



Universidad
Zaragoza

PROYECTO FIN DE CARRERA

**DISEÑO DE ANTENAS Y
CARACTERIZACIÓN DE SU
IMPEDANCIA EN ENTORNOS
MÓVILES**

Centro Politécnico Superior
de la Universidad de Zaragoza



**Departamento de
Ingeniería Electrónica
y Comunicaciones**

Universidad Zaragoza

Especialidad: COMUNICACIONES

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

AUTOR: **Guillermo Pascual**

DIRECTOR: Dr. Pedro Luis Carro

Zaragoza, Curso 2010-2011

Agradecimientos

Este proyecto se lo dedico especialmente a mis padres y a mi hermana, a quienes agradezco de todo corazón el enorme apoyo y cariño que me han brindado en estos años. Sé que han sido años muy difíciles y sin vosotros nunca podría haberlo conseguido. Os quiero.

Una mención especial para mi tía Mamen. Toda la familia siempre va a estar a tu lado ayudándote a superar este bache que has tenido. Nunca olvides una frase que decía un “amigo” que ya no está entre nosotros: Porque la vida puede ser maravillosa...

A mis abuelas, porque para mi sois la joya de la corona, ya lo sabéis. Y a mi tío Ricardo, por todos los buenos momentos que hemos pasado juntos y por todo lo que me has enseñado desde que un buen día me dejaste trastear con tu primer ordenador o abriste tus libros de física, siempre estaré orgulloso de ti.

A mi madrina, porque eres una segunda madre para mi y todo el cariño y alegría que me aportas no tiene precio. Siempre podré fardar de contar con una madrina así.

Al resto de mi familia. Porque ya sabéis lo importantes que sois para mi.

A mi grupo de amigos, mis queridos CTG y todos los demás. Porque en la vida es difícil encontrar amigos de verdad y hace ya muchísimos años que tengo esta suerte.

A Pedro, por haberme ayudado en todo momento a realizar este proyecto, y comprendido y apoyado con todos los problemas que he tenido. Muchísimas gracias.

A Nacho, porque estos meses has conseguido que sacase adelante todos los proyectos que tenía en mente. Creo que nunca podré devolverte todo lo que has hecho por mi en este tiempo.

A todos los profesores que he tenido en la carrera, por todo lo que me habéis enseñado en estos años. Soy ingeniero gracias a vuestro esfuerzo en la Universidad, día tras día, y que en tantas ocasiones no sabemos valorarlo. Gracias.

A Armin Van Buuren, Linkin Park, Mike Oldfield y compañía. Cuantísimas horas me habéis acompañado en este ”viaje” con vuestras canciones.

Resumen

Los elementos que rodean a un sistema de comunicaciones pueden repercutir de forma negativa en el comportamiento del mismo, degradando las prestaciones de la antena. El entorno, ya sea Outdoor o Indoor, consta de una amplia variedad de objetos cuyo impacto en la antena no puede ser despreciable.

Con el objetivo de estudiar la influencia de estos elementos, se procede al diseño de antenas de sistemas de comunicaciones móviles, haciendo especial énfasis en los modelos fractales, como Hilbert o Minkowski, que permiten reducir de forma considerable el tamaño de la antena garantizando las mismas prestaciones, y se estudia la variabilidad de su impedancia de entrada.

Tras la realización de estos diseños se obtiene un prototipo de antena fractal Hilbert que garantiza resonancias en las bandas TETRA y WLAN.

Índice general

Contents	v
I Memoria	1
1. Introducción	3
1.1. Justificación e interés del Proyecto	3
1.2. Objetivos y alcance	4
1.3. Desarrollo del Proyecto	4
1.4. Contenido	5
2. Diseño de antenas básicas tipo <i>Microstrip</i>	7
2.1. Introducción.	7
2.2. Características de las antenas microstrip.	8
2.3. Aspectos relevantes del diseño de antenas.	9
2.3.1. Consideraciones en el diseño	9
2.3.2. Entornos Móviles Indoor-Outdoor	9
2.4. El simulador HFSS (High Frequency Structure Simulator).	10
2.4.1. Criterios para la evaluación de resultados	10
2.4.2. Primeras Simulaciones	11
2.4.3. Otras propuestas y conclusiones	13
3. Diseño de antenas PIFA y Fractales	15
3.1. Concepto de antena PIFA	15
3.2. Características principales de las antenas PIFA	16
3.3. Diseño y simulación de antenas PIFA	17
3.3.1. Diseño y simulación de antena a 460 MHz	17
3.3.2. Diseño y simulación de antena PIFA a 2.45 GHz	18
3.4. Estragias clásicas de compactación	20
3.4.1. Estrategia 1	21
3.4.2. Estrategia 2: desdoblamiento de la estructura radiante	22
3.5. Discusión sobre los diseños de PIFAs	22
3.6. Técnicas de compactación fractal	24
3.7. Modelos Fractales aplicados	25
3.7.1. Modelos de Hilbert y Minkowski	25
3.7.2. Modelo de Koch	26

3.8. Diseño de antenas PIFA compactas mediante fractalización	26
3.8.1. Modelo de Hilbert	26
3.8.2. Modelo de Minkowski	32
3.9. Analisis de los resultados de los diseños	35
4. Modelado de Impedancia	37
4.1. Introducción	37
4.2. Importancia de la Impedancia de Entrada	38
4.3. Evaluación experimental	40
4.3.1. Captura de Datos utilizando el protocolo GPIB	41
4.3.2. Estimación de la variabilidad de la impedancia de entrada: resultados.	44
4.4. Extracción Estadísticas y Predicción para las antenas.	45
4.4.1. Extracción de los parámetros Estadísticos	45
4.4.2. Predicción de los valores dinámicos de Z	47
4.5. Estimación de la SNR y mejora con ATU ideal	49
4.6. Conclusiones y Límitaciones del método	51
5. Conclusiones y Líneas	53
5.1. Conclusiones	53
5.2. Líneas futuras	53
Bibliografía	55
II Anexos	57

Parte I
Memoria

Capítulo 1

Introducción

1.1. Justificación e interés del Proyecto

El diseño de equipos de comunicaciones móviles actuales tiene como objetivo proporcionar tasas elevadas de transmisión de datos para proveer nuevos servicios, tales como Internet, televisión... Una de las variables básicas que determina la capacidad es la relación señal a ruido, por lo que, desde el punto de vista en recepción, es muy importante entregar la máxima potencia posible al receptor. Esto equivale a tener una buena adaptación entre el elemento radiante situado en el terminal y el amplificador de bajo ruido (LNA) que normalmente comienza la cadena de amplificación de la que consta el sistema receptor.

La condición para conseguir buena adaptación y maximizar la potencia entregada en recepción es un resultado muy conocido de la Teoría de Circuitos, y depende básicamente de la impedancia de entrada de antena y la del LNA. Así, en un terminal en una situación estática en la cual la antena está aislada del medio, normalmente es posible prever la impedancia de antena y diseñar unas buenas redes de adaptación entre el elemento radiante y el LNA. No obstante, esta estrategia de diseño no puede ser rigurosamente cierta en una situación real para un terminal móvil, en donde, por un lado, el escenario modifica las condiciones de contorno de funcionamiento de la antena, y por otro la posición cambia dinámicamente en el tiempo, modificando la región del espacio donde se sitúa la antena. Básicamente, en un escenario real, la impedancia de entrada de antena será una magnitud dinámica, en la que un diseño estático convencional no garantiza pura adaptación.

Actualmente, se están investigando redes dinámicas para conseguir excelentes coeficientes de adaptación entre antena y LNA, evidentemente a expensas de elevar la complejidad del diseño en recepción, pero mejorando la capacidad del sistema. Estos sintetizadores de impedancia intentan cubrir todo el diagrama de Smith, para poder adaptar cualquier posible valor. Sería mucho más lógico intentar adaptar sólo aquellas impedancias que previsiblemente va a tomar la antena, lo que puede simplificar la arquitectura y diseño del sintetizador de impedancias. No obstante, hay muy pocos estudios sobre tratamiento estadístico de impedancias y mucho menos, sobre la variabilidad de este parámetro en estructuras radiantes para comunicaciones móviles.

1.2. Objetivos y alcance

El objetivo de este proyecto es diseñar, implementar y evaluar un conjunto de antenas (incluidos algunos prototipos previamente diseñados y montados) para sistemas de comunicaciones Indoor-Outdoor, con el objeto de realizar un estudio empírico de variabilidad de la impedancia de entrada de las antenas en las situaciones típicas de uso, que permita facilitar el diseño de un adaptador compacto de impedancias de entrada de antena atendiendo a funciones de densidad de probabilidad típica de impedancias medidas en el proceso inicial.

Una vez llevado a cabo un estudio bibliográfico sobre antenas para sistemas móviles, haciendo especial énfasis en antenas impresas, se procede al desarrollo y simulación electromagnética mediante el software HFSS de nuevas propuestas geométricas que permitan mejorar estructuras ya existentes (mediante compactación, mínimas pérdidas de retorno en las bandas de interés y estudiando sus diagramas de radiación para sistemas móviles).

Para ello, se hará uso de diferentes geometrías tales como parches microstrip, dipolos impresos o la clásica PIFA, en las bandas de frecuencia típicas para sistemas móviles como son TETRA, ISM o WLAN (véase Anexo B para ver las principales características de estos sistemas).

1.3. Desarrollo del Proyecto

Las fases que se han seguido para la realización de este proyecto han sido las siguientes:

1. Estudio bibliográfico y de la literatura existente sobre antenas para sistemas móviles, con especial énfasis en antenas impresas. Amplia documentación sobre la compactación de antenas mediante fractales, prestando especial atención en los modelos de Hilbert y Koch.
2. Desarrollo y simulación electromagnética mediante el programa HFSS de antenas básicas PIFA así como de alguna nueva propuesta geométrica que permita mejorar las estructuras existentes, es decir, se ajustan los diseños de los modelos de Hilbert y Koch consiguiendo una antena dual con las prestaciones deseadas.
3. Evaluación experimental de las geometrías en entornos indoor y outdoor, desde el punto de vista de la impedancia de entrada. Se generará así un banco de datos, que posteriormente habrá que procesar.
4. Modelado estadístico de la variabilidad de la impedancia de entrada en base a los datos obtenidos del proceso experimental.
5. Obtención de conclusiones.

La evaluación experimental se realizará utilizando un analizador de redes vectorial (VNA) disponible en el laboratorio de Alta Frecuencia en el Centro Politécnico superior.

1.4. Contenido

A continuación se detalla la estructura de los contenidos de la memoria del proyecto:

- **Capítulo 1: Introducción.** Se describe el interés general del proyecto y se definen los objetivos que se pretenden alcanzar y se citan las fases de desarrollo del proyecto.
- **Capítulo 2: Diseño de antenas básicas microstrip.** En este capítulo se describen los principios fundamentales de las antenas tipo parche y las bandas de frecuencias TETRA y WLAN.
- **Capítulo 3: Diseño de antenas PIFA (Planar Inverted-F Antenna) y Compactación de antenas mediante fractales .** Se detallan las principales características de las antenas PIFA y se incluyen diseños a las dos frecuencias deseadas, estudiando la influencia de los distintos parámetros en su comportamiento. Así mismo, se presentan dos de los modelos más importantes para compactar el tamaño de una antena, Hilbert y Minkowski. Se lleva a cabo un completo análisis de ambos, comparando los resultados obtenidos.
- **Capítulo 4: Técnicas para el modelado de la impedancia.** Se procede a la toma de medidas en el laboratorio una vez se ha implementado un código en C que permita utilizar el protocolo GPIB con el analizador de redes vectorial con el objetivo de predecir el comportamiento estadístico de la impedancia y utilizar dicha información para prever prestaciones y utilizarla en el diseño de sintetizadores de impedancias.
- **Capítulo 5: Conclusiones y Trabajo Futuro.** Finalmente en este capítulo se extraen conclusiones sobre los resultados obtenidos y se plantean posibles líneas de trabajo futuro como continuación al presente proyecto.

Al final de la memoria se adjuntan una serie de anexos que aclaran distintos conceptos que no quedan definidos con detalle en la memoria:

- **Anexo A:** Consideraciones Generales sobre antenas. En este anexo se exponen diferentes definiciones sobre antenas que permiten aclarar algunos conceptos.
- **Anexo B:** Sistemas Tetra y WLAN. Se presenta una descripción esencial de los sistemas para los que se pretende diseñar y evaluar las estructuras radiantes de este trabajo.
- **Anexo C:** Simulador HFSS. Se introduce esta herramienta de simulación y se definen las características del substrato FR4 empleado así como los diferentes tipos de alimentación en una antena.
- **Anexo D:** Programa de diseño de la línea coplanar.
- **Anexo E:** Otras simulaciones. En este anexo se incluyen otros diseños que se han realizado durante el presente proyecto.

- **Anexo F:** Descripción del protocolo GPIB que va a permitir la conexión con el analizador de espectros y la consiguiente medida de los parámetros S de los diseños de antenas realizados en el proyecto y su posterior estudio y análisis matemático.
- **Anexo G:** Diseño y simulación de una antena impresa triangular a 2.45 GHz.

Capítulo 2

Diseño de antenas básicas tipo *Microstrip*

Dado que para diseñar cualquier elemento de un sistema de comunicaciones es necesario conocer los requisitos de dicho sistema, en este capítulo se hace una breve descripción de las antenas microstrip a modo de introducción para presentar las especificaciones que ha de tener una antena de telefonía móvil y cuya evolución se mostrará en los próximos capítulos con nuevas simulaciones.

2.1. Introducción.

Las antenas tipo parche [1-3] también son conocidas como antenas microstrip ya que se basan en dicha tecnología. Su uso tiene un gran auge para aplicaciones en las que el tamaño reducido es importante por ejemplo: aeronáutica, aviación, satélites, aplicaciones en misiles, dispositivos móviles, comunicaciones inalámbricas en general, y para frecuencias elevadas principalmente en los rangos de microondas y ondas milimétricas.

Algunas de las ventajas que este tipo de antenas pueden ofrecer son su tendencia a la miniaturización al lograr dispositivos cada vez más pequeños y con componentes livianos, fáciles de integrar tanto a superficies planas como no planas, sencillas, de fácil producción en masa (por lo que los costos pueden ser muy reducidos), fáciles de adaptar con circuitos integrados de microondas, versátiles en términos de impedancia, patrón, polarización y frecuencia de resonancia.

También presentan algunos inconvenientes como su baja potencia de radiación (debido a su estructura, no se puede soportar altas potencias en los componentes de una antena microstrip), baja eficiencia, ancho de banda angosto, considerables pérdidas y son fácilmente afectadas por el factor térmico (sobre todo si se trabaja sobre substratos flexibles).

A continuación se detallan los conceptos básicos a considerar para las antenas tipo parche con forma cuadrada.

2.2. Características de las antenas microstrip.

Las antenas impresas de tipo parche, también denominadas antenas microstrip, se diseñan a partir de líneas de transmisión o resonadores sobre substrato dieléctrico, eligiendo las dimensiones de forma que la estructura transforme la potencia de la señal en forma de radiación electromagnética.

Típicamente, la estructura consiste en un parche metálico (dimensiones comparables a λ), sobre un substrato dieléctrico sin pérdidas, como se observa en la figura 2.1. El grosor oscila entre $0,003\lambda$ y $0,05\lambda$ y la constante dieléctrica relativa (ϵ_r) suele tomar valores entre 2 y 12. En la parte inferior de la estructura se tiene un plano conductor perfecto referenciado a tierra.

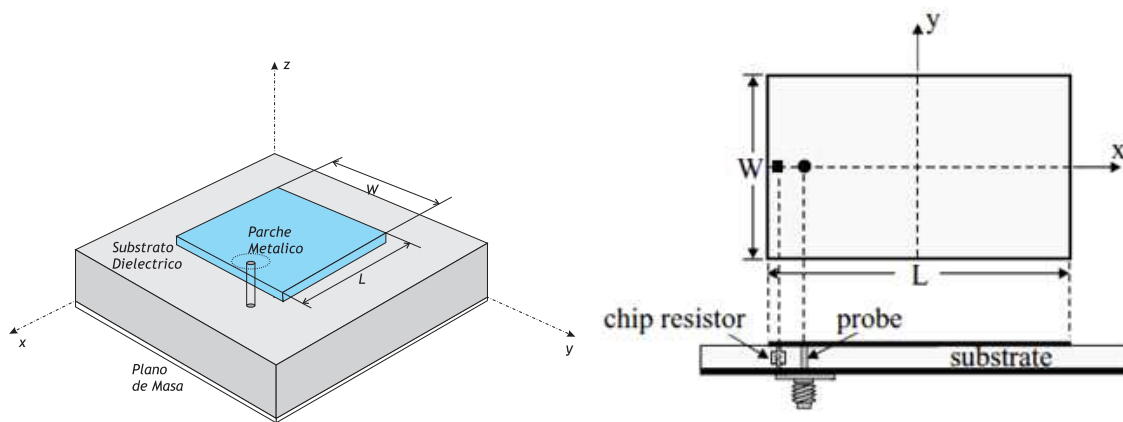


Figura 2.1: Geometría básica de una estructura radiante tipo *microstrip* .

Los rangos de medidas y características de los parámetros son los siguientes:

1. El valor de t tiene que ser muy delgado: $t \ll \lambda_0$ (λ_0 es la longitud de onda de la señal en el espacio libre).
2. El valor de L puede variar dependiendo de la forma utilizada. Para un parche tipo rectangular se tienen los siguientes rangos: $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$.
3. El ancho del substrato debe de ser grueso (como se ha explicado con anterioridad) y por lo general se puede considerar: $h \ll \lambda_0$.
4. La permitividad eléctrica del substrato dieléctrico por lo general se encuentra dentro de los rangos: $2,2 < \epsilon_r < 12$. Debe de buscarse la menor permitividad posible para lograr una mejor eficiencia en la antena.

Las prestaciones electromagnéticas de una antena microstrip quedan definidas por dos factores relevantes: la forma geométrica del parche y el tipo de alimentación (ver Anexo C).

Dependiendo de los requerimientos se puede recurrir a varios tipos de configuraciones. Los más típicos son el dipolo (tanto en su forma de media onda como de onda completa), una antena cuadrada, rectangular, pentagonal, triangular, circular, disco con ranura, sector de disco, anillo, semi-disco, anillo elíptico o espiral.

Otro tipo particular de antena tipo parche que ha surgido en años recientes es la llamada “antena F invertida plana” (PIFA, *Planar Inverted F Antenna*) muy utilizada para unidades móviles. Es básicamente la mitad de una antena tipo parche cuadrada y se estudiará en el siguiente capítulo.

2.3. Aspectos relevantes del diseño de antenas.

A la hora de diseñar una antena interna para un terminal móvil se tiene en cuenta, entre otras, las siguientes características: influencia del usuario, nivel de compactación o tamaño, eficiencia total lo más alta posible y un diseño que cumpla las especificaciones de ancho de banda requerido. Se debe destacar que, en general, existe un alto compromiso entre ellas y que optimizar una normalmente supone un deterioro de las otras.

2.3.1. Consideraciones en el diseño

El propósito del presente proyecto es el diseño de antenas que se integren en un terminal móvil. Al desarrollar el estudio en las bandas de frecuencias típicas para sistemas móviles, en nuestro caso TETRA y WLAN, el requerimiento mínimo se centran en conseguir un ancho de banda en torno a 40 MHz para la frecuencia deseada.

Otro factor a tener en cuenta es el tamaño de la antena, puesto que las dimensiones de un terminal móvil son mucho menores que la longitud de onda de la banda a estudiar. Se requiere una antena muy compacta para que se pueda insertar en el terminal móvil, lo que limita sus prestaciones y nos lleva a un completo estudio de la compactación de antenas móviles mediante fractales (Capítulo 3).

En una antena receptora, se pueden admitir pérdidas de desadaptación (lo que supone disminuir la eficiencia total) siempre y cuando el nivel de señal sea lo suficientemente alto comparado con el nivel de ruido.

Típicamente el criterio de diseño más utilizado para definir el ancho de banda de trabajo de una antena es el de conseguir la máxima adaptación de impedancias de la antena para toda la banda de frecuencias en la que esta ha de operar, tomándose como criterio de diseño que el parámetro $S_{11} < -10$ dB. El parámetro S_{11} , también denominado pérdidas de retorno, cuantifica la potencia reflejada a la entrada de la antena de tal manera que, cuanto mayor sea, mayor reflexión se produce y, por lo tanto, menor cantidad de señal se entrega a la antena. Es por esto por lo que interesan valores pequeños de éste parámetro.

2.3.2. Entornos Móviles Indoor-Outdoor

Una de las fases fundamentales del presente proyecto es el estudio de la influencia de un entorno Indoor o outdoor [4] con respecto al comportamiento de la antena que se ha diseñado, atendiendo a la variabilidad de su impedancia de entrada.

El problema es que no sólo debemos analizar cómo funciona una antena a través de un programa de simulación como puede ser HFSS, sino también en este comportamiento de la antena pueden influir elementos externos, sea un dispositivo electrónico como un reproductor DVD u otro como una lata de refresco, provocando que el funcionamiento no sea el esperado y no se obtengan el ancho de banda y pérdidas de retorno deseadas.

2.4. El simulador HFSS (High Frequency Structure Simulator).

HFSS es la herramienta común que permite la simulación del campo electromagnético en estructuras 3D (véase Anexo C, donde se describen sus principales características).

2.4.1. Criterios para la evaluación de resultados

El objetivo que se busca es el de comparar las prestaciones de ambas propuestas de diseño para sendas bandas de trabajo. Los parámetros de diseño de la antena en los que se centra el estudio son las dimensiones de la estructura radiante, el ancho de banda, sus pérdidas de retorno y la ganancia realizada.

Bases para el estudio comparativo

Se fijan una serie de condiciones, que permanecen invariables, para que, una vez expuestas ambas propuestas de diseño, se comparen de forma precisa.

1. Para que las propiedades inherentes de los materiales empleados no afecten a las conclusiones de la comparación, el sustrato FR4 de 1.54 mm es el utilizado en todos los diseños propuestos en este proyecto y se utiliza una constante dieléctrica de valor 4.55 y una tangente de pérdidas de valor 0.02.
2. Todas las geometrías se diseñan con una impedancia de referencia de 50 Ω .
3. Para comparar las estructuras radiantes, el estudio se centra en dos bandas de frecuencias. La primera con el sistema TETRA en torno a 450-460 MHz y la segunda con WLAN en 2.45 GHz

Parámetros cuantitativos de evaluación

Una vez establecidos los parámetros anteriores, se define una serie de consideraciones generales de antenas, sobre las cuales se efectúa un estudio comparativo entre las diferentes propuestas de diseño. Estos conceptos quedan más detallados en el **Anexo A**.

1. Ancho de banda de impedancia: rango de frecuencias en el que la adaptación de impedancia a la entrada satisface el criterio especificado por las pérdidas de retorno (Return Loss, RL).
2. Frecuencia central (f_{central}): valor medio de los límites frecuenciales máximo (f_{max}) y mínimo (f_{min}), dentro de los cuales se cumple el criterio de pérdidas de retorno definido.
3. Frecuencia de resonancia: frecuencia en la que la parte imaginaria de la impedancia de antena es nula.

2.4.2. Primeras Simulaciones

Diseño y simulación de una antena microstrip a 430 MHz

La antena que se propone como primera propuesta, con el objetivo de familiarizarse con el simulador HFSS, consiste en una antena básica microstrip con una frecuencia de resonancia en 430 MHz.

Tal y como se describe en el apartado anterior, se definen los parámetros de diseño necesarios para realizar la simulación:

Cuadro 2.1: PARÁMETROS GENÉRICOS PARA EL DISEÑO DE UNA ANTENA MICROSTRIP BANDA TETRA. MODELO PRELIMINAR.

Parámetro	$\lambda_0 = c/f$	$L \approx \lambda_0/3$	$W \approx \lambda_0/4$	$t \ll \lambda_0$
	697,67 mm	232,55 mm	174,41 mm	74 mm

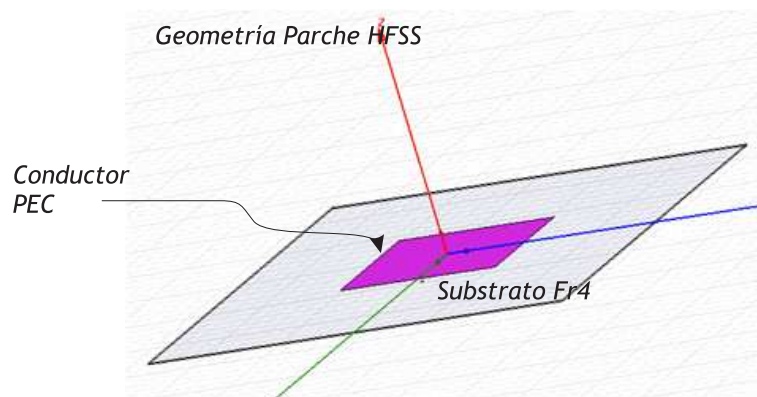


Figura 2.2: Geometría básica de una estructura radiante tipo *microstrip*.

Si siguiendo los criterios de diseño, en esta primera propuesta la resonancia se debería producir en 430 MHz pero, como se observa en la Figura 2.4, esta frecuencia se ve desplazada a 363 MHz, con unas aceptables pérdidas de retorno de -11.31dB.

El ancho de banda, en el que la adaptación de impedancia a la entrada satisface que las pérdidas estén por debajo de -10dB, es menor de 40 MHz, por lo que tampoco se cumple este segundo criterio y se debe modificar el diseño.

Para poder trasladar las frecuencias del diseño original a las de interés, se utiliza la técnica del escalado, que consiste en escalar las dimensiones de la antena en términos de longitud de onda. A medida que las dimensiones aumentan, la respuesta en frecuencia se desplaza a frecuencias inferiores, mientras que si las medidas disminuyen, la respuesta se traslada a frecuencias superiores. Mediante esta técnica se pretende subir la frecuencia de resonancia de 363 MHz a 430 MHz y, para ello, se reducen las longitudes W , de 232.55mm a 209.40mm, y L , mínimamente.

En la Figura 2.3 se representan las pérdidas de retorno de este diseño modificado y, como se puede apreciar, mejoran hasta obtener -16dB en la frecuencia de resonancia deseada de 430 MHz.

Cuadro 2.2: PARÁMETROS GENÉRICOS PARA EL DISEÑO DE UNA ANTENA MICROSTRIP BANDA TETRA. MODELO FINAL.

Parámetro	$\lambda_0 = c/f$	$L \approx \lambda_0/3$	$W \approx \lambda_0/4$	$t \ll \lambda_0$
	697,67 mm	209,406 mm	164,66 mm	74,7 mm

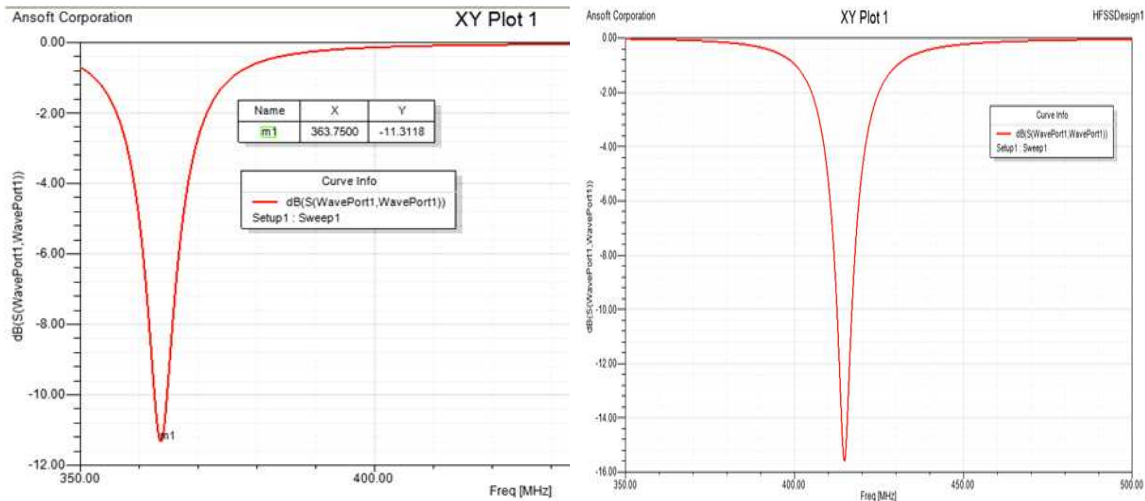


Figura 2.3: Pérdidas retorno antenna básica microstrip con parámetros preliminares y diseño mejorado.

En la Figura 2.4 se representa la distribución de corrientes y se aprecia que la zona que más contribuye a la radiación son los bordes en donde por las condiciones de contorno, la corriente no se anula en los extremos. Los otros dos extremos apenas contribuyen a crear campo radiado, entre otras cosas, porque las corrientes están en contrafase y se anula su contribución total.

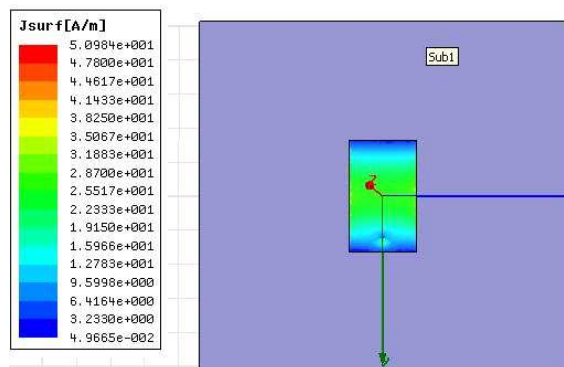


Figura 2.4: Distribución de corrientes antenna básica microstrip .

Por otro lado, se incluye el diagrama de radiación en 3D (Figura 2.5) así como sus cortes en los planos YZ y XY (Figura 2.6).

Para completar el estudio, se incluye una representación en la Carta de Smith del las

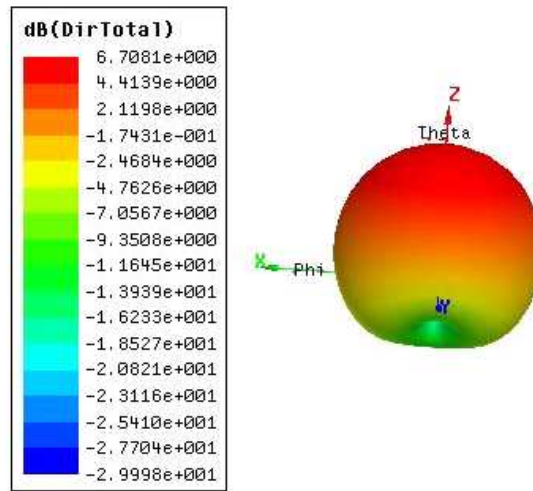


Figura 2.5: Diagrama de Directividad para el parche rectangular diseñado.

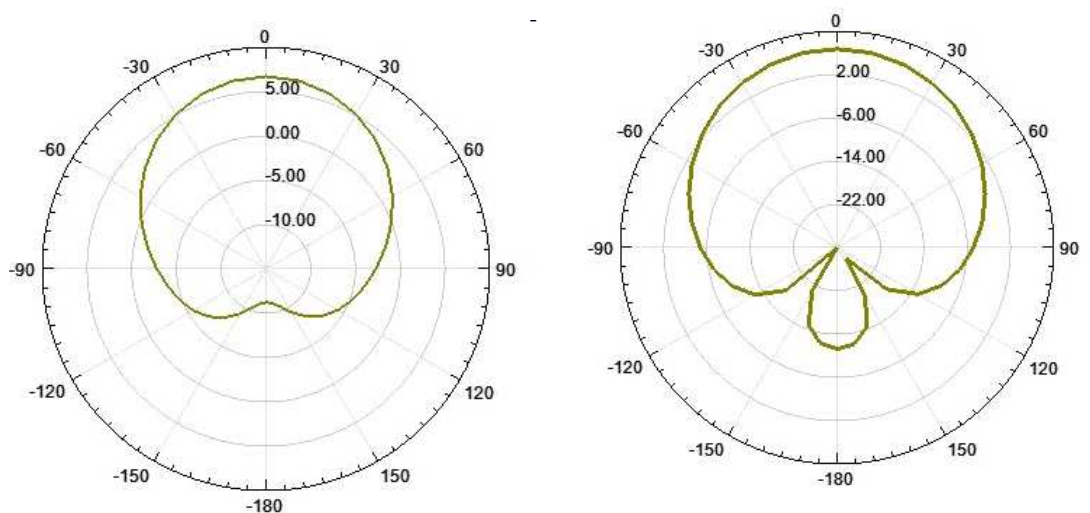


Figura 2.6: Diagrama de directividad en Planos E y H parche rectangular.

pérdidas de retorno. Es una herramienta muy ilustrativa a la hora de realizar ajustes en cuanto a que permite ver la influencia que cualquier parámetro del diseño tiene sobre el resultado final. En este caso, tras ajustar el tamaño del parche se ha conseguido una resonancia a la frecuencia de 420 MHz donde la impedancia de entrada tiene parte imaginaria casi nula.

2.4.3. Otras propuestas y conclusiones

En los Anexos E y G se incluyen otras propuestas de diseño de antenas que se han sometido a estudio, como son una antena tipo parche triangular [3] o una modificación de la antena Hilbert.

Las antenas microstrip suelen utilizarse en forma de agrupaciones, con alimentación

serie o paralelo. En general, por los resultados obtenidos tras su estudio, su ancho de banda es reducido y las características de radiación no son óptimas, pero entre sus principales ventajas cabe destacar su pequeña dimensión y la facilidad para poder integrarse con circuitos de microondas. Al mismo tiempo, es relativamente sencillo ajustar los parámetros de diseño con el fin de garantizar el correcto funcionamiento de la antena cumpliendo los requisitos establecidos.

En el siguiente capítulo se procede al estudio de otro tipo de antenas que mejora las prestaciones de las actuales en cuando a tamaño y ancho de banda, y con gran uso a día de hoy en el diseño de antenas de terminales móviles. Van a ser la base del actual proyecto y son conocidas como PIFA (Planar Inverted-F Antenna). Así mismo, se aplicarán técnicas fractales para compactar el tamaño de la antena y se presentarán los modelos de Hilbert y Minkowski.

Capítulo 3

Diseño de antenas PIFA y compactación mediante Fractales

En este capítulo se van a sentar las bases del presente proyecto. Se introducen brevemente las antenas PIFA [4-6], con un frecuente empleo en sistemas de comunicaciones móviles, y se procede al diseño de una antena diferente para cada banda frecuencial y una dual para poder cubrir ambas [7]. Así mismo, se aplica técnicas fractales que contribuyen al desarrollo de antenas más compactas manteniendo en la medida de lo posible las mismas prestaciones. En este caso se van a aplicar los modelos de Hilbert y Minkowski a las estructuras PIFA originales.

3.1. Concepto de antena PIFA

La antena PIFA (Planar Inverted-F Antenna) tiene su origen en la antena IFA, variando el hilo radiante por un elemento plano consiguiendo un mayor ancho de banda en sus características de resonancia.

Típicamente consiste en un parche plano rectangular localizado sobre un plano de masa cuyo objetivo es mantener la resonancia con un menor tamaño de antena. Para ello introduce una mayor capacitancia a la impedancia de entrada de la antena, que se compensa mediante el stub.

En comparación a las antenas convencionales para aplicaciones en teléfonos móviles, cabe destacar dos ventajas en las PIFAs:

1. Se pueden ocultar sin necesidad de la carcasa del teléfono móvil.
2. Son capaces de reducir la radiación hacia la cabeza del usuario reduciendo la absorción de la potencia de onda electromagnética y mejorando el rendimiento de la antena.

Debido a estas ventajas, se emplean en gran medida para aplicaciones en sistemas de comunicaciones móviles, como el sistema global para comunicaciones móviles GSM (890-960 MHz), el sistema de comunicaciones digitales DCS (1710-1880 MHz), el sistema de comunicación personal PCS (1850-1990 MHz), el sistema universal de telecomunicaciones móviles UMTS (1920-2170 MHz) y las redes Wireless de área local WLANs en la frecuencia

de 2.4 GHz (banda de 2.400-2.484 MHz). E incluso en banda dual GSM/DCS y banda triple GSM/DCS/PCS.

Para minimizar el tamaño de una antena resultan necesarios tamaños del orden de una cuarta parte de la longitud de onda ($\lambda/4$) a la frecuencia de trabajo. Las antenas más simples, aquellas que se basan en un dipolo, presentan resonancia cuando la longitud total de su brazo está en torno a $\lambda/2$. Gracias a la teoría de las imágenes y a la existencia de un plano de masa de proporciones adecuadas es posible diseñar antenas monopolo, que resuenan con longitudes en torno a $\lambda/2$.

Una reducción aún mayor del tamaño del monopolo deriva en una importante pérdida de sus propiedades, por lo que se requieren otras técnicas de diseño para lograr un dispositivo más compacto.

3.2. Características principales de las antenas PIFA

El esquema básico de una antena PIFA se muestra en la siguiente Figura 3.1.

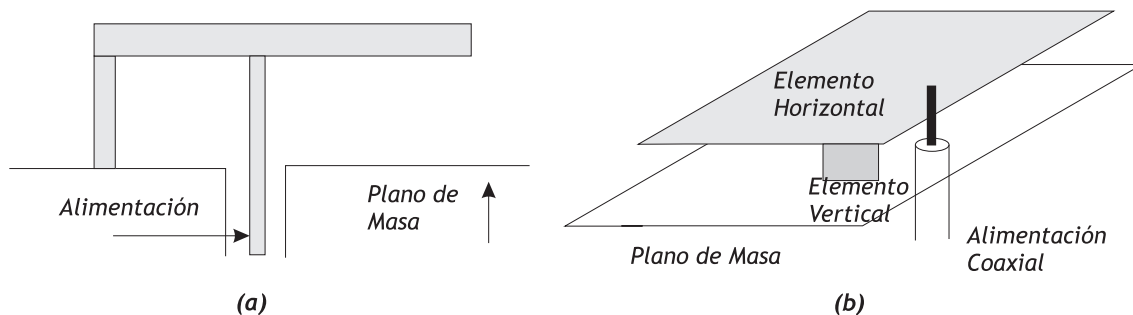


Figura 3.1: (a) Antena IFA . (b) Antena PIFA

Para estudiar el comportamiento de este tipo de antenas es conveniente parametrizar la geometría, parámetros que están relacionados con la longitud de onda, contenidos en la tabla 3.2:

Cuadro 3.1: PARÁMETRIZACIÓN PARA EL DISEÑO DE UNA ANTENA PIFA

Parámetro	Expresión
h	$0,046\lambda$
t	$0,016\lambda$
L	$0,204\lambda$

En el siguiente apartado se procede al diseño y simulación mediante HFSS de las antenas PIFA propuestas a las bandas frecuenciales TETRA y WLAN.

3.3. Diseño y simulación de antenas PIFA

En caso de diseñar una antena dual [8], para garantizar el funcionamiento de la antena en las dos bandas frecuenciales de trabajo, se encuentran más problemas para lograr el ajuste adecuado, debido a la influencia que los parámetros de diseño de una antena puede tener sobre la otra, como se verá a continuación.

3.3.1. Diseño y simulación de antena a 460 MHz

En esta primera propuesta se diseña una antena PIFA a una frecuencia de resonancia de 460 MHz. Atendiendo a la tabla 3.2 se pueden calcular las siguientes magnitudes de diseño

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{460 \cdot 10^6} = 0,652\text{mm} \quad (3.1)$$

$$h = 0,046\lambda = 30\text{mm} \quad (3.2)$$

$$L = 0,204\lambda \approx 133\text{mm} \quad (3.3)$$

Una vez realizada la simulación con HFSS, se aprecia que la resonancia se produce a una frecuencia superior a la deseada y las pérdidas de retorno, en torno a -6 dB no son las óptimas, haciendo que la antena no sea funcional.

Por ello se redimensiona la antena y, tras la realización de varias simulaciones, se consigue establecer la resonancia a la frecuencia de 460 MHz, cumpliendo la restricción del ancho de banda. Estos parámetros son los siguientes: $h = 17,4\text{mm}$, $L = 95,774\text{mm}$.

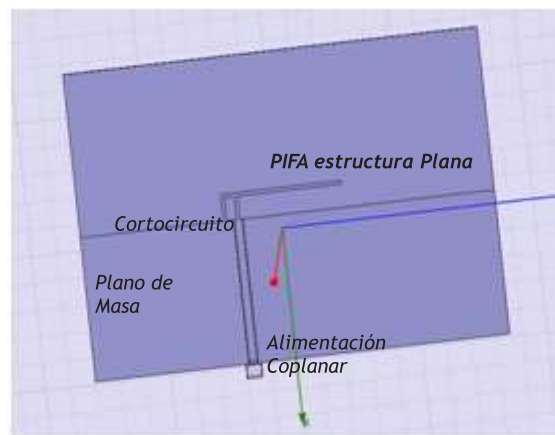


Figura 3.2: Geometría básica de una estructura radiante tipo *microstrip*.

En la Figura 3.4 se representa el diagrama de radiación en 3D y sus cortes con los ejes. En el diagrama de radiación se observa que existe una buena relación axial, atendiendo a los niveles de las componentes θ y ϕ del campo radiado en las direcciones de los máximos.

Finalmente se incluye la Carta de Smith (Fig. 3.5.) que permite ver que la antena está perfectamente adaptada a la frecuencia de resonancia de 460 MHz, donde la parte imaginaria de la impedancia de entrada es prácticamente nula.

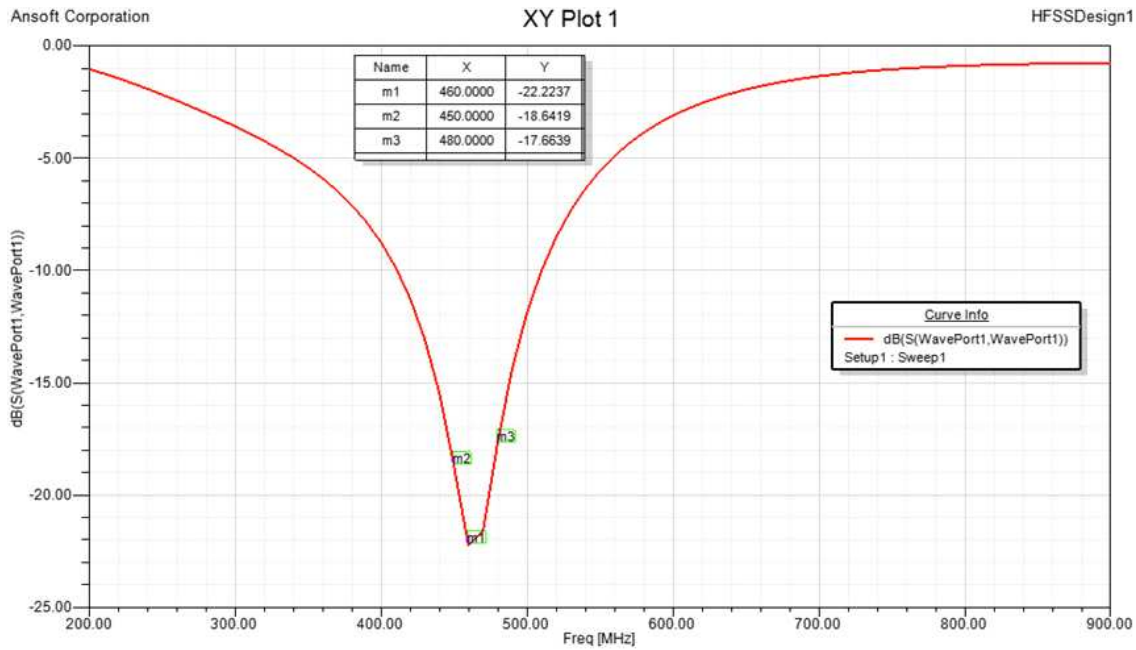


Figura 3.3: Pérdidas de retorno de la estructura PIFA.

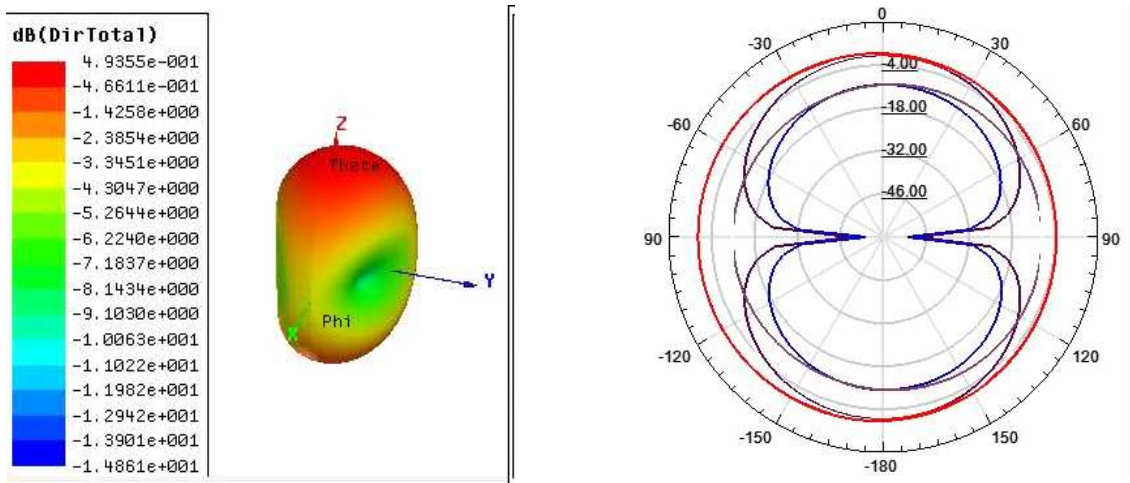


Figura 3.4: Diagrama radiación 3D y cortes en los ejes .

3.3.2. Diseño y simulación de antena PIFA a 2.45 GHz

Para llevar a cabo el mismo diseño de antena PIFA pero a otra frecuencia de resonancia, en este caso de 2.45 GHz, únicamente será necesario modificar la longitud del brazo y posteriormente su altura para asegurar una correcta adaptación respecto a la impedancia de entrada.

La estructura es similar a la anterior, pero con unas dimensiones iniciales más pequeñas que su contrapartida a 460 MHz, ya que ahora la frecuencia de diseño es más elevada. Así, aplicando las expresiones de diseño se obtiene

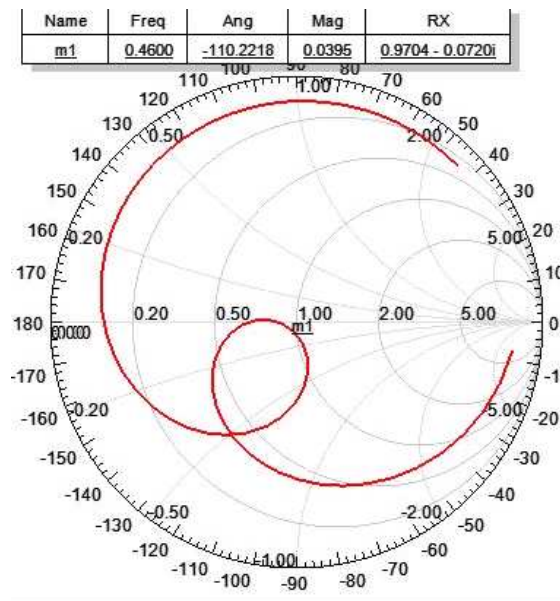


Figura 3.5: Buena adaptación a la frecuencia de resonancia.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{2,45 \cdot 10^9} = 0,122\text{m} \quad (3.4)$$

$$h = 0,046\lambda = 5,63\text{mm} \quad (3.5)$$

$$L = 0,204\lambda \approx 24,97\text{mm} \quad (3.6)$$

Las pérdidas de retorno obtenidas se muestran en la Figura 3.6. Como en el modelo anterior, ha sido necesario realizar un pequeño ajuste de los parámetros genéricos de diseño de la antena y la longitud L pasa a ser de 23,5mm.

La resonancia se produce correctamente a la frecuencia de interés de 2.44 GHz y la entrada está casi adaptada, como se representa en la Figura 3.7.

A la hora de reajustar los parámetros genéricos de una antena con el fin de garantizar un correcto funcionamiento, es fundamental estudiar cómo afecta la variación de cada parámetro a su comportamiento.

Inicialmente, se estudia la influencia de la longitud del brazo de la antena PIFA. Por ejemplo, se incrementa esta longitud hasta 27.5mm y, en la Figura 3.8, se aprecia cuál es su influencia. La resonancia ha bajado de forma drástica hasta 2.3 GHz, con unas pérdidas de retorno de -15 dB. Por tanto, se debería modificar este parámetro en caso de necesitar bajar la frecuencia de resonancia.

Otro parámetro cuya influencia conviene estudiar es la distancia de separación entre los dos brazos de la antena. Pasa a ser de 4.9mm y la consecuencia inmediata es que el ancho de banda aumenta en la banda de resonancia, por lo que se ha mejorado la adaptación. Por tanto, en aquellos casos donde la antena no esté perfectamente adaptada será fundamental modificar este parámetro.

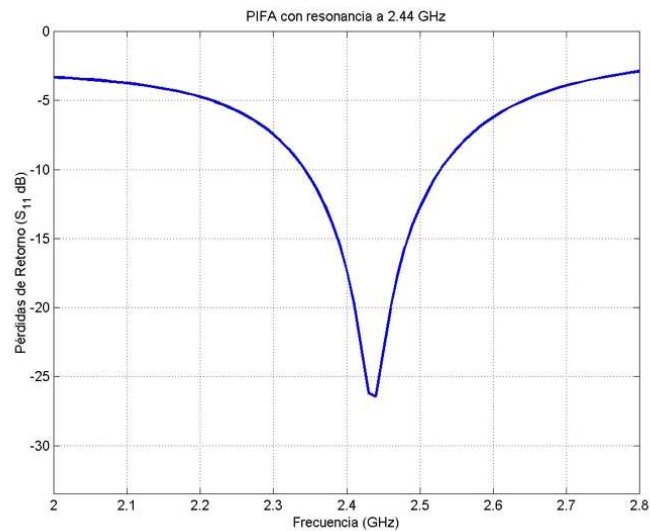


Figura 3.6: Pérdidas de retorno de la antena PIFA en la banda de 2.45 GHz.

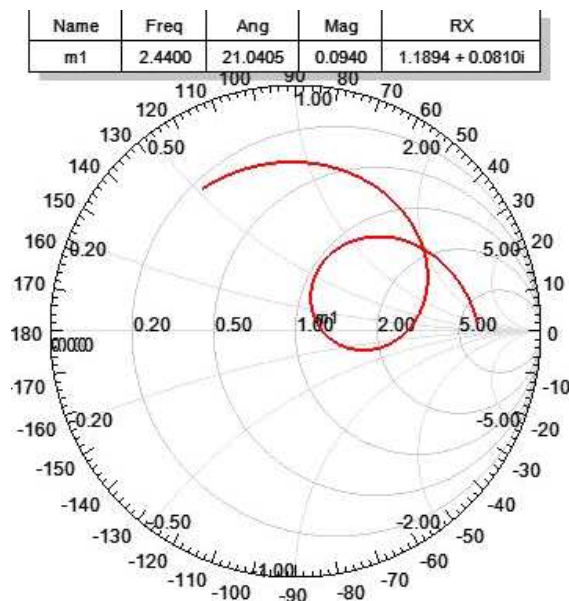


Figura 3.7: Representación en la carta de Smith de las impedancia de antena en banda WLAN.

3.4. Aplicación de estrategias clásicas de compactación de antenas PIFA a 2.45 GHz

En este apartado se introducen dos modificaciones que alejan el esquema del genérico de una PIFA convencional. Para reducir el tamaño de la antena, que tiene un tamaño considerable a costa de no obtener peores pérdidas de retorno, se decide realizar un plegado de la línea pero manteniendo su longitud total. Al realizarlo, se vuelve a obtener valores de pérdidas de retorno no aceptables, a pesar de mantener el tamaño total de la línea

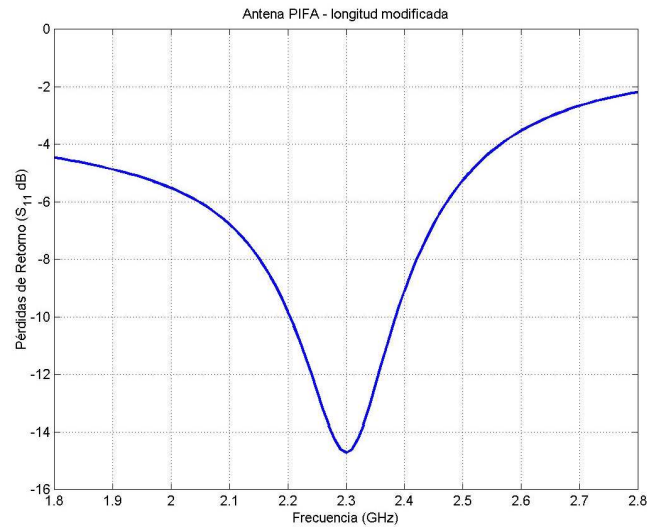


Figura 3.8: Pérdidas retorno tras modificar longitud L .

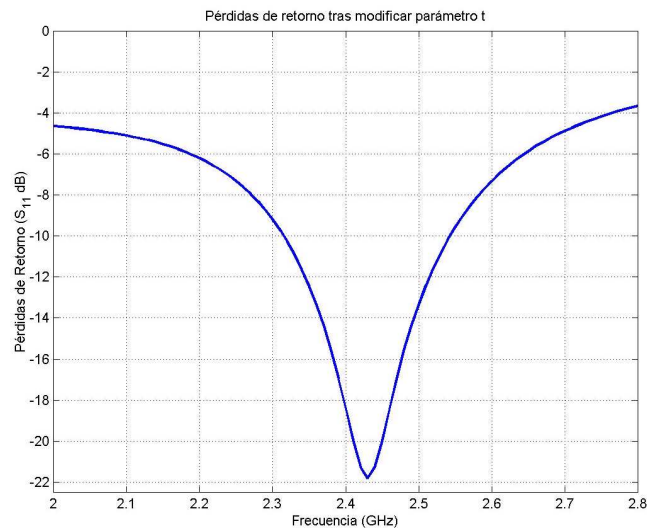


Figura 3.9: Pérdidas retorno tras modificar distancia de separación t .

de transmisión. Todo esto lleva a realizar dos simulaciones más, en la primera recortando la línea y añadiendo más carga capacitiva y en la segunda desdoblándola, pero siempre manteniendo constante la longitud total de la antena.

3.4.1. Estrategia 1: Reducción de la longitud de la PIFA añadiendo carga capacitiva en el extremo

En esta primera modificación se reduce el tamaño de la antena PIFA recortando la línea, que afectaría subiendo la frecuencia de resonancia. Para mantener la misma longitud efectiva se añade una pequeña carga capacitiva que ayuda a una buena adaptación en la

antena.

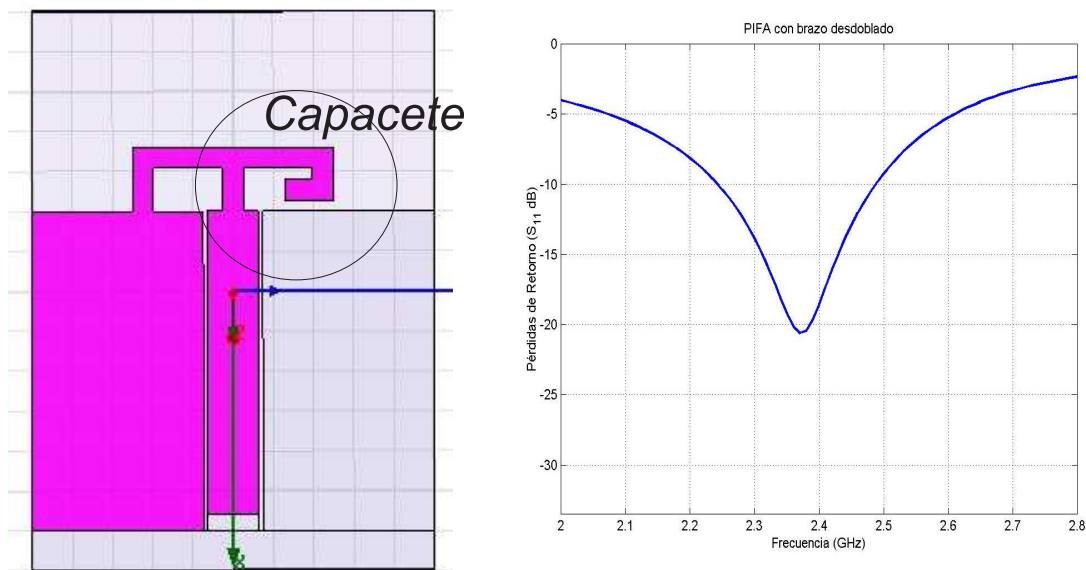


Figura 3.10: Esquema HFSS antenna PIFA y Pérdidas de retorno estrategia 1.

En la Figura 3.10 se observa que las pérdidas de retorno son de -21 dB, pero la resonancia ha bajado a una frecuencia de 2.38 GHz, por lo que sería conveniente reducir la longitud del brazo para subirla ligeramente a 2.44 GHz. En los diagramas de radiación (Figura 3.11) se sigue confirmando una buena relación axial que permite una polarización lineal y se observa cómo ha mejorado la adaptación de la antenna tras esta modificación de diseño.

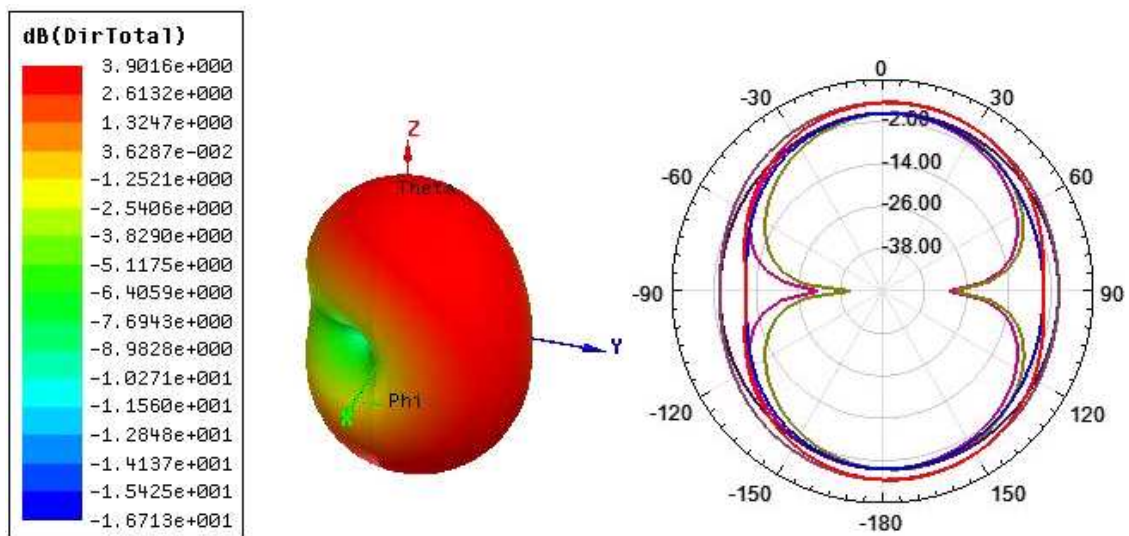
3.4.2. Estrategia 2: desdoblamiento de la estructura radiante

En este caso la modificación que se realiza sobre la antenna convencional PIFA consiste en desdoblar la línea a costa de mantener constante su longitud efectiva (Figura 3.12). Viene a coincidir con la primera iteración de la curva de Hilbert que se presentará en el apartado de Técnicas mediante compactación fractal.

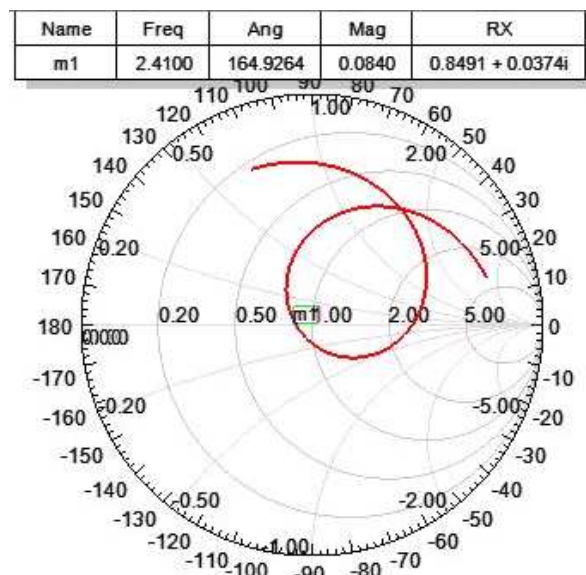
El ajuste no es trivial en cuanto a que se podría pensar que desdoblándola justo por la mitad se conseguiría un correcto comportamiento de la antenna. Pero no es así debido a la existencia de acoplamiento entre las dos líneas. De ahí que, tras realizar un pequeño ajuste de la longitud de la antenna, ésta se adapte mejor y se obtengan unas pérdidas en torno a -26dB que permitan que sea funcional.

3.5. Discusión sobre los diseños de PIFAs

Las antenas PIFA, que tan comúnmente se emplean en terminales móviles, se han diseñado utilizando un simulador electromagnético, obteniendo un modelo para cada banda frecuencial. A su vez, se ha realizado un completo estudio de cómo afecta la variación de los diferentes parámetros de diseño al comportamiento de la antenna. A pesar de haber



(a) Diagramas de Radiación



(b) Pérdidas de retorno en Carta de Smith

Figura 3.11: Resultados de la aplicación de la estrategia 1 a la estructura radiante PIFA.

obtenido mejores resultados que en el anterior capítulo con las antenas microstrip, no se ha alcanzado la solución óptima en cuanto al tamaño de la misma, que podría aún verse reducido de forma considerable.

Para ello se podrían emplear diferentes técnicas, entre las que destaca la compactación mediante fractales, que es la que se empleará en el siguiente apartado. Entre los diferentes modelos destacan los de Hilbert y Minkowski, que serán objeto de un profundo estudio, tratando de modelar una antena bibanda en las bandas TETRA y WLAN.

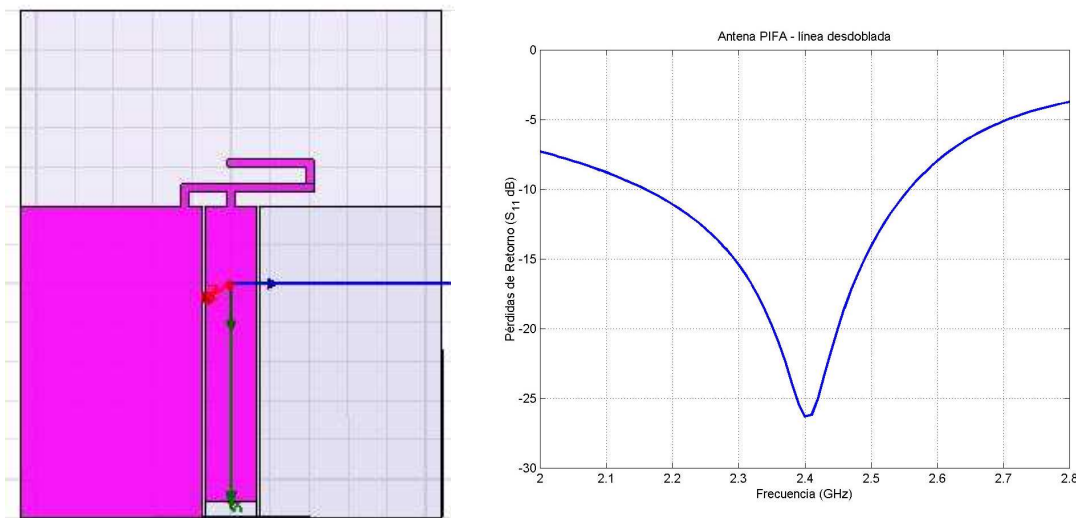


Figura 3.12: Resultados de la aplicación de la estrategia 2 a la estructura radiante PIFA.

3.6. Técnicas de compactación fractal

Existen muchas técnicas para mejorar el comportamiento y las características de las antenas. Entre ellas, en este proyecto vamos a analizar más detalladamente la compactación mediante fractales [9-11].

Éstos mejoran el diseño de antenas básicamente por dos motivos. En primer lugar, pueden aumentar el rendimiento de las antenas compuestas. Muchas antenas que en apariencia parecen constituir una sola unidad -gran parte de las antenas de radar, entre ellas- están en realidad compuestas por una formación de hasta un millar de pequeñas antenas. La distribución fractal puede combinar la robustez de los sistemas aleatoriamente dispuestos con el rendimiento de los regulares, todo ello utilizando la cuarta parte de elementos. En segundo término, la forma fractal puede ser beneficiosa incluso para antenas aisladas. Su forma dentada genera capacitancia e inductancia adicionales, haciendo innecesarios elementos externos para su sintonización o para aumentar la anchura de la banda de frecuencias que pueda recibir.

Los diseños y aplicaciones de las antenas fractales son múltiples, debido al importante avance de los sistemas de comunicaciones y a la consiguiente evolución de otras aplicaciones de los sistemas inalámbricos, las antenas de banda ancha y de bajo contorno, que tienen una gran demanda en entornos tanto comerciales como militares.

Podemos citar las siguientes aplicaciones:

- Sistemas Móviles Celulares. Antenas en estaciones base y antenas en teléfonos receptores
- Dispositivos de Microondas: Circuitos microcinta detectores de radio frecuencia (RFID), antenas micro cinta
- Otras: Aeronáutica, sector automotor, comunicaciones marítimas y aplicaciones militares

Actualmente existen empresas como Fractal Antenna System Inc2. o FRACTUS S.A. que desarrollan antenas de estación base y de microteléfonos para sistemas móviles 2G y 3G, redes LAN, Bluetooth, dispositivos miniatura microonda, productos de identificación de radiofrecuencia (RFID), la industria del semiconductor y el mercado automotor. Se están obteniendo buenos resultados con las antenas para las bandas GSM (900 MHz) y DCS (1.800 MHz) que permiten cubrir ambas bandas y esto evita la necesidad de duplicar, en cada celda o territorio, la red de antenas móviles urbanas reduciendo el gasto y el impacto visual de las estaciones.

Entre las principales compactaciones fractales se encuentran los modelos de Hilbert, Koch y Minkowski, que serán analizados con mayor detenimiento en este proyecto en los siguientes apartados.

3.7. Modelos Fractales aplicados

3.7.1. Modelos de Hilbert y Minkowski

Para construir la curva de Hilbert [12] se procede así: partimos del cuadrado unidad dividido en cuatro partes iguales y se unen sus centros tal como indica en la Figura. Seguidamente, se divide cada uno de los cuadrados en cuatro partes y se repite el proceso; se conectan sus centros, comenzando siempre por el cuadrado inferior izquierdo y terminando en el cuadrado inferior derecho. Este proceso se repite indefinidamente y se obtiene la curva de Hilbert (en la Fig.)

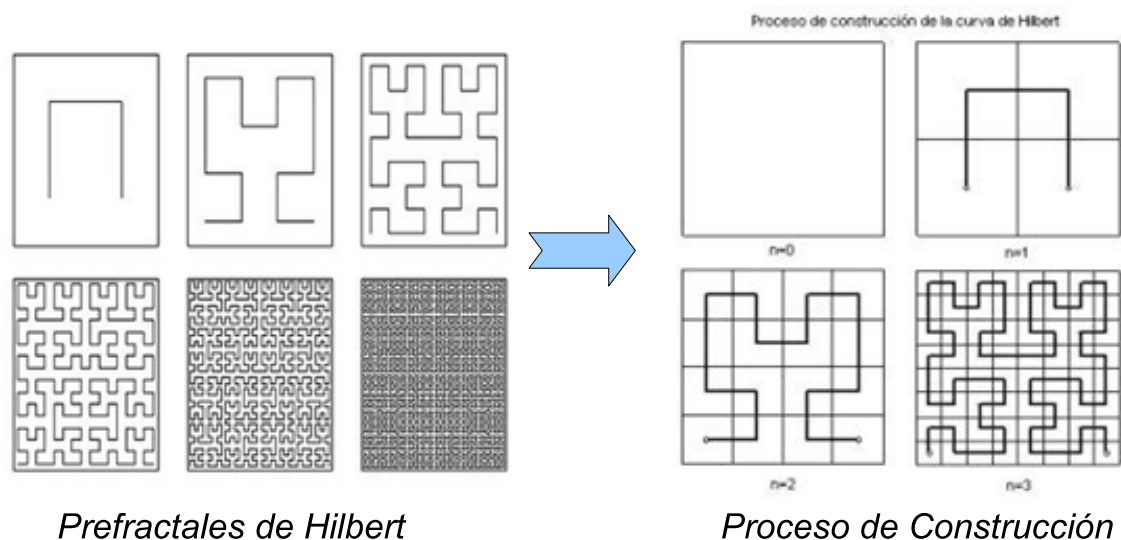


Figura 3.13: Curva de HILBERT y primeras iteraciones para construirla .

La frecuencia de resonancia se obtiene a través de la siguiente fórmula obtenida mediante un método numérico, teniendo en cuenta que dicha frecuencia varía inversamente proporcional al tamaño de la antena:

$$f_n = 0,21 \frac{c}{h} \delta^n \quad (3.7)$$

siendo f_n la frecuencia de resonancia de la etapa n -ésima, c la velocidad de la luz, h la dimensión de la antena y δ es el *log-periodo*.

La curva de Minkowski es otra variante de curva tipo *space filling*, similar a la curva de Hilbert, pero un sistema generador diferente. Todas estas curvas pertenecen a una familia que se denomina *curvas de Wunderlich*. Desde el punto de vista práctica para el diseño de antenas radiantes, las estructuras que se basan en dicha familia poseen propiedades similares, aunque difieren ligeramente en las características electromagnéticas resultantes.

3.7.2. Modelo de Koch

La curva de Koch [13] es uno de los fractales más utilizados al momento de realizar antenas, para obtener este, basta, al igual que con otros fractales, con describir como se consiguen las primeras iteraciones. Partimos de un segmento de recta (iteración cero), el cual se divide en tres partes iguales, el segmento central se reemplaza por un triángulo equilátero de lado igual a dicho segmento pero suprimiendo el lado que debería ir sobre él. El proceso de iteración descrito se comprende mejor al apreciar las gráficas resultantes que se muestran a continuación.

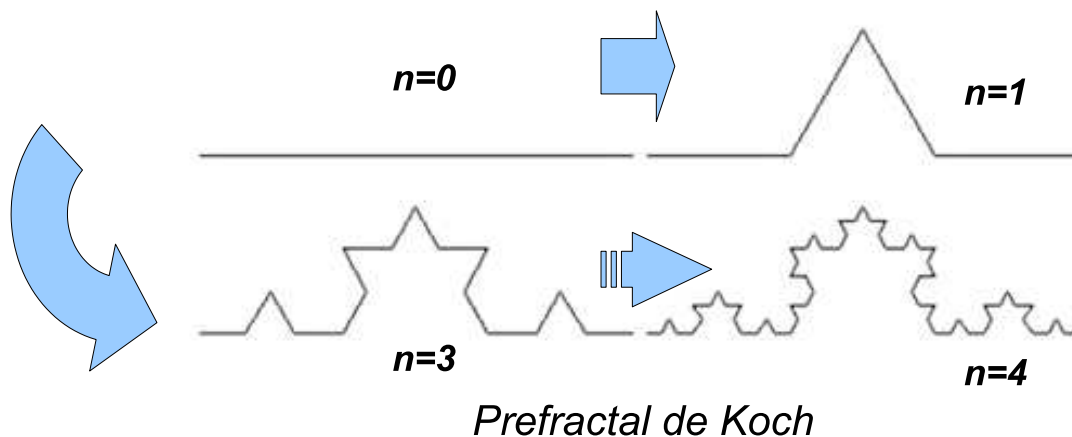


Figura 3.14: Curva de KOCH y primeras iteraciones para construirla .

3.8. Diseño de antenas PIFA compactas mediante fractalización

3.8.1. Modelo de Hilbert

Diseño básico a 460 MHz

El diseño más básico consiste en realizar el diseño de una antena Hilbert [14-20] con una frecuencia de resonancia de 460 MHz .

Mediante la técnica de fractales se reduce de forma considerable el tamaño de la antena. El modelo de Hilbert conserva la longitud efectiva de la antena a costa de una geometría diferente como se observa en las anteriores figuras.

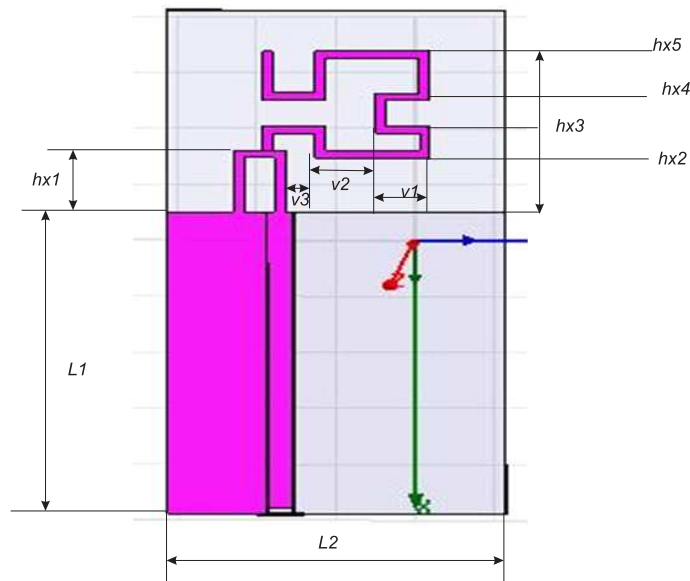


Figura 3.15: Estructura PIFA de Hilbert y parámetros geométricos que la definen.

El único proceso de diseño que puede seguirse es ir realizando iteraciones de la curva de Hilbert hasta conseguir reducir el tamaño de la antena de forma considerable garantizando un buen comportamiento en la banda frecuencial que interese. El proceso de construcción parte de un segmento de recta (iteración 0) pasando a un desdoblamiento de la línea (iteración 1, realizada en el apartado anterior de antenas PIFA) y finalizando con la forma típica de un fractal tipo Hilbert (iteración 2). Con los parámetros de diseño iniciales la resonancia se produce a la frecuencia de 422 MHz. Es necesario de nuevo reajustar el diseño viendo cómo influye la variación de cada parámetro al comportamiento de la antena. El objetivo fundamental es reducir el tamaño de la antena, de ahí que sea necesario modificar los valores de los parámetros $V1$, que pasa de 5.4mm a 0.5mm respecto al eje Y, y $V2$, que pasa de -7.34mm a -8.34mm. Con ello se consigue agrupar la antena manteniendo la longitud efectiva de la antena y subir la resonancia a 460 MHz.

En este primer modelo, longitud de 38.48 cm y pérdidas de retorno de -16.06 dB para 460 MHz.

Una vez se representan los cortes del diagrama de radiación en los planos XZ (para $\phi = 0$) e YZ ($\phi = \pi/2$), se puede asegurar que existe una buena relación axial que facilita que la polarización sea lineal vertical, ya que la componente de la directividad en theta es mayor que en phi. Además, se obtiene el clásico diagrama omnidireccional, propio de las antenas tipo dipolo, con su característica principal de baja directividad.

A continuación se propone un diseño dual siguiendo el modelo de Hilbert que será uno de los dos prototipos base de este proyecto.

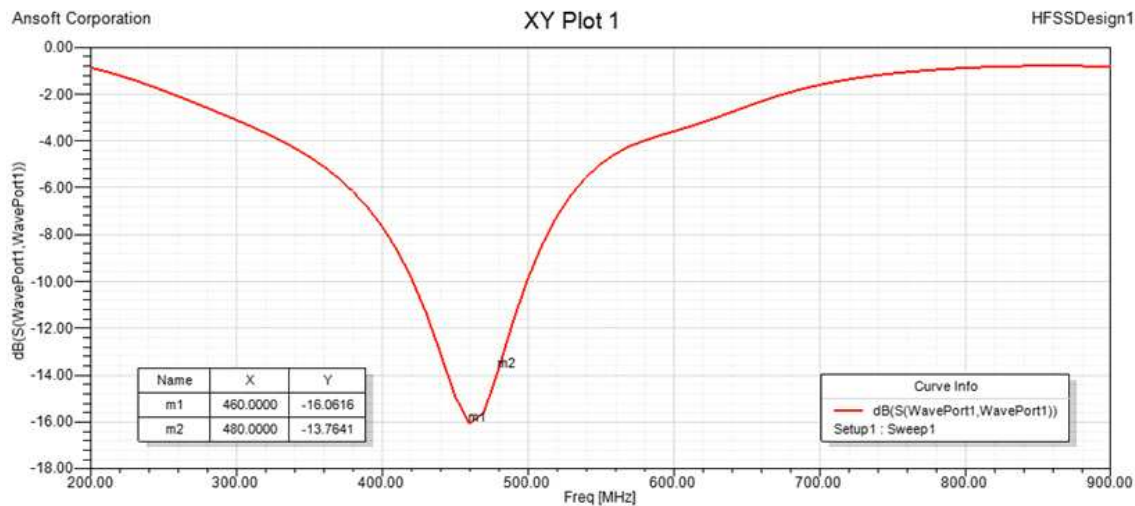
Diseño dual para bandas TETRA e WLAN

La propuesta final consiste en un modelo radiante dual para dos bandas de frecuencia orientadas a los sistemas TETRA y WLAN (como en la figura) [16-18]

Las resonancias se producen en las frecuencias de 383 MHz y 2.55 GHz. Por tanto,

Cuadro 3.2: Parámetros para el diseño de una antena básica Hilbert a 460 MHz.

Parametro Geométrico	Valor (mm)
L_1	107.9
L_2	85.6
hx_1	-32.1
hx_2	-29.5
hx_3	-38.2
hx_4	-50
hx_5	-65
V_1	0.5
V_2	-8.34
V_3	-35.74

**Figura 3.16:** Pérdidas de retorno de la antena .

la primera frecuencia se encuentra fuera de la banda TETRA mientras que la segunda ligeramente podría incluirse dentro de la banda WLAN. Aparecen otras resonancias raras en bandas frecuencias a las que no se da importancia al no ser objeto de estudio en este proyecto.

Por tanto, es necesario subir la frecuencia de resonancia en la banda TETRA a 450 MHz aproximadamente y, para ello, se continúa con el mismo procedimiento que se ha seguido en todo el proyecto, modificando de forma minuciosa los parámetros de diseño que sean necesarios para mejorar el comportamiento global de la antena.

Entre las modificaciones realizadas, se aumenta el tamaño del plano de masa, aumentando el efecto capacitivo y mejorándose por tanto la adaptación para así conseguir un mejor ancho de banda. También se reduce la longitud de la línea de ambas antenas, siendo

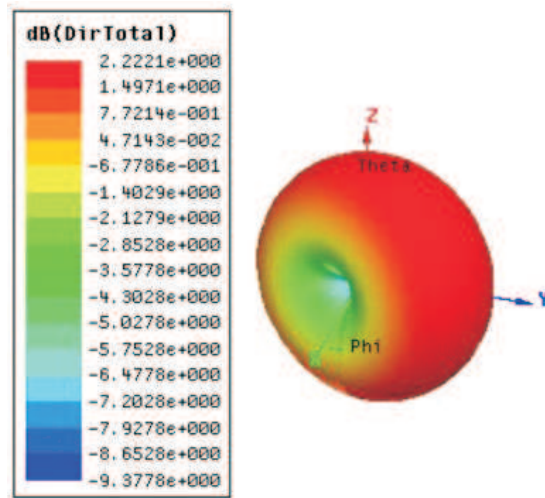


Figura 3.17: Diagrama radiación 3D Antena básica Hilbert .

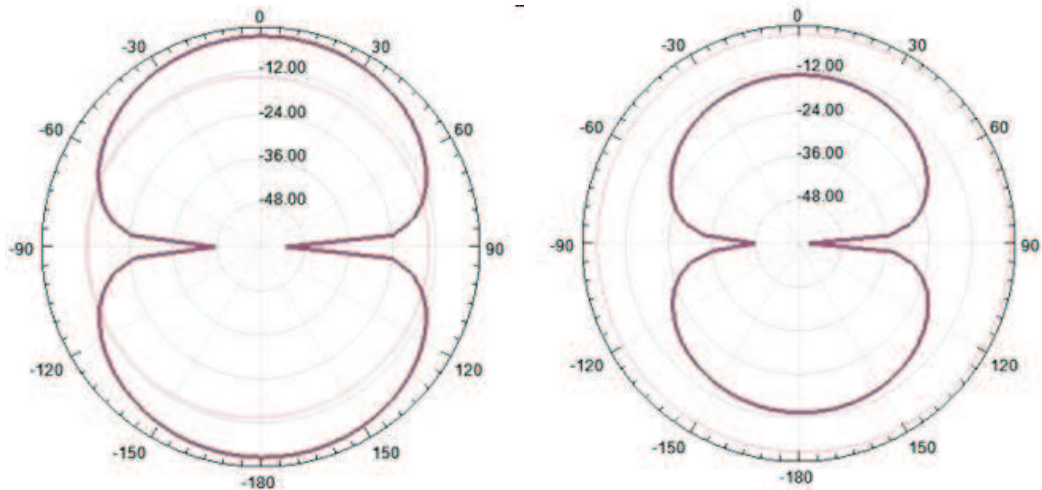


Figura 3.18: Radiación Planos XZ e YZ.

la nueva longitud de la antena que resuena a 2.45 GHz de 32cm, mientras que la de 455 MHz es de 16.1cm.

En la siguiente Figura 3.20 se representan las pérdidas de retorno en la banda TETRA, que son de -17 dB a la frecuencia de resonancia de 455 MHz. Se podría mejorar la adaptación tratando de reajustar algún parámetro del diseño pero el principal inconveniente que se encuentra a la hora de diseñar una antena dual es que la variación de cualquier parámetro en una antena suele influir en el comportamiento de la otra. De ahí que, al tratar de mejorar la adaptación en 455 MHz, se desajusta totalmente la antena en la banda WLAN y el resultado obtenido es suficiente para garantizar un buen funcionamiento de la antena en ambas bandas.

En esta última figura (Fig. 3.21) se muestran las pérdidas de retorno en ambas bandas frecuenciales, TETRA y WLAN. Para la frecuencia de resonancia de 2.56 GHz se tienen unas pérdidas de -27.15dB.

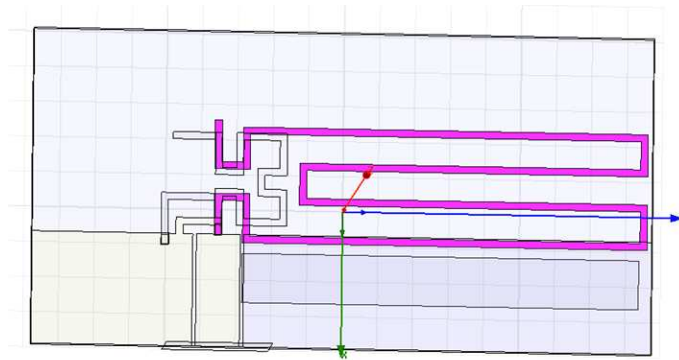


Figura 3.19: Geometría antena dual Hilbert con resonancias en bandas TETRA y WLAN

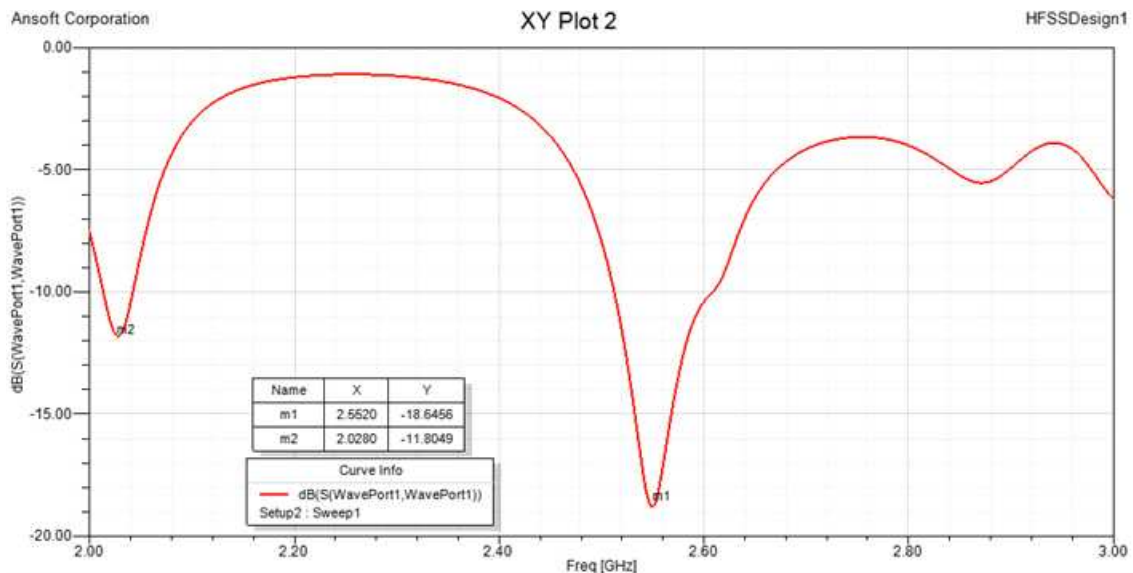


Figura 3.20: Pérdidas de retorno en las dos bandas TETRA y WLAN

El resultado obtenido, como se había indicado anteriormente, satisface a la perfección los requerimientos en cuanto a pérdidas de retorno y ancho de banda mínimo, por lo que la antena es completamente funcional en esas bandas.

En cuanto al diagrama de radiación (Fig. 3.23) puede decirse que destaca su característica omnidireccional, con una buena relación axial resultando en una polarización lineal.

En la Figura 3.28 se representa los cortes del diagrama de radiación en los planos XZ e YZ en la banda de frecuencias de TETRA. El mecanismo de radiación en ambas bandas puede determinarse en base a un análisis de la densidad de corriente.

Para la frecuencia asociada a TETRA lógicamente contribuye en mayor medida la antena que resuena a menor frecuencia, que se corresponde con la de mayor tamaño ya que posee una longitud de onda mayor y las dimensiones siempre aparecen referenciadas en términos de longitud de onda. En esta antena ha sido necesario incluir una terminación en la línea a modo capacitivo que mejorase la adaptación de la antena y, por tanto, aparece

3.8. DISEÑO DE ANTENAS PIFA COMPACTAS MEDIANTE FRACTALIZACIÓN³¹

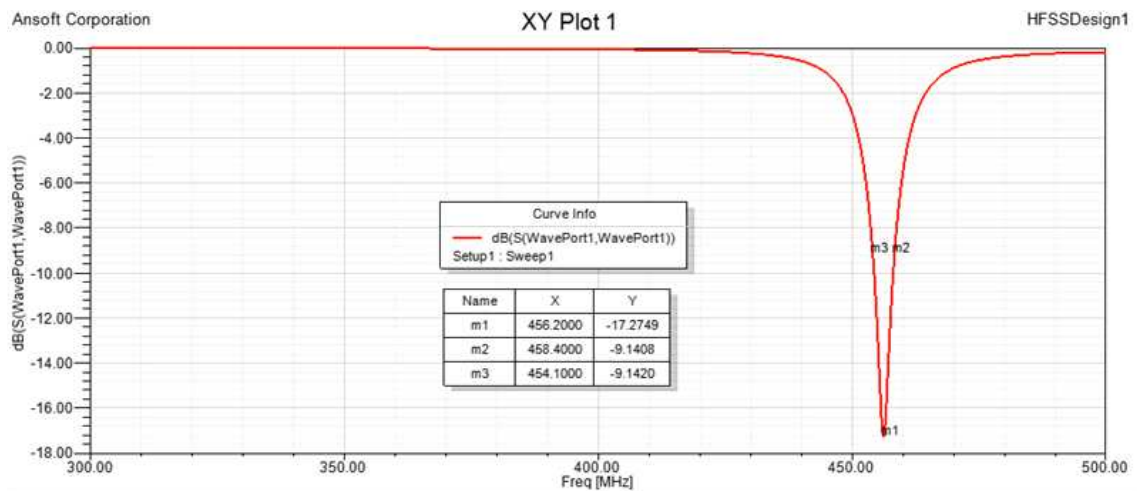


Figura 3.21: Pérdidas de retorno de la banda TETRA.

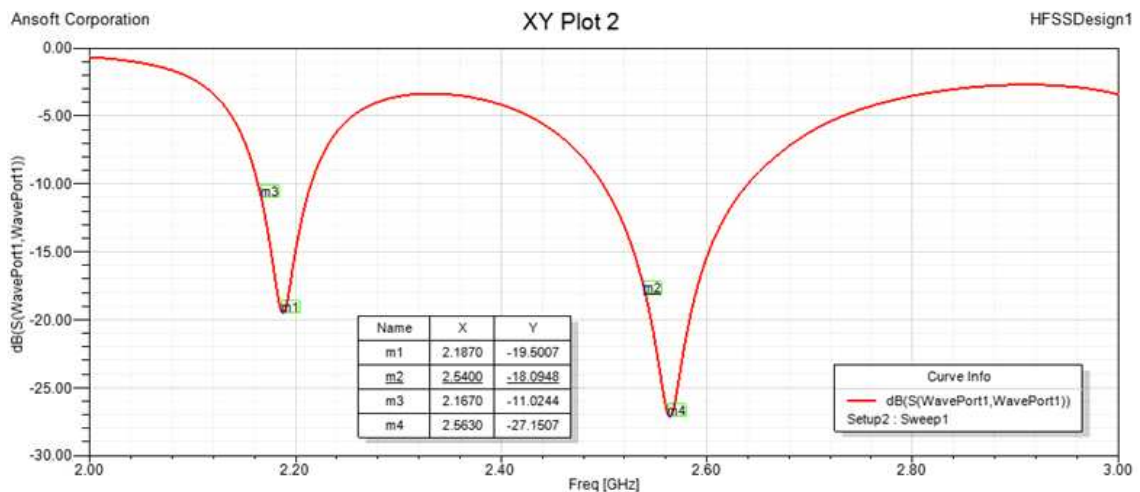


Figura 3.22: Pérdidas retorno en banda WLAN .

coloreada en color azul ya que por las condiciones de contorno, debe aparecer un nulo de corriente. A su vez, la línea conectada al plano de masa también tiene un nulo de corriente. Las zonas próximas a estos dos elementos contribuyen menos que el resto de la antenna, donde se producen máximos de corriente.

Analizando el comportamiento de la antenna Hilbert que resuena a una frecuencia de 2.45 GHz, se observa que también contribuye a la resonancia a 460 MHz. Se encuentran nulos de radiación tanto en el extremo como en parte de la línea, pero por otro lado una parte de ella sí contribuye de forma importante. Por tanto, cuando se diseña una antenna dual, el estudio paramétrico realizado anteriormente para una antenna básica Hilbert no serviría y sería necesario hacer este análisis para el esquema conjunto. Por ejemplo, si se modifica la longitud de la antenna de mayor tamaño, en teoría únicamente debería verse afectada la resonancia a 460MHz, pero el efecto inmediato es que la resonancia a 2.45GHz también se ve desplazada, empeorándose el comportamiento en alta frecuencia.

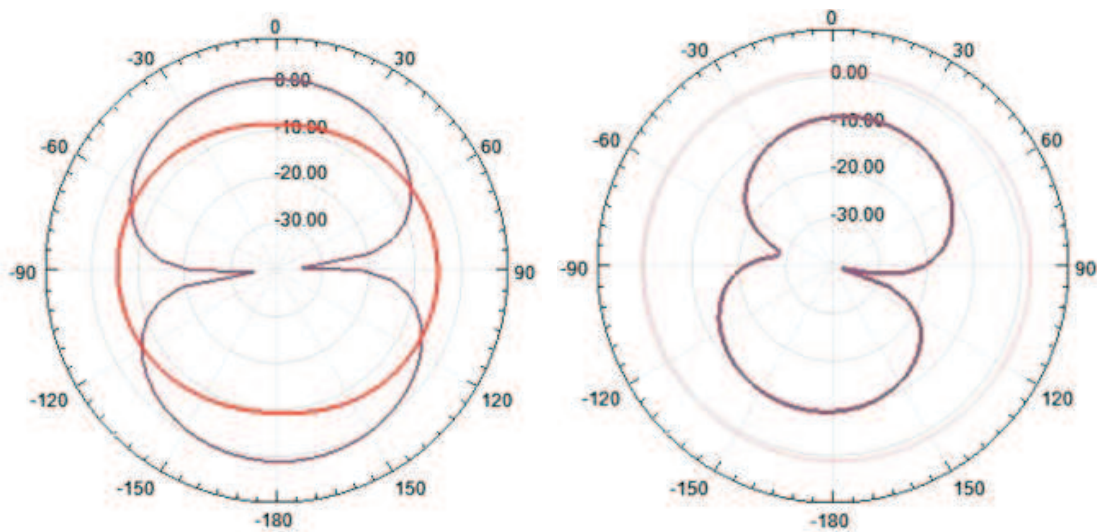


Figura 3.23: Radiación Planos XZ e YZ en frecuencias TETRA

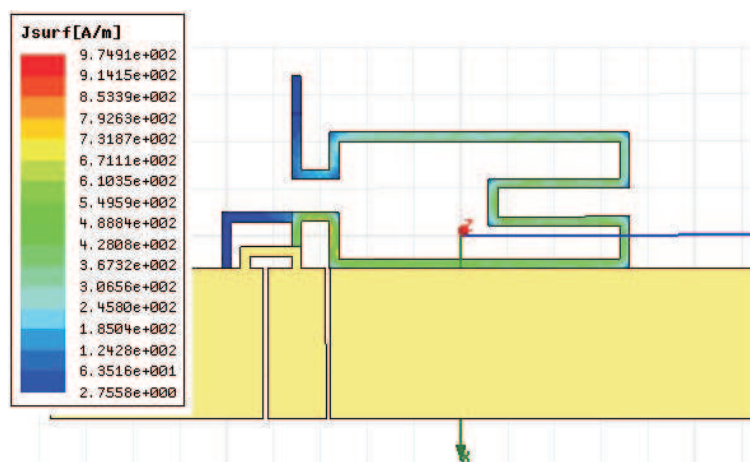


Figura 3.24: Modos característicos de la estructura dual tipo Hilbert (TETRA).

3.8.2. Modelo de Minkowski

Los resultados obtenidos mediante esta geometría fractal son distintos a los obtenidos con el modelo de Hilbert. Este diseño es muy sensible a cualquier modificación de un parámetro de la antena por lo que, tras cambiar un solo parámetro, el comportamiento de la antena es totalmente inesperado.

En la siguiente Figura se muestra un modelo radiante dual, para las dos bandas de frecuencia orientadas a los sistemas TETRA y WLAN, siguiendo el modelo de Minkowski. Resulta complicado implementar un esquema idéntico en HFSS debido al grosor de la línea, que provocaría que se solapasen dos líneas próximas, por lo que se busca una geometría parecida que represente esta nueva geometría.

En este primer diseño se producen dos resonancias a las frecuencias de 1 GHz y 2.07 GHz. Se trata de un diseño cuadrado con una longitud de cada lado de 16cm. Modificando las dimensiones, puede conseguirse un diseño funcional en la banda de WLAN, y una

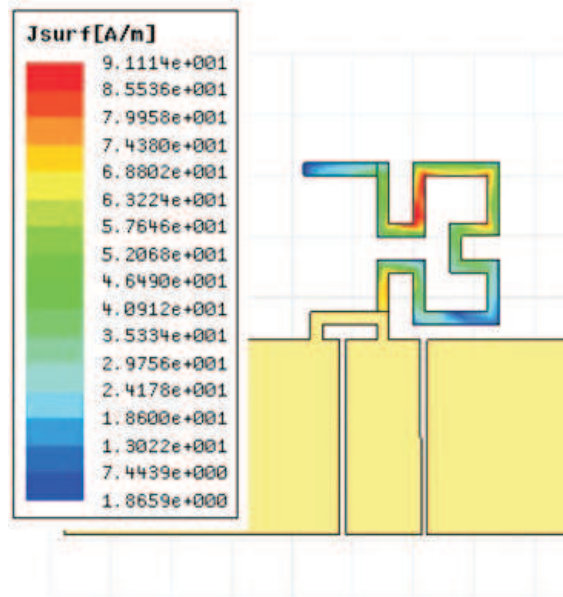


Figura 3.25: Modos característicos de la estructura dual tipo Hilbert (WLAN).

resonancia en torno a los 460 MHz. En este último caso, no obstante, no se satisfacen los criterios demandados por el sistema TETRA.

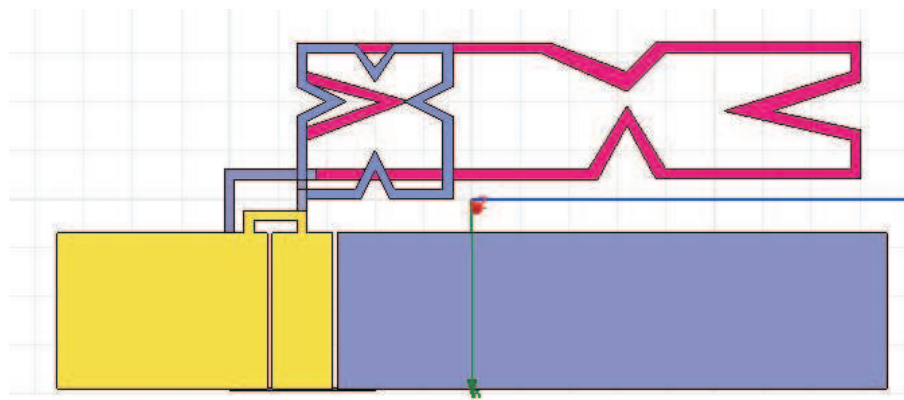


Figura 3.26: Antena dual Minkowski en bandas TETRA y WLAN. Geometría original.

Como solución se plantea incluir unas láminas conductoras paralelas a la antena Minkowski de la banda TETRA para conseguir bajar la resonancia a 460 MHz mejorando la adaptación. Representando las pérdidas de retorno en la Figura 3.28 se observa que se ha mejorado de forma notable el comportamiento de la antena. Gracias al efecto de las láminas conductoras, se ha conseguido una buena adaptación en torno a 500 MHz y, aunque la antena no se encuentra perfectamente adaptada a -10 dB en la frecuencia de diseño de 460-470 MHz, sí se alcanzan -6 dB, lo cual es aceptable en la mayoría de aplicaciones que se encuentran en la banda TETRA. Por otro lado, para la banda WLAN la antena sí se encuentra bien adaptada, garantizando unas pérdidas de -13 dB. Además, aparecen otras resonancias que hacen que el diseño sea útil también para GSM-1800 y

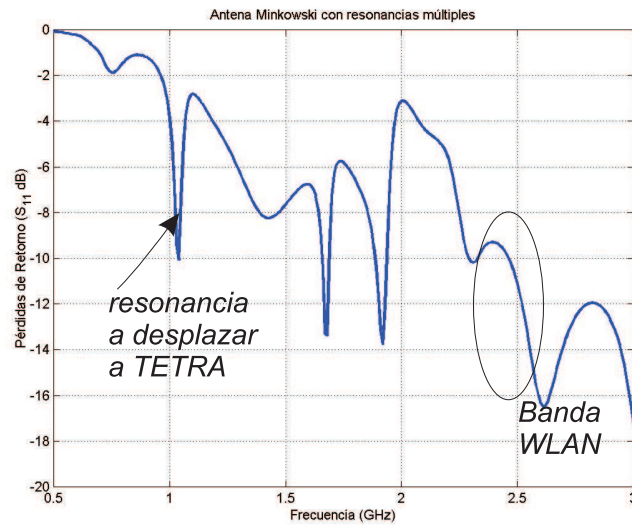


Figura 3.27: Pérdidas de retorno de la estructura preliminar .

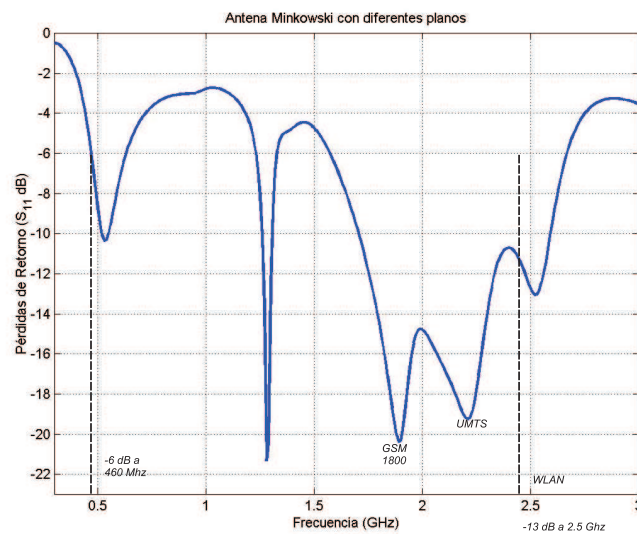


Figura 3.28: S_{11} tras el juste de parámetros sobre el diseño preliminar de Minkowski.

para UMTS (al menos en lo referente a pérdidas de retorno).

En cuanto a los diagramas de radiación, y aunque no se presentan por simplicidad, cabe decir que presentan (en banda baja) de nuevo la característica omnidireccional. A su vez, realizando un análisis de corrientes para las bandas de diseño, se obtiene un mecanismo de radiación similar al del modelo de Hilbert.

Cuadro 3.3: Comparativa entre Antena Hilbert y Antena Minkowski.

Parametro Geométrico	Hilbert	Minkowski
Frecuencia	456 MHz, 2.56 GHz	500 MHz, 2.5 GHz
Directividad (dBi)	2.222	1.843
SWR	< 1,5 : 1	< 1,5 : 1
Polarización	Lineal	Lineal
Ancho de haz a -3 dB	50°	45°
Impedancia Ref.	50	50
Terminación RF	SMA	SMA

3.9. Analisis de los resultados de los diseños

En el presente capítulo se han sentado las bases del presente proyecto, introduciendo las antenas PIFA . Se ha diseñado una antena diferente para cada banda frecuencial, TETRA y WLAN, y se llega a la conclusión de que estos diseños se pueden mejorar haciendo uso de técnicas fractales. A continuación se ha llevado a cabo un profundo estudio de los modelos Hilbert y Minkowski y, llegado este punto, es necesario realizar un informe de conclusiones para analizar con mayor detalle los resultados obtenidos. En la tabla 3.3 se establece una comparativa entre los dos modelos.

A la hora de tomar una decisión sobre qué propuesta es mejor, existe un compromiso ya que, en cuanto a las dimensiones, la propuesta Hilbert es mejor y se han ajustado perfectamente las resonancias dentro de las bandas TETRA y WLAN. Además, presenta una mejor directividad. En el caso de la propuesta Minkowski, a pesar de garantizar unas pérdidas aceptables y estar adaptada en la banda WLAN, la adaptación en la banda TETRA no es la idónea y resulta muy complicado conseguir un modelo resonante ya que cualquier variación de un parámetro influye decisivamente en las prestaciones de la antena. Entre las principales ventajas que se han visto tras emplear la tecnología fractal son la compactación del tamaño de la antena, mejorar la adaptación de la impedancia de entrada y disponer de un amplio ancho de banda.

Por tanto, se recomienda seguir el modelo Hilbert si se pretende diseñar una antena básica o dual, ya que en este último caso resulta más sencillo ajustar las dos resonancias consiguiendo una buena adaptación. Pero en caso de pretender un diseño tribanda e incluso cuatribanda, el modelo Minkowski sería el elegido, por cuanto es propenso a presentar múltiples resonancias que, como se ha visto en su análisis, pueden resultar muy útiles.

A pesar de este estudio que se ha realizado mediante un cuadro comparativo, para poder asegurar qué propuesta es mejor, se debería estudiar cómo afecta la interacción de objetos con la antena del dispositivo, lo que provoca una variación de la impedancia debido a los cambios del entorno. Estas variaciones dan lugar a unas fluctuaciones de los niveles de señal o de ruido, provocando un empeoramiento del BER (Bit Error Rate) y en el próximo capítulo se va a realizar un estudio de esta variabilidad para los diferentes prototipos diseñados en TETRA, estimando también la relación Señal Ruido.

Capítulo 4

Técnicas para el modelado de la impedancia

4.1. Introducción

En los últimos años se han desarrollado sintetizadores automáticos de impedancia (*Antenna Tuning Unit-ATU*-) [21-22] con el objetivo de mejorar las prestaciones de los transceptores de comunicaciones. Es conocido y asumido convencionalmente que la impedancia de entrada de las estructuras radiantes es una magnitud compleja variante en el tiempo, debido fundamentalmente a la interacción de la antena con el usuario y el entorno, que en condiciones de movilidad tiene un carácter aleatorio. Los elementos radiantes se acoplan con los objetos, modificando la distribución de corriente o campo si se trata de una apertura, por lo que el campo radiado y los parámetros circuitales serán diferentes de los obtenidos en una situación estática. Boyle [23] ha estudiado la influencia de la proximidad del usuario sobre la impedancia de entrada utilizando simuladores electromagnéticos, pero en general, pocos avances se han realizado sobre esta cuestión, en especial en lo referente a su modelado estadístico y la repercusión que tiene en el diseño de las ATU.

En lo que se refiere al diseño de estructuras radiantes para receptores de comunicaciones, hay dos factores importantes que pueden deteriorar la calidad de la señal recibida [24-25]. El primero está relacionado con las variaciones que crea el entorno en el campo electromagnético recibido. El segundo trata de la desadaptación dinámica. Incluso si la antena se diseñara para una adaptación perfecta para un diseño estático, la variación de la impedancia de entrada puede disminuir la relación señal ruido, y ello podría mitigarse únicamente mediante el uso de sintetizadores dinámicos.

Este capítulo presenta en primer lugar la justificación de por qué es importante estudiar la impedancia de entrada (en base a la dependencia de la relación Señal a Ruido (SNR) con el coeficiente de reflexión), que se evalúa mediante técnicas experimentales. En segundo lugar, se exponen los resultados de aplicar dichas técnicas para unas antenas que funcionan en la banda UHF en un entorno de 460 MHz (frecuencia para el sistema TETRA (Terrestrial European Trunked Radio)). Para esta frecuencia la longitud de onda es relativamente grande, por lo que se espera una desadaptación dinámica considerable. Finalmente, se evalúa la SNR en condiciones de variabilidad y las que se obtendrían si se aplicara un sintetizador dinámico de impedancia.

4.2. ¿Por qué es importante estudiar la dinámica de la impedancia de entrada de antena?

Aunque la impedancia de entrada es importante tanto en transmisores como en receptores, dado el campo del estudio del proyecto, en concreto, los terminales portátiles, el análisis del impacto de la variabilidad se centrará en recepción.

La Fig. 1 presenta la arquitectura radio simplificada de un receptor, que incluye dos elementos diferentes: la cadena de radiofrecuencia (RF) y la etapa en banda base que realiza el procesamiento digital. La antena es el primer elemento de la cadena receptora, seguida opcionalmente de un sintetizador de impedancias (ATU), el amplificador de bajo ruido (LNA) y una cadena amplificadora. A continuación se situaría un mezclador todo ello con varios filtros en frecuencia.

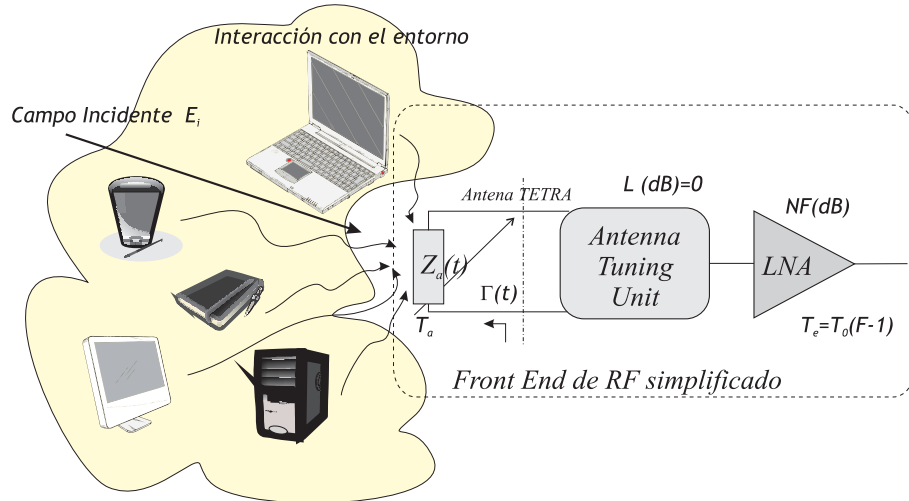
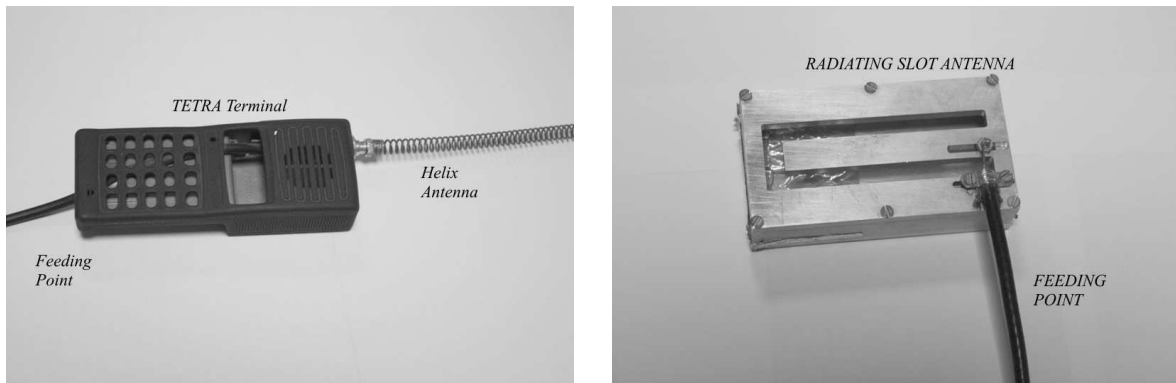


Figura 4.1: Arquitectura simplificada para la evaluación de la SNR dinámica

El interés subyace en el cómputo de la SNR para la cadena de RF, porque es ésta la que determina fundamentalmente la probabilidad de error en el bit una vez realizado el proceso de demodulación. Atendiendo a la ley de Friis [26], el valor de la SNR depende principalmente de la antena, la ATU en caso de que forme parte de la arquitectura, y el LNA. Por lo tanto, es posible simplificar la arquitectura, obteniendo una aproximación que es suficientemente precisa para evaluar los efectos de la variabilidad de impedancia. Debido a que el ancho de banda de la señal TETRA es pequeño en comparación a la frecuencia portadora, consideraremos que la potencia de la onda incidente es suficientemente representativa de la potencia en bornes de antena. En cualquier caso, esto no supone una restricción al análisis realizado aquí, porque posteriormente se renormalizará a un “punto de operación”. Si E_i es el campo incidente, G_{ant} y G_{LNA} son las ganancias de antena y LNA respectivamente, en el instante temporal discreto n , la potencia recibida instantánea toma el valor

$$C(n) = \frac{|E_i|^2 \lambda^2}{120\pi 4\pi} G_{ant} (1 - |\Gamma(n)|^2) G_{LNA} \quad (4.1)$$

donde λ es la longitud de onda de la portadora y $\Gamma(n)$ es el coeficiente de reflexión



(a) Hélice unifilar

(b) Antena tipo ranura

Figura 4.2: Prototipos para el estudio de la variabilidad de impedancia (a) Hélice unifilar en modo normal (b) Antena ranura con carcasa metálica.

instantáneo

$$\Gamma(n) = \frac{Z_a(n) - Z_0}{Z_a(n) + Z_0} \quad (4.2)$$

relacionado con la impedancia de antena dinámica $Z_a(n)$ y la impedancia de referencia $Z_0 = 50\Omega$.

La evaluación de la potencia de ruido a la salida del LNA se lleva a cabo bajo la hipótesis de que su figura de ruido (NF) es invariante con el coeficiente de reflexión instantáneo. Esta condición se verificará únicamente si la variación de la impedancia de entrada es relativamente pequeña, lo cual debe ser analizado cuidadosamente. Además, es típico asumir que la principal fuente de ruido es el ruido térmico, por lo que

$$N(n) = KB [T_a (1 - |\Gamma(n)|^2) + T_0 (10^{NF/10} - 1)] G_{LNA} \quad (4.3)$$

donde $K = 1,38 \cdot 10^{-23} J/K$ es la constante de Boltzmann, B es el ancho de banda de la señal (25 KHz) y $T_0 = 290K$. La temperatura de antena puede estimarse a partir de curvas típicas de ruido, y normalmente varía entre $10^{1,5}K$ y 10^3K . Finalmente, la relación SNR instantánea se calcula como la ratio entre (1) y (3),

$$SNR(n) = \frac{\frac{|E_i|^2}{120\pi} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{ant} (1 - |\Gamma(n)|^2)}{KB [T_a (1 - |\Gamma(n)|^2) + T_0 (10^{NF/10} - 1)]} \quad (4.4)$$

Este resultado no depende de la ganancia del amplificador de bajo ruido, y puesto que únicamente quiere analizarse los efectos del coeficiente de reflexión, puede reorganizarse adecuadamente

$$SNR(n) = \frac{\alpha (1 - |\Gamma(n)|^2)}{[T_a (1 - |\Gamma(n)|^2) + T_0 (10^{NF/10} - 1)]} \quad (4.5)$$

donde α es una constante que se determina a partir de un nivel de referencia escogido para la SNR utilizando el coeficiente de reflexión de la antena medida en una cámara anecoica o en una situación estática. A partir de la ecuación 4.5, es fácil ver que, en una situación dinámica, el coeficiente de reflexión varía y por lo tanto, también lo hace la

SNR. Para mejorar las prestaciones de los terminales actuales, es necesario y conveniente cuantificar dicha variación y en caso de un impacto negativo, proponer técnicas para evitarlo. La meta para este estudio es cuantificar dicho efecto.

Para ello, el coeficiente de reflexión instantáneo se determinará mediante una configuración experimental que requiere el prototipo de antena y un analizador de redes escalar o vectorial (VNA) (únicamente es necesario el módulo), aunque en este trabajo se ha utilizado un VNA, ya que aporta realmente una información muy clara sobre la variabilidad de impedancia de antena, especialmente si se representa en la carta de Smith.

4.3. Evaluación experimental de la variabilidad de la impedancia de Antenas y condiciones del Test

Aunque en teoría es posible estimar la variabilidad de la impedancia de entrada de antena mediante un simulador electromagnético, en la práctica esto suele resultar muy costoso y complejo, en primer lugar porque es necesario modelar correctamente las características electromagnéticas del entorno móvil, lo que puede ser complicado, y en segundo lugar porque el problema suele ser bastante grande en términos geométricos, por lo que las técnicas de electromagnetismo computacional habituales pueden no ser aplicables. Además, el número de simulaciones a realizar puede ser enorme para representar todas las situaciones posibles del entorno.

Una aproximación alternativa puede ser la siguiente: utilizar un enfoque estadístico para determinar los parámetros probabilísticos de la variación de la impedancia, fundamentalmente su dispersión, y asumir que los parámetros tales como la media se modifican poco, o pueden determinarse (eso sí, costosamente) a través de una única simulación.

La situación ideal es aquella en la que se disponen de los prototipos reales de las antenas que van a ser embarcadas en un terminal móvil para realizar las estimaciones. No obstante, puede requerirse que a priori y en una etapa de diseño, se requiere prever dicha variabilidad.

La propuesta de este proyecto consiste en realizar las estimaciones necesarias sobre antenas disponibles en el laboratorio, y utilizar dichas estimaciones para prever la distribución estadística de la impedancia de entrada, y finalmente, su impacto en el sistema (receptor).

La Fig. 2 muestra los prototipos de antenas utilizados para determinar el coeficiente de reflexión dinámico. Una de ellas es una hélice cuadrifilar y la otra es una ranura. Ambas antenas se diseñaron para operar en la frecuencia de 430 a 470 MHz mediante el simulador electromagnético NEC (Numerical Electromagnetics Code).

La hélice unifilar presenta un diagrama de radiación en modo normal, adecuado para terminales móviles TETRA. El ancho de banda es relativamente pequeño y el coeficiente de reflexión está entorno a -10 dB. En el caso de la antena de tipo ranura, sus pérdidas de retorno son considerablemente mejores que las de la estructura en hélice. El diagrama de radiación es más directivo que el de la hélice debido a la presencia de la caja metálica, que simula la estructura rígida de terminal.

Los test se llevaron a cabo a una frecuencia fija cuando se trabajaba en una situación estática, y posteriormente cuando radiaban en un entorno dinámico. Este escenario fue

la presencia del usuario, moviendo la antena del bolsillo hacia la cabeza del usuario, y manteniendo algún tiempo cerca de la cabeza el terminal, en una situación similar a lo que ocurre en una llamada. Se tomaron 1000 muestras para cada experimento, con un tiempo de muestreo de unos 200 ms.

4.3.1. Captura de Datos utilizando el protocolo GPIB

En este apartado se incluye un código en C que se ha desarrollado durante el proyecto para tomar medidas, vía protocolo GPIB, con el analizador de espectros y así llevar a cabo un estudio del comportamiento de cada diseño. Se adjunta información de este protocolo en el anexo E.

Las librerías que se van a utilizar, que contienen tipos, macros y funciones para E/S (stdio.h), para conversión numérica y gestiones de memoria (stdlib.h), para manipulación de cadenas de caracteres (string.h) están incluidas en la cabecera,

```
#include <visa.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <string.h>
```

La directiva `define` se emplea para definir una macro. En el caso que nos acontece, la empleamos para definir el listado de parámetros S (indicamos canal por el que tomamos la medida con el analizador de espectros) y el rango frecuencial donde se toman las medidas (465-475 MHz).

```
#define S11_MEAS "CH1;DSP;MPH;S11;WFS;STD \n"
#define S12_MEAS "CH1;DSP;MPH;S12;WFS;STD \n"
#define S21_MEAS "CH1;DSP;MPH;S21;WFS;STD \n"
#define S22_MEAS "CH1;DSP;MPH;S22;WFS;STD \n"

#define FREQ_SETTINGS "SRT 0.465 GHZ; STP 0.475 GHZ \n"
#define NPOINTS_51 "NP51 \n"
#define NPOINTS_101 "NP101 \n"
#define NPOINTS_201 "NP201 \n"
#define NPOINTS_401 "NP401 \n"
#define NPOINTS_801 "NP801 \n"
#define NPOINTS_1601 "NP1601 \n"
#define OUTPUT_DATA "OFD \n"
#define OUTPUT_FREQ "OFV;WFS;STD \n"
```

Asimismo se centra el estudio en la resonancia para la banda frecuencial TETRA, 470 MHz y se define un Span (dispersión o ancho frecuencial que se va a mostrar por pantalla) de 10 MHz.

```
#define FREQ_LIST "IFV 350 MHZ, 550 MHZ;WFS;STD \n"
#define CENTER_FREQ "CNTR 470 MHZ \n"
```

```

#define SPAN "SPAN 10 MHZ \n"
#define RESET "*RST \n"

void main () {

    ViSession defaultRM, vi;
    char buf [256] = {0};
    char message[256]={0};
    char filename[256]={0};
    int pinState=0;
    FILE *data_s11;
    FILE *data_s12;
    FILE *data_s21;
    FILE *data_s22;

    /* Open session to GPIB device at address 22 */
    viOpenDefaultRM (&defaultRM);
    viOpen (defaultRM, "GPIB0::6::INSTR", VI_NULL,VI_NULL, &vi);

```

Se inicializa el dispositivo realizando un RESET.

```

/* Initialize device */
/*viPrintf (vi, "*RST\n");*/

```

Se envía un mensaje al analizador a modo de identificador para iniciar la sesión.

```

/* Send an *IDN? string to the device */
viPrintf (vi, "*IDN?\n");

```

```

/* Read results */
viScanf (vi, "%t", &buf);

```

```

strcpy(message, FREQ_SETTINGS);
viPrintf (vi, message);

```

```

strcpy(message, NPOINTS_51);
viPrintf(vi,message);

```

Una vez definido el rango frecuencial y el número de puntos para tomar las medidas, comenzamos a medir cada parámetro S haciendo uso de la función strcpy, que copia una cadena o string fuente en otra destino.

```

////////// MEDIDA S11
strcpy(message, S11_MEAS);
viPrintf(vi,message);

```

```
strcpy(message, OUTPUT_DATA);
viPrintf(vi,message);
sprintf(filename,"data_s11_%d.txt",pinState);
data_s11=fopen(filename,"w");
viScanf(vi,"%t", &buf);
fclose(data_s11);

////////// MEDIDA S12
strcpy(message, S12_MEAS);
viPrintf(vi,message);
strcpy(message, OUTPUT_DATA);
viPrintf(vi,message);
sprintf(filename,"data_s12_%d.txt",pinState);
data_s11=fopen(filename,"w");
viScanf(vi,"%t", &buf);
fclose(data_s12);

////////// MEDIDA S21
strcpy(message, S21_MEAS);
viPrintf(vi,message);
strcpy(message, OUTPUT_DATA);
viPrintf(vi,message);
sprintf(filename,"data_s21_%d.txt",pinState);
data_s11=fopen(filename,"w");
viScanf(vi,"%t", &buf);
fclose(data_s21);

////////// MEDIDA S22
strcpy(message, S22_MEAS);
viPrintf(vi,message);
strcpy(message, OUTPUT_DATA);
viPrintf(vi,message);
sprintf(filename,"data_s22_%d.txt",pinState);
data_s11=fopen(filename,"w");
viScanf(vi,"%t", &buf);
fclose(data_s22);

printf("Medidas\n");

/* Print results */
printf ("Instrument identification string: %s\n", buf);

/* Close session */
viClose (vi);
viClose (defaultRM);
```

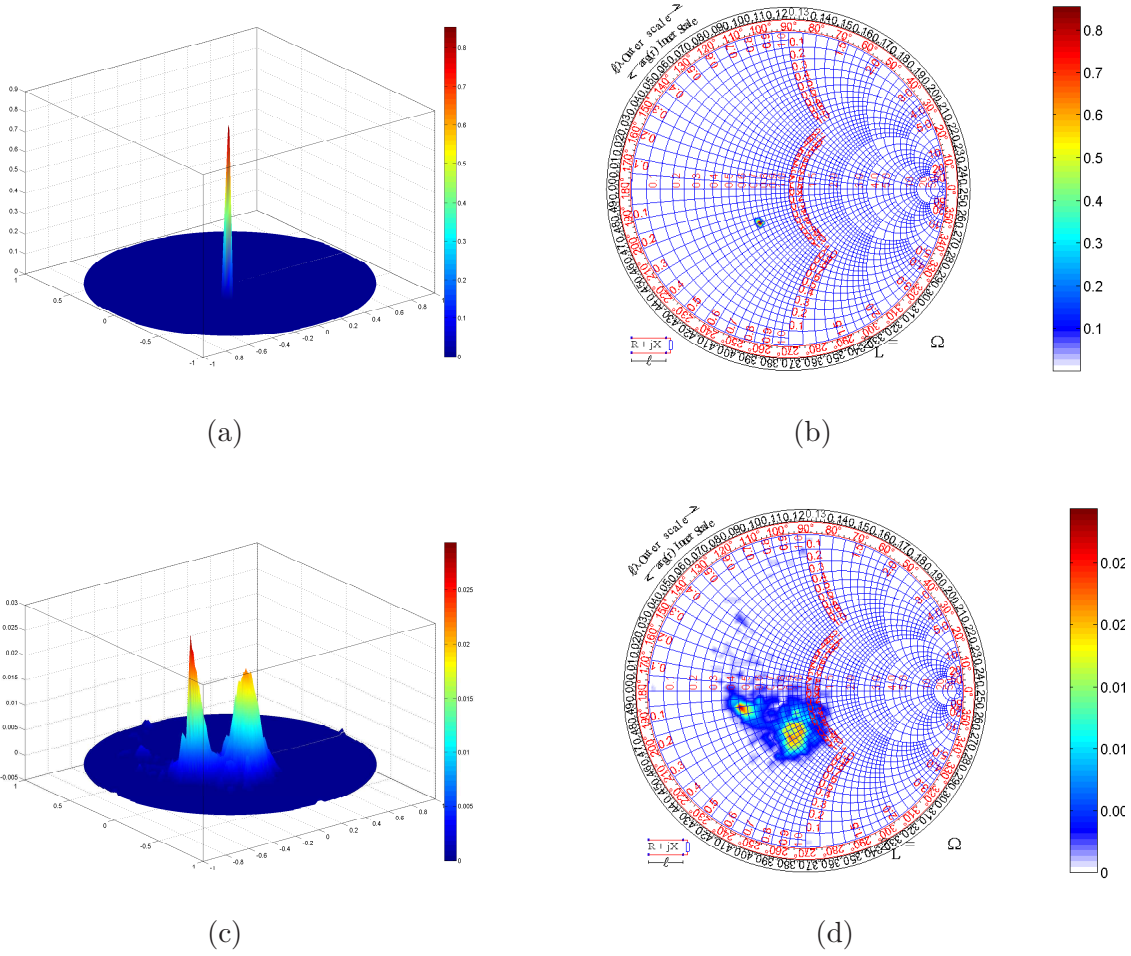


Figura 4.3: Histogramas obtenidos de las muestras de parámetros S para la Hélice.(a) PDF estimada (caso estático) (b) Representación en carta de Smith (caso estático). (c) estimación de PDF (caso dinámico) (d) Representación en carta de Smith (caso dinámico)

}

4.3.2. Estimación de la variabilidad de la impedancia de entrada: resultados.

La variabilidad puede representarse utilizando un histograma bidimensional y otras técnicas [27-28]. Considerando las muestras obtenidas a partir del registro de datos, estas pueden ordenarse en un vector de muestras

$$\Gamma_n = (\lambda_1 + j\mu_1, \lambda_2 + j\mu_2, \dots, \lambda_M + j\mu_M) \quad (4.6)$$

Como el soporte de la parte real es compacto ($[-1, 1] \times [-1, 1]$), puede dividirse en un número de celdas de área uniforme $dx \times dy$ y estimar la densidad en el punto (x, y) que es

$$\hat{f}_{(\lambda,\mu)}(x,y) = \frac{n_j}{\sum_j n_j dx dy} \quad (4.7)$$

donde n_j es el número de muestras en la celda j -ésima (o bin). Esto constituye un método simple para encontrar detalles sobre la distribución estadística.

Como puede verse a partir de este procesado (Fig.3 caso hélice), la impedancia de antena es prácticamente constante cuando no interactúa con el medio, de ahí que su histograma debería tender hacia una distribución delta de Dirac. Sin embargo, cuando la antena interactúa con el usuario, los histogramas se ensanchan, apareciendo una distribución bimodal que asociamos al bolsillo-cabeza. El efecto global es un empeoramiento de la desadaptación estática y por lo tanto, se espera una disminución de la relación señal ruido, al menos instantáneamente. Unos resultados similares se obtienen para la ranura, aunque evidentemente las bimodas asociadas a la distribución cambian porque esa magnitud sí es dependiente de la antena bajo test.

4.4. Extracción de los parámetros estadísticos. Predicción para las antenas fractales diseñadas

4.4.1. Extracción de los parámetros Estadísticos

En relación a los apartado anterior, queda patente el hecho de que la interacción del usuario con la antena influye en la impedancia de entrada. En la situación práctica representada (cabeza-bolsillo), la distribución estadística obtenida es claramente bimodal debido a que se han medido dos situaciones diferentes. Lamentablemente, no existe una distribución paramétrica típica (normal, exponencial, gaussiana...) para poder reflejar esta situación, por lo que, si se intenta aplicar las técnicas de inferencia usuales para este tipo de distribuciones, la estimación será del todo infructuosa.

Afortunadamente, podemos intentar una aproximación diferente en base a los resultados anteriores. Dado que el histograma aparecen claramente reflejadas las dos situaciones cabeza-bolsillo, una posible aproximación al problema puede consistir en separar los resultados mezclados en dos clases diferentes, y aplicar a estas clases la estimación paramétrica. Así pues, se ha aplicado el siguiente algoritmo a los datos experimentales:

1. se realiza un **análisis cluster** de los datos experimentales utilizando el **algoritmo de k-medias**, con el que se separan, en base a una distancia geométrica las dos situaciones diferentes.
2. Se aplica la **técnica de estimación de máximo-verosimilitud** para varias distribuciones conocidas.
3. Se escoge aquella distribución que ajusta de la mejor forma posible a todas las clases.

Como resultado de este algoritmo, se puede concluir que la mejor distribución estadística que se ajusta a los datos es la distribución logística, que tiene como función de distribución:

Cuadro 4.1: Resultados de la estimación paramétrica realizada sobre cada clase.

	Re[Γ]	Im[Γ]
Media Clase Talk	-0.367	-0.096
Escala Clase Talk	0.049	0.044
Media Clase Non-Talk	-0.0618	-0.2514
Escala Clase Non-Talk	0.05	0.059

$$P_{Re[\Gamma],Im[\Gamma]}(x) = \frac{1}{4s_{Re[\Gamma],Im[\Gamma]}} \operatorname{sech}^2 \left(\frac{x - \mu_{Re[\Gamma],Im[\Gamma]}}{2s_{Re[\Gamma],Im[\Gamma]}} \right) \quad (4.8)$$

siendo μ la media asociada a la parte real o imaginaria del coeficiente de reflexión y s el *parámetro de escala* correspondiente, cuya relación con la dispersión es

$$\sigma^2 = \frac{\pi^2}{3} s^2 \quad (4.9)$$

En una situación estática, la escala toma el valor nulo, con lo que la distribución tiende en dicho límite a la distribución Delta de Dirac, siendo coherente con las ideas propuestas. Por lo tanto, la característica que define a una situación dinámica como la propuesta es la existencia de dos clases diferentes de distribuciones logísticas con desviación típica no nula, y que dependerá de la interacción del usuario y de la geometría de la antena.

Los resultados cuantitativos de la predicción para el caso de la hélice se reflejan en la figura 4.4.

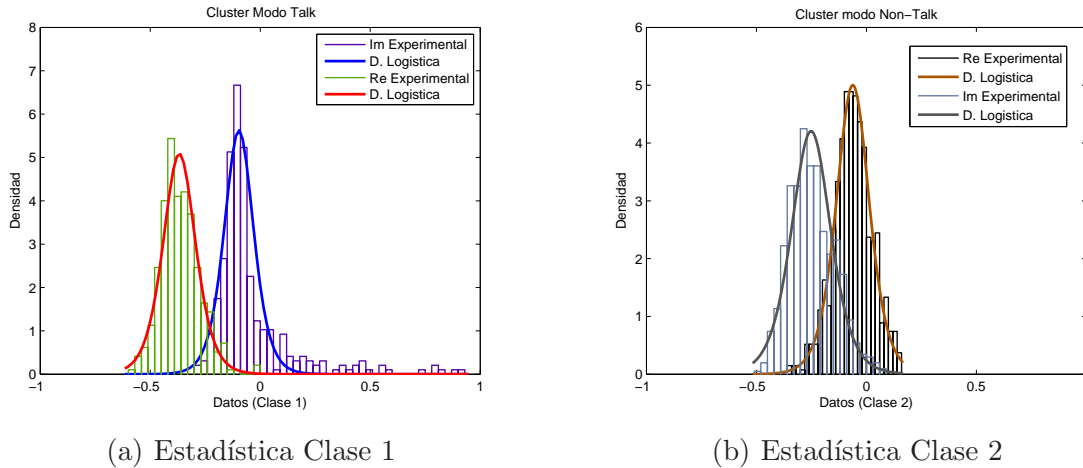


Figura 4.4: SNR estimada para los Prototipos (a) Inferencia estadística Modo Cabeza (b) Inferencia Estadística modo bolsillo.

A la vista de los resultados numéricos (Tabla 4.1), puede observarse que el efecto de la interacción se traduce en valores de escala entorno a 0.05 o equivalentemente, en una

desviación típica aproximada de 0.1. También se observa que existe un efecto sobre la media estática que toma el valor de $\Gamma = -0,176 - 0,23j$, que sería el que puede precisarse aplicando métodos de electromagnetismo computacional. Es necesario recordar aquí que, aunque se está caracterizando el coeficiente de reflexión a una frecuencia determinada, habida cuenta de la normalización a 50Ω , es posible en todo momento estimar los valores “instantáneos” de impedancia. Debemos también recalcar aquí que el significado de instantáneo (y por tanto variabilidad temporal) tiene sentido en tanto que la interacción del usuario con la antena es mucho más lenta que la frecuencia de operación de la misma, por lo que, es decir, que la frecuencia de la perturbación del usuario sobre la antena es mucho menor que la señal que se está pretendiendo transmitir o recibir, por lo la impedancia de entrada de antena ya es estable cuando se captura la siguiente muestra de impedancia.

4.4.2. Propuesta de Algoritmo de Predicción de los valores de Impedancia bajo situación dinámica

Utilizando los valores de desviación anteriores, junto con la distribución deducida, es posible generar los valores finales de impedancia que muy probablemente tomará la antena. Antes de nada cabe decir que, dado que, para la situación de dos estados habitual en terminales móviles, se podría general la distribución de valores para cada estado por separado, y combinarlas generando una variable de estado atendiendo porcentaje de tiempo de cada estado. No obstante, y por motivos de extensión del proyecto y teniendo en cuenta que la mayor parte del tiempo se estará en una situación de non-talk (bolsillo), nos centraremos en este único estado, pudiendose aplicar por extensión la misma técnica al otro estado.

1. El primer paso consiste en determinar la impedancia *estática* de la estructura radiante para cada uno de los estados mediante el simulador.
2. A continuación, utilizando dichos valores, y el valor de desviación típica estimado, se generan sendas realizaciones de variables aleatorias logisticas para generar muestras de la parte real e imaginaria, que podemos suponer independientes.
3. Finalmente, utilizando dichos valores, generamos el coeficiente de reflexión complejo y se obtiene el valor de impedancia de antena utilizando que:

$$Z_{in} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} Z_0 \quad (4.10)$$

Aplicación a las antenas Fractales propuestas

La aplicación del algoritmo de predicción comienza por la simulación de la estructura con el dielectrico que representaría el cuerpo. No obstante, es la cabeza la que afecta con más fuerza a los momentos de variable aleatoria, por lo que se asumirá que para la mayoría de los casos, la impedancia es la que se ha obtenido de las simulaciones anteriores.

Así, observando las cartas de Smith correspondientes a los modelos de Hilbert y Minkowski (Figura) se extraen los momentos reflejados en la tabla 4.2.

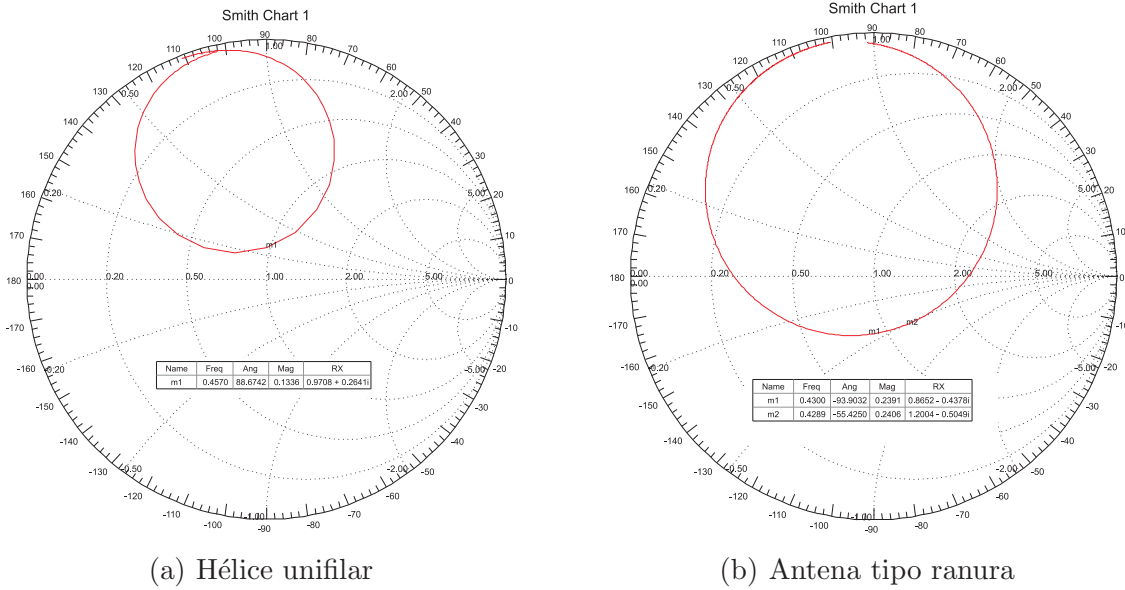


Figura 4.5: SNR estimada para los Prototipos (a) Carta de Smith Modelo Hilbert (b) Carta de Smith Modelo Minkowski.

Cuadro 4.2: Momentos extraídos de las simulaciones de los modelos propuestos para predicción.

	Re[Z]	Im[Z]	Abs[Γ]	Ang[Γ]°
Hilbert	0.9708	0.2641	0.1336	88.6742
Minkowski	0.049	0.044	0.2406	-55.42

A continuación, utilizando un proceso de Montecarlo, generamos los resultados para la estimación de la impedancia en el caso dinámico, lo que puede verse para estas antenas la figura 4.6. Estas distribuciones de probabilidad confirman que, en una situación con interacción de usuario y dinámica, existe una desadaptación que instantáneamente puede degradar las prestaciones de la antena, y por ello de la relación señal a ruido. También podemos ver que en otros instantes de tiempo, la situación de adaptación dinámica será mejor que en la situación estática.

La cuantificación de cuánto se degradará la SNR para el peor caso, y con qué frecuencia se producirá este hecho es crucial ya que puede servir a varios propósitos. En primer lugar, puede mejorar la etapa de diseño del receptor, en cuanto a la selección de los dispositivos para cumplir una SNR mínima (sensibilidad). En segundo lugar, atendiendo a que existen muchas posibles estructuras radiantes, puede aportar un valor añadido, ya que permitiría escoger aquella antena que, ante la variabilidad del usuario, sufriera menor degradación. Para ello, realizamos a continuación esta estimación sobre las antenas propuestas.

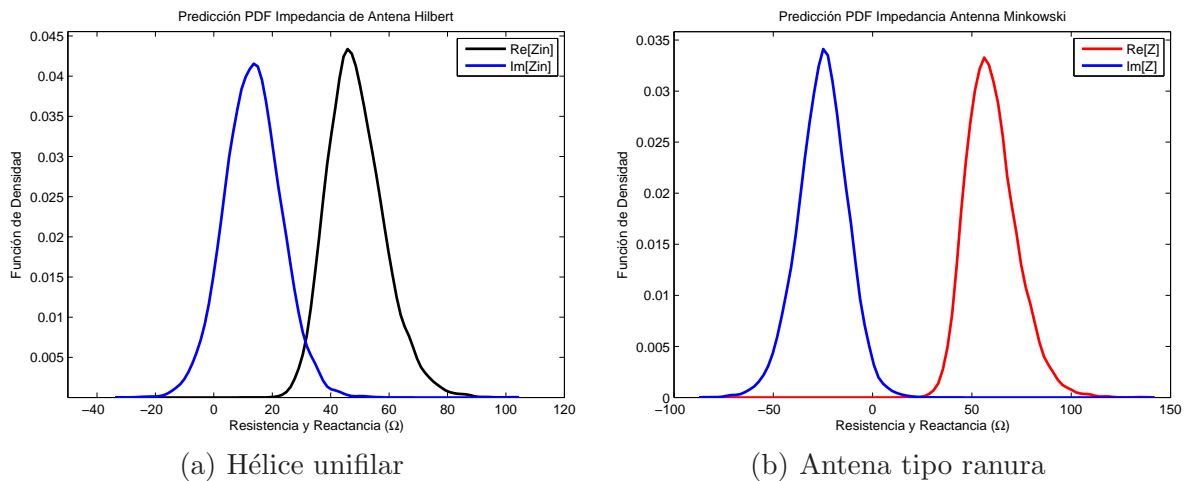


Figura 4.6: Funciones de densidad de Probabilidad de Impedancia (a) Modelo Hilbert (b) Modelo Minkowski.

4.5. Estimación de la SNR y mejora con ATU ideal

Para estimar la relación Señal Ruido previamente es necesario determinar la constante α (el “punto de operación”), la temperatura de antena T_a y la figura de ruido NF . Esto no cambia en absoluto la variabilidad de la SNR, pero sí sería importante a la hora de estimar, por ejemplo, la tasa de error en el bit.

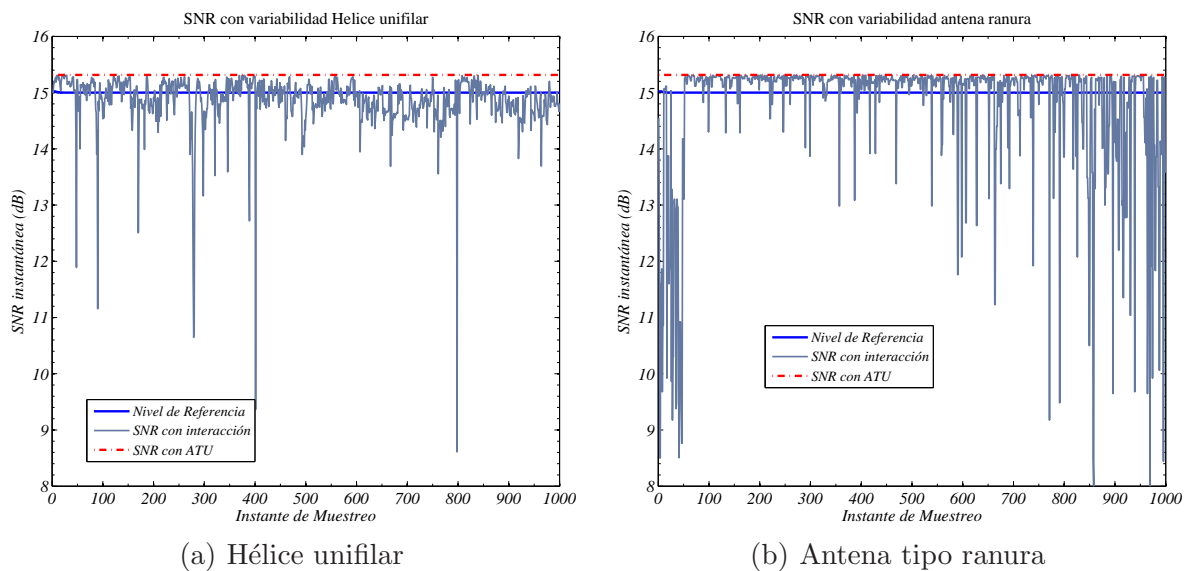


Figura 4.7: SNR estimada para los Prototipos (a) Hélice unifilar en modo normal (b) Antena ranura con carcasa metálica.

La Fig 4.7 muestra los resultados estimados para una relación SNR de referencia de 15 dB, una temperatura de antena de $10^{1.5}K$ y una figura de ruido $NF = 1,5dB$, que son valores usuales para los parámetros considerados. A partir de ellos es posible observar las

ventajas de utilizar una ATU, elemento que consigue, al menos en teoría, un $\Gamma(n) = 0$. Aunque la mejora no es en promedio grande, si puede verse que con una ATU ideal se podrían compensar los efectos de variación de SNR. En algunos instantes, pueden obtenerse una SNR instantánea 6 dB menor que en la situación en la que no hay variabilidad, lo que se traduce en un incremento bastante significativo de la tasa de error en el bit.

Puede estimarse así mismo la tasa de empeoramiento para cada antena, utilizando la métrica:

$$\eta = 1 - P(\text{SNR}_{int} > \text{SNR}_{ais}) \quad (4.11)$$

siendo SNR_{int} la SNR en situación de interacción con el usuario y SNR_{ais} en situación estática. Esta métrica proporciona un resultado de 0.58 para la hélice y 0.23 para la ranura, lo que significa que, la ranura es más insensible a la interacción del usuario en término medio. Nótese que en el caso de utilizar una ATU esta probabilidad siempre valdría 0.

Antes de aplicar la estimación a las antenas fractales propuestas, es importante remarcar que no es posible a partir del método propuesto presentar curvas como las de la figura 4.7, ya que éstas incluyen una estructura temporal de la que no nos hemos ocupado en este proyecto. Así, lo que podemos hacer es estimar la densidad de probabilidad, aunque esto puede ser suficiente para nuestros propósitos.

Aplicando el cálculo de la SNR y el método de Montecarlo para general las distribuciones de impedancia, se obtienen las figuras 4.8.a y 4.8.b, que recogen la estadística de la degradación. Tomando como referencia la potencia de señal para producir una SNR de 10 dB en caso estático, puede verse que existe una zona por debajo de dicho límite que constituye precisamente la probabilidad de degradación.

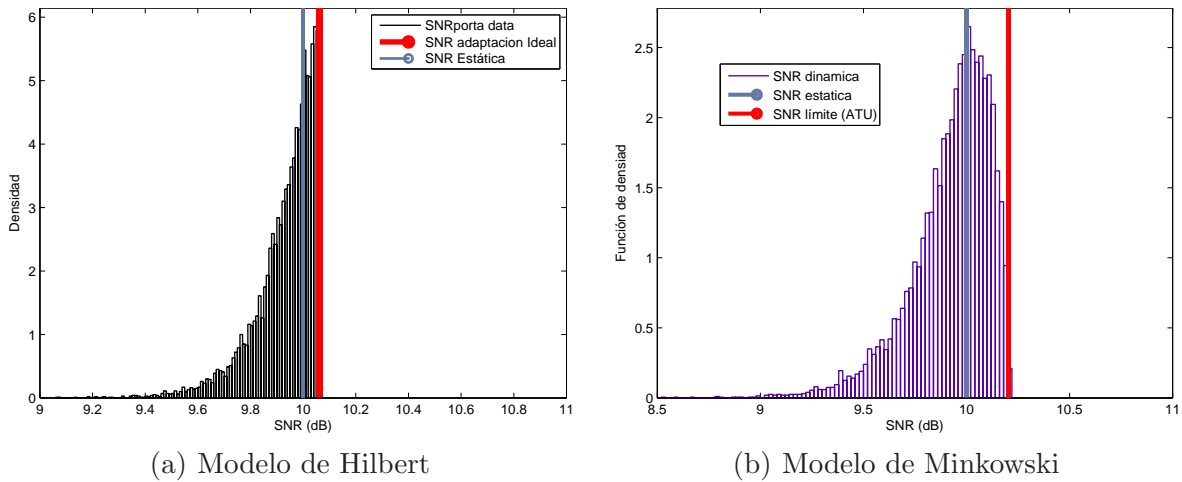


Figura 4.8: SNR estimada para los Prototipos (a) PDF SNR Antena Hilbert (b) PDF SNR Antena Minkowski.

El análisis cuantitativo de estas distribuciones (Tabla 4.3) informa de que la interacción con el usuario es mayor en el modelo de Hilbert, por lo que la SNR se degrada con respecto a la estática en el 66 % del tiempo. Así mismo, la degradación es, en el caso más desfavorable de entorno a 1 dB, lo cual es bastante significativo. Por el contrario, en el modelo de Minkowski sucede que, si bien la interacción del usuario no es tan usual con respecto a

Cuadro 4.3: e.

	<i>Prob.Empeoramiento</i>	<i>mín(SNR) dB</i>
Hilbert	0.66	9.06
Minkowski	0.58	8.53

la situación estática (el 58 % de las ocasiones), los desvanecimientos en SNR son más profundos (1.5 dB).

4.6. Conclusiones y Límitaciones del método

Se ha demostrado realizando un análisis experimental que la interacción del entorno, en concreto, del usuario con las estructuras radiantes, provoca una desadaptación dinámica que se ha cuantificado mediante un análisis estadístico de la variabilidad de impedancia de entrada. Modelando el coeficiente de reflexión como una variable aleatoria compleja logística, se ha estudiado la situación en recepción, cuantificando la degradación de la SNR. No obstante, el método que se ha propuesto tiene algunas limitaciones, entre otras que requiere el conocimiento de la influencia del usuario sobre la media o en su defecto, realizar una simulación. Además, tampoco es posible predecir la estructura temporal real de la variación de la impedancia, para lo cual sería necesario aplicar métodos estadísticos más avanzados, como el modelado utilizando series temporales.

A su vez, cabe señalar que no se ha incluido la influencia de la variabilidad de la impedancia de entrada en el amplificador de bajo ruido, cuya figura de ruido cambiará también al presentar otra impedancia de entrada diferente de la de diseño. Finalmente, este tipo de modelado presenta el inconveniente de que es necesario, para cada tipo de interacción con el entorno, deducir la dispersión de la estadística.

Aun así, el método puede ser útil para estimar, apriori, que antena de las posibles alternativas frente a un diseño presenta menor variabilidad y mejores prestaciones, estableciendo un criterio añadido de selección.

Capítulo 5

Conclusiones y Líneas futuras

5.1. Conclusiones

La teoría de los fractales está abriendo un universo de posibilidades en la exploración de nuevas alternativas científicas para resolver y optimizar sistemas. Se están expandiendo rápidamente sus aplicaciones a campos insospechados: telecomunicaciones, medicina, electrónica, estadística, música, etc.

Sus propiedades especiales como la autosimilitud, rugosidad, dimensión fraccionaria, etc., se están empleando en el diseño de nuevas y mejores antenas que abrirán las posibilidades de las nuevas generaciones de sistemas de comunicaciones 3G y 4G, permitiendo una integración eficiente de los nuevos servicios.

Actualmente los esfuerzos se centran principalmente en el diseño de antenas para los sistemas móviles, dando una solución barata, fácil y rápida. Sin duda, estos nuevos diseños se constituirán en una pieza clave en el avance de los sistemas de telecomunicaciones del futuro.

En este proyecto se ha presentado el modelo de Hilbert con iteración = 2. Si se continuasen realizando iteraciones (evoluciones de este modelo) se compactaría la antena hasta en un factor 11, lo cual constituye un resultado muy significativo en términos de miniaturización.

Pero se ha visto que este tipo de diseños son altamente sensibles. En ocasiones es complicado ajustar el diseño a los requisitos deseados en cuanto a frecuencias de resonancia o ancho de banda mínimo para que la antena sea funcional.

Finalmente, se ha estudiado cómo varía la impedancia de antena cuando el usuario interactúa con ella, demostrando que se produce cierta degradación que se ha modelado a través de funciones de densidad de probabilidad inferidas de los test experimentales realizados sobre algunos prototipos existentes en el laboratorio.

El método propuesto, aunque presenta ciertas limitaciones, permite predecir y analizar la degradación en recepción cuando el usuario interactúa.

5.2. Líneas futuras

Como posibles ideas para continuar con este trabajo se proponen las siguientes:

1. Verificación y construcción de los modelos propuestos.
2. Verificación de la técnica de modelado a través de funciones de densidad de probabilidad propuestas en el laboratorio.
3. Mejora del comportamiento de las antenas aquí obtenidas, mediante un nuevo proceso de parametrización y posterior optimización.
4. Estudio y búsqueda de otras geometrías que permitan obtener una mayor compactación de las antenas mediante fractales. Entre estos nuevos modelos se podrían incluir la Curva de Peano, el Triángulo de Sierpinsky o el de Douady.
5. Estudio de la influencia en un entorno Outdoor de otros dispositivos electrónicos sobre el comportamiento de los modelos diseñados.
6. Buscar otras bandas frecuenciales que resultasen interesantes para continuar analizando. Se están obteniendo buenos resultados con las antenas para las bandas GSM (900 MHz) y DCS (1.800 MHz) que permiten cubrir ambas bandas y esto evita la necesidad de duplicar, en cada celda o territorio, la red de antenas móviles urbanas reduciendo el gasto y el impacto visual de las estaciones.
7. Realizar un diseño de una antena tribanda e incluso cuatribanda.

Bibliografía

- [1] Wiley - Compact and Broadband Microstrip Antennas - Wong
- [2] Artech House. Broadband Microstrip Antennas - G. Kumar, K. Ray
- [3] Triangular and Circular Dual Band Microstrip Antenna for WLAN Application, As-rokin, Azhari; Rahim, Mohd Kamal Abd.; Jamaluddin, Mohd Haizal; Ahmad, Mohd Riduan; ?Fac. of Electr. Eng., Universiti Teknologi Malaysia.
- [4] Integrating Compact Printed Antennas Onto Small Diversity/MIMO Terminals, Karaboikis
- [5] Wiley - Planar Antennas for Wireless Communications. Kin Lu Wong
- [6] Wiley - IEEE Press Modern Antenna Design (2005)
- [7] Design of Dual-Band PIFA for WLAN, Sung-Keun Jeon, Nam Kim , Seung-Woo Lee. Sang-Myeong Park and Byoung-Jun Jang (2008)
- [8] Design of a dual-band microstrip-fed meandered-tail PIFA for WLAN applications. Razali, A.R.; Bialkowski, M.E.; Sch. of ITEE, Univ. of Queensland, Brisbane, QLD, Australia (IEEE)
- [9] http://www.radiocomunicaciones.net/pdf/antenas_fractales.pdf
- [10] <http://www.fractenna.com/>
- [11] <http://www.fractus.com/>
- [12] Miniature monopole antenna based on the fractal Hilbert curve. Anguera, J. Puente, C. Soler, J. ?Technol. Dept., F ractus S.A. Avda, Barcelona, Spain (IEEE)
- [13] CPW-Fed Koch Fractal Slot Antenna for WLAN/WiMAX Applications. Krishna, D.D.; Gopikrishna, M.; Anandan, C.K.; Mohanan, P.; Vasudevan, K (2008-IEEE).
- [14] A Reconfigurable Hilbert Curve Patch Antenna, Xue-Song Yang, Bing-Zhong Wang and Yong Zhang (IEEE)
- [15] Bandwith, Cross-Polarization and Feed-Point Characteristics of Matched Hilbert Antennas, Jinhui Zhu (IEEE)

- [16] A Compact Hilbert Planar Inverted-F Antenna (PIFA) for Dual-Band Mobile Phone Applications, M. Z. Azad (IEEE)
- [17] Miniaturized Hilbert PIFA for Dual-Band Mobile Wireless Applications, M. Z. Azad and M. Ali (IEEE)
- [18] Hilbert Curve Fractal Antennas with Reconfigurable Characteristics, K. J. Vinoy, K. A. Jose, V. K. Varadan and V. V. Varadan (IEEE)
- [19] A Novel Multiband Antenna: Fractal Antenna, Tiehong and Zhou Zheng (IEEE)
- [20] An Overview of Fractal Antenna Engineering Research, Douglas H. Werner and SumanGanguly (IEEE)
- [21] Mingo J., Valdovinos A. et al , “An RF Electronically Controlled Impedance Tuning Network Design and Its Application to an Antenna Input Impedance Automatic Matching System” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 52, Issue 2, Feb 2004 Page(s):489 - 497
- [22] Papapolymeory J., Lange K. L. et al , “Reconfigurable Double-Stub Tuners Using MEMS Switches for Intelligent RF Front-Ends” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 51, Issue 1, Jan 2003 Page(s):489 - 497
- [23] Boyle K. R., Yun Yuan and Ligthhart L.P. , “Analysis of Mobile Phone Antenna Impedance Variations With User Proximity” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 55, Issue 2, Feb 2007 Page(s):364 - 372
- [24] J. de Mingo, P.L. Carro, P.García-Dúcar, “Antenna Effects in DVB-H Mobile Re-broadcasters”, IEEE Trans. Consumer Electron., vol. 55, no. 3, Aug 2009.
- [25] P.L. Carro, J. de Mingo, P. García Dúcar .ºn the Integration of Ultra Wideband Antennas in DVD Players, IEEE Trans. Consumer Electron., vol. 55, no. 2, May 2009.
- [26] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 3rd ed. Wiley, 2004.
- [27] A.R. Webb, ”Statistical Pattern Recognition”, John Wiley and Sons, Ltd, 2002, ISBN 0-470-84513-9
- [28] S. M. Kay, Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc., 1993