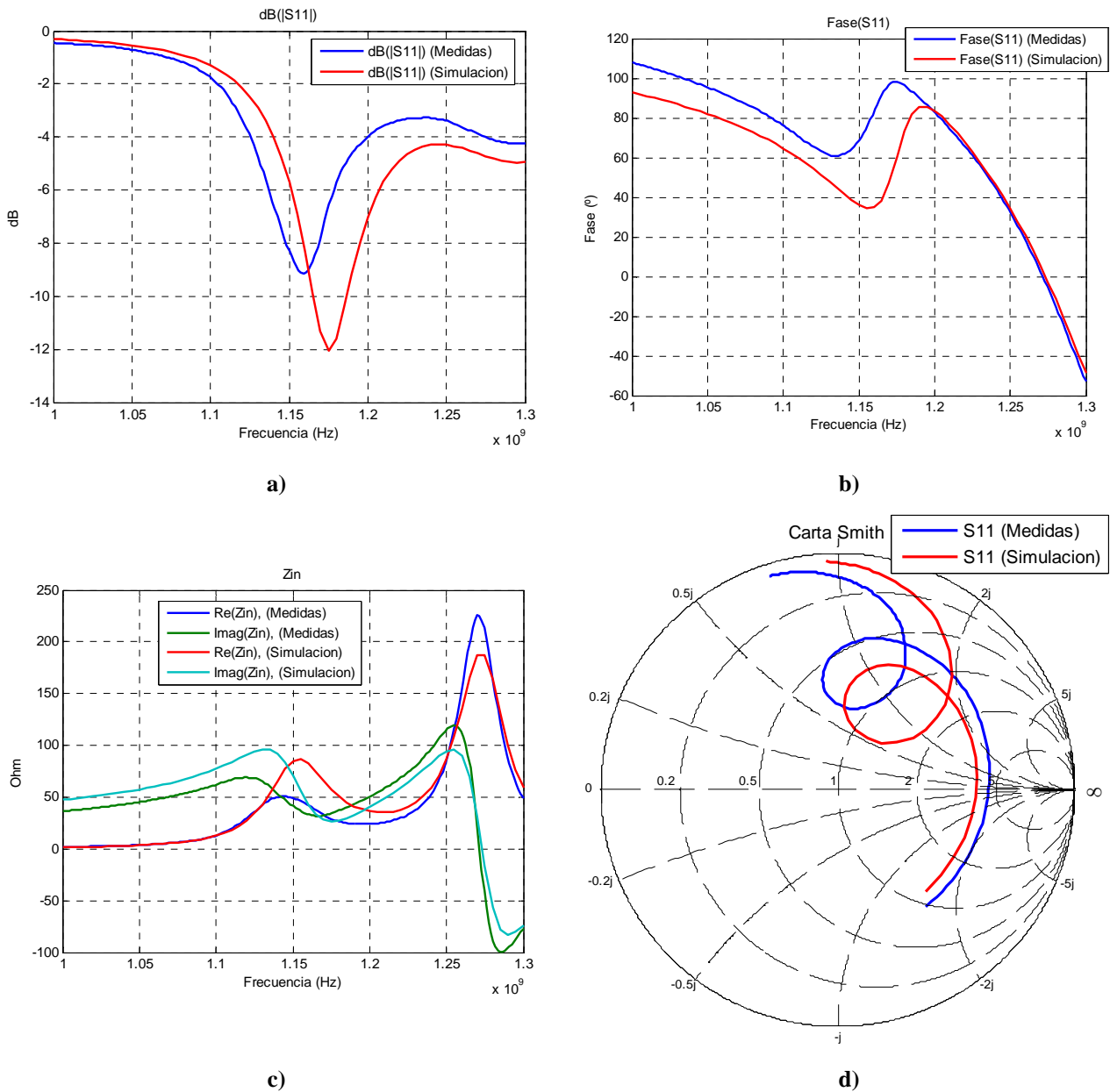
antena real sea menor indica que la tangente de pérdidas, en realidad, es mayor a 0.015, que es el valor especificado en la simulación. Por ello, se hacen varias simulaciones incrementando el valor de la tangente de pérdidas definida en el sustrato (conservando  $\epsilon_r=4.02$ ) hasta que se encuentra el valor que hace coincidir ambos resultados. Dicho valor es  $\tan\delta = 0.022$ . La comparación entre la línea simulada con esta tangente de pérdidas del sustrato y las medidas reales se muestra en la Figura 4-41.



**Figura 4-41 Comparación de las medidas reales con las simuladas de la antena sin el parche y con el sustrato FR4 con  $\epsilon_r=4.02$  y  $\tan\delta=0.022$  a) Coeficiente de reflexión en dB b) Fase del coeficiente de reflexión c) Impedancia d) Impedancia en carta de Smith.**

Observando la Figura 4-41, se puede ver que ambos resultados coinciden, por lo que el sustrato real tiene las siguientes características:  $\epsilon_r=4.02$  y  $\tan\delta=0.022$ .

Ya que se han definido las características reales del sustrato, se vuelve a simular el modelo completo (sustratos FR4 y aire,  $L=104$  mm,  $d=18.9$  mm,  $W_{lin}=26$  mm,  $h1=1.55$  mm y  $h2=6$  mm) pero con la definición del sustrato FR4 con  $\epsilon_r=4.02$  y  $\tan\delta=0.022$ . El resultado de esta simulación se muestra y se compara con las medidas de la antena real completa (ahora con el parche), como se muestra en la Figura 4-42.



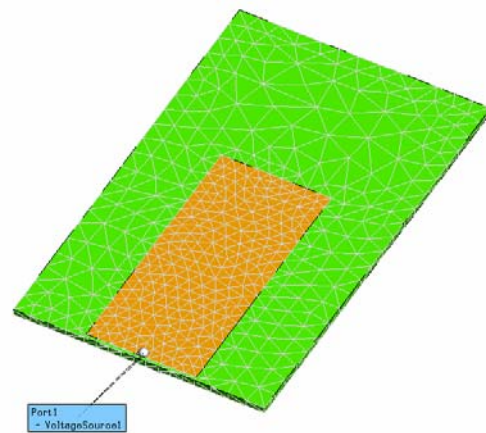
**Figura 4-42** Comparación de las medidas reales de la antena completa con las simuladas de la antena con el FR4 definido como  $\epsilon_r=4.02$  y  $\tan\delta=0.022$  a) Coeficiente de reflexión en dB b) Fase del coeficiente de reflexión c) Impedancia d) Impedancia en carta de Smith.

El nivel de concordancia entre medidas reales y simulación es ahora mucho mayor, aunque siguen existiendo diferencias. Aunque se ha investigado y se ha encontrado que el sustrato es en gran parte el causante de las diferencias entre medidas reales y simulación, lo cierto es que la antena construida no cumple el ancho de banda de adaptación. Por este motivo, se hace un rediseño de la antena.

Antes de hacer un rediseño, se procede a caracterizar el sustrato en el que se construirá la línea de alimentación, ya que se decidió utilizar otro sustrato de FR4, pero teóricamente de mayor calidad. Para ello, primero se fabrica una línea de aproximadamente las mismas dimensiones que la de la antena anterior (Figura 4-43).



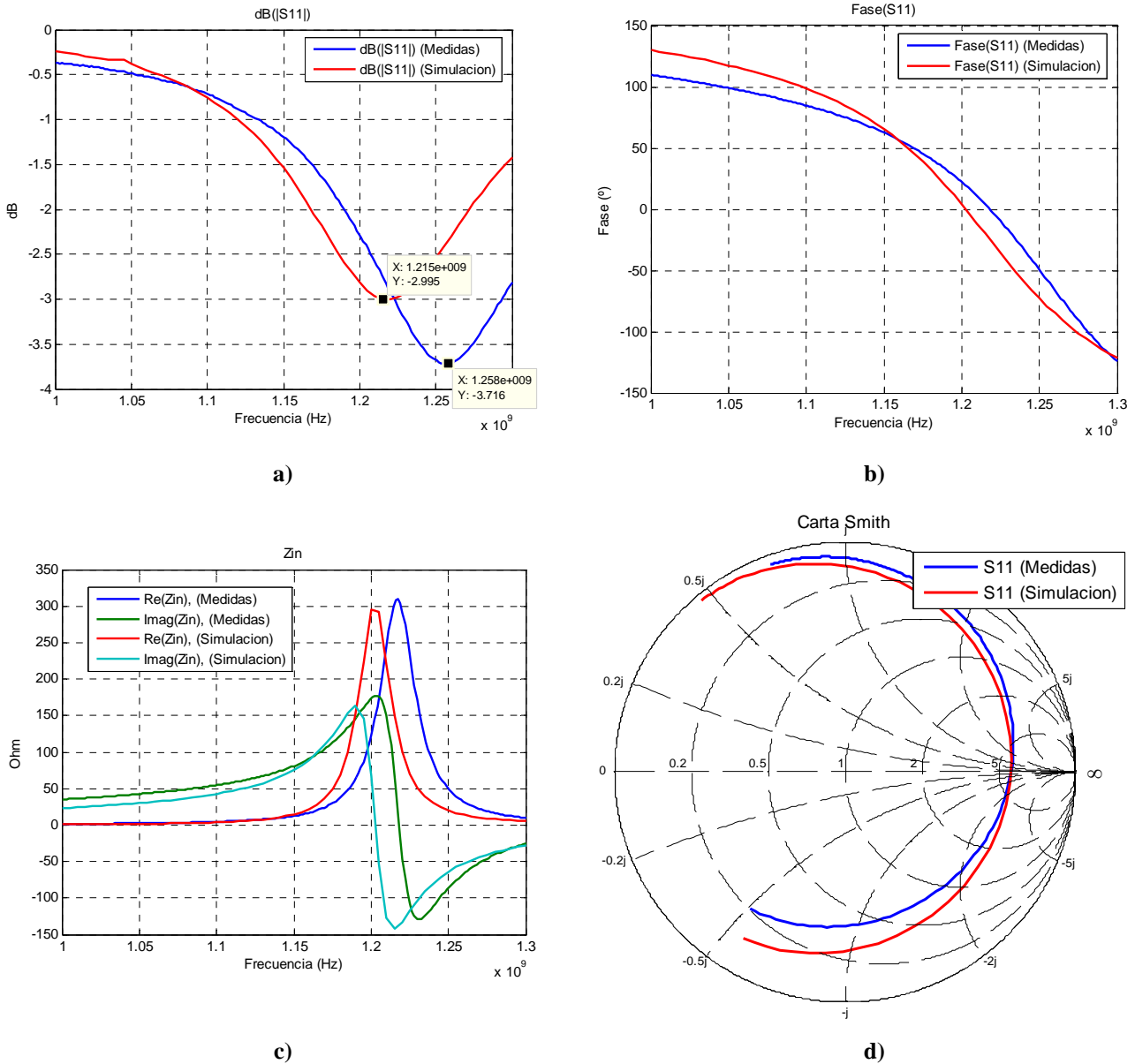
**Figura 4-43** Línea para caracterizar el sustrato de FR4



**Figura 4-44** Línea simulada sobre FR4 con  $\epsilon_r=4.5$  y  $\tan\delta=0.015$

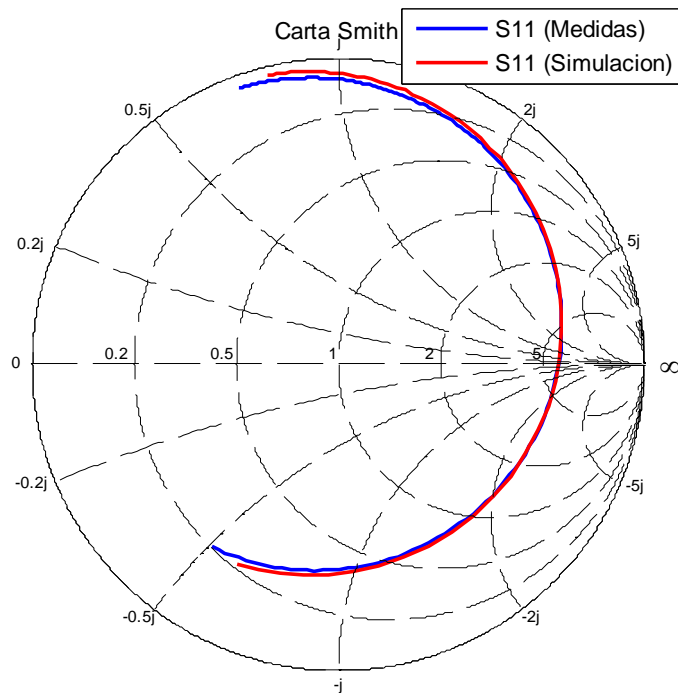
Después de fabricada, se obtienen sus dimensiones (59.4 x 26.3 mm), y se simula esta misma línea con el mismo tamaño de sustrato, pero definiendo el sustrato de FR4 según los parámetros ideales  $\epsilon_r=4.5$  y  $\tan\delta=0.015$  (Figura 4-44).

Obteniendo las medidas reales y simuladas de la antena, se comparan:



**Figura 4-45 Comparación de las medidas reales y simuladas de la línea fabricada con el FR4 definido como  $\epsilon_r=4.5$  y  $\tan\delta=0.015$  a) Coeficiente de reflexión en dB b) Fase del coeficiente de reflexión c) Impedancia d) Impedancia en carta de Smith.**

De la misma forma con la que se procedió para caracterizar el anterior sustrato, se procede en este caso. Aunque no se muestra todo el proceso, se muestra el resultado de la simulación final con las características del sustrato encontradas ( $\epsilon_r=4.163$  y  $\tan\delta=0.02$ ) comparado con las medidas reales (Figura 4-46). El nivel de concordancia entre medidas reales y simulación es muy alto, por lo que se considera que el sustrato real tiene  $\epsilon_r=4.163$  y  $\tan\delta=0.02$ . Por lo tanto, a partir de ahora éstas son las propiedades del sustrato que se introducen en el simulador para hacer el rediseño de la antena.



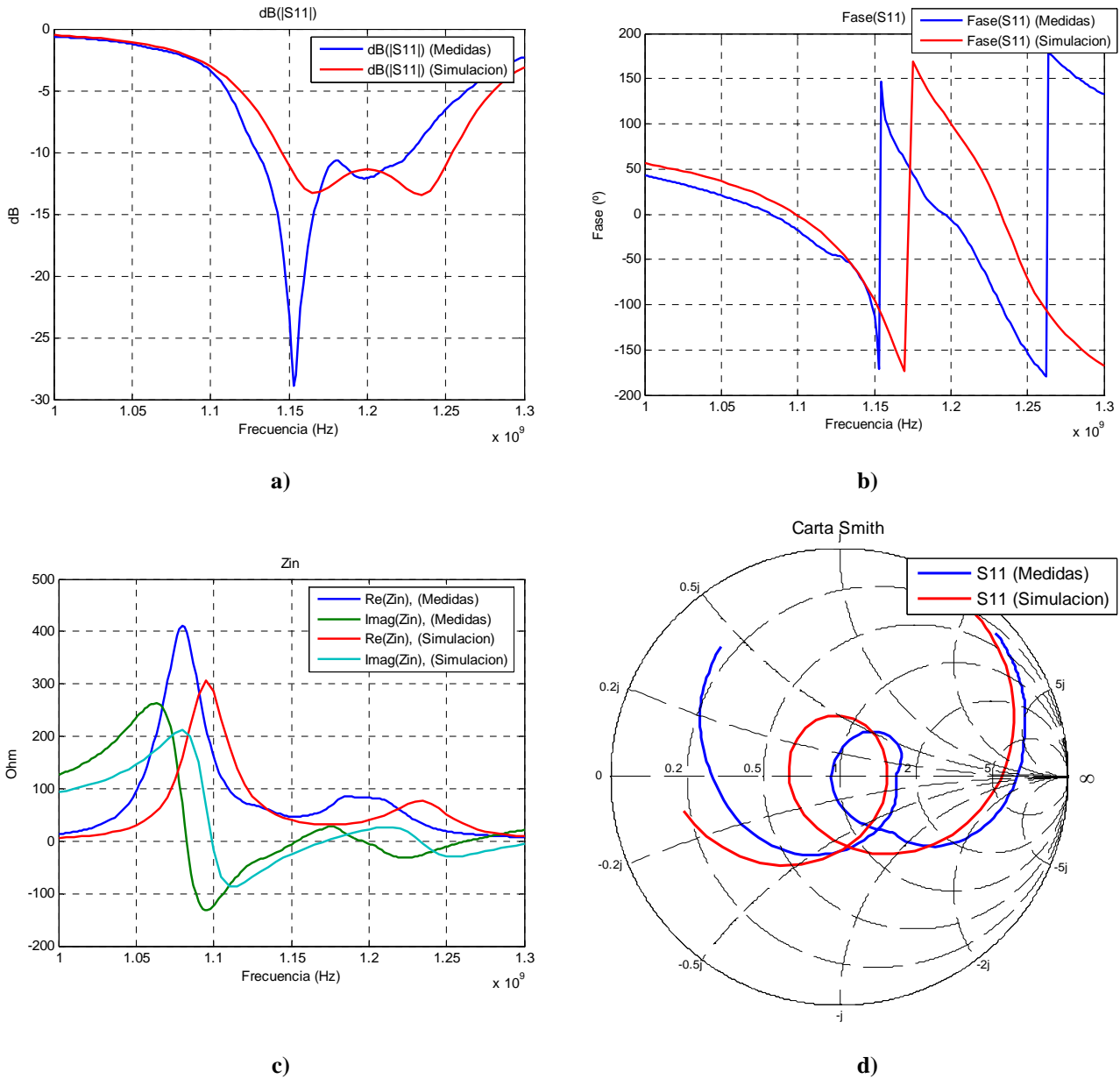
**Figura 4-46 Comparación de la impedancia en carta de Smith de las medidas reales y simuladas de la línea fabricada con el FR4 definido como  $\epsilon_r=4.163$  y  $\tan\delta=0.012$**

Definiendo el sustrato FR4 con  $\epsilon_r=4.163$  y  $\tan\delta=0.02$  en el simulador y partiendo del modelo de antena fabricado (sustratos FR4 y aire,  $L=104$  mm,  $d=18.9$  mm,  $W_{lin}=26$  mm,  $h1=1.55$  mm y  $h2=6$  mm) se procede al rediseño de la antena. Con la ayuda del estudio realizado anteriormente de la tendencia de la impedancia al variar los parámetros, se encuentra que con esta definición de sustrato la mejor combinación para obtener un mayor ancho de banda es:  $L=103.75$  mm,  $d=15.125$  mm,  $W_{lin}=26$  mm,  $h1=1.55$  mm y  $h2=6$  mm. El ancho de banda de adaptación a -10dB es 1.15 – 1.25GHz. Este nuevo modelo diseñado se fabrica (Figura 4-47).



**Figura 4-47 Nuevo diseño de antena con acoplamiento por proximidad fabricado**





**Figura 4-48 Comparación de las medidas reales y simuladas del nuevo modelo fabricado de antena con  $L=104$  mm,  $d=18.9$  mm,  $W_{lin}=26$  mm,  $h1=1.55$  mm y  $h2=6$  mm a) Coeficiente de reflexión en dB b) Fase del coeficiente de reflexión c) Impedancia d) Impedancia en carta de Smith.**

La comparación de las medidas del modelo fabricado con la respuesta dada por la simulación es bastante similar en algunos aspectos. Como se ve en la Figura 4-48 d, las curvas de las impedancias tienen una forma muy parecida, pero la copa de las medidas reales sigue estando desplazada. Esto se traduce en que el ancho de banda de adaptación se mueva unos 20 MHz hacia abajo y que su ancho de banda se reduce unos 5 MHz por la parte superior (Figura 4-48 a). Puesto que antes de fabricar y diseñar este modelo se ha caracterizado el sustrato, se puede eliminar el sustrato como posible fuente de error en la medida real. Sin embargo, otros aspectos como los tornillos de nylon (no presentes en el diseño mediante simulación) y las

pequeñas desviaciones del dimensionado de línea y parche, no se pueden descartar. Llegados a este punto se ha obtenido el conocimiento del este tipo de alimentación, de las complicaciones de pasar de un modelo simulado a uno real, y se ha comprobado que con este tipo de alimentación con polarización lineal se puede conseguir en la realidad adaptación de 1.164 – 1.214 GHz, aunque no de 1.164 – 1.3 GHz. Por lo tanto, se prosigue estudiando el próximo tipo de alimentación.

#### 4.1.4 Diseño con alimentación ‘aperture coupled’

El método de alimentación mediante acoplo por apertura es el método de alimentación más complejo de los aquí presentados. El parche, que se encuentra en la parte superior del sustrato de antena, es alimentado a través de una apertura que se encuentra en el plano de masa, que se encuentra en la parte superior del sustrato de alimentación. La apertura es alimentada a su vez por una línea microstrip que se encuentra en la cara inferior del sustrato de alimentación, justo debajo de la apertura. La apertura puede tener múltiples formas, pero la utilizada en el presente proyecto será la apertura rectangular.

Este tipo de alimentación tiene multitud de parámetros que definen el modelo.

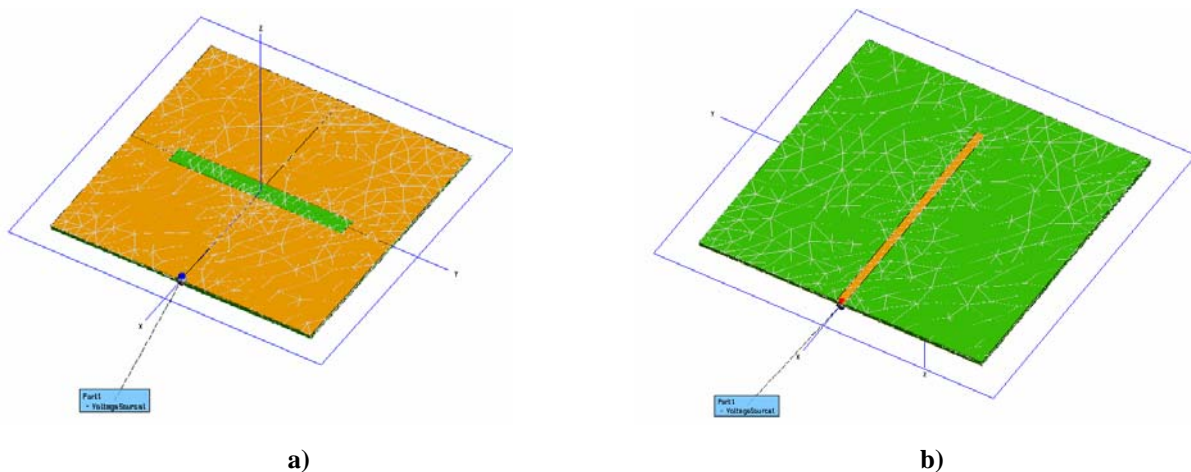
- Constante dieléctrica del sustrato de antena,  $\epsilon_{ra}$
- Grosor del sustrato de antena,  $h_2$
- Longitud del parche,  $L$
- Amplitud del parche,  $W$
- Constante dieléctrica del sustrato de alimentación,  $\epsilon_r$
- Grosor del sustrato de alimentación,  $h$
- Longitud de la apertura,  $L_{ap}$
- Amplitud de la apertura,  $W_{ap}$
- Amplitud de la línea de alimentación,  $W_{lin}$
- Posición de la línea relativa a la apertura,  $d_y$
- Posición de la apertura relativa al parche,  $d_x$
- Longitud del ‘stub’,  $L_s$ , definido como la parte de línea de alimentación que va desde el centro de la apertura hasta el final de la línea de alimentación, acabada en circuito abierto.

Para empezar con el diseño de la antena con este tipo de alimentación, se parte del modelo compuesto por la línea de alimentación y la apertura, ambas en el sustrato de alimentación. Como en el caso de la alimentación por acoplo por proximidad, el sustrato

elegido para contener la línea de alimentación y el plano de masa es FR4, por lo que los parámetros  $\epsilon_r$  y  $h$  no se podrán variar. Las características del sustrato introducidas en el simulador son las encontradas en el anterior caso de alimentación:  $\epsilon_r=4.163$  y  $\tan\delta=0.02$ . En este primer acercamiento al modelo, sin parche, sólo se van a estudiar los parámetros  $L_{ap}$ ,  $W_{ap}$ ,  $W_{lin}$  y  $L_s$ . El parámetro que controla la posición relativa de la línea con la apertura,  $d_y$ , no se estudiará, ya que el máximo acoplamiento entre ambas se da cuando la línea está centrada en la apertura con un ángulo de  $90^\circ$ .

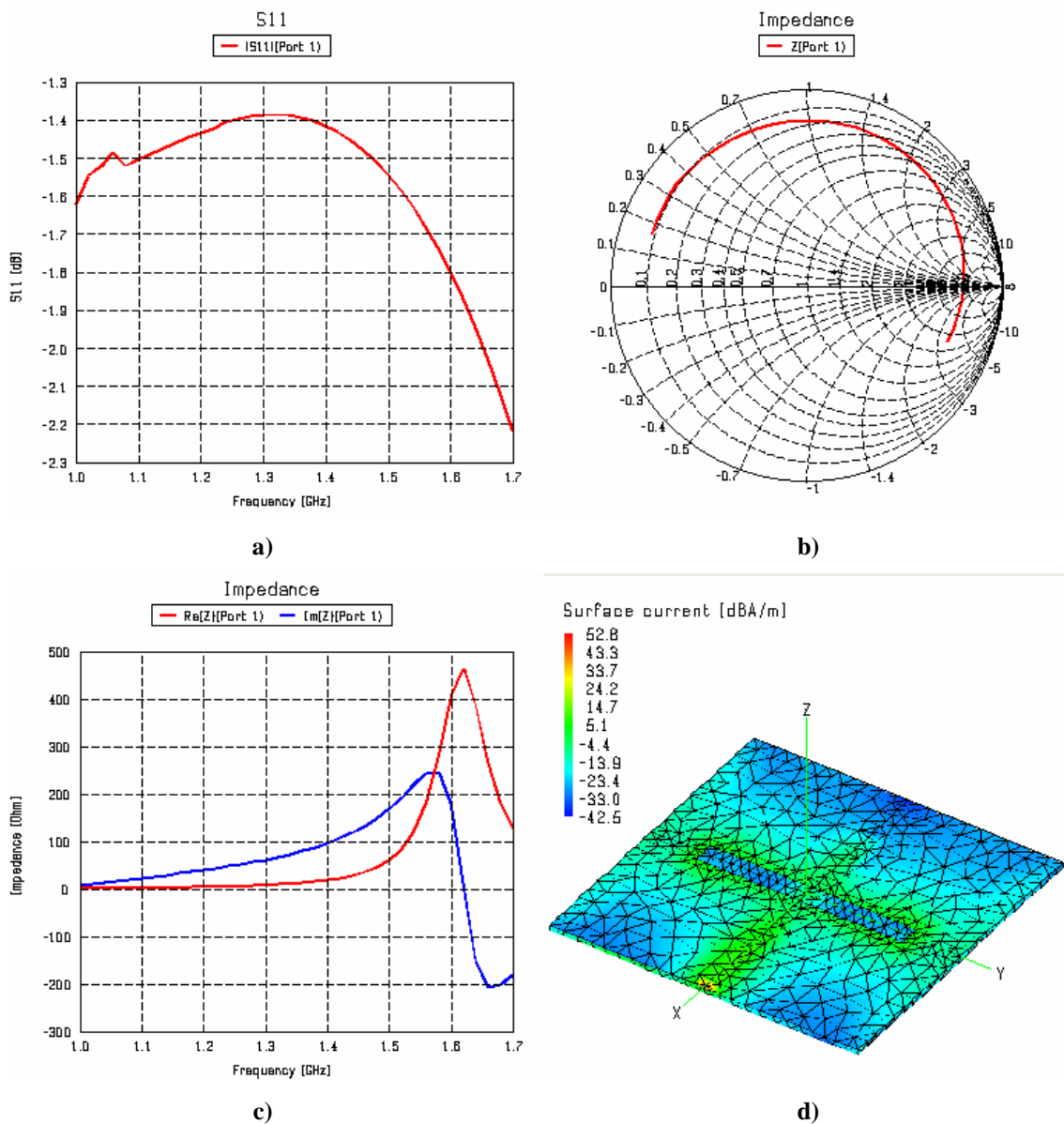
Según el teorema de Babinet [4-2], una apertura de longitud  $\lambda/2$  es la antena complementaria a un dipolo de longitud  $\lambda/2$ . Con la intención de que la apertura tenga su resonancia a 1.189 GHz, la apertura tiene una longitud de  $\lambda_g/2$  a 1.189GHz en el sustrato, es decir  $L_{ap}=70.6$  mm (contando que  $\epsilon_{reff}=3.193$ ). En muchos diseños, la amplitud de la apertura es 10 veces menor que su longitud [4-3], por lo que cogiendo esta referencia  $W_{ap}=7.06$  mm. La amplitud de la línea es  $W_{lin}=3.1$  mm, amplitud calculada para que su impedancia sea de  $50\Omega$  a 1.189GHz. La longitud del stub es  $\lambda_g/4$ , valor también muy típico en el diseño de este tipo de antenas [4-3],  $L_s=35.27$ mm. Las dimensiones del sustrato y del plano de masa son 1.5 veces la longitud del slot ( $105.8 \times 105.8$  mm).

El mallado de este modelo es de  $\lambda_g/20$  en los bordes del sustrato, siendo en este caso  $\lambda_g$  la longitud de onda en el medio guiado para la frecuencia máxima de simulación. En la ranura, el mallado es  $\lambda_g/30$ , ya que obtener correctamente las corrientes alrededor de la ranura, en el plano de masa, es muy importante para obtener un resultado fiable de la radiación de la apertura. El mallado es tan fino porque se observó, mediante simulaciones, que el resultado es muy sensible al mallado en esa zona, encontrando que para mallados más finos que  $\lambda_g/30$  el resultado no sufría cambios significativos. La geometría, ya con el mallado, se muestra en la Figura 4-49.



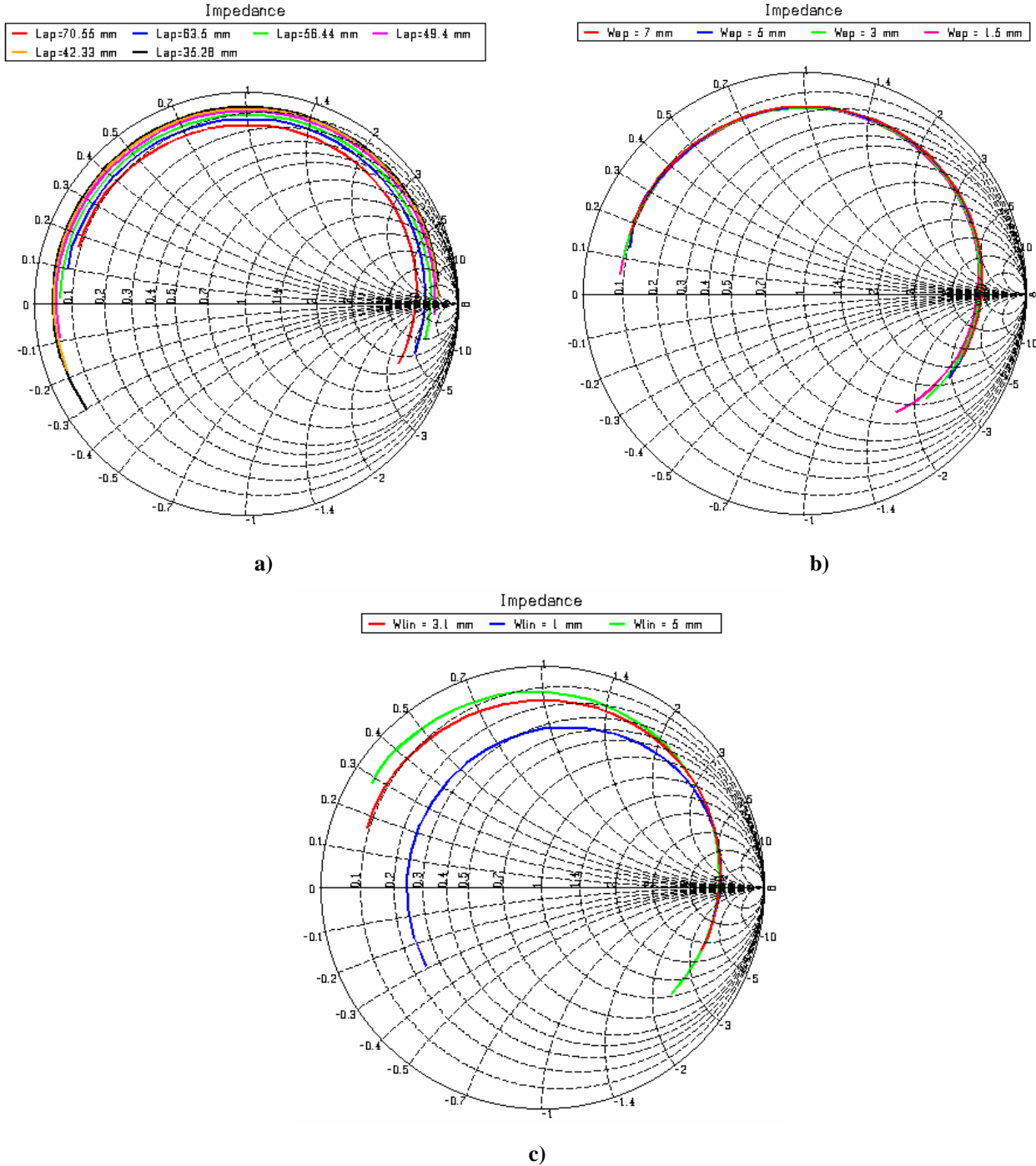
**Figura 4-49 Geometría de la apertura alimentada con la línea con  $L_{ap}=70.6$ mm,  $W_{ap}=7.06$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm y  $L_s=35.27$  mm. a) Vista superior b) Vista inferior**

La respuesta del modelo se muestra en la Figura 4-50. En primer lugar, en la Figura 4-50 d) se puede ver que las corrientes son más importantes en la zona de la línea y de la apertura que en el resto del modelo, lo que justifica el mallado tan fino en esa zona. La adaptación a la entrada es bastante mala (Figura 4-50 a), debido a que, aparentemente, la impedancia de la ranura está teniendo muy poco efecto en la impedancia total. Como se ve en la Figura 4-50 b) y c), la impedancia de entrada no es exactamente la de un circuito abierto (estaría en el extremo de la carta,  $S_{11}=1$ ).



**Figura 4-50** Respuesta del modelo de línea con apertura con dimensiones  $L_{ap}=70.6$  mm,  $W_{ap}=7.06$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm y  $L_s=35.27$  mm. a) Coeficiente de reflexión en dB b) Impedancia de entrada en la carta de Smith c) Parte real e imaginaria de la impedancia de entrada d) Corriente superficial a 1.6GHz

Se procede a analizar la tendencia de la impedancia en función de la variación de los diferentes parámetros, a partir de la llamada, a partir de ahora, configuración inicial ( $L_{ap}=70.6\text{mm}$ ,  $W_{ap}=7.06\text{ mm}$ ,  $W_{lin}=3.1\text{ mm}$  y  $L_s=35.27\text{ mm}$ ). En la Figura 4-51 se muestra la tendencia de la impedancia de entrada de la antena con la variación de los parámetros  $L_{ap}$ ,  $W_{ap}$  y  $W_{lin}$ .

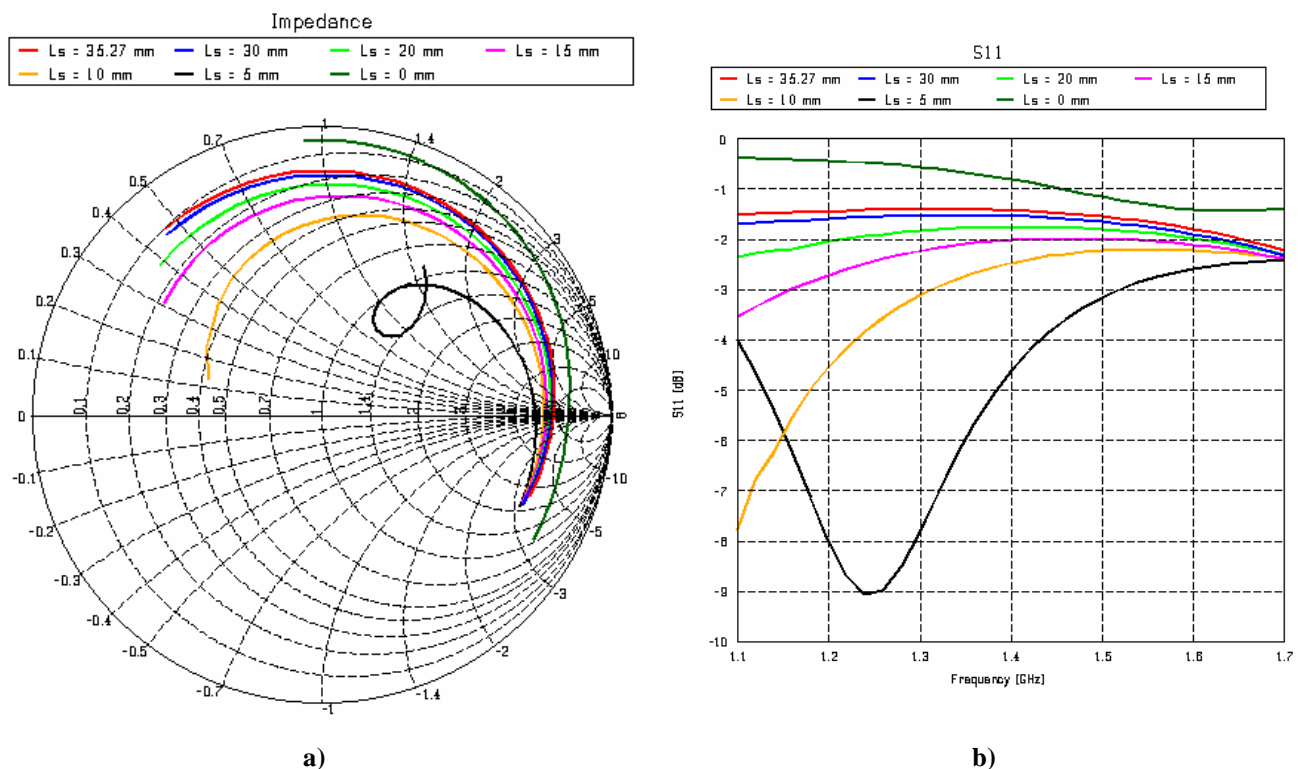


**Figura 4-51** Respuesta de la impedancia de entrada con la variación de varios parámetros a partir de la configuración inicial a) Variación de  $L_{ap}$  b) Variación de  $W_{ap}$  c) Variación de  $W_{lin}$

En la Figura 4-51 a) se muestra la respuesta de la impedancia con la variación de la longitud de la apertura (los demás parámetros permanecen iguales). La longitud de la apertura toma los valores de  $L_{ap}=70.55$  mm (valor inicial) y valores que suponen el 90, 80, 70, 60 y 50% de este valor inicial. En la Figura 4-51 a) se puede observar como, al hacer más pequeña la apertura, la curva que define la impedancia se ensancha y se aleja del centro de la carta, lo que se traduce en una mayor desadaptación. Además de este efecto, la curva de la impedancia sufre una rotación en torno al centro de la carta en el sentido opuesto al de las agujas del reloj, es decir, que a medida que la apertura es más pequeña, la resonancia que inicialmente estaba aproximadamente a 1.6GHz se desplaza hacia arriba en frecuencia.

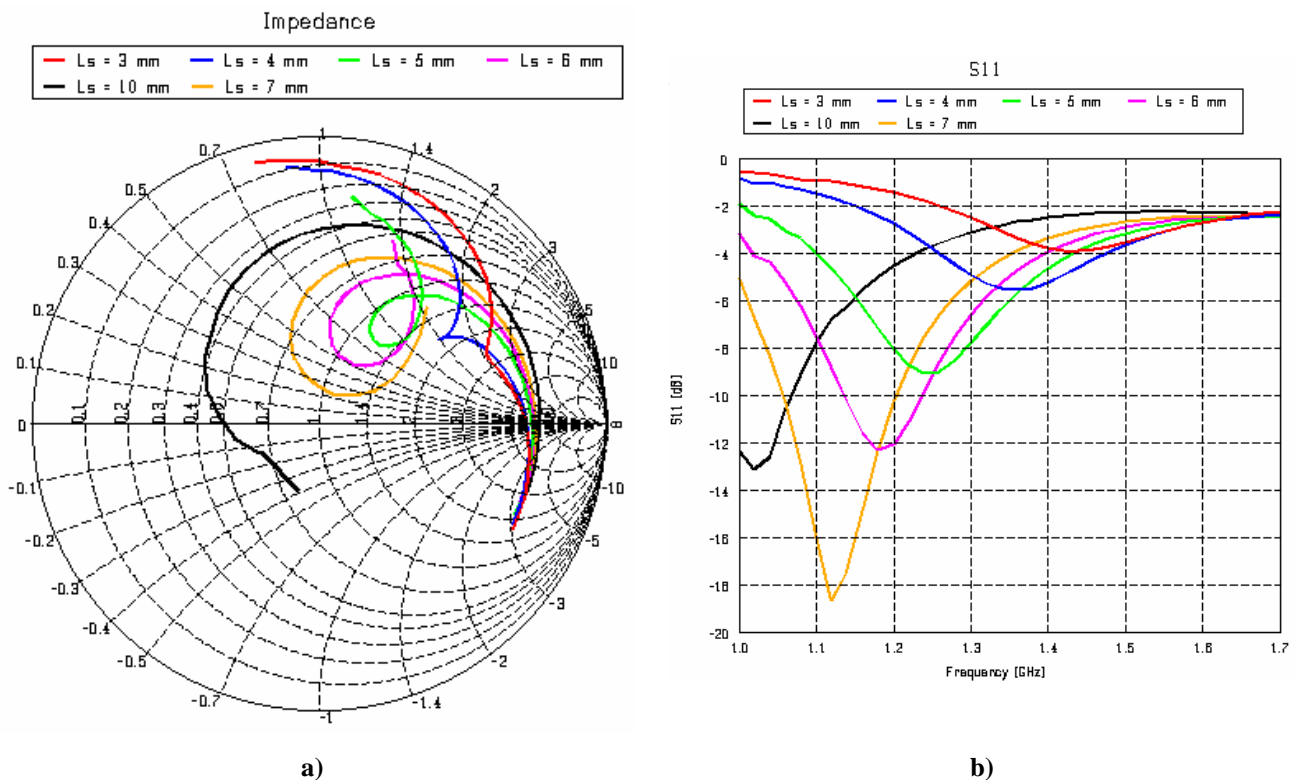
Desde la configuración inicial, si el parámetro modificado es la amplitud de la apertura  $W_{ap}$ , la impedancia prácticamente no varía, tal y como se puede ver en la Figura 4-51 b), donde los valores de  $W_{ap}$  mostrados son 7mm (valor inicial), 5, 3 y 1.5 mm.

En la Figura 4-51 d) se muestra la variación de la impedancia con la variación de la amplitud de la línea de alimentación, que toma los valores de 3.1 mm (valor inicial), 5 y 1mm. Al ensanchar la línea de alimentación, la curva se abre por la parte de baja frecuencia (la impedancia de entrada baja), mientras que si la línea se estrecha la curva tiende al centro de la carta en su parte de baja frecuencia (la impedancia sube).



**Figura 4-52** Respuesta de las características de la antena con la variación de  $L_s$  a partir de la configuración inicial a) Impedancia en carta de Smith d) Coeficiente de reflexión en dB

En la Figura 4-52 a) se muestra la tendencia de la impedancia con la variación de la longitud del ‘stub’,  $L_s$ . Partiendo del valor de  $L_s$  inicial, 35.27 mm, se obtienen los resultados con la misma geometría reduciendo la longitud del stub, los valores son: 30, 20, 15, 10, 5 y 0mm. Al reducir el valor de  $L_s$  hasta  $L_s=10$  mm, la curva de la impedancia, en su parte de baja frecuencia se va estrechando y acercando al centro de la carta. Esto se traduce en que progresivamente, al reducir  $L_s$  hasta  $L_s=10$  mm, la adaptación mejora en la parte baja de frecuencia (Figura 4-52 b). Pero al pasar de  $L_s=10$  mm a  $L_s=5$  mm, aparece un loop o coca en la curva de la impedancia en carta de Smith, que hace que la parte de la curva de baja frecuencia se enrolle. Esta coca viene dada por la impedancia de la apertura, que con esta configuración de longitud de ‘stub’, tiene mucha influencia en la impedancia total. Puesto que al enrollarse la curva y formar una coca, dicha coca se ha quedado cerca del centro de la carta, la adaptación ha mejorado llegando a ser de -8dB de 1.2 a 1.3GHz. Para  $L_s=0$  mm, la coca de la impedancia en carta de Smith ha desaparecido y la curva se ha alejado de la carta, por lo que la adaptación vuelve a ser mala. Con este efecto se observa que la sensibilidad de la aparición de la coca (influencia de la apertura) con el parámetro  $L_s$  es muy grande, de forma que sólo se da con valores de  $L_s$  entre 10 y 0 mm. Para ello, se estudia el comportamiento de la impedancia más en detalle en este rango de valores, como se muestra en la Figura 4-53.

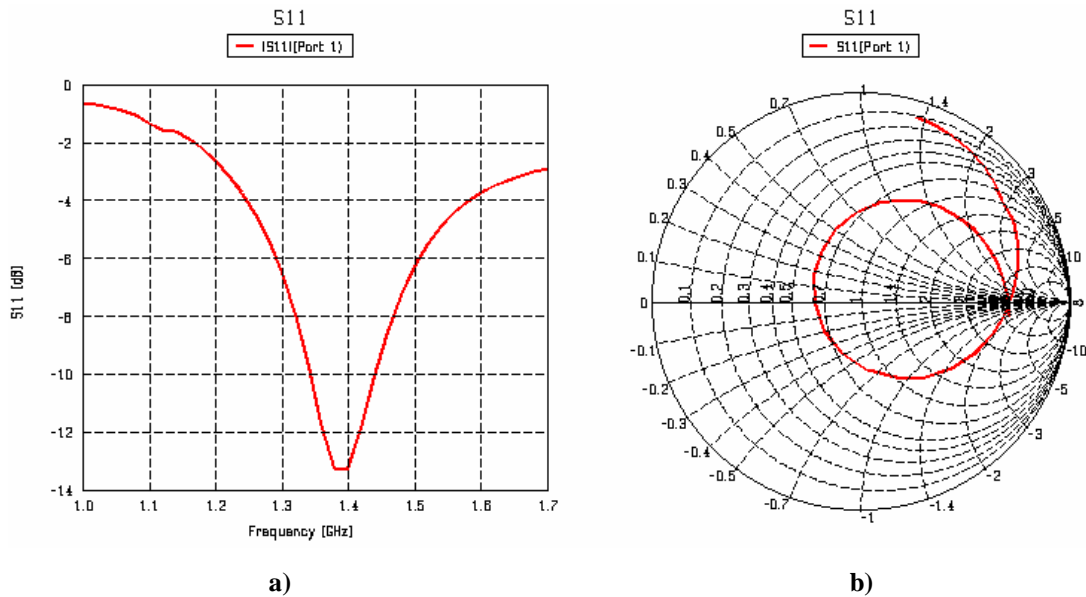


**Figura 4-53** Respuesta de las características de la antena con la variación de  $L_s$  (entre 10 y 3 mm) a partir de la configuración inicial a) Impedancia en carta de Smith d) Coeficiente de reflexión en dB



Al simular la geometría con valores de  $L_s$  de 10, 7, 6, 5, 4, y 3mm se puede ver claramente la formación de la coca, que se estrecha a medida que  $L_s$  descende de valor, hasta  $L_s=4$ mm, donde prácticamente desaparece.

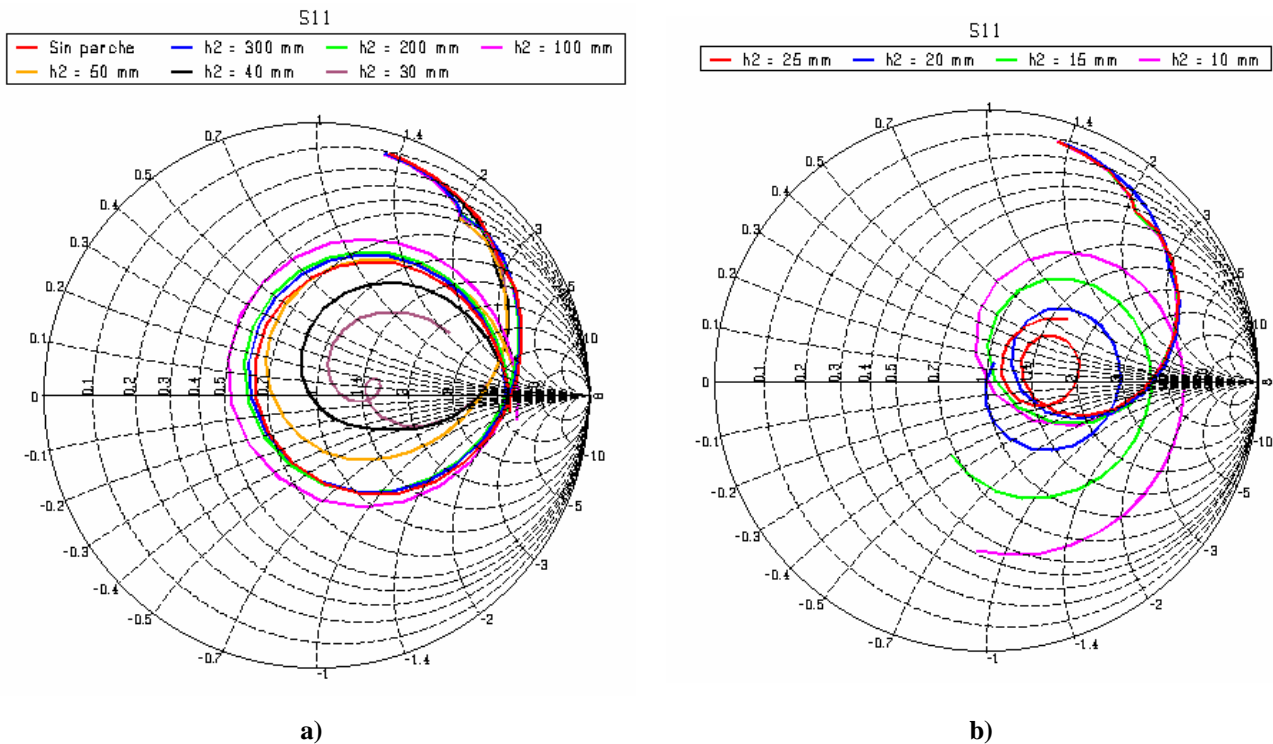
Teniendo en cuenta los efectos estudiados de los parámetros del modelo en la impedancia de la antena, se intenta buscar una configuración óptima. Con el valor de  $L_s=5.6$ mm se obtiene una coca en la curva de la impedancia bastante cerrada, pero con  $L_{ap}=56.4$  mm y  $W_{ap}=3.35$  mm se logra agrandar la coca, logrando que ésta encierre el centro de la carta. La amplitud de la línea no se modifica, se mantiene a  $W_{lin}=3.1$  mm. La respuesta de esta configuración se puede mostrar en la Figura 4-54, donde se observa que el ancho de banda de adaptación a -10dB es de unos 100MHz a 1.4GHz.



**Figura 4-54** Respuesta de las características de la antena con  $L_{ap}=56.4$  mm,  $W_{ap}=3.35$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm y  $L_s=5.6$  mm a) Coeficiente de reflexión en dB b) Impedancia en carta de Smith

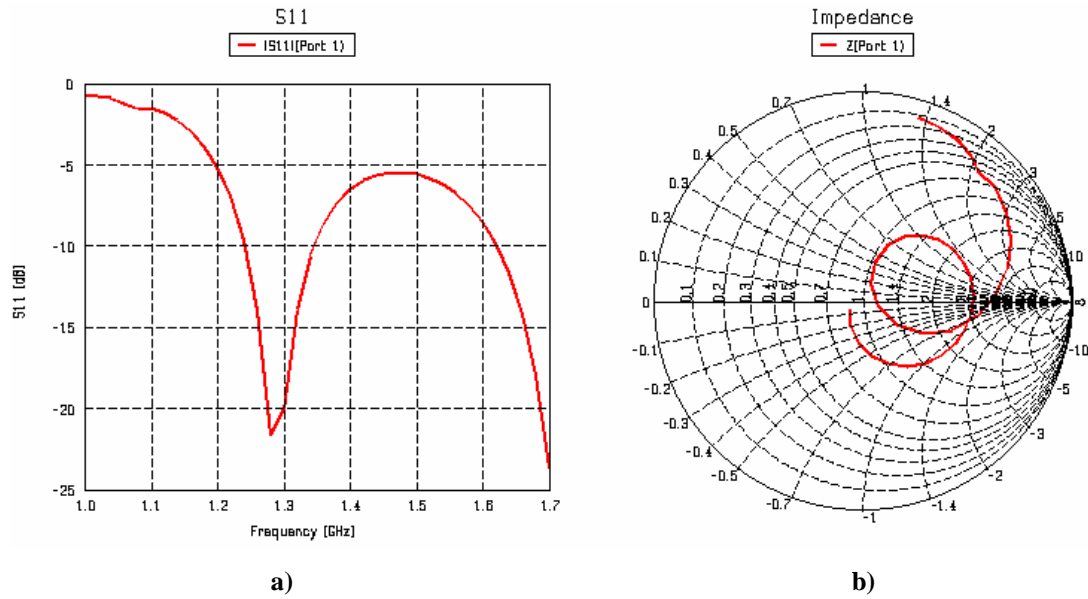
Con esta configuración (Figura 4-54) se parte para integrar el parche al modelo. Para identificar la contribución del parche a la impedancia de entrada, se realizan varias simulaciones en las que se acerca el parche progresivamente, con valores de separación entre parche y plano de masa que van desde 300 mm hasta 10 mm (Figura 4-55).





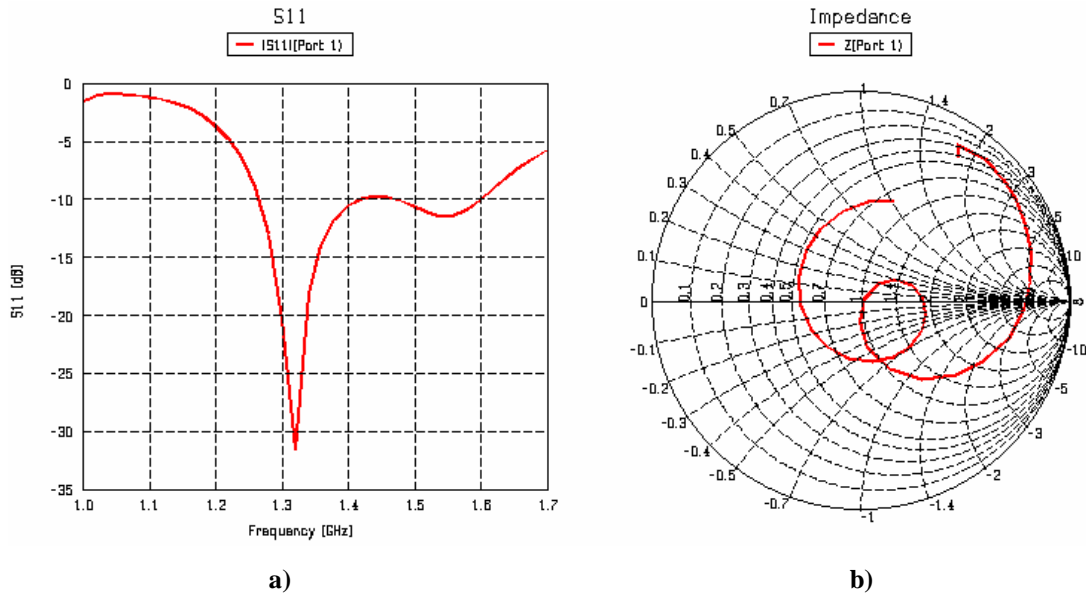
**Figura 4-55 Impedancia de la antena con  $L_{ap}=56.4\text{mm}$ ,  $W_{ap}=3.35\text{mm}$ ,  $W_{lin}=3.1\text{mm}$  y  $L_s=5.6\text{mm}$  al acercar el parche a) Entre 300mm y 30mm b) Entre 25mm y 10mm**

En la Figura 4-55 a) se puede observar como, cuando el parche está a distancias superiores a 50 mm, éste no tiene prácticamente influencia en la impedancia, ya que ésta es prácticamente igual a la obtenida en el caso sin parche. Cuando la distancia del plano al parche (parámetro  $h_2$ ) pasa a tener un valor de 50 mm, la coca definida en la curva de impedancia se empieza a estrechar. El mismo fenómeno ocurre cuando el valor es de 40 mm. Pero cuando  $h_2$  es de 30 mm, a parte de estrecharse la coca (dada por la apertura), aparece otra coca (ésta dada por el parche) en mitad de la primera. A medida que  $h_2$  se sigue disminuyendo (Figura 4-55 b), la coca dada por el parche se ensancha y la coca dada por la apertura se empieza a abrir. Puesto que interesa tener ambas cocas para obtener un gran ancho de banda, se decide dejar un valor de  $h_2$  de 18 mm.



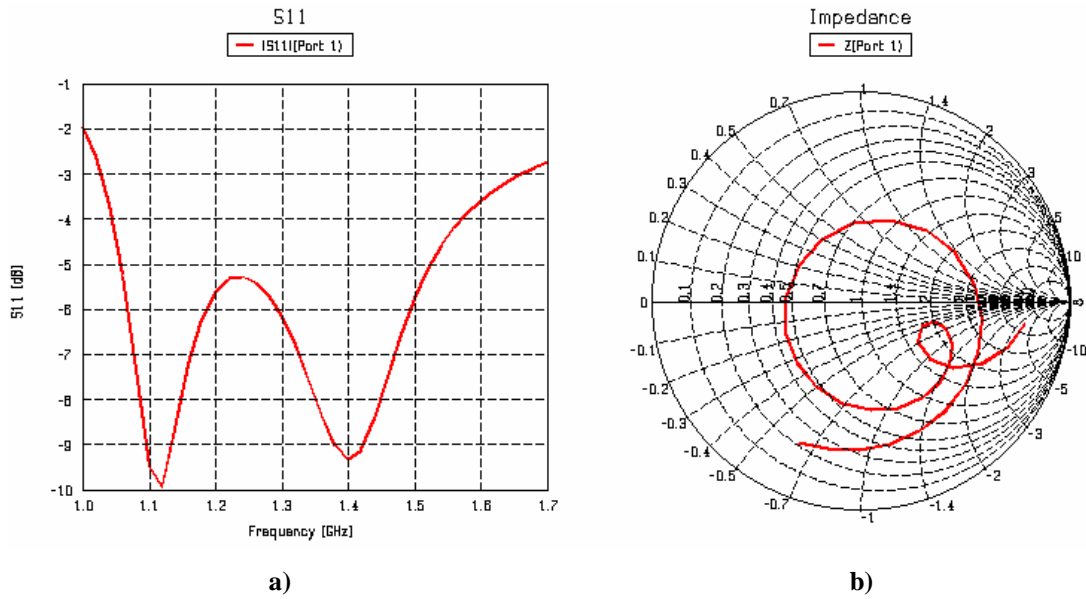
**Figura 4-56** Respuesta de las características de la antena con  $L_{ap}=56.4$  mm,  $W_{ap}=3.35$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=5.6$  mm,  $h_2=18$  mm y  $W=70.55$  mm a) Coeficiente de reflexión en dB b) Impedancia en carta de Smith

La Figura 4-56 muestra la respuesta del modelo cuando el parche se coloca a 18mm de la apertura. Como se puede ver en la carta de Smith, la coca en la curva de la impedancia que se da en alta frecuencia y que viene dada por la apertura no está cerrada (se cierra a más alta frecuencia). El objetivo en este proceso de diseño es el de intentar adaptar el mayor ancho de banda, asegurando siempre la adaptación en 1.164 GHz. Por este motivo, se intentará colocar la primera coca de la impedancia de forma que adapte la banda baja; y se intentará colocar la segunda coca de forma que esté seguida a la primera para tener un ancho de banda mayor. Aunque ambas cocas parecen cercanas en carta de Smith (Figura 4-56 b), en frecuencia no lo son, ya que sus picos de adaptación respectivos están alejados 400 MHz (Figura 4-56 a) y, además, ambos picos se encuentran en frecuencias superiores a las que deberían tener. En primer lugar se procede a intentar adaptar la banda baja, por lo que se decide hacer más pequeña la apertura,  $L_{ap}=50$  mm, y el parche más grande,  $W=77.7$  mm. La respuesta de la antena con la configuración anterior y  $L_{ap}=50$  mm y  $W=77.7$  mm se muestra en la Figura 4-57.



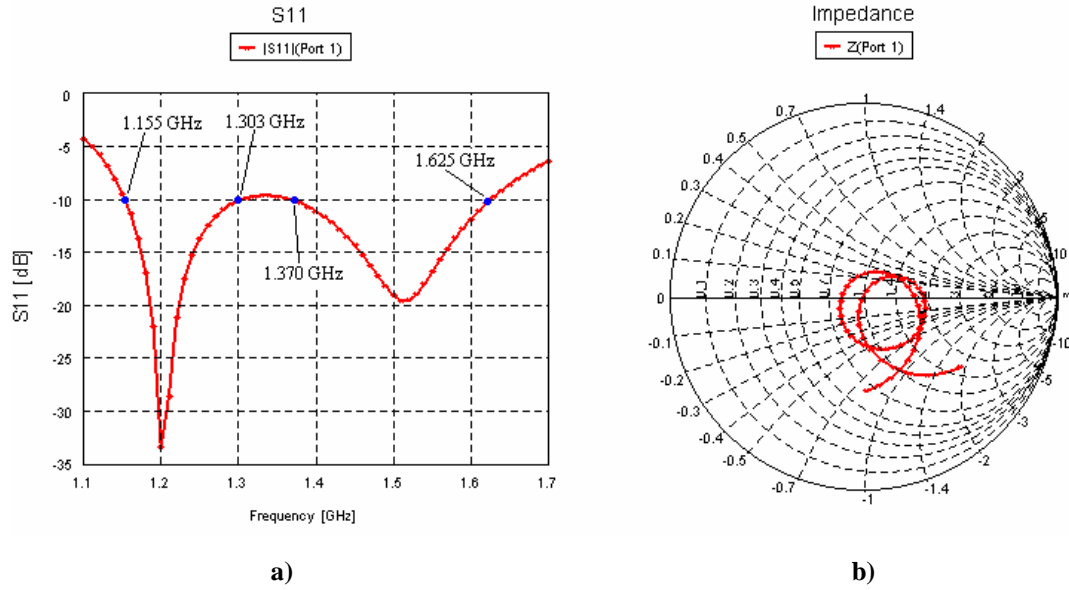
**Figura 4-57** Respuesta de las características de la antena con  $L_{ap}=50$  mm,  $W_{ap}=3.35$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=5.6$  mm,  $h_2=18$  mm y  $W=77.7$  mm a) Coeficiente de reflexión en dB b) Impedancia en carta de Smith

El hecho de haber incrementado el tamaño del parche, ha provocado que el acoplamiento entre parche y apertura haya cambiado, lo que ha provocado que la cosa dada por el parche se haya estrechado. Este problema se puede solucionar modificando la altura y amplitud del parche, pero si se soluciona en este caso, la banda de adaptación no cubrirá el rango 1.164 – 1.214GHz, por lo que primero se decide bajar en frecuencia la respuesta de la antena. Para ello, se intenta hacer un escalado de todos los parámetros del modelo excepto  $W_{lin}$ . Probando varios factores de escalado, se encuentra que cuando todas las dimensiones se multiplican por 1.2 el primer pico de adaptación se da a 1.1GHz. De esta forma, las dimensiones son:  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h_2=21.6$  mm y  $W=93.2$  mm. La respuesta de la antena con esta configuración se muestra en la Figura 4-58.



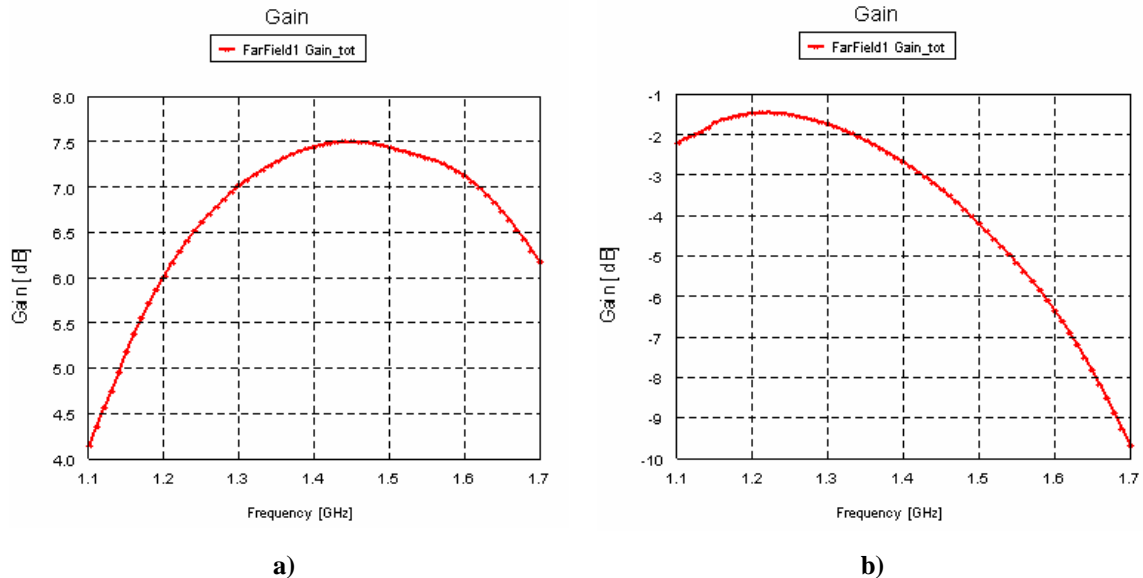
**Figura 4-58 Respuesta de las características de la antena con  $L_{ap}=60.1\text{mm}$ ,  $W_{ap}=4\text{mm}$ ,  $W_{lin}=3.1\text{mm}$ ,  $L_s=6.72\text{mm}$ ,  $h_2=21.6\text{mm}$  y  $W=93.2\text{mm}$  a) Coeficiente de reflexión en dB b) Impedancia en carta de Smith**

Al haber hecho el escalado de las dimensiones, se ha conseguido que el primer pico de adaptación se de a 1.1 GHz. Además, ahora ambos picos de adaptación sólo están separados por 300 MHz. En la Figura 4-58 b) se puede observar que la coca en baja frecuencia (la que viene dada por el parche) se ha estrechado otra vez al hacer más grande el parche y que la coca de la apertura se ha ensanchado mucho, aunque ahora ésta se cierra en el rango de frecuencias simulado. Puesto que las dimensiones del parche afectan tanto a la segunda como a la primera coca, en este caso se intenta modificar solamente las dimensiones del parche para intentar centrar las cocas en el centro de la carta. Con un tamaño del parche de  $77.3 \times 77.3$  mm se consigue estrechar y centrar las cocas aproximadamente en el centro de la carta (Figura 4-59 b). Esto se traduce en que se consigue adaptar la banda de 1.164 -1.3 GHz y la banda 1.559 - 1.591 GHz, como se puede ver en la Figura 4-59 a).



**Figura 4-59** Respuesta de las características de la antena con  $L_{ap}=60.1\text{mm}$ ,  $W_{ap}=4\text{mm}$ ,  $W_{lin}=3.1\text{mm}$ ,  $L_s=6.72\text{mm}$ ,  $h_2=21.6\text{mm}$  y  $W=77.3\text{mm}$  a) Coeficiente de reflexión en dB b) Impedancia en carta de Smith

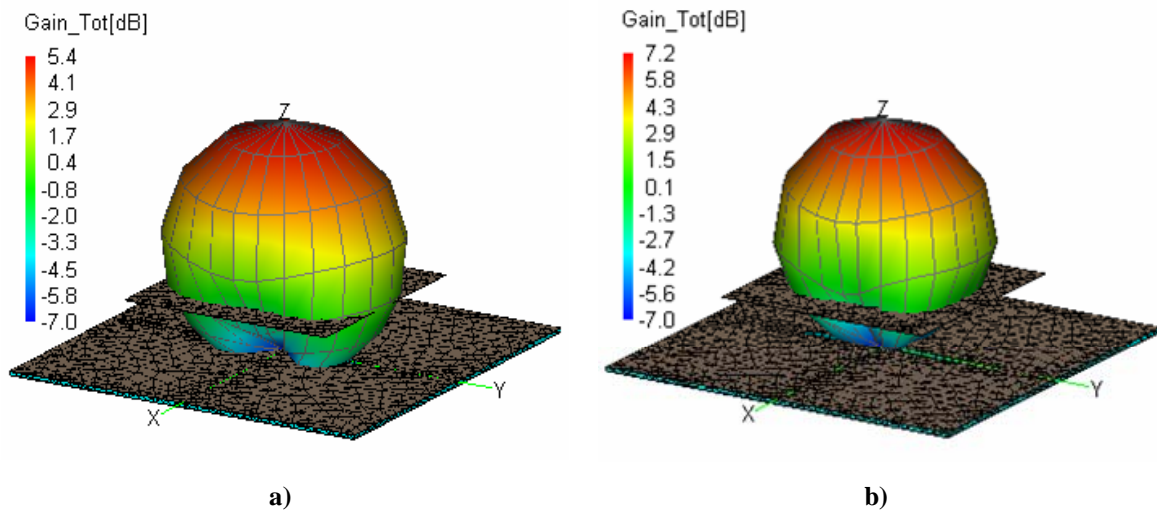
Además de mirar la adaptación, debemos mirar la ganancia en su dirección de máxima propagación (la perpendicular al plano definido por el parche,  $\phi=0^\circ$   $\theta=0^\circ$ ), mostrada en la Figura 4-60 a), que comprende valores entre 4 y 7.5dB.



**Figura 4-60** Ganancia a)  $\phi=0^\circ$   $\theta=0^\circ$  b)  $\phi=90^\circ$   $\theta=85^\circ$

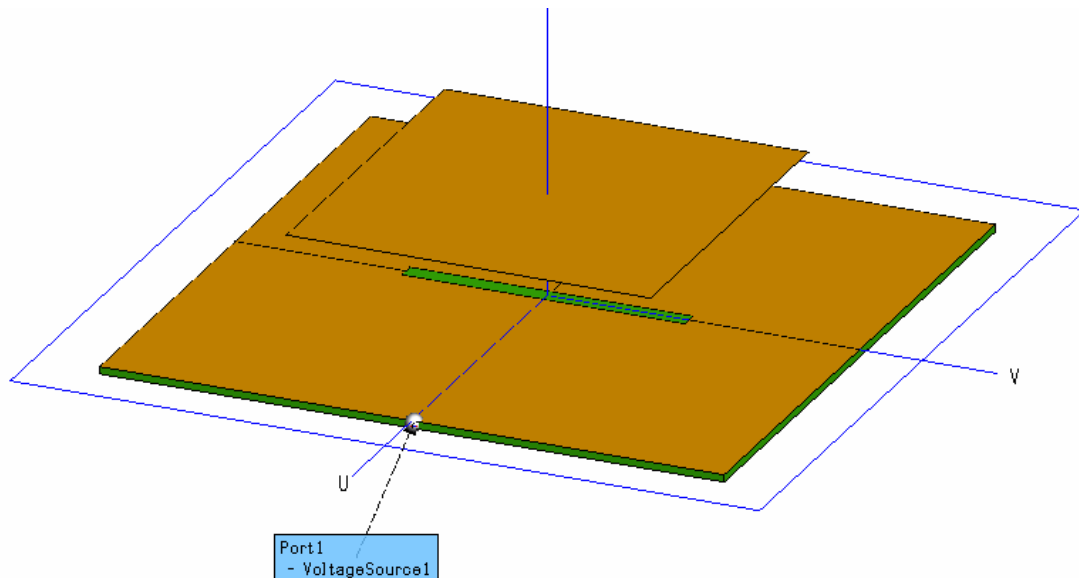
En la Figura 4-61 se muestra el diagrama de ganancia de la antena a 1.150 GHz y a 1.590 GHz. En dicha figura se puede apreciar que el diagrama es más amplio en la dirección y que en la dirección x. Esto es así porque, aunque el parche tiene el efecto de hacer más directivo el diagrama, éste tiende a ser de forma toroidal, ya que la apertura tiene el mismo

diagrama que un dipolo. Por lo tanto, para ángulos rasantes en la dirección x la ganancia será muy pequeña. Por este motivo, se mira la ganancia en  $\phi=90^\circ$   $\theta=85^\circ$  (Figura 4-60 b) para ver si se cumple la especificación de ganancia. Puesto que desde 1.1 GHz hasta 1.62 GHz la ganancia en  $\phi=90^\circ$   $\theta=85^\circ$  es mayor a -7dB, si el diagrama fuera simétrico en los 360°, se cumpliría la condición de ganancia en el cono de apertura de 85°.



**Figura 4-61 Diagrama de ganancia a) f=1.150GHz b) f=1.590 GHz**

Cabe destacar que con este modelo de alimentación se ha conseguido adaptar no sólo la banda de 1.164 – 1.3 GHz, sino también la banda de 1.559 – 1.592 GHz, además de cumplir los requisitos de ganancia. Por lo tanto, ya que éste es el modelo con el que mejor ancho de banda de adaptación se ha conseguido (mostrado en la Figura 4-62), se continúa con él para intentar conseguir la polarización circular.



**Figura 4-62** Antena parche alimentada mediante acoplo por apertura con  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h_2=21.6$  mm y  $W=77.3$  mm

## 4.2 Diseño para conseguir polarización circular a derechas

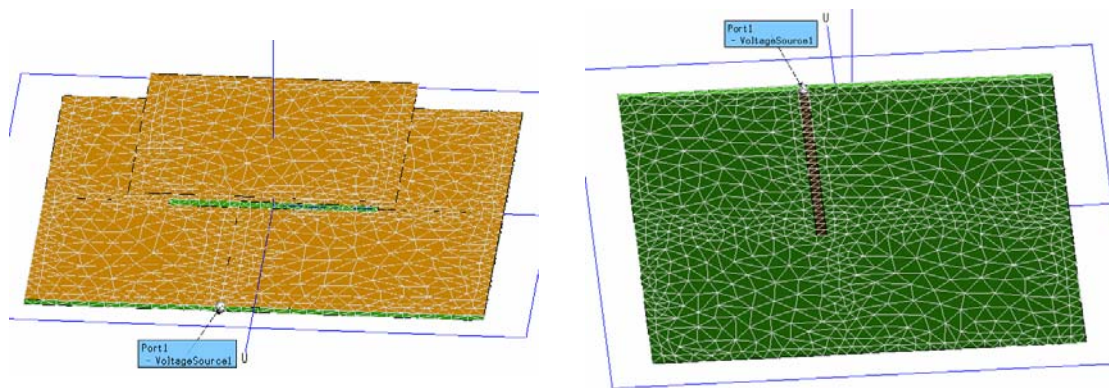
A partir del modelo conseguido con alimentación por acoplo por apertura con el que se ha conseguido adaptar a -10dB todas las bandas de interés, se procede a seguir con el diseño, para conseguir tener polarización circular a derechas.

Como ya se explicó en el apartado 3.4.4, se puede conseguir polarización circular mediante dos alimentaciones en el mismo parche o mediante una sola, caso en el que el parche tiene una forma singular. Puesto que la intención es la de mantener la forma cuadrada del parche, para conseguir polarización circular se hará mediante dos alimentaciones. Para ello se debe introducir una apertura (y una línea que alimente a esta) al modelo actual. Existen dos formas básicas de introducir dos alimentaciones en una antena parche con alimentación por apertura: introduciendo ambas aperturas en el centro del parche de forma que quedan cruzadas, y desplazando las aperturas al extremo del parche de forma que no se toquen. Ambas técnicas se han probado, y se explican a continuación. Existen otras técnicas como introducir las aperturas en cruz y alimentar con una línea en diagonal [4-4], pero no se contempla utilizar esta técnica.



## 4.2.1 Aperturas cruzadas

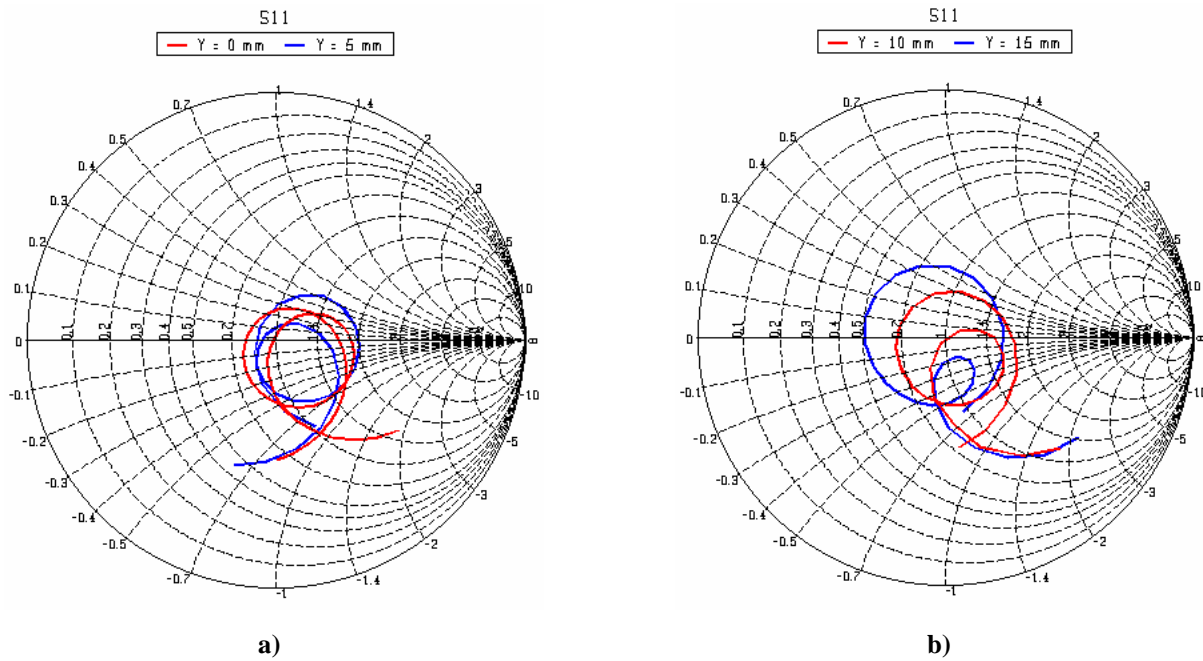
En el modelo de antena actual mostrado en la Figura 4-62, la apertura se encuentra centrada en la proyección del parche, y la línea de alimentación cruza la apertura en su punto intermedio con un ángulo de  $90^\circ$ . Al introducir una segunda apertura idéntica a la primera (de forma ortogonal a ésta), la línea de alimentación de la primera se deberá desplazar hacia un lado de la apertura por dos motivos: para no estar bajo la nueva apertura y para no cruzarse con la línea que alimentará a ésta. Cabe destacar que ambas líneas deberán desplazarse hacia un lado de la apertura. Al desplazar la línea del centro de la apertura (parámetro  $Y$  del modelo), la impedancia de entrada cambiará, ya que es en este punto donde se da el máximo acoplamiento [4-1]. Por este motivo se quiere estudiar cómo afecta el desplazamiento de la línea a la impedancia de entrada. Para ello se desplaza la línea en el modelo con una sola apertura, tal y como se muestra en la Figura 4-63.



**Figura 4-63** Antena parche alimentada mediante acoplo por apertura con  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h_2=21.6$  mm,  $W=77.3$  mm y  $Y=10$  mm.

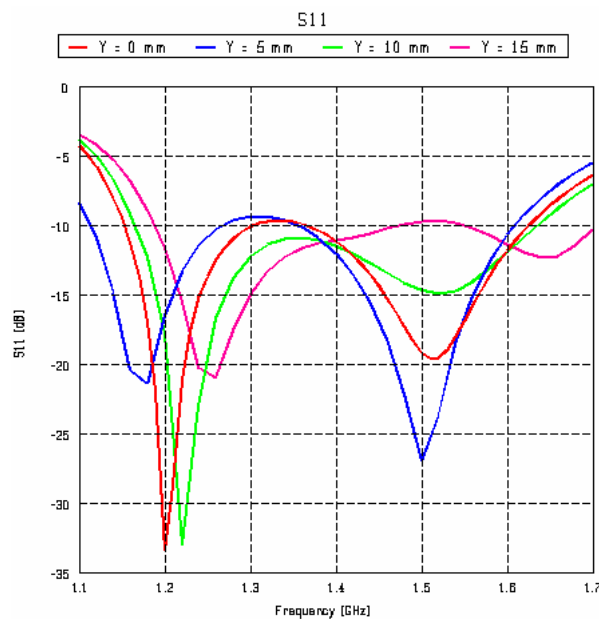
En la Figura 4-64 se muestra la progresión de la impedancia de entrada a medida que se desplaza la línea lateralmente en la apertura. Cuando  $Y$  es igual a 5 mm, la curva de la impedancia en carta de Smith no difiere mucho de la curva obtenida con  $Y=0$  mm (Figura 4-64 a). Sin embargo, cuando  $Y=10$  mm, se observa (Figura 4-64 b) que la coca de baja frecuencia (dada por el parche) se estrecha, mientras que la coca de alta frecuencia (dada por la apertura) se abre. Este efecto se hace más notable al desplazar aún más la línea hacia el extremo de la apertura, como por ejemplo cuando  $Y=15$  mm (Figura 4-64 b).





**Figura 4-64 Impedancia en carta de Smith de la antena para varios valores de  $Y$**   
a) 0 y 5mm b) 10 y 15 mm

El hecho de desplazar la línea por la apertura tiene un efecto importante en la impedancia de entrada, aunque por lo que a coeficiente de reflexión se refiere no. Esto es así porque aunque la curva de la impedancia ha cambiado, no se alejado mucho del centro de la carta, por lo que hasta con  $Y=15$  mm, el ancho de banda de adaptación es aproximadamente el mismo (aunque un poco recortado en baja frecuencia), como se muestra en la Figura 4-65.

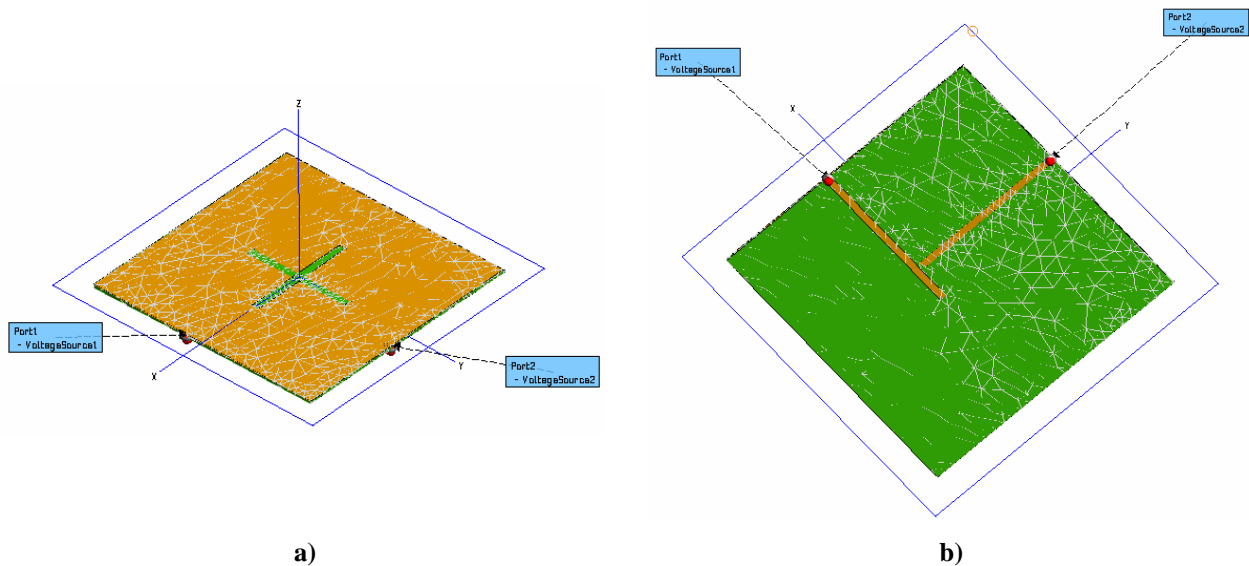


**Figura 4-65 Coeficiente de reflexión en dB para varios valores de  $Y$**

Al introducir la apertura, se debe tener en cuenta que, para que no se toquen las líneas de alimentación,  $Y$  debe ser como mínimo:

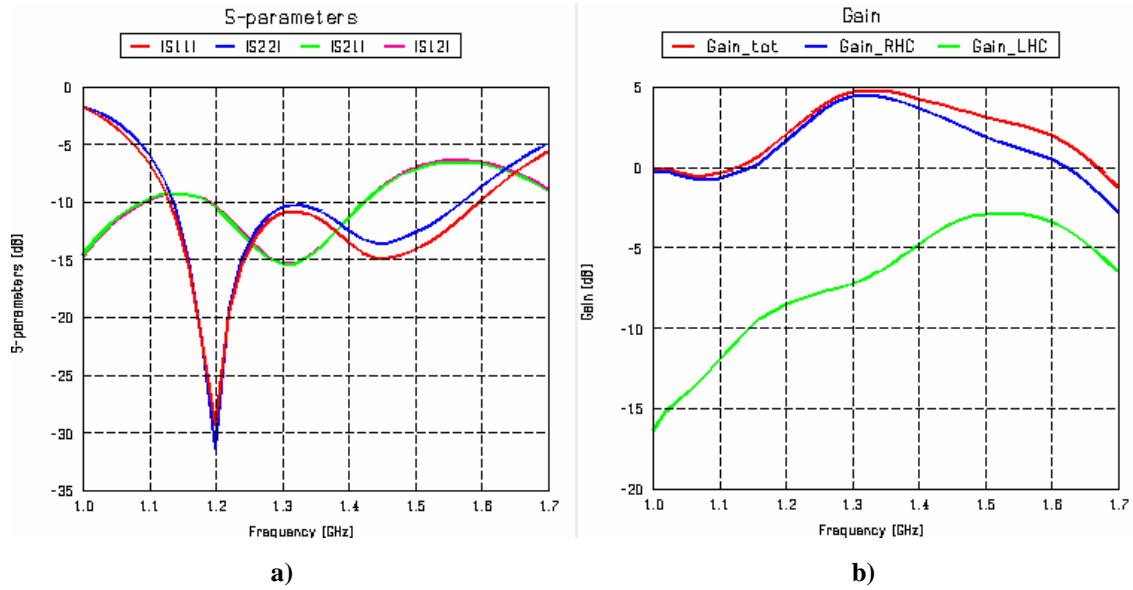
$$Y_{\min} = L_s + \frac{W_{lin}}{2} = 8.27 \text{ mm} \quad (4-3)$$

Dada esta restricción, se introduce la segunda apertura imponiendo en el modelo  $Y=10$  mm. La segunda apertura y la segunda línea de alimentación se introducen de forma que son idénticas a las primeras, pero rotadas  $90^\circ$  en el sentido contrario a las agujas del reloj si se mira el modelo desde arriba. A la nueva línea se le introduce el puerto port2, como se puede ver en la Figura 4-66, donde no se muestra el parche para una mejor visualización de las aperturas.



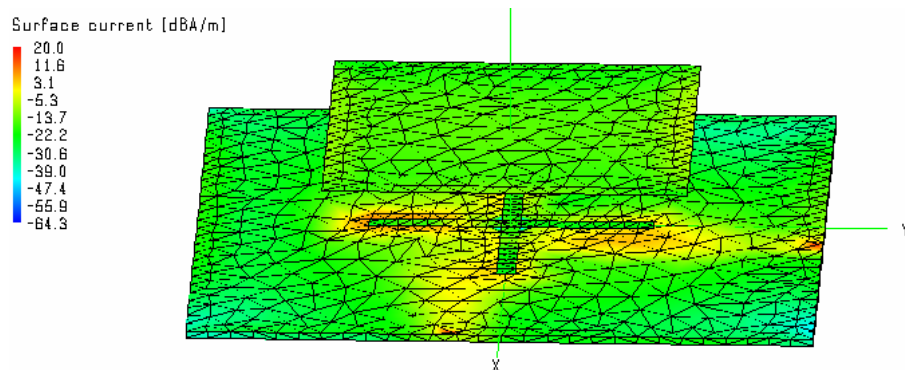
**Figura 4-66 Antena con aperturas cruzadas y  $Y=10$  mm a) Vista superior b) Vista inferior**

Para conseguir polarización circular a derechas (RHCP) se alimenta el puerto 2 con una excitación de fase  $0^\circ$ , y el puerto 1 con una excitación de  $90^\circ$  (Figura 3-24 a). A partir de este momento, ya que se tiene más de un puerto, se realiza el análisis a través de los parámetros S.



**Figura 4-67** Respuesta de la antena parche con aperturas cruzadas con  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h_2=21.6$  mm,  $W=77.3$  mm y  $Y=10$  mm a) Parámetros S b) Ganancia

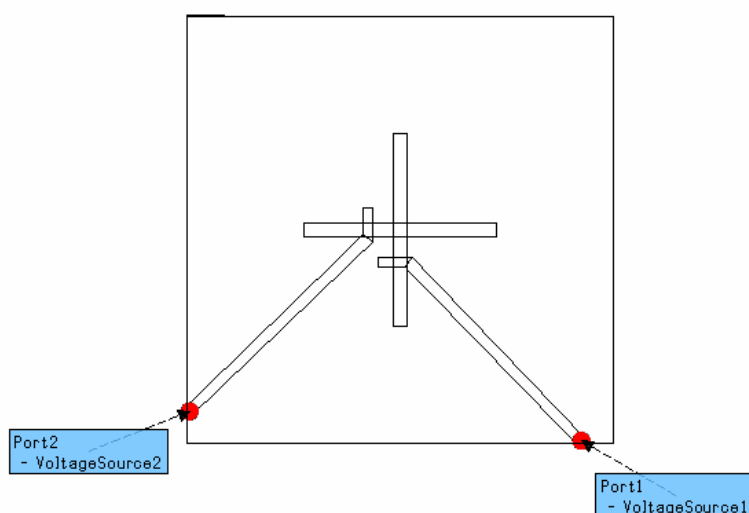
En la Figura 4-67 a) se puede observar que los coeficientes de reflexión a la entrada del puerto 1 ( $S_{11}$ ) y del puerto 2 ( $S_{22}$ ) cubren prácticamente todo el ancho de banda de interés (excepto por 10 MHz a 1.6 GHz). La pequeña diferencia entre  $S_{11}$  y  $S_{22}$  viene dada porque el mallado del modelo no es simétrico. Pero los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{12}$  muestran que la transferencia de potencia entre puertos es especialmente alta de 1.4 GHz a 1.65 GHz. Esto no es bueno ya que puede comportar problemas con la red de alimentación (la explicación se encuentra en el siguiente capítulo). Esta transferencia de potencia entre puertos comporta que la eficiencia y por tanto la ganancia del parche bajen. En las frecuencias donde  $S_{21}$  y  $S_{12}$  son superiores a -10dB, la ganancia de polarización circular a izquierdas (LHCP) sube, mientras que la de derechas (RHCP) baja, como se muestra en la Figura 4-67 b). Esto se traduce en una mala relación axial de la polarización RHCP, algo que no interesa. La causa de que el  $S_{12}$  y  $S_{21}$  sean tan grandes, es que existe un acoplamiento, una transferencia de potencia entre cada línea y la apertura paralela a ella. Es decir que la línea 1, además de acoplarse con la apertura 1, se acopla con la apertura 2, siendo igual para la línea 2, lo que propicia la transferencia de potencia entre los puertos. Este efecto se puede ver en la Figura 4-68, donde se muestra la corriente superficial a la frecuencia de 1.54GHz.



**Figura 4-68 Corriente superficial a 1.54GHz**

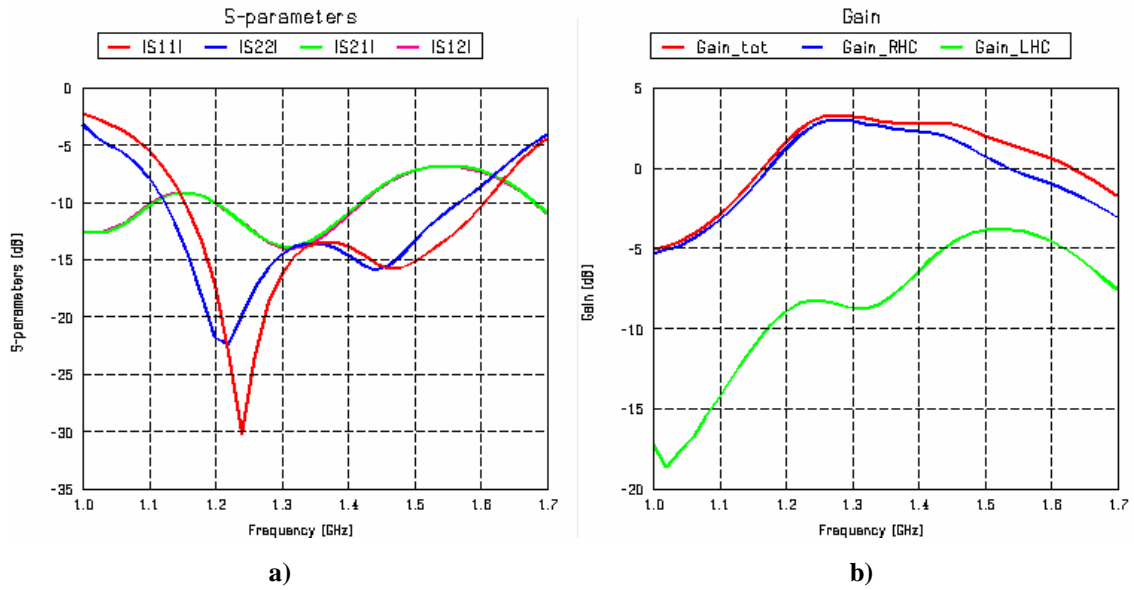
Este acoplamiento entre una línea y su apertura paralela se produce porque en los extremos de la apertura se concentra la corriente, lo que facilita el acoplamiento con la línea al pasar cerca. Aunque la línea esté por debajo en el sustrato, decimos que hay acoplamiento porque se produce en la zona del plano de masa por donde debajo pasa la línea, que al fin y al cabo es la referencia de la línea.

Para evitar este problema se decide llegar con la línea a la apertura en diagonal, formando un ángulo de  $45^\circ$  entre ambas aperturas. Aunque se incida con la línea en diagonal, el tramo que pasa por debajo de la apertura y el 'stub' siguiente siguen estando en perpendicular respecto a la apertura. En la Figura 4-69 se muestra la proyección de la apertura y las líneas de alimentación incidiendo en diagonal.



**Figura 4-69 Modelo de apertura cruzada con las líneas de alimentación en diagonal**

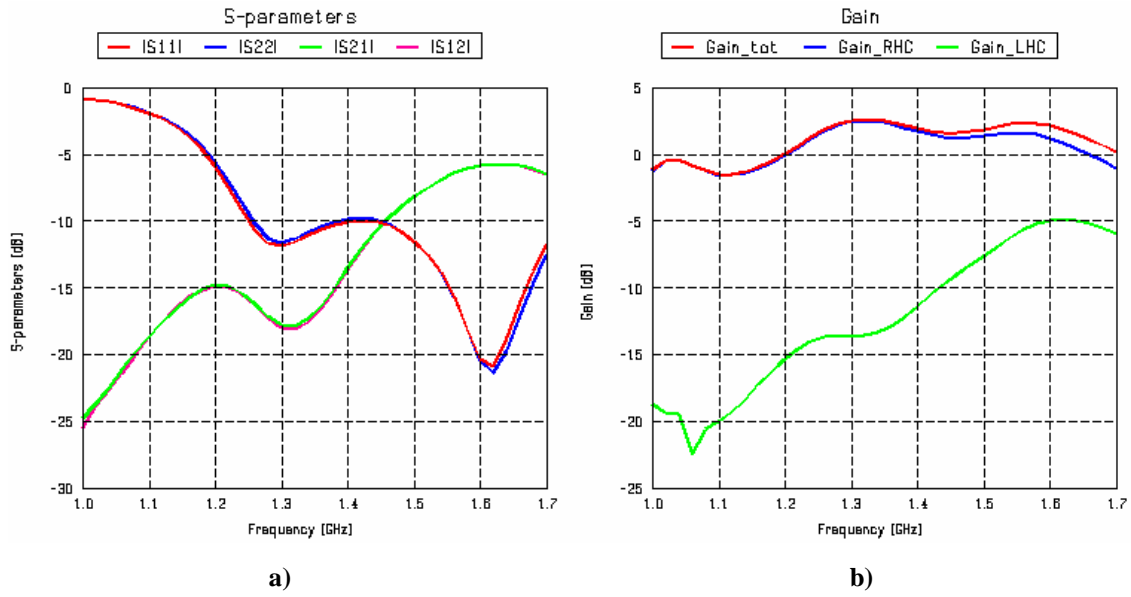
En primer lugar se simula este modelo, manteniendo que el desplazamiento lateral de la línea desde el centro de la apertura es  $Y=10\text{mm}$ . El resultado se muestra en la Figura 4-70.



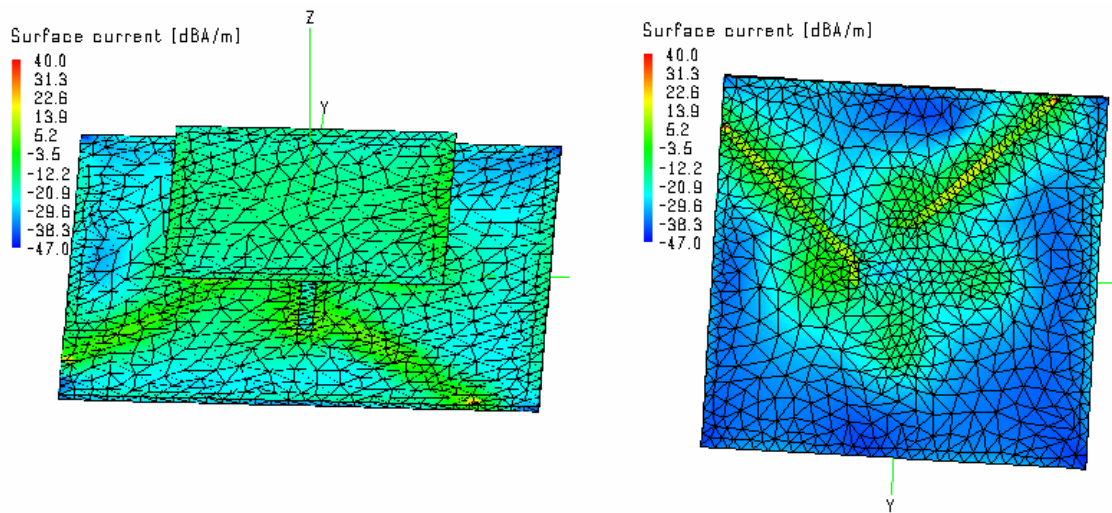
**Figura 4-70** Respuesta de la antena parche con aperturas cruzadas y líneas en diagonal con  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h_2=21.6$  mm,  $W=77.3$  mm y  $Y=10$  mm

a) Parámetros S b) Ganancia

En la Figura 4-70 se puede observar como los parámetros S prácticamente no han cambiado en el caso de tener líneas en diagonal respecto del caso en que eran rectas. Al observar las corrientes superficiales se observa que aún sigue habiendo acoplamiento entre una línea y su apertura opuesta. Por lo tanto, el siguiente paso es simular la misma estructura, pero esta vez con un valor de  $Y$  mayor, por ejemplo 17mm. En la Figura 4-71 a) se muestran los parámetros S obtenidos de la simulación del modelo con  $Y=17$ mm. En la figura se puede apreciar que el parámetro S11 (y el S22) ha cambiado su forma, desplazándose el ancho de banda hacia arriba en frecuencia y empeorando su adaptación en la banda baja. El nivel de S21 (y S12) es mejor en la banda baja, aunque su valor en la banda alta (en el margen de frecuencias del pico de adaptación dado por la apertura) su valor sigue siendo muy grande. En este mismo rango es donde mayor es el nivel de ganancia en polarización LHCP (Figura 4-71 b).



**Figura 4-71** Respuesta de la antena parche con aperturas cruzadas y líneas en diagonal con  $L_{ap}=60.1\text{mm}$ ,  $W_{ap}=4\text{mm}$ ,  $W_{lin}=3.1\text{mm}$ ,  $L_s=6.72\text{mm}$ ,  $h_2=21.6\text{mm}$ ,  $W=77.3\text{mm}$  y  $Y=10\text{mm}$  a) Parámetros S b) Ganancia



**Figura 4-72** Corriente superficial a 1.6GHz

Se ha intentado reducir el nivel de S12 y S21 desplazando más las líneas en la apertura, pero no se ha conseguido en el rango de 1.4 – 1.6 GHz y sí en el rango 1.1 – 1.4 GHz. La corriente superficial en una frecuencia donde el S12 es alto, por ejemplo a 1.6 GHz (Figura 4-72), muestra que en este caso no hay acoplamiento entre una línea y la apertura opuesta. Ya que la transferencia de potencia entre puertos todavía existe en la banda alta, se deduce que dicha transferencia es provocada por la misma apertura. Las frecuencias donde la transferencia de potencia entre puertos es muy alta coincide con las frecuencias en que la adaptación de S11 y S22 viene dada por la caca creada por la apertura (de 1.4 a 1.7 GHz), zona en que el acoplamiento entre línea y apertura es grande. Esto explica que al desplazar las

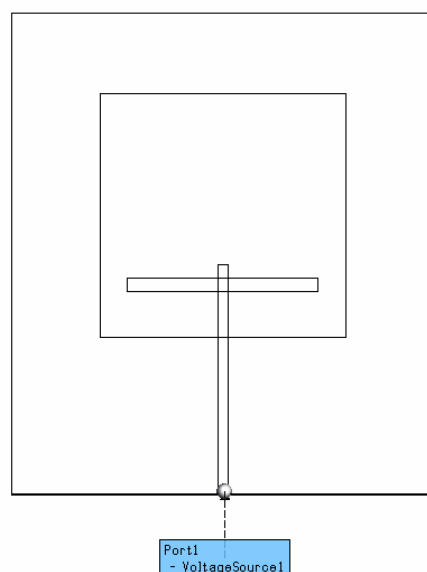
líneas del centro de la apertura no se consiga reducir el nivel de S12 en la banda alta de frecuencias.

Aparentemente, este problema se puede solucionar dejando de utilizar la coca de la apertura para conseguir adaptación de entrada. De esta forma la apertura sólo servirá para acoplar el parche y buscar con éste la adaptación de la banda 1.164 – 1.3 GHz. Para buscar la adaptación en la banda de 1.559 – 1.591 GHz se deberá acoplar un segundo parche [4-5]. Otra forma de solucionar el problema de la transferencia de potencia entre puertos es llevando hacia el extremo del parche ambas aperturas de forma que queden separadas. Este es la opción que se decide seguir, y que se muestra en el siguiente subapartado.

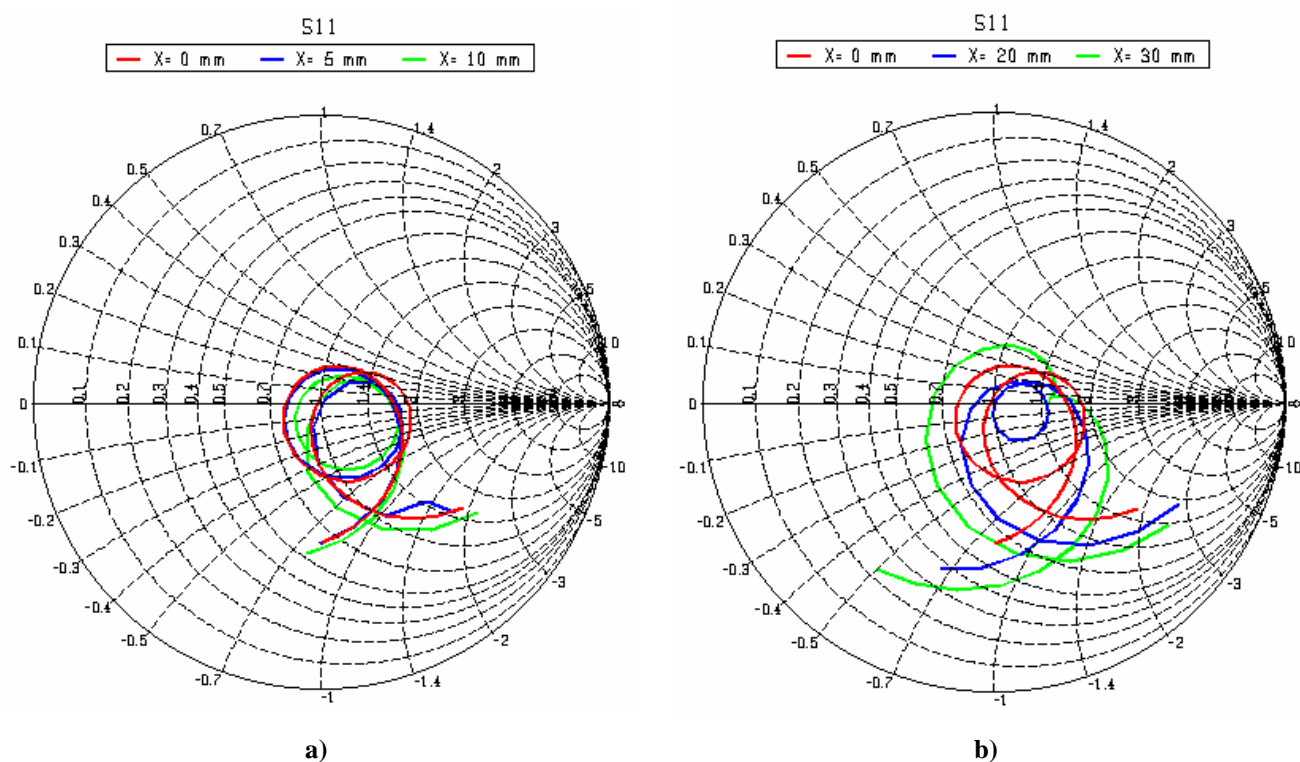
En muchos diseños de polarización circular con aperturas cruzadas, la alimentación no se lleva a cabo con sólo dos líneas, sino con cuatro, con desfases de 0°, 90°, 180° y 270° [4-5] [4-6] [4-7]. De esta forma, una misma apertura está alimentada en sus dos extremos con un desfase entre las alimentaciones de 180°, lo que disminuye la transferencia de potencia entre puertos. Pero en este proyecto, se pretende realizar la alimentación con dos puertos y aprovechando el acoplamiento con la apertura.

## 4.2.2 Aperturas separadas

Para conseguir polarización RHCP con dos aperturas separadas, se parte del modelo con una sola apertura centrada en el centro del parche, con parámetros:  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h_2=21.6$  mm y  $W=77.3$  mm. Al desplazar la apertura por debajo del parche, el acoplamiento entre apertura y parche cambiará [4-8], por lo que se decide estudiar dicho efecto. Al desplazar la apertura por debajo del parche se mantiene la longitud del ‘stub’ desde la apertura. Además, la longitud de la línea de alimentación se mantiene, para mantener la misma referencia de fase y no ver rotar la impedancia en carta de Smith al desplazar la apertura. Es decir, que a medida que se desplaza la apertura hacia el extremo, el sustrato se hace más grande. La geometría tiene la forma mostrada en la Figura 4-73, donde se muestra el modelo con un desplazamiento de la apertura de 20 mm. El parámetro en este modelo que controla el desplazamiento es el parámetro  $X$ .



**Figura 4-73** Modelo de la antena con la apertura desplazada al extremo del parche

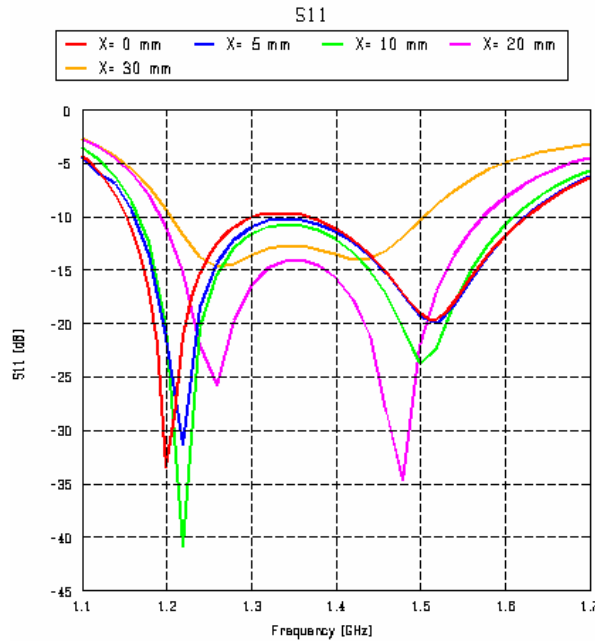


**Figura 4-74** Impedancia de la antena con  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h=21.6$  mm,  $W=77.3$  mm y varios valores de  $X$  a)  $X=0, 5$ , y  $10$  mm b)  $X=0, 20$ , y  $30$  mm

En la Figura 4-74 se muestra la progresión de la curva de la impedancia en carta de Smith a medida se desplaza la apertura hacia el extremo del parche. Para valores de  $X$  de 5 y 10 mm, la impedancia de entrada de la antena es prácticamente igual a la que se tenía con  $X=0$  mm (Figura 4-74 a), por lo que el ancho de banda de adaptación tampoco se ve modificado significativamente (Figura 4-75). Sin embargo, cuando el valor de  $X$  es de 20 mm,



se aprecia que la coca dada por el parche (a baja frecuencia) se ha estrechado y que la coca dada por la apertura se empieza a abrir (Figura 4-74 b). Este efecto se hace más notable para  $X=30$  mm, ya que para esta configuración la coca dada por el parche prácticamente ha desaparecido. El hecho de desplazar la apertura hacia el extremo del parche hace que se reduzca el acoplamiento entre apertura y parche, algo que se traduce en una pérdida de ancho de banda de adaptación (Figura 4-75).



**Figura 4-75** Coeficiente de reflexión de la antena con  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h_2=21.6$  mm,  $W=77.3$  mm y varios valores de  $X$

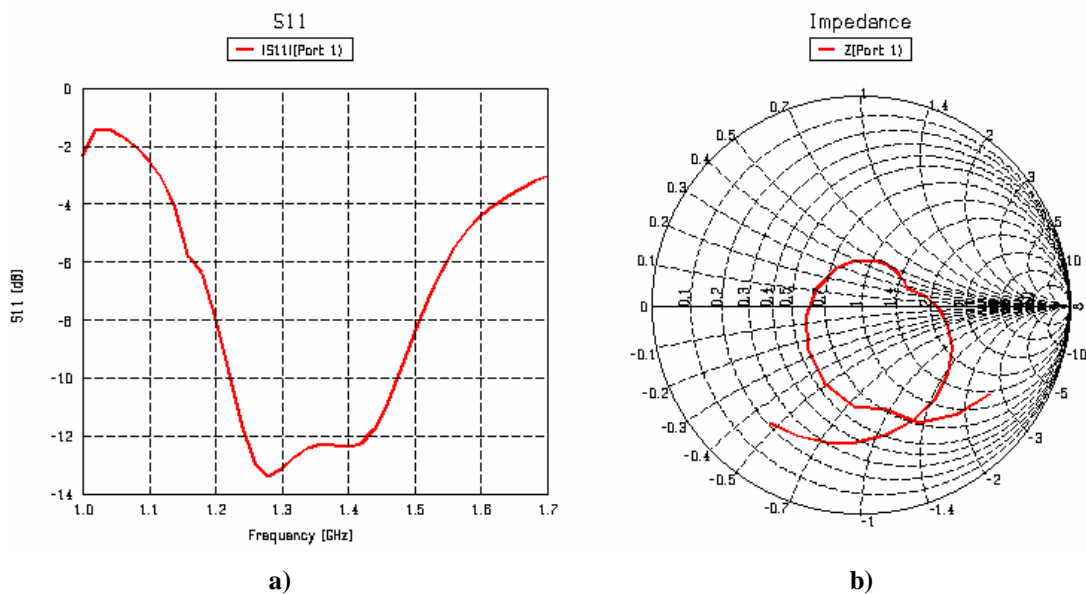
La idea de desplazar la apertura hacia el extremo del parche es para que ambas aperturas no se crucen, por lo que la longitud de la propia apertura marca el desplazamiento mínimo (4-4).

$$X_{\min} = \frac{L_{ap}}{2} + \frac{W_{ap}}{2} = 32.05 \text{ mm} \quad (4-4)$$

El desplazamiento máximo de la apertura viene dado por la amplitud del parche.

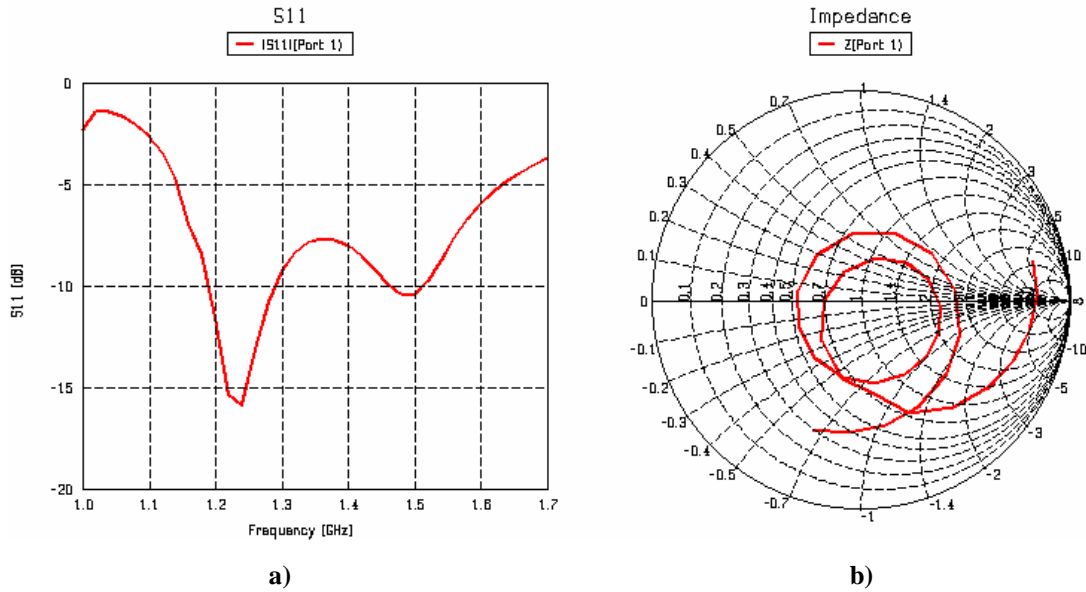
$$X_{\max} = \frac{W}{2} - \frac{W_{ap}}{2} = 36.65 \text{ mm} \quad (4-5)$$

El hecho de tener un valor de  $X$  cercano a  $X_{min}$  implica tener un acoplamiento mejor que si el valor es cercano a  $X_{max}$ . Pero esto implicará tener las aperturas más juntas cuando se introduzca la segunda, lo que supondrá un mayor riesgo de la transferencia de potencia entre aperturas sea alta. Teniendo en cuenta ambas restricciones, se elige un valor de  $X$  de 33.6mm, dejando la apertura a 3mm del borde del parche. La respuesta del modelo con esta configuración se muestra en la Figura 4-76, donde se puede observar que la coca dada por el parche ha desaparecido y que el ancho de banda de adaptación se ha reducido considerablemente.



**Figura 4-76 Características de la antena con  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h_2=21.6$ mm,  $W=77.3$  mm y  $X=33.6$  mm a) Coeficiente de reflexión en dB b) Impedancia en carta de Smith**

Ya que se necesita tener la coca de la impedancia del parche para obtener el ancho de banda de adaptación deseado, se precisa volver a tener un buen acoplamiento entre el parche y la apertura. Para ello se procede a acercar más el parche cuadrado a la apertura y a hacerlo más grande, de forma que la apertura no esté bajo el parche tan al extremo y el acoplamiento sea mejor. Con una distancia de  $h_2=10$ mm y una amplitud del parche de 88mm se encuentra una buena combinación con la que se recupera el acoplamiento con el parche. La respuesta del modelo con esta nueva modificación se muestra en la Figura 4-77. La impedancia en carta de Smith (Figura 4-77 b) muestra que la coca dada por el parche en baja frecuencia vuelve a estar presente, al mismo tiempo que la coca a más alta frecuencia dada por la apertura está mejor definida.



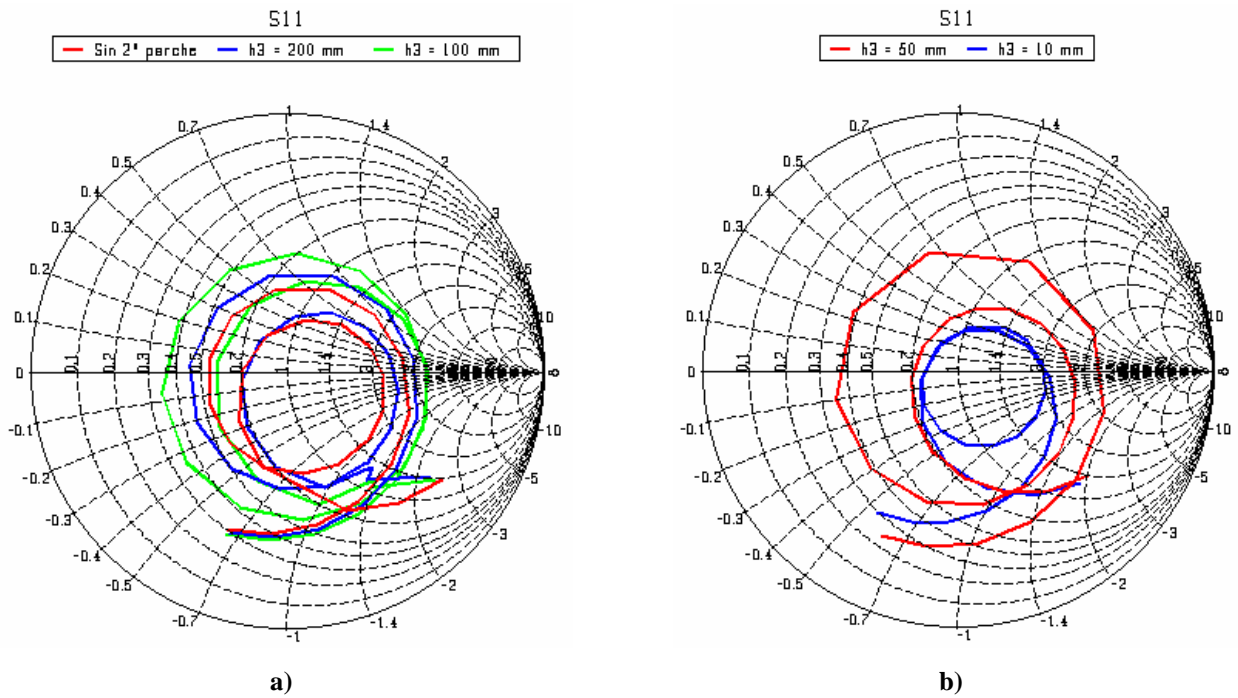
**Figura 4-77 Características de la antena con  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h_2=10$  mm,  $W=88$  mm y  $X=33.6$  mm a) Coeficiente de reflexión en dB b) Impedancia en carta de Smith**

A partir de este modelo con  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h_2=10$  mm,  $W=88$  mm y  $X=33.6$  mm se modifican todas las variables para intentar estrechar la curva de la impedancia en carta de Smith entorno al centro de ésta. Tras varias pruebas se concluye que con este modelo no se puede conseguir el ancho de banda que se tenía con la apertura en el centro del parche.

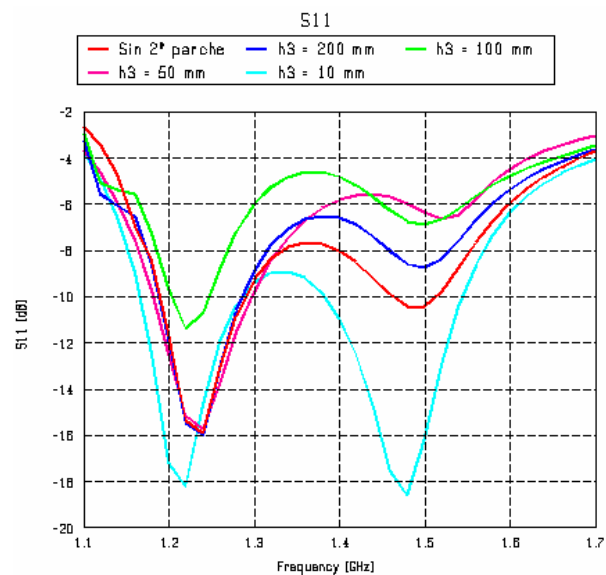
El ancho de banda máximo conseguido con este modelo es de aproximadamente 300MHz. Éste sería suficiente para cubrir la banda de 1.164 – 1.3 GHz, pero no cubriría la banda 1.559 – 1.591 GHz. Para intentar adaptar la antena en la banda 1.559 – 1.591 GHz se procede a introducir un segundo parche cuadrado encima del primero, y de menores dimensiones que el primero. La idea es la de introducir una tercera capa aproximadamente a 1.6 GHz. La introducción de un nuevo parche modificará el acoplamiento del primer parche con la apertura, y por tanto la impedancia de entrada cambiará. Para ver cómo afecta el segundo parche a la impedancia de entrada, se introduce éste de forma progresiva en el modelo, desde una altura de 200 mm. Los parámetros que definen a este segundo parche cuadrado son dos: separación desde el primer parche ( $h_3$ ) y amplitud ( $W_2$ ).

De inicio, se propone utilizar un parche cuyas dimensiones sean un 80% de las del primero. En la Figura 4-78 a) se muestra que al poner el segundo parche (llamado parche2) a una distancia de 200mm del primero la impedancia de entrada de la antena se modifica de forma que ambas cocas dadas por el primer parche (parche1) y por la apertura se abren. Este mismo efecto se hace más notable a medida que el segundo parche se acerca, para  $h_3=100$ mm y  $h_3=50$  mm (Figura 4-78 b). Sin embargo, cuando el parche2 se encuentra a 10mm del

parche1, las cocas se estrechan en torno al centro de la carta y se consigue un buen ancho de banda de adaptación (Figura 4-79). Esto puede ser debido a que a esta distancia el parche2 está bien acoplado al parche1. Sin embargo, la coca que tendría que aparecer en la curva no aparece.

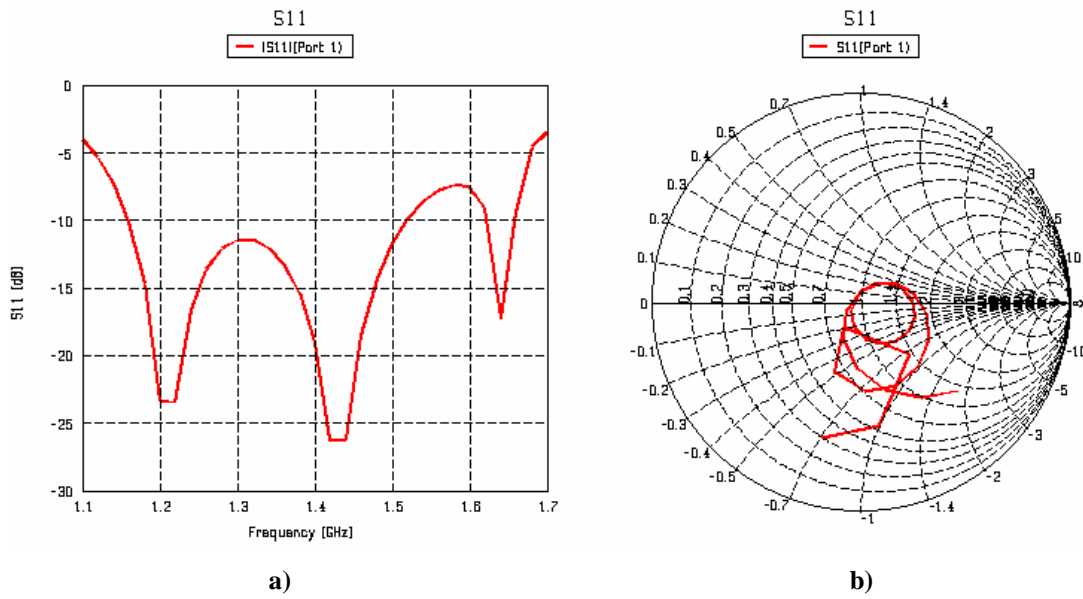


**Figura 4-78** Impedancia de la antena con  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h2=10$  mm,  $W=88$  mm,  $W2=70.4$  mm,  $X=33.6$  mm y varios valores de  $h3$  a)  $h3=200$  y 100 mm b)  $X=50$  y 10 mm



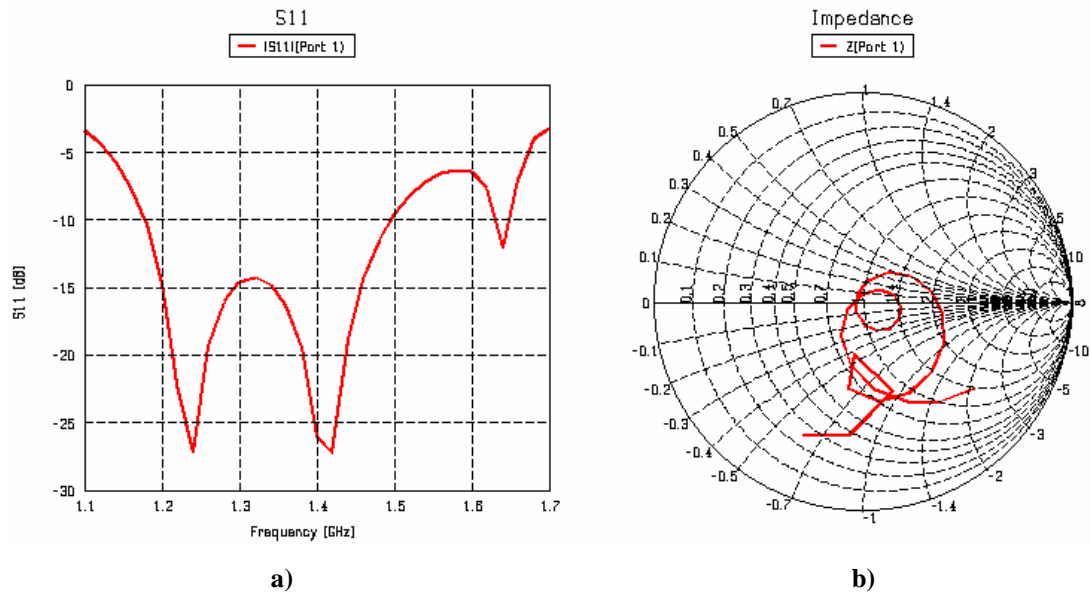
**Figura 4-79** Coeficiente de reflexión de la antena con  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h2=10$  mm,  $W=88$  mm,  $W2=70.4$  mm,  $X=33.6$  mm y varios valores de  $h3$

Al haber colocado un segundo parche cuadrado de  $W_2=70.4$  mm a 10 mm del primero se ha logrado estrechar las dos cocas de la curva de impedancia en carta de Smith, pero no ha aparecido la tercer coca que vendría dada por este nuevo parche. Un motivo puede ser que el parche2 sea demasiado pequeño, y que la coca se esté creando a una frecuencia superior fuera del rango de simulación. Para un valor de  $W_2=79.2$  mm, aparece la coca del parche2 aproximadamente a 1.6GHz (Figura 4-80 b), proporcionando ésta un pico de adaptación a 1.64GHz (Figura 4-80 a).



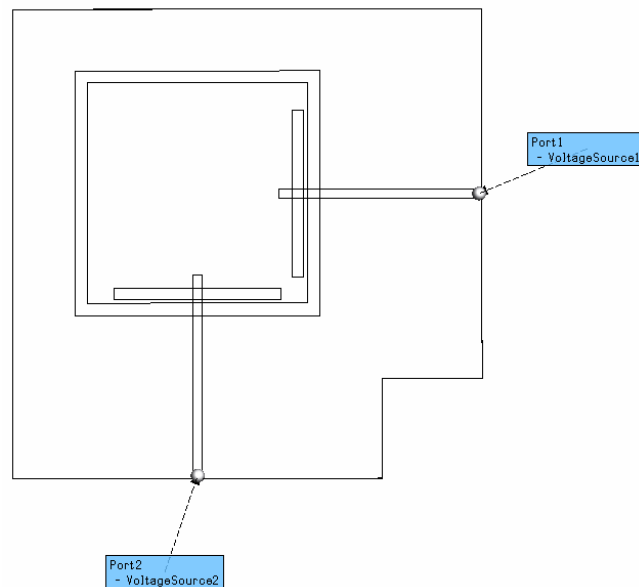
**Figura 4-80 Características de la antena con  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h_2=10$  mm,  $h_3=10$  mm,  $W=88$  mm,  $W_2=79.2$  mm y  $X=33.6$  mm a) Coeficiente de reflexión en dB  
b) Impedancia en carta de Smith**

Una vez que se ha conseguido la tercera coca en la curva de impedancia en carta de Smith, se procede a introducir la segunda apertura en el modelo. Pero antes, se desplaza la apertura más hacia el extremo (es posible ya que en un paso anterior se hizo el parche1 más grande) para intentar que al introducir la segunda apertura, la transferencia de potencia entre ambas sea lo menor posible. El nuevo valor de  $X$  es de 36mm. La impedancia de entrada de la antena con esta nueva modificación se muestra en la Figura 4-81. Al tener la apertura más hacia el extremo, el acoplamiento con el parche ha empeorado ligeramente ya que su coca se ha estrechado (Figura 4-81 b).

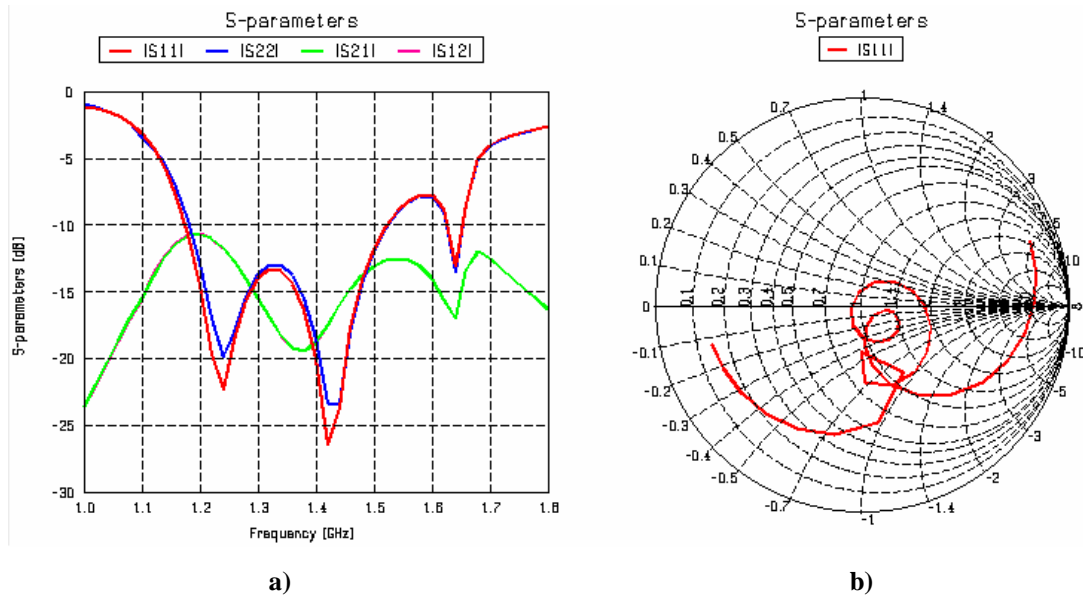


**Figura 4-81 Características de la antena con  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h_2=10$  mm,  $h_3=10$  mm,  $W=88$  mm,  $W_2=79.2$  mm y  $X=36$  mm**  
a) Coeficiente de reflexión en dB  
b) Impedancia en carta de Smith

En este punto se introduce la segunda apertura y la segunda línea de alimentación en el modelo, de forma que son una copia de las primeras, pero rotadas  $90^\circ$ . En la Figura 4-82 se muestra esta geometría.



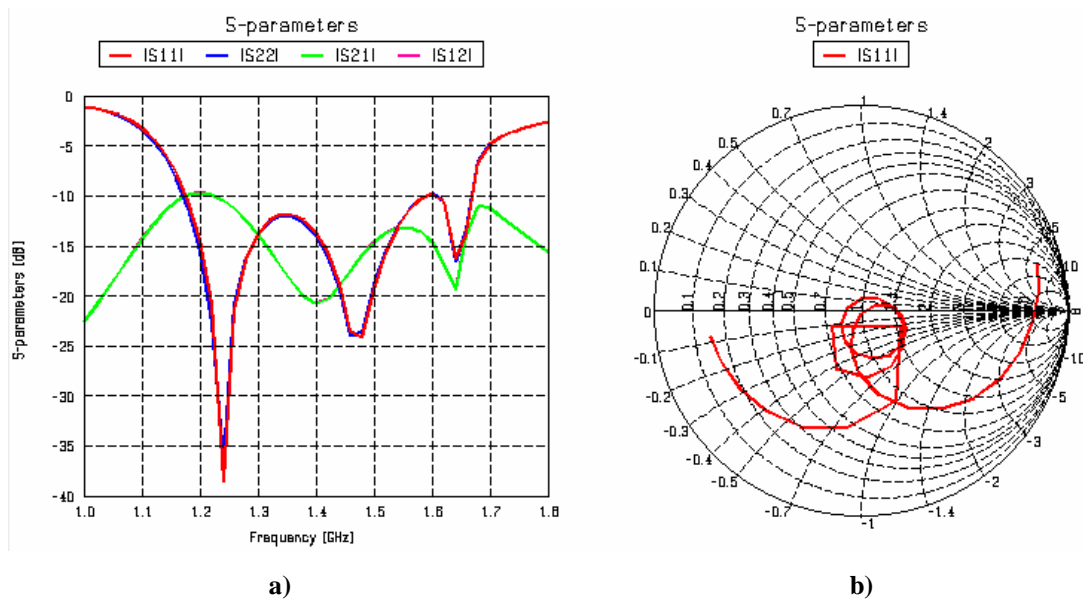
**Figura 4-82 Modelo de la antena con dos aperturas separadas**



**Figura 4-83 Características de la antena con dos aperturas separadas con  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h_2=10$  mm,  $h_3=10$  mm  $W=88$  mm,  $W_2=79.2$  mm y  $X=36$  mm a) Parámetros S b) Impedancia (puerto 1) en carta de Smith**

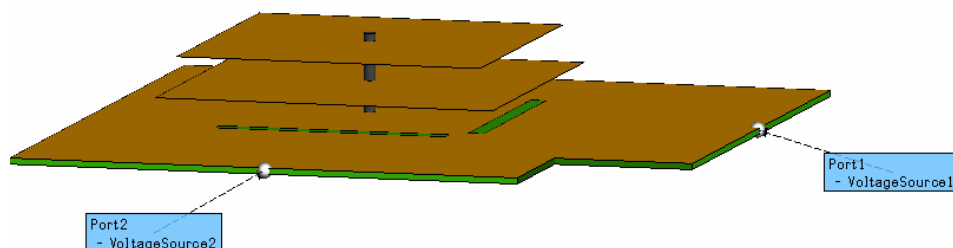
En la Figura 4-83 a) se muestran los parámetros S del modelo de antena simulado con dos aperturas y definido con los siguientes parámetros:  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h_2=10$  mm,  $h_3=10$  mm  $W=88$  mm,  $W_2=79.2$  mm y  $X=36$  mm. El hecho de haber introducido la segunda apertura no ha supuesto un cambio significativo por lo que a coeficiente de reflexión de entrada se refiere, tal y como se puede ver comparando los parámetros S11 y S22 mostrados en la Figura 4-83 a) con el coeficiente de reflexión mostrado en Figura 4-81 a). Cabe destacar que los parámetros S12 y S21 son menores a -10dB en todo el rango de 1.164 – 1.591 GHz, uno de los objetivos al hacer la antena para que tuviera polarización circular.

El siguiente paso consiste en intentar que la coca dada por el parche2 se estreche y se acerque al centro de la carta de Smith. Esto se consigue acercando el parche1 a las ranuras y manteniendo la distancia entre parche1 y parche2. En la Figura 4-84 se muestran los parámetros S de la antena con la nueva separación del parche1 con la apertura,  $h_2=8$  mm. Con esta nueva configuración se ha conseguido que la coca dada por el parche2 se acerque al centro de la carta (Figura 4-84 b), ensanchando a su vez la coca del parche1 (se aumenta el acoplamiento del parche1 con la apertura). Los parámetros S11 y S22 muestran que la adaptación a -10dB de la impedancia de entrada conseguida en este caso va desde 1.18 GHz hasta 1.66 GHz. Ya que se requiere adaptación desde 1.164 GHz, se debe modificar la antena para cubrir esa zona frecuencial. Por otra parte, cabe destacar que el parámetro S21 ha subido en casi todo el rango unos 2dB.



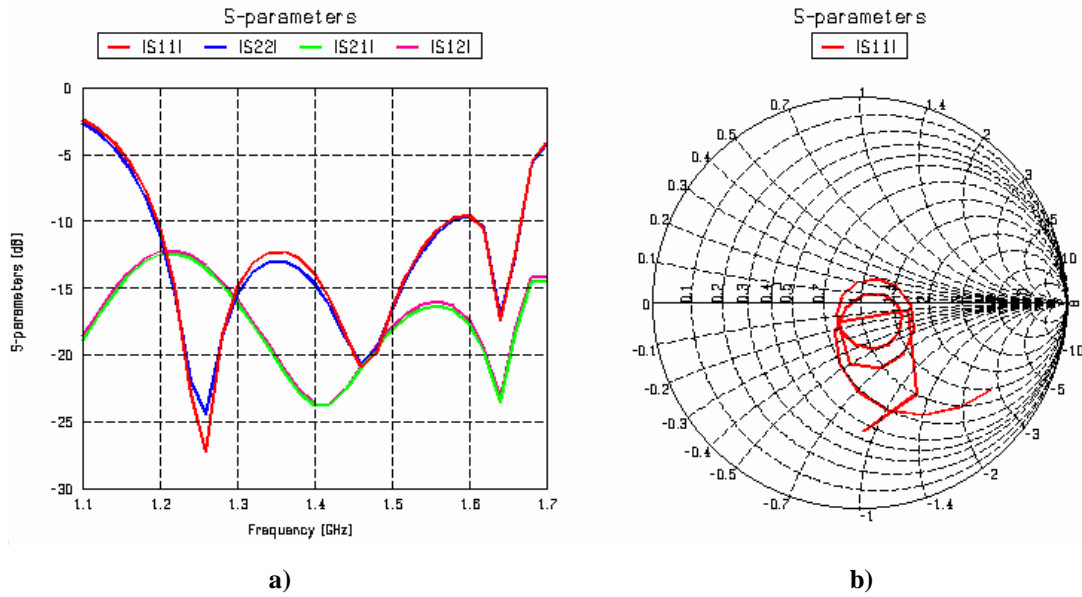
**Figura 4-84** Características de la antena con dos aperturas separadas con  $L_{ap}=60.1\text{mm}$ ,  $W_{ap}=4\text{ mm}$ ,  $W_{lin}=3.1\text{ mm}$ ,  $L_s=6.72\text{ mm}$ ,  $h_2=8\text{ mm}$ ,  $h_3=10\text{ mm}$ ,  $W=88\text{ mm}$ ,  $W_2=79.2\text{ mm}$  y  $X=36\text{ mm}$  a) Parámetros S  
b) Impedancia (puerto 1) en carta de Smith

Antes de hacer una nueva modificación en la antena para conseguir adaptación a -10dB desde 1.164GHz, se introduce en el modelo el elemento de sujeción de los parches que se utilizará en una futura construcción. Este elemento es un tornillo metálico que atraviesa por su centro a ambos parches y al sustrato. De esta forma, quedarán conectados eléctricamente ambos parches y el plano de masa. Teóricamente, si la conexión eléctrica se da justo en el centro de los parches, no tendrá efecto en el acoplamiento de éstos, ya que el campo es nulo justo en el centro de un parche. Pero ya que el tornillo real tiene un volumen y además modifica la cavidad creada entre los parches y el plano de masa, se decide simular el modelo con el tornillo para ver cómo afecta éste. El tornillo, se introduce en el modelo como un cilindro de 3mm de diámetro de conductor perfecto (PEC).



**Figura 4-85** Modelo de antena con dos aperturas separadas y tornillo



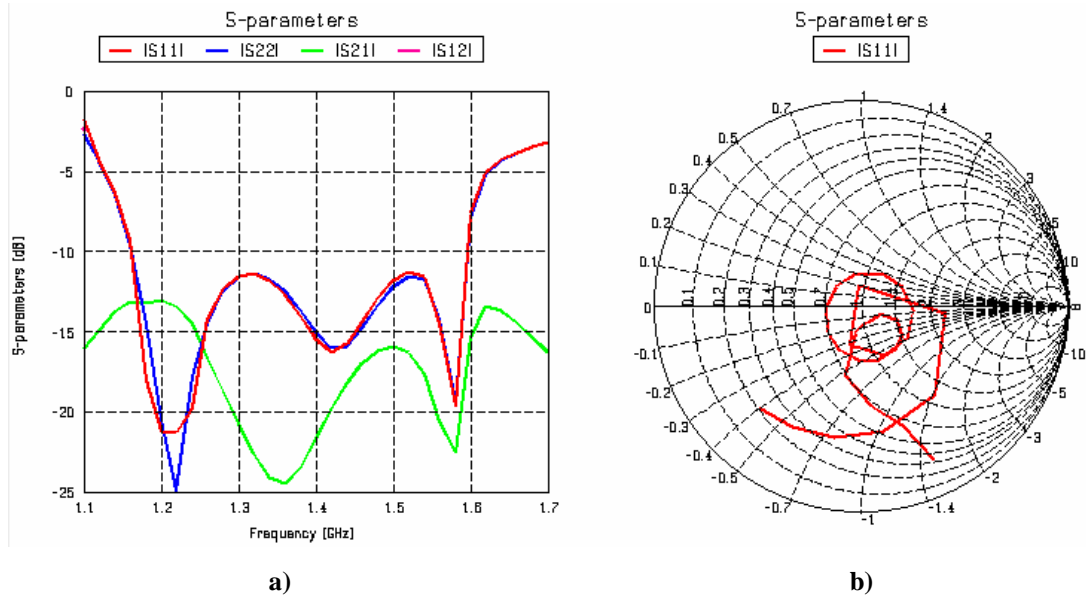


**Figura 4-86** Características de la antena con dos aperturas separadas y tornillo con  $L_{ap}=60.1$  mm,  $W_{ap}=4$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=6.72$  mm,  $h_2=8$  mm,  $h_3=10$  mm,  $W=88$  mm,  $W_2=79.2$  mm y  $X=36$  mm

a) Parámetros S b) Impedancia (puerto 1) en carta de Smith

Al introducir el tornillo, la coca dada por el parche1 en la curva de impedancia se ha desplazado hacia la izquierda de la carta de Smith (Figura 4-86 b). En la Figura 4-86 a) se puede observar que el parámetro S11 sólo se ha visto modificado en la zona de 1.2 GHz, ya que ahora el cruce a -10dB se da para 1.19 GHz, mientras que antes se daba a 1.18 GHz (Figura 4-86 a). Cabe destacar que, al introducir el tornillo, el valor de S12 y S21 ha bajado en todo el rango aproximadamente 4dB.

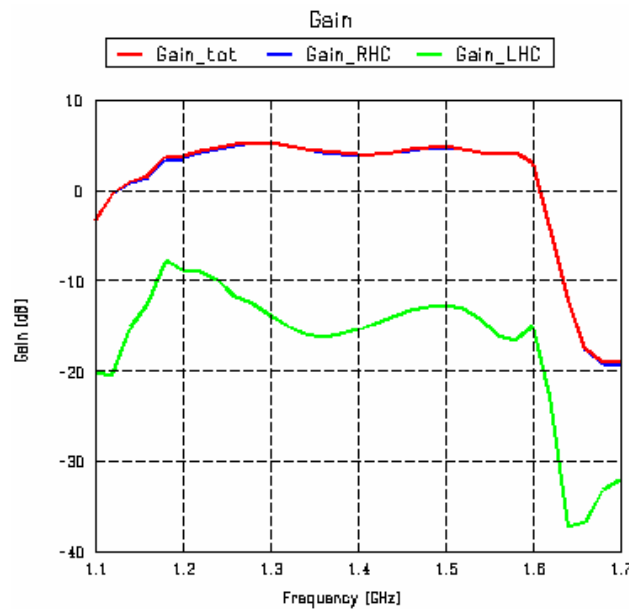
Por último, con el tornillo ya introducido en el modelo se procede a modificar la antena para intentar que la adaptación a -10dB también se de a 1.164GHz. Para ello, se hace un escalado de todas las dimensiones del modelo actual (excepto  $W_{lin}$ ,  $h_2$  y  $h_3$ ), para hacer la antena ligeramente más grande y así conseguir que la banda de adaptación se desplace hacia abajo en frecuencia. Al multiplicar todas las dimensiones de la antena por 1.04 se consigue adaptar toda la banda de 1.164 – 1.591 GHz, manteniendo un valor de S21 de cómo mucho -13dB (Figura 4-87). En un diseño de antena igual al aquí realizado [4-9], el valor de S21 era menor, ya que las aperturas estaban más separadas y el sustrato de alimentación no era FR4, sino aire.



**Figura 4-87** Características de la antena con dos aperturas separadas y tornillo con  $L_{ap}=62.75$  mm,  $W_{ap}=4.2$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=7$  mm,  $h_2=8$  mm,  $h_3=10$  mm,  $W=91.9$  mm,  $W_2=82.7$  mm y  $X=37.66$  mm

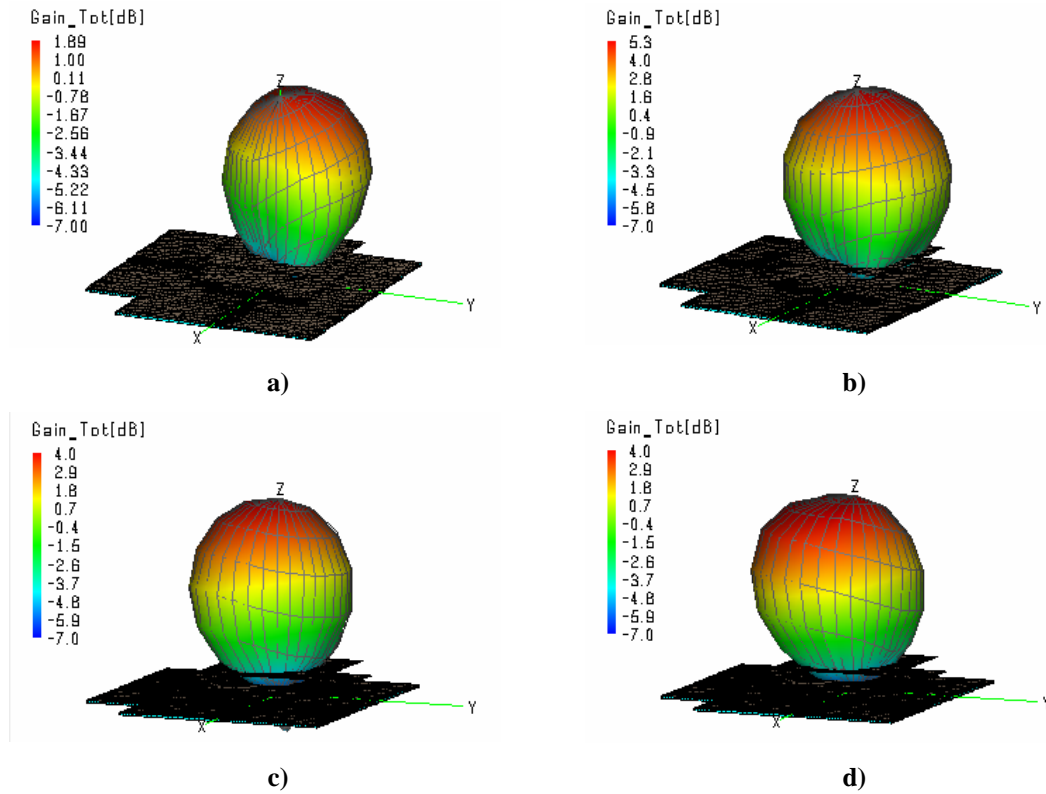
a) Parámetros S b) Impedancia (puerto 1) en carta de Smith

Con la configuración de puertos del modelo que se muestra en la Figura 4-85, para conseguir polarización RHCP se debe alimentar el puerto 1 con una fase de  $0^\circ$  y el puerto 2 con una fase de  $90^\circ$ . Con esta configuración se simula para obtener las características de radiación de la antena.



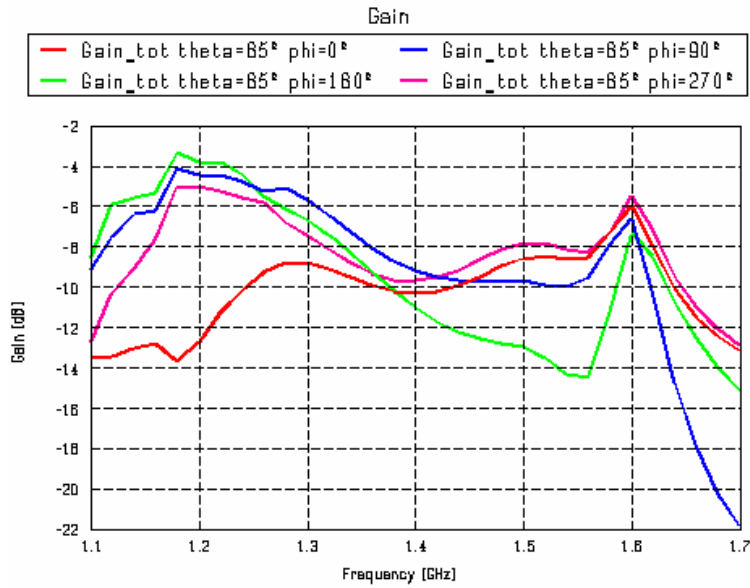
**Figura 4-88** Ganancia de la antena

En la Figura 4-88 se muestra la ganancia total, la ganancia de polarización RHCP y la ganancia LHCP de la antena, en la dirección  $\theta=0^\circ$   $\phi=0^\circ$ . En este caso, la ganancia de polarización LHCP es, como mínimo, 10dB menor a la de RHCP en todo el rango.



**Figura 4-89 Diagrama de ganancia a)  $f=1.16$  GHz b)  $f=1.3$  GHz c)  $f=1.56$  GHz d)  $f=1.58$  GHz**

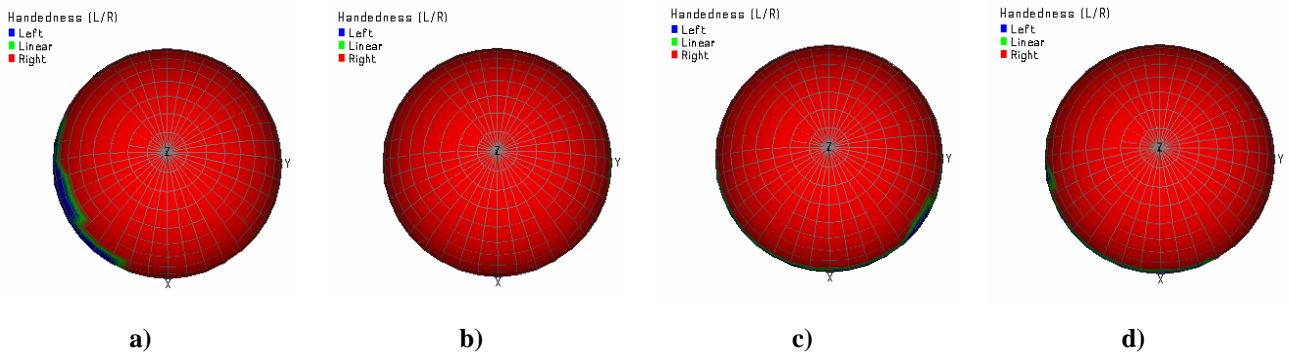
En la Figura 4-89 se muestra el diagrama de ganancia de la antena en las frecuencias límite de las bandas de interés. En las frecuencias de 1.3 GHz y 1.56 GHz el diagrama es aproximadamente simétrico, mientras que a 1.16GHz y 1.58GHz no. Esta no simetría del diagrama viene propiciada porque la propia antena no es simétrica, ya que sólo hay dos aperturas que alimentan a los parches (para que fuera simétrica tendría que haber cuatro aperturas, alimentadas a 0, 90, 180 y 270° sucesivamente).



**Figura 4-90 Ganancia de la antena para  $\theta=85^\circ$  y  $\phi=0, 90, 180$  y  $270^\circ$**

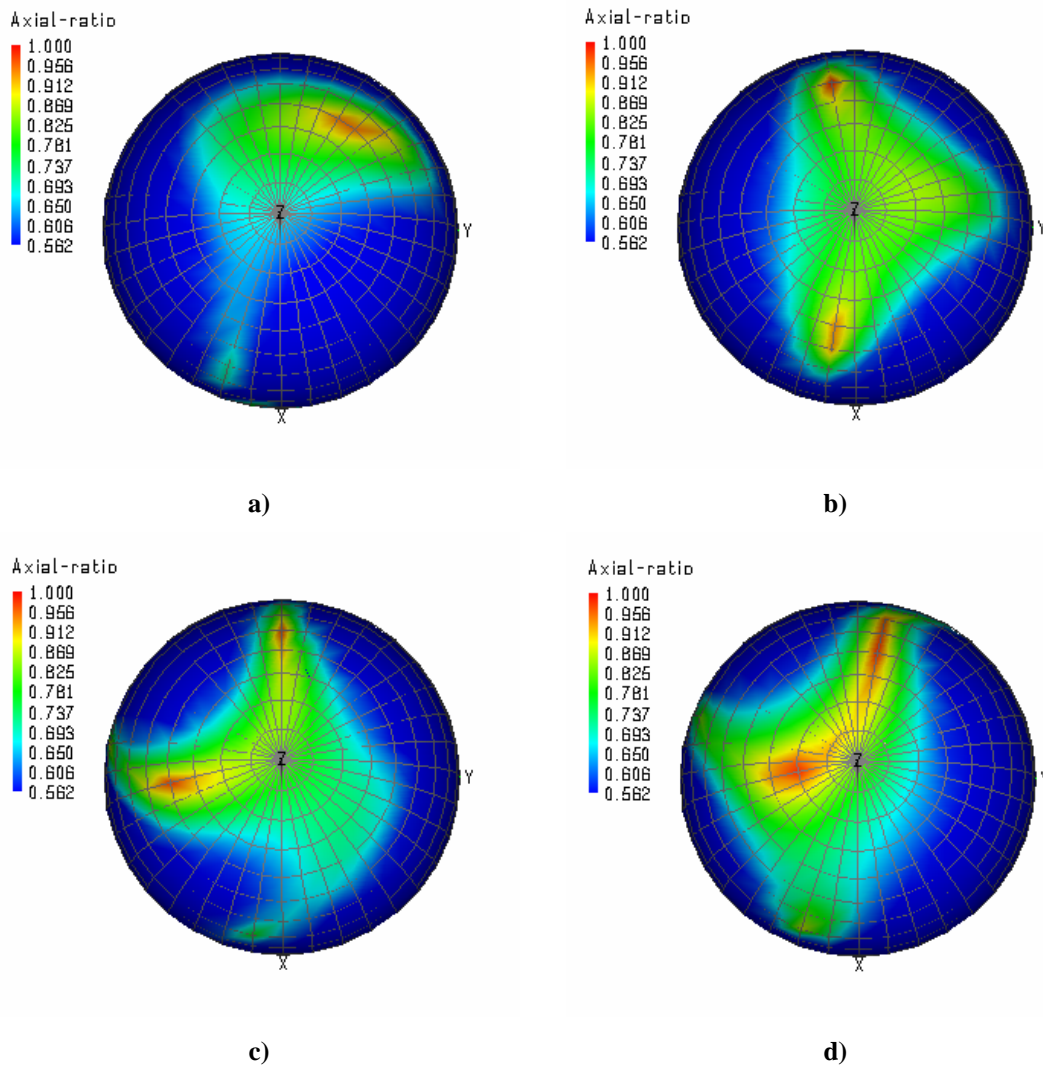
En la Figura 4-90 se muestra la ganancia obtenida de la antena para  $\theta=85^\circ$  y  $\phi=0, 90, 180$  y  $270^\circ$ . Se mira en estos cuatro valores de  $\phi$  porque el diagrama no es simétrico. En esta figura se puede observar que la ganancia de la antena para  $\theta=85^\circ$  en todas las direcciones de  $\phi$  es inferior a -7dB en algún rango frecuencial. Por lo tanto la antena no cumple la especificación de Ganancia mayor a -7dBi en un cono de  $\theta=85^\circ$  desde el cenit.

Por otra parte hace falta mirar si la polarización circular es correcta. En la Figura 4-91 se muestra el tipo de polarización que tiene la radiación producida por la antena en todas las direcciones que cumplen  $90^\circ > \theta > 0^\circ$ . Como se puede ver, excepto en pequeñas regiones de la esfera correspondientes a ángulos de  $\theta$  cercanos a  $90^\circ$  a 1.16 GHz y 1.56 GHz, la polarización es RHCP, al menos en las frecuencias mostradas, que son las frecuencias límite de las bandas de interés. Cabe destacar que en la Figura 4-91 los ejes de coordenadas se corresponden con los mostrados en la antena en la Figura 4-89.



**Figura 4-91 Tipo de polarización a) f=1.16 GHz b) f=1.3 GHz c) f=1.56 GHz d) f=1.158 GHz**

Por lo que respecta a la relación axial de la polarización, la especificación era que tenía que estar comprendida entre 0dB y 5dB, o entre 1 y 1.778 en lineal. Pero la definición de relación axial que utiliza el simulador FEKO es justo la inversa a la mostrada en este documento, por lo que la equivalencia de la especificación es que la relación axial debe estar comprendida entre 1 y 0.562. En la Figura 4-92 se muestra la relación axial en las direcciones  $90^\circ > \theta > 0$  para las frecuencias límite de las bandas de interés. En esta figura se puede ver que la relación axial cumple especificaciones en zonas muy concretas, y que no cumple la especificación de relación axial en el cono de apertura de  $\theta=85^\circ$  desde el cenit.



**Figura 4-92 Relación axial a)  $f=1.160\text{GHz}$  b)  $f=1.3\text{GHz}$  c)  $f=1.56\text{GHz}$  d)  $f=1.158\text{GHz}$**

A modo de resumen, se puede decir que la antena cumple la especificación de estar adaptada en las bandas de frecuencia de 1164 – 1300 MHz y 1559 – 1591 MHz. La antena también cumple la especificación de tener polarización RHCP, aunque no cumple la

especificación de la relación axial de ésta. La antena tampoco cumple la especificación de tener una ganancia de como mínimo -7dBi en un cono de  $\theta=85^\circ$  desde el cenit.

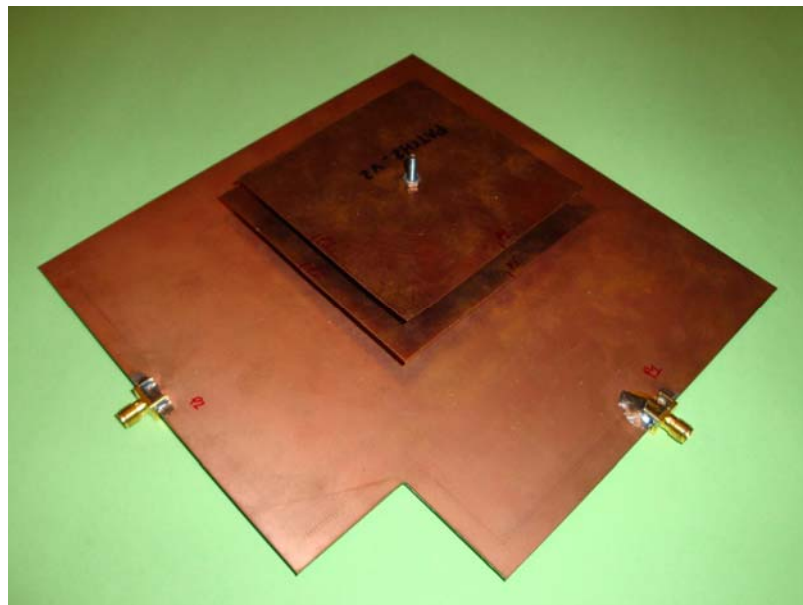
Aunque algunas especificaciones se cumplen y otras no, se considera este modelo de antena como final, y se procede a construir dicha antena.

#### 4.2.2.1 Fabricación de la antena

El modelo de antena fabricado es el modelo definido por los siguientes parámetros:  $L_{ap}=62.75$  mm,  $W_{ap}=4.2$  mm,  $W_{lin}=3.1$  mm,  $L_s=7$  mm,  $h_2=8$  mm,  $h_3=10$  mm,  $W=91.9$  mm,  $W_2=82.7$  mm y  $X=37.66$  mm, con dos aperturas y un tornillo de sujeción.

Para fabricar el sustrato de alimentación se parte de una lámina de FR4, en la que mediante una técnica de fresado se perfilan las aperturas y las líneas de alimentación. El cobre sobrante se elimina mediante atacado químico. Los parches se cortan manualmente de una lámina de cobre de 0.5mm de grosor, sobre la que se marca mediante la fresadora el tamaño exacto de los parches. La perforación de los parches y del sustrato también se realiza con la fresadora.

En la Figura 4-93 se muestra el modelo completo fabricado. La sujeción de ambos parches y el ajuste de altura se llevan a cabo mediante tuercas metálicas.

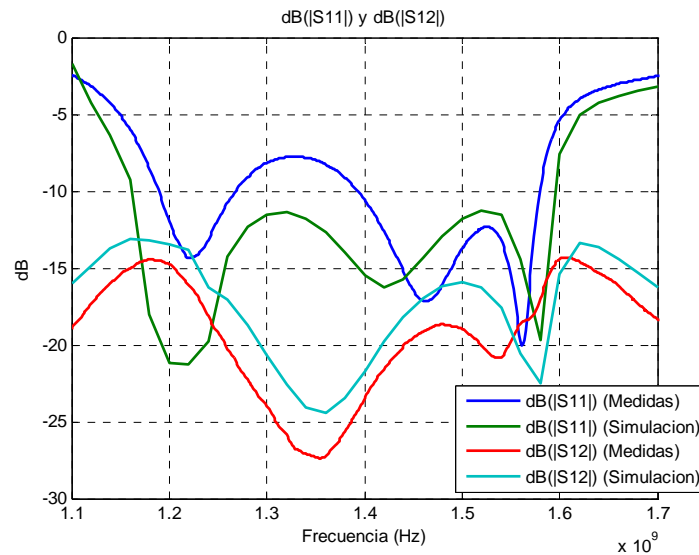


**Figura 4-93** Modelo fabricado de antena con dos aperturas separadas y tornillo

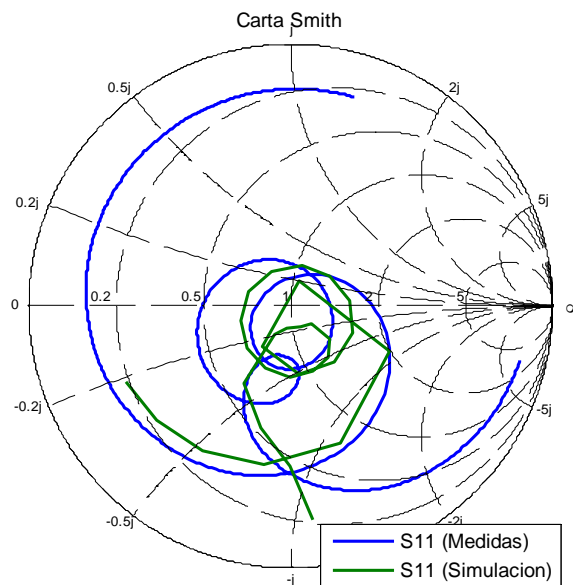
En este caso la antena tiene dos puertos, por lo que al medir el fichero resultante es de formato \*.s2p. En el anexo 7.1.2 se muestra el código Matlab utilizado para comparar las

medidas con las simulaciones (los archivos de las simulaciones también tienen formato \*.s2p). Para comparar resultados y simulaciones, se utilizan los parámetros S11 y S12 (iguales a S22 y S21 respectivamente) en dB, y el parámetro S11 en carta de Smith.

En la Figura 4-94 se muestra la comparación de las medidas tomadas de la antena construida con el resultado de la simulación mostrado en la Figura 4-87 a. El parámetro S11 muestra una clara diferencia entre simulación y medida. El pico de adaptación a 1.2 GHz es mucho menor en las medida real, además, el pico de adaptación a 1.4 GHz está desplazado hacia arriba en frecuencia, mientras que el pico a 1.6 GHz está desplazado hacia abajo. La Figura 4-95 muestra que en la medida ha habido un estrechamiento de la boca dada por el parche1 (en baja frecuencia) respecto de la simulación, además de un ensanchamiento de la curva en la boca dada por la apertura.



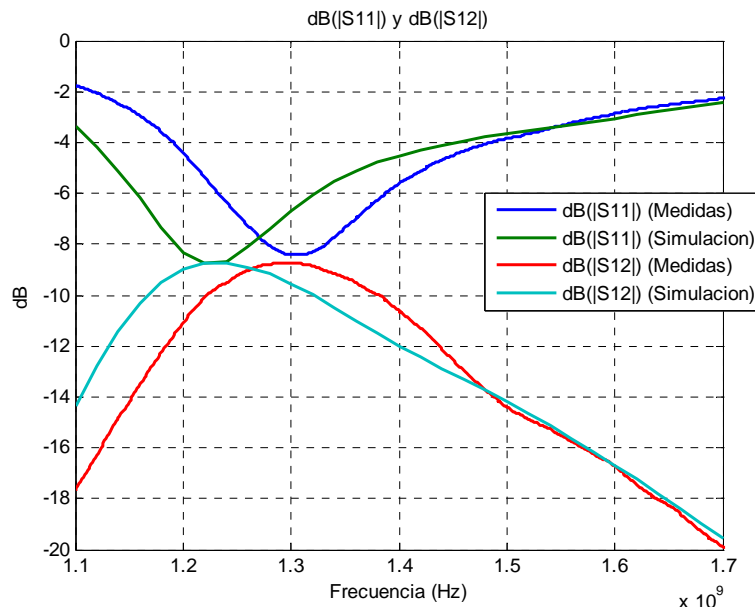
**Figura 4-94 Comparación de medidas y simulaciones (S11 y S12)**



**Figura 4-95 Comparación del parámetro S11 en carta de Smith**



Para intentar averiguar si las diferencias vienen dadas por un mal ajuste de la antenna (dimensión de los parches fabricados y altura de éstos), se simula el modelo de la antenna sin los dos parches y sin el tornillo. Con la misma configuración se mide el modelo fabricado y se comparan ambos resultados. En la Figura 4-96 se muestra la comparación de los parámetros S11 y S12 del modelo de antenna sin parches ni tornillo con los parámetros de la simulación. La figura muestra que existe una separación de unos 90 MHz entre los picos de máxima adaptación del S11 de simulación y de medida siendo el pico correspondiente a la medida el que se encuentra desplazado hacia arriba en frecuencia. Esto indica que la  $\epsilon_r$  del sustrato real es menor a la introducida en el simulador, ya que la longitud de la línea del sustrato fabricado es igual a la longitud de la línea simulada.



**Figura 4-96 Comparación de medidas y simulaciones (S11 y S12) del modelo de antenna sin parches ni tornillo**

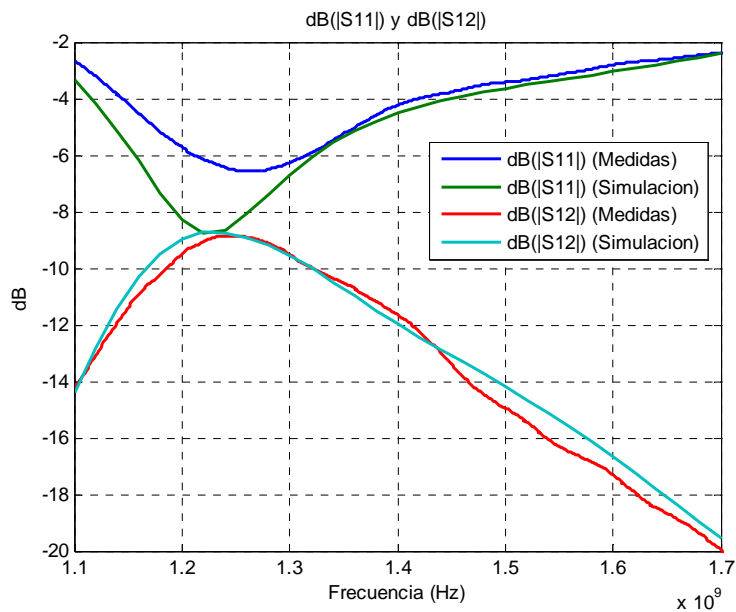
Para compensar esta diferencia de  $\epsilon_r$  e intentar tener la adaptación dada por la apertura (modelo sin parches ni tornillo) en la misma frecuencia que la simulación, se aumenta la longitud del stub de ambas líneas de alimentación mediante dos trozos de cinta de cobre adhesiva (Figura 4-97). El aumento del stub es de aproximadamente 1 mm.





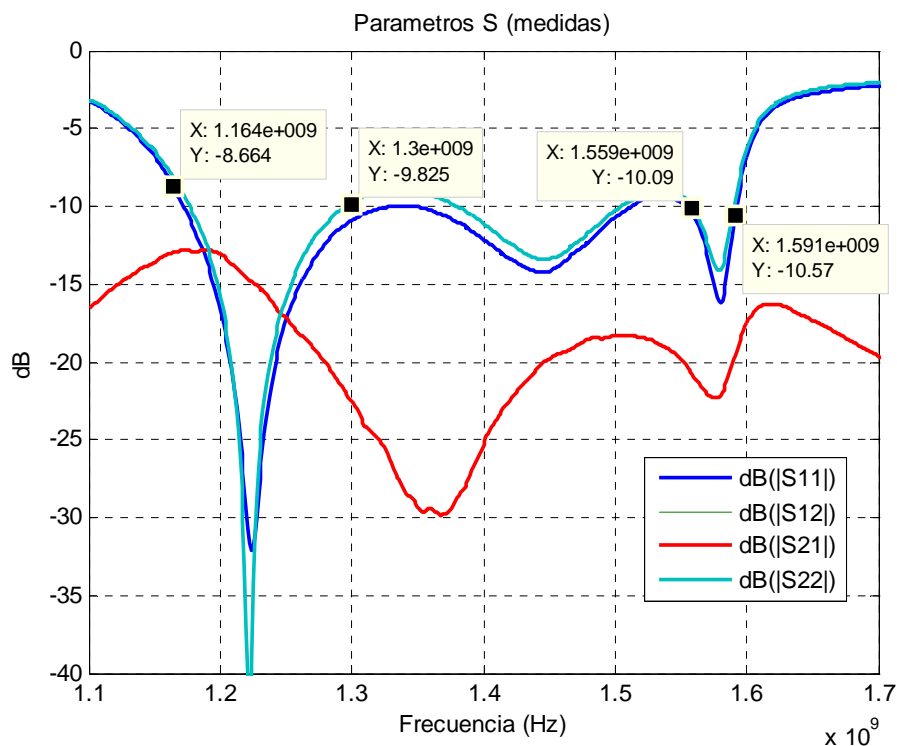
**Figura 4-97 Alargamiento del stub de las líneas de alimentación**

Con esta modificación del sustrato, se vuelve a medir sin parche ni tornillo. En la Figura 4-98 se puede ver que ahora la diferencia entre picos del S11 es de unos 30 MHz. Se podría incrementar la longitud del stub y seguir bajando el pico en frecuencia, pero el nivel de acoplamiento de la línea con la apertura sería muy malo, lo que a su vez dificultaría el acoplamiento con los parches.



**Figura 4-98 Comparación de medidas y simulaciones (S11 y S12) del modelo de antena sin parches ni tornillo con alargamiento del stub**

Con esta configuración de las líneas de alimentación se procede a hacer un ajuste manual de los parches para intentar cubrir el ancho de banda de adaptación de los parches. Con un parche1 ligeramente más grande (de dimensiones 92.3 x 92.3 mm) al utilizado en la simulación y colocado a una distancia de la apertura menor que la simulación, a 7.6 mm, se logra incrementar la adaptación en la banda baja. Además, con un parche2 más pequeño (81.8 x 81.8mm) que el utilizado en la simulación, se logra desplazar el pico de adaptación a 1.55GHz hacia arriba en frecuencia. La distancia que separa ambos parches es de 8.4 mm. Los parámetros S de esta antenna ajustada manualmente se muestran en la Figura 4-99. En esta figura se puede observar que la adaptación es buena en la banda de 1.559 – 1.591 GHz. Sin embargo, a 1.164 GHz, la adaptación es de -8.6dB, ya que la adaptación a -10dB se da a partir de 1.17 GHz. A 1.3 GHz la adaptación es de -9.8dB, valor suficiente ya que estrictamente el nivel mínimo de adaptación es -9.5dB. Puesto que el recorte es de tan sólo 6 MHz en la banda baja se considera válida la antenna.



**Figura 4-99 Parámetros S de la antena fabricada y ajustada manualmente**

Por lo que respecta a los parámetros de radiación de la antena fabricada, éstos no se muestran debido a la imposibilidad de medirlos en el laboratorio.

### 4.3 Referencias del capítulo

- [4-1] G. Kumar, K. P. Ray, “Broadband Microstrip Antenas”, Artech House, Londres 2003.
- [4-2] C. A. Balanis, “Antena Theory, analysis and design”, 2nd Ed, Wiley., 1998
- [4-3] D. M. Pozar, “A review of Aperture Coupled Microstrip Antennas: History, Operation, Development and Applications”, University of Massachussets at Amberst, Mayo 1996.
- [4-4] T. Vlasits, et. al., “Analysis of cross-aperture coupled patch antenna using transmission line model”, IEEE Electronics letters online No: 19961356, Agosto 1996
- [4-5] D.M. Pozar, Sean M. Duffy, “A Dual-Band Circularly Polarized Aperture-Coupled Stacked Microstrip Antenna for Global Positioning Satellite”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 45, No. 11, Noviembre 1997
- [4-6] E.G. Doust, et. al., “An Aperture-Coupled Circularly Polarized Stacked Microstrip Antenna for GPS Frequency Bands L1, L2 and L5”, IEEE 2008
- [4-7] S.D. Targonski, D.M. Pozar, “Design of Wideband Circularly Polarized Aperture-Coupled Microstrip Antennas”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 41, No. 2, Febrero 1993
- [4-8] P.L. Sullivan, D.H. Schaubert, “Analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antenna”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-34, No. 8, Agosto 1986
- [4-9] S. Sevskiy, W. Wiesbeck, “Air-Filled Stacked-Patch Antenna”, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, University of Karlsruhe, Germany

## 5 Diseño de la red de alimentación

Para conseguir polarización RHCP con la antena diseñada, el puerto 1 se debe alimentar con una fase de 0° y el puerto 2 con una fase de 90°, según la configuración de puertos mostrada en la Figura 4-85. Este desfase debe ser creado por la red de alimentación previa a la antena. La red de alimentación, además de crear un desfase de 90° entre los dos puertos de la antena, debe repartir la potencia entre ambos puertos equitativamente.

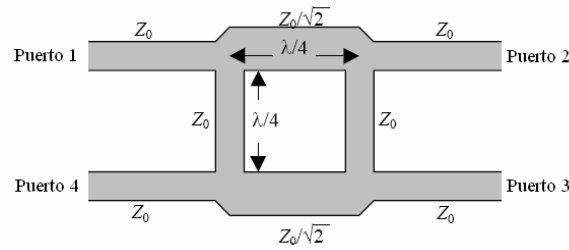
En este apartado se muestra cómo se ha intentado crear la red de alimentación mediante dos elementos: un híbrido de 90° y un divisor de Wilkinson.

### 5.1 Diseño del híbrido de 90°

El híbrido de 90° (o híbrido en cuadratura) es un acoplador direccional que ofrece un equilibrio de potencia en los dos puertos de salida creando además una diferencia de fase de 90° entre ambos [5-1]. La matriz de parámetros S que define el híbrido de 90° se muestra en (5-1), de donde se puede obtener que esta red de cuatro puertos es simétrica ( $S_{ii} = S_{jj}$ ), recíproca ( $S_{ij} = S_{ji}$ ), y sin pérdidas ( $[S^{H-90}]^H \cdot [S^{H-90}] = [I]$ ).

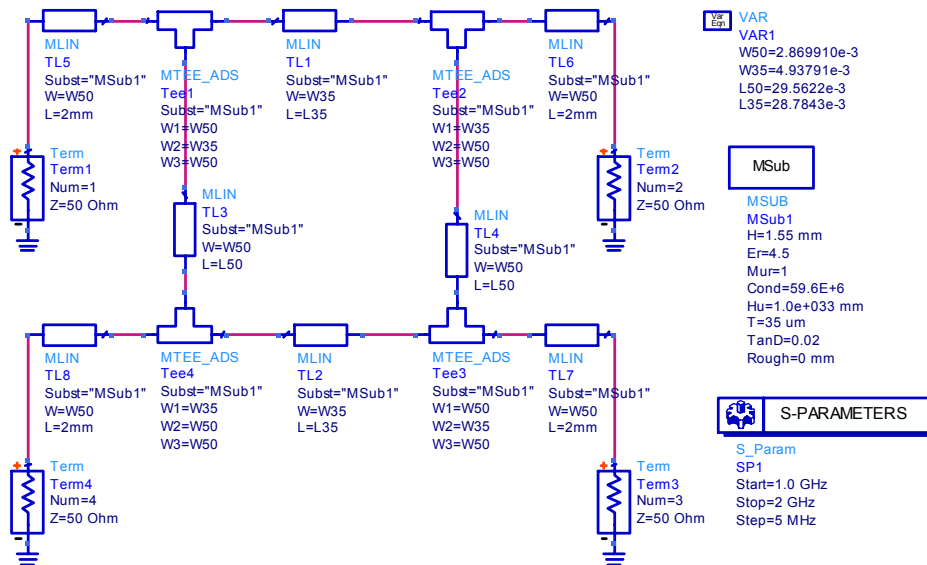
$$[S^{H-90}] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (5-1)$$

La matriz de parámetros S mostrada es ideal, y sólo es cierta para el rango de frecuencias donde el circuito está diseñado para operar. El objetivo en este apartado es el de diseñar un híbrido de 90° en tecnología microstrip, cuyo layout se muestra en la Figura 5-1. Los parámetros del híbrido como la adaptación de los puertos ( $S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{44}$ ), el aislamiento entre puertos no acoplados ( $S_{14}=S_{41}=S_{23}=S_{32}$ ), la diferencia de fase a la salida y el equilibrio de magnitud a la salida dejarán de ser ideales cuando la frecuencia de operación se aleje de la frecuencia de diseño. Este hecho es muy importante y condiciona el diseño del híbrido, ya que sus características deben ser aceptable en un ancho de banda bastante amplio, el que impone la antena: 1.164 – 1.591 GHz.



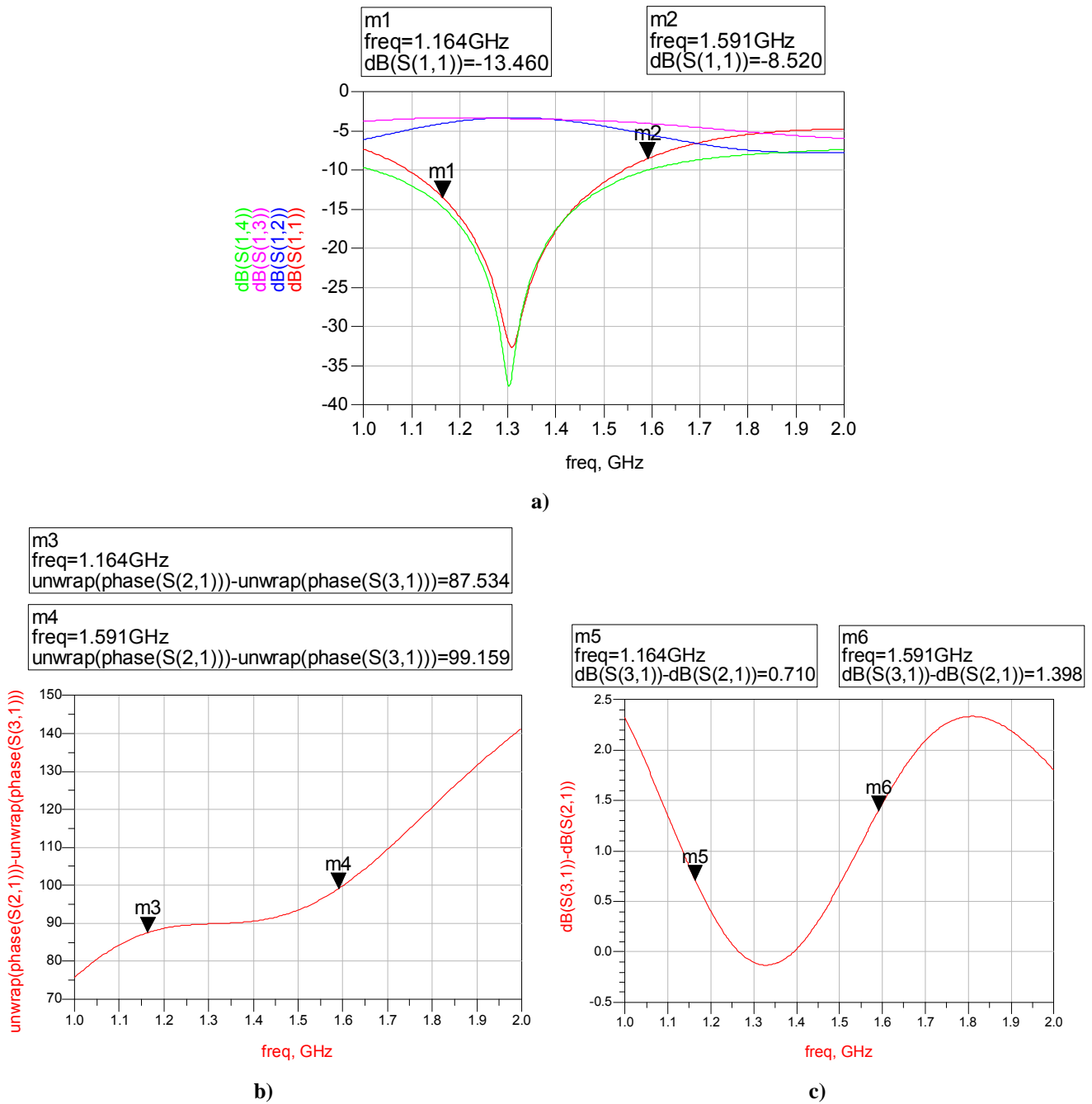
**Figura 5-1 Layout en tecnología microstrip de un híbrido de 90°**

Para el diseño del híbrido se utiliza el programa ADS. El sustrato que se pretende utilizar es FR4, por lo que en el simulador de ADS se configura el sustrato microstrip como  $\epsilon_r=4.5$ ,  $\tan \delta=0.015$ , grosor\_sustrato=1.55 mm, grosor\_cobre=35  $\mu\text{m}$ ,  $\sigma=59.6 \cdot 10^6$  S/m. Como se puede ver en la Figura 5-1, en el modelo hay dos tipos de línea, de impedancia  $Z_0=50 \Omega$  y de impedancia  $Z_I=Z_0/1.414=35.35 \Omega$ . La longitud de las líneas ha de ser de  $\lambda/4$  a la frecuencia central del híbrido (no las líneas de los puertos). Con la herramienta Linecalc, se calculan las dimensiones de las líneas que definen el híbrido para la frecuencia central de la banda 1.164 – 1.591 GHz, que es 1.377 GHz; estas dimensiones son:  $W_{lin\_50}=2.87$  mm,  $L_{lin\_50}=29.56$  mm,  $W_{lin\_35}=4.94$  mm,  $L_{lin\_35}=28.78$  mm. La longitud de las líneas de los puertos es arbitraria, por ejemplo imponemos que sea de 2mm. El modelo utilizado en el programa ADS para realizar el diseño es el mostrado en la Figura 5-2.



**Figura 5-2 Modelo de híbrido utilizado en ADS**

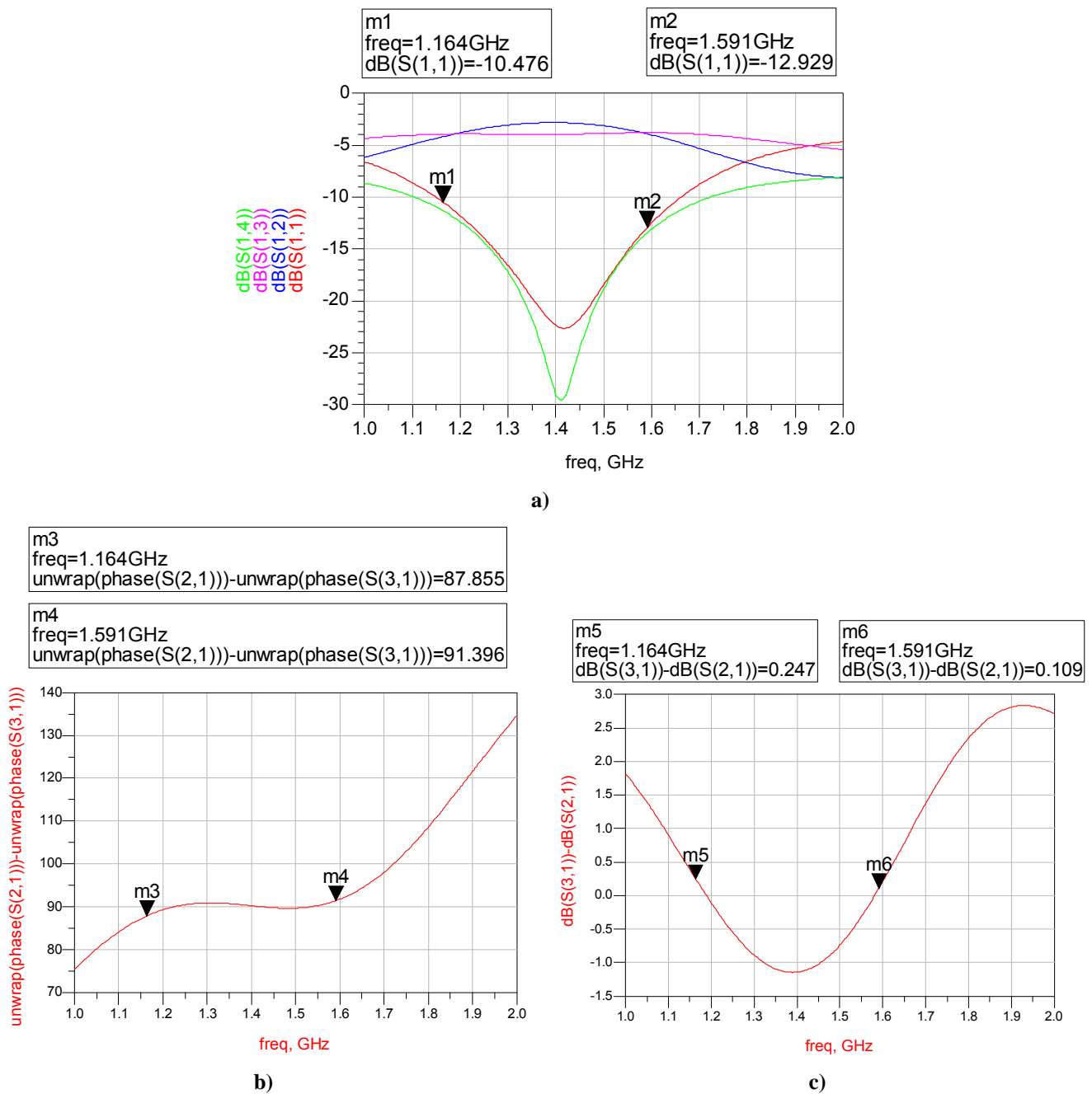
Las características del híbrido obtenidas de la simulación en ADS se muestran en la Figura 5-3.



**Figura 5-3 Características del híbrido simulado a) S11, S12, S13 y S14 b) Diferencia de fase entre los parámetros S21 y S31 c) Diferencia de amplitud en dB de los parámetros S31 y S21**

Como se puede ver en la Figura 5-3 a), el pico de adaptación a la entrada del puerto 1 está desplazado hacia abajo en frecuencia, lo que provoca una mala adaptación a 1.591 GHz. Cabe destacar que la transferencia de potencia al puerto aislado (S14) tiene la forma aproximada del S11. El hecho de que el pico de adaptación a la entrada del puerto 1 esté desplazado hacia abajo en frecuencia también provoca que la diferencia de fase y de magnitud entre los parámetros S21 y S31 sea mayor (se aleja más de lo ideal) en la banda de 1.6 GHz (Figura 5-3 b y c).

Mediante un proceso de optimización de los parámetros que definen el modelo, se encuentra una configuración que ofrece una diferencia de fase entre S31 y S21 de cómo mucho  $2.5^\circ$  en todo el rango; y una diferencia de magnitud de máximo 1dB. Esta configuración es:  $W_{lin\_50}=2.78$  mm,  $L_{lin\_50}=28.79$  mm,  $W_{lin\_35}=5.25$  mm,  $L_{lin\_35}=25.28$  mm. Con esta configuración también se consigue que la adaptación a la entrada de los puertos sea menor a -10dB, y que el S14 sea menor al valor de la adaptación. Todas estas características se pueden observar en la Figura 5-4.



**Figura 5-4** Características del híbrido simulado optimizado a) S11, S12, S13 y S14 b) Diferencia de fase entre los parámetros S21 y S31 c) Diferencia de amplitud en dB de los parámetros S31 y S21

Ya que las características del híbrido son adecuadas, se procede a simular el híbrido cargando en los puertos 2 y 3 los puertos de entrada de la antena. Para ello, primero se extrae del analizador de espectros el archivo de medida que contiene los parámetros S de la antena. Estos parámetros S se cargan en un 'Data item', que sirve para reproducir los parámetros S en la simulación de ADS. La configuración se muestra en la Figura 5-5, donde ahora el puerto aislado es el puerto 2 (antes era el puerto 4).

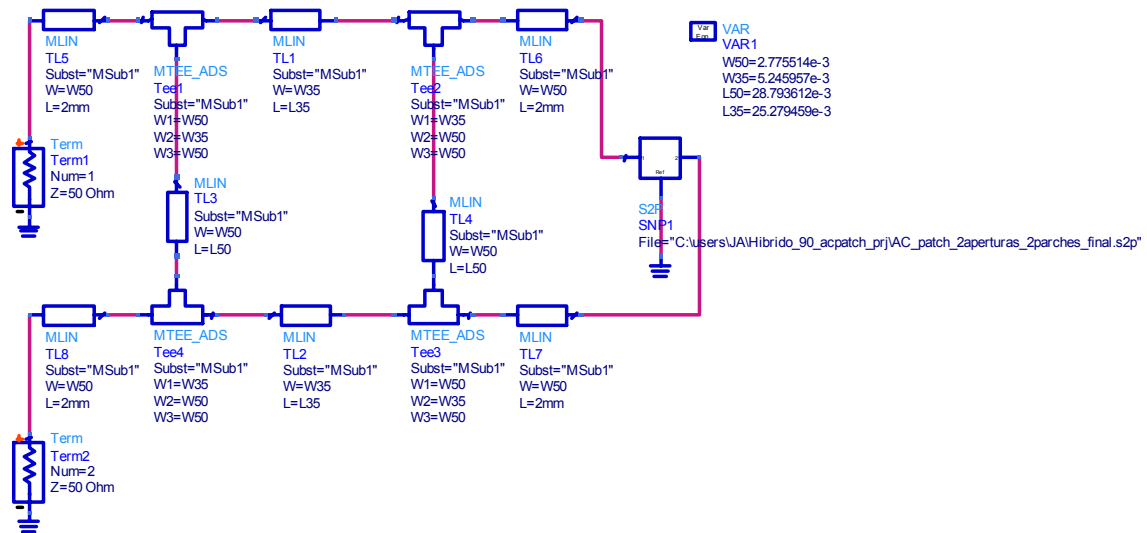


Figura 5-5 Modelo del híbrido conectado a la antena

El resultado de simular el híbrido conectado a la antena se muestra en la Figura 5-6.

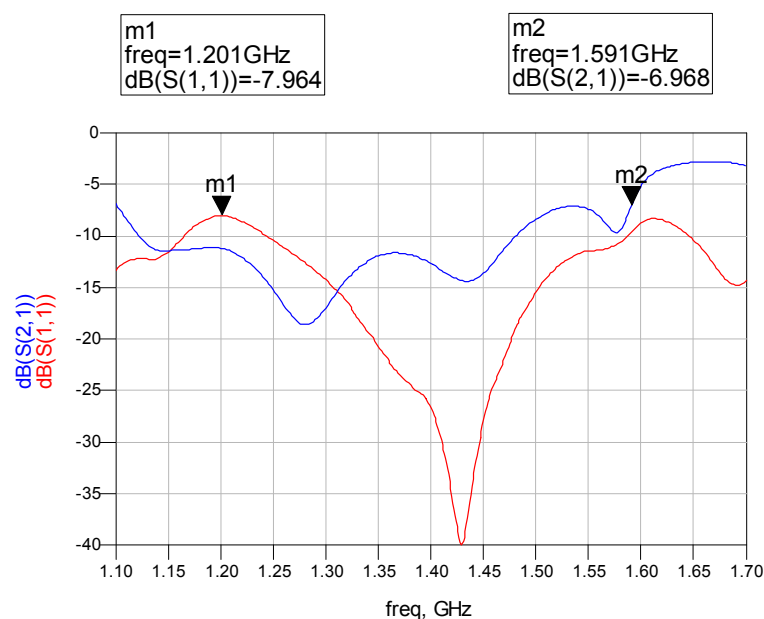


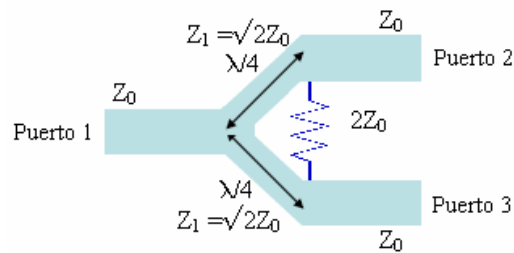
Figura 5-6 Parámetro S11 y S21 del híbrido de 90° conectado a la antena



Al cargar el híbrido con la antena, la adaptación empeora en la banda de 1.2 GHz, dejando de cumplir la especificación de adaptación de -10dB. En la banda alta el problema viene dado por la transferencia de potencia entre el puerto 1 y el puerto 2 (en realidad sería una carga), ya que su valor es muy alto, superior a -7dB. Si la transferencia de potencia entre puertos a 1.59 GHz es grande, y además en esa zona la adaptación del puerto 1 cumple la especificación de forma muy justa, significa que la transferencia de potencia desde el puerto 1 hasta la antena está siendo muy pequeña, algo no deseable. En el anexo 7.2 se demuestra cómo afectan los parámetros del híbrido a la antena. En este estudio se justifica el hecho de que, si no es con un nivel de S11 y S14 del híbrido de 90° excelente en toda la banda, no se pueda utilizar el híbrido para alimentar la antena.

## 5.2 Diseño del divisor de Wilkinson

El divisor de Wilkinson es un divisor de potencia que reparte la potencia de entrada (puerto 1) equitativamente en los puertos de salida (puertos 2 y 3), proporcionando además un buen nivel de aislamiento entre los puertos de salida [5-1]. El layout del divisor de Wilkinson en tecnología microstrip se muestra en la Figura 5-7. En esta figura se puede observar las líneas de los puertos son de impedancia  $Z_0=50\Omega$ , mientras que las líneas que forman la bifurcación de la línea del puerto 1 tienen una impedancia  $Z_1=Z_0 \cdot 1.414=70.7\Omega$ . Cada una de estas líneas está conectada a una línea de un puerto de salida (puerto 2 o 3), y en ese punto están conectadas entre sí por una resistencia de valor  $2Z_0=100\Omega$ . La longitud de las líneas es de  $\lambda/4$  a la frecuencia central.

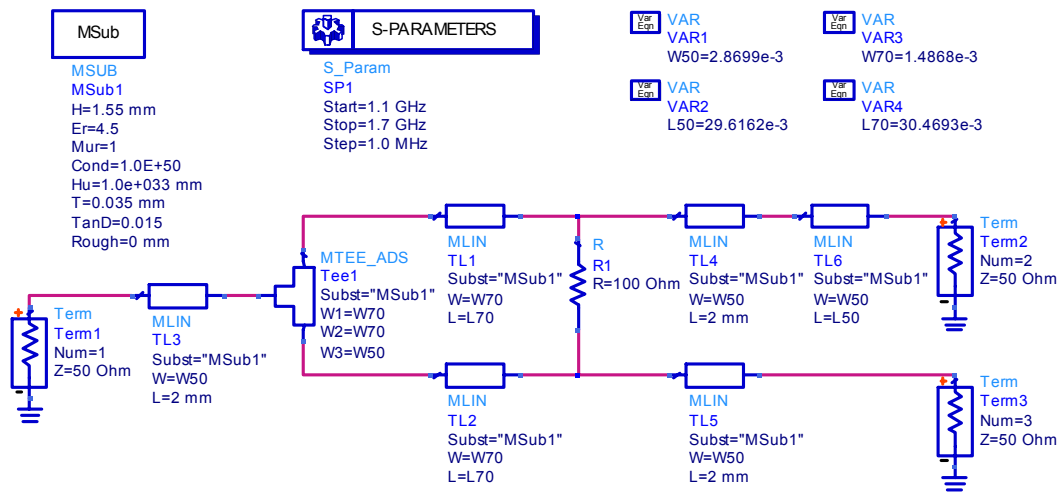


**Figura 5-7 Divisor de Wilkinson**

La matriz de parámetros S del divisor de Wilkinson se muestra en (5-2):

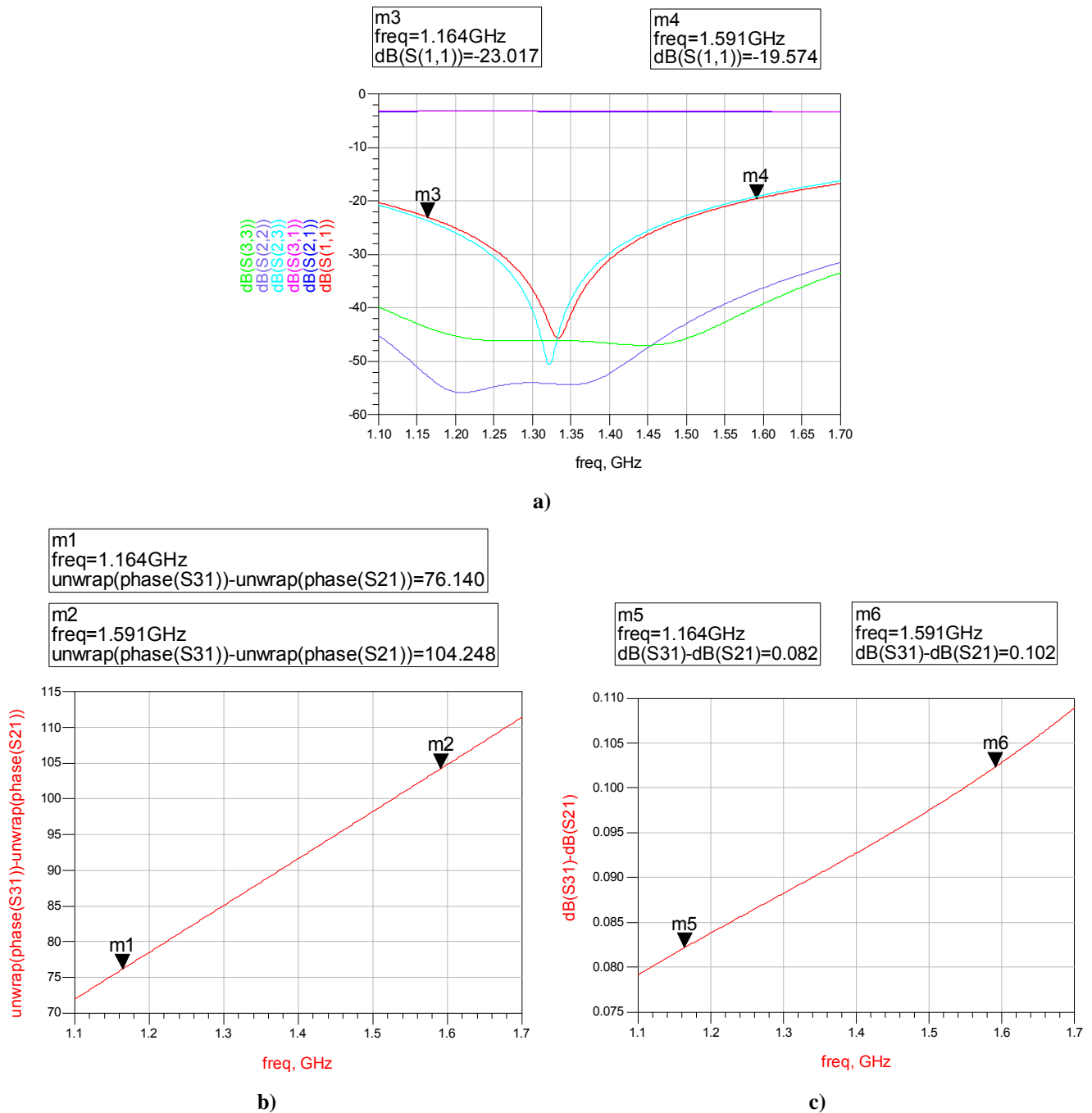
$$[S^{DW}] = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & j \\ j & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

Como en el caso del híbrido de  $90^\circ$ , se utiliza el programa ADS para el diseño del divisor de Wilkinson. El modelo utilizado para el diseño del divisor es el que aparece en la Figura 5-8. Cabe destacar que se añade una línea de impedancia  $Z_0=50\Omega$  y longitud  $\lambda/4$  a la frecuencia central (1.377 GHz) antes del puerto 2, para crear un desfase de  $90^\circ$  entre el puerto 2 y el puerto 3. Las dimensiones de las curvas, y las características del sustrato, que sigue siendo FR4, se muestran en la propia figura.



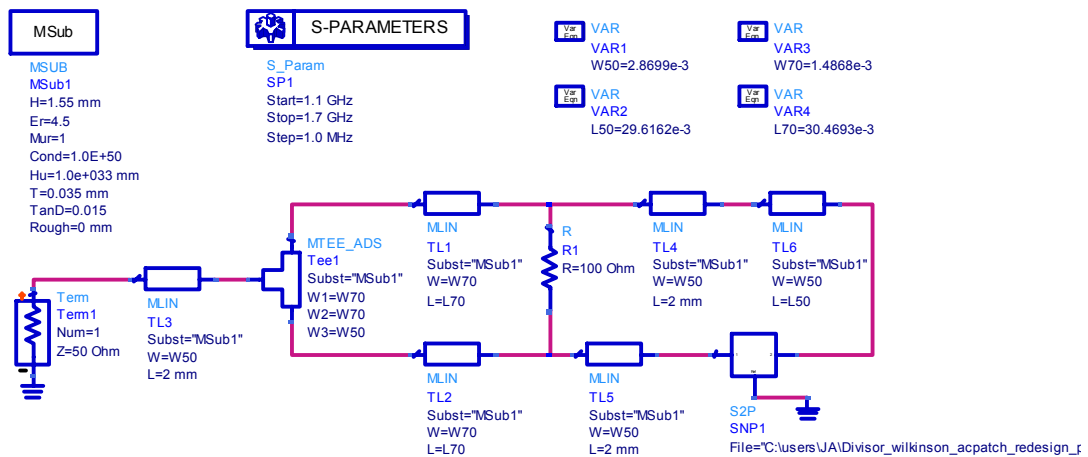
**Figura 5-8 Modelo del divisor de Wilkinson utilizado en ADS**

En la Figura 5-9 se pueden observar las características obtenidas de la simulación del divisor de Wilkinson mostrado en la Figura 5-8. Los parámetros  $S_{22}$  y  $S_{33}$  tienen valores de cómo mucho -40dB en el rango 1.1 - 1.6 GHz, lo que significa una muy buena adaptación (Figura 5-9 a). El parámetro  $S_{11}$  tiene un valor mayor, aunque no superior a los -19dB en el rango de interés. Cabe destacar que el aislamiento entre los puertos 2 y 3 ( $S_{23}$ ) tiene la misma forma que el parámetro  $S_{11}$ . Los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$ , que significan la transmisión de potencia desde la entrada hasta ambas salidas, tienen un valor aproximado de -3dB, es decir que se reparte la potencia de entrada equitativamente a ambos puertos. Por lo que respecta a la diferencia de fase entre los puertos 2 y 3, ésta sólo es de  $90^\circ$  a la frecuencia central de 1.377 GHz (Figura 5-9 b). En los extremos de la banda hay una desviación del desfase de aproximadamente  $14^\circ$ , de forma que a 1.164 GHz el desfase entre los puertos es de  $76.140^\circ$  y a 1.591GHz es de  $104.25^\circ$ . Si se observa la diferencia de amplitud entre los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$ , se puede comprobar que es de cómo mucho 0.1dB (Figura 5-9 c), y es debida a las pérdidas que produce la línea introducida desde el divisor de Wilkinson hasta el puerto 2.

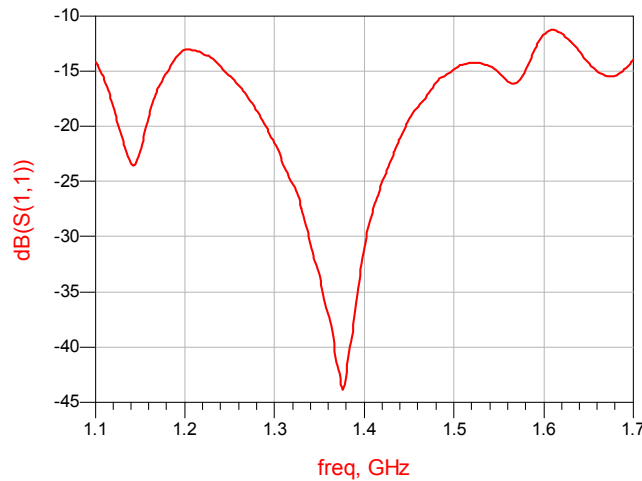


**Figura 5-9 Características del divisor de Wilkinson simulado a) S11, S21, S31, S22, S33 y S23 b) Diferencia de fase entre los parámetros S21 y S31 c) Diferencia de amplitud en dB de los parámetros S31 y S21**

Al observar los parámetros obtenidos del divisor de Wilkinson y comprobar que son válidos a nivel de balance en amplitud y adaptación, se decide conectar la antena al divisor de Wilkinson. La antena se modela como un ‘data item’ de dos puertos dónde se carga la medidas de los parámetros S de la antena real (Figura 5-10). Cabe destacar que el balanceo de fase entre las salidas del divisor es pobre, pero es un problema que no se puede salvar si no es con la utilización de un híbrido de  $90^\circ$ .

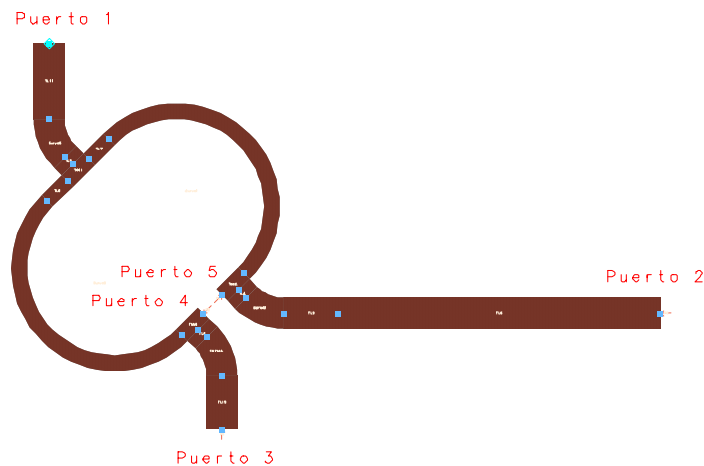


**Figura 5-10 Modelo del divisor de Wilkinson conectado a la antena utilizado en ADS**



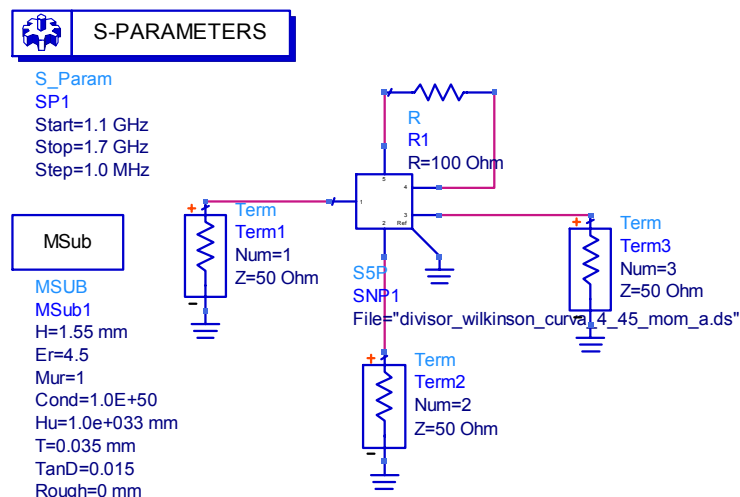
**Figura 5-11 Parámetro S11 del divisor de Wilkinson conectado a la antena**

Al conectar la antena al divisor de Wilkinson, el coeficiente de reflexión obtenido es menor a -10dB en todo el rango de interés de 1.1 - 1.6GHz (Figura 5-11). Ya que el resultado es satisfactorio según la simulación, se decide fabricar el divisor de Wilkinson. Para ello, primero se diseña el layout y se simula con un simulador electromagnético, Momentum. En el diseño del layout, las líneas de impedancia  $Z_l=70.7\Omega$  se curvan para evitar que sean paralelas hasta la resistencia, y así evitar un posible acoplamiento entre ellas. La resistencia que se utilizará en la fabricación es el modelo SMD S1206 de  $100\Omega$  y 1% de tolerancia, cuya longitud es 2.2mm. Para que al soldar la resistencia no ocupe parte de la línea microstrip, el espaciado que se deja para la resistencia es de 2.4mm. El layout del divisor de Wilkinson se muestra en la Figura 5-12.

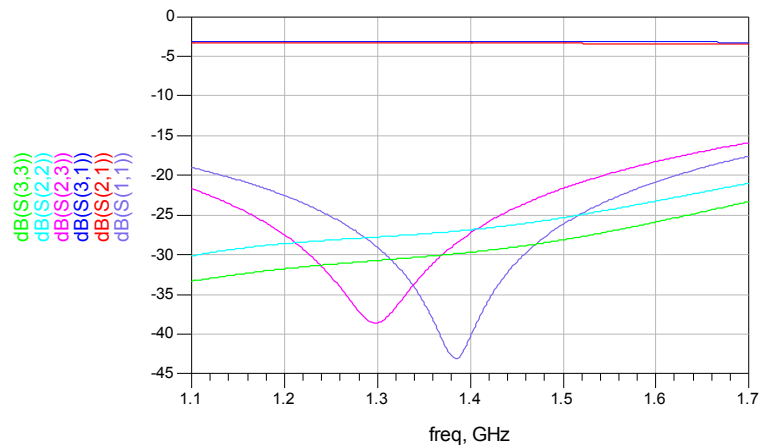


**Figura 5-12 Layout del divisor de Wilkinson en el simulador Momentum**

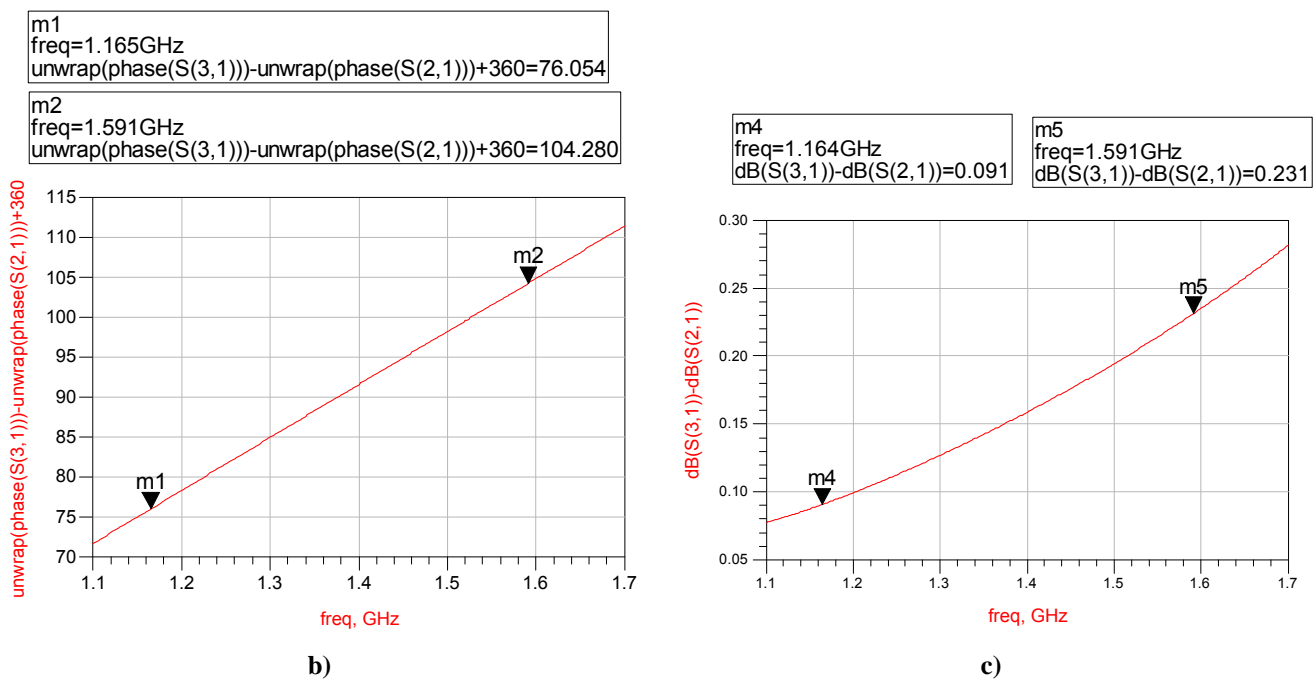
Es importante destacar que en el simulador Momentum no se pueden simular elementos discretos como la resistencia. Por este motivo, en los puntos donde irá soldada la resistencia se colocan dos puertos (puertos 4 y 5) y se obtienen los parámetros S de la red de 5 puertos. Después, en ADS se carga un 'data item' de 5 puertos con los resultados obtenidos en Momentum, colocando una resistencia de  $100\Omega$  entre los puertos 4 y 5 del 'data item'. Los demás puertos se colocan con la misma numeración (Figura 5-13). Con este proceso (llamado cosimulación), se simula el divisor de Wilkinson definido en el layout, mediante ADS.



**Figura 5-13 Cosimulación en ADS con los parámetros S del divisor obtenidos con Momentum**



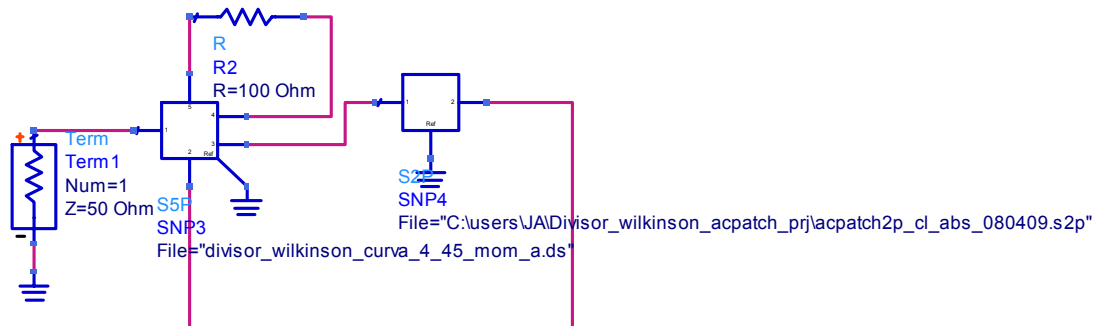
a)



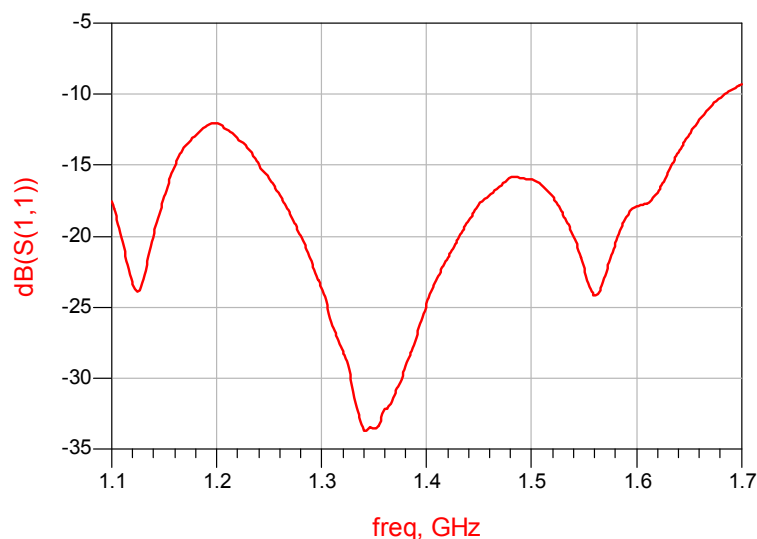
**Figura 5-14 Características del divisor de Wilkinson simulado mediante cosimulación a) S11, S21, S31, S22, S32 y S33 b) Diferencia de fase entre los parámetros S21 y S31 c) Diferencia de amplitud en dB de los parámetros S31 y S21**

El resultado de la cosimulación se muestra en la Figura 5-14. Los parámetros S22 y S33 han subido de nivel en comparación con la simulación en ADS, pero no es preocupante ya que ambos siguen siendo menores a -20dB en todo el rango de interés, de igual forma que al parámetro S11 (Figura 5-14 a). Otro parámetro que también ha subido de nivel es el S23, sobretodo a 1.6GHz, pero su valor es suficientemente pequeño (-18dB). El balanceo de amplitud en los puertos 2 y 3 (Figura 5-14 b) sigue siendo bueno, aunque ahora se ha incrementado y llega a ser de 0.23dB. La diferencia de fase entre los parámetros S21 y S31 es igual a la obtenida en la simulación de ADS (Figura 5-14 c).

Dado que los parámetros del divisor de Wilkinson obtenidos con la cosimulación se consideran válidos, se introduce el ‘data item’ de la antena al modelo de cosimulación (Figura 5-15).

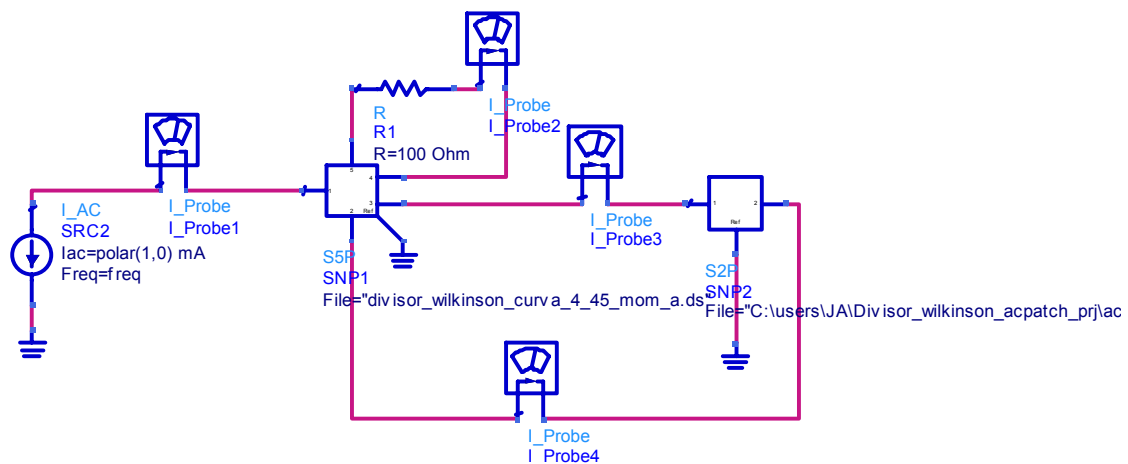


**Figura 5-15 Cosimulación en ADS con los parámetros S del divisor obtenidos con Momentum, divisor conectado a la antena.**



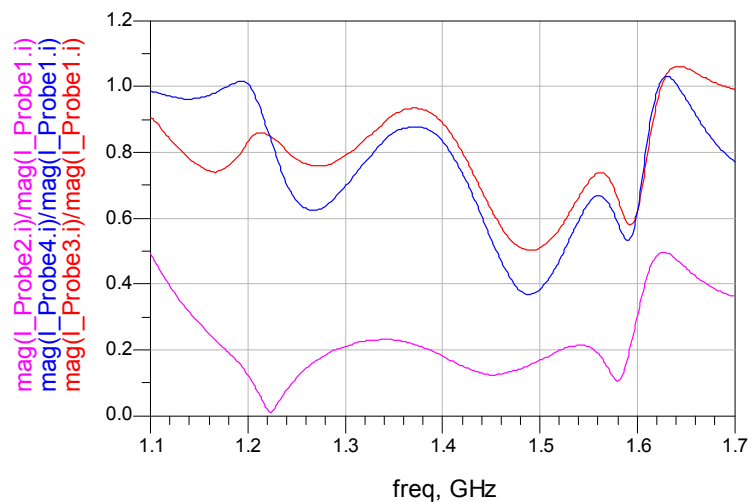
**Figura 5-16 Parámetro S11 obtenido con la Cosimulación en ADS con los parámetros S del divisor obtenidos con Momentum, divisor conectado a la antena**

El resultado de la cosimulación con la antena alimentada por el divisor de Wilkinson muestra que el S11 sigue siendo menor a -10dB en todo el rango de interés (Figura 5-16). Según este resultado, se puede utilizar el divisor de Wilkinson para alimentar la antena, ya que la adaptación obtenida es muy buena. Pero antes de fabricarlo, se procede a hacer una simulación de corriente alterna, para ver cuanta corriente pasa por la resistencia del divisor. Se mira este parámetro porque podría ser que hubiera buena adaptación porque toda la potencia introducida se disipase en la resistencia. El modelo de simulación AC con ADS se muestra en la Figura 5-17.



**Figura 5-17 Configuración para simulación AC**

En la Figura 5-18 se muestra la relación de corrientes a la entrada de los puertos de la antena y en la resistencia con la corriente introducida en el circuito. En esta figura se puede observar que la corriente que circula por la resistencia es bastante pequeña en relación a la que pasa por los puertos de la antena. Por lo tanto, se da como válido el divisor de Wilkinson y se procede a su fabricación.



**Figura 5-18 Relación de corrientes de la simulación AC**



## 5.2.1 Fabricación del divisor de Wilkinson

La fabricación del divisor de Wilkinson se hace sobre el sustrato de FR4. El divisor de Wilkinson fabricado se muestra en la Figura 5-19.

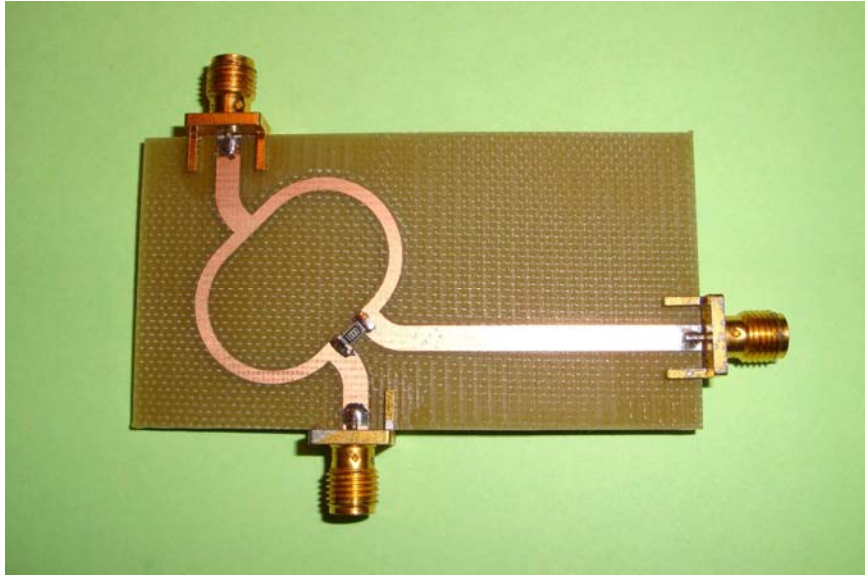
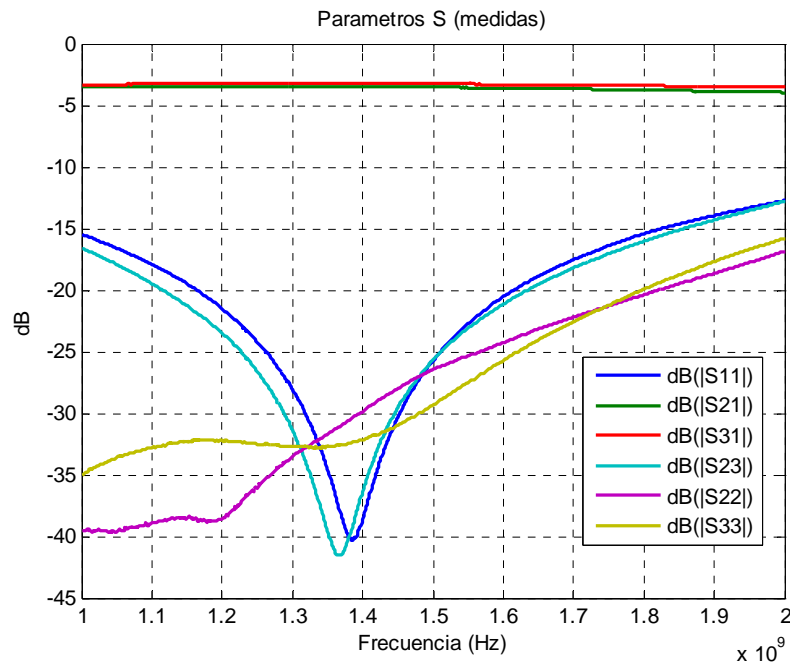


Figura 5-19 Divisor de Wilkinson fabricado

Ya que el divisor de Wilkinson es un dispositivo de 3 puertos, y el analizador de redes de que disponemos en el laboratorio es de dos puertos, para la medida de todos sus parámetros S se utiliza una carga de  $50\ \Omega$  para cargar el puerto que queda libre. Por lo tanto se realizan tres medidas de la siguiente forma:

- **Puerto 1 analizador:** Puerto 1. **Puerto 2 analizador:** Puerto 2.  
**Carga:** Puerto 3.
- **Puerto 1 analizador:** Puerto 1. **Puerto 2 analizador:** Puerto 3.  
**Carga:** Puerto 2.
- **Puerto 1 analizador:** Puerto 2. **Puerto 2 analizador:** Puerto 3.  
**Carga:** Puerto 1.
- 

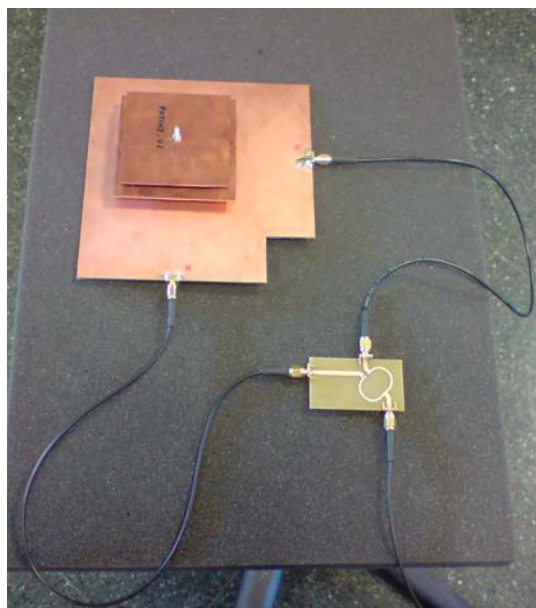
En cada una de estas medidas, se guarda el archivo que contiene los parámetros S, y mediante el código Matlab mostrado en el anexo 7.1.3, se obtiene la Figura 5-20, donde se muestran todos los parámetros S de las medidas del divisor de Wilkinson fabricado.



**Figura 5-20 Parámetros S del divisor de Wilkinson fabricado**

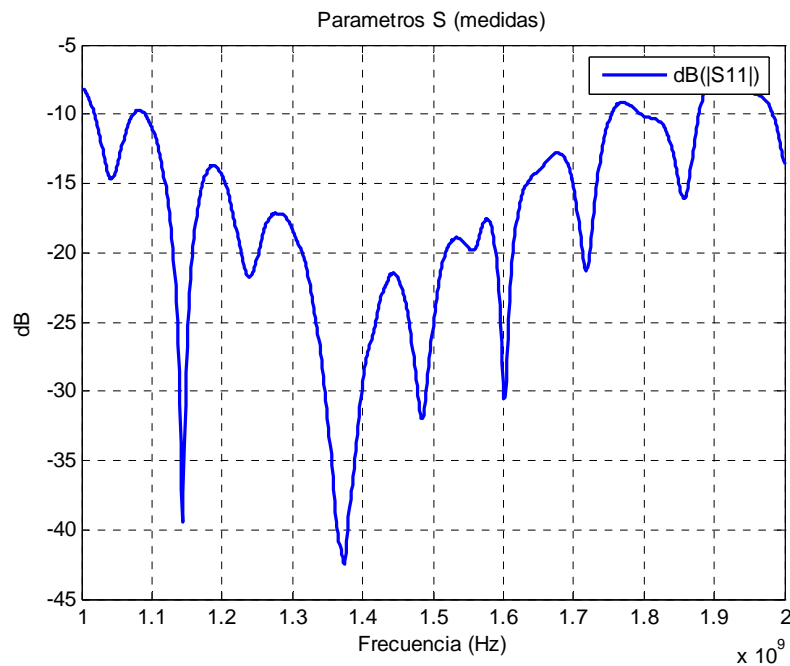
Los parámetros S del divisor de Wilkinson fabricado (Figura 5-20) muestran que, aunque hay leves diferencias con los parámetros obtenidos en la cosimulación (Figura 5-14 a), éstos son aceptables.

Por último, se conecta el divisor de Wilkinson a la antena, de forma que el puerto 2 del divisor se conecta con el puerto 2 de la antena (según Figura 4-85), y el puerto 3 del divisor se conecta con el puerto 1 de la antena. Ambas conexiones se hacen mediante latiguillos (Figura 5-21).



**Figura 5-21 Conexión del divisor de Wilkinson a los puertos de la antena**

El resultado de la medida se muestra en la Figura 5-22, donde se puede ver que se da adaptación a -10dB en la entrada del divisor en todo el rango de 1.164 - 1.591GHz. En la medida aparecen unos picos de adaptación que no aparecían en la simulación. Estos son debidos al efecto de los latiguillos que conectan el divisor de Wilkinson con la antena.



**Figura 5-22** Coeficiente de reflexión a la entrada del Wilkinson con la antena conectada

### 5.3 Referencias del capítulo

[5-1] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", 2nd Ed. Wiley, 1998.

## 6 Conclusiones

El objetivo de este proyecto era diseñar una antena que cumpliera las siguientes especificaciones:

- Bandas de frecuencia: 1164 – 1300 MHz y 1559 – 1591 MHz
- Impedancia de entrada:  $50\Omega$  (Adaptación -9.5dB)
- Polarización: RHCP
- Relación axial: 5dB máx.
- Ganancia: -7dBi en un cono de  $\theta=85^\circ$  desde el cenit

El tipo de antenas elegido para llevar a cabo el diseño fue las antenas microstrip, porque es una tecnología que se puede fabricar en las instalaciones del departamento y porque se dispone de un sustrato barato para poder realizar los prototipos FR4.

Con los tipos de alimentaciones más sencillos de las antenas microstrip (alimentación por línea y alimentación por cable coaxial) los anchos de banda de adaptación son muy estrechos.

Para conseguir anchos de banda mayores se deben utilizar las técnicas de alimentación mediante acoplamiento por proximidad, y mediante acoplamiento por apertura. Con la alimentación mediante acoplamiento por proximidad, suspendiendo el parche en el aire encima de la línea se gana ancho de banda, ya que el sustrato del parche es de permitividad 1 (el de alimentación es FR4). Aunque con esto se amplía el ancho de banda de adaptación, no se consigue adaptar al completo el primer rango de frecuencia, el que supone un mayor ancho de banda relativo, 1164 – 1300 MHz.

Con la alimentación mediante acoplamiento por apertura, centrando la línea en la apertura, centrando la apertura en el parche y suspendiendo el parche en el aire, se llega a adaptar todo el ancho de banda de 1164 – 1591 MHz. Con esta configuración se tiene polarización lineal. Si se intenta conseguir la polarización circular introduciendo una segunda apertura (y una segunda línea de alimentación) se puede adaptar todo el ancho de banda, pero con un nivel de S21 entre los puertos de la antena demasiado grande. Para evitar esta problemática, se deben separar las aperturas llevándolas hacia el extremo del parche, a expensas de perder ancho de banda, ya que el mejor acoplamiento entre apertura y parche se da cuando ésta se halla centrada con el parche. Con las aperturas en el extremo del parche, se

puede volver a adaptar toda la banda de 1164 – 1591 MHz bajando el parche y acoplando un segundo parche encima del primero.

Por lo tanto, la antena microstrip con alimentación mediante acoplamiento por apertura con dos aperturas separadas y dos parches cubre toda la banda especificada. Si además las aperturas se alimentan con una diferencia de  $90^\circ$  la antena radia con polarización circular. Esta antena capaz de cubrir toda la banda de adaptación, tiene poca ganancia (o es poco eficiente), lo que provoca que su ganancia a ángulos rasantes con el plano de masa no cumpla especificaciones. Además, el hecho de que la alimentación de la antena no sea simétrica (sólo se alimenta en 2 de 4 caras del parche) provoca que la relación axial sea mala (polarización muy elíptica) y no cumpla la especificación.

Las dimensiones de la antena diseñada son bastante grandes, debido a que los parches están suspendidos en el aire (sustrato del parche de permitividad 1). Sin embargo esto no supone un inconveniente, ya que esta antena está pensada para formar parte de un receptor de una estación terrenal de GNSS, y no estar integrada en un receptor móvil.

La red de alimentación para crear una diferencia de fase de  $90^\circ$  entre los puertos de la antena, es más recomendable hacerla con un divisor de Wilkinson que con un híbrido de  $90^\circ$ . Aunque el divisor de Wilkinson con una línea  $\lambda/4$  para el centro de la banda crea un desfase en sus puertos de salida bastante alejado de  $90^\circ$  en los extremos de la banda, el hecho de tener un valor considerable de  $S_{12}$  de la antena fuerza a tener un híbrido de prestaciones excelentes, algo difícil de conseguir.

Como conclusión final, se ha demostrado que se puede adaptar toda la banda de GNSS y tener polarización circular con una antena microstrip con alimentación mediante acoplamiento por apertura con dos aperturas separadas y dos parches. Sin embargo, su ganancia y relación axial no cumplen especificaciones. Otro tipo de antenas, como las espirales cónicas, poseen mejores prestaciones de ganancia y relación axial, además de un ancho de banda muy amplio.

## 6.1 Líneas futuras

Como ya se ha explicado, el hecho de alimentar los parches de forma asimétrica provoca que la relación axial sea mala (polarización muy elíptica) y no cumpla la especificación. Por lo tanto, se podría diseñar una antena igual pero con 4 aperturas, alimentadas con fases de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$  sucesivamente en caras contiguas. Sin embargo, obviamente esto complicará el diseño de la red de alimentación.

Otra línea futura sería la de utilizar un híbrido de 90° con mejores prestaciones que las que ofrece un híbrido de 90° convencional. Este híbrido de mejores prestaciones podría ser un híbrido de 90° doble, de líneas acopladas etc.

## 7 Anexos

### 7.1 Códigos Matlab

#### 7.1.1 Código Matlab para comparar medidas y simulaciones (1 puerto)

```
close all
clear all

%%%%% Cargamos los datos de las medidas
load 'archivo_medidas.txt' %medidas
m=archivo_medidas_v2;
medidas_frec=m(:,1);
medidas_rho=(10.^(m(:,2)/20)).*(exp(i*m(:,3)*pi/180));
medidas_fase=m(:,3);
medidas_zin=50*(1+medidas_rho)./(1-medidas_rho);

%%%%% Cargamos los datos de la simulacion
load 'datos_simulacion.txt' %simulacion
sim=datos_simulacion;
desfase=-60;
simulacion_frec=sim(:,1);
simulacion_rho=sim(:,2).*(exp(i*(sim(:,3)+desfase)*pi/180));
simulacion_fase=sim(:,3);
simulacion_zin=50*(1+simulacion_rho)./(1-simulacion_rho);

%%%%%%%%%%%%% Figura para comparar la Zin %%%%%%%%%%%%%%
figure
plot(medidas_frec,real(medidas_zin),medidas_frec,imag(medidas_zin),simulacion_frec,real(simulacion_zin),simulacion_frec,imag(simulacion_zin));
title('Zin');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Ohm');
legend ('Re(Zin), (Medidas)', 'Imag(Zin), (Medidas)', 'Re(Zin), (Simulacion)', 'Imag(Zin), (Simulacion)');
grid
medidas_zin_n=medidas_zin/50;
simulacion_zin_n=simulacion_zin/50;

%%%%%%%%%%%%% Figura para comparar la dB(|S11|) %%%%%%%%%%%%%%
figure
plot(medidas_frec,20*log10(abs(medidas_rho)),simulacion_frec,20*log10(abs(simulacion_rho)));
title('dB(|S11|)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
```

```

ylabel('dB');
legend('dB(|S11|) (Medidas)', 'dB(|S11|) (Simulacion)');
grid

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
figure
plot(medidas_frec,angle(medidas_rho)*180/pi,simulacion_frec,angle(simulacion_rho)*180/pi);
title('Fase(S11)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Fase (°)');
legend('Fase(S11) (Medidas)', 'Fase(S11) (Simulacion)');
grid

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
figure
plot(real(medidas_rho),imag(medidas_rho),real(simulacion_rho),imag(simulacion_rho)); hold on
% axis([-1 1 -1 1])
% axis equal

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Dphi=0.003;
phi=0:Dphi:2*pi;
phi_bis=-pi:Dphi:pi;
% TEIII, eq. (4.12)
% xi=0 -> imaginary axis
xi=[5,2,1,0.5,0.2,0];
for k=1:size(xi,2)
    a0_xi=xi(k)/(xi(k)+1);
    R_xi=1/(xi(k)+1);
    x_xi=R_xi*cos(phi)+a0_xi;
    y_xi=R_xi*sin(phi);
    gcp=plot(x_xi,y_xi,'k--');
    set(gcp,'LineWidth',0.1)
    grid on
    hold on
end
gcp=plot(x_xi,y_xi,'k');
set(gcp,'LineWidth',0.1)
gcl=line([-1 1],[0 0]);
set(gcl,'Color','black','LineWidth',0.1,'LineStyle','--')
axis('equal')
axis off
% TEIII, eq. (4.13)
% ze=0 -> real axis
ze=[-0.2 -0.5 -1 -2 -5 0.2 0.5 1 2 5];
for k=1:size(ze,2)
    a0_ze=1;
    b0_ze=1/ze(k);
    R_ze=1/ze(k);
    if (ze(k)>0)
        x_ze=R_ze*cos(phi)+a0_ze;
        y_ze=R_ze*sin(phi)+b0_ze;
    else

```



```

x_ze=R_ze*cos(phi_bis)+a0_ze;
y_ze=R_ze*sin(phi_bis)+b0_ze;
end
cpt=0;
x_ze=fliplr(x_ze);
for nb=1:size(x_ze,2)
    if ((x_ze(nb)^2+y_ze(nb)^2)<1)
        cpt=cpt+1;
        x_ze_lim(cpt)=x_ze(nb);
        y_ze_lim(cpt)=y_ze(nb);
    end
end
gcp=plot(x_ze_lim,y_ze_lim,'k--');
set(gcp,'LineWidth',0.1)
x_ze_lim=[];
y_ze_lim=[];
end
text(1.05,0,'\infty','HorizontalAlignment','left','FontSize',[12]);
text(-1.05,0,'0','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0,1.05,'j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0,-1.05,'-j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0.97,0.4,'5j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0.63,0.83,'2j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(-0.65,0.83,'0.5j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(-1,0.39,'0.2j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0.97,-0.4,'-5j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0.63,-0.83,'-2j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(-0.65,-0.83,'-0.5j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(-1,-0.39,'-0.2j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(-0.72,0.03,'0.2','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(-0.38,0.03,'0.5','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(-0.015,0.03,'1','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0.3,0.03,'2','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0.65,0.03,'5','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
%%%% Se acaban de dibujar las líneas de la carta
title('Carta Smith')
legend('S11 (Medidas)', 'S11 (Simulacion)');

```

## 7.1.2 Código Matlab para comparar medidas y simulaciones (2 puertos)

```

close all
clear all

%%%% Cargamos los datos de las medidas
fid=fopen('datos_medida.s2p');
m=textscan(fid,'%f %f %f %f %f %f %f %f','HeaderLines',6);
fclose(fid);

```

```

medidas_frec=m{1};
medidas_magS11=m{2};
medidas_pS11=m{3};
medidas_magS21=m{4};
medidas_pS21=m{5};
medidas_magS12=m{6};
medidas_pS12=m{7};
medidas_magS22=m{8};
medidas_pS22=m{9};
medidas_rho=(10.^(medidas_magS11/20)).*(exp(i*medidas_pS11*pi/180));
medidas_zin=50*(1+medidas_rho)./(1-medidas_rho);

%%%%%% Cargamos los datos de la simulacion
fid=fopen('datos_simulacion.s2p');
m=textscan(fid,' %f %f %f %f %f %f %f %f %f','HeaderLines',7);
fclose(fid);
desfase=-0;
simulacion_frec=m{1};
simulacion_magS11=m{2};
simulacion_pS11=m{3};
simulacion_magS21=m{4};
simulacion_pS21=m{5};
simulacion_magS12=m{6};
simulacion_pS12=m{7};
simulacion_magS22=m{8};
simulacion_pS22=m{9};
simulacion_rho=(simulacion_magS11).*(exp(i*(simulacion_pS11+desfase)*pi/180));
simulacion_zin=50*(1+simulacion_rho)./(1-simulacion_rho);

%%%%%%%%%%%%%% Figura parametros S medidas %%%%%%%%%%%%%%%
figure
plot(medidas_frec,medidas_magS11,medidas_frec,medidas_magS12,medidas_frec,medidas_magS21,medidas_frec,medidas_magS22);
title('Parametros S (medidas)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('dB');
legend('dB(|S11|)', 'dB(|S12|)', 'dB(|S21|)', 'dB(|S22|)');
grid

%%%%%%%%%%%%%% Figura parametros S simulacion %%%%%%%%%%%%%%%
figure
plot(simulacion_frec,20*log10(simulacion_magS11),simulacion_frec,20*log10(simulacion_magS12),simulacion_frec,20*log10(simulacion_magS21),simulacion_frec,20*log10(simulacion_magS22));
title('Parametros S (simulacion)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('dB');
legend('dB(|S11|)', 'dB(|S12|)', 'dB(|S21|)', 'dB(|S22|)');
grid

%%%%%%%%%%%%%% Figura para comparar la Zin %%%%%%%%%%%%%%%
figure
plot(medidas_frec,real(medidas_zin),medidas_frec,imag(medidas_zin),simulacion_frec,real(simulacion_zin),simulacion_frec,imag(simulacion_zin));

```

```

title('Zin');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Ohm');
legend ('Re(Zin), (Medidas)', 'Imag(Zin), (Medidas)', 'Re(Zin), (Simulacion)', 'Imag(Zin), (Simulacion)');
grid
medidas_zin_n=medidas_zin/50;
simulacion_zin_n=simulacion_zin/50;

%%%%%%%%%%%%%% Figura para comparar la dB(|S11|) y dB(|S12|) %%%%%%%%%%%%%%%
figure
plot(medidas_frec,medidas_magS11,simulacion_frec,20*log10(simulacion_magS11),medidas_frec,medidas_magS12,simulacion_frec,20*log10(simulacion_magS12));
title('dB(|S11|) y dB(|S12|)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('dB');
legend('dB(|S11|) (Medidas)', 'dB(|S11|) (Simulacion)', 'dB(|S12|) (Medidas)', 'dB(|S12|) (Simulacion)');
grid

%%%%%%%%%%%%%% Figura para comparar la fase(S11) y fase(S12) %%%%%%%%%%%%%%%
figure
plot(medidas_frec,medidas_pS11,simulacion_frec,simulacion_pS11+desfase,medidas_frec,medidas_pS12,simulacion_frec,simulacion_pS12+desfase);
title('Fase(S11) y Fase(S12)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Fase (°)');
legend('Fase(S11) (Medidas)', 'Fase(S11) (Simulacion)', 'Fase(S12) (Medidas)', 'Fase(S12) (Simulacion)');
grid

%%%%%%%%%%%%%% Figura para comparar la dB(|S21|) y dB(|S22|) %%%%%%%%%%%%%%%
figure
plot(medidas_frec,medidas_magS21,simulacion_frec,20*log10(simulacion_magS21),medidas_frec,medidas_magS22,simulacion_frec,20*log10(simulacion_magS22));
title('dB(|S21|) y dB(|S22|)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('dB');
legend('dB(|S21|) (Medidas)', 'dB(|S21|) (Simulacion)', 'dB(|S22|) (Medidas)', 'dB(|S22|) (Simulacion)');
grid

%%%%%%%%%%%%%% Figura para comparar la fase(S21) y fase(S12) %%%%%%%%%%%%%%%
figure
plot(medidas_frec,medidas_pS21,simulacion_frec,simulacion_pS21+desfase,medidas_frec,medidas_pS22,simulacion_frec,simulacion_pS22+desfase);
title('Fase(S21) y Fase(S12)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('Fase (°)');
legend('Fase(S21) (Medidas)', 'Fase(S21) (Simulacion)', 'Fase(S22) (Medidas)', 'Fase(S22) (Simulacion)');
grid

```

```

%%%%%%%%%%%%%% Figura para comparar las curvas del S11 en la Carta de Smith %%%%%%%%%%%%%%
figure
plot(real(medidas_rho),imag(medidas_rho),real(simulacion_rho),imag(simulacion_rho)); hold on
% axis([-1 1 -1 1])
% axis equal
%%%%%%%%%% Dibujamos las líneas de la carta de Smith
Dphi=0.003;
phi=0:Dphi:2*pi;
phi_bis=-pi:Dphi:pi;
% TEIII, eq. (4.12)
% xi=0 -> imaginary axis
xi=[5,2,1,0.5,0.2,0];
for k=1:size(xi,2)
    a0_xi=xi(k)/(xi(k)+1);
    R_xi=1/(xi(k)+1);
    x_xi=R_xi*cos(phi)+a0_xi;
    y_xi=R_xi*sin(phi);
    gcp=plot(x_xi,y_xi,'k--');
    set(gcp,'LineWidth',0.1)
    grid on
    hold on
end
gcp=plot(x_xi,y_xi,'k');
set(gcp,'LineWidth',0.1)
gcl=line([-1 1],[0 0]);
set(gcl,'Color','black','LineWidth',0.1,'LineStyle','--')
axis('equal')
axis off
% TEIII, eq. (4.13)
% ze=0 -> real axis
ze=[-0.2 -0.5 -1 -2 -5 0.2 0.5 1 2 5];
for k=1:size(ze,2)
    a0_ze=1;
    b0_ze=1/ze(k);
    R_ze=1/ze(k);
    if (ze(k)>0)
        x_ze=R_ze*cos(phi)+a0_ze;
        y_ze=R_ze*sin(phi)+b0_ze;
    else
        x_ze=R_ze*cos(phi_bis)+a0_ze;
        y_ze=R_ze*sin(phi_bis)+b0_ze;
    end
    cpt=0;
    x_ze=fliplr(x_ze);
    for nb=1:size(x_ze,2)
        if ((x_ze(nb)^2+y_ze(nb)^2)<1)
            cpt=cpt+1;
            x_ze_lim(cpt)=x_ze(nb);
            y_ze_lim(cpt)=y_ze(nb);
        end
    end
    gcp=plot(x_ze_lim,y_ze_lim,'k--');
    set(gcp,'LineWidth',0.1)

```

```

x_ze_lim=[];
y_ze_lim=[];
end
text(1.05,0,'\infty','HorizontalAlignment','left','FontSize',[12]);
text(-1.05,0,'0','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0,1.05,'j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0,-1.05,'-j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0.97,0.4,'5j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0.63,0.83,'2j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(-0.65,0.83,'0.5j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(-1,0.39,'0.2j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0.97,-0.4,'-5j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0.63,-0.83,'-2j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(-0.65,-0.83,'-0.5j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(-1,-0.39,'-0.2j','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(-0.72,0.03,'0.2','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(-0.38,0.03,'0.5','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(-0.015,0.03,'1','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0.3,0.03,'2','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
text(0.65,0.03,'5','HorizontalAlignment','center','FontSize',[7]);
%%%% Se acaban de dibujar las líneas de la carta
title('Carta Smith')
legend('S11 (Medidas)', 'S11 (Simulacion)');

```

## 7.1.3 Código Matlab para mostrar las medidas del divisor de Wilkinson

```

close all
clear all

%%%% Cargamos los datos de las medidas
fid=fopen('Wilkinson_S12_19_05_09.s2p');
m=textscan(fid,'%f %f %f %f %f %f %f %f','HeaderLines',6);
fclose(fid);
medidas_frec=m{1};
medidas_magS11=m{2};
medidas_pS11=m{3};
medidas_magS21=m{4};
medidas_pS21=m{5};
medidas_magS12=m{6};
medidas_pS12=m{7};
medidas_magS22=m{8};
medidas_pS22=m{9};
fid=fopen('Wilkinson_S13_19_05_09.s2p');
m=textscan(fid,'%f %f %f %f %f %f %f %f','HeaderLines',6);
fclose(fid);

% medidas_frec=m{1};
% medidas_magS11=m{2};

```

```

% medidas_pS11=m{3};
medidas_magS31=m{4};
medidas_pS31=m{5};
medidas_magS13=m{6};
medidas_pS13=m{7};
medidas_magS33=m{8};
medidas_pS33=m{9};
fid=fopen('Wilkinson_S23_19_05_09.s2p');
m=textscan(fid,'%f %f %f %f %f %f %f %f %f','HeaderLines',6);
fclose(fid);

% medidas_frec=m{1};
% medidas_magS11=m{2};
% medidas_pS11=m{3};
medidas_magS32=m{4};
medidas_pS32=m{5};
medidas_magS23=m{6};
medidas_pS23=m{7};
% medidas_magS33=m{8};
% medidas_pS33=m{9};

%%%%%%%%%%%%%% Figura parametros S medidas %%%%%%%%%%%%%%%
figure
plot(medidas_frec,20*log10(medidas_magS11),          medidas_frec,20*log10(medidas_magS21),
medidas_frec,20*log10(medidas_magS31),              medidas_frec,20*log10(medidas_magS23),
medidas_frec,20*log10(medidas_magS22), medidas_frec,20*log10(medidas_magS33));
title('Parametros S (medidas)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('dB');
legend('dB(|S11|)', 'dB(|S21|)', 'dB(|S31|)', 'dB(|S23|)', 'dB(|S22|)', 'dB(|S33|)');
grid

fid=fopen('Wilkinson_mas_antenna.s2p');
m=textscan(fid,'%f %f %f %f %f %f %f %f %f','HeaderLines',6);
fclose(fid);
medidas_frec=m{1};
medidas_magS11=m{2};
medidas_pS11=m{3};
medidas_magS21=m{4};
medidas_pS21=m{5};
medidas_magS12=m{6};
medidas_pS12=m{7};
medidas_magS22=m{8};
medidas_pS22=m{9};

%%%%%%%%%%%%%% Figura parametros S medidas %%%%%%%%%%%%%%%
figure
plot(medidas_frec,20*log10(medidas_magS22));
title('Parametros S (medidas)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('dB');
legend('dB(|S11|)');
grid

```

## 7.2 Estudio teórico de cómo afectan los parámetros

### S del híbrido de 90° a la antena

Para este estudio se plantea que la matriz de parámetros S es de la forma mostrada en (7-1). En esta matriz se supone que la adaptación en los puertos no es ideal, que es igual a todos y que es de valor M. Por otra parte, también se considera que el aislamiento al puerto aislado no es perfecto, que es de valor K y tiene fase de 90°. Todos los demás parámetros, que representan la transferencia de cada puerto a sus dos puertos acoplados, son de valor A y le termino de fase adecuado en cada caso.

$$[S^{H-90^\circ}] = \begin{bmatrix} M & -Aj & -A & -Kj \\ -Aj & M & -Kj & -A \\ -A & -Kj & M & -Aj \\ -Kj & -A & -Aj & M \end{bmatrix} \quad (7-1)$$

Para que el híbrido cumpla la condición de unitariedad, se debe cumplir la condición (7-2).

$$[S^{H-90^\circ}]^H [S^{H-90^\circ}] = [I]$$

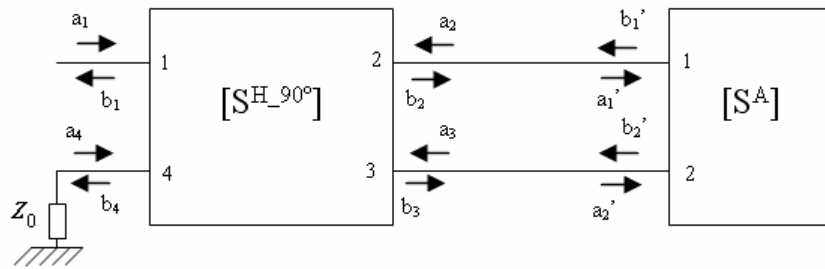
$$\begin{bmatrix} M & Aj & -A & Kj \\ Aj & M & Kj & -A \\ -A & Kj & M & Aj \\ Kj & -A & Aj & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M & -Aj & -A & -Kj \\ -Aj & M & -Kj & -A \\ -A & -Kj & M & -Aj \\ -Kj & -A & -Aj & M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7-2)$$

El desarrollo de (7-2), lleva a la condición que, para que el híbrido cumpla la condición de unitariedad, el aislamiento debe ser igual a la desadaptación del puerto de entrada.

$$\left. \begin{aligned}
 M^2 + A^2 + A^2 + K^2 &= 1 \\
 -AMj + MAj + AKj + KAj &= 0 \\
 -MA + KA - MA + KA &= 0 \\
 -MKj - A^2j + A^2j + KMj &= 0 \\
 AMj - MAj - KAj + AKj &= 0 \\
 A^2 + M^2 + K^2 + A^2 &= 1 \\
 -A^2j - MKj + KMj + A^2j &= 0 \\
 KA - MA + KA - MA &= 0
 \end{aligned} \right\} \Rightarrow M = K \quad (7-3)$$

De (7-3) se obtiene la relación entre los parámetros A, K y M:

$$\begin{aligned}
 M^2 + A^2 + A^2 + K^2 &= (M^2 + A^2)2 = 1 = 2M^2 + 2A^2 = 1 \\
 2A^2 &= 1 - 2M^2 \Rightarrow A = \sqrt{\frac{1 - 2M^2}{2}} \quad (7-4)
 \end{aligned}$$



**Figura 7-1 Esquema de conexión del híbrido de 90° con la antena. Caracterización de onda incidente y reflejada en cada uno de los puertos.**

En la Figura 7-1 se muestra el esquema de conexión del híbrido de 90° con la antena. De esta figura y de la matriz de parámetros S del híbrido mostrada en (7-1), se obtiene el siguiente conjunto de ecuaciones.



$$a_4 = 0$$

$$\begin{aligned} b_1 &= Ma_1 - Aa_2j - Aa_3 \\ b_2 &= -Aa_1j + Ma_2 - ka_3j \\ b_3 &= -Aa_1 - Ka_2j + Ma_3 \\ b_4 &= -Ka_1j - Aa_2 - Aa_3j \end{aligned} \quad (7-5)$$

$$\begin{aligned} S_{11}^A b_2 + S_{12}^A b_3 &= a_2 \\ S_{21}^A b_2 + S_{22}^A b_3 &= a_3 \end{aligned}$$

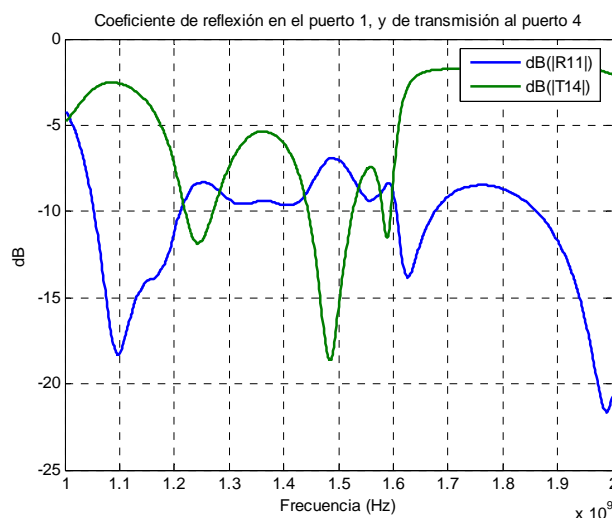
A partir de (7-5), se encuentra con la herramienta Maple el coeficiente de reflexión a la entrada del híbrido ( $R_{11}=b_1/a_1$ ) y el coeficiente de transmisión del puerto 1 al puerto 4 ( $T_{4114}=b_4/a_1$ ):

$$\begin{aligned} R_{11} := & \left( Ma_1 - \frac{I A^2 a_1 (-I S_{11}A + 2 I S_{11}A S_{22}A M - S_{12}A - 2 I S_{12}A S_{21}A M)}{2 S_{22}A M^2 S_{11}A - 2 S_{12}A M^2 S_{21}A + 1 - S_{11}A M + I S_{12}A M + I S_{21}A M - S_{22}A M} \right. \\ & + \frac{A^2 a_1 (I S_{21}A + S_{22}A)}{2 S_{22}A M^2 S_{11}A - 2 S_{12}A M^2 S_{21}A + 1 - S_{11}A M + I S_{12}A M + I S_{21}A M - S_{22}A M} \\ & \left. \right) / a_1 \end{aligned} \quad (7-6)$$

$$\begin{aligned} T_{41} := & \left( -I Is a_1 - \frac{A^2 a_1 (-I S_{11}A + 2 I S_{11}A S_{22}A M - S_{12}A - 2 I S_{12}A S_{21}A M)}{2 S_{22}A M^2 S_{11}A - 2 S_{12}A M^2 S_{21}A + 1 - S_{11}A M + I S_{12}A M + I S_{21}A M - S_{22}A M} \right. \\ & + \frac{I A^2 a_1 (I S_{21}A + S_{22}A)}{2 S_{22}A M^2 S_{11}A - 2 S_{12}A M^2 S_{21}A + 1 - S_{11}A M + I S_{12}A M + I S_{21}A M - S_{22}A M} \\ & \left. \right) / a_1 \end{aligned} \quad (7-7)$$

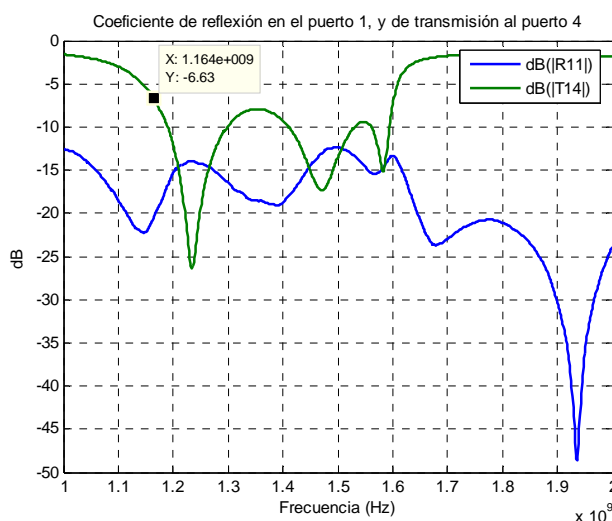
Dado que estas expresiones son muy difíciles de analizar, se implementa un código Matlab (apartado 7.2.1) para simularlas. En este código se cargan las medidas reales de la

última antena fabricada. En la Figura 7-2 se muestra el resultado de la simulación de las expresiones para un valor de S11 del híbrido (y S41) de -10dB, obteniendo que éste valor no es suficiente.



**Figura 7-2 R11 y T41 simulados con S11H=S41H=-10dB**

En la Figura 7-3 se muestran las mismas expresiones pero para un valor de S11 del híbrido de -20dB. En este caso el resultado tampoco es satisfactorio. Viendo como afecta que la adaptación en los puertos no sea ideal y que el aislamiento entre puertos contiguos tampoco lo sea en el híbrido, podemos concluir que para esta aplicación se necesitaría un híbrido con unas características de adaptación y aislamiento muy buenas y en un ancho de banda muy grande, algo difícil de conseguir con un híbrido normal. Por otro lado, también podemos decir que si el parámetro S21 de la antena fuera más pequeño, no se requeriría un híbrido de tan altas prestaciones.



**Figura 7-3 R11 y T41 simulados con S11H=S41H=-20dB**

## 7.2.1 Código Matlab

```
function return_loss_isolation_not_ideal
close all

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
fid=fopen('acpatch2p_cl_abs_080409.s2p');
m=textscan(fid,'%f %f %f %f %f %f %f %f %f','HeaderLines',6);
fclose(fid);
frec=m{1};
mS11A=m{2};
pS11A=m{3};
mS21A=m{4};
pS21A=m{5};
mS12A=m{6};
pS12A=m{7};
mS22A=m{8};
pS22A=m{9};
S11A=10.^(mS11A/20).*exp(i*pS11A*pi/180);
S12A=10.^(mS12A/20).*exp(i*pS12A*pi/180);
S21A=10.^(mS21A/20).*exp(i*pS21A*pi/180);
S22A=10.^(mS22A/20).*exp(i*pS22A*pi/180);
u_antenna=(abs(S11A)).^2+(abs(S21A)).^2;
figure;
plot(frec,20*log10(S11A),frec,20*log10(S12A),frec,20*log10(S21A),frec,20*log10(S22A));
title('Parametros S de la antena (magnitud)');
legend('dB(|S11A|)', 'dB(|S12A|)', 'dB(|S21A|)', 'dB(|S22A|)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('dB');
grid
figure;
plot(frec,pS11A,frec,pS12A,frec,pS21A,frec,pS22A);
title('Parametros S de la antena (fase)');
legend('p(|S11A|)', 'p(|S12A|)', 'p(|S21A|)', 'p(|S22A|)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('°');
grid
figure;
plot(frec,u_antenna);
title('|S11A|^2+|S21A|^2');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
grid
RL=-20;
M=10^(RL/20);
Is=M;
A=sqrt((1-2*M^2)/2);
I=i;
a1=1;
R11 = (M.*a1-I.*A^2.*a1.*(-I.*S11A+2.*I.*S11A.*S22A.*M-S12A-2.*I.*S12A.*S21A.*M)./(2.*S22A.*M^2.*S11A-2.*S12A.*M^2.*S21A+1-S11A.*M+I.*S12A.*M+I.*S21A.*M-S22A.*M)+A^2.*a1.*(I.*S21A+S22A)./(2.*S22A.*M^2.*S11A-2.*S12A.*M^2.*S21A+1-S11A.*M+I.*S12A.*M+I.*S21A.*M-S22A.*M))./a1;
```

```

T21 = (-I.*A.*a1+M.*A.*a1.*(-I.*S11A+2.*I.*S11A.*S22A.*M-S12A-
2.*I.*S12A.*S21A.*M))./(2.*S22A.*M^2.*S11A-2.*S12A.*M^2.*S21A+1-S11A.*M+I.*S12A.*M+I.*S21A.*M-
S22A.*M)+I.*Is.*A.*a1.*(I.*S21A+S22A))./(2.*S22A.*M^2.*S11A-2.*S12A.*M^2.*S21A+1-
S11A.*M+I.*S12A.*M+I.*S21A.*M-S22A.*M))./a1;

T31 = (-A.*a1-I.*Is.*A.*a1.*(-I.*S11A+2.*I.*S11A.*S22A.*M-S12A-
2.*I.*S12A.*S21A.*M))./(2.*S22A.*M^2.*S11A-2.*S12A.*M^2.*S21A+1-S11A.*M+I.*S12A.*M+I.*S21A.*M-
S22A.*M)-M.*A.*a1.*(I.*S21A+S22A))./(2.*S22A.*M^2.*S11A-2.*S12A.*M^2.*S21A+1-
S11A.*M+I.*S12A.*M+I.*S21A.*M-S22A.*M))./a1;

T41 = (-I.*Is.*a1-A^2.*a1.*(-I.*S11A+2.*I.*S11A.*S22A.*M-S12A-
2.*I.*S12A.*S21A.*M))./(2.*S22A.*M^2.*S11A-2.*S12A.*M^2.*S21A+1-S11A.*M+I.*S12A.*M+I.*S21A.*M-
S22A.*M)+I.*A^2.*a1.*(I.*S21A+S22A))./(2.*S22A.*M^2.*S11A-2.*S12A.*M^2.*S21A+1-
S11A.*M+I.*S12A.*M+I.*S21A.*M-S22A.*M))./a1;

R11_dB=20*log10(abs(R11));
T21_dB=20*log10(abs(T21));
T31_dB=20*log10(abs(T31));
T41_dB=20*log10(abs(T41));
pT21=angle(T21)*180/pi;
pT31=angle(T31)*180/pi;
pR11=angle(R11)*180/pi;
pT41=angle(T41)*180/pi;
SH=zeros(4,4);
SH(1,1)=M;      SH(1,2)=-i*A;      SH(1,3)=-A;      SH(1,4)=-i*Is;
SH(2,1)=-i*A;   SH(2,2)=M;      SH(2,3)=-i*Is;   SH(2,4)=-A;
SH(3,1)=-A;     SH(3,2)=-i*Is;   SH(3,3)=M;     SH(3,4)=-i*A;
SH(4,1)=-i*Is;  SH(4,2)=-A;     SH(4,3)=-i*A;   SH(4,4)=M;
SH
SH'
I=SH'*SH
figure;
plot(frec,R11_dB,frec,T41_dB);
title('Coeficiente de reflexión en el puerto 1, y de transmisión al puerto 4');
legend('dB(|R11|)', 'dB(|T14|)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('dB');
grid
figure;
plot(frec,T21_dB,frec,T31_dB);
title('Coeficiente de transmisión a los puertos 2 y 3');
legend('dB(|T21|)', 'dB(|T31|)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('dB');
grid
figure;
plot(frec,pR11,frec,pT21,frec,pT31,frec,pT41);
title('Fase de R11, T21, T31 y T41');
legend('p(|R11|)', 'p(|T21|)', 'p(|T31|)', 'p(|T41|)');
xlabel('Frecuencia (Hz)');
ylabel('dB');
grid

```



## Resum:

*Aquest projecte se centra en el disseny d'una antena microstrip per a GNSS. Una antena per a GNSS ha de tenir adaptació de impedància d'entrada i polarització circular a dretes, com a principals especificacions, en el rang de 1.15-1.6 GHz.*

*El tipus d'alimentació d'una antena microstrip amb el major ample de banda d'adaptació és l'alimentació mitjançant acoblament per apertura. Si a l'antena s'introdueixen dos apertures de forma ortogonal, alimentades amb un desfasament de 90° entre elles, s'aconsegueix polarització circular. L'opció de separar les apertures redueix la transferència de potència entre elles, i disminueix el guany de polarització creuada.*

*La xarxa d'alimentació dissenyada és un divisor de Wilkinson amb una línia de  $\lambda/4$  a la freqüència central, encara que el desfasament als extrems de la banda no sigui de 90°. Com a xarxa d'alimentació es va provar un híbrid de 90°, però l'elevat valor del paràmetre S21 de l'antena impossibilita l'adaptació a l'entrada del híbrid.*

## Resumen:

*Este proyecto se centra en el diseño de una antena microstrip para GNSS. Una antena para GNSS debe tener adaptación de impedancia de entrada y polarización circular a derechas, como principales especificaciones, en el rango 1.15-1.6 GHz.*

*El tipo de alimentación de una antena microstrip con el mayor ancho de banda de adaptación es la alimentación mediante acoplo por apertura. Si en la antena se introducen dos aperturas de forma ortogonal, alimentadas con un desfase de 90° entre ellas, se logra polarización circular. La opción de separar las aperturas reduce la transferencia de potencia entre ellas, y disminuye la ganancia de polarización cruzada.*

*La red de alimentación diseñada es un divisor de Wilkinson con una línea de  $\lambda/4$  a la frecuencia central, aunque el desfase en los extremos de la banda no sea de 90°. Como red de alimentación se probó un híbrido de 90°, pero el elevado valor del parámetro S21 de la antena imposibilita la adaptación a la entrada del híbrido.*

## Summary:

*This project is based on the design of a microstrip antenna for GNSS. A GNSS antenna must have input impedance matching and right hand circular polarization, as main specifications, in the frequency range of 1.15-1.6 GHz.*

*The feeding technique of a microstrip antenna with the biggest impedance matching bandwidth is the aperture-coupled feeding technique. If two apertures are introduced orthogonally in the antenna, and fed with a 90° phase difference between them, circular polarizations is achieved. The option of separating the apertures reduces the power transference between them, and decreases the cross-polarization gain.*

*The designed feeding network is a Wilkinson divider with a  $\lambda/4$  line at central frequency, although the phase difference at the ends of the band is not 90°. A 90° branch-line was tested as feeding network, but the high level of the antenna S21 parameter makes impossible the input impedance matching of the 90° branch-line.*