

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ

**Escuela Politécnica Superior
Dpto. Teoría de la Señal y Comunicaciones**



Memoria de Tesis Doctoral Europea

***“Técnicas de inteligencia computacional para el
diseño robusto de dispositivos radiantes”***

Autora: Rocío Sánchez Montero

Directores: Dr. D. Sancho Salcedo Sanz

Codirector: Dr. D. Jose Antonio Portilla Figueras

Curso 2010/11

D. SANCHO SALCEDO SANZ y D. JOSE ANTONIO PORTILLA FIGUERAS, Profesores Titulares de Universidad del Área de conocimiento de Teoría de la Señal y Comunicaciones de la Universidad de Alcalá,

CERTIFICAN

Que la tesis “**Técnicas de inteligencia computacional para el diseño robusto de dispositivos radiantes**”, presentada por D^a. Rocío Sánchez Montero, realizada en el Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones bajo nuestra dirección, reúne los méritos suficientes para optar al grado de Doctor, por lo que puede procederse a su lectura.

Alcalá de Henares, 25 de mayo de 2011

Fdo.: Dr. D. Sancho Salcedo Sanz

Fdo.: Dr. D. Jose Antonio Portilla Figueras



Universidad
de Alcalá

DPTO. DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y
COMUNICACIONES

Campus Universitario. Ctra. Madrid – Barcelona, Km. 33.600
28871 Alcalá de Henares (Madrid)
Teléfonos: 91 885 66 90 / 91 885 66 91
Fax: 91 885 66 99
aurora.iglesias@uah.es

D^a. Rocío Sánchez Montero ha realizado en el Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones bajo la dirección de los doctores D. Sancho Salcedo Sanz y D. Jose Antonio Portilla Figueras, la tesis doctoral titulada “**Técnicas de inteligencia computacional para el diseño robusto de dispositivos radiantes**”, cumpliéndose todos los requisitos para la tramitación que conduce a su posterior defensa.

Alcalá de Henares, 25 de mayo de 2011

EL DIRECTOR DE DEPARTAMENTO

Fdo.: Dr. D. Saturnino Maldonado Bascón

RESUMEN

La tesis doctoral propone una nueva estructura de antena adecuada para ser utilizada en las bandas de frecuencia donde se proveen los principales servicios de telefonía móvil, y su proceso de optimización posterior, empleando algoritmos de programación evolutiva. La creciente demanda de ofrecer servicios de datos de alta velocidad, ha generado la necesidad de incrementar el ancho de banda de las antenas empleadas. Los elementos radiantes empleados tradicionalmente en el sector de las comunicaciones inalámbricas, dadas sus reducidas dimensiones y los bajos niveles de tasa de absorción específica (SAR), son las conocidas antenas planares de F invertida y las antenas de parche. Uno de los principales inconvenientes en este tipo de dispositivos es su reducido ancho de banda lo que imposibilita su uso en las nuevas generaciones de telefonía móvil. No obstante, al combinar ambas antenas en una única estructura, el ancho de banda mejora notablemente, al mismo tiempo que sus dimensiones se ven reducidas considerablemente con respecto a su tamaño original.

La tecnología en la que se han implementado estos dispositivos es una variante de las líneas microstrip, conocida como coplanar waveguide (CPW). El substrato empleado ha sido uno de reducido coste como es el FR4. Sin embargo, el comportamiento de este material empeora conforme aumenta la frecuencia. Para analizar los posibles efectos adversos que este comportamiento desfavorable puede provocar en nuestro prototipo, y dado que en torno a los 5.6GHz se encuentra la frecuencia de trabajo del servicio WIFI UNII, se ha realizado un estudio tanto teórico como práctico del comportamiento de la antena propuesta. El análisis teórico se ha llevado a cabo mediante la simulación del dispositivo empleando materiales con diferentes tangentes de pérdidas. La parte experimental se ha realizado mediante la construcción y medida

del prototipo con un material de altas prestaciones como es Ro4320. Tanto en el estudio teórico como en el experimental, los resultados obtenidos demuestran que el comportamiento de la antena no se ve afectado significativamente, por el empleo de un sustrato de bajas prestaciones.

La antena propuesta está formada a partir de la hibridación de una antena parche y una antena PIFA, alimentada de modo único mediante una línea CPW.

Con anterioridad al proceso de optimización, y debido a la cantidad de parámetros que conforman la antena bajo estudio, es necesario conocer cuáles son los que debemos modificar para conseguir nuestro objetivo. Para ello se ha realizado un estudio paramétrico. Este estudio nos ha permitido determinar que son seis las variables: longitud (L_g) y anchura (W_g) del plano de masa, longitud (B) y anchura (A) del lado estrecho que conforma el plano de radiación de la antena PIFA, radio de la antena parche (r_i) y radio de la circunferencia de separación entre el parche y el plano de masa (r_o), que será necesario ajustar para conseguir incrementar el margen de frecuencias de funcionamiento.

Además del proceso de hibridación, que dio lugar a la conformación del prototipo propuesto en esta tesis, ante la ausencia de un modelo equivalente que permita ajustar la respuesta conjunta de la antena, el empleo de las técnicas de inteligencia computacional va a permitir el proceso de optimización necesario para el ajuste de la respuesta en frecuencia de la antena. La respuesta de la programación evolutiva tras la optimización, ha dado lugar a un dispositivo capaz de dar servicio de voz y datos, al cubrir el margen de frecuencia definido para GSM, DCS, UMTS y WLAN, además de otros servicios inalámbricos como son GPS y Bluetooth que, por otro lado, se han convertido en usuales en los terminales de última generación.

Con el objeto de comparar el rendimiento, y dado que el simulador empleado dispone de un modulo propio de optimización, se ha realizado este proceso mediante el empleo de una técnica clásica como es el método Nelder Mead Simplex. El principal inconveniente de este algoritmo, es que a pesar de ser un método bastante robusto, resulta inestable cuando se emplean más de cuatro variables. Atendiendo a los resultados obtenidos, se puede observar una mejora en el ancho de banda de la zona inferior, a costa de empeorar ligeramente el margen superior. Puesto que existe una interdependencia de las respuestas en ambas bandas, las modificaciones de las variables afectan a la respuesta conjunta. El criterio de optimización definible en simulador electromagnético no permite independizar o ponderar ambas respuestas. La inclusión de otros métodos exteriores permitirá estos ajustes.

El empleo de la programación evolutiva para el proceso de optimización ha implicado elaborar una plataforma de comunicación entre el simulador empleado (CST Microwave Studio) y el programa en el que se encuentra implementado el algoritmo evolutivo. El proceso de optimización puede ser llevado a cabo mediante otras técnicas de inteligencia computacional, a través de esta plataforma de conexión del simulador con otros programas externos.

Finalmente, la antena desarrollada posee unas dimensiones de 57 x 24 x 6 mm y consigue un ancho de banda a 10dB de pérdidas de retorno del 49% en la banda inferior (1800MHz) y 11.25% en la banda superior (5200MHz), con unos valores de ganancia de 3 y 4.2 dBi respectivamente.

ABSTRACT

The doctoral thesis proposes a new antenna with a suitable structure for the main frequency bands of mobile services, whose optimization process has been done by an Evolutionary Programming algorithm. The growth of the demand for high speed data services has generated the necessity of increasing the antenna bandwidth. Due to its reduced size and low specific absorption rate (SAR), planar inverted-F antennas (PIFA) and patch antennas are typically employed in the wireless services. The main disadvantage of these devices is their narrow bandwidth, for this reason these antennas are not useful for the new generation mobile handsets. Nevertheless, when PIFA and patch antenna are employed in the same structure, the bandwidth is increased remarkably, and the dimensions are reduced with respect to their original sizes.

The proposed antenna is implemented in a variation of microstrip line, which is called *coplanar waveguide* (CPW). A low-cost FR4 substrate has been used. As the behavior of this substrate is poor at high frequency, a theoretical and practical analysis of the prototype has been done to determine the adverse effects around 5.6GHz, since it is the frequency of the WIFI UNII service. In the theoretical study, the antenna has been simulated with different loss tangent materials. In the experimental analysis, two versions of the antenna have been made and compared, one on low cost FR4 substrate and the other on low loss Rogers 4350 material. The simulated and measured results show that the behavior of the antenna with a low cost substrate (FR4) and with a low loss tangent substrate (Ro4320) is very similar.

In summary, this thesis proposed an antenna which is based on the hybridization of two single antennas: a PIFA and a circular patch antenna with a CPW feeding.

As there is not an accurate expression for the proposed design, an optimization process must be carried out. A parametric study has been done before the optimization process in order to know the parameters that need to be modified to increase the bandwidth. This study shows that the variables to be changed during the optimization process are six: length (L_g) and width (W_g) of the ground plane, length (B) and width (A) of the narrow side in the PIFA radiation plane, patch antenna radius (r_i) and radius of the circumference between patch antenna and ground plane (r_o).

Finally, the overall antenna dimensions are 57 x 24 x 6 mm and for 10 dB return loss the operating bandwidth are 49% in the low frequency band (1800MHz) and 11.25% in the high frequency band (5200MHz), the gain values are 3 and 4.2dBi respectively.

Computational Intelligence techniques have been employed during the optimization process. The results obtained after the optimization show that the proposed antenna can be used in GSM, DCS, UMTS and WLAN, as well As in other wireless services like GPS and Bluetooth which are very common in the new generation handset.

For comparison, other classical technique such as Nelder Mead Simplex method has been used during the optimization. This technique is included in the optimization section of the electromagnetic simulator employed to obtain the performance of the antenna (CST Microwave Studio). This is a very robust method but, the main problem of this algorithm is that it becomes very instable when using more than four parameters. With this method the bandwidth in the low frequency band is improved but in the high frequency it is deteriorated. The optimization criterion in the electromagnetic simulator doesn't let us to adjust independently both bands. So, it is necessary to include an external optimization method to adjust both bands separately.

The use of an external optimization method, like Evolutionary Programming algorithm, as a part of the antenna's evaluation process, involves the definition of a communication protocol between the simulator and the program employed to implement the evolutionary algorithm. The proposed optimization process may be carried out with any other computational intelligence technique.

RECONOCIMIENTOS / ACKNOWLEDGMENTS

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el proyecto que lleva por título “Métodos emergentes para la optimización multicapa de redes de nueva generación y su aplicación a redes IP de futura generación (FGN)” (TECT 2006-07010/TCM), subvencionado por el Ministerio de Educación y Ciencia, el cual ha sido descrito en el capítulo 6.

Me gustaría agradecer al Dr. D. Angel Mediavilla y al Dr. D. Jose Maria Zamanillo por la ayuda proporcionada durante mi estancia en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria.

I would like to express my deepest gratitude to Professor Richard Langley for kindly receiving me in his research group during the four months I spent in the University of Sheffield. He and his research group allow me to spend a very good time in Sheffield.

AGRADECIMIENTOS

Son varios los años que han pasado desde que dio comienzo este largo camino cuyo fin está próximo. Muchos han sido los problemas que ha sido necesario afrontar, pero la ayuda de determinadas personas me ha permitido concluir esta etapa.

En primer lugar me gustaría agradecer su confianza y apoyo a mi familia. A mis padres, que a pesar de no entender muy bien en lo que estaba trabajando, creyeron en mí y me dieron fuerzas para continuar cuando más lo necesitaba. A mi hermano y mi cuñada Patricia, cuyas largas conversaciones y reflexiones me han enriquecido como persona. A mis sobrinos (Rodrigo y Alonso), que han sido capaces de aflorar en mí una sonrisa cuando no tenía ganas. A mis suegros y cuñados por escucharme. A todos aquellos miembros de mi familia (mis abuelos y tía Adela), cuyo cariño y comprensión han forjado en parte la persona que soy hoy.

También acordarme de los principales responsables para que hoy esté escribiendo estas palabras, mi hijo (Martín) cuyo nacimiento no trajo solo más alegría a nuestro hogar, sino que vino acompañado de la aceptación del artículo que permitió culminar este trabajo de investigación. Y mi marido, compañero y amigo, del cual todo lo que diga es poco. Tu optimismo ante las situaciones más adversas ha compensado mi pesimismo más absoluto, tu fe ciega en mí ha hecho que después de mucha lucha y muchas lagrimas, haya conseguido completar esta tesis doctoral, que en muchas ocasiones dude que consiguiera acabar.

Por otro lado, me gustaría agradecerle su apoyo y confianza en mí, a mi director y codirector de tesis Dr. D. Sancho Salcedo Sanz y Dr. D. Jose Antonio Portilla Figueras. A pesar de trabajar en temáticas muy dispares ellos creyeron en mí y finalmente, el trabajo ha dado su fruto.

A mis compañeros y amigos D. Jesus Alpuente Hermosilla y Dr. D. Juan Antonio Martinez Rojas, por encontrar soluciones a problemas que yo veía incapaz de solventar. A los miembros que conforman el grupo del “*chiringuito*”, por amenizar y endulzar con esos postres caseros los ratos de la comida en la universidad.

También me gustaría agradecer al Dr. D. Richard Langley su calurosa acogida en su grupo de investigación, así como su ayuda prestada durante mi estancia en la Universidad de Sheffield. A Dr. D. Lester Low, Dra. D^a. Sharon Zhu, D^a. Melanie Holbrow y Dr. D. Jon Rigelsford por hacerme sentir como un miembro más del equipo.

En último lugar, me gustaría agradecer a todas aquellas personas que me he encontrado y encontraré a lo largo de vida, cuya falta de confianza genera en mi persona un deseo de superación que hace culminar etapas como lo es esta tesis doctoral.

ÍNDICE

1	INTRODUCCIÓN.....	19
1.1	PRESENTACIÓN Y CONTEXTO	19
1.2	DESCRIPCIÓN DE ANTENAS	26
1.1.1	<i>Antenas planares de F invertida: PIFA</i>	26
1.1.2	<i>Antenas parche</i>	32
1.3	TÉCNICAS DE SOFT-COMPUTING PARA OPTIMIZACIÓN	41
1.4	OBJETIVOS DE LA TESIS	48
1.5	ESTRUCTURA DE LA TESIS	50
2	MATERIALES Y MÉTODOS	52
2.1	MATERIAL EMPLEADO	52
2.1.1	<i>Simulador electromagnético (CST Microwave Studio)</i>	53
2.1.2	<i>Material de construcción</i>	56
2.1.3	<i>Equipos de medida</i>	61
2.2	COMPUTACIÓN EVOLUTIVA	67
2.2.1	<i>Características fundamentales de un algoritmo evolutivo</i>	69
2.2.2	<i>Implementación de la programación evolutiva.</i>	73
3	PARTE EXPERIMENTAL.....	77
3.1	ANÁLISIS DE DISEÑO PROPUESTO	78
3.1.1	<i>Diseño de la antena planar de F invertida (PIFA)</i>	78
3.1.2	<i>Diseño de antena de parche</i>	84
3.1.3	<i>Diseño de prototipo de antena propuesto.</i>	97
3.2	ESTUDIO PARAMÉTRICO.....	108

3.2.1	<i>Estudio de la respuesta en frecuencia en función de los parámetros de la antena prototipo.</i>	110
3.3	PROCESO DE OPTIMIZACIÓN	122
3.3.1	<i>Optimización mediante los algoritmos implementados en el simulador.</i>	122
3.3.2	<i>Optimización mediante algoritmos evolutivos.</i>	124
4	CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN	141
4.1	CONCLUSIONES Y APORTACIONES ORIGINALES	141
4.2	FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN	144
5	CONCLUSIONS AND FUTURE RESEARCH LINES	146
5.1	CONCLUSIONS	146
5.2	FUTURE RESEARCH LINES	149
6	RESULTADOS DE LA INVESTIGACIÓN	150
6.1	PUBLICACIONES EN REVISTA	150
6.2	PUBLICACIONES EN CONGRESO INTERNACIONALES	150
6.3	PUBLICACIONES EN CONGRESOS NACIONALES	157
6.4	PARTICIPACIÓN EN PROYECTOS I+D DE FINANCIACIÓN PÚBLICA	158
6.5	PARTICIPACIÓN EN PROYECTOS I+D DE FINANCIACIÓN PRIVADA	159
7	REFERENCIAS	161

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1-1. CONFIGURACIÓN DE LA ANTENA IFA.....	27
FIGURA 1-2. CONFIGURACIÓN DE LA ANTENA PIFA	27
FIGURA 1-3. DISPOSICIÓN DE UNA ANTENA PIFA SOBRE UN TERMINAL MÓVIL.	28
FIGURA 1-4. CONFIGURACIÓN DE ANTENA DE PARCHE.	33
FIGURA 1-5. FORMAS DE LOS ELEMENTOS DE LOS PARCHE MICROSTRIP.	34
FIGURA 1-6. ALIMENTACIÓN POR SONDA COAXIAL.	37
FIGURA 1-7. ALIMENTACIÓN POR LÍNEA MICROSTRIP.....	38
FIGURA 1-8. ALIMENTACIÓN POR ACOPLO.	38
FIGURA 1-9. ALIMENTACIÓN POR ACOPLO MEDIANTE RANURA.....	39
FIGURA 1-10. ALIMENTACIÓN COPLANAR.	39
FIGURA 1-11. MÉTODOS DE OPTIMIZACIÓN, Y LOS INCLUIDOS ENTRE LAS TÉCNICAS DE INTELIGENCIA COMPUTACIONAL.....	42
FIGURA 2-1. ANTENA PIFA Y PLACA DE COBRE.	59
FIGURA 2-2. ANTENA DE PARCHE Y PLANO DE MASA.	60
FIGURA 2-3. CONECTORES SMA.....	61
FIGURA 2-4. ANALIZADOR DE REDES HP8720C.....	62
FIGURA 2-5. CÁMARA ANECOICA	63
FIGURA 2-6. ESQUEMA DE MEDIDA DE ANTENAS DENTRO DE UNA CÁMARA ANECOICA.	64
FIGURA 2-7. ANTENA PATRÓN DENTRO DE LA CÁMARA ANECOICA.....	65
FIGURA 2-8. ANTENA BAJO TEST DENTRO DE LA CÁMARA ANECOICA.	66
FIGURA 2-9. PASOS DEL ALGORITMO DE PROGRAMACIÓN EVOLUTIVA.	76
FIGURA 3-1. ESTRUCTURA DE ANTENA PIFA.....	80
FIGURA 3-2. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA PIFA.....	81
FIGURA 3-3. ESTRUCTURA DE LA ANTENA TAPERED PIFA.....	82

FIGURA 3-4. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA NUEVA ESTRUCTURA (TAPERED PIFA).....	83
FIGURA 3-5. ESTRUCTURA DE LA ANTENA DE PARCHE RECTANGULAR.....	86
FIGURA 3-6. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DEL PARCHE RECTANGULAR.....	88
FIGURA 3-7. ESTRUCTURA DE LA ANTENA DE PARCHE CIRCULAR.....	89
FIGURA 3-8. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE ANTENA DE PARCHE CIRCULAR.....	90
FIGURA 3-9. ESTRUCTURA DE LA ANTENA DE PARCHE TRIANGULAR.....	92
FIGURA 3-10. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DEL PARCHE TRIANGULAR.....	92
FIGURA 3-11. ESTRUCTURA DE LA ANTENA DE PARCHE TRAPEZOIDAL.....	94
FIGURA 3-12. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DEL PARCHE EN FORMA DE TRAPECIO.....	95
FIGURA 3-13. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LAS ANTENAS DE PARCHE CON DIFERENTES FORMAS.....	96
FIGURA 3-14. ESQUEMA DEL PROTOTIPO DE ANTENA PROPUESTO.....	98
FIGURA 3-15. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA PROTOTIPO CON DIMENSIONES ORIGINALES.....	99
FIGURA 3-16. COMPARACIÓN DEL COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE PROTOTIPO INICIAL Y AJUSTADO.....	100
FIGURA 3-17. VARIACIÓN DEL COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DE LA TANGENTE DE PÉRDIDAS.....	102
FIGURA 3-18. ANTENA PROTOTIPO CONSTRUIDA CON DIFERENTES SUBSTRATOS.....	102
FIGURA 3-19. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN SIMULADO Y MEDIDO DEL PROTOTIPO CON DIFERENTE SUBSTRATO.....	104
FIGURA 3-20. GANANCIA MEDIDA Y SIMULADA DEL PROTOTIPO CON FR4.....	105
FIGURA 3-21. GANANCIA MEDIDA Y SIMULADA DEL PROTOTIPO CON Ro4320.....	106
FIGURA 3-22. VARIACIÓN DE LA FRECUENCIA DE RESONANCIA EN FUNCIÓN DE W_p	109
FIGURA 3-23. VARIACIÓN DE LA FRECUENCIA DE RESONANCIA EN FUNCIÓN DE R_i	109
FIGURA 3-24. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DEL PROTOTIPO VARIANDO EL PARÁMETRO L_g	111
FIGURA 3-25. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA MODIFICANDO LA VARIABLE W_g	112
FIGURA 3-26. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA EN FUNCIÓN DE L_p	113
FIGURA 3-27. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA EN FUNCIÓN DE W_p	113
FIGURA 3-28. PERDIDA DE RETORNO DE LA ANTENA EN FUNCIÓN DE LA VARIABLE A	114

FIGURA 3-29. PERDIDA DE RETORNO DE LA ANTENA EN FUNCIÓN DE LA VARIABLE B	115
FIGURA 3-30. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA EN FUNCIÓN DE LA VARIABLE W_s	116
FIGURA 3-31. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA EN FUNCIÓN DE LA VARIABLE H	116
FIGURA 3-32. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DEL PROTOTIPO EN FUNCIÓN DE R_i	117
FIGURA 3-33. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DEL PROTOTIPO EN FUNCIÓN DE R_o	118
FIGURA 3-34. PERDIDA DE RETORNO DEL PROTOTIPO EN FUNCIÓN DE LA VARIABLE L	119
FIGURA 3-35. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DE LA VARIABLE S_1	120
FIGURA 3-36. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DE LA VARIABLE S_2	120
FIGURA 3-37. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN ANTES Y DESPUÉS DE LA OPTIMIZACIÓN.	123
FIGURA 3-38. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL PROCESO DE OPTIMIZACIÓN MEDIANTE ALGORITMO EVOLUTIVO.	128
FIGURA 3-39. EVOLUCIÓN DE LA FUNCIÓN DE FITNESS.	130
FIGURA 3-40. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN ORIGINAL Y OPTIMIZADO MEDIANTE ALGORITMO EVOLUTIVO.	130
FIGURA 3-41. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA PROTOTIPO SIMULADA Y MEDIDA.	134
FIGURA 3-42. DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE EN LA ANTENA PROPUESTA.	135
FIGURA 3-43. DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 1.8GHZ.	136
FIGURA 3-44. DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 2.1GHZ.	137
FIGURA 3-45. DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 5.6GHZ.	137
FIGURA 3-46. VARIACIÓN DE LA GANANCIA DE LA ANTENA EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA.	139

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1-1. BANDAS DE FRECUENCIAS DE LOS SERVICIOS INALÁMBRICOS EN ESPAÑA	21
TABLA 2-1. PRECIOS DE LOS PRINCIPALES SIMULADORES ELECTROMAGNÉTICOS DEL MERCADO	56
TABLA 2-2. CARACTERÍSTICAS DE SUBSTRATOS COMERCIALES.....	58
TABLA 3-1. DIMENSIONES DE LA ANTENA.....	81
TABLA 3-2. DIMENSIONES DE LA ANTENA TAPERED PIFA.....	83
TABLA 3-3. COMPARACIÓN DE ANCHO DE BANDA RELATIVO ENTRE LAS ANTENAS PIFA DESCRITAS.	84
TABLA 3-4. DIMENSIONES DE LA ANTENA DE PARCHE RECTANGULAR.	87
TABLA 3-5. DIMENSIONES DE LA ANTENA DE PARCHE CIRCULAR.....	90
TABLA 3-6. DIMENSIONES DE LA ANTENA DE PARCHE TRIANGULAR.....	93
TABLA 3-7. DIMENSIONES DE LA ANTENA DE PARCHE RECTANGULAR.	95
TABLA 3-8. COMPARACIÓN DEL ANCHO DE BANDA RELATIVO DE CADA UNA DE LAS ANTENAS DE PARCHE.	97
TABLA 3-9. VALORES DE LOS PARÁMETROS DEL PROTOTIPO AJUSTADO.....	101
TABLA 3-10. DIMENSIONES DE PROTOTIPO CON FR4 Y Ro4320.....	103
TABLA 3-11. VALORES DE GANANCIA SIMULADO Y MEDIDA DE LAS ANTENAS CON FR4 Y Ro4320	107
TABLA 3-12. VARIABLES EMPLEADAS EN EL PROCESO DE OPTIMIZACIÓN DE LA ANTENA PROPUESTA.	121
TABLA 3-13. VARIABLES MODIFICADAS MEDIANTE EL MÉTODO NELDER-MEAD.	123
TABLA 3-14. COMPARACIÓN DE LOS ANCHOS DE BANDA DESPUÉS DE LA OPTIMIZACIÓN.	124
TABLA 3-15. ANCHO DE BANDA OBTENIDO MEDIANTE LA PROGRAMACIÓN EVOLUTIVA.	131
TABLA 3-16. VARIACIÓN DE TIEMPO DE CÓMPUTO.	132
TABLA 3-17. VALORES DE LOS PARÁMETROS DEL PROTOTIPO ORIGINAL Y OPTIMIZADO.....	133

1 INTRODUCCIÓN

1.1 PRESENTACIÓN Y CONTEXTO

En los últimos años el desarrollo y despliegue de los sistemas de comunicación inalámbricos ha sido testigo de un significativo avance tecnológico. Es tal el efecto, que sólo en España existen más líneas de telefonía móvil que habitantes (según cifras de Enero de 2011, el número de líneas de telefonía móvil era de 57.290.961 [CMT11], frente a 47.021.031 habitantes [INE11]).

Los primeros servicios de telefonía móvil en España, se remontan a los años 80, los sistemas conocidos como TACS (Total Access Communication System) o TMA-900, cuyo nombre comercial fue MovilLine. Empleaban una sola banda de frecuencia de trabajo en torno a los 900 MHz. Posteriormente, en la década de los 90, nace la segunda generación que utiliza sistemas GSM (Groupe Spécial Mobile o también conocido como Sistema Global para las Comunicaciones Móviles). Esta segunda generación amplía el número de bandas de frecuencias empleadas a dos (900 y 1800 MHz). El estándar europeo GSM permitió la universalización de la telefonía móvil. Poco a poco, a pesar de cumplir sus objetivos, empezó a acercarse a la obsolescencia, dado que sólo ofrecía servicios de voz y de datos a baja velocidad (9.6 Kbps) mientras que el mercado empezaba a requerir servicios multimedia, que hacía necesario un aumento de la capacidad de transferencia de datos del sistema. Es en este momento cuando se empieza a gestar la idea de la tercera generación (3G) de telefonía móvil. Sin embargo, debido a que la tecnología no estaba lo suficientemente madura en aquel momento, se optó por dar un paso intermedio (2.5G), en la que se incluye la tecnología GPRS (General Packet Radio Service o servicio general de paquetes vía radio) que como bien indica su nombre es un servicio

(Service) orientado a radio enlaces (Radio) que da mejor rendimiento a la conmutación de paquetes (Packet) en dichos radio enlaces, proporcionando una velocidad de transferencia de 56 a 144 kbps. De este modo, con GPRS se pueden utilizar servicios como Wireless Application Protocol (WAP) , servicio de mensajes cortos (SMS), servicio de mensajería multimedia (MMS), Internet y los servicios de comunicación, como el correo electrónico y la World Wide Web (WWW). Posteriormente, el avance tecnológico permite la puesta en marcha del 3G basado en el empleo de la tecnología UMTS (Universal Mobile Telecommunications System). En este momento, la velocidad de transmisión de datos desde un terminal móvil se ha visto incrementada al rango de Mbps, pudiendo desde el móvil acceder a servicios como videoconferencias, televisión o descarga de ficheros. La banda de frecuencias de trabajo de esta nueva tecnología se sitúa en torno a los 2.1 GHz. Sin embargo, su característica más importante es que el incremento del ancho de banda ha permitido la inclusión de nuevos servicios multimedia. Por último, dentro de este breve repaso histórico de la telefonía móvil, cabría indicar que la tendencia actual es la evolución hacia la cuarta generación (4G), en la que además de los servicios ofrecidos por UMTS se desea incluir la recepción de televisión en alta definición. Las especificaciones de esta última generación quedan recogidas en el estándar LTE (Long Term Evolution).

La espectacular aceptación que ha tenido la telefonía móvil, ha tenido entre sus causas la inclusión de un gran número de servicios inalámbricos (WIFI, WIMAX, Bluetooth, GPS, etc) en los nuevos terminales, cada vez más adaptados a la vida cotidiana. En la Tabla 1-1 se detallan las bandas de frecuencias empleadas en los principales servicios inalámbricos incorporados en los actuales terminales móviles.

Nombre del Servicio Inalámbrico	Frecuencia de Transmisión (MHz)	Frecuencia de Recepción (MHz)
GSM-900	890-915	935-960
EGSM ¹	880-915	925-960
GSM-R ²	876-915	921-960
GSM-1800	1710-1785	1805-1880
UMTS	1920-1980	2110-2170
LTE ³	1920-1980	2110-2170
Bluetooth	2400-24835	
WLAN	2400-2483,5 (WIFI ISM) 5125-5850 (WIFI UNII) 2500-3500 (WIMAX)	
GPS	N/A	1565-1585

TABLA 1-1. BANDAS DE FRECUENCIAS DE LOS SERVICIOS INALÁMBRICOS EN ESPAÑA. [ITU-RM11], [ITU-RR11], [IEEE802_11]

Estos terminales son cada vez de menor tamaño, más ligeros, de precio reducido y siempre pendientes de ofrecer una estética moderna y atractiva al consumidor. Desde el punto de vista

¹ EGSM surge como una extensión del GSM, dada la necesidad de algunos países de ampliar el rango de frecuencias cubierto por GSM.

² GSM-R definido dentro de las especificaciones de GSM para proporcionar canales y servicios adicionales para el personal de ferrocarriles.

³ Los márgenes de frecuencia indicados para esta tecnología son orientativos dado que aún no han sido definidos de forma oficial.

de la ingeniería, esto supone todo un reto, en concreto desde la temática de esta tesis, el diseño del sistema radiante. Aunar la ergonomía de los dispositivos móviles con el diseño de estructuras radiantes capaces de ofrecer buenas prestaciones y rendimiento no es tarea fácil. Generalmente, el desarrollo de nuevos servicios ofertados al mercado impone la necesidad de incorporar elementos radiantes que cubran las nuevas bandas de frecuencia o bien intentar conseguir mejorar las prestaciones de las existentes. Esto conlleva un incremento importante en la complejidad del diseño.

La incorporación de todos estos sistemas a un único terminal pone de manifiesto la necesidad de diseñar antenas multibanda, es decir elementos radiantes capaces de ofrecer buena adaptación en diferentes bandas de frecuencia, o bien antenas con un gran ancho de banda (conocidas como antenas ultrawideband, UWB), capaces de cubrir todos los servicios demandados. Entre los requisitos a tener en cuenta en el diseño de las mismas, es que deben ser de reducidas dimensiones y poseer buenas características empleando materiales de bajo coste. Además de las prestaciones indicadas, dada la preocupación creciente sobre las consecuencias que pueda tener el empleo de los terminales móviles sobre el ser humano en materia de salud, es importante que la antena no sobrepase los niveles de tasa de absorción específica (SAR) establecidos por la Unión Europea, según la cual fija como límite 2 W/Kg promediado en 10 g de tejido y como límite de exposición para el cuerpo entero se ha establecido un valor de 0.08 W/Kg promediado en toda la masa corporal [IEEEStd_06]. Los organismos encargados de establecer los valores máximos adoptados por la Unión Europea son el IEEE [IEEE11] y la Comisión Internacional sobre Protección Frente a Radiaciones No Ionizantes (ICNIRP) [ICNIRP11].

Entre las múltiples soluciones aptas para diseños de terminales móviles, que podemos encontrar en la literatura actual, caben destacar las antenas denominadas antenas planas de F invertida (PIFA). Este tipo de antena presenta muchas ventajas tales como la facilidad de fabricación, resultados satisfactorios con materiales de bajo coste, simples estructuras y además una reducida tasa de absorción específica (SAR). [Fuji87, Kashiwa89, Haya04, Sanz04, Oh07, Vira00, Pelo09, Huynh06, Kim03, Batch09, Chen05, Rhyu09, Quevedo10]. Sin embargo, el principal inconveniente de estas antenas es que poseen un reducido ancho de banda. Son diversas las técnicas que existen para incrementar dicho ancho de banda, lo que limita su uso en aplicaciones de la telefonía móvil actual. Entre ellas podemos destacar el añadir una antena parche adicional para conseguir un fenómeno de resonancia doble [Muscat01], el empleo de materiales dieléctricos con una elevada constante dieléctrica [Lo98] o bien el uso como carga de diodos varactores de tal forma que podamos ajustar la frecuencia de resonancia [Oh07]. Sin embargo, todos estos métodos requieren el empleo de elementos adicionales. Otra posible solución, que permite aumentar el ancho de banda en este tipo de dispositivos es estrechar el plano de radiación de la antena PIFA [Kim03]. El tamaño de la antena presentada en este trabajo [Kim03] es de 70 x 30 mm, un ancho de banda de 15.2% en 1800 MHz y 2.3dBi de ganancia. Esta antena fue propuesta para trabajar en terminales de telefonía móvil, siendo su comportamiento muy adecuado para una sola frecuencia. Sin embargo, no es capaz de trabajar a diferentes frecuencias; no pudiendo, por tanto, cubrir los diferentes servicios inalámbricos disponibles actualmente.

Dentro de la literatura, podemos encontrar otras antenas alternativas de reducido tamaño y gran ancho de banda, como son las antenas de parche. Entre los métodos clásicos de alimentación

empleados en estos circuitos, caben destacar la alimentación mediante sonda coaxial, mediante línea de transmisión, por acoplamiento o por medio de líneas coplanares [Balanis05,Chang10, Lin10]. La alimentación mediante líneas coplanares permite incrementar el ancho de banda, proporciona valores de SAR reducidos, mediante el empleo de una alimentación en forma circular [Garg10], además de proporcionar un diagrama de radiación más simétrico que las antenas cuya alimentación está formada por una línea microstrip [Chen05,Balanis05]. Además de estas ventajas, el empleo de la alimentación coplanar, proporciona un dispositivo implementado en un solo plano, al compartir masa y el elemento radiante la misma superficie, facilitando de este modo su incorporación en terminales móviles de tamaño reducido, cada vez más presentes en el mercado.

No obstante, para las antenas descritas hasta ahora, no está definido un modelo circuital equivalente o un conjunto de ecuaciones con suficiente precisión, lo que supone que su ajuste debe realizarse de forma manual. Para solventar dicho problema, en los últimos años ha habido un gran interés en la aplicación de técnicas modernas de optimización a problemas como el diseño de antenas [Balanis05], circuitos de microondas, radar [Mlda03] etc. Entre los métodos heurísticos y de inteligencia computacional más utilizados caben destacar los algoritmos genéticos y evolutivos [Gold89], el temple simulado [Kir83], la búsqueda tabú [Glover97], así como algoritmos de tipo híbrido que combinan varias técnicas de optimización heurísticas o exactas [Salcedo06].

Entre los métodos heurísticos de optimización citados anteriormente, los conocidos como métodos *bioinspirados* (basados en principios naturales como la evolución de las especies, por ejemplo) han sido muy utilizados debido a que presentan interesantes características, como por

ejemplo su fácil adaptación a diferentes problemas. Éste hecho ha propiciado que en la literatura puedan encontrarse numerosos trabajos basados en la aplicación directa de métodos existentes a nuevos problemas en el ámbito del diseño y optimización de dispositivos radiantes, fundamentalmente en el diseño de antenas.

Además de éste buen comportamiento de los métodos de optimización bioinspirados, y en general de los métodos heurísticos de optimización, otras características de este tipo de métodos continúan aún bastante inexploradas en la literatura. Nos estamos refiriendo, fundamentalmente a la posibilidad de utilizar este tipo de métodos de optimización para hacer un diseño robusto de sistemas. La idea básica de esta aproximación es que el algoritmo tenga en cuenta, además de los parámetros básicos de la optimización que constituye el problema, una serie de parámetros extra para proporcionar tolerancia a fallos. Usualmente, este tipo de optimización conduce a soluciones que son ligeramente peores que las conseguidas mediante un diseño “clásico”, pero que, por otro lado, tienen en cuenta factores que hacen que el dispositivo se mantenga en un funcionamiento razonable si ocurre algún tipo concreto de fallo en el sistema.

Es evidente que el diseño robusto y tolerante a fallos de cualquier sistema parte de que se conoce de antemano los fallos para los que el sistema tiene que ser tolerante. Asimismo es importante destacar que este tipo de optimización robusta es de fácil aplicación mediante técnicas heurísticas de optimización, ya que en la mayoría de los casos sólo cambia la función de coste a ser optimizada, y no la codificación del problema en el algoritmo.

1.2 DESCRIPCIÓN DE ANTENAS

En la sección anterior se ha puesto de manifiesto la necesidad de disponer de antenas que cumplan una amplia variedad de requisitos para su implementación dentro de los dispositivos móviles. Según lo detallado las principales características que deben cumplir es poseer dimensiones reducidas, bajo valor de SAR y un gran ancho de banda, entendiendo este último parámetro como el rango de frecuencias donde el coeficiente de reflexión es menor o igual a -10 dB o lo que es lo mismo que el valor de la relación de onda estacionaria sea menor o igual a 2.

Entre las diferentes posibilidades para abordar estos retos de diseño, cabe destacar las antenas de tipo PIFA y de tipo parche con alimentación coplanar. En este apartado se abordará un estudio teórico de este tipo de antenas.

1.1.1 Antenas planares de F invertida: PIFA

Las antenas planares de F invertida (PIFA) se consideran un caso particular de las antenas lineales de F invertida (IFA), las cuales surgen de doblar un monopolo vertical hasta situarlo de forma paralela al plano de masa. La sección paralela al plano de masa introduce un comportamiento capacitivo en la impedancia de entrada. Dicho efecto se compensa mediante el empleo de un "stub" acabado en cortocircuito; estando por tanto el final del "stub", conectado al plano de masa mediante una vía. Teniendo en cuenta todas las consideraciones anteriores, podemos decir que una antena IFA consiste en un hilo radiante localizado de forma paralela sobre el plano de masa, un mecanismo de alimentación de dicho hilo y una línea de transmisión ubicada al final del hilo que conecta el plano de masa con el elemento radiante (Figura 1-1). Las antenas PIFAs surgen de sustituir el hilo radiante por un plano, consiguiendo de esta forma

incrementar el ancho de banda. Un esquema básico de esta antena es el que se muestra en la Figura 1-2.

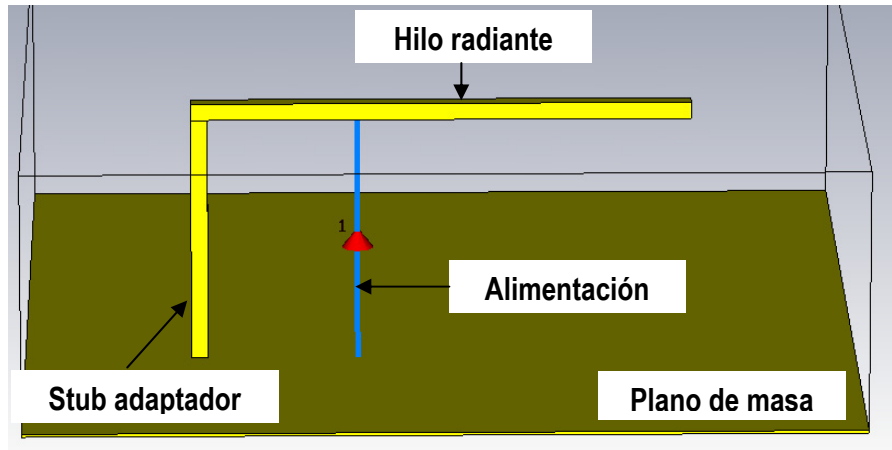


FIGURA 1-1. CONFIGURACIÓN DE LA ANTENA IFA.

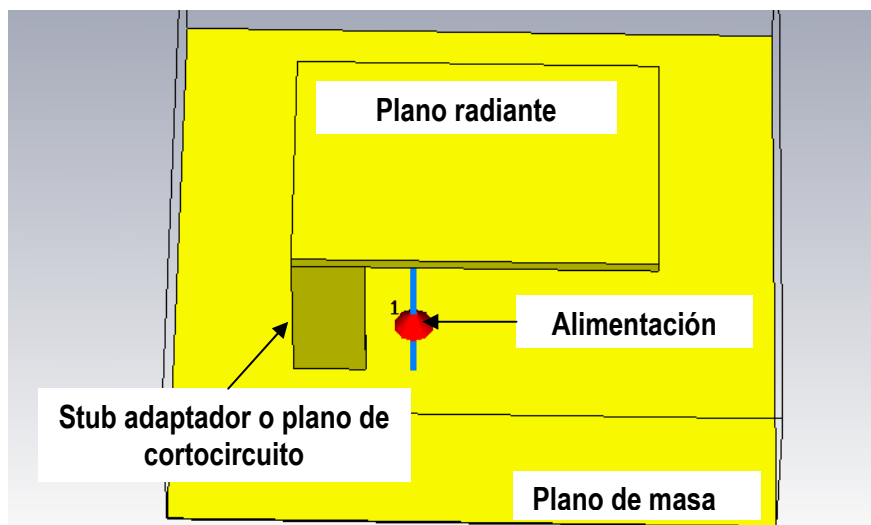


FIGURA 1-2. CONFIGURACIÓN DE LA ANTENA PIFA

Entre las principales ventajas de las antenas PIFAs caben destacar las siguientes:

- Son antenas que pueden insertarse en la carcasa de los terminales móviles a diferencia de las antenas de hilo, hélice o lazo. (Figura 1-3)
- El nivel de potencia radiado por el lóbulo posterior es bastante reducido con respecto a los valores establecidos por la Unión Europea [IEEESTd], con lo que proporcionan niveles de tasa de absorción radiada (SAR) bastante reducidos.
- Disponen de valores de ganancia moderadamente elevados tanto para polarización vertical como horizontal, siendo más inmune por tanto a los efectos de multitrayecto o multireflexión.

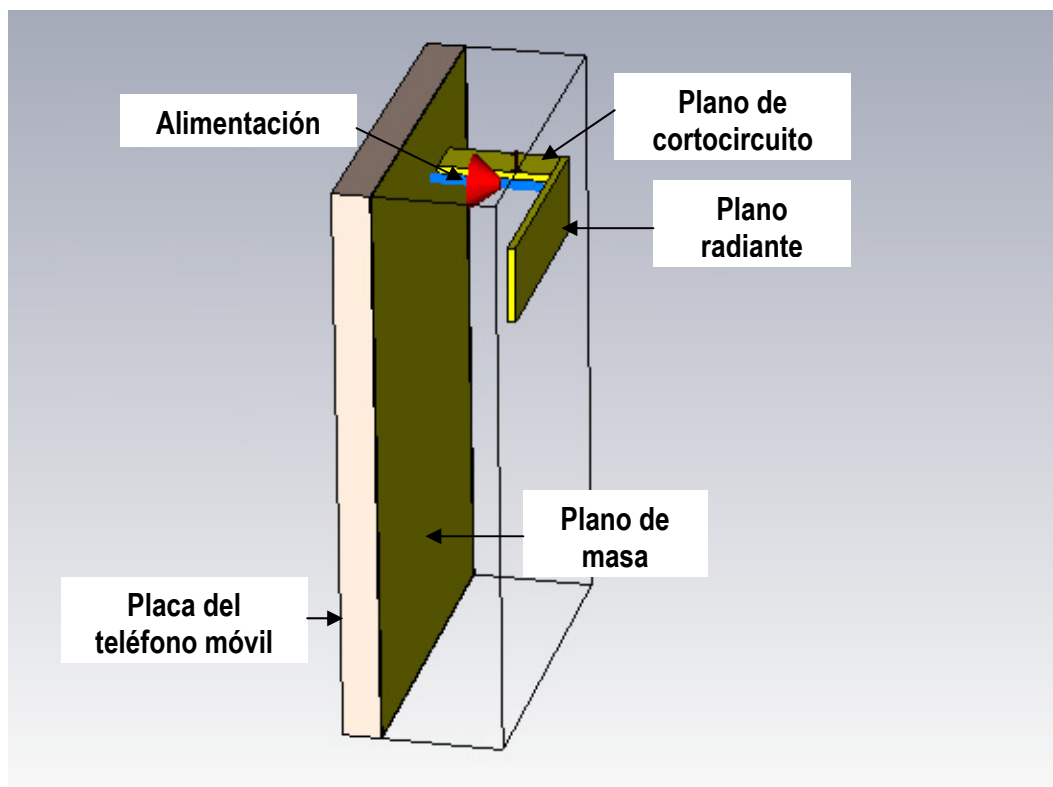


FIGURA 1-3. DISPOSICIÓN DE UNA ANTENA PIFA SOBRE UN TERMINAL MÓVIL.

Todas estas ventajas hacen que las antenas PIFAs sean las antenas más adecuadas para emplear en terminales móviles. Partiendo de esta base los diseños que podemos encontrar en la literatura son diversos permitiendo a estas antenas operar en una, dos o tres frecuencias; pudiendo de este modo cubrir los servicios básicos de las comunicaciones inalámbricas como son GSM, DCS y WLAN (900, 1800 y 2400 MHz) [ITU-RM11][ITU-RR11][IEEE802_11].

Una de las técnicas empleadas consiste en modificar el plano de radiación. Para conseguir PIFAs duales, antenas que puedan trabajar en GSM/DCS (900 y 1800 MHz), pueden destacarse los siguientes diseños:

- Plano de radiación está formado por dos parches alimentados de forma independiente [Vira00,Liu97, Rowell98].
- Inclusión de una hendidura en forma de L en el plano de radiación [Tarvas01, Tarvas00, Martin02].
- Realización de una hendidura con múltiples ramas en el plano de radiación [Hsiao02_1].
- Plano de radiación en forma de meandro y unos de los laterales doblado y en contacto con el plano de masa.[Dou00_1, Olli00]
- Plano de radiación formado por dos parches con una alimentación y plano de corto común [Wong97, Tang97].
- Incorporación de un circuito resonante en el plano de radiación [Lui01].

- Empleo de plano de radiación en forma de espiral cargado con un elemento inductivo [Yeh02].
- Realización de una hendidura en forma de espiral dejando tramos de diferentes anchuras dentro del plano de radiación [Wong03].

Del mismo modo, en la literatura podemos encontrar diferentes implementaciones que permiten que las antenas PIFAs operen en tres frecuencias de trabajo, pudiendo ofrecer servicio de este modo en la banda WLAN (2400 MHz), además de cubrir los servicios de GSM y DCS (900 y 1800 MHz) comentados anteriormente. Los distintos diseños que permiten conseguir tal objetivo son los que se detallan a continuación:

- División del plano de radiación en dos o tres partes, con alimentación y plano de cortocircuito individual [Wong03].
- Empleo de plano de radiación en forma de meandro con dos planos de cortocircuito [Dou00_2].
- Plano de radiación con múltiples hendiduras en forma de rama ubicado sobre un sustrato y acabado con un lateral doblado y en contacto con el plano de masa [Hsiao02_2].

Uno de los principales inconvenientes en este tipo de elementos radiantes es su estrecho ancho de banda (BW), limitando su empleo en servicios inalámbricos. La resolución de este problema se centra en la siguiente relación.

$$BW = \frac{f_s - f_i}{f_r} \propto \frac{1}{Q}$$

Ec. 1-1

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R} \propto \frac{1}{S}$$

Ec. 1-2

Donde f_s y f_i son la frecuencia superior e inferior de la banda, f_s la frecuencia de resonancia, Q es el factor de calidad de la antena, R representa las pérdidas de la antena, L el comportamiento inductivo de la antena, C el comportamiento capacitivo y S el volumen de la misma.

Una técnica empleada con cierta frecuencia para incrementar el ancho de banda consiste en aumentar la altura del plano de cortocircuito, causando con ello un incremento del volumen de dicha antena. Otros estudios han demostrado el efecto del tamaño del plano de masa en este factor de calidad, de tal forma que su variación nos permite aumentar el ancho de banda. Del mismo modo, la inserción de tiras en el extremo del mismo consigue reducir en gran medida el factor de calidad de dicha antena [Sanz04,Huynh06].

Apilar dos antenas PIFAs cuyas frecuencias de trabajo están muy próximas, es uno de los procesos más empleados, sobre todo en aquellas aplicaciones donde el espacio es muy limitado [Olli99, Lee01].

Otras técnicas empleadas para mejorar el del ancho de banda, consisten en el empleo de sustratos con una constante dieléctrica superiores [Muscat01]. Sin embargo, esto supone un incremento en el coste de producción de la antena.

Otro factor a tener en cuenta es la cantidad de potencia que es radiada en la parte posterior. Para ello es necesario controlar el nivel de tasa de absorción específica (SAR) procurando que

dichos niveles sean inferiores a los establecidos por la Unión Europea [IEEE11] [ICNIRP11]. Mediante el empleo de un plano de masa en forma de L es posible reducir el valor de tasa de absorción específica (SAR) tal y como se describe en [Hsiao02_3].

1.1.2 Antenas parche

Son muchas las fuentes a las que se les atribuye el concepto de antena microstrip, sin embargo los primeros estudios que incluyen este tipo de tecnología fueron propuestos por Greig y Englemann [Greig52] en 1952 y Deschamps [Deschamps53] en 1953. Estos estudios se basaron en las radiaciones no deseadas producidas por las delgadas líneas de los circuitos impresos. Posteriormente, mediante el ajuste conveniente de las dimensiones del sustrato y las tiras conductoras, se generaron los efectos de radiación de energía, dando lugar a las antenas microstrip. En 1955, Gutton y Baissinot [Gutton55] patentaron esta nueva tecnología. Sin embargo, el concepto de emisión mediante una línea impresa durante esta época no adquiere mucho interés, siendo muy pocas las referencias que encontramos [Fubini55] [McDono57] [Lewin60]. Tuvieron que pasar 20 años para que esta tecnología adquiriera una aplicación práctica. En los años 70, la aparición de sustratos con menores tangentes de pérdidas y mejores propiedades mecánicas y térmicas, hizo proliferar las técnicas fotolitográficas originando una aceleración y mejora de los modelos teóricos de este tipo de antenas. Las primeras antenas fueron desarrolladas por Howell [Howell72] y Munson [Munson74]. Desde entonces, son innumerables las investigaciones así como los desarrollos que se han llevado a cabo sobre las antenas microstrip, permitiendo la explotación de sus numerosas ventajas como son peso, volumen y costes de producción reducidos, facilidad de integración, compatibilidad con circuitos integrados, etc. Estas múltiples ventajas han hecho que las antenas microstrip hayan sido

empleadas en gran cantidad de aplicaciones estableciéndose como un tipo importante de elemento radiante dentro del campo de las antenas de microondas [James89][Bah100].

Tal y como se puede apreciar en la Figura 1-4, una antena microstrip es una estructura simple que está formada por un elemento radiante o parche, posicionado en una de las caras del substrato dieléctrico ($\epsilon_r \leq 12$), ubicando el plano de masa en el otro lado del substrato. El material conductor que forma el elemento radiante, suele ser oro o cobre. Se suelen emplear figuras regulares para el parche, permitiendo de este modo simplificar el análisis así como la predicción de su comportamiento. En la Figura 1-5 se representan las figuras típicas empleadas [Balanis05].

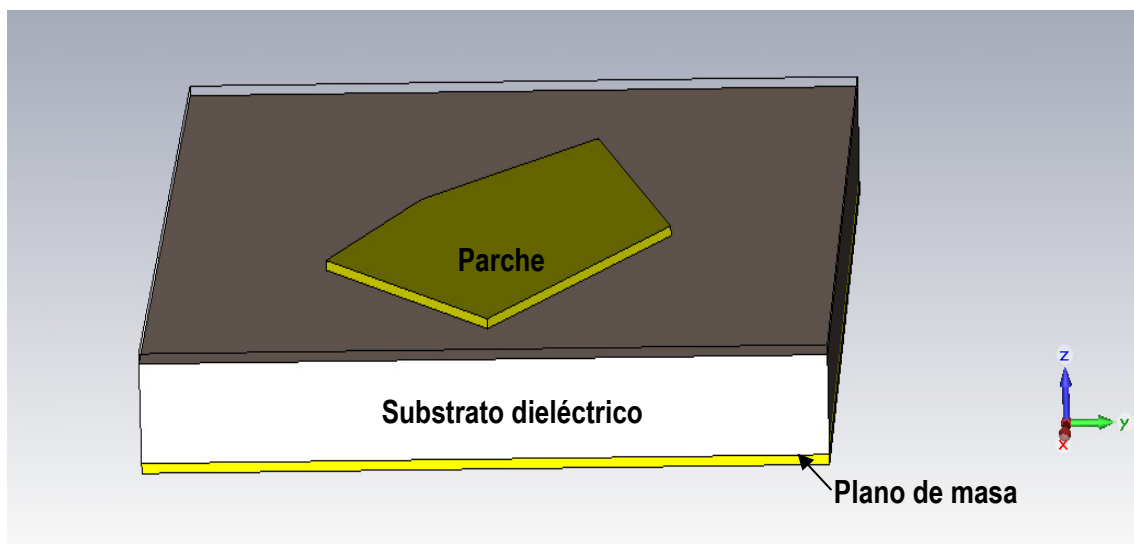


FIGURA 1-4. CONFIGURACIÓN DE ANTENA DE PARCHE.

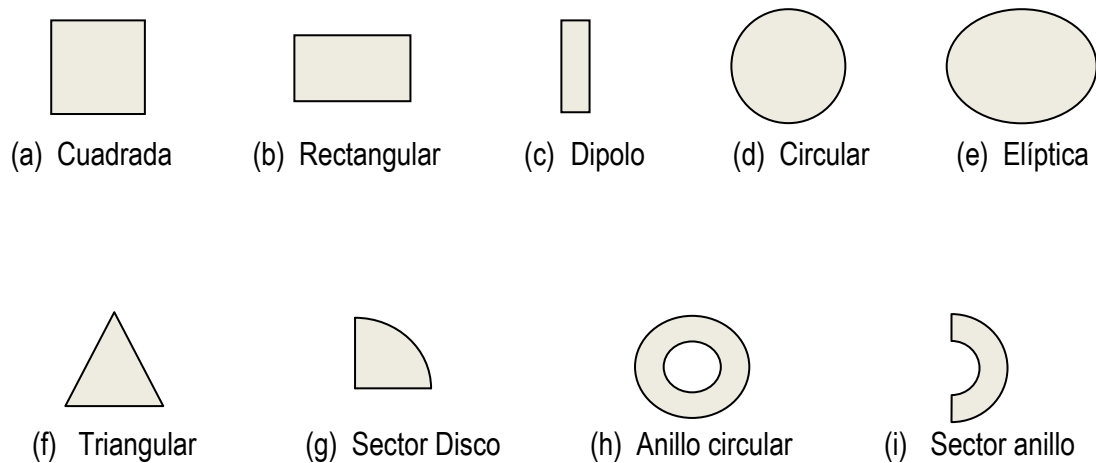


FIGURA 1-5. FORMAS DE LOS ELEMENTOS DE LOS PARCHE MICROSTRIP.

Las principales ventajas que han hecho que las antenas microstrip sean uno de los tipos de elementos radiantes más empleados dentro del campo de las microondas (100MHz-100GHz) son:

- Facilidad de construcción por su bajo peso, volumen y perfil.
- Costes reducidos de producción.
- Robustez mecánica.
- Posibilidad de polarización lineal y circular con una única alimentación.
- Permiten crear estructuras que doble frecuencia de funcionamiento y polarización.
- Posibilidad de integrarse en circuitos de microondas.
- Permiten incluir dentro de la misma estructura de la antena las líneas de alimentación y las redes de adaptación.

- Fáciles de agrupar en arrays.
- Compatibles con dispositivos activos.
- Adaptables a superficies curvas.

Sin embargo, estas estructuras también presentan limitaciones comparadas con las antenas de microondas y estas son:

- Estrecho ancho de banda.
- Valores de ganancia reducidos ($\approx 6\text{dB}$).
- Pérdidas óhmicas elevadas en las estructuras de alimentación empleados en los arrays.
- Complejas estructuras de alimentación para arrays de alto rendimiento.
- Pobre pureza de polarización.
- Radiaciones espúreas procedentes de la alimentación y las uniones.
- Impedancia de entrada difícil de calcular y ajustar.
- Excitación de las ondas de superficie.

El estudio de este tipo de antenas desde la década de los 80 hasta el día de hoy ha permitido desarrollar diferentes métodos que minimizan efectos adversos de estas antenas, como el de su reducido ancho de banda. Los artículos de Pozar [Pozar95] y Sanchez [Sanchez96], así como el

libro de Zucher [Zucher95], realizan una breve descripción de las medidas adoptar para incrementar el ancho de banda en este tipo de estructuras.

Atendiendo a los estudios detallados en [Poazar92], una de las operaciones más importantes a la hora de empezar a diseñar las antenas microstrip es la selección del tipo de substrato a emplear, dado que son numerosos los substratos que se pueden emplear en el diseño de las antenas microstrip siempre y cuando el valor de su constante dieléctrica se encuentre dentro del rango $2.2 \leq \epsilon_r \leq 10$. Idealmente interesa emplear dieléctricos gruesos y con una permitividad relativa baja, ya que este tipo de material hace que la antena presente una mayor eficiencia de radiación y un mayor ancho de banda. Sin embargo el tamaño de las estructuras resultantes es bastante elevado [Poazar92]. Por otro lado, los substratos delgados y con elevadas constantes dieléctricas empleados para la implementación de los circuitos de microondas, consiguen que este tipo de estructuras sean de menor tamaño, pero menos eficientes y de menor ancho de banda [Poazar92]. Actualmente, existen una amplia variedad de substratos de diferentes constantes dieléctricas y tangentes de pérdidas, algunas de sus propiedades son descritas en [Bahl00]. Últimamente es posible encontrar estructuras textiles que permiten su utilización para elaborar antenas que se puedan implementar dentro de la ropa [Zhu07][Salonen04][Liu07].

Otro de los aspectos cruciales a tener en cuenta a la hora del diseño de este tipo de antenas, es la selección del tipo de alimentación; ya que su correcta elección nos permitirá incrementar el ancho de banda de funcionamiento. Entre los métodos más comunes empleados como alimentación de parches, encontramos [Bhal00][Balanis05]:

- Alimentación mediante una sonda coaxial: método que requiere de soldadura, permite controlar la impedancia de entrada, elimina las radiaciones espúreas, limita el ancho de banda y son difíciles de adaptar al trabajar con substratos gruesos ($h > 0.02\lambda$). De forma gráfica se representa en la Figura 1-6.

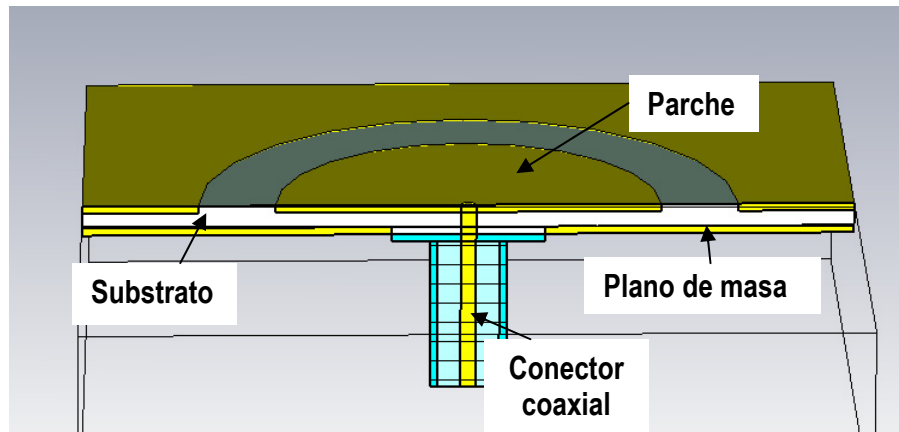


FIGURA 1-6. ALIMENTACIÓN POR SONDA COAXIAL.

- Alimentación mediante una línea microstrip: método simple de alimentación que no requiere de soldadura, permite controlar el valor de la impedancia de entrada por medio del grosor de la línea. En substratos gruesos se producen radiaciones espúreas y ondas de superficie. El ancho de banda típico puede variar entre el 2% al 5%. En la Figura 1-7 está representada.

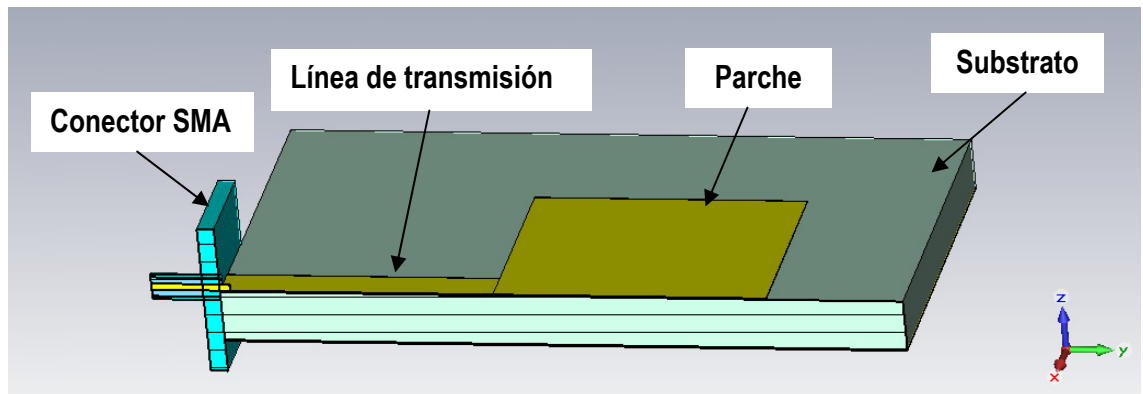


FIGURA 1-7. ALIMENTACIÓN POR LÍNEA MICROSTRIP.

- Alimentación mediante acoplamiento entre diferentes sustratos: Empleo de diferentes sustratos apilados, baja radiación espúrea, buena pureza de polarización, ausencia de radiación contrapolar, mayor ancho de banda (alrededor del 13%).

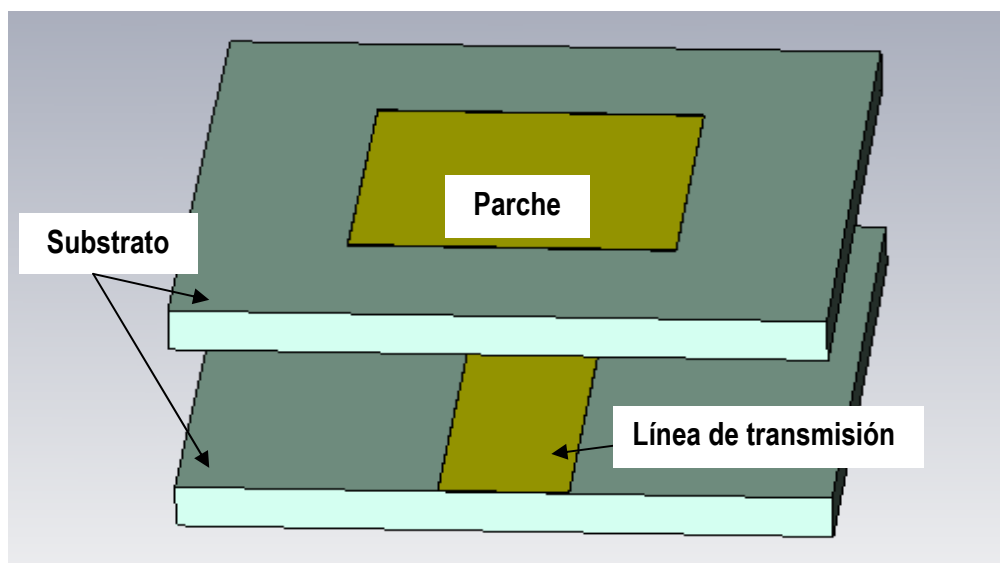


FIGURA 1-8. ALIMENTACIÓN POR ACOPLO.

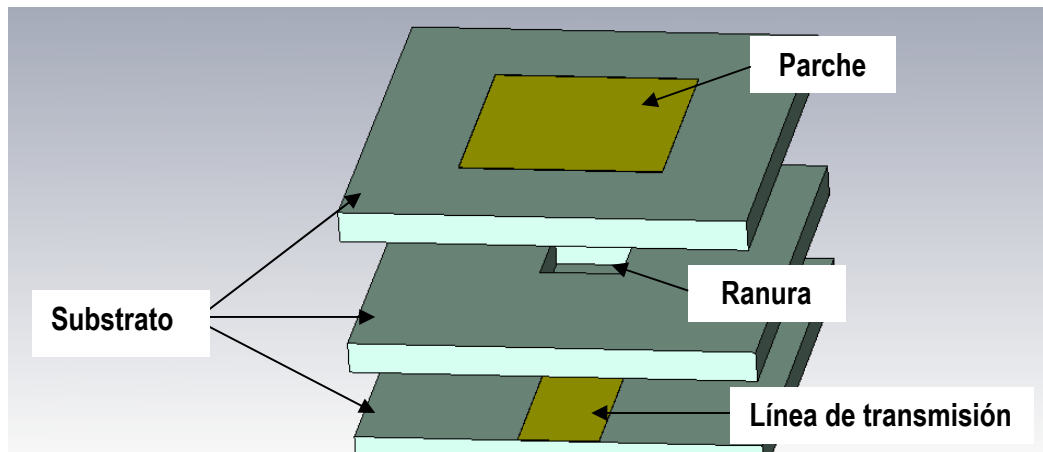


FIGURA 1-9. ALIMENTACIÓN POR ACOPLO MEDIANTE RANURA.

- Alimentación coplanar: Empleo de línea de alimentación sobre el mismo plano de masa ver la Figura 1-10. Posee bajas radiaciones espúreas, buena pureza de polarización, sencillez de fabricación y gran ancho de banda (alrededor del 3%). Es el método de alimentación empleado en la tecnología MMIC dado que permite elaborar estructuras planares, al implementar la masa y los circuitos sobre la misma superficie.

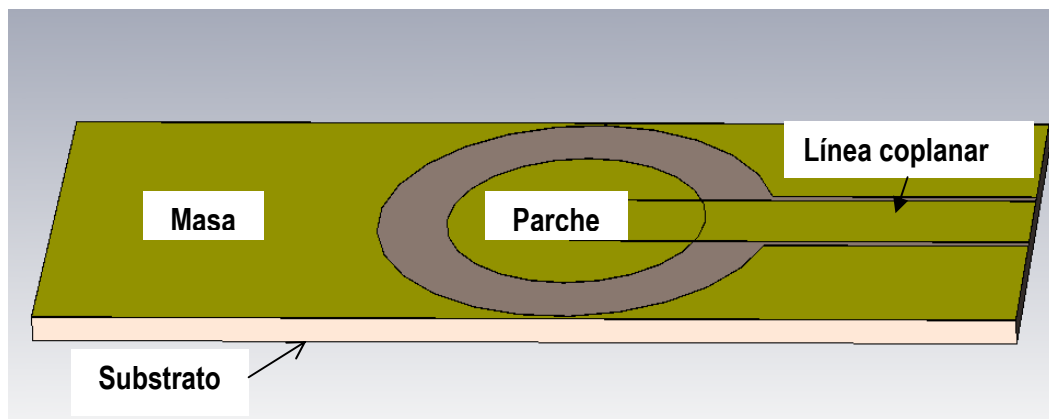


FIGURA 1-10. ALIMENTACIÓN COPLANAR.

Otras formas de mejorar el ancho de banda se basan en apilar antenas de parche implementadas en diferentes sustratos, dando lugar a estructuras de mayor volumen. Esta técnica es comúnmente conocida como *stacked patch* [Long78][Vazquez09][Dahele01][Quevedo11][Quevedo08][Rajo07]. También se han empleado redes de adaptación dentro de la red de alimentación [Johnson84], obteniendo estructuras de mayores dimensiones.

1.3 TÉCNICAS DE SOFT-COMPUTING PARA OPTIMIZACIÓN

Las técnicas de inteligencia computacional, también llamadas técnicas de *soft computing*, conforman un conjunto de métodos y algoritmos caracterizados por su facilidad de adaptación, a la resolución de entre otros numerosos problemas de optimización, en una gran cantidad de áreas de conocimiento. No hay un acuerdo total en lo que se refiere a cuando considerar que una técnica se puede clasificar como técnica de inteligencia computacional, pero en general se incluyen entre este tipo de métodos los heurísticos modernos de optimización (algoritmos genéticos y evolutivos [Gold89], [Yao99], temple simulado [Kir83], búsqueda tabú [Golver97] etc.), las técnicas de lógica difusa, las redes neuronales y los algoritmos híbridos [Salcedo03], [Gold89], que mezclan las técnicas citadas anteriormente, bien entre sí, o bien con otro tipo de aproximaciones.

En ésta tesis hemos centrado nuestro estudio en métodos de soft-computing para abordar problemas de optimización, quedando en un segundo plano en principio las técnicas de lógica difusa y redes neuronales más usados en problemas de clasificación o regresión. En la Figura 1-11 se muestra de forma gráfica un breve resumen de los principales algoritmos de optimización existentes. Las técnicas de inteligencia computacional empleadas como método de optimización son los algoritmos de tipo global, como la computación evolutiva o bioinspirada y las técnicas de búsqueda tabú. Otros algoritmos como los métodos simplex o los quasi-newton se conocen como técnicas clásicas de optimización y, en general, son menos adecuadas para el diseño de dispositivos radiantes, ya que son menos adaptables y, en general, no obtienen buenos resultados en problemas de optimización combinatoria, como los que surgen en la optimización

de dispositivos radiantes. Vamos a describir brevemente el principal algoritmo de optimización que hemos aplicado en la tesis. Por supuesto, esto no restringe la utilización de otro tipo de algoritmos, o su hibridación con otras técnicas si fuera necesario durante el estudio y resolución de un problema concreto.

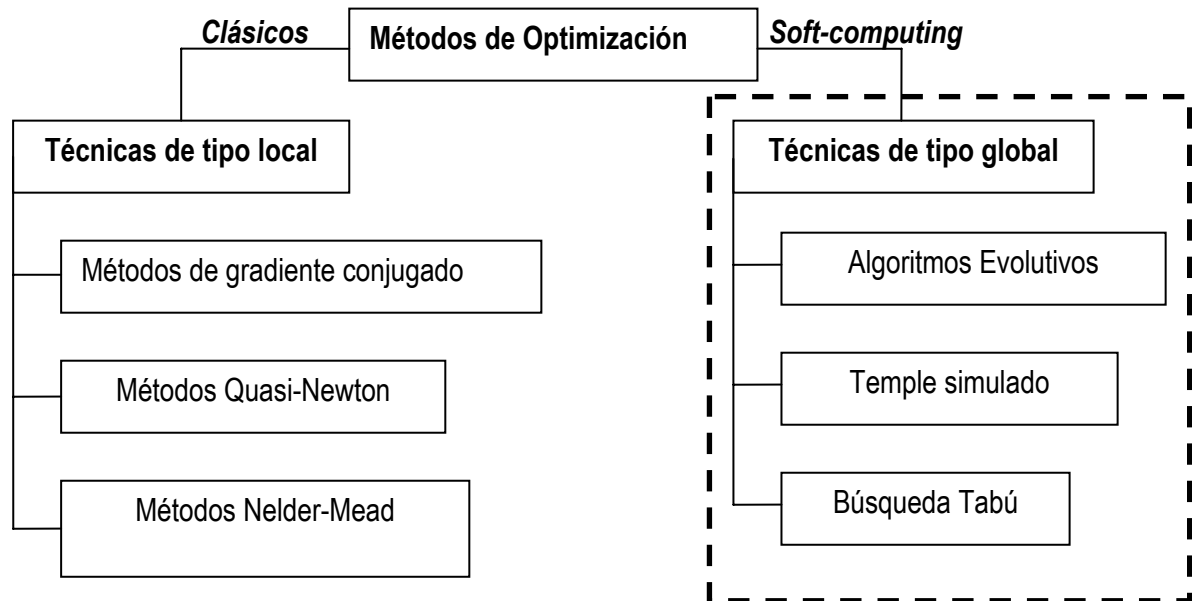


FIGURA 1-11. MÉTODOS DE OPTIMIZACIÓN, Y LOS INCLUIDOS ENTRE LAS TÉCNICAS DE INTELIGENCIA COMPUTACIONAL.

Entre los algoritmos de optimización que hemos a considerado en la tesis cabe destacar los algoritmos evolutivos [Yao99], que son un tipo de método moderno de optimización (fueron ideados en los años 70 por Holland), que se basa en imitar el proceso de selección natural y supervivencia del más fuerte que se da en la Naturaleza. Para usar esta técnica es necesario encontrar una codificación del problema en forma de cadenas o vectores de números (individuos), usualmente números binarios, aunque otro tipo de codificaciones utilizando números enteros o reales también son utilizadas. Una vez que el problema ha sido codificado, se

construye una población de soluciones de un tamaño dado, generadas en principio aleatoriamente. Ésta población de soluciones constituye una primera tentativa para la resolución del problema, aunque, debido a que ha sido generada aleatoriamente en general, no habrá soluciones de buena calidad. La calidad de una solución se mide mediante una “función de coste”, también conocida como *fitness* del sistema. La población de soluciones *evoluciona* mediante la aplicación de una serie de operadores evolutivos, que tienen como objetivo la generación de nuevas soluciones (nuevos individuos en la población), y la eliminación de los elementos más débiles (con menor valor de la función de *fitness*). Los operadores más básicos se conocen como operadores de selección (selecciona los mejores individuos de manera probabilística), cruce (genera nuevos individuos a partir del emparejamiento de dos o más individuos existentes), y mutación (genera individuos a partir de cada individuo existente en la población). Estos operadores son aplicados cíclicamente durante diversos bucles conocidos como *generaciones*. El proceso consigue que los individuos en la generación sean cada vez de mejor calidad en términos de la función de coste. Este proceso es detenido con algún criterio de parada, usualmente un número dado de generaciones, aunque otros criterios tales como la ausencia de mejora del *fitness* en la población son también usados de forma práctica.

Otro heurístico moderno de optimización es la técnica de temple simulado (simulated annealing en inglés). Es debida a Kirpatrick, que en 1984 publicó un famoso artículo en la revista *Science* describiendo las principales características de este algoritmo [Kir83]. La idea tras el temple simulado es sencilla. Se basa en las propiedades de diversos materiales que cuando son calentados y enfriados de forma controlada, se consiguen estructuras moleculares óptimas, de manera que aumenta considerablemente la dureza de los mismos. El temple del acero en la

fabricación de espadas sigue esta propiedad física. La aplicación para la resolución de problemas de optimización se basa en la codificación de un determinado individuo (que simula una configuración molecular) al que serán aplicados cambios sucesivos de forma aleatoria. Se define una temperatura en el sistema, de manera que la probabilidad de aceptar nuevas configuraciones que sean peores que la configuración previa dependa de ésta temperatura. La temperatura se reduce de forma controlada, y a medida que ocurre este proceso es más difícil aceptar nuevas configuraciones peores que la anterior. El proceso concluye cuando un determinado número de reducciones de la temperatura han tenido lugar. Al igual que los algoritmos evolutivos, ésta técnica de optimización no es capaz de asegurar el óptimo de la función de coste, pero está demostrado que las configuraciones finales son una buena aproximación a éste óptimo global.

Por último, otro método moderno de optimización que ha sido utilizado en el diseño de dispositivos es la búsqueda tabú [Golver97]. Esta técnica no está basada en un proceso natural, sino que se centra en la idea de evitar bucles de búsqueda, mediante la prohibición de visitar soluciones previas que ya han sido revisadas. Al igual que el temple simulado, la búsqueda tabú se basa en una única solución que irá siendo mutada para conseguir mejoras en la misma. Este tipo de búsqueda es muy efectiva cuando la codificación es realizada mediante números enteros, o binarios, pero es difícil su aplicación a codificaciones que involucren números reales. Aun así, es un método a tener muy en cuenta para su estudio y aplicación a problemas de optimización.

Las técnicas de inteligencia computacional anteriormente descritas pueden ser empleadas para la resolución de una amplia variedad de problemas electromagnéticos. Fundamentalmente en la tesis nos hemos centrado en las aplicaciones del diseño de antenas planares multibanda.

Algunas aplicaciones en el diseño de antenas pueden verse en las referencias [Balanis05], [Choo03], [Eldek04], [Eldek204], [Evans00], [Garg10]. En [Johnson97] diversas aplicaciones de los algoritmos genéticos en electromagnetismo son resumidas. Los algoritmos genéticos también han sido aplicados al diseño de antenas bow-tie [Kerkhoff04], control de arrays de antenas [Weile01], diseño de antenas microstrip [Choo03], [Moreno05], diseño de antenas integradas [Johnson99], etc. También existen en la literatura algoritmos de temple simulado y de tabú search aplicados al diseño de antenas [Vasco96], [Yao99].

Como hemos visto existen precedentes de algoritmos de inteligencia computacional que han sido aplicados a problemas de diseño de dispositivos radiantes. En la mayoría de los casos, se busca un diseño óptimo con respecto a una determinada función de coste, de forma que el dispositivo actúe de una manera determinada. El principal problema inherente a este tipo de diseños es que no tienen en cuenta determinados eventos que pueden ocurrir durante el funcionamiento de los dispositivos, que pueden hacer que el rendimiento de los dispositivos sea muy diferente del que se pensó en un primer momento.

Si consideramos conocidos los principales problemas que puede haber durante el tiempo que un dispositivo está operativo, podemos incluir éstos en el proceso de diseño de los sistemas, de tal manera que los dispositivos diseñados de ésta manera sean “inmunes” en alguna manera al problema que podría aparecer durante el funcionamiento del dispositivo.

Un ejemplo puede ayudar a visualizar la estrategia que se propone en la tesis. Consideremos un problema de diseño de señales polifase para su utilización en radares de espectro ensanchado [Krat00], [Mlad03]. En este tipo de optimización codifica un vector con las fases X , y una función de coste como la siguiente debe ser minimizada:

$$\min_{x \in X} (f(x) = \max\{\varphi_1(x), \dots, \varphi_{2m}(x)\}), \quad \text{Ec. 1-3}$$

$$X = \{(x_1, \dots, x_n) \in \mathfrak{R}^n \mid 0 \leq x_j \leq 2\pi, j = 1, \dots, n\} \quad \text{Ec. 1-4}$$

donde $m = 2n - 1$ y

$$\varphi_{2i-1}(x) = \sum_{j=1}^n \cos\left(\sum_{k=|2i-j-1|+1}^j x_k\right), \quad i = 1, \dots, n, \quad \text{Ec. 1-5}$$

$$\varphi_{2i}(x) = 0.5 + \sum_{j=i+1}^n \cos\left(\sum_{k=|2i-j|+1}^j x_k\right), \quad i = 1, \dots, n-1, \quad \text{Ec. 1-6}$$

$$\varphi_{m+i}(x) = -\varphi_i(x), \quad i = 1, \dots, m. \quad \text{Ec. 1-7}$$

En general, la minimización de esta función de coste hace que el vector de fases resultante del proceso de optimización sea óptima en términos de minimización del máximo de las subfunciones φ . Sin embargo, este proceso de optimización no tiene en cuenta que ocurriría si se produjera un error en algunas de las fases del vector X . Es posible la introducción en la función de coste de un término que busque no sólo el mínimo global, sino además que haga mínima la diferencia entre el primer y el segundo mínimo. De esta forma, si se produce un error no muy grande en uno de los elementos del vector X el sistema está optimizado para ser inmune

hasta un cierto punto a este tipo de errores. Es importante notar que al añadir un nuevo término a la función de coste, la solución final no será la óptima posible para el sistema. Así pues, cabe plantearse un balance entre la optimización del sistema, y la introducción de términos de tolerancia a fallos.

Estrategias como la mostrada anteriormente son aplicables a la gran mayoría de problemas de optimización que surgen en la diseño de sistemas radiantes. Una vez diseñados, se propondrá la construcción y medida de los dispositivos, de manera que está previsto un componente práctico importante en la tesis.

1.4 OBJETIVOS DE LA TESIS

El objetivo principal de esta investigación es el diseño de una antena de reducidas dimensiones y con un de gran ancho de banda, de tal forma que permita desde el terminal en el que ha sido implementada dar además del servicio de telefonía móvil (GSM, UMTS o LTE) cubrir los principales servicios inalámbricos (WLAN, WIMAX, GPS).

Para ello, el diseño de dicha antena se ha realizado mediante la unión de dos antenas clásicas empleadas en el campo de la telefonía móvil, como son las PIFAs y las antenas de parche. Cada una de las antenas ha sido sintonizada en bandas de frecuencia diferente. Así pues, el dimensionamiento de la antena PIFA se realiza para dar servicio de GSM, dando lugar a lo que denominaremos banda inferior. Mientras que la antena de parche ha sido diseñada para dar servicio WIFI UNII, está será la que denominaremos como banda superior. El empleo de ambas antenas, PIFA y antena de parche, en una única estructura permitirá cubrir ambos servicios, permitiendo además que el ajuste de cada una de las ambas bandas de frecuencia se realice de forma independiente. Además, la unión de ambas antenas provoca un incremento del ancho de banda de cada una de las bandas de frecuencia, pudiendo dar servicio de GPS, Bluetooth, UMTS (o LTE) y WIFI ISM.

La alimentación de la antena de parche empleada es la de tipo coplanar, de tal forma que todos los elementos de la antena se encuentran sobre un único plano. Igualmente, debemos indicar que la alimentación de la antena PIFA se produce mediante acoplamiento, simplificando el modelo de la antena al ser necesario el empleo de una sola alimentación. La fusión de estas dos antenas en una única estructura junto con la alimentación de la antena PIFA por acoplamiento

electromagnético, son dos de las principales aportaciones de este trabajo de investigación, dado que hasta el día de hoy no ha sido descrita ninguna estructura similar en la literatura previa.

El principal reto abordado durante esta investigación, es que dichas antenas carecen de unas ecuaciones precisas que nos permitan realizar un ajuste exhaustivo para cada una de las bandas de frecuencias deseadas. Por esta razón, como aportación de la tesis se propone el diseño de un algoritmo de programación evolutiva como método de optimización para seleccionar los valores de los parámetros de las antenas que proporcionan las bandas de frecuencias deseadas. Todo esto se ha realizado de forma automática, mediante la programación de pasarelas entre el simulador electromagnético y las herramientas de cálculo empleadas para la programación de dichos algoritmos.

Para verificar el correcto comportamiento de dicho elemento radiante, se ha desarrollado un prototipo de antena, cuyas medidas han permitido verificar el correcto funcionamiento según las premisas establecidas desde el principio.

En resumen, esta tesis propone el diseño de antena de doble banda de frecuencia formada por dos antenas básicas, la antena de parche alimentada mediante líneas coplanares y la antena PIFA, ubicadas sobre la misma superficie, con una sola alimentación y cuya optimización se ha realizado mediante algoritmos que emplean programación evolutiva. Así como la construcción y evaluación de un prototipo real basado en las simulaciones anteriores.

1.5 ESTRUCTURA DE LA TESIS

La presente tesis se organiza en cinco capítulos, que permiten abarcar los diferentes aspectos cubiertos a lo largo de la investigación para satisfacer los objetivos expresados anteriormente. A continuación se describe brevemente cada uno de los apartados que conforman la estructura que vertebrará el presente trabajo.

- En primera instancia, se ha realizado un capítulo de introducción en el que se detallan las necesidades requeridas por la sociedad actual, desde el punto de vista de comunicación. Una vez determinadas dichas necesidades, se da paso a una breve descripción teórica de las diferentes soluciones tecnológicas, así como una breve revisión de la bibliografía más importante relacionada con la misma. Además, se incluye un resumen de las diferentes técnicas de optimización, indicando las más adecuadas a emplear en nuestro estudio. En última instancia, en este primer capítulo se indican cuales son los objetivos principales a cubrir a lo largo de este trabajo.
- El segundo capítulo se destina a la descripción de los diferentes materiales empleados a lo largo de la investigación. En este apartado se indican tanto los elementos utilizados para la elaboración de cada uno de los prototipos propuestos que permiten verificar el comportamiento teórico analizado, así como los medios que han permitido llevar a cabo las medidas del mismo. También se incluye el método utilizado para realizar el proceso de optimización que permite mejorar la respuesta en frecuencia del elemento radiante bajo estudio. Este método, basado en la utilización de algoritmos de programación

evolutiva, se ha utilizado para incrementar el ancho de banda de funcionamiento de la antena a partir de las dimensiones de la misma.

- La tercera parte de la memoria y más extensa, es la dedicada a la exposición de los resultados obtenidos a lo largo de nuestro estudio. En ella se analiza la respuesta en frecuencia individual de cada uno de los elementos que conforman nuestro dispositivo. En cada una de ellas se hace un breve estudio su comportamiento con diferentes formas. Posteriormente, se detallarán los resultados derivados de la hibridación de sendas antenas en una sola estructura. A continuación y dada la necesidad de aumentar el ancho de banda de funcionamiento, se realiza un estudio paramétrico del prototipo, cuyo resultado nos permitirá conocer las variables a emplear durante el proceso de optimización mediante la programación evolutiva. Por último, se describe el proceso de optimización realizado, indicándose por un lado las soluciones obtenidas mediante el empleo de un método clásico de optimización propiamente integrado en la herramienta de simulación empleada, y por otro lado las obtenidas en el caso de emplear la programación evolutiva desarrollada. Todos estos resultados, han sido contrastados con los valores obtenidos de las medidas correspondientes de los prototipos implementados.
- En la cuarta parte de este trabajo se indican todas las conclusiones a las que ha dado lugar la investigación que en esta memoria se describe, así como las posibles líneas a seguir en estudios posteriores.
- En último lugar, se repasa la producción científica más relevante a la que ha contribuido la realización de esta tesis doctoral así como la bibliografía consultada.

2 MATERIALES Y MÉTODOS

2.1 MATERIAL EMPLEADO

El trabajo desarrollado en esta tesis doctoral se puede dividir en dos partes fundamentales: diseño y optimización de una antena híbrida formada por una antena PIFA y una antena de parche, mediante simulación electromagnética, y construcción y medida de los prototipos finales.

Los elementos empleados para el estudio y la posterior construcción del prototipo de la antena son:

1. **Simulador Electromagnético:** Se trata del simulador electromagnético en 3D denominado CST Microwave Studio®⁴. Este simulador emplea la técnica de integración finita (FIT) para la caracterización de los dispositivos a analizar, permitiendo que su velocidad de cómputo sea una de las más elevadas dentro del sector de los simuladores electromagnéticos. Además, permite ser gestionado desde programas externos, como Matlab, mediante el empleo de macros implementadas en Visual Basic para Aplicaciones (VBA).
2. **Material de construcción:** El material empleado para llevar a cabo la fabricación de las antenas ha sido: substrato dieléctrico (FR4 y Rogers4350), cobre como material conductor y conectores SMA.

⁴ Marca registrada por la compañía CST-Computer Simulation Technology AG.

3. **Equipos de medida:** Las medidas del prototipo de antena, así como de las pruebas previas han sido realizadas mediante el siguiente equipamiento: analizador de redes Hewlett Packard HP8720C, para la medida del coeficiente de reflexión, cuyos resultados han sido ratificados con posterioridad mediante el empleo del analizador de redes Agilent PNA 8363B perteneciente al Centro de Alta Tecnología y Homologación (CATECHOM) de la Universidad de Alcalá. El diagrama de radiación, así como la ganancia de cada uno de los prototipos propuestos, se ha obtenido empleando la cámara anecoica del CATECHOM.

A continuación explicaremos con más detalle cada uno de los elementos empleados a lo largo de nuestro trabajo de investigación.

2.1.1 Simulador electromagnético (CST Microwave Studio)

En el capítulo anterior se ha puesto de manifiesto la ausencia de un conjunto de ecuaciones precisas que permitan caracterizar el comportamiento de la impedancia como del diagrama de radiación de la antena. Por este motivo resulta indispensable el uso de una herramienta de simulación para realizar el proceso de diseño y ajuste de la antena.

El empleo de un simulador electromagnético nos va a permitir conocer, además de los parámetros lineales de nuestra antena, como son los parámetros de Scattering (parámetros S), otros parámetros necesarios para caracterizar el correcto funcionamiento de nuestro elemento radiante, como son el diagrama de radiación, ganancia, distribución de corriente, SAR, etc.

Existen una gran variedad de simuladores electromagnéticos 3D en el mercado. Todos ellos parten de la misma base: la resolución numérica de las ecuaciones de Maxwell para el análisis de las estructuras de microondas. Concretamente los métodos que mayor relevancia tienen desde el punto de vista comercial, son: la técnica de integración finita (FIT), el método de diferencias finitas (FDTD) explícito o implícito, el método de las líneas de transmisión (TLM), el método de elementos finitos (FEM) y el método de los momentos (MoM) [Sarris07].

En nuestro estudio hemos empleado el simulador electromagnético CST Microwave Studio, el cual se basa en el empleo del método FIT. Esta técnica fue propuesta por primera vez por Weiland en 1977 [Weiland77]. La idea básica de esta técnica consiste en seccionar el dispositivo bajo estudio en pequeños fragmentos, empleando para ello una malla donde el tamaño de la cuadrícula define las dimensiones de los fragmentos resultantes, y resolver sobre cada uno de ellos las ecuaciones de Maxwell, obteniendo el comportamiento del conjunto como la suma de cada fragmento. La precisión de los resultados estriba en la correcta definición del tamaño del fragmento. De esta forma, podemos conocer el comportamiento electromagnético de una estructura sencilla en breve tiempo en comparación con otros simuladores. Este factor ha sido determinante en nuestra investigación dada la alta carga computacional que caracteriza a los algoritmos bioinspirados empleados en el proceso de optimización.

Como ya se ha comentado, al principio de este apartado, el programa CST Microwave Studio nos permitirá determinar el diagrama de radiación de la antena bajo estudio, pudiendo conocer la cantidad de potencia emitida según la dirección así como la dirección en la que debemos orientar nuestra antena para emitir (o recibir) el máximo valor de potencia. Además de estos parámetros,

esta herramienta también nos va a proporcionar información acerca del SAR, verificando con ello si nuestro dispositivo es capaz de cumplir las especificaciones establecidas por la Unión Europea o si es preciso realizar alguna modificación en el mismo para asegurar su cumplimiento. La distribución de corriente será otra de las informaciones que podremos conocer tras la simulación, aportándonos información adicional sobre las zonas que más relevancia tienen sobre el diagrama de radiación. La resolución de las ecuaciones de Maxwell, permite conocer el tipo de modo de propagación excitado sobre la estructura, así como la impedancia de entrada que presenta la misma. Mediante esta característica podremos verificar si hemos realizado de forma correcta la alimentación de nuestra estructura o si es preciso realizar alguna modificación de la misma para excitar el modo adecuado o variar la impedancia de entrada y así evitar futuros problemas de desadaptación.

Además este simulador, ofrece la posibilidad de ser controlado de forma automática, incluso desde un programa externo como puede ser Microsoft Office, Matlab, AutoCad, etc, mediante el empleo de macros implementadas en el lenguaje de Visual Basic para Aplicaciones (VBA). Otro factor, a tener en cuenta, es el reducido precio de licencia del simulador comparativamente con el resto de simuladores electromagnéticos. En la Tabla 2-1 se muestran los precios de la licencia universitaria correspondientes a los principales simuladores electromagnéticos en el mercado.

El principal inconveniente de este simulador se encuentra en la dependencia de la solución con la definición del tamaño de las celdas que conforman el mallado sobre el que se van a resolver las ecuaciones de Maxwell. Un tamaño elevado de dichas celdas dará lugar a una simulación muy rápida pero poco precisa, haciendo que los resultados tengan poca precisión. En cambio, si

optamos por un tamaño de celda muy reducido, obtendremos unos resultados muy precisos, pero el tiempo de cálculo, así como la necesidad de memoria del ordenador, pueden ser excesivos, dando lugar a una simulación muy lenta o inabordable por el agotamiento de los recursos de cálculo. Se hace por tanto necesario adoptar una solución de compromiso entre ambas opciones.

Simulador Electromagnético	Precio de licencia universitaria
Feko	8.750€
HFSS™	2.200€ ⁵
CST Studio Suite©	1.350€

TABLA 2-1. PRECIOS DE LOS PRINCIPALES SIMULADORES ELECTROMAGNÉTICOS DEL MERCADO

2.1.2 Material de construcción

Los materiales necesarios para la elaboración del prototipo y la realización de las pruebas que permiten verificar el comportamiento de los elementos radiantes obtenido en el simulador CST, son los siguientes:

- Placa de fabricación de circuito impreso.
- Conectores de microondas.
- Placa de material conductor.

⁵ En este precio no se incluye el precio del software, siendo su valor de 16.500€.

a. Placa de fabricación de circuito impreso

Como ya se comentó en el Capítulo 1, uno de los aspectos relevantes a la hora de diseñar cualquier dispositivo de microondas, es la elección del tipo de sustrato. Un sustrato de espesor reducido y elevada constante dieléctrica proporciona antenas de reducido tamaño y bajas pérdidas, mientras que un sustrato de mayor espesor y reducida constante dieléctrica, permite aumentar el ancho de banda de funcionamiento así como la eficiencia de radiación. La solución que debemos adoptar dependerá de la prioridad que demos a una característica concreta de la antena, tratando de no influir negativamente sobre el resto de parámetros, consiguiendo que la antena cumpla las exigencias requeridas.

Hoy en día son muchos existen una gran variedad de sustratos en el mercado. En la Tabla 2-2 se muestran algunos sustratos comerciales, referidos en la literatura a la fabricación de antenas de circuito impreso. Los sustratos destacados en negrita son los que han sido empleados en la investigación durante el proceso de fabricación y cuyos resultados son indicados en el Capítulo 3.1.3.

En nuestro caso, hemos optado por el empleo de un sustrato de tipo FR4, que posee una constante dieléctrica de valor medio y además, un precio mucho menor que otros sustratos caracterizados por una menor tangente de pérdidas.

Este sustrato está formado por una mezcla de material de fibra de vidrio impregnado con una resina epóxica resistente a las llamas. Esto justifica el empleo de las letras “FR” que indican “retardante de llama” (Flame Retardant en inglés).

Substrato	Constante dieléctrica (ϵ_r)	Tangente de pérdidas ($\tan\delta$)
RT Duroid 6010	10.5	0.002
GaAs	13	0.0006
Epoxy fiberglass FR4	4.5	0.025
Rogers 4350	3.48	0.004
Kapton	3.5	0.002
Taconic	2.33	0.0009
CuClad	2.17	0.0009
RT Duroid 5880 (Teflón y Fibra de cristal)	2.2	0.0009
Rohacell Foam	1.07	0.001

TABLA 2-2. CARACTERÍSTICAS DE SUBSTRATOS COMERCIALES.

También hemos empleado un sustrato más caro pero con altas prestaciones (menor tangente de pérdidas), como es el Rogers 4350. Mediante el empleo de este material como sustrato se preveía una mejora de los valores de ganancia en torno a los 5.8GHz. Sin embargo, los resultados obtenidos variaban muy poco con respecto a los obtenidos con el sustrato FR4, tal y como se muestra en el Capítulo 3.1.3.

Durante el proceso de elaboración de las placas de circuito impreso, sobre el material dieléctrico se produce la electrodeposición de una película de cobre que permitirá posteriormente el grabado de la antena.

b. Conductor

La conductividad eléctrica determina el funcionamiento de los materiales conductores. Atendiendo a este parámetro, los materiales más ampliamente empleados son el cobre y el aluminio, dado que ambos poseen una conductividad eléctrica excelente. No obstante, cabe destacar el empleo del cobre frente al del aluminio, debido a sus notables ventajas mecánicas y eléctricas. Dependiendo del uso, el cobre se presenta en diferentes grados de pureza: duro, semi duro y blando. En nuestro caso, emplearemos cobre blando ya que se requiere el empleo de un material manejable, para la construcción de la antena PIFA (Figura 2-1).

El plano de masa y el parche que constituyen la antena impresa, se elaborarán mediante el proceso de grabado químico, quedando sobre la superficie del dieléctrico. La antena PIFA, fabricada mediante una placa de cobre, será unida mediante soldadura con estaño a la placa de circuito impreso.

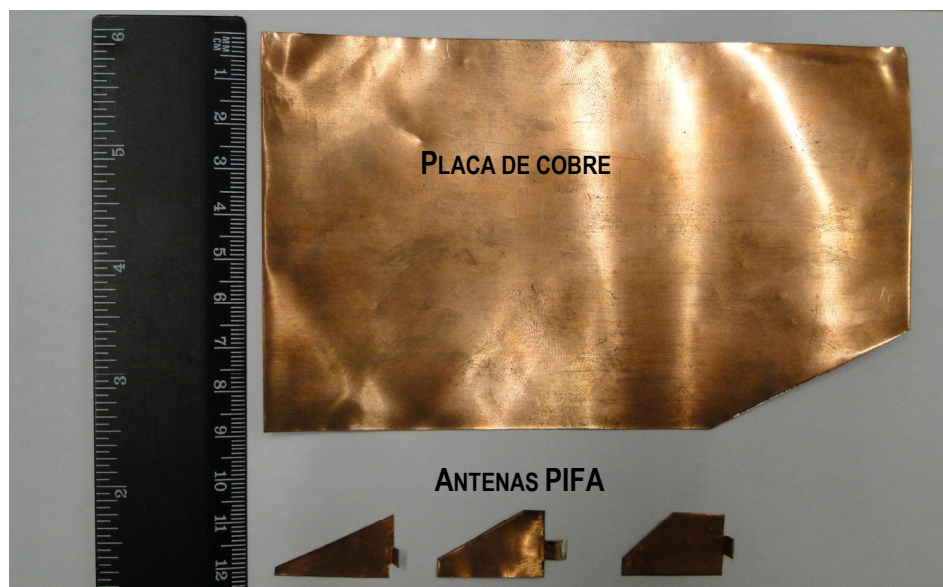


FIGURA 2-1. ANTENA PIFA Y PLACA DE COBRE.



FIGURA 2-2. ANTENA DE PARCHE Y PLANO DE MASA.

c. Conectores

Los conectores son los elementos que se emplean como medio de adaptación entre coaxiales y líneas microstrip. Las principales características que deben cumplir son mínimas pérdidas de inserción y mínimo coeficiente de reflexión. Atendiendo a su tamaño se clasifican, de mayor a menor en: estándar, miniatura, subminiatura y microminiatura.

Dadas las reducidas dimensiones que presenta la antena bajo estudio, optaremos por el empleo de conectores subminiatura, y en concreto en el conector denominado Subminiature versión A (SMA). Este conector fue diseñado en los años 60 por la corporación Bendix Cintilla y es uno de los conectores más comúnmente empleados. Está especialmente diseñado para componentes que no se conectan con frecuencia. Lleva el dieléctrico del cable directamente hasta el interface sin que existan gaps de aire. El mecanismo de fijación es roscado tipo $\frac{1}{4}$ -36. Su margen de funcionamiento llega hasta los 18GHz. Algunos fabricantes (Amphenol, Jonson, M/A-Com, etc)

han realizado versiones mejoradas del conector, especialmente en el anclaje del dieléctrico que permite su funcionamiento hasta 26.5GHz. Existen además otros conectores, que pueden operar a frecuencias superiores a 26.5GHz, diseñados para ser compatibles con las dimensiones del SMA aunque realmente siguen otros estándares de funcionamiento. Estos conectores de precisión, también conocidos a veces como “SMA de precisión”, reciben nombres como 3.5mm, 2.95mm, APC-3.5, WSMA o K.

En nuestro caso, hemos empleado un conector SMA estándar, como el mostrado en la Figura 2-3.



FIGURA 2-3. CONECTORES SMA.

2.1.3 Equipos de medida

La frecuencia de trabajo de nuestra antena viene determinada por los valores de su coeficiente de reflexión. Dicho parámetro lo mediremos empleando el analizador de redes vectorial HP8720C (Figura 2-4). El rango de frecuencias de funcionamiento de este equipo va desde 50MHz hasta 20GHz. En cada una de las salidas se ha dispuesto un adaptador de conector N-

SMA de tal forma que los latiguillos empleados en sus puertos disponen de un conector SMA, pudiendo realizar la conexión de nuestra antena de forma directa, sin necesidad de emplear elementos adicionales que puedan introducirnos errores en la medida. La toma de datos se va a realizar mediante un ordenador PC, el cual se encuentra conectado al analizador a través de un cable GPIB (General Purpose Instrument Bus). En dicho ordenador, se ha programado una aplicación en Matlab que nos permitirá de forma automática, tomar los datos medidos por el analizador para su análisis posterior.



FIGURA 2-4. ANALIZADOR DE REDES HP8720C.

Para la medida de diagrama de radiación y la ganancia de la antena se ha empleado la cámara anecoica de las instalaciones que posee el Centro de Alta Tecnología y Homologación (CATECHOM) de la Universidad de Alcalá. Este tipo de estancias, aisladas del exterior, disponen de una serie de materiales absorbentes de forma piramidal en cada una de sus paredes, evitando con ello cualquier reflexión, de tal forma que permiten emular las condiciones del espacio libre.

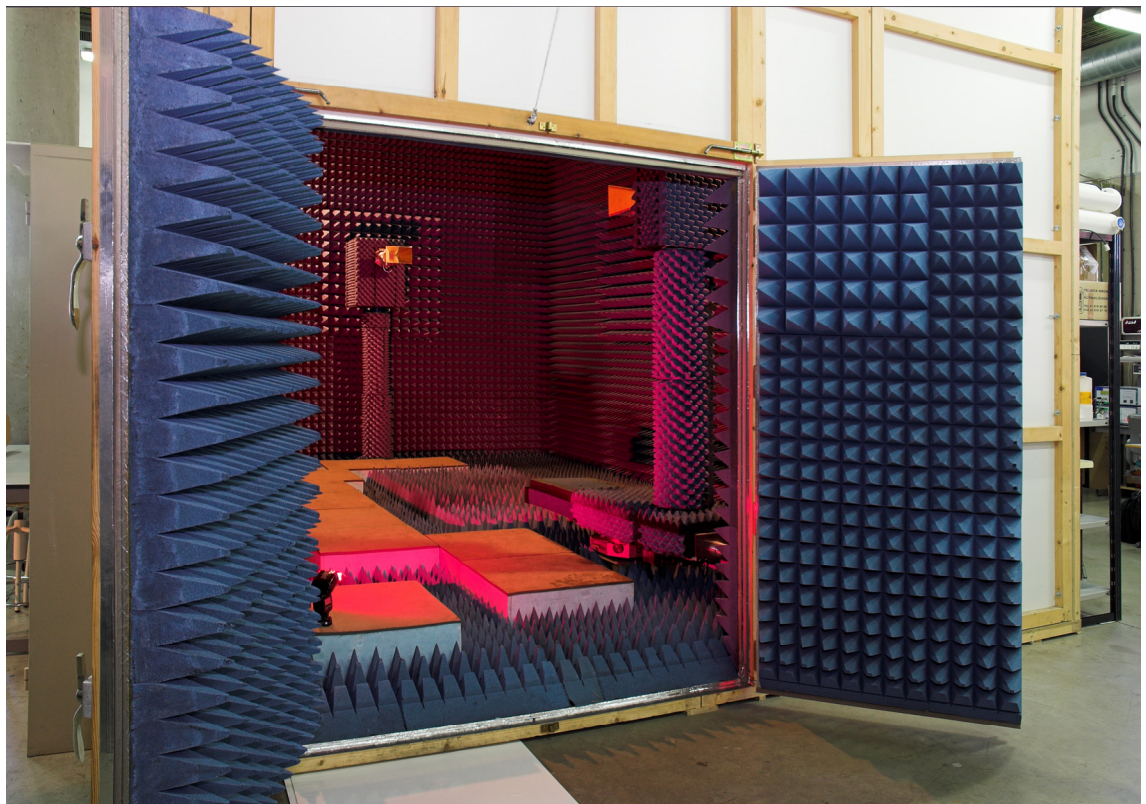


FIGURA 2-5. CÁMARA ANECOICA ⁶

⁶ Reproducida con permiso del Centro de Alta Tecnología y Homologación (CATECHOM) de la Universidad de Alcalá.

Las dimensiones de la cámara son 6.26m de longitud, 3.96m de ancho y 3,96m de alto, permitiendo, junto con su instrumentación de ensayo, la realización de medidas desde 1GHz hasta 40GHz para aplicaciones de telecomunicación en radiofrecuencia y aeronáutica civil o militar. El esquema empleado para realizar la medida es el que se muestra en la Figura 2-6.

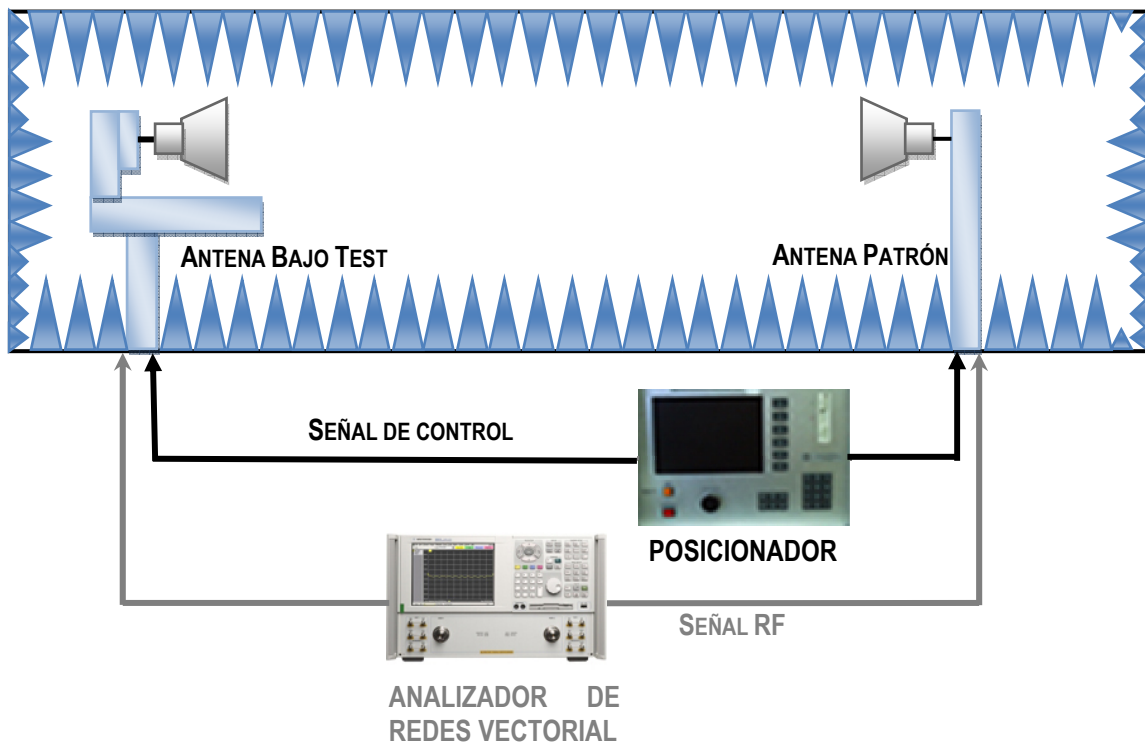


FIGURA 2-6. ESQUEMA DE MEDIDA DE ANTENAS DENTRO DE UNA CÁMARA ANECOICA.

Tal y como se puede observar en la Figura 2-6, el método empleado para realizar la medida del diagrama de radiación es el llamado “método de las dos antenas”, el cual consiste en colocar dos antenas una de ellas de características conocidas en cuanto a ganancia, diagrama de radiación, etc, en uno de los extremos de la habitación anecoica. A este tipo de antenas se les suele denominar antena patrón, que podrá ser diferente según el margen de frecuencias de funcionamiento de la antena que deseamos caracterizar. Para nuestro caso, hemos empleado

como antena patrón, una única antena de bocina capaz de trabajar desde 1GHz hasta 18GHz. En el otro extremo colocamos la antena bajo estudio, de tal forma que ambas se encuentran conectadas a uno de los puertos del analizador de redes Agilent PNA 8363B. Una vez que se ha realizado el apuntamiento de ambas antenas, realizamos la medida del parámetro S_{21} . Mediante este parámetro y empleando la fórmula de Friis podremos conocer la ganancia de la antena en esa dirección. Seguidamente y con ayuda de un posicionador iremos modificando la orientación de la antena patrón y repetiremos la medida del parámetro S_{21} . Este proceso se repetirá hasta completar los 360° que conforman el diagrama de radiación de una antena. Para determinar la ganancia de nuestra antena, basta con realizar la misma operación que las comentadas anteriormente, sin más que ubicar la antena en la posición donde el nivel de potencia medido sea mayor. En la Figura 2-7 y la Figura 2-8 se muestran las antenas empleadas en el proceso de medida indicado.

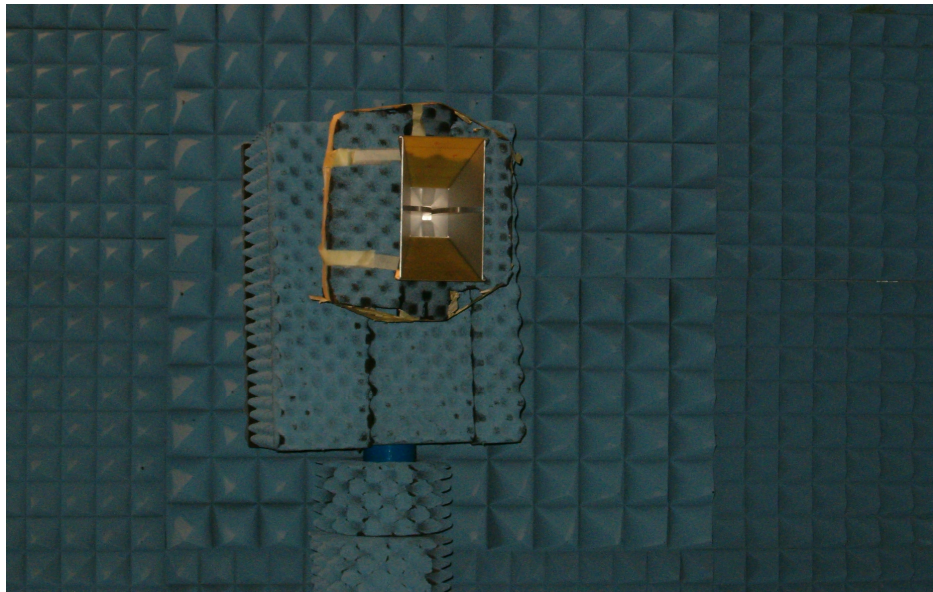


FIGURA 2-7. ANTENA PATRÓN DENTRO DE LA CÁMARA ANECOICA.

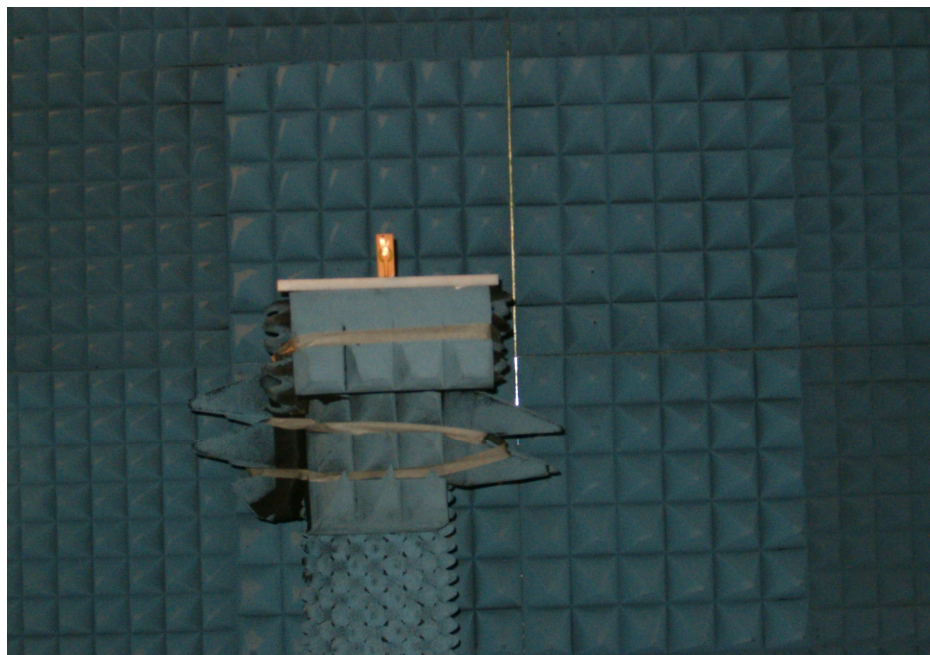


FIGURA 2-8. ANTENA BAJO TEST DENTRO DE LA CÁMARA ANECOICA.

2.2 COMPUTACIÓN EVOLUTIVA

La idea de aplicar los principios de la evolución a la solución automática de problemas se inicia en la década de 1950. Durante los años sesenta se realizaron tres implementaciones diferentes de esta teoría. En los Estados Unidos, Fogel desarrolló la programación evolutiva. Holland llamó a su método algoritmo genético. En Alemania, Rechenberg y Schwefel hablaron de estrategias evolutivas. Durante unos quince años, estas tres técnicas se desarrollaron por separado y, desde los primeros años de la década de 1990 se las empieza a considerar diferentes representantes de una misma tecnología conocida como computación evolutiva. En esos mismos años surgió una cuarta corriente conocida como programación genética. Actualmente se denota como computación evolutiva al área en su conjunto y se consideran sub-áreas de la misma la programación evolutiva, las estrategias evolutivas, los algoritmos genéticos y la programación genética [Eiben02][Goldberg89].

La idea subyacente detrás de estas técnicas, común a todas ellas, es la siguiente: dada una población de individuos, la presión ambiental provocará la selección natural (supervivencia del más fuerte) y por tanto, la capacidad de la población (*fitness*) aumentará. En otros términos, el proceso de selección natural puede considerarse como una optimización de la población. Dada una función objetivo a maximizar, es posible a partir de una serie de soluciones (individuos) creados aleatoriamente, encontrar una solución utilizando dicha función objetivo como medida de la capacidad de los mismos. De acuerdo con esta medida, las mejores soluciones serán elegidas como generadoras (padres) de la siguiente generación aplicando recombinaciones y/o mutaciones. La recombinación es la unión de dos o más candidatos seleccionados para generar

uno o más individuos. La mutación se aplica a un candidato para crear otro nuevo. La mutación es un proceso que se realiza con una probabilidad de ocurrencia baja. La aplicación de las técnicas de recombinación y mutación da lugar a un conjunto de nuevos candidatos (descendientes). De acuerdo con su capacidad (adecuación a la función objetivo), estos descendientes competirán con sus progenitores para serlo de la siguiente generación. Este proceso se repetirá hasta encontrar una solución o hasta cumplir un determinado límite de tiempo [Eiben02].

La función objetivo representa una estimación de la calidad de cada solución. El proceso de búsqueda se lleva a cabo mediante los operadores de variación (recombinación y mutación para crear nuevos candidatos) y los operadores de selección.

Un aspecto crucial en el diseño de un algoritmo evolutivo es intentar preservar la diversidad genética de la población el mayor tiempo posible. A diferencia de otros métodos de optimización, los algoritmos evolutivos emplean una población completa de individuos y ésta es justo una de las razones de su potencia. Sin embargo, si la población empieza a concentrarse en una región muy estrecha del espacio de soluciones, todas las ventajas de mantener diferentes individuos se desvanecen mientras que se mantiene el mayor coste computacional de calcular la capacidad de cada uno de ellos. Este fenómeno se conoce como convergencia prematura [Eiben02].

En general, existen dos fuerzas contrapuestas en un algoritmo evolutivo: selección y variación. La primera representa un impulso hacia la calidad y tiende a reducir la diversidad de la población. La segunda, implementada mediante los operadores de mutación y recombinación, representa un impulso hacia la novedad y, por tanto, aumenta la diversidad genética.

2.2.1 Características fundamentales de un algoritmo evolutivo

Los principales rasgos de un algoritmo evolutivo son [Eiben02]:

1. Representación. La solución de un problema dado mediante un algoritmo evolutivo comienza con la representación de las soluciones candidatas. Ésta consiste en una codificación numérica de las posibles soluciones en cadenas.
2. Función de evaluación o adecuación. La selección basada en la capacidad o adecuación es la fuerza que representa la dirección hacia la mejora de la calidad de la población en un algoritmo evolutivo. El diseño de la función de adecuación es crucial puesto que su cálculo implica la mayor parte del coste computacional.
3. Inicialización. Este es el proceso por el cual se crea la población inicial de soluciones. La creación se produce habitualmente mediante algún tipo de muestreo aleatorio del espacio de soluciones realizado de la forma más uniforme posible.
4. Cruce. El operador de cruce toma dos o más padres y genera un descendiente intercambiando información entre ellos. La idea subyacente para explicar el funcionamiento del cruce es que la buena capacidad de los progenitores está localizada del algún modo en partes concretas de su material genético (bloques constructivos). Recombinando estos bloques se conseguirá un aumento de la adecuación.
5. Mutación. Los operadores de mutación consisten en una transformación estocástica de un individuo. Para mantener el compromiso entre la exploración y la explotación es necesario permitir mutaciones (teóricamente esto implica asegurar la ergodicidad del proceso estocástico) y es la única manera práctica de reintroducir diversidad genética en el proceso evolutivo. Sin embargo, un número excesivo de mutaciones convierten al

algoritmo evolutivo en un proceso de optimización de tipo *random walk*. Los operadores de cruce y mutación se conocen como operadores de explotación.

6. Darwinismo artificial. La teoría de la evolución de Darwin afirma que los individuos con mayor adecuación o capacidad serán los que se reproduzcan y sobrevivan. El motor del algoritmo evolutivo son la selección (solo algunos padres engendrarán nuevos descendientes) y el reemplazo (de algunos padres por sus descendientes) implementados de manera artificial. El proceso natural y el artificial difieren esencialmente en que durante la selección, el mismo padre puede elegirse sucesivas veces y que durante el reemplazo, cada individuo, tanto padres como descendientes, o es seleccionado o desaparece para siempre. La selección proporcional a modo de ruleta ha sido el operador de selección más tradicional: cada padre tiene una probabilidad de ser seleccionado proporcional a su capacidad. La mayor complejidad estriba en el modo de escalar la capacidad para ajustar la presión de selección. La solución habitual hoy en día es una selección de tipo torneo: para seleccionar a un individuo, se escogen T individuos uniformemente y el mejor de esos T es el elegido. Por supuesto, tanto ruleta como torneo actúan repetidamente sobre la misma población para así permitir una selección múltiple de los mejores individuos. Existen dos tipos fundamentales de reemplazo: en el primero de ellos tanto padres como hijos compiten por la supervivencia y en el segundo, solamente algunos de los hijos pueden ser padres de la siguiente generación. Si se denotan como μ y λ los números de padres e hijos, el primer tipo de reemplazo se conoce como $(\mu+\lambda)$, mientras que la segunda se conoce como (μ, λ) . Cuando $\mu=\lambda$ el segundo tipo se conoce como reemplazo generacional, puesto que cada

padre es reemplazado por un descendiente. Cuando $\lambda=1$ la estrategia se denomina creación continua y en el caso $(\mu+\lambda)$ equivalente a elegir un padre para ser reemplazado. Un punto importante en la evolución es la continuidad del mejor individuo a lo largo de las generaciones. El reemplazo $(\mu+\lambda)$ es elitista puesto que asegura que, al menos, se mantiene al individuo más capaz de una generación a otra. Sin embargo, el reemplazo (μ, λ) no es elitista aunque puede convertirse en elitista si se añade a posteriori al mejor de los padres, cuando se prevea un descenso de la capacidad de la población.

7. Criterio de parada. El criterio de parada más habitual consiste en establecer un tiempo de cómputo o un número de generaciones fijo. Otras variantes consisten en realizar la parada cuando ha transcurrido un determinado tiempo sin que se produzca un aumento en la capacidad del mejor de los individuos de la población.
8. Definición de parámetros. Los algoritmos evolutivos tienen un gran número de parámetros: tamaño de la población, frecuencia de las recombinaciones, tamaño de las mutaciones, presión de selección... En algunos casos es necesario realizar unas cuantas pruebas de ajuste para calibrar el algoritmo, en otras ocasiones se permite al algoritmo un cierto grado de auto-calibración durante su ejecución.
9. Validez de los resultados. Como en cualquier otro algoritmo al que se llega a la solución de manera aleatoria, una única ejecución del algoritmo no garantiza la mejor solución posible. Para validar el resultado se recomienda realizar múltiples ejecuciones independientes y comparar sus resultados.

Como ya se ha mencionado, la computación evolutiva tiene diferentes orígenes independientes con ligeras variantes en cada uno de ellos conocidos como algoritmos evolutivos, estrategias evolutivas, programación evolutiva o programación genética.

Los algoritmos evolutivos clásicos pueden verse como una combinación de representaciones de cadenas de bits con combinaciones de bits entre ellos para realizar el cruce y con cambio de bits para implementar la mutación. La selección es de tipo ruleta y el reemplazo generacional es de tipo creación continua.

Las estrategias evolutivas se aplican típicamente a problemas de optimización de parámetros reales. Utilizan mutación gaussiana y estrategias de reemplazo tanto $(\mu+\lambda)$ como (μ, λ) . El cruce (históricamente ausente) se realiza, o bien intercambiando componentes, o mediante algún tipo de combinación lineal entre ellos. La característica típica de las estrategias evolutivas reside en la auto-adaptación de la desviación típica de la distribución gaussiana empleada en la mutación.

La programación evolutiva está relacionada con la evolución de los estados de un autómata para tareas de aprendizaje de las máquinas. Cada padre engendraba mediante mutación a un solo hijo y se empleaban estrategias de tipo $(\mu+\lambda)$ para reemplazar a la mitad de los individuos. La programación evolutiva actual ha tendido a diferentes representaciones y motores evolutivos y difiere de las estrategias evolutivas en la forma estocástica de implementar el reemplazo de tipo $(\mu+\lambda)$ y en que nunca utiliza cruce. Coincide con ella en el empleo de mutación gaussiana auto-adaptativa.

La programación genética fue la última en aparecer. Tiene aplicación específica en el aprendizaje de las máquinas y en tareas de modelización. Una representación natural es en forma de árboles de análisis sintáctico de expresiones lógicas formales que describen un modelo o un procedimiento. Los operadores de mutación y cruce están adaptados para el trabajo con árboles. El motor evolutivo está tomado de los algoritmos genéticos. La programación genética puede emplearse para hacer una evolución automática de un programa software.

2.2.2 Implementación de la programación evolutiva.

De entre las técnicas de programación evolutiva descritas, en los trabajos de esta tesis se ha empleado un algoritmo de programación evolutiva clásica que es el que a continuación se explica con detalle. Este algoritmo ha sido escogido por su simplicidad y por los excelentes resultados que ha ofrecido en otras aplicaciones.

De acuerdo con Fogel [Fogel92][Fogel95] y Bäck y Schwefel [Bäck93], el algoritmo de Programación Evolutiva Clásica (PEC) con mutación auto-adaptativa puede describirse según los siguientes pasos, representados también de manera gráfica en la Figura 2-9.

1. Generar una población inicial de μ individuos e inicializar el número de generaciones, $k=1$. Cada individuo está formado por una pareja de vectores de valores reales, (x_i, η_i) , $\forall i \in \{1, \dots, \mu\}$, donde las x_i son las variables objetivo y η_i son las desviaciones típicas de las mutaciones Gaussianas (parámetros estratégicos en los algoritmos evolutivos auto-adaptativos).
2. Evaluar la adecuación de cada individuo (x_i, η_i) , $\forall i \in \{1, \dots, \mu\}$, de la población de acuerdo con la función objetivo $f(x_i)$.
3. Cada padre (x_i, η_i) , $i= 1 \dots \mu$, crea un hijo (x_i', η_i') de la siguiente forma:

for $j = 1 \dots n$

$$x_i'(j) = x_i(j) + \eta_i(j) N_j(0,1)$$

$$\eta_i'(j) = \eta_i(j) \exp(\tau' N(0,1) + \tau N_j(0,1))$$

Ec. 2-1

end

Donde $N(0,1)$ es una distribución normal unidimensional de media 0 y desviación típica

1. Los factores τ y τ' son usualmente definidos como: $(\sqrt{2\sqrt{n}})^{-1}$ y $(\sqrt{2n})^{-1}$, siendo n el número de variables a optimizar [Bäck93][Fogel94].

4. Calcular la adecuación de cada hijo (x_i', η_i') , $\forall i \in \{1, \dots, \mu\}$.
5. Comparar la conducta de los padres (x_i, η_i) e hijos (x_i', η_i') , $\forall i \in \{1, \dots, \mu\}$ dentro de un único conjunto común. Para cada individuo, se eligen q adversarios al azar para todos

los padres y descendientes. En cada comparación si la adecuación del individuo es mejor que la de su oponente, este es marcado como ganador.

6. Seleccionar los μ individuos entre los (x_i, η_i) y (x'_i, η'_i) , $\forall i \in \{1, \dots, \mu\}$ que mayor número de victorias tengan, para ser los padres de la siguiente generación.
7. La ejecución del programa finalizará cuando se alcance el criterio de parada. En caso de no ser así, $k=k+1$ y se retoma el proceso de nuevo desde el paso 3.

De forma esquemática la Figura 2-9 representa el conjunto de pasos descritos anteriormente. Los detalles particulares de la aplicación de este método a la resolución del problema planteado en esta tesis se encuentran en el Capítulo 3.2.

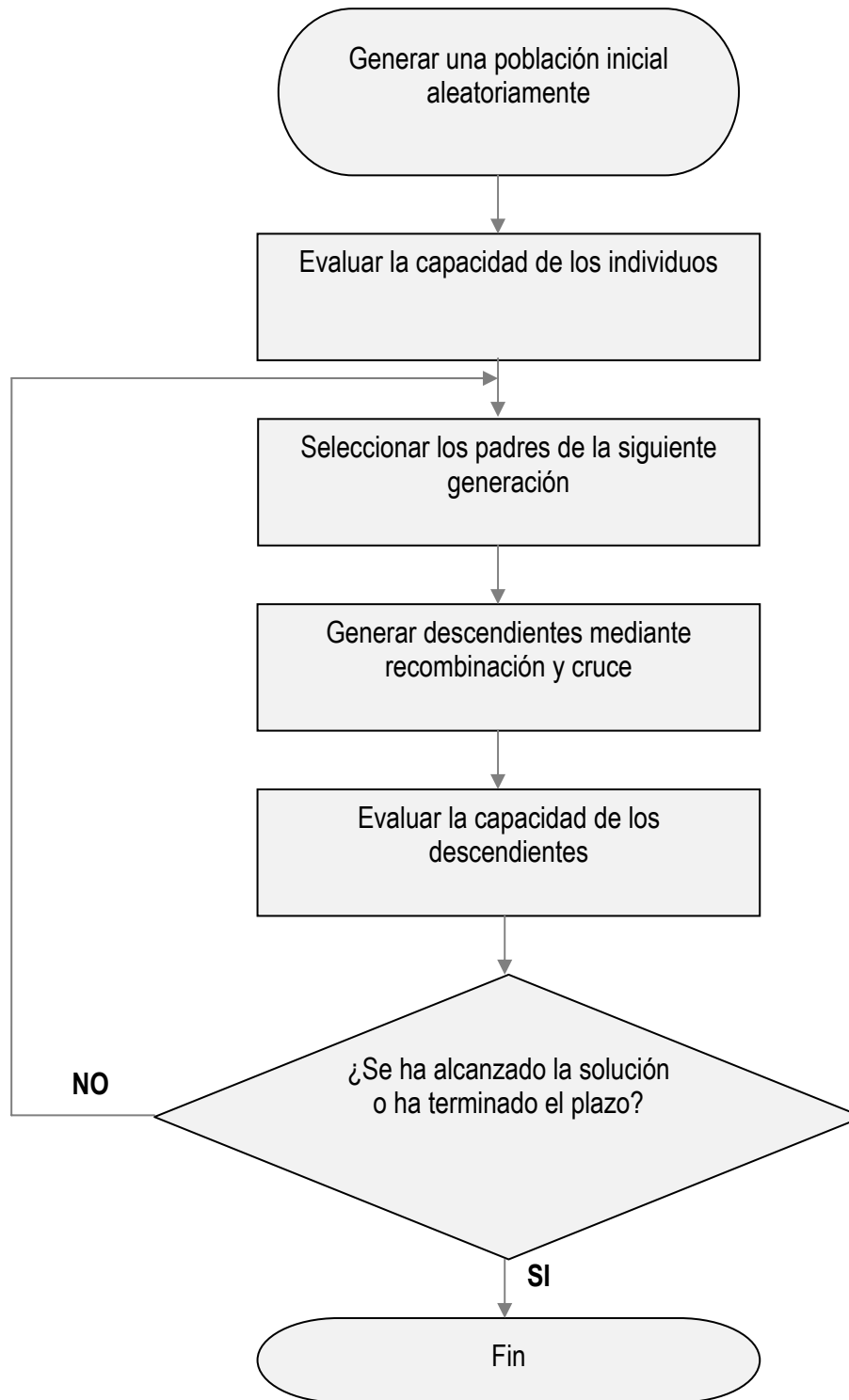


FIGURA 2-9. PASOS DEL ALGORITMO DE PROGRAMACIÓN EVOLUTIVA.

3 PARTE EXPERIMENTAL

Este capítulo presenta la parte experimental de esta tesis doctoral y se estructura de la forma siguiente: En primer lugar, partiendo de los estudios relacionados con las antenas empleadas en la telefonía móvil y los servicios inalámbricos descritos en las referencias bibliográficas, se han reproducido los resultados (antenas PIFA y antena de parche). Una vez conocido el funcionamiento de los circuitos descritos, se ha estudiado de la combinación de ambas estructuras, analizando en detalle la respuesta obtenida. Un posterior estudio paramétrico, tanto de las dimensiones físicas de las antenas como de las características de los materiales que la forman, permitió conocer las variables a modificar para mejorar la respuesta, desde el punto de vista del ancho de banda, de nuestro elemento radiante. El estudio paramétrico determinará las dimensiones físicas empleadas durante el proceso de optimización que permitirá incrementar el ancho de banda de trabajo. El proceso de optimización se llevará a cabo empleando dos métodos; por un lado se usará una de las técnicas clásicas dentro de este campo, como es el Nelder Mead y que se encuentra implementada en el simulador electromagnético. Por otro lado, se usarán una de las técnicas de inteligencia computacional como es el caso de la programación evolutiva, cuyo desarrollo se encuentra de forma externa al CST. Del mismo modo, se ha establecido un estudio comparativo de ambas técnicas de optimización. Finalmente, para verificar experimentalmente todos los resultados obtenidos mediante el simulador, se procedió a la construcción y medida del prototipo propuesto. Para determinar el ancho de banda se ha empleado el criterio habitual de la literatura referenciada, esto es, el definido desde el punto de vista de impedancia, siendo el margen de frecuencias en el que el valor de relación de onda

estacionaria (ROE o VSWR) es menor que 2 o lo que es lo mismo que el valor de las pérdidas de retorno (S_{11}) sean mayores de 10dB.

3.1 ANÁLISIS DE DISEÑO PROPUESTO

Tal y como ya se ha descrito en el Capítulo 1.4, el objetivo de nuestra investigación es el diseño de una antena, cuyas frecuencias fundamentales de trabajo son: 1.8GHz (GSM y DCS), 2GHz (UMTS), 2.4GHz (WLAN) y 5.6GHz (WLAN). Además debemos tener en cuenta que dicha antena debe poder ser integrada dentro de un terminal móvil, cuya tendencia actual es a ser cada vez de menor tamaño, con lo que las dimensiones de nuestra antena deben ser lo más reducidas posibles.

Para conseguir tal fin, el diseño propuesto emplea dos antenas, una antena PIFA sintonizada a 1.8GHz y una antena de parche en forma circular cuya frecuencia de trabajo es de 5.8GHz. La combinación de ambas antenas, permitirá aumentar el ancho de banda trabajo, pudiendo dar servicio al resto de frecuencias que las antenas no son capaces de cubrir al operar de forma individual. Del mismo modo, tal y como veremos, la fusión de ambas antenas en una única estructura nos permitirá reducir considerablemente las dimensiones de cada una de las antenas empleadas.

3.1.1 Diseño de la antena planar de F invertida (PIFA)

Uno de los elementos radiantes típicamente empleados en los terminales móviles son las antenas PIFA, dadas sus buenas características de radiación y sus reducidas dimensiones. Por este motivo, empleando el método de redes espacial (*spatial network method*) descrito por

Yoshida [Kashiwa89][Fujimoto87], realizaremos el diseño de una antena PIFA cuya frecuencia de resonancia sea 1.8GHz, pudiendo de esto modo dar servicio GSM. Las ecuaciones de diseño a emplear son:

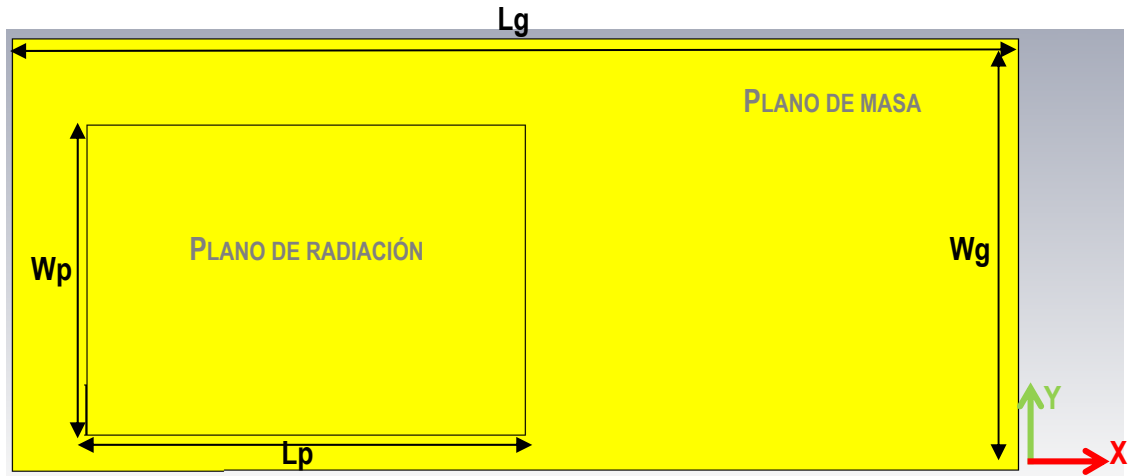
$$f_1 = \frac{1}{4 \cdot (L_p + h) \cdot \sqrt{\mu\epsilon}} \quad \text{Ec. 3-1}$$

$$f_2 = \frac{1}{4 \cdot (L_p + W_p + h - W_s) \cdot \sqrt{\mu\epsilon}} \quad \text{Ec. 3-2}$$

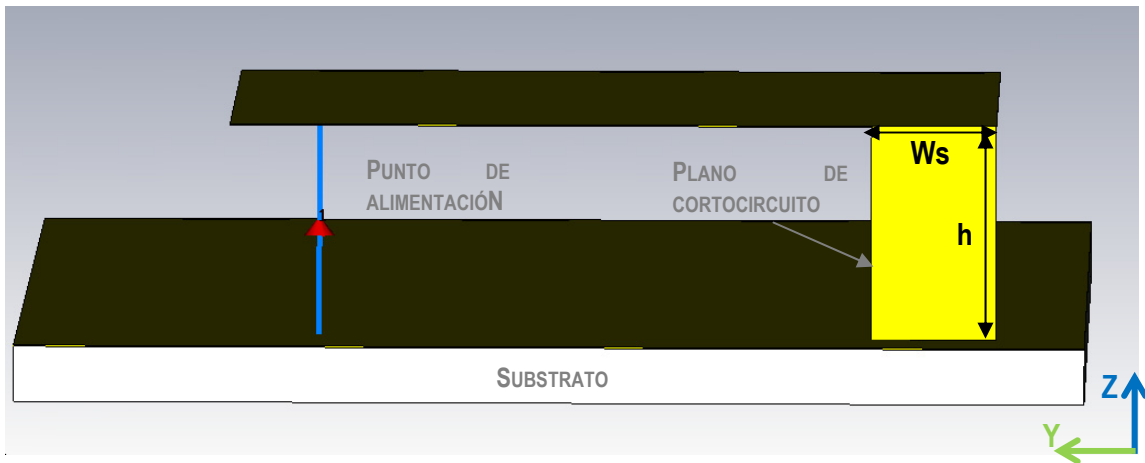
$$f_r = \frac{W_s}{W_p} \cdot f_1 + \left(1 - \frac{W_s}{W_p}\right) \cdot f_2 \quad \text{Ec. 3-3}$$

La estructura de la antena resultante se muestra en la Figura 3-1. Los valores de cada uno de los parámetros indicados en el esquema de la estructura de la antena, que permiten que la antena planar de F invertida trabaje a 1.8GHz, son los que se indican en la Tabla 3-1.

Tal y como se puede observar en la Figura 3-2, los resultados obtenidos del coeficiente de reflexión verifican que la frecuencia central de funcionamiento es 1.8GHz. Del mismo modo, se puede comprobar que el margen de funcionamiento de dicha antena entra dentro de las especificaciones del servicio de GSM1800, dado que los valores del coeficiente de reflexión son inferiores a -10dB tanto en la banda de frecuencia de transmisión como de recepción. Los valores de las frecuencias inferior y superior son 1.624GHz y 1.95GHz respectivamente, siendo por tanto el ancho de banda relativo de dicho dispositivo del 18%.



(a) Vista frontal



(b) Vista lateral

FIGURA 3-1. ESTRUCTURA DE ANTENA PIFA.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción
Lg	70	Longitud del plano de masa
Wg	30	Ancho del plano de masa
Lp	30.5	Longitud del plano de radiación
Wp	21.5	Ancho del plano de radiación
Ws	3.5	Ancho del stub acabado en corto o plano de cortocircuito
h	6	Altura del plano de radiación respecto al plano de masa

TABLA 3-1. DIMENSIONES DE LA ANTENA.

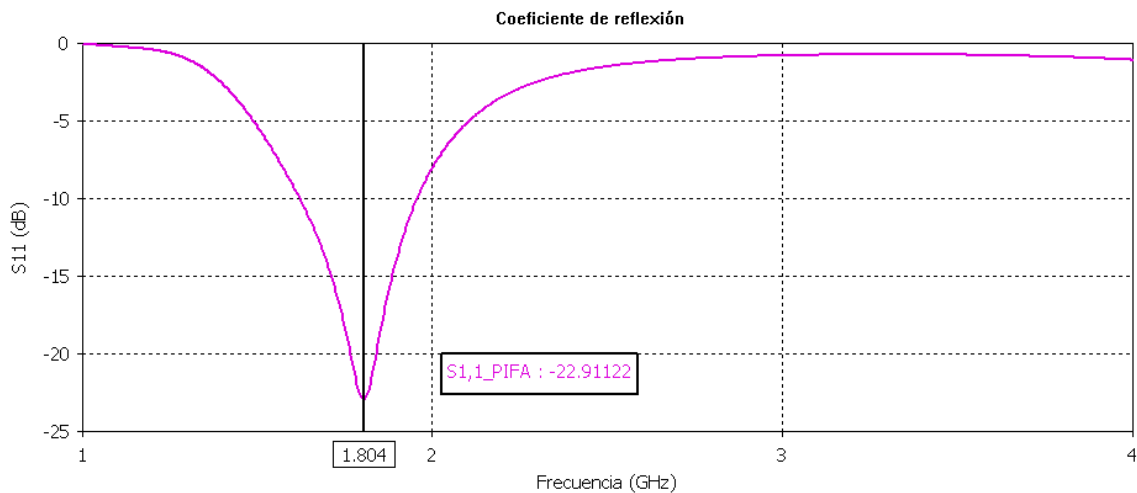
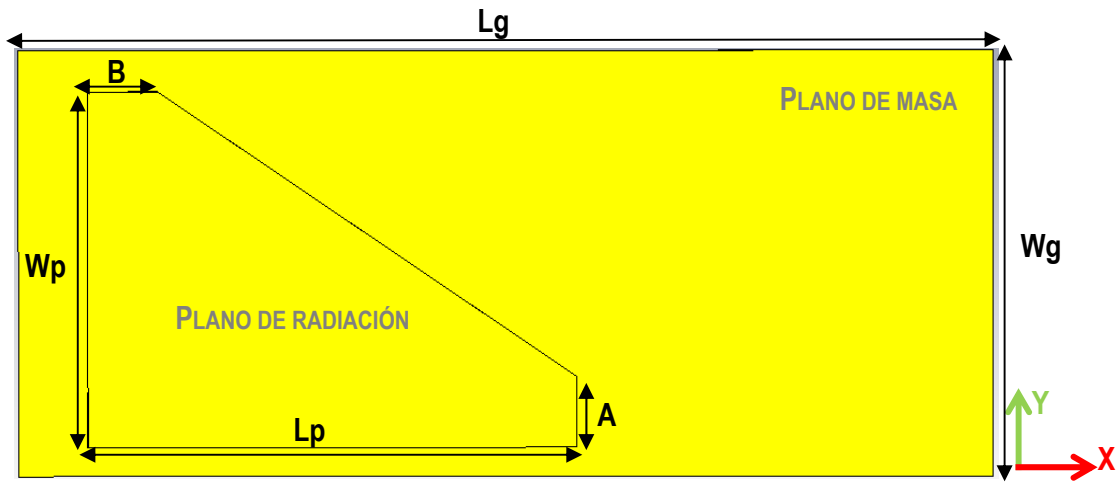
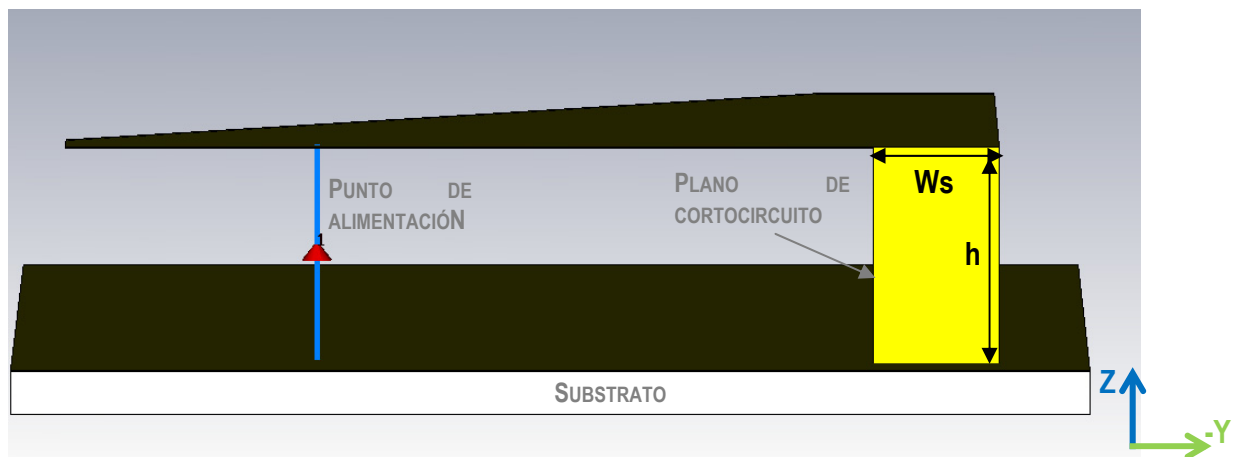


FIGURA 3-2. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA PIFA.

El principal inconveniente, de este tipo de estructuras es el reducido ancho de banda que poseen. Una solución, es la propuesta por [Kim03], que consiste en reducir las dimensiones del parche que constituye el plano de radiación de la antena PIFA de forma gradual (Tapered PIFA), quedando una estructura como la mostrada en la Figura 3-3.



(a) Vista frontal



(b) Vista lateral

FIGURA 3-3. ESTRUCTURA DE LA ANTENA TAPERED PIFA.

Sin embargo, al emplear los valores indicados en la Tabla 3-1 en la estructura anterior, apreciamos que la frecuencia de funcionamiento se aleja de nuestro objetivo, con lo que resulta necesario realizar un reajuste de las dimensiones de esta nueva antena. Los valores de cada una de las dimensiones para esta nueva estructura son los que se indican en la Tabla 3-2.

En la Figura 3-4 se muestra el valor del coeficiente de reflexión de este nuevo elemento radiante junto con el valor del coeficiente de reflexión que obtuvimos en la antena PIFA original.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción
Lg	70	Longitud del plano de masa
Wg	30	Ancho del plano de masa
Lp	37	Longitud de plano de radiación
Wp	26	Ancho de plano de radiación
Ws	3.5	Ancho del stub acabado en corto o plano de cortocircuito
h	6	Altura del plano de radiación respecto al plano de masa
A	5	Anchura del lado estrecho
B	5	Longitud del lado estrecho

TABLA 3-2. DIMENSIONES DE LA ANTENA TAPERED PIFA.

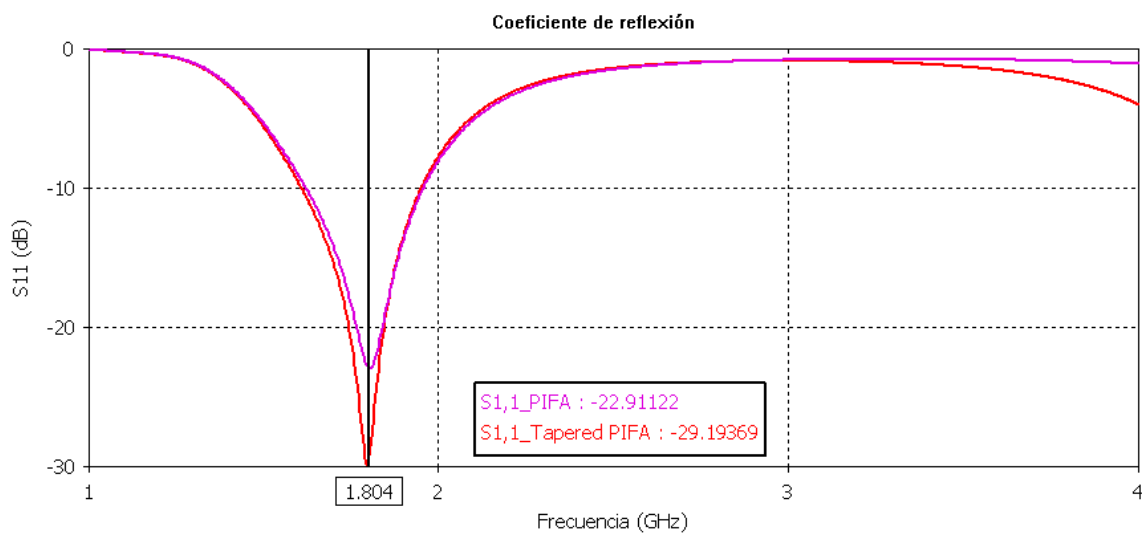


FIGURA 3-4. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA NUEVA ESTRUCTURA (TAPERED PIFA).

Atendiendo al resultando obtenido de coeficiente de reflexión, obtenemos una leve mejora desde el punto de vista de ancho de banda. En el caso del nuevo dispositivo analizado (Tapered PIFA) las frecuencias inferior y superior son 1.609GHz y 1.951GHz respectivamente, consiguiendo valores del 19% de ancho de banda relativo.

Antena	Ancho de banda relativo (%)
PIFA	18
Tapered PIFA	19

TABLA 3-3. COMPARACIÓN DE ANCHO DE BANDA RELATIVO ENTRE LAS ANTENAS PIFA DESCRITAS.

3.1.2 Diseño de antena de parche

Son muchos los estudios que se han realizado sobre las antenas de parche, haciendo de este tipo de dispositivos uno de los diseños típicos de antenas empleadas en los servicios inalámbricos. Presentan como ventajas, reducidas dimensiones, bajo valor de SAR y facilidad de construcción a precios reducidos. Basándonos en estas premisas, nos planteamos el diseño de una antena de parche para dar servicio en la banda superior de WIFI (Tabla 1-1). Debemos tener en cuenta que las dimensiones de la antena no deben ser muy elevadas, dado que el objetivo final es integrarla dentro de un terminal móvil. Para determinar las dimensiones de dicha antena, tomaremos como punto de partida las ecuaciones detalladas en [Balanis05], aunque debemos indicar que dichas expresiones son aproximadas, dado que no tienen en cuenta los efectos de borde, siendo necesario realizar un ajuste manual posterior para obtener la frecuencia de resonancia deseada.

La principal desventaja en este tipo de elementos radiantes es su escaso ancho de banda. Uno de los aspectos claves a tener en cuenta a la hora de diseñar este tipo de antenas, es la forma de alimentación de la estructura. Tal y como se analizó en el capítulo 1.2.2, existen diferentes formas de alimentar este tipo de antenas. En nuestro caso, se propone emplear la alimentación mediante líneas coplanares, permitiendo de este modo integrar el parche y el plano de masa dentro de la misma superficie, haciendo de la antena de parche una estructura planar. Según el estudio realizado en [Garg10], el empleo de este tipo de alimentación permite trabajar con valores de ancho de banda mayores que si empleamos la alimentación mediante sonda o mediante líneas de transmisión.

Otro factor a tener en cuenta a la hora de diseñar este tipo de estructuras desde el punto de vista del ancho de banda, es la forma del parche. Durante la investigación, se ha llevado a cabo un estudio previo, que permita conocer la forma del parche que nos proporciona mejor valor de ancho de banda.

a. Antena de parche rectangular

La ecuación que relaciona de forma aproximada las dimensiones de la antena en función de su frecuencia de resonancia del modo fundamental es [Balanis05]:

$$(f_r)_{110} = \frac{1}{2 \cdot L_i \cdot \sqrt{\mu\epsilon}} \quad \text{Ec. 3-4}$$

Dentro de la bibliografía relacionada con este aspecto, cabe destacar el estudio realizado en [Zhu07], en el que se detalla el diseño de una antena rectangular alimentada mediante líneas coplanares y el cual hemos tomado como punto de partida. Después de realizar los ajustes para

conseguir la respuesta en frecuencia más adecuada al objetivo de esta tesis, se propone la antena que se muestra en la Figura 3-5. Las dimensiones de la misma se indican en la Tabla 3-4.

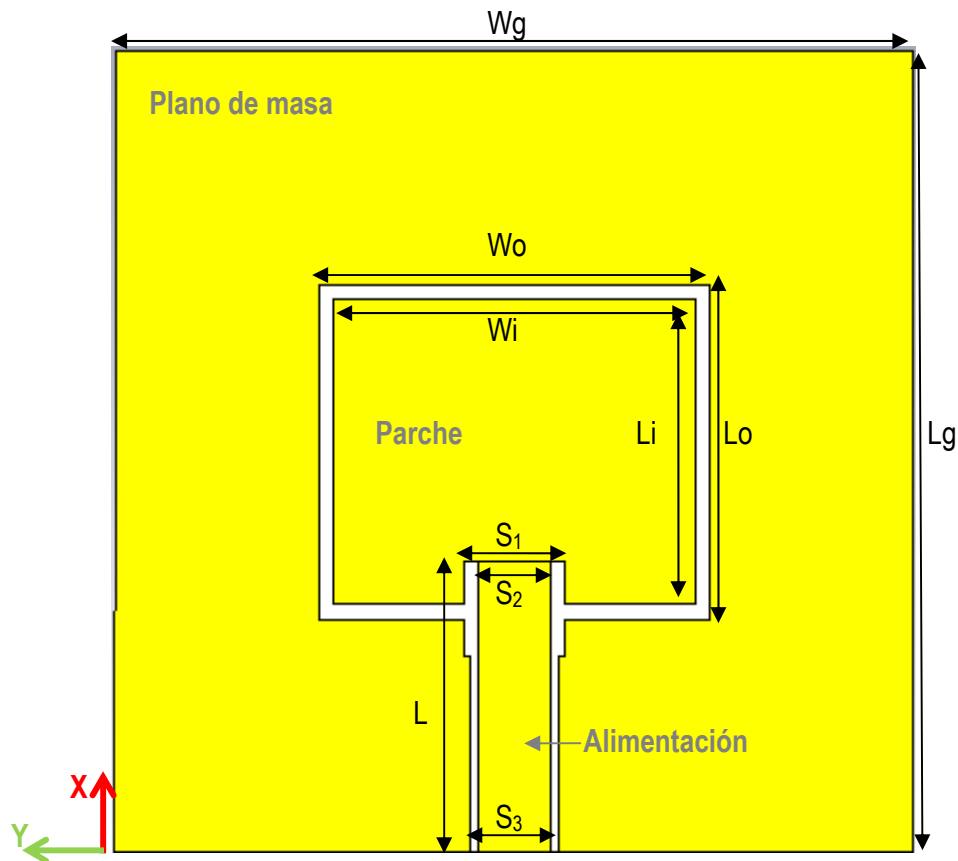


FIGURA 3-5. ESTRUCTURA DE LA ANTENA DE PARCHES RECTANGULAR.

Los valores de las variables S_1 , S_2 y S_3 determinan el valor de la impedancia de entrada. Una de las primeras acciones a realizar en el proceso de ajuste de nuestra antena, consiste en obtener un valor de impedancia igual a 50Ω , que es el mismo valor de impedancia que presentan los cables a los que vamos a conectar nuestra antena. De este modo, al coincidir el valor de impedancia de la antena con los elementos a los que se va a conectar, reduciremos el valor de las pérdidas de retorno, originadas por una posible desadaptación de impedancias.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción
Lg	55	Longitud del plano de masa
Wg	55	Ancho del plano de masa
Li	23	Longitud del parche
Wi	19.85	Ancho del parche
Lo	22	Longitud de rectángulo de separación entre el plano de masa y el parche.
Wo	26	Ancho de rectángulo de separación entre el plano de masa y el parche.
L	20	Longitud de línea de alimentación
S ₁	6	Anchura del rectángulo de separación entre la línea de alimentación y el plano de masa situado dentro del parche
S ₂	5	Anchura de la línea de alimentación
S ₃	5.5	Anchura del rectángulo de separación entre la línea de alimentación y el plano de masa situado fuera del parche

TABLA 3-4. DIMENSIONES DE LA ANTENA DE PARCHES RECTANGULAR.

Una vez ajustado el valor de la impedancia, procederemos a la sintonización en frecuencia. Para este proceso, se han de variar los valores de los parámetros que conforman el parche rectangular (W_i y L_i). Los cambios en la longitud del parche (L_i) darán lugar a mayores en frecuencia. Una vez que nos hemos ubicado en la zona próxima a la frecuencia deseada pasaremos a modificar los valores de la anchura del parche (W_i) siendo dicho parámetro el que nos permitirá realizar un ajuste más fino de la frecuencia de resonancia.

En la Figura 3-6, se muestra la respuesta en frecuencia de la antena. Podemos confirmar el hecho de que la frecuencia de resonancia coincide con la frecuencia de central de la banda del servicio WIFI UNII. El ancho de banda relativo que obtenemos al emplear esta estructura es bastante reducido ya que su valor es de 6.6%.

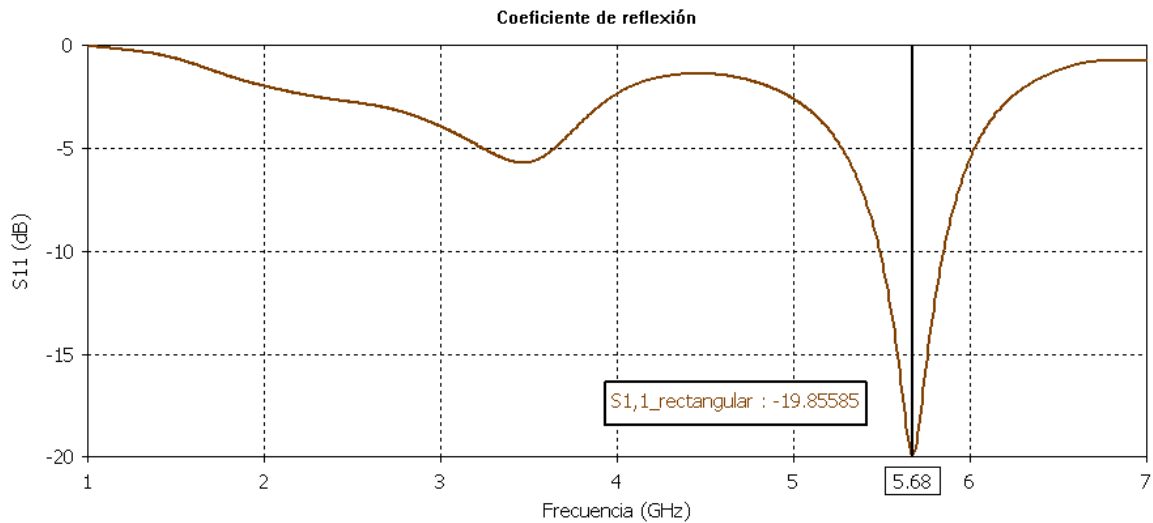


FIGURA 3-6. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DEL PARCHÉ RECTANGULAR.

b. Antena de parche circular

La expresión que permite determinar el valor del radio de la circunferencia que conforma el parche en función de la frecuencia de resonancia es [Balanis05]:

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412}{2 \cdot r_i \cdot \sqrt{\mu\epsilon}} \tag{Ec. 3-5}$$

La configuración de este tipo de antena se muestra en la Figura 3-7. En ella se indican las posiciones de cada uno de los parámetros físicos que definen dicha estructura.

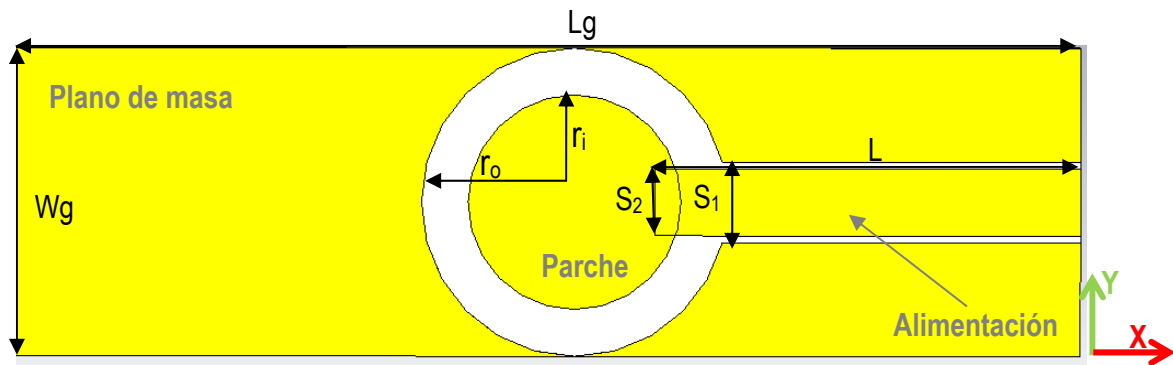


FIGURA 3-7. ESTRUCTURA DE LA ANTENA DE PARCHE CIRCULAR.

El primer paso a realizar en el diseño de este tipo de antena, es el ajuste del espacio ubicado entre la línea de alimentación y el plano de masa, separación cuyo valor viene dado por la diferencia entre las variables S_1 y S_2 , para lograr que la impedancia de entrada sea igual a 50Ω . El ajuste de la frecuencia de resonancia central lo realizaremos mediante la variación de los radios de la circunferencia del parche (r_i) así como el de la circunferencia que permite separar el parche del plano de masa (r_o). Finalmente, los valores de los parámetros indicados en el esquema de la antena (Figura 3-7) se indican en la Tabla 3-5.

Con las especificaciones indicadas arriba, el coeficiente de reflexión de la antena de parche circular es el que se muestra en la siguiente figura.

Mediante el análisis de estos resultados, podemos verificar que la frecuencia de resonancia es 5.6GHz, cumpliendo las condiciones de diseño establecidas. Del mismo modo, el ancho de banda relativo que presenta este dispositivo es de 14.48%, siendo la frecuencia inferior de la banda 5.14GHz, y la frecuencia superior de 5.962GHz.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción
Lg	80	Longitud del plano de masa
Wg	23	Ancho del plano de masa
r _i	8	Radio del parche
r _o	11.5	Radio de la circunferencia de separación entre parche y plano de masa
L	30	Longitud de línea de alimentación
S ₁	6	Anchura del rectángulo de separación entre la línea de alimentación y el plano de masa
S ₂	5	Anchura de la línea de alimentación

TABLA 3-5. DIMENSIONES DE LA ANTENA DE PARCHES CIRCULAR.

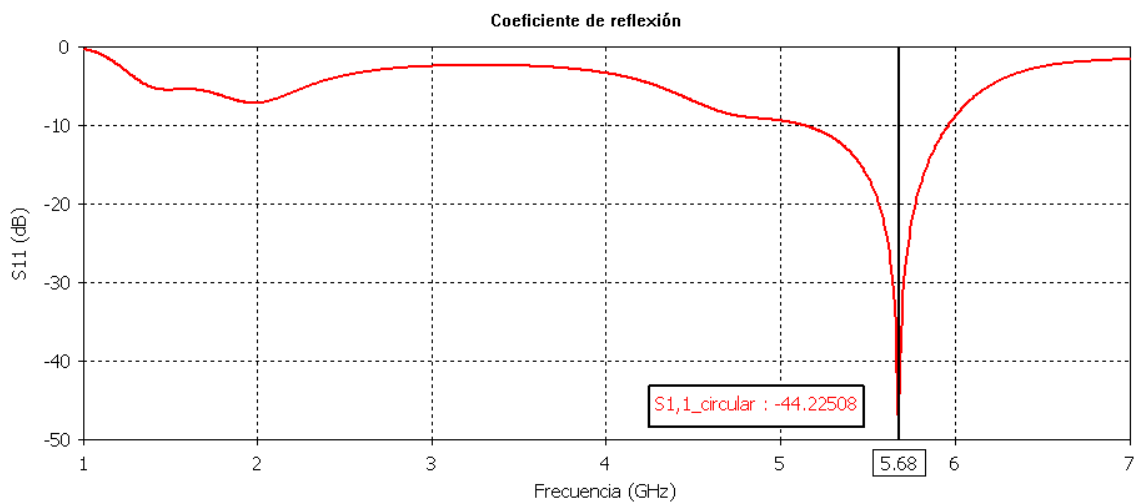


FIGURA 3-8. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE ANTENA DE PARCHES CIRCULAR.

c. Antena de parche triangular

En esta ocasión, no disponemos de ninguna expresión que nos permita relacionar las dimensiones físicas de la antena con la frecuencia de resonancia del modo fundamental. Como solución, hemos adoptado la figura triangular descrita en [Liu07] realizando el ajuste posterior de los parámetros de tal forma que permita establecer la banda de frecuencia de funcionamiento en torno a 5.6GHz.

El esquema de la estructura resultante es la que se muestra en la Figura 3-9.

Al igual que en los casos anteriores, los parámetros que constituyen dicho elemento están indicados sobre la representación gráfica de dicha estructura, siendo sus valores los que se detallan en la Tabla 3-6.

La respuesta en frecuencia de este dispositivo se muestra en la Figura 3-10.

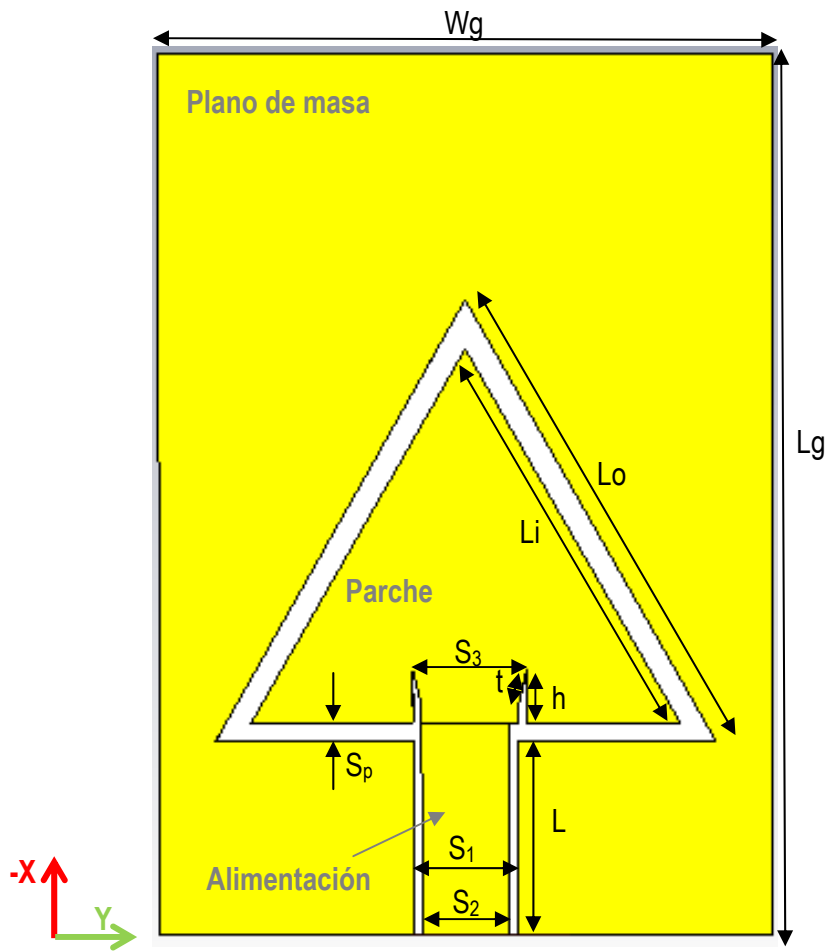


FIGURA 3-9. ESTRUCTURA DE LA ANTENA DE PARCHÉ TRIANGULAR.

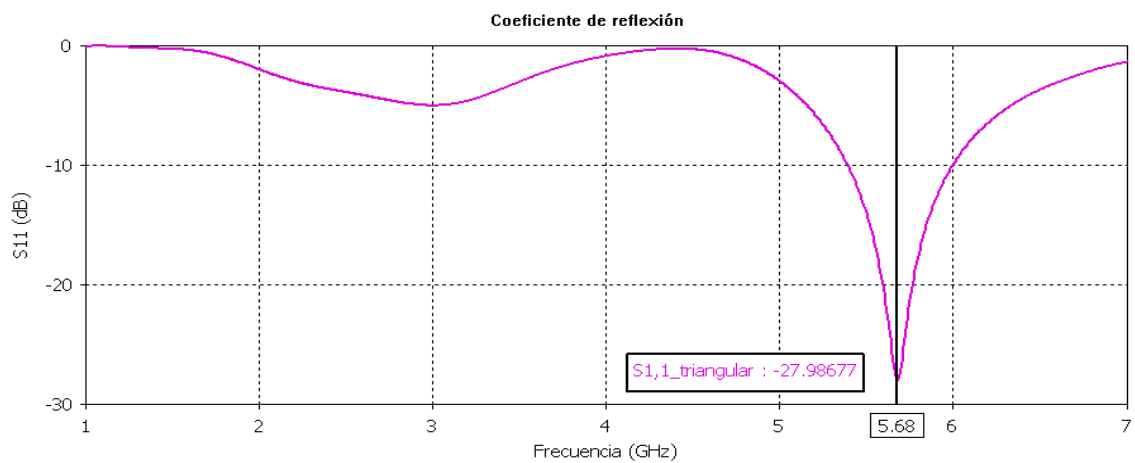


FIGURA 3-10. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DEL PARCHÉ TRIANGULAR.

Parámetro	Valor (mm)	Descripción
Lg	50	Longitud del plano de masa
Wg	35	Ancho del plano de masa
Li	31	Longitud del lado del triangulo del parche
Lo	24.5	Longitud del lado del triangulo de separación entre el parche y el plano de masa
L	11	Longitud de línea de alimentación
t	2.06	Longitud del lado estrecho del segmento de separación entre el parche y el plano de masa dentro del parche.
h	4	Altura del segmento de separación entre el parche y el plano de masa dentro del parche
S _p	1	Separación entre parche y plano de masa
S ₁	6	Anchura del rectángulo de separación entre la línea de alimentación y el plano de masa situado fuera del parche
S ₂	5	Anchura de la línea de alimentación
S ₃	5.5	Anchura del rectángulo de separación entre la línea de alimentación y el plano de masa situado dentro del parche

TABLA 3-6. DIMENSIONES DE LA ANTENA DE PARCHES TRIANGULAR.

El ancho de banda relativo de la banda de trabajo es de 10.7%, valor superior al obtenido con el parche rectangular pero inferior al caso del parche con forma circular.

d. Antena de parche trapezoidal.

Todos los resultados obtenidos hasta ahora, tanto con el parche circular como con el triangular, son mucho mejores que para el caso del parche rectangular. Con la idea de intentar mejorar éstos, y partiendo del parche con forma rectangular, estrechamos ligeramente la parte superior

del rectángulo, quedando una estructura como la mostrada en la Figura 3-11. Tal y como se puede observar, la forma es un punto intermedio entre el rectángulo y el triángulo, en forma de trapecio.

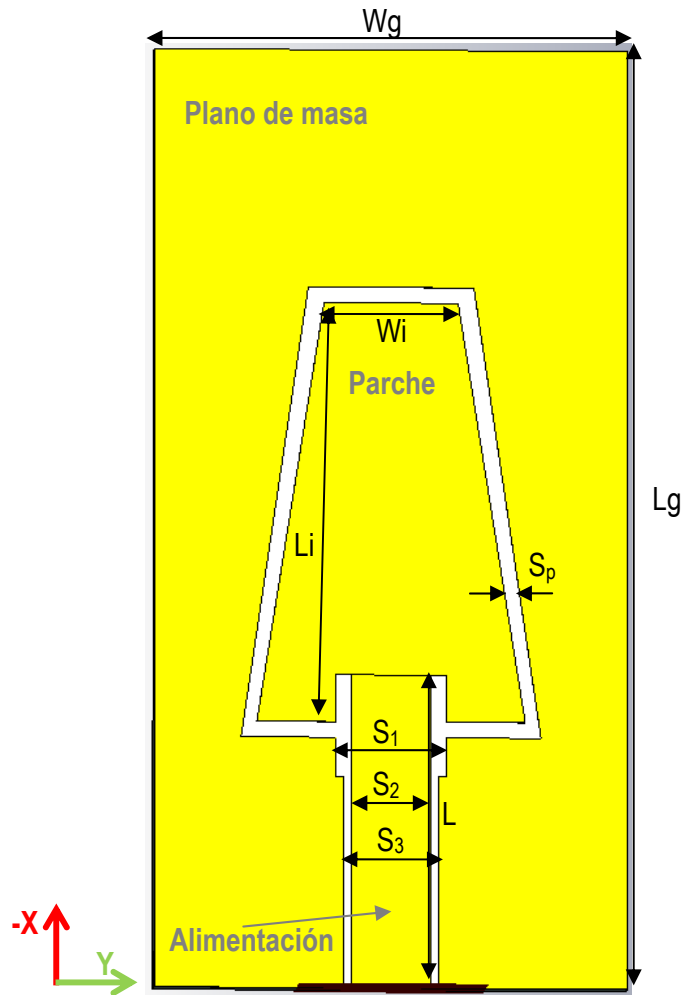


FIGURA 3-11. ESTRUCTURA DE LA ANTENA DE PARCHE TRAPEZOIDAL.

Estos datos nos permiten obtener una antena con una impedancia de entrada de 50Ω , mediante el ajuste de los valores de S_1 , S_2 y S_3 . El coeficiente de reflexión que se obtiene como resultado, es el que se muestra en la Figura 3-12 .

Parámetro	Valor (mm)	Descripción
Lg	60	Longitud del plano de masa
Wg	30	Ancho del plano de masa
Li	26.8	Longitud del parche
Wi	17	Ancho del parche
L	20	Longitud de línea de alimentación
S _p	1	Separación entre parche y plano de masa
S ₁	7	Anchura del rectángulo de separación entre la línea de alimentación y el plano de masa situado dentro del parche
S ₂	5	Anchura de la línea de alimentación
S ₃	6	Anchura del rectángulo de separación entre la línea de alimentación y el plano de masa situado fuera del parche

TABLA 3-7. DIMENSIONES DE LA ANTENA DE PARCHE RECTANGULAR.

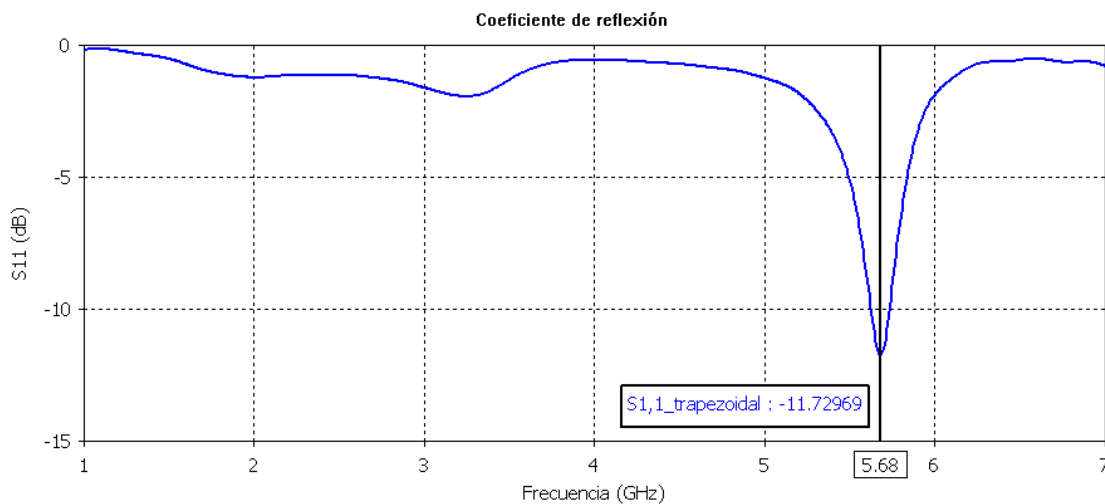


FIGURA 3-12. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DEL PARCHE EN FORMA DE TRAPECIO.

A la vista de los resultados, el comportamiento de este tipo de estructuras es considerablemente peor que el resto, dado que el ancho de banda que presenta es del 1.75%, siendo los valores de la frecuencia inferior de 5.632GHz y de la frecuencia superior de 5.73GHz. Este tipo de elemento radiante no permite dar servicio de WIFI UNII, con lo que es el primero que desestimaremos.

Conocido el comportamiento individual de cada una de las antenas, un estudio comparativo de la respuesta en frecuencia nos permitirá seleccionar con una mayor claridad la forma de la antena de parche que nos proporciona las mejores prestaciones.

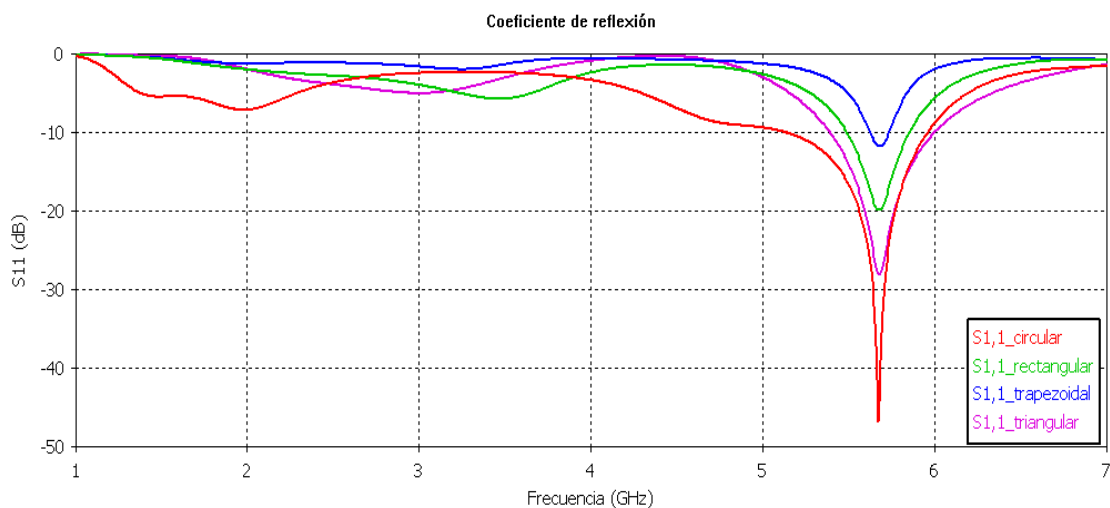


FIGURA 3-13. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LAS ANTENAS DE PARCHES CON DIFERENTES FORMAS.

En la Figura 3-13 se observa claramente, que la antena que mejores prestaciones presenta de forma circular, siendo la de peor característica la antena con forma trapezoidal. La Tabla 3-8 muestra los valores de ancho de banda relativo, confirmándose lo que hemos deducido mediante la gráfica del coeficiente de reflexión.

Forma de antena	Ancho de banda relativo (%)
Rectangular	6.6
Circular	14.48
Triangular	10.7
Trapezoidal	1.75

TABLA 3-8. COMPARACIÓN DEL ANCHO DE BANDA RELATIVO DE CADA UNA DE LAS ANTENAS DE PARCHE.

Otra ventaja del empleo de un parche con forma circular es que sus dimensiones externas (L_g , W_g) resultan muy adecuadas para su integración en un terminal móvil.

3.1.3 Diseño de prototipo de antena propuesto.

En los apartados anteriores hemos analizado el comportamiento de dos de las antenas típicamente empleadas en los dispositivos usados para acceder a los servicios inalámbricos. No obstante, es importante recordar el hecho que nuestro objetivo inicial era realizar el diseño de una única antena capaz de dar servicio de telefonía móvil (GSM o UMTS), al mismo tiempo que permita ofrecer servicio de tráfico de datos (WIFI) en uno solo circuito, con dimensiones reducidas, y que pueda ser integrado en un terminal móvil. Por tanto, el siguiente paso a dar durante nuestra investigación será estudiar la posibilidad de realizar la integración de ambas antenas (Tapered PIFA y parche circular) en una única estructura, siendo el resultado el que se muestra en la Figura 3-14.

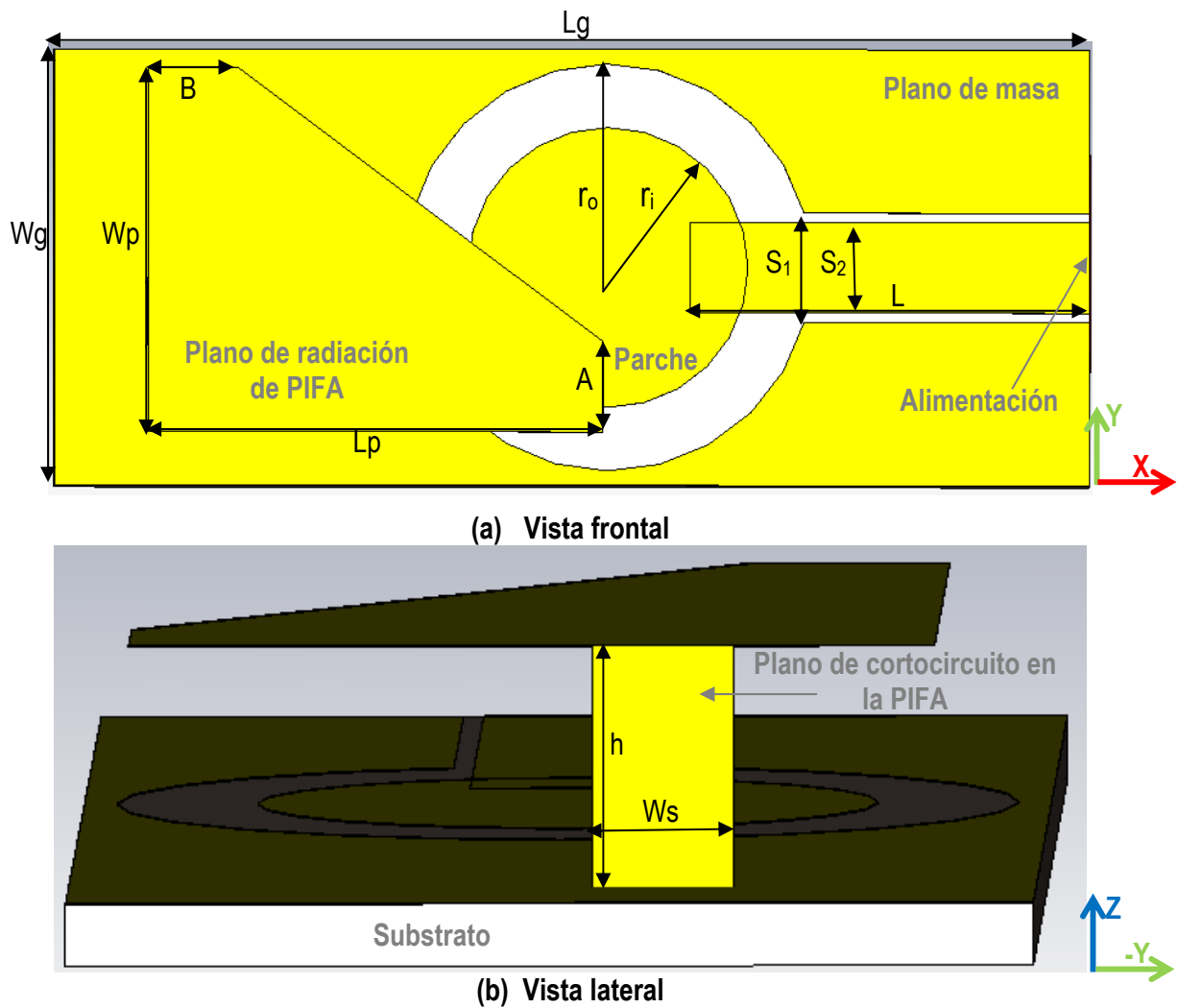


FIGURA 3-14. ESQUEMA DEL PROTOTIPO DE ANTENA PROPUESTO.

En la figura se puede observar que la estructura dispone de un solo punto de alimentación, que corresponde con la línea de transmisión de la antena de parche. La antena PIFA está alimentada mediante la antena de parche por acoplamiento electromagnético. La reducción de la alimentación en un único punto, facilita la integración de la antena propuesta en la carcasa del terminal móvil.

La integración de ambos elementos con sus dimensiones originales, indicados en la Tabla 3-2 y la Tabla 3-5, presenta unas pérdidas de retorno como las mostradas en la Figura 3-15.

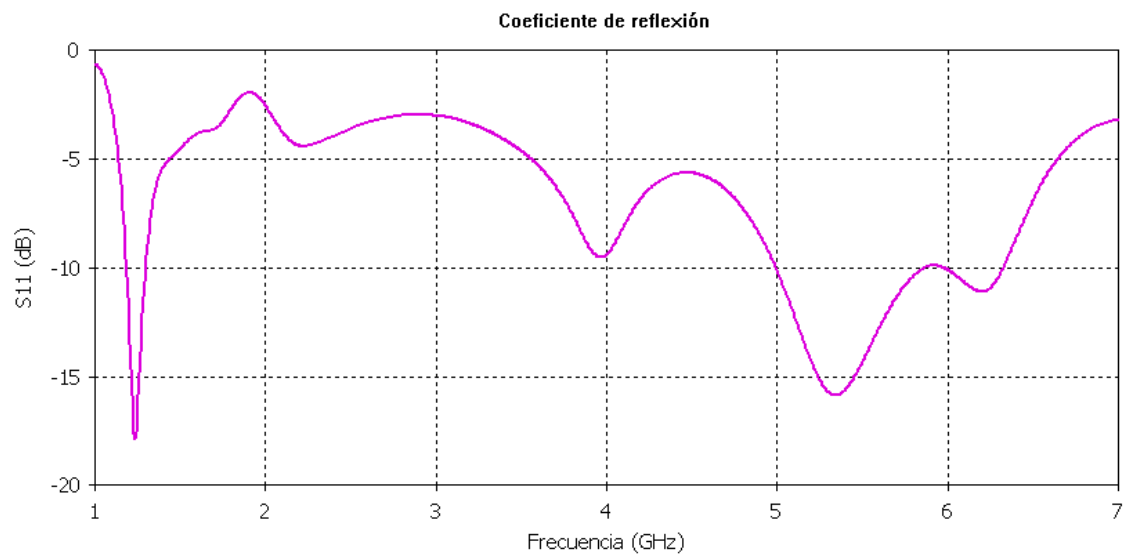


FIGURA 3-15. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA PROTOTIPO CON DIMENSIONES ORIGINALES.

Como se puede observar en la representación del coeficiente de reflexión, se ha producido un desajuste de las frecuencias de resonancia, siendo necesario modificar las dimensiones de ambas antenas. El proceso de hibridación implica que dicho ajuste debe realizarse de forma manual al no disponer de un modelo del nuevo diseño.

Tras el ajuste manual de las dimensiones físicas de la antena, el coeficiente de reflexión presenta la forma mostrada en la Figura 3-16.

Atendiendo a los resultados obtenidos, la sintonización en frecuencia de nuestro prototipo no sólo nos ha permitido posicionarnos dentro del margen de frecuencia de trabajo de los servicios que nos interesa emplear, sino que también ha generado un aumento considerable del ancho de banda relativo en la banda inferior, pasando del 10% al 48.8%. No ocurre lo mismo en el caso de la banda superior, en esta ocasión hemos empeorado ligeramente los valores, dado que hemos

pasando del 18.1% al 10.5%. A pesar del decremento del ancho de banda en la parte superior del margen de frecuencias, el rango de frecuencias cubierto es suficiente para poder dar servicio en la banda superior de WIFI.

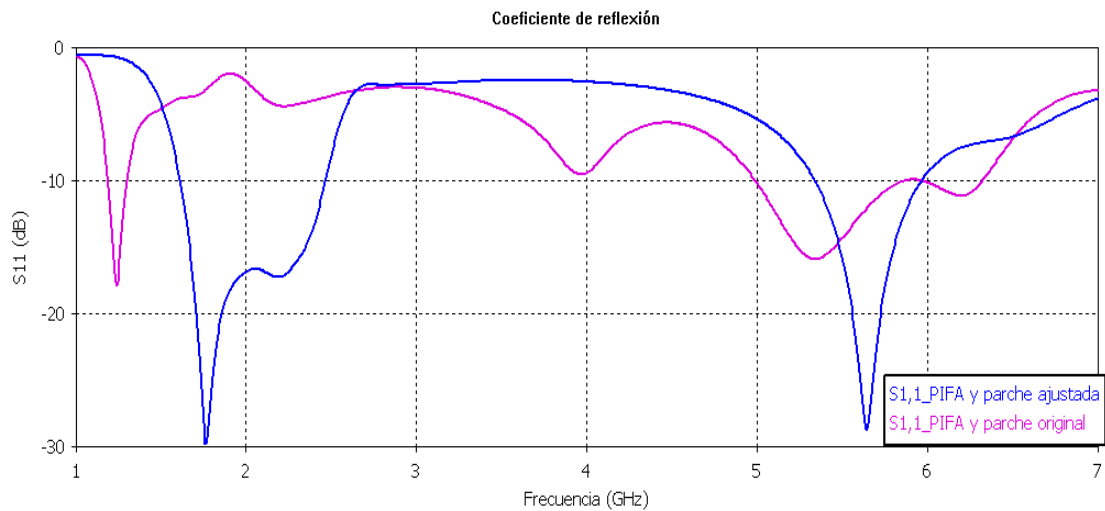


FIGURA 3-16. COMPARACIÓN DEL COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE PROTOTIPO INICIAL Y AJUSTADO.

Los valores de los parámetros de la antena prototipo, una vez que hemos realizado su ajuste en frecuencia, son los mostrados en la Tabla 3-9.

A la vista de los resultados obtenidos, otra consecuencia derivada de la unión de ambas antenas es la reducción del valor de los parámetros que la conforman, partiendo de una estructura cuyas dimensiones globales son de 70 mm(L)x30mm(W)x6mm(h), el proceso de hibridación ha dado lugar a un elemento de dimensiones 56mm(L)x24mm(W)x6mm(h).

Parámetro	Valor (mm)
Lg	56
Wg	24
Lp	22
Wp	15
Ws	3.5
h	6
A	5
B	10
r _i	7.7
r _o	11.2
L	30
S ₁	6
S ₂	5

TABLA 3-9. VALORES DE LOS PARÁMETROS DEL PROTOTIPO AJUSTADO.

El siguiente factor a considerar en nuestra investigación, es el tipo de material empleado como sustrato. Tal y como se describió en el Capítulo 2, el sustrato FR4 es un material que presenta un valor de tangente de pérdidas considerable con respecto a otros sustratos de microondas. A medida que la frecuencia aumenta, las pérdidas en dicho material también se ven incrementadas, por lo que es necesario analizar su influencia en el comportamiento de nuestro prototipo. Por lo tanto, vamos a analizar con ayuda del simulador, el comportamiento de nuestra antena variando el valor de la tangente de pérdidas del dieléctrico empleado.

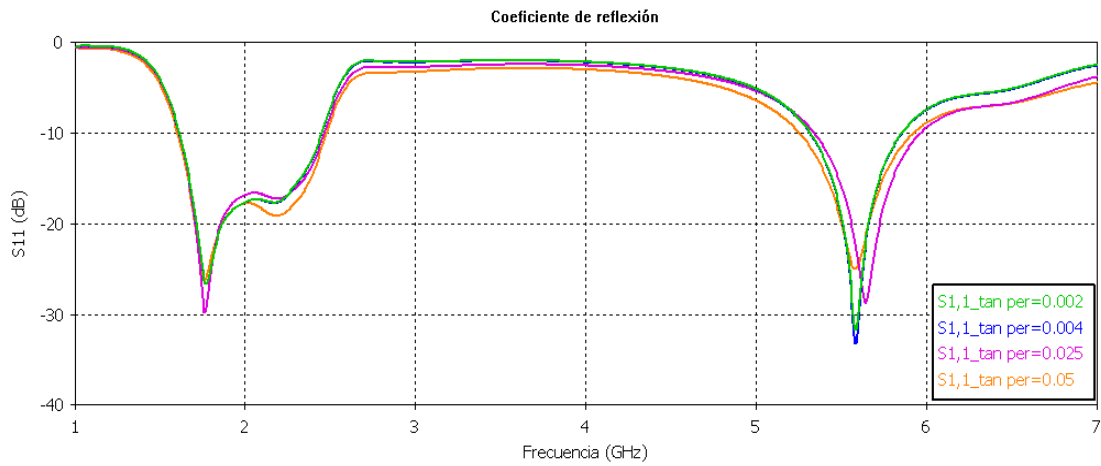


FIGURA 3-17. VARIACIÓN DEL COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DE LA TANGENTE DE PÉRDIDAS.

En la Figura 3-17 se observa que la respuesta en frecuencia de nuestra antena es prácticamente la misma para los distintos valores de tangente de pérdidas, por lo que podemos afirmar, en una primera instancia, que el comportamiento de la antena es independiente de las pérdidas del sustrato empleado.

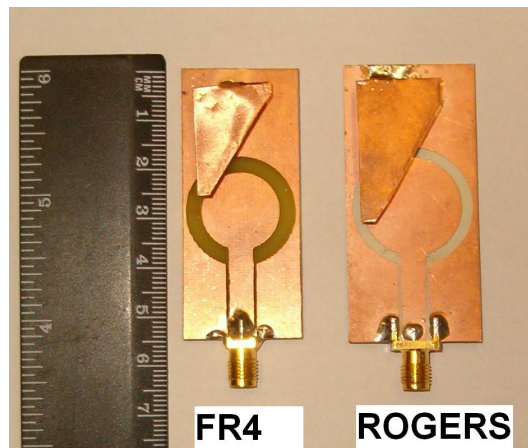


FIGURA 3-18. ANTENA PROTOTIPO CONSTRUIDA CON DIFERENTES SUBSTRATOS.

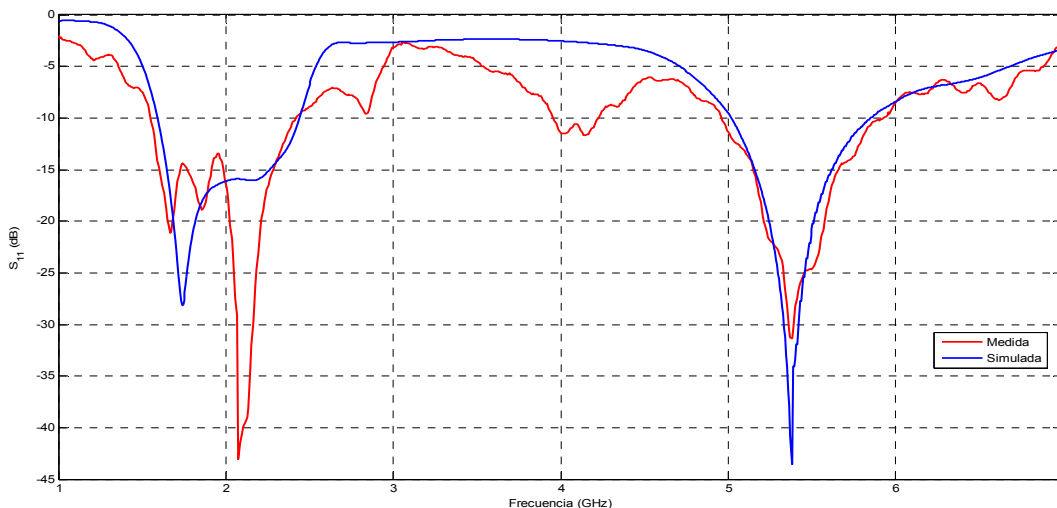
Para corroborar los resultados mostrados anteriormente se ha procedido a simular y medir dos prototipos de antena [Sanchez-Montero11]; una de ellas emplea un sustrato de precio reducido como es el FR4 ($\epsilon_r=4.5$, $\tan\delta=0.025$) y la otra la hemos implementado con un sustrato de menor tangente de pérdidas como es el Rogers 4350 ($\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$) (Figura 3-18).

Parámetro	Valor (mm) empleando FR4	Valor (mm) empleando Ro4320
Lg	56	58
Wg	24	30
Lp	22	29
Wp	15	16.5
Ws	3.5	3.5
h	6	6
A	5	5
B	10	10
r _i	7.7	10.5
r _o	11.2	14
L	30	30
S ₁	6	6
S ₂	5	5

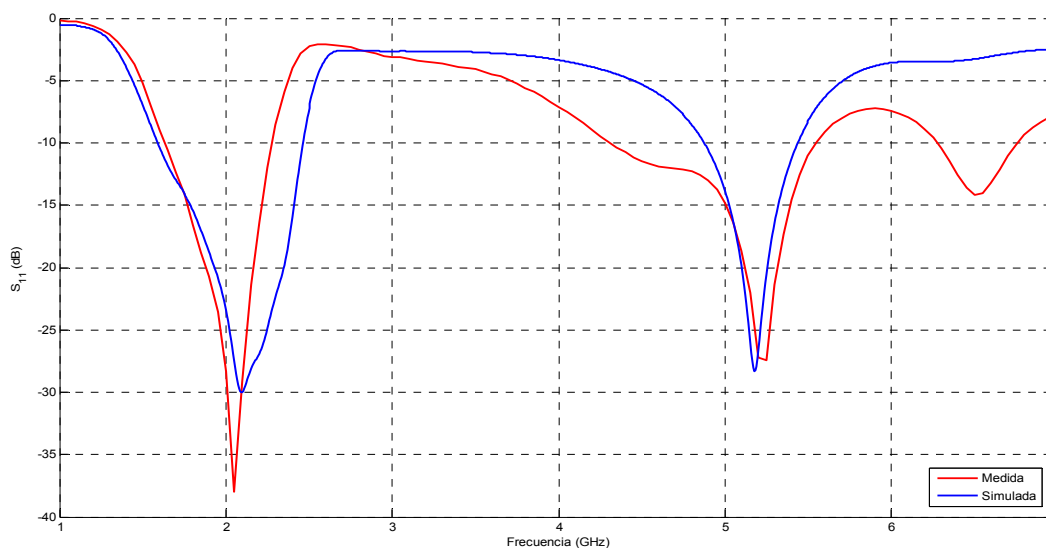
TABLA 3-10. DIMENSIONES DE PROTOTIPO CON FR4 Y Ro4320.

El empleo de un material dieléctrico con menor constante dieléctrica implica una variación en las dimensiones de la antena. En la Tabla 3-10 se muestra una comparativa de las dimensiones de cada una de las estructuras prototipo.

Con todos estos valores, procedemos a realizar la simulación y medida de cada uno de los prototipos que emplean diferente material dieléctrico como substrato, siendo los valores referentes al coeficiente de reflexión los mostrados en la Figura 3-19.



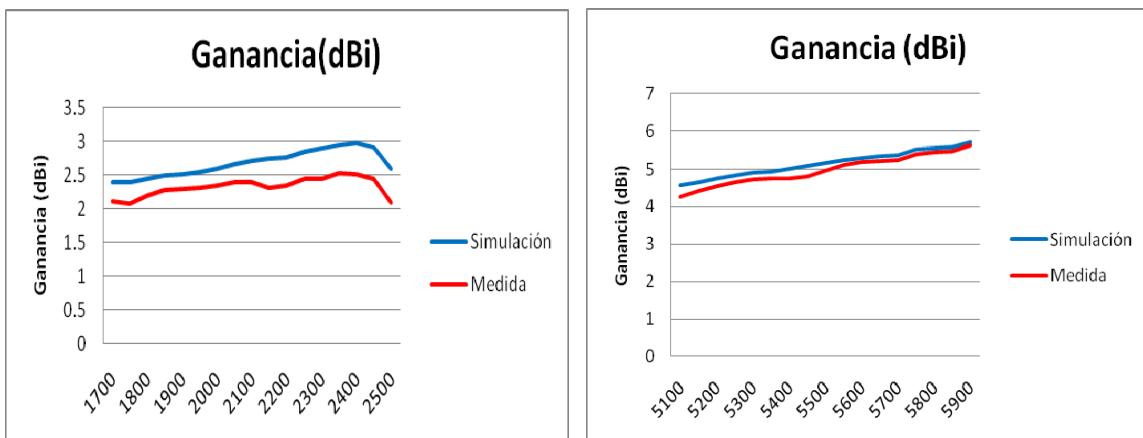
(a) Prototipo con substrato de bajas prestaciones (FR4)



(b) Prototipo con substrato de altas prestaciones (Ro4320)

FIGURA 3-19. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN SIMULADO Y MEDIDO DEL PROTOTIPO CON DIFERENTE SUBSTRATO.

Como se puede apreciar en la Figura 3-19, ambas antenas presentan una respuesta en frecuencia similar, desde el punto de vista tanto de los márgenes de frecuencia de resonancia, como de valores de ancho de banda similares. Luego podemos concluir que el empleo de un substrato de menor tangente de pérdidas no influye en las pérdidas de retorno de nuestra antena que son objeto de investigación. Nos queda por constatar el hecho de si el empleo de un substrato de mejores prestaciones provoca una mejora sustancial en las características de radiación. En la Figura 3-20 y en la Figura 3-21, hemos comparado los valores de ganancia de cada una de las antenas para cada una de las frecuencias centrales de los servicios a cubrir.



(a) Margen de frecuencias inferior

(b) Margen de frecuencias superior

FIGURA 3-20. GANANCIA MEDIDA Y SIMULADA DEL PROTOTIPO CON FR4.

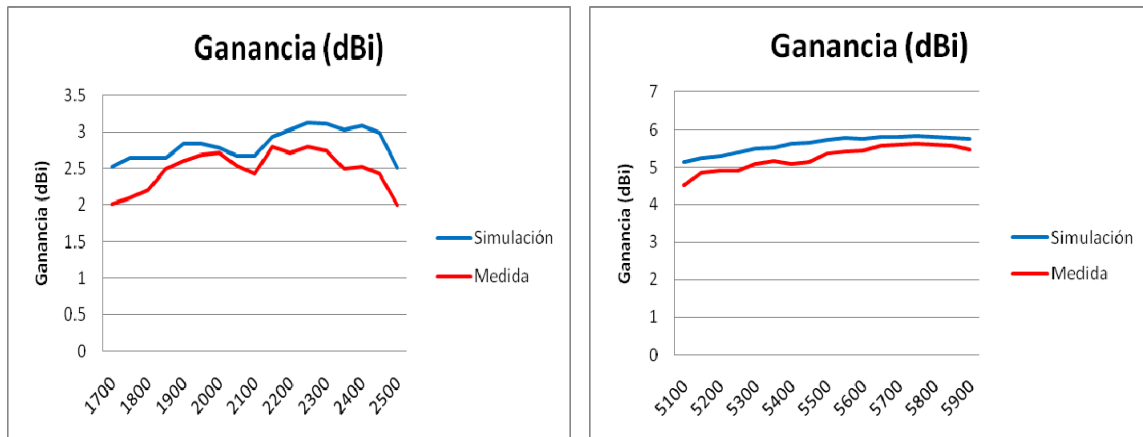


FIGURA 3-21. GANANCIA MEDIDA Y SIMULADA DEL PROTOTIPO CON Ro4320.

Desde el punto de vista de las características de radiación, tanto los valores simulados como los medidos son muy similares en ambos casos. Los valores recogidos en la Tabla 3-11 muestran las ganancias para las frecuencias de resonancia de los servicios inalámbricos que deseamos cubrir. En esta Tabla se puede apreciar como el emplear un sustrato de menor tangente de pérdidas nos va a proporcionar valores de ganancia mayores. Sin embargo, esta mejora es tan mínima que no compensan el excesivo precio que se debe pagar por emplear un sustrato de mejores prestaciones. Por todo ello, podemos concluir diciendo que el material dieléctrico FR4 nos va a proporcionar unas prestaciones idóneas para la antena que deseamos construir.

Frecuencia (GHz)	Antena con FR4		Antena con Ro4320	
	Ganancia simulada (dBi)	Ganancia medida (dBi)	Ganancia simulada (dBi)	Ganancia medida (dBi)
1.8	2.43	2.20	2.65	2.43
1.9	2.51	2.30	2.84	2.58
2.1	2.71	2.40	2.78	2.42
5.2	4.74	4.54	5.29	4.90
5.8	5.55	5.45	5.81	5.61

TABLA 3-11. VALORES DE GANANCIA SIMULADO Y MEDIDA DE LAS ANTENAS CON FR4 Y Ro4320

3.2 ESTUDIO PARAMÉTRICO

El empleo conjunto de la antena PIFA y la antena de parche, ha originado un incremento en el ancho de banda de la zona inferior bastante considerable, tal y como hemos analizado en el punto anterior. Este factor, nos induce a pensar que mediante una selección adecuada de los valores de cada uno de los parámetros que conforman las antenas, podremos alcanzar valores de ancho de banda mucho mayores tanto para la zona inferior como la zona superior del margen de frecuencias, pudiendo de este modo dar cobertura a un número mayor de servicios inalámbricos. La forma más adecuada de realizar este ajuste, pasa por realizar un proceso de optimización.

No obstante, el proceso de hibridación, ha originado que la interacción entre ambas haya alterado la dependencia de las dimensiones físicas con la frecuencia de resonancia, según las ecuaciones 3-3 y 3-5, haciendo que los parámetros de dichas estructuras no respondan a tales expresiones matemáticas. Como muestra gráfica de este hecho, en la Figura 3-22 y la Figura 3-23 se han representado respectivamente la variación de la frecuencia de resonancia en función del ancho del plano de radiación de la antena PIFA (W_p) y el radio de la antena de parche (r_i), tanto de forma individual como al hibridar ambas antenas.

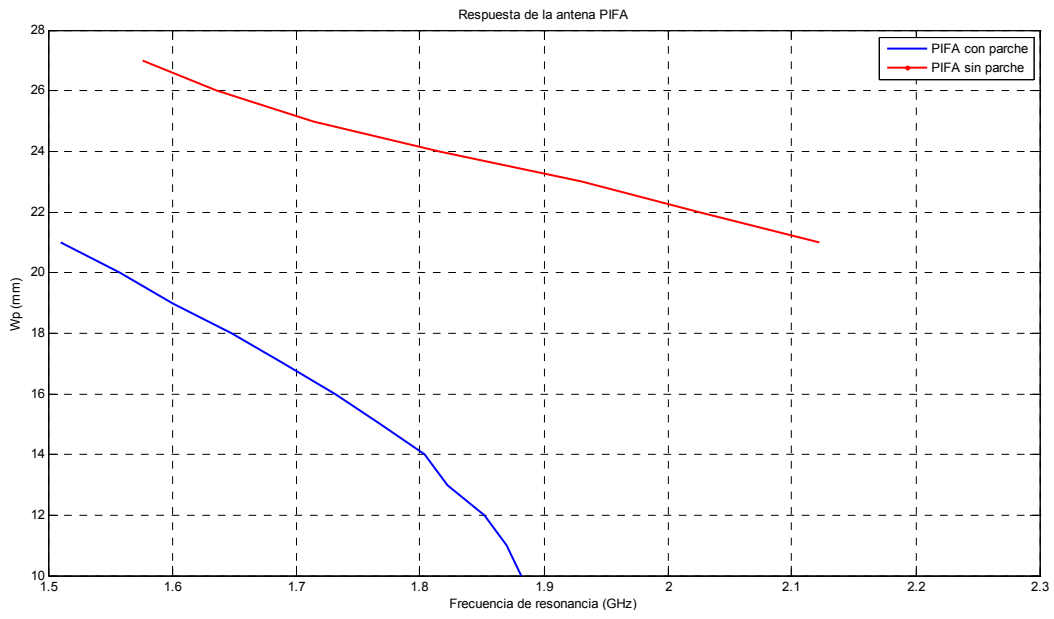


FIGURA 3-22. VARIACIÓN DE LA FRECUENCIA DE RESONANCIA EN FUNCIÓN DE W_p .

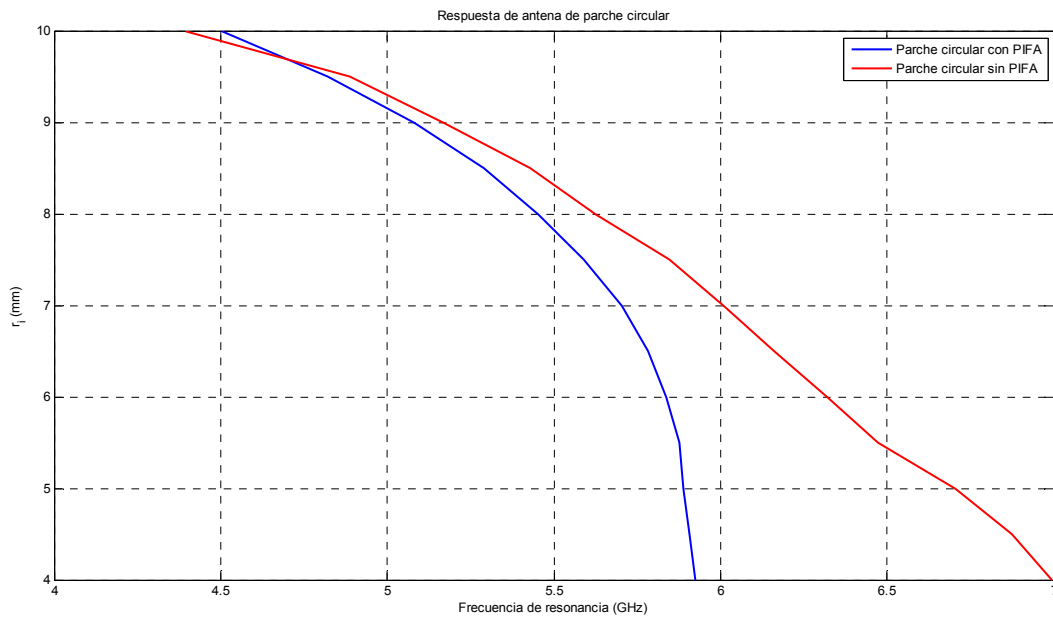


FIGURA 3-23. VARIACIÓN DE LA FRECUENCIA DE RESONANCIA EN FUNCIÓN DE r_i .

Por este motivo, se hace necesario realizar un estudio paramétrico previo, que nos permita determinar las magnitudes que más afectan a la respuesta en frecuencia conjunta de la antena. Una vez conocidas las dimensiones que debemos modificar pasaremos al proceso de optimización.

3.2.1 Estudio de la respuesta en frecuencia en función de los parámetros de la antena prototipo.

En este apartado vamos a analizar los resultados correspondientes a la respuesta en frecuencia de la antena prototipo propuesto (antena PIFA y antena de parche), modificando las principales dimensiones que conforman el conjunto de la antena. Una vez analizado el comportamiento del conjunto radiante en función de las variables que lo definen, podremos conocer qué parámetros modificaremos durante el proceso de optimización. Además de analizar la forma del coeficiente de reflexión de nuestro dispositivo, será necesario comprobar que el valor de la impedancia de entrada que presenta la antena esté en torno a 50Ω en todos los casos.

a. Variación de dimensiones de plano de masa (L_g y W_g).

Partiendo del valor inicial de 56mm, hemos disminuido e incrementado su valor, obteniendo la respuesta en frecuencia indicada en la Figura 3-24.

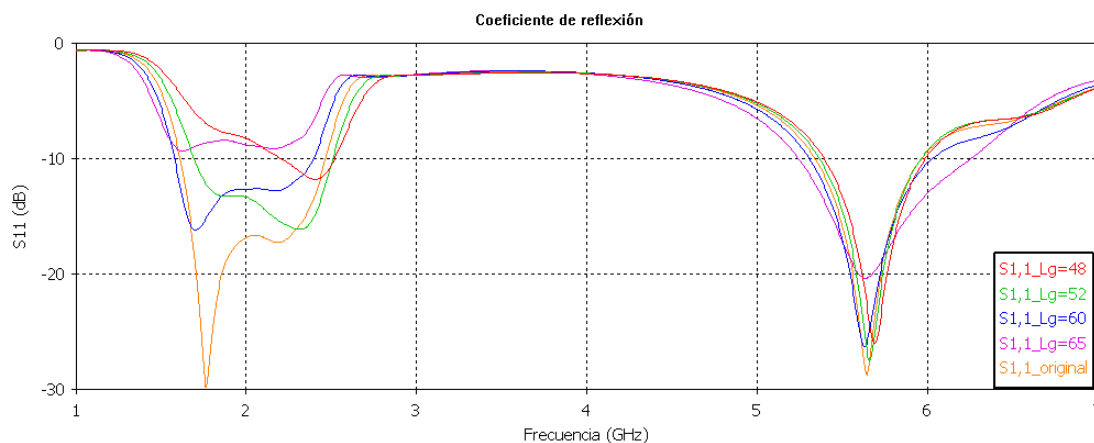


FIGURA 3-24. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DEL PROTOTIPO VARIANDO EL PARÁMETRO L_g .

A la vista de los resultados obtenidos, podemos afirmar que dicho parámetro influye sobre el ancho de banda tanto en la banda inferior como en la banda superior, aunque principalmente en la primera de ellas. En relación a la impedancia de entrada, no se aprecia un cambio significativo en ésta con la modificación significativa de la longitud del plano de masa de la antena.

Por lo tanto, dicha magnitud va a ser una de las variables a modificar durante el proceso de optimización. No obstante, es preciso indicar que la variación debe establecerse dentro de un margen de valores: un incremento excesivo en su valor originará que la línea de alimentación no alcance el parche; del mismo modo, una elevada reducción del valor provocará que la línea de alimentación sobrepase el parche, dando lugar a emisiones espúreas de energía. El margen de variación que se establece para dicho parámetro va desde 40mm hasta 65mm, para que se cumplan las restricciones de construcción de la antena citadas anteriormente.

Prosiguiendo con el plano de masa, el siguiente parámetro que vamos a modificar, es el correspondiente a la anchura del plano de masa (W_g).

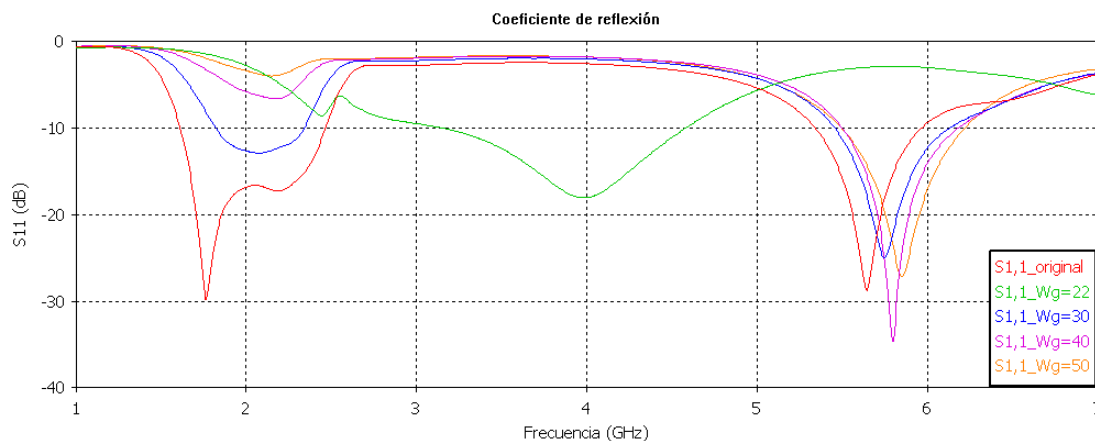


FIGURA 3-25. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA MODIFICANDO LA VARIABLE W_g .

En la Figura 3-25 podemos observar que la disminución del valor de W_g da lugar a que las bandas de frecuencia desaparezcan, dado que se elimina una parte de la circunferencia empleada como separación entre el parche y el plano de masa. Sin embargo, el incremento de esta magnitud origina una alteración en cuanto al ancho de banda se refiere, en ambas bandas. Otro de los aspectos analizados es el valor de la impedancia de entrada, no produciéndose alteraciones significativas en la misma al modificar el valor de W_g .

Esto ratifica el hecho que dicha variable debe ser empleada durante el proceso de optimización. La anchura del plano de masa, es una magnitud cuyo valor está condicionado por el radio de la circunferencia empleada como separación entre el plano de masa y el parche, así como también depende del valor del radio del parche. Teniendo en cuenta estas premisas, podemos establecer que el valor más pequeño para este parámetro es de 24mm, siendo su máximo valor igual a 50mm.

b. Variación de las dimensiones de la antena PIFA (Lp, Wp, A, B, Ws y h)

Una vez analizado el comportamiento de las variables comunes para las dos antenas empleadas en nuestro prototipo, pasaremos a estudiar la respuesta en frecuencia originada en función de los parámetros propios de cada una de las antenas.

En primer lugar, evaluaremos las variables de la antena PIFA, comenzando con las variables que conforman el plano de radiación de dicha antena (Lp y Wp).

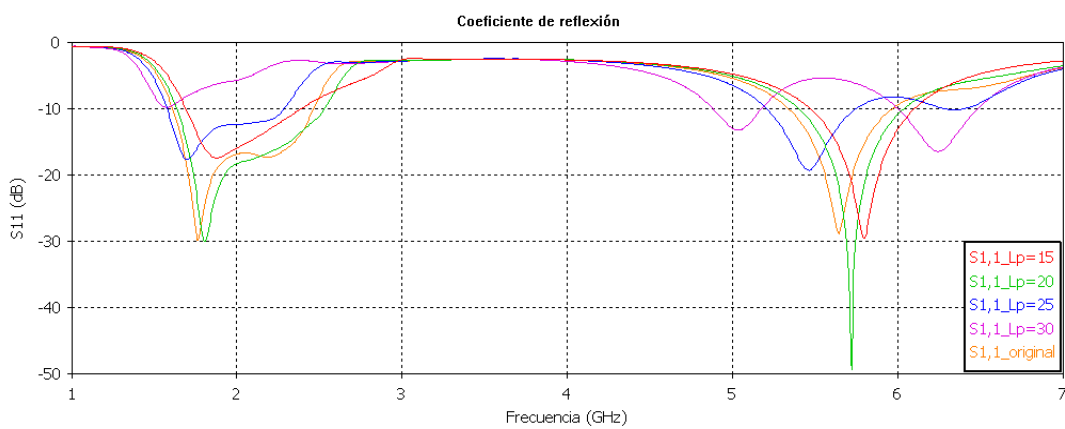


FIGURA 3-26. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA EN FUNCIÓN DE Lp.

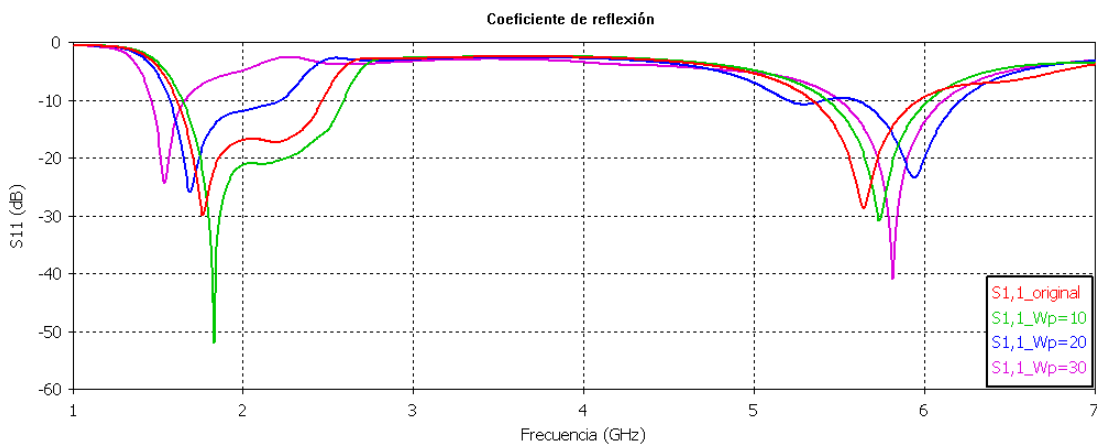


FIGURA 3-27. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA EN FUNCIÓN DE Wp.

En la Figura 3-26 y Figura 3-27 muestra como dichos parámetros alteran la frecuencia de resonancia en cada una de las bandas, manteniendo, e incluso disminuyendo en alguna ocasión, el margen de frecuencias para los cuales el coeficiente de reflexión es inferior o igual a -10dB . Su variación se traduce en un desplazamiento de la frecuencia de resonancia, aunque su influencia sobre el ancho de banda es reducida. Por tanto, no será uno de los parámetros elegidos para realizar el proceso de optimización.

Seguidamente, estudiaremos el comportamiento de la antena en función de los parámetros que definen los lados estrechos ubicados en los extremos del plano de radiación, los parámetros A y B.

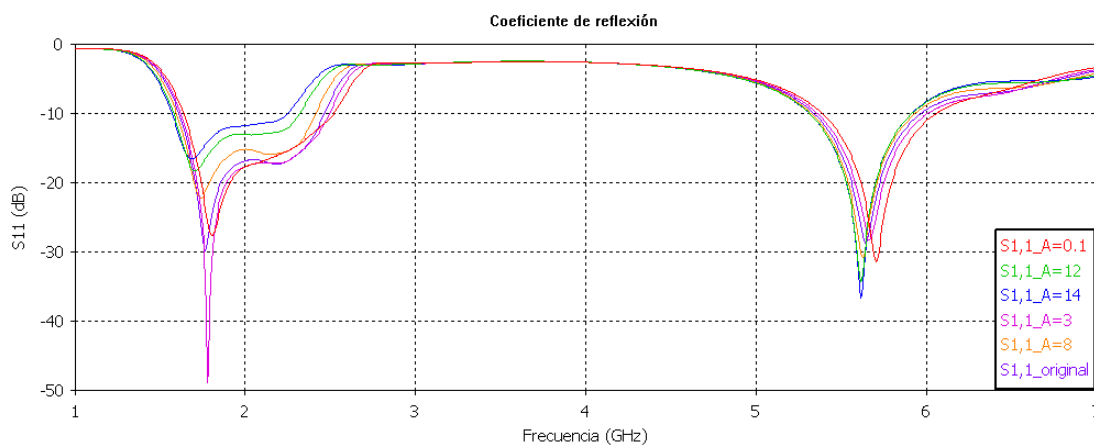


FIGURA 3-28. PERDIDA DE RETORNO DE LA ANTENA EN FUNCIÓN DE LA VARIABLE A.

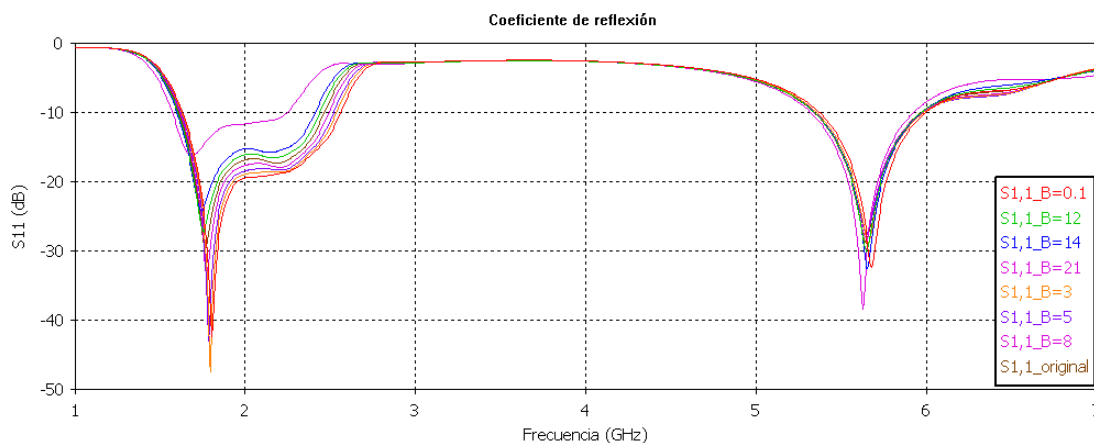


FIGURA 3-29. PERDIDA DE RETORNO DE LA ANTENA EN FUNCIÓN DE LA VARIABLE B.

Los valores del coeficiente de reflexión que se obtienen para caso son los mostrados en la Figura 3-28 y Figura 3-29. Analizando la respuesta en frecuencia, podemos determinar la variación en estas magnitudes origina una alteración en el ancho de banda de cada una de las bandas de frecuencia de interés, siendo por tanto ambas variables de interés para el proceso de optimización posterior. El valor más elevado que pueden alcanzar estos parámetros está condicionado por las dimensiones del plano de radiación (L_p y W_p), por tanto el margen de variación del parámetro A es de 0.1mm hasta 14.5 y el del parámetro B de 0.1mm hasta 21.5mm.

En último lugar, nos queda por analizar las magnitudes referentes al plano de cortocircuito de la antena PIFA (W_s y h).

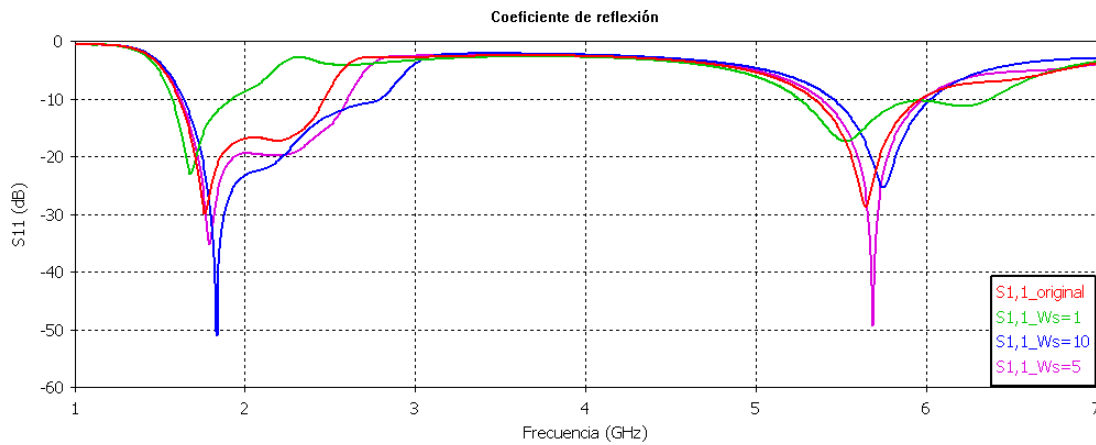


FIGURA 3-30. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA EN FUNCIÓN DE LA VARIABLE W_s.

La Figura 3-30 muestra que la variación del ancho del plano de cortocircuito genera una variación del ancho de banda en la banda inferior, pero del mismo modo se origina un desplazamiento de la frecuencia de resonancia de la banda superior al mismo tiempo que se ve reducido su ancho de banda en dicha banda.

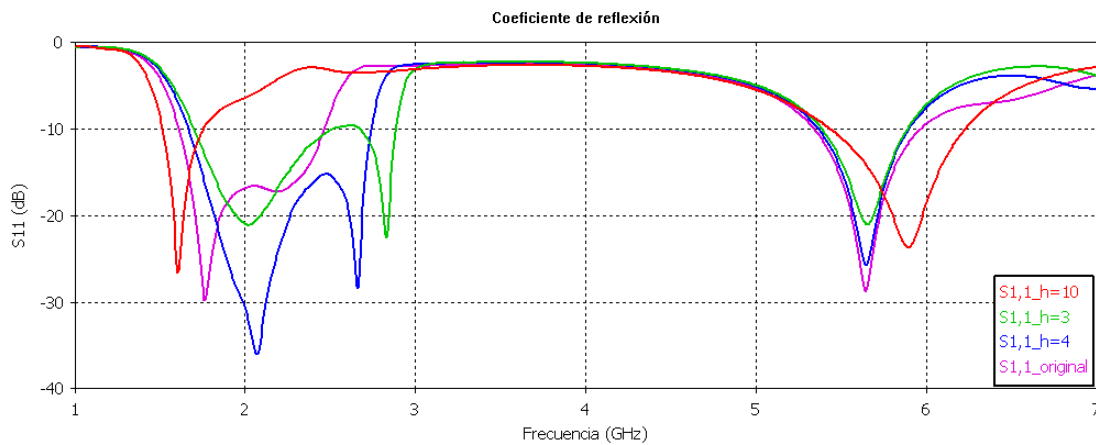


FIGURA 3-31. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA EN FUNCIÓN DE LA VARIABLE h.

Por otro lado, la alteración de los valores del parámetro que permite definir la longitud del plano de cortocircuito, o lo que es lo mismo la altura a la que se encuentra el plano de radiación de la

antena PIFA con respecto al plano de masa (h), presenta una respuesta en frecuencia como la mostrada en la Figura 3-31. Atendiendo a los resultados obtenidos, la variación de la magnitud h da lugar a diferentes frecuencias de resonancia, provocando que las bandas de frecuencia se encuadren fuera de la zona de interés de nuestras condiciones de diseño. Por lo que este será otro de los parámetros cuyo valor lo mantendremos constante. Nuevamente, el valor de la impedancia de entrada ha permanecido sin variación importante.

c. Variación de dimensiones de la antena de parche (r_i , r_o , L , S_1 y S_2)

En último lugar, estudiaremos la variación del comportamiento del prototipo propuesto con las magnitudes que definen la estructura de la antena de parche.

La variación de los radios correspondientes a la antena de parche (r_i) y a la circunferencia que permite la separación entre el plano de masa y el parche (r_o), dará lugar a una respuesta en frecuencia como la mostrada en la Figura 3-32 y Figura 3-33.

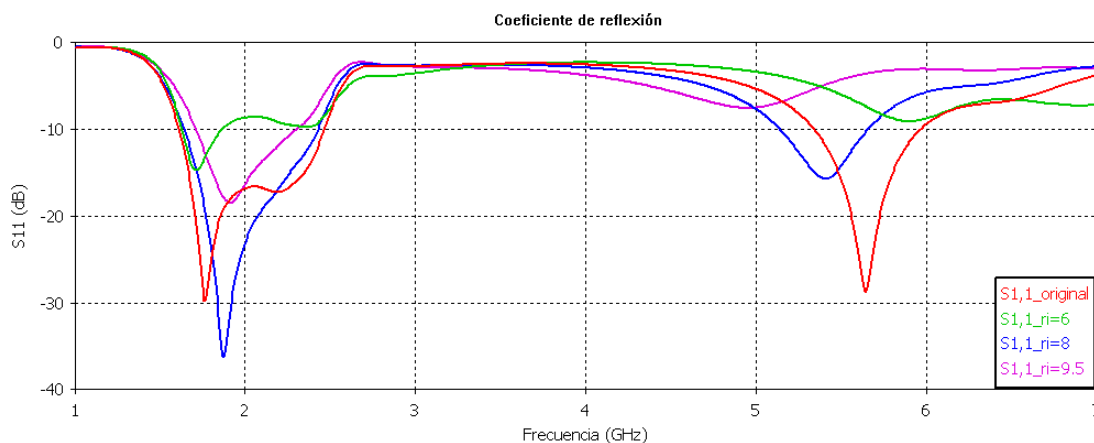


FIGURA 3-32. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DEL PROTOTIPO EN FUNCIÓN DE r_i .

Atendiendo a los resultados obtenidos, podemos determinar que las dimensiones que definen la figura circular tanto del parche como de la superficie de separación entre el parche y el plano de masa, provocan una alteración en el valor del ancho de banda de cada una de las zonas de interés, siendo obviamente mayor dicha variación en el margen de frecuencias superior. Por este motivo, las variables referentes a los radios de la antena en circuito impreso, serán empleadas durante la fase de optimización.

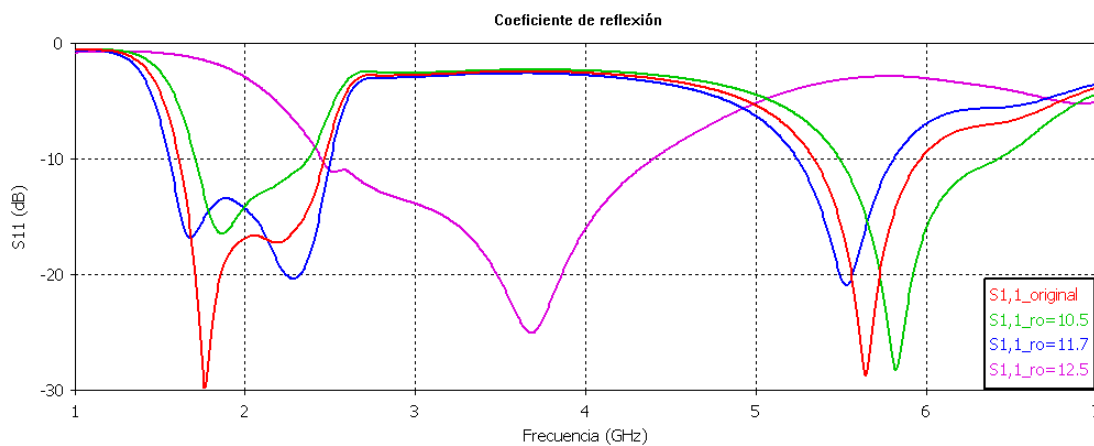


FIGURA 3-33. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DEL PROTOTIPO EN FUNCIÓN DE r_0 .

Del mismo modo, se puede apreciar una ligera variación de las frecuencias de resonancia, con lo que se debe tener extrema precaución durante el proceso de optimización, para evitar alejarnos de las frecuencias de trabajo definidas para los servicios que deseamos cubrir. Otro aspecto a tener en cuenta, y que justifica la forma del coeficiente de reflexión cuando $r_0 = 12.5$ mm, es que dichas magnitudes están directamente relacionadas con el ancho del plano de masa. Teniendo en cuenta todas las consideraciones anteriores, el margen de variación que se establece para estas magnitudes es de 6 mm a 9.5 mm para el parámetro r_i y de 10.5 mm a 12.5 mm para el parámetro r_o .

A continuación, analizaremos la respuesta en frecuencia de nuestro dispositivo ante la modificación de las dimensiones de la línea de alimentación. La variación de la longitud de la línea de alimentación no produce ningún cambio ni en la forma del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia, tal y como se muestra en la Figura 3-34. Por tanto, será una magnitud cuyo valor no será modificado.

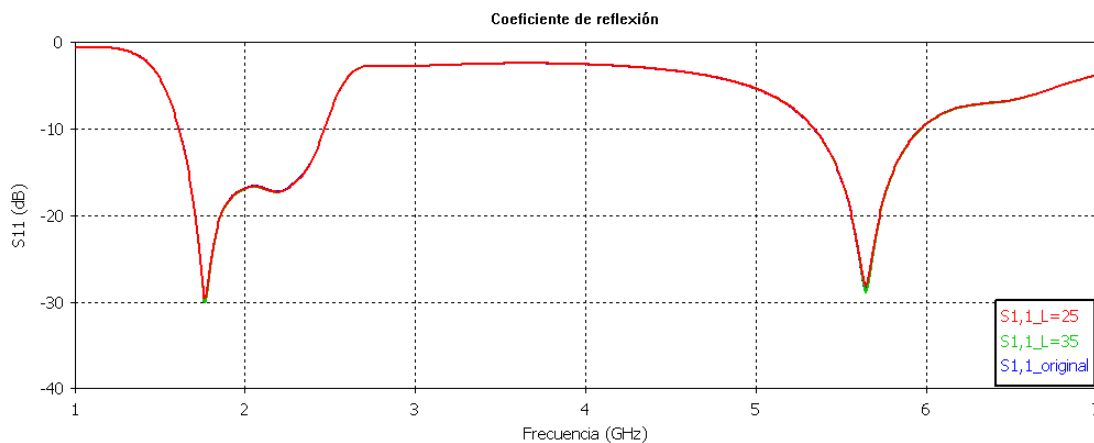


FIGURA 3-34. PERDIDA DE RETORNO DEL PROTOTIPO EN FUNCIÓN DE LA VARIABLE L.

La Figura 3-35 y la Figura 3-36 representan como, tanto la modificación del ancho de la línea de alimentación (S_1) como del espacio de separación entre la línea de alimentación y el plano de masa (S_2), originan una alteración en el ancho de banda, por lo que a priori pueden ser magnitudes que interese ajustar en el proceso de optimización. Sin embargo, dichas magnitudes van a originar una variación bastante considerable en el valor de la impedancia de entrada, dando lugar a impedancias del orden de 86Ω ($S_1=9\text{mm}$) o 56Ω ($S_2=4\text{mm}$) alejándonos de los 50Ω que presentan a las líneas de alimentación que vamos a conectar nuestro dispositivo, por lo que serán descartadas para la optimización.

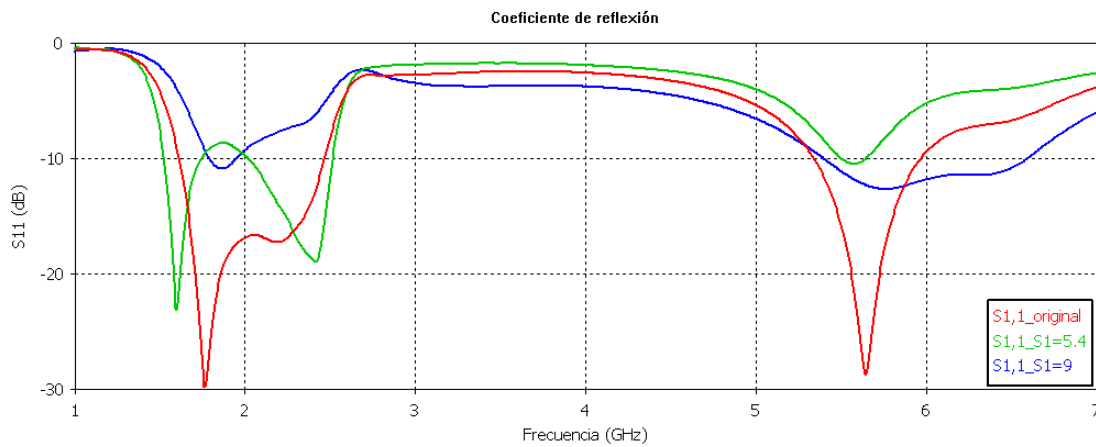


FIGURA 3-35. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DE LA VARIABLE S_1 .

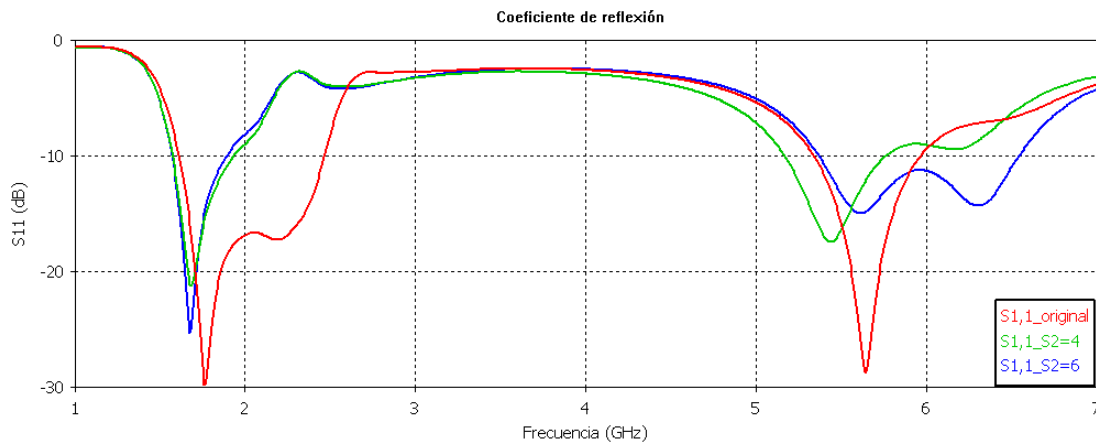


FIGURA 3-36. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN EN FUNCIÓN DE LA VARIABLE S_2 .

A modo de resumen, una vez concluido el estudio paramétrico de la estructura y conocidas las variables que determinan el margen de frecuencias de funcionamiento, en la Tabla 3-12 se encuentran recogidos tanto el nombre de cada una de estas variables así como los valores límite entre los que pueden variar por restricciones de construcción de la antena.

Parámetro	Valor inicial (mm)	Límite inferior (mm)	Límite superior (mm)
Lg	56	40	65
Wg	24	24	50
A	5	0.1	14.5
B	10	0.1	21.5
r _i	7.7	6	9.5
r _o	11.2	10.5	12.5

TABLA 3-12. VARIABLES EMPLEADAS EN EL PROCESO DE OPTIMIZACIÓN DE LA ANTENA**PROPUESTA.**

3.3 PROCESO DE OPTIMIZACIÓN

Tal y como se ha expresado anteriormente, el incremento del ancho de banda en cada una de las zonas de funcionamiento de nuestro prototipo permitirá mejorar el rendimiento de los servicios ofrecidos a los usuarios.

Durante este apartado se van a describir dos procesos de optimización; el primero de ellos está basado en el empleo de un algoritmo clásico que se encuentra implementado dentro del software de simulación y el segundo emplea un algoritmo evolutivo cuya programación ha sido implementada durante el desarrollo de esta tesis.

3.3.1 Optimización mediante los algoritmos implementados en el simulador

En este apartado se describe el proceso de mejora de ancho de banda del prototipo llevado a cabo mediante los algoritmos implementados en el propio simulador electromagnético. Entre todos los posibles, decidimos emplear el basado en un método clásico como es el método Nelder-Mead. Se trata de un método clásico basado en un espacio multidimensional donde cada vértice representa el valor de la función a optimizar en un punto. Es un método robusto dado que no depende del cálculo de derivadas y es estable siempre y cuando el número de dimensiones sea reducido [Nelder65] [Avriel03].

En primera instancia, se intentó optimizar simultáneamente las seis variables indicadas en la Tabla 3-12. Sin embargo, el proceso resultó totalmente inviable, ya que el programa no fue capaz de obtener resultados satisfactorios en este proceso. Por este motivo, se redujo el número

de parámetros a emplear a un total de cuatro. Las dimensiones modificadas, así como los valores obtenidos tras la optimización se indican en la Tabla 3-13.

Parámetro	Valor inicial (mm)	Valor final (mm)
Lg	56	57.720
B	10	10.001
r _i	7.7	7.624
r _o	11.2	11.718

TABLA 3-13. VARIABLES MODIFICADAS MEDIANTE EL MÉTODO NELDER-MEAD.

La respuesta en frecuencia obtenida se muestra en la Figura 3-37.

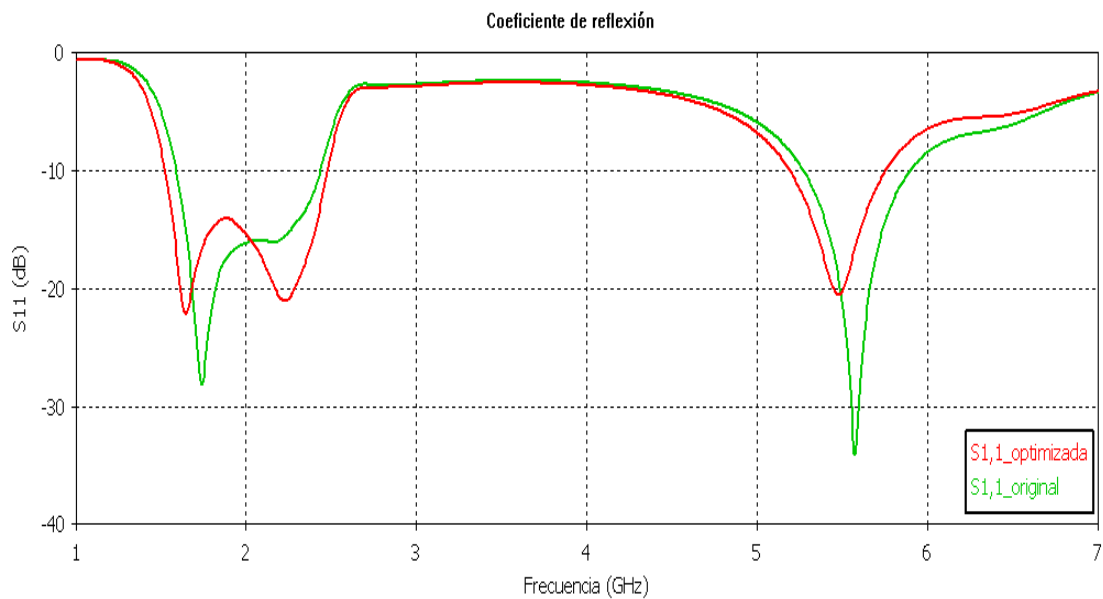


FIGURA 3-37. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN ANTES Y DESPUÉS DE LA OPTIMIZACIÓN.

A simple vista, se puede comprobar que el ancho de banda principalmente en el margen de frecuencias inferior se ha incrementado, no siendo tan apreciable para el margen de frecuencias superior. Realizando un análisis más exhaustivo de dicha gráfica, obtenemos los valores que se indican en la Tabla 3-14.

	Ancho de banda inicial (%)	Ancho de banda final (%)
Banda inferior	49	54.9
Banda superior	11.09	10.56
Ancho total	60.09	65.46

TABLA 3-14. COMPARACIÓN DE LOS ANCHOS DE BANDA DESPUÉS DE LA OPTIMIZACIÓN.

Atendiendo a los resultados hemos conseguido mejorar, el ancho de banda de la zona inferior, a costa de empeorar ligeramente el margen superior.

Puesto que existe una interdependencia de las respuestas en ambas bandas, las modificaciones de las variables afectan a la respuesta conjunta. El criterio de optimización definible en simulador electromagnético no permite independizar o ponderar ambas respuestas. La inclusión de otros métodos exteriores permitirá estos ajustes.

3.3.2 Optimización mediante algoritmos evolutivos.

El empleo de un algoritmo basado en el método clásico conocido como Nelder-Mead para el proceso de optimización nos proporciona una primera aproximación al problema, pero tal y como se ha comentado no permite emplear más de cuatro variables y los resultados obtenidos excesivamente buenos en comparación con la antena inicial. El empleo de métodos modernos

de optimización como son los algoritmos evolutivos nos van a permitir aumentar el número de parámetros a utilizar en la búsqueda de nuestra respuesta en frecuencia óptima [Sanchez-Montero10].

La descripción teórica de este proceso se encuentra recogida en el capítulo 2.2, siendo en este apartado donde describiremos la aplicación de la programación evolutiva para el incremento del ancho de banda a partir de la respuesta en frecuencia definida por la forma del coeficiente de reflexión.

Conocidas que las variables a modificar son las correspondientes a las dimensiones; L_g , W_g , A , B , r_i y r_o , el siguiente paso consiste en definir la función de coste, teniendo en cuenta las siguientes premisas:

1. El análisis del prototipo está centrado en los valores del parámetro S_{11} (coeficiente de reflexión) desde 1GHz hasta 7GHz con 1001 muestras. Los valores del coeficiente de reflexión deben ser inferiores a -10dB.
2. Las bandas de trabajo objetivo, se definen desde 1.4GHz hasta 2.6GHz para el margen de frecuencias inferior y desde 4.9GHz hasta 6.1GHz para el margen de frecuencias superior. De este modo, la antena puede ofrecer servicios de GSM, UMTS, Bluetooth, GPS y WLAN. [ITU-RM11], [ITU-RR11] y [IEEE802_11].
3. Las muestras para las que S_{11} no alcanza el valor indicado en el punto 1, se suman en cada banda. Sus valores se almacenan en las variables llamadas N_1 (para la banda inferior) y N_2 (para la banda superior).

Conforme a todas estas consideraciones la función de *fitness* a emplear se define mediante la ecuación Ec.3-6.

$$\text{Fitness}=f(x) = k_1 \cdot N_1 + k_2 \cdot N_2 \quad \text{Ec. 3-6}$$

Donde k_1 y k_2 son los coeficientes que permiten ponderar el peso en cada una de las bandas.

En nuestro caso, $k_1 = k_2 = 1$. Obviamente, el propósito del proceso de optimización mediante el algoritmo evolutivo es minimizar la función objetivo indicada en la Ec.3-6.

Durante la simulación, los parámetros empleados para la programación evolutiva son:

- Tamaño de población : pop=20
- Número máximo de generaciones: maxgen=50

La programación del algoritmo evolutivo ha sido realizada en MATLAB. La comunicación entre el simulador electromagnético (CST) y MATLAB se producirá mediante el empleo de macros implementadas en el lenguaje de programación Visual Basic para Aplicaciones (VBA). De esta forma, los pasos seguidos durante el proceso de optimización son los siguientes:

1. Mediante el empleo de la programación evolutiva, tal y como se ha descrito en el Capítulo 2.2 se generan, los valores de los parámetros a optimizar empleando MATLAB y se almacenan en un fichero de texto (parámetros.txt).
2. Desde MATLAB se produce la llamada al simulador CST Microwave Studio, en el cual y empleando una macro desarrollada en VBA (genético_matlab.bas), se procede a la

carga de los datos desde el fichero de texto (parámetros.txt) y el posterior almacenamiento de los valores en variables de CST.

3. Seguidamente, una nueva macro (genera.bas) es llamada para generar la estructura del prototipo propuesto con los valores de las variables previamente cargadas y posteriormente dar comienzo a la simulación.
4. Una vez que la simulación ha finalizado, el resultado del parámetro S_{11} se almacena en un nuevo fichero de texto ($S_{11}.txt$) pudiendo ser gestionado posteriormente por MATLAB. Finalmente la ejecución del simulador electromagnético concluirá, devolviéndose el control a MATLAB.
5. MATLAB toma los datos del coeficiente de reflexión desde el fichero $S_{11}.txt$, calculando con ello la función *fitness*. Este proceso se repite para cada individuo hasta que todos los miembros de la población son evaluados.

En la Figura 3-38, se muestra un breve esquema de los pasos a seguir en el proceso de optimización.

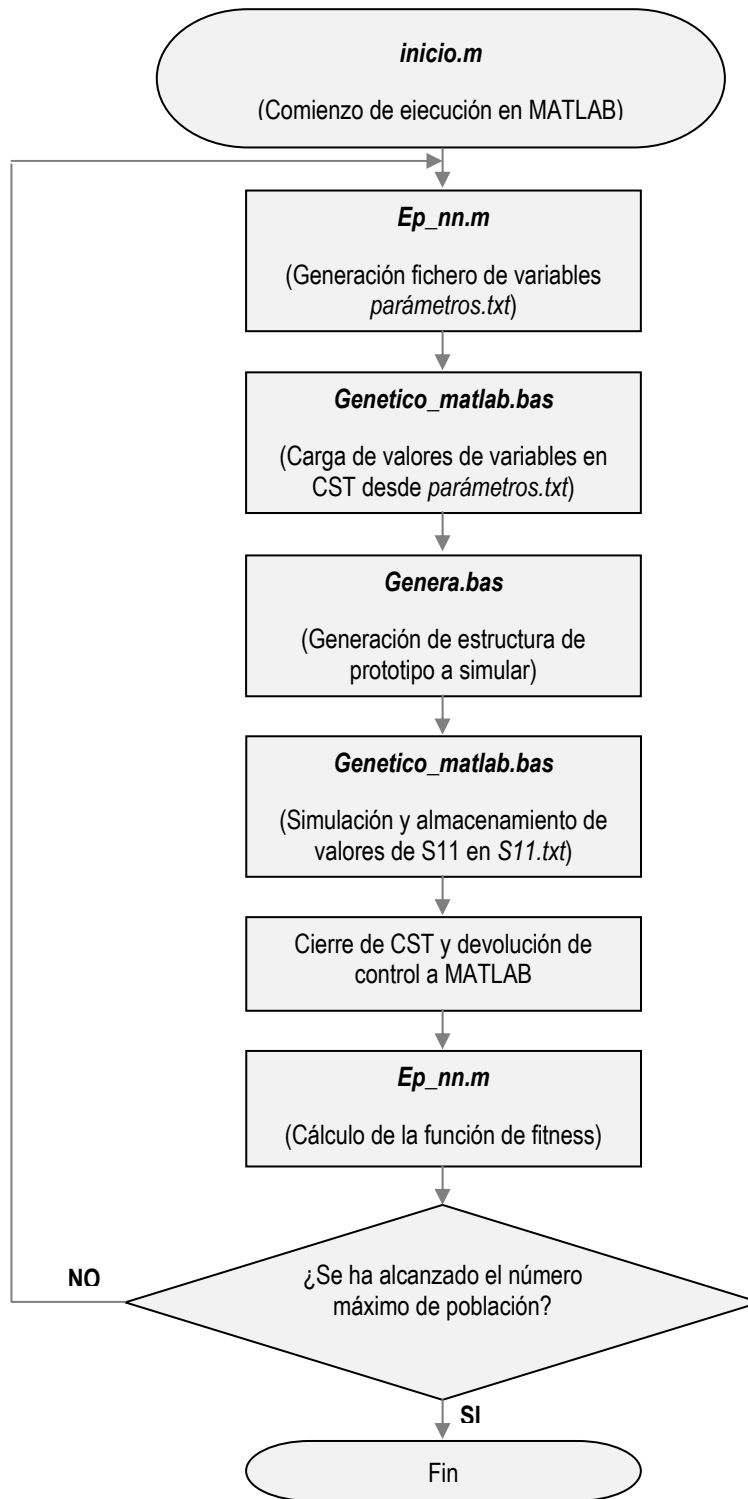


FIGURA 3-38. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL PROCESO DE OPTIMIZACIÓN MEDIANTE ALGORITMO EVOLUTIVO.

Empleando este proceso, se han analizado los resultados del coeficiente de reflexión tras la aplicación de la programación evolutiva empleada en la optimización de la estructura. En primera instancia, se ha realizado la optimización usando conjuntos formados por tan solo dos parámetros (r_i y r_o ; A y B; Lg y Wg), de forma esquemática puede decirse que es un proceso de 2+0. Posteriormente se ha realizado el proceso de optimización empleando cuatro parámetros mediante la programación evolutiva de dos formas diferentes. Inicialmente, se han modificado dos parámetros (r_i y r_o) después de esto una vez finalizada la optimización, fijados los valores de las variables optimizadas, iniciaremos de nuevo el proceso con otros dos parámetros (Lg y Wg), respondiendo a un esquema de 2+2. Por otro lado, se realizará el proceso de optimización con los cuatro parámetros a la vez (r_i , r_o , Lg y Wg), pudiendo decirse que responde a un esquema de 4+0. En último lugar, ejecutaremos la programación evolutiva empleando los seis parámetros (r_i , r_o , A, B, Lg y Wg) que en mayor medida afectan en nuestra función objetivo, siguiendo un esquema de 6+0.

Para mostrar la convergencia del algoritmo, la Figura 3-39 se representa la evolución de la función de fitness con el número de generaciones. En esta figura se puede apreciar que para los diferentes casos la función objetivo obtiene un valor estable antes de alcanzar el número máximo de generaciones establecido. Con lo que podemos asegurar el correcto funcionamiento del algoritmo para los diferentes casos de parámetros a optimizar.

Verificado el comportamiento del algoritmo de programación evolutiva, pasaremos analizar la respuesta en frecuencia obtenida para cada uno de los casos. En la Figura 3-40 se muestra la

comparación entre el coeficiente de reflexión de la antena original y el obtenido tras la optimización.

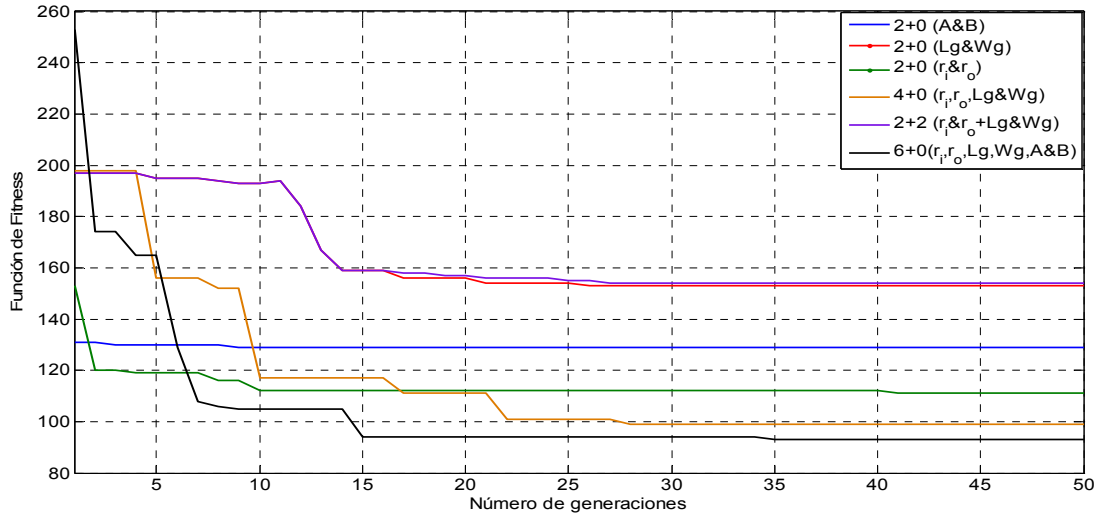


FIGURA 3-39. EVOLUCIÓN DE LA FUNCIÓN DE FITNESS.

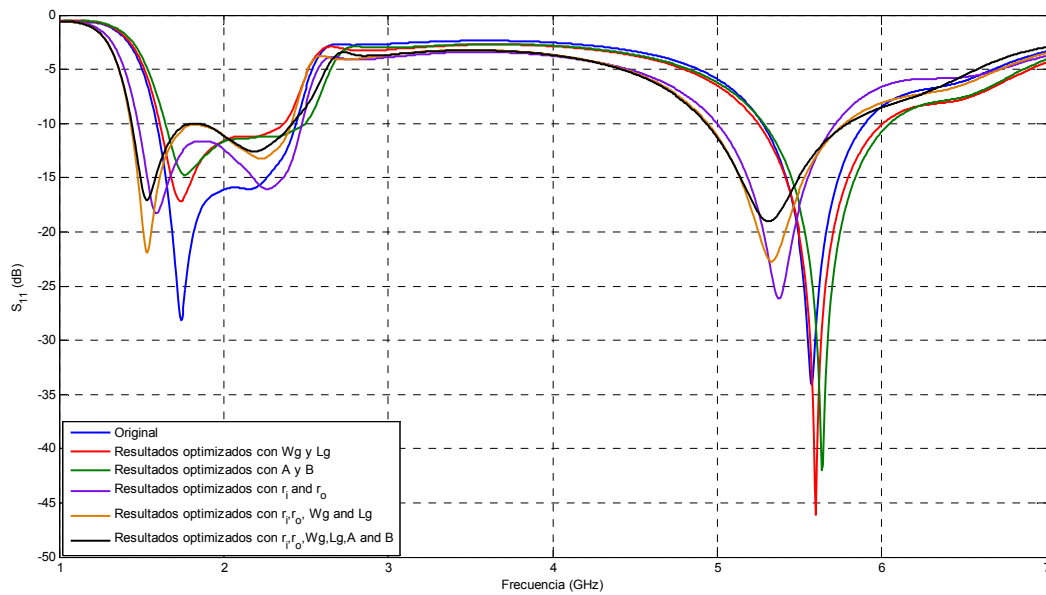


FIGURA 3-40. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN ORIGINAL Y OPTIMIZADO MEDIANTE ALGORITMO EVOLUTIVO

De forma más resumida, en la Tabla 3-15 se indican los valores relativos al ancho de banda, tanto del margen de frecuencias inferior (BWI) como superior (BWS). Del mismo modo, se ha considerado interesante mostrar el ancho de banda total (BWT), el cual se obtiene de la suma del ancho de banda de la zona inferior con el ancho de banda de la zona superior.

Parámetros	Fitness	BWI (%)	BWS (%)	BWT(%)
Original	-	47.2	12.11	59.31
r_i y r_o (2+0)	111	55.5	14.19	69.69
A y B (2+0)	129	47.6	14.8	62.4
Lg y Wg (2+0)	153	42.3	14.92	57.22
r_i y r_o , + Lg y Wg (2+2)	154	55.5	10.2	65.7
r_i , r_o , Lg y Wg (4+0)	99	54.3	16.1	70.4
r_i , r_o , Lg, Wg, A y B (6+0)	93	54.4	16.7	71.1

TABLA 3-15. ANCHO DE BANDA OBTENIDO MEDIANTE LA PROGRAMACIÓN EVOLUTIVA.

Los resultados muestran que se produce una mejora considerable en la respuesta del prototipo optimizado, principalmente cuando se realiza la optimización con seis parámetros.

Cada uno de los procesos de optimización descritos conlleva un tiempo de cómputo elevado siendo el mayor coste computacional el causado por el proceso de simulación realizado por CST Microwave Studio. Además, es preciso indicar que el tiempo de procesamiento aumenta, conforme es mayor el número de parámetros a optimizar, tal y como se aprecia en la Tabla 3-16. Todas las simulaciones han sido realizadas con un ordenador cuyas características son; procesador Intel Core 2 Duo a 2.53GHz y 4GB de memoria RAM.

Número de parámetros	Tiempo (minutos)
2+0	2900
4+0	4320
2+2	5040
6+0	6480

TABLA 3-16. VARIACIÓN DE TIEMPO DE CÓMPUTO.

El proceso de optimización con seis parámetros es el que obtiene el mejor resultado de función de fitness, pero para ello requiere emplear más tiempo de procesamiento. Sin embargo, es importante destacar el hecho de que el proceso de diseño de la antena es una tarea que se realiza una vez, no siendo necesario repetirlo de forma sucesiva en tiempo de funcionamiento, con lo que a pesar del excesivo tiempo de computación empleado, compensa su empleo al proporcionar unos resultados que mejoran considerablemente las prestaciones del punto partida.

La validación de la mejora de resultados obtenidos en cuanto al ancho de banda se refiere, se llevará a cabo a través de la comparación de los valores que resultan de la simulación con los medidos de forma experimental. En la Tabla 3-17 se detallan los valores de los parámetros que conforman la antena prototipo antes y después de la aplicación de la programación evolutiva.

Parámetros	Valor en la antena original (mm)	Valor en la antena optimizada (mm)
Lg	56	63.6
Wg	24	24.43
A	5	7.4
B	10	12.2
r_i	7.7	0.1
r_o	11.2	7.6
Lp	22	22
Wp	15	15
Ws	3.5	3.5
h	6	6

TABLA 3-17. VALORES DE LOS PARÁMETROS DEL PROTOTIPO ORIGINAL Y OPTIMIZADO.

La Figura 3-41 muestra el coeficiente de reflexión de la simulación del prototipo simulado así como las medidas obtenidas una vez construido el dispositivo. En dicha representación se puede apreciar como los valores de ambas respuestas son muy parecidos, aunque es preciso puntualizar que el ancho de banda resultante del coeficiente de reflexión medido se ve ligeramente empobrecido con respecto al obtenido en la simulación. No obstante, el ancho de banda conseguido en el prototipo implementado con las dimensiones resultantes del proceso de optimización es suficiente para cubrir los servicios de GSM, GPS, UMTS (o LTE), WIFI ISM, Bluetooth y WIFI UNII.

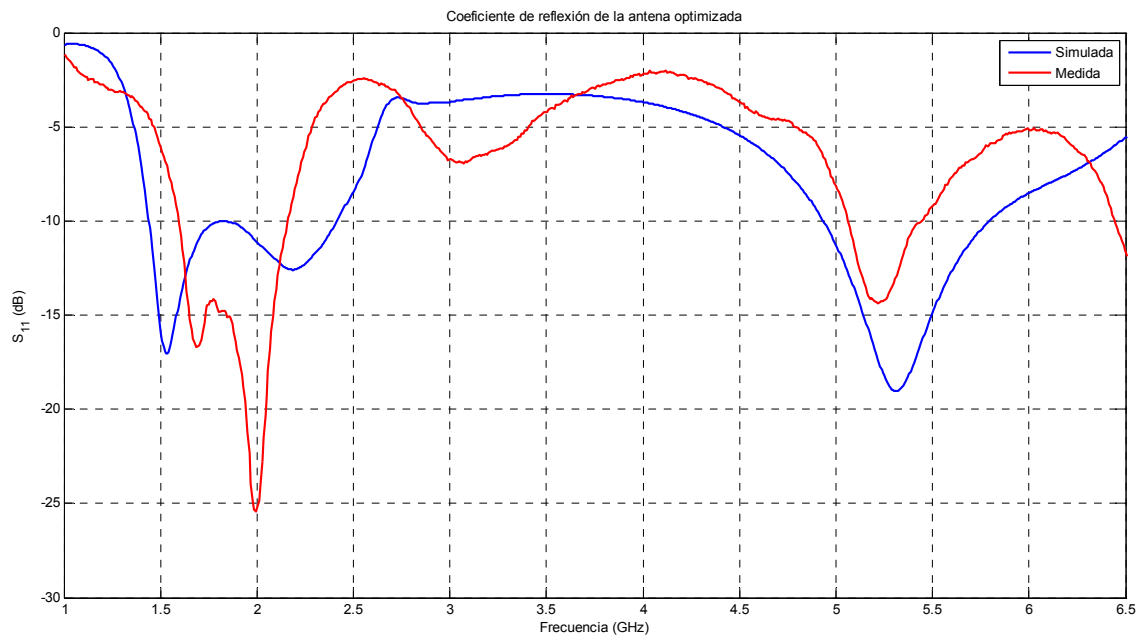


FIGURA 3-41. COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE LA ANTENA PROTOTIPO SIMULADA Y MEDIDA.

Durante el proceso de optimización, no se ha considerado una posible variación en el diagrama de radiación de la antena. Por tanto, el siguiente paso en nuestra investigación será el realizar un estudio comparativo entre la forma de radiación del prototipo original con el optimizado.

Un aspecto importante y que no debemos olvidar, es la distribución de corriente en la antena. A la hora de obtener el diagrama de radiación de la antena, podemos conocer cuál será su forma mediante el estudio de la distribución de la corriente sobre la superficie del prototipo bajo análisis. En la Figura 3-42 se muestra la distribución de corriente sobre la antena para cada una de las frecuencias fundamentales de los servicios a los que se desea dar cobertura.

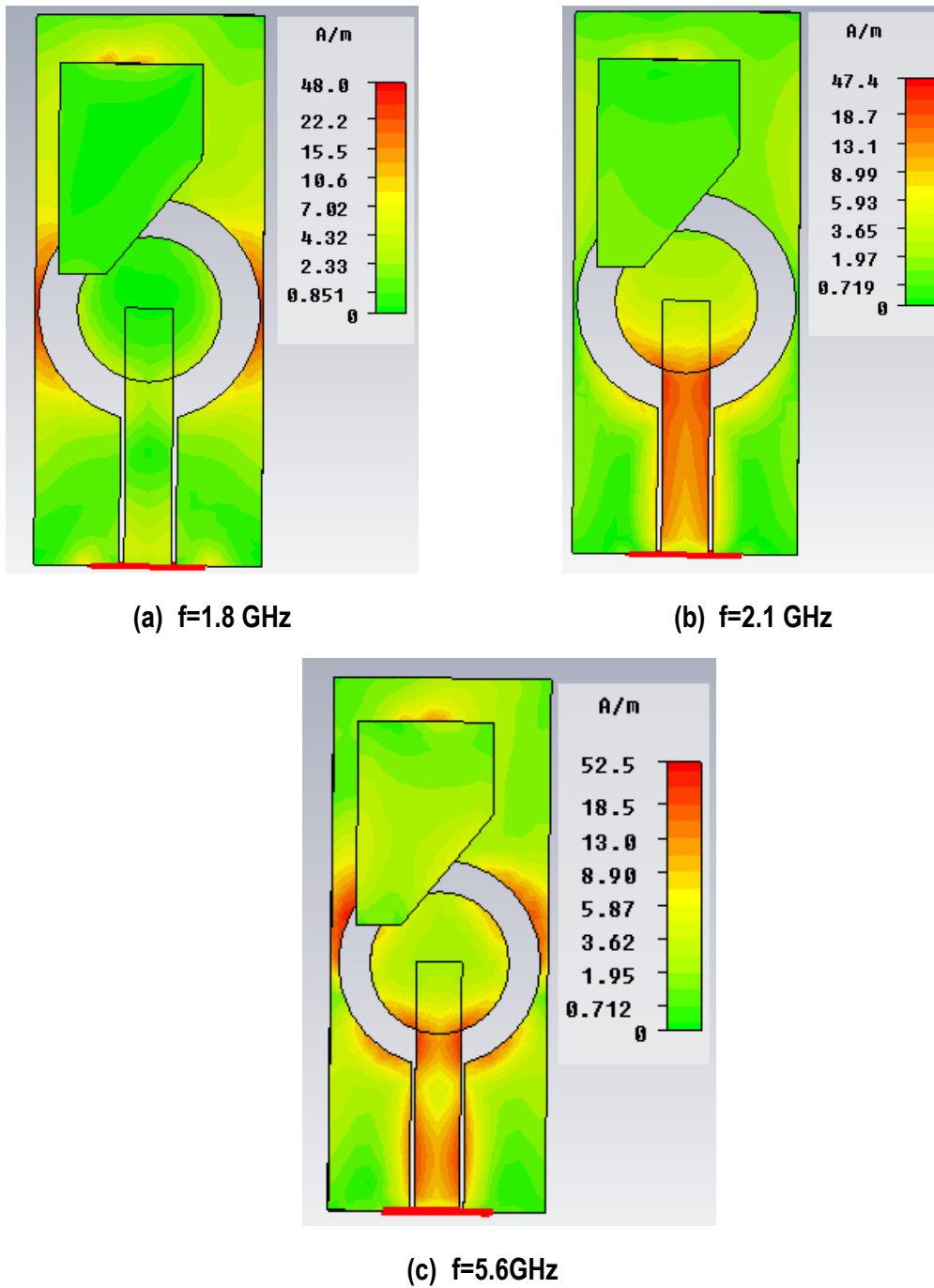


FIGURA 3-42. DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE EN LA ANTENA PROPUESTA.

La forma de la distribución de corriente sobre la superficie de nuestro elemento radiante nos informa que la forma del diagrama de radiación para el margen de frecuencias inferior está

determinado por la antena PIFA, mientras que la antena de parche determinará el diagrama de radiación para el margen de frecuencias superior. Esta información permite conocer la zona sobre la que tendremos que actuar cuando sea necesario alterar la forma del diagrama de radiación para una frecuencia puntual.

El diagrama de radiación para 1.8GHz, 2.1GHz y 5.6GHz, es el que se muestra en la Figura 3-43, Figura 3-44 y Figura 3-45 respectivamente. La representación está dada en polares, correspondiendo el corte del plano E al plano XY ($z=0$) mientras que el plano H se corresponde con el plano YZ ($x=0$).

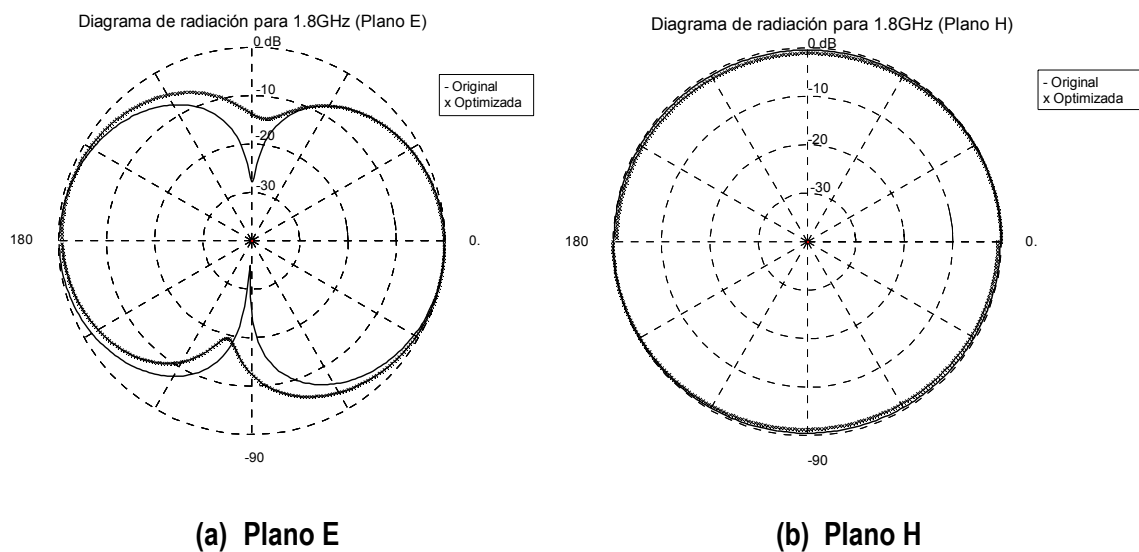


FIGURA 3-43. DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 1.8GHz.

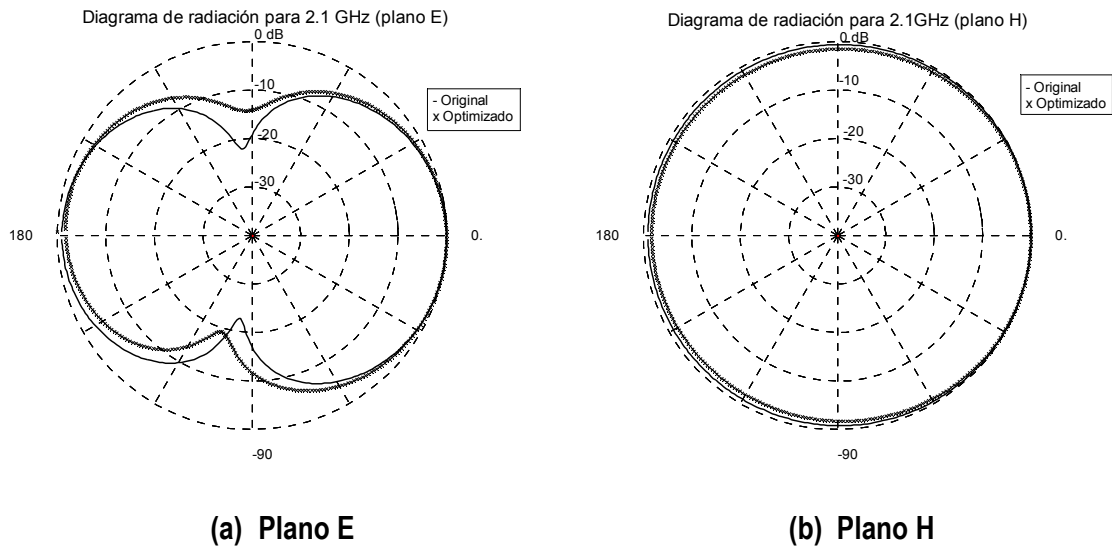


FIGURA 3-44. DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 2.1GHZ.

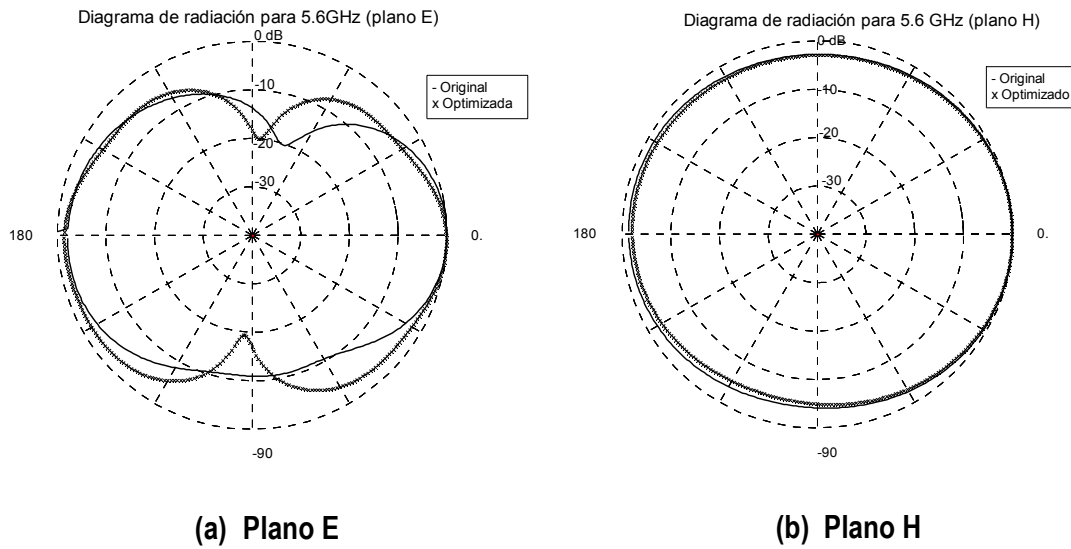


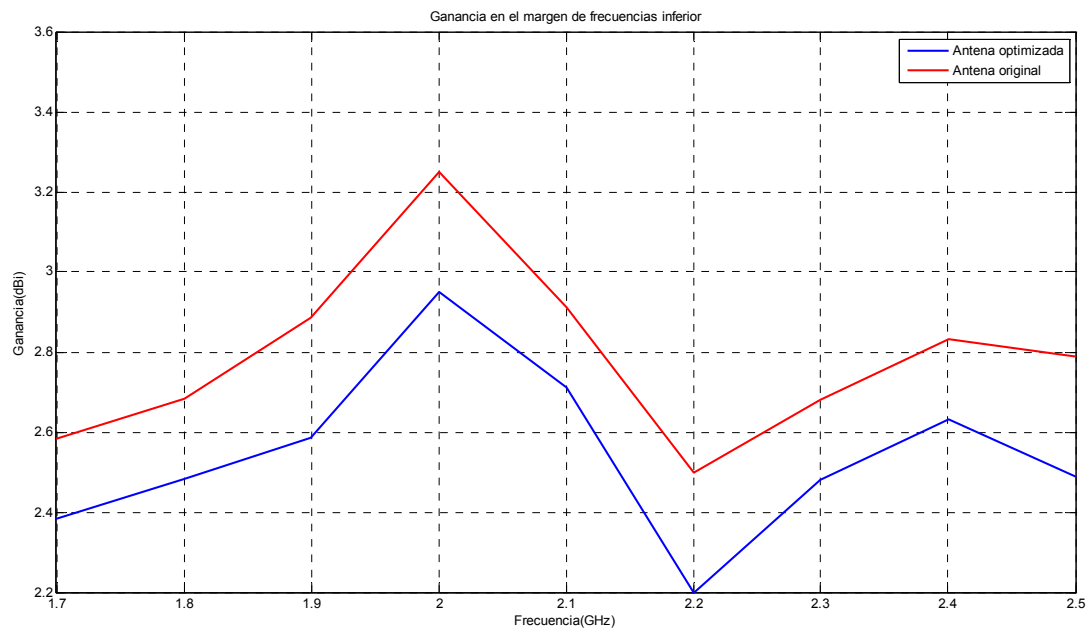
FIGURA 3-45. DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 5.6GHZ.

El diagrama de radiación presenta un comportamiento omnidireccional en el corte del plano H, permitiendo por tanto, que nuestro prototipo sea capaz de captar señal en cualquiera de las direcciones. En cuanto a la forma de radiación correspondiente al corte del plano E, se observa

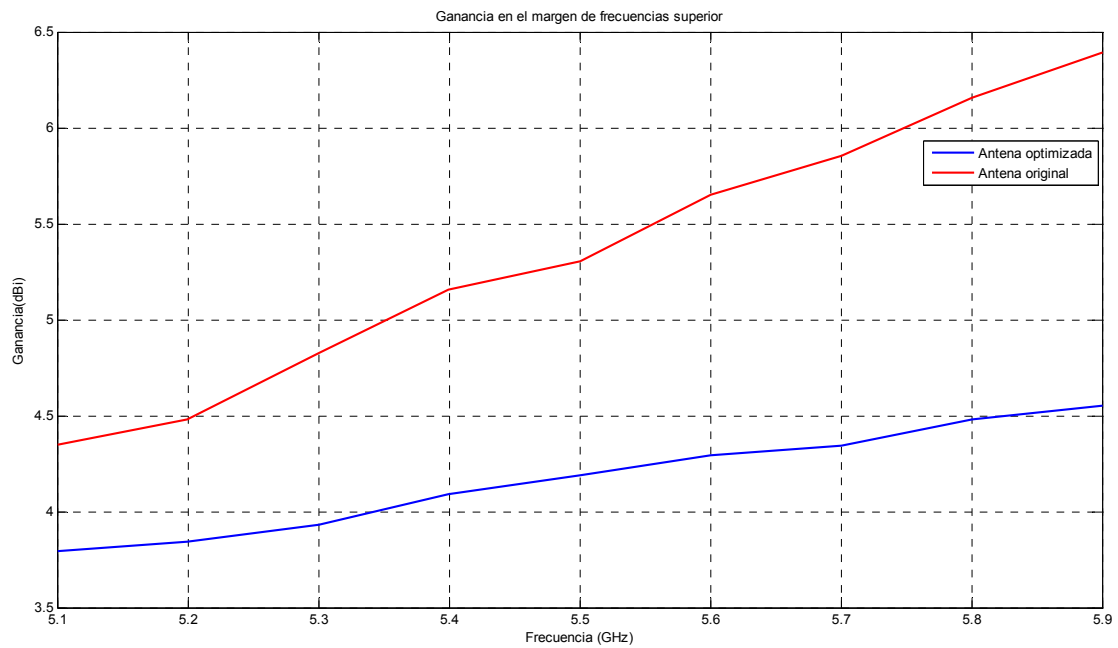
que la antena presenta direcciones privilegiadas. En ambas situaciones, tanto en el caso del plano E como en el caso del corte del plano H, los resultados obtenidos tanto en el caso de la antena original, de menor ancho de banda, como para la antena optimizada son muy similares, pudiendo afirmar que el incremento del ancho de banda no ha causado alteración significativa en la forma de radiación de la antena.

El último factor que nos falta por analizar es el valor de la ganancia para cada una de las frecuencias de trabajo. En la Figura 3-46 se representan los valores de la ganancia en función de la frecuencia del prototipo original y los obtenidos de la antena resultante tras el proceso de optimización.

La ganancia de la antena original alcanza valores superiores a los obtenidos en el caso de la antena optimizada, siendo esta diferencia mayor a medida que aumenta la frecuencia. No obstante, si se realiza un estudio exhaustivo, centrándonos en las frecuencias centrales de funcionamiento de las aplicaciones a las que se desea dar servicio, se aprecia que la diferencia mayor está en torno a 1dB aproximadamente, pudiendo considerarse un orden de magnitud asumible en comparación con la variación del ancho de banda originado.



(a) Margen de frecuencias inferior



(b) Margen de frecuencias superior

FIGURA 3-46. VARIACIÓN DE LA GANANCIA DE LA ANTENA EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA.

En conclusión, la optimización del prototipo propuesto, formado por una antena PIFA y una antena de parche en forma circular, empleando un algoritmo evolutivo, proporciona una antena cuyo ancho de banda ha incrementado un 11.79% con respecto a la antena original. Su diagrama de radiación, mantiene la misma forma que la antena en su origen. Sin embargo, el aumento del ancho de banda ha originado una ligera disminución en los valores de ganancia obtenidos.

4 CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

En este capítulo se describen las principales aportaciones que han originado las contribuciones de la tesis, así como algunas de las futuras líneas de investigación en las que continuar este trabajo.

De acuerdo a la normativa de la Universidad de Alcalá para la obtención del Doctorado Europeo, en el capítulo siguiente se ha incluido una versión de este capítulo, escrita en lengua inglesa.

4.1 CONCLUSIONES Y APORTACIONES ORIGINALES

La actividad investigadora llevada a cabo a lo largo de este estudio, ha dado lugar a una serie de resultados que permiten extraer las siguientes conclusiones:

- En esta tesis se ha abordado el diseño de una antena multibanda con un ancho de banda lo suficientemente grande como para poder satisfacer los servicios de voz y datos desde un único terminal móvil inalámbrico.
- La estructura propuesta está basada en la hibridación de dos antenas clásicas: una antena planar de F invertida (PIFA) y una antena de parche. La elección de estas antenas permite obtener un dispositivo de reducidas dimensiones y bajos valores de SAR. La combinación de ambas antenas, permite ajustar de forma casi independiente la respuesta en frecuencia conjunta a partir de las respuestas individuales.
- En la estructura híbrida propuesta se ha empleado un único punto de alimentación, a través de una línea coplanar, a la antena de parche. La antena PIFA se alimenta por

acoplamiento electromagnético lo que ha permitido simplificar la forma de alimentación de la estructura, mejorar su ancho de banda y reducir de las pérdidas por desadaptación en la antena.

- El uso conjunto de la antena PIFA y la antena de parche con forma circular, ha reducido las dimensiones del dispositivo a emplear con respecto a los valores empleados en su implementación individual original. También se han conseguido ventajas comparativas con respecto a otros trabajos publicados.
- El estudio de la influencia de la tangente de pérdidas del sustrato para frecuencias del orden de los 5GHz ha demostrado que el comportamiento de la antena no se ha visto alterado significativamente. Este análisis se ha realizado tanto de forma teórica como práctica, mediante la construcción y medida de un prototipo en un sustrato de bajas prestaciones y precio reducido, como es el FR4, como en sustrato con mejores prestaciones desde el punto de vista de la tangente de pérdidas como es el Ro4320.
- Se ha comprobado la limitación de los métodos clásicos de optimización como el método de Nelder Mead en el proceso de optimización para la antena propuesta. Los resultados demuestran que, al incrementarse el número de variables a optimizar simultáneamente, el empleo de dicha técnica en nuestro diseño no es acertado.
- Con objeto de simplificar la tarea de optimización del diseño, se ha realizado un estudio paramétrico de sus dimensiones que ha permitido determinar las más influyentes en la definición del ancho de banda de trabajo. El resultado de dicho análisis, ha permitido reducir a tan solo seis los parámetros que se han de modificar para incrementar el ancho

de banda. Las dimensiones a optimizar son; longitud (L_g) y ancho (W_g) del plano de masa, longitud (B) y ancho (A) de los lados estrechos del plano de radiación de la antena PIFA, radio de la antena de parche (r_i) y radio de la circunferencia de separación entre parche y plano de masa (r_o).

- Se ha empleado un algoritmo de programación evolutiva para realizar el proceso de optimización. Los resultados obtenidos han permitido aumentar significativamente el ancho de banda de la antena propuesta, incrementando con ello el número de aplicaciones inalámbricas a las que se puede dar servicio.
- La generación de una plataforma de comunicación entre el simulador electromagnético y el programa matemático empleado para la programación del algoritmo de optimización, ha abierto un camino de conexión entre dos herramientas software cuya combinación proporcionará un diseño óptimo de los elementos radiantes que se deseen implementar. Este protocolo es aplicable a la optimización, no solo del diseño propuesto en esta tesis, sino de cualquier dispositivo bajo estudio en el simulador.

4.2 FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

En cuanto a las futuras líneas abiertas a raíz de la realización de esta tesis, caben destacar dos vertientes: la relativa a la propia estructura de la antena y su aplicación a otras bandas de frecuencia y la concerniente al proceso de optimización empleado y su realización usando nuevas técnicas de optimización.

En primer lugar, según establece la Directiva 2009/114/CE aprobada por la Unión Europea en el año 2009, los Estados miembros pondrán las bandas de frecuencias de 880-915 MHz y 925-960 MHz (la banda de 900 MHz) a disposición de los sistemas GSM y UMTS, así como de otros sistemas terrestres capaces de prestar servicios de comunicaciones electrónicas que puedan coexistir con los sistemas GSM. Esto implica, un redimensionado de los elementos radiantes empleados, de tal forma que sean capaces de trabajar a las nuevas frecuencias establecidas al mismo tiempo que se dispone de un amplio ancho de banda. La estructura propuesta, como combinación de dos antenas, permite avanzar en su ajuste para cubrir estos nuevos servicios. También puede plantearse la posibilidad de realizar hibridaciones entre otros tipos de antenas o extender la misma a un número de antenas superior.

En segundo lugar, el empleo de la programación evolutiva como algoritmo de optimización es un primer paso en el proceso de optimización de los dispositivos de radiofrecuencia, siendo posible emplear otros algoritmos de optimización bioinspirados como pueden ser los algoritmos genéticos, temple simulado, búsqueda tabú, etc. El empleo de las técnicas de inteligencia computacional, tal y como ya se ha indicado, resulta especialmente útil en el proceso de optimización de dispositivos para los que no se dispone de un modelo equivalente o no es

posible un análisis teórico a un coste razonable. Este proceso de optimización puede emplearse con el objetivo de mejorar los resultados obtenidos desde el punto de vista de ancho de banda, así como la reducción de las dimensiones obtenidas, sin olvidar en ningún momento las características de radiación adquiridas. Del mismo modo, estos métodos heurísticos pueden ser de especial interés para el diseño de otros tipos de antenas o circuitos.

5 CONCLUSIONS AND FUTURE RESEARCH LINES

This chapter deals with the main contributions of the thesis and the future research lines.

According to the conditions to obtain the European Doctorate qualification, this chapter is written both in Spanish (Chapter 4) and in English.

5.1 CONCLUSIONS

The investigation developed during this study gives rise to the following conclusions:

- This thesis deals with the design and optimization of a multiband antenna capable to satisfy the voice and data transfer services bandwidth requirements of a mobile handset.
- The structure proposed is based on the hybridization of two single antennas: a planar inverted F antenna (PIFA) and patch antenna. These devices allow getting a reduced size and low values of SAR. The working frequencies of both antennas can be adjusted independently. The combined hybrid antenna operates over the same two frequency bands of the individual antennas but with much greater bandwidth.
- The presented hybrid antenna employs only one feed port through the coplanar waveguide implemented in the patch antenna. The PIFA antenna is fed by electromagnetic coupling, so it is possible to simplify the structure, to improve the bandwidth and to reduce the return loss of the antenna.
- The combination of the PIFA and the circular patch antenna allows reducing the overall size of the antenna with respect to the original values in the individual behavior.

- An analysis of the dielectric losses effect in the behavior of the antenna around 5 GHz has been carried out. In order to analyze the loss tangent influence, two different prototypes with different substrate qualities have been designed, simulated and measured. The substrate employed are a low cost FR4 material and a loss tangent Ro4320 substrate. The study has proved that the antenna behavior is not remarkably changed.
- A classical optimization technique like Nelder Mead Simplex method has been employed in the optimization process. As a result, we can conclude that this method is not suitable when the number of parameters is greater than four.
- A parametric study has been done to determine the more relevant parameters to increase the operating bandwidth of the antenna. As a result of this study, the variables to be employed during the optimization process are six: length (L_g) and width (W_g) of the ground plane, length (B) and width (A) of the narrow side in the PIFA radiation plane, patch antenna radius (r_i) and radius of the circumference between patch antenna and ground plane (r_o).
- Evolutionary Programming has been used in the optimization process. The results show an increased bandwidth of the proposed prototype.
- The EP algorithm has been programmed in MATLAB in connection with CST simulator for the calculation of the fitness value of each individual. The Communication platform that has been done between electromagnetic simulator (CST) and mathematic software

(MATLAB), in which an optimization algorithm has been implemented, opens a way to connect both software tools. This protocol can be used in any design of a microwave device study with CST simulator. More complex optimization schemes may be included in the simulator with this method.

5.2 FUTURE RESEARCH LINES

Next, we present some research lines arising from this thesis. They can be considered in two ways: on the one hand it is interesting to follow researching on the antenna structure and its applications in other frequency bands and on the other hand other optimization methods can be tested to improve the design of the proposed antenna.

Firstly, according to Directives 2009/114/CE approved by European Union in 2009, the frequency bands of 880-915 MHz and 925-960 MHz (900 MHz frequency band) are going to be employed by GSM and UMTS services. This involves a new design of the antennas to be used in this new frequency bands. The proposed structure, as the result of the hybridization of two single antennas, may be useful for covering these new services. Moreover, it is possible to do the hybridization process using other types of antennas or employing more than two antennas in this process.

Secondly, the use of Evolutionary Programming as optimization algorithm is a first step in the optimization process of RF devices. In this process, it is possible to employ other bioinspired optimization algorithm such as genetic algorithm, simulated annealing, tabu search, etc. The Intelligence computational techniques are very useful to optimize devices whose equivalent circuit is unknown or isn't possible to do a theoretical study easily. The optimization process can be used to improve the bandwidth and reduce the antenna dimensions, but without forgetting the radiation properties. In the same way, the heuristic methods can be used to optimize other antennas or microwave circuits.

6 RESULTADOS DE LA INVESTIGACIÓN

6.1 PUBLICACIONES EN REVISTA

[R1] **R. Sanchez-Montero**, R.J. Langley, S. Salcedo-Sanz and J. A. Portilla-Figueras , “Coplanar hybrid antenna for mobile wireless applications”, IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 5, no. 2, pp. 192-199, 2011. (JCR 2009: 1,077)

[R2] **R. Sanchez-Montero**, S. Salcedo-Sanz, J. A. Portilla-Figueras, and R. Langley , “Hybrid Pifa-Patch Antenna Optimized by Evolutionary Programming”, Progress In Electromagnetics Research,PIER 108, pp. 221-234, 2010.(JCR 2009: 3,763)

[R3] J.A.M. Rojas, J.Alpuente, J.Piñeiro, **R.Sánchez**, “Rigorous full vectorial analysis of electromagnetic wave propagation in 1D inhomogeneous media”. Progress In Electromagnetics Research,PIER 108, pp. 89-105, 2006.(JCR 2009: 3,763)

6.2 PUBLICACIONES EN CONGRESO INTERNACIONALES

[CI1] J.A. Martinez Rojas, J.Alpuente Hermosilla, **R.Sánchez Montero**, P.López Espí. “Study of Complex Optofluidic phenomena (Analysis of solvent dynamics by time resolved diffuse laser scattering)”. PIERS 2009 in Beijing. 2009.

[CI2] J.A. Martinez Rojas, **R.Sánchez Montero**, J.Alpuente Hermosilla, P.López Espí. “Fractal convolution techniques for speckle noise reduction”. 5th European Radar Conference. 2008.

[CI3] J.A. Portilla, S. Salcedo, **R. Sanchez**, K. Hackbarth, "Qos and charging in IMS: architecture, interoperability and open issues", 2nd Workshop on Socio-Economic Aspects of Next Generation Internet in Relation with its Architecture, Design and Dimensioning.2007.

6.3 PUBLICACIONES EN CONGRESOS NACIONALES

[CN1] Jose M^a Zamanillo, P. L. López-Espí, **Rocío Sanchez**, Isabel Zamanillo, A. Mediavilla, Jesús Alpuente, J. A. Martínez-Rojas, "Modelado eficiente de dispositivos activos de microondas utilizando código Verilog-A". VI Jornadas para el Desarrollo de Grandes Aplicaciones de Red (JDARE' 09). 2009.

[CN2] R.García, P.L.López, **R.Sánchez**, J.M.Zamanillo, I.Zamanillo, J.A.Martinez, J.Alpuente. "Modelado de Componentes Pasivos en guía de onda con Verilog-A". XXIV Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2009). 2009.

[CN3] J.M.Zamanillo, I.Zamanillo, **R.Sánchez**, P.L.López, R.García. "Modelado eficiente de obstáculos en guía de onda rectangular para simuladores comerciales utilizando código Verilog-A". XXIV Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2009). 2009.

[CN4] P.L.López Espí, J.M.Zamanillo Sainz de la Maza, **R.Sánchez Montero**, J.F.Pasamon Marigil, F.Calvo Díaz y C.Pérez. "Aplicación de la simulación electromagnética en el estudio de filtros paso banda en microstrip". XXIII Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2008).2008.

[CN5] Klaus D. Hackbarth, **R. Sánchez Montero**, J.A. Portilla-Figueras, S. Salcedo-Sanz, L. Rodríguez de Lope-López, “Fundamentos de la Arquitectura de Calidad de Servicio y de Facturación en IMS”. VII Jornadas de Ingeniería de Telemática (JITEL 2008). 2008.

[CN6] S. Salcedo, A. Portilla, F. García, **R. Sanchez**, “Resolución del problema del banquete de bodas mediante un algoritmo híbrido basado en temple simulado”, IV Congreso Español sobre Metaheurísticas, Algoritmos Evolutivos y Bioinspirados. Septiembre 2005.

6.4 PARTICIPACIÓN EN PROYECTOS I+D DE FINANCIACIÓN PÚBLICA

[PY1] “Optimización y predicción en sistemas urbanos mediante técnicas de Soft Computing: Mejora de redes de medición de contaminación y despliegue de redes WIFI ubicuas”. Comunidad de Madrid (CCG08-UAR/AMB-3993). Enero de 2009 - Diciembre de 2009. Financiación 16.619,00€. Investigador responsable Dr. Sancho Salcedo Sanz.

[PY2] “Herramienta para el diseño estratégico de redes móviles de 2,2.5 y 3G orientadas a estudios de costes y regulación”. Comunidad de Madrid (CCG06-UAH/TIC-0460). Enero de 2007-Diciembre de 2007. Financiación 15.250€. Investigador responsable Dr. Jose Antonio Portilla Figueras.

[PY3] “Métodos emergentes para la optimización multicapa de redes de nueva generación y su aplicación a redes IP de futura generación (FGN)”. Ministerio de Educación y Ciencia. (TECT 2006-07010/TCM). 2007- 2010. Financiación 75.000€. Investigador responsable Dr. Jose Antonio Portilla Figueras.

[PY4] “Desarrollo de algoritmos heurísticos emergentes para problemas de optimización en redes de comunicaciones”. Comunidad de Madrid (CAM-UAH2005/019). 2005 – 2006. Financiación 13.000€. Investigador responsable Dr. Sancho Salcedo Sanz

[PY5] “Mejora y Aplicación de Algoritmos Emergentes para problemas de Optimización en Telecomunicaciones”. Universidad de Alcalá. (UAH PI2005/078). 2005 – 2007. Financiación 9.600€. Investigador responsable Dr. Sancho Salcedo Sanz

6.5 PARTICIPACIÓN EN PROYECTOS I+D DE FINANCIACIÓN PRIVADA

[PYP1] “Investigación aplicada a la obtención de una solución abierta e inteligente de telegestión de alumbrado exterior mediante la utilización de la tecnología inalámbrica”. Empresa/Administración financiadora: SOCELEC S.A. 2010. Financiación 20.060,00 €. Investigadores responsables Dr. Pablo Luis López Espí y Jesús Alpuente Hermosilla.

[PYP2] “Asesoría Técnica sobre Medida y Control de Emisiones Radioeléctricas”. Arcos Ingenieros y Consultores S.L.P. 2010. Financiación 2.610,00 €. Investigadores responsables **Rocío Sánchez Montero** y Dr. D. Juan Antonio Martínez Rojas.

[PYP3] “ARPA, procesado SAR avanzado en tiempo real para UAV”. Empresa/Administración financiadora: STARLAB BARCELONA S.L. 2009-2010. Financiación 40.600,00 €. Investigador responsable Dr. Jose Luis Alvarez Pérez.

[PYP4] “Estudio Radioeléctrico del Municipio de Tudela (Navarra)”. Empresa/Administración financiadora: Arcos Ingenieros y Consultores S.L.P. 2009. Financiación 2.610,00€. Investigador responsable Dr. Pablo Luis López Espí.

[PYP5] “Estudio de las emisiones radioeléctricas en las bandas de frecuencias asignadas a los servicios de telefonía móvil, en la ciudad de Alcalá de Henares”. Empresa/Administración financiadora: Excmo. Ayto.de Alcalá de Henares. 2006. Financiación 44.938€. Investigador responsable Dr. Francisco López Ferreras.

7 REFERENCIAS

[Avriel03] Avriel, Mordecai, "Nonlinear Programming: Analysis and Methods", Dover Publishing, 2003.

[Bäck93] Bäck, T. and Schwefel, H. P., "An overview of evolutionary algorithms for parameter optimization", *Evol. Comput.*, vol.1, Iss.1, pp.1-23. 1993.

[Bahl00] R.Garg, P.Bhartia, I.Bahl y A.Ittipiboon, "Microstrip antenna design handbook", Artech House, 2000.

[Balanis05] Balanis C.A., "Antenna theory: analysis and design" ,Wiley, 3rd edn., 2005.

[Batch09] Batchelor J.C., Zuazola I.J.G., "Compact multiband PIFA type antenna", *Electron. Lett.*,vol. 45, no.15, pp. 768–769, 2009.

[Chang10] Chang, T. N., G. Y. Shen, and J. M. Lin, "CPW-fed antenna covering Wimax 2.5/3.5/5.7 GHz bands," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 24, No. 2-3, 189-197, 2010.

[Chen05] Chen H.M., Lin Y.F., Cheng P.S., Lin H.H., Song C.T.P., Hall P.S.,"Parametric study on the characteristics of planar inverted-F antenna", *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.* , vol. 152, no.6, pp. 534–538,2005.

[Choo03] Choo, H.; Ling, H. "Design of broadband and dual-band microstrip antennas on a high dielectric substrate using a genetic algorithm". *IEE Proceedings Microwave, Antennas and Propagations*, vol.150, no. 3, pp. 137-142, 2003.

[CMT11] "Informe Mensual Enero 2011". Comisión del Mercado de las Telecomunicaciones (CMT), pp.6.

[Dahele01] J.S.Dahele, K.F.Lee y D.P.Wond, "Dual frequency stacked annular ring microstrip antenna", IEEE Trans.Antennas Propag., vol.49, pp.1094-1100, 2001.

[Denlinger69] E.J.Denlinger, "Radiation from microstrip resonators", IEEE Trans., MTT-17, pp.235-236, 1969.

[Deschamps53] G.A.Deschamps, "Microstrip microwave antennas", 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953.

[Dou00_1] W.Dou and W.Y.M. Chia, "Novel single feed dual-band planar inverted F antenna with a slot," Proc.2000 Int. Symp. Antennas Propagation (ISAP), pp. 1115-1118.

[Dou00_2] W.P.Dou and Y.W.M.Chia, "Novel meandered planar inverted-F antenna for triple frequency operation", Microwave Opt. Technol. Lett., vol.27, pp.58-60, 2000.

[Eiben02] Eiben, A. E. y Schoenauer, M., "Evolutionary computing," *Information Processing Letters*, vol. 82, no. 1, pp. 1-6, 2002.

[Eldek04] Eldek, A., Elsherbeni, A. and Smith, C. "Characteristics of Bow-Tie slot antenna with tapered tuning stubs for wideband operation". Progress in Electromagnetic Research, PIER 49, pp. 53-69, 2004.

[Eldek204] Eldek, A., Elsherbeni, A. and Smith, C. "Design of wideband triangle slot antennas with tuning stub", Progress in Electromagnetic Research, PIER 48, pp. 233-248. 2004.

[Evans00] Evans, H., Gale, P., Alibouri, B., Lim, Korolkeiwicz, E., Sambell, A., "Application of simulated annealing to design of serial feed sequentially rotated 2x2 antenna array", IEE Electronic Letters, vol. 36, no. 24, pp. 1987-1988, 2000.

[Fogel92] Fogel, D. B., "Evolving Artificial Intelligence." Universidad de California, 1992.

[Fogel94] Fogel, D. B., "An Introduction to Simulated Evolutionary Optimization", IEEE Transactions on Neural Networks, vol. 5, no. 1, pp. 3-14, 1994.

[Fogel95] Fogel, D. B., "Evolutionary computation: Toward a new philosophy of machine intelligence", Piscataway, NJ: IEEE Press, 1995.

[Fubini55] E.G.Fubini, "Stripline radiators", IRE Nat.Con.Rec., vol.3, pp.51-55, 1955.

[Fuji87] Fujimoto, K., A. Henderson, K. Hirasawa, and J. R. James, "Small Antennas", Research Studies Press Ltd, 1987.

[Garg10] R.Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A.Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook", Artech House, 2000.

[Glover97] Glover, F. and Laguna, M., "Tabu search", Kluwer Academic Press, 1997.

[Goldberg89] Goldberg, D. E., "Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning", Addison-Wesley, 1989.

[Greig52] D.D. Greig and H.F.Engleman, "Microstrip – a new transmission technique for kilomegacycle range", Proc.IRE, vol.40, pp.1644-1650, 1952.

[Gutton55] H.Gutton and G. Baissonot, "Flat aerial for ultra high frequencies", Patente Francesa No.703113, 1955.

[Haya04] Hayashida S., Tanaka T., Morishita H., Koyanagi Y., Fujimoto K., "Built-in folded monopole antenna for handsets", *Electron.Lett.*, vol.40, no.4, pp. 1514–1516, 2004.

[Howell72] J.Q. Howell, "Microstrip antennas", *IEEE AP-S.Int.Symp.Digest*, pp. 177-180, 1972.

[Hsiao02_1] F.R.Hsiao, H.T. Chen, G.Y. Lee, T.W. Chiou and K.L.Wong, "A dual-band planar inverted F patch antenna with a branch line slit", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol.32, pp. 310-312, 2002.

[Hsiao02_2] F.R.Hsiao and K.L.Wong, "Compact planar inverted-F patch antenna for triple frequency operation", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol.33, pp.459-462, 2002.

[Hsiao02_3] F.R. Hsiao and K.L.Wong, "A shorted patch antenna with an L-shaped ground plane for internal mobile handset antenna", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol.33, pp.314-316, 2002.

[Huynh06] Huynh M.-C., Stutzman W.: "Ground plane effects on planar inverted-F antenna (PIFA) performance", *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 150, no. 4, pp. 209–213, , 2006.

[ICNIRP11] Comisión Internacional sobre Protección Frente a Radiaciones No Ionizantes, <http://www.icnirp.de/>, última visita 9 de Febrero de 2011.

[IEEE11] IEEE, <http://www.ieee.org/>, última visita 10 de Febrero 2011.

[IEEE802_11] Comité de Estandarización IEEE 802, <http://www.ieee802.org/>, última visita 10 de Febrero 2011.

[**IEEEStd_06**] IEEE C95.1-2005 "IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz", 2006.

[**INE11**] Instituto Nacional de Estadística (INE), <http://www.ine.es/>, última visita 23 de Marzo de 2011.

[**ITU-RM11**] Recomendaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones, Serie R, <http://www.itu.int/rec/R-REC-M/e>, última visita 9 de Febrero de 2011.

[**ITU-RR11**] Unión Internacional de Telecomunicaciones, Reglamento de Radiocomunicaciones, <http://www.itu.int/pub/R-REG-RR/es>, última visita 10 de Febrero de 2011.

[**James89**] J.R. James y P.S. Hall, "Handbook of Microstrip Antennas", vols 1 y 2, Peter Peregrinus, Londres, UK, 1989.

[**Johnson84**] R.C. Johnson y H.Jasik, " Antenna Engineering Handbook", 2nd ed., Mc.Graw-Hill, Nueva York, 1984.

[**Johnson97**] Johnson, J. and Rahmat-Samii, Y. "Genetic Algorithms in Engineering Electromagnetics". IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol.39, no.4, pp. 7-21, 1997.

[**Johnson99**] Johnson, J. and Rahmat-Samii, Y. "Genetic Algorithms and Method of Moments (GA/MOM) for the Design of Integrated Antennas". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.47, no.10, pp. 1606-1614, 1999.

[**Jui05**] Hung-Jui Lam, "Ultra-Wideband Antenna in Coplanar Technology", B.Eng., University of Victoria, 2005.

[Kashiwa89] Kashiwa, T., Yoshida, N., Fukai, I., "Analysis of radiation characteristics of planar inverted-F antenna on conductive body of hand-held transceiver by spatial network method", *Electron. Lett.*, vol.25, no.16, pp. 1044-1045, 1989.

[Kerkhoff04] Kerkhoff, A. Rogers, R. and Ling, H. "Design and analysis of planar monopole antennas using a genetic algorithm approach". *IEEE Transactions of Antennas and Propagation*, vol.52, no.10, pp. 2709-2718, 2004.

[Kim03] Kim, B. C., et al., "Tapered type PIFA design for mobile phones at 1800 MHz," *The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference*, pp. 1012-1014, April 2003.

[Kir83] Kirpatrick, S., Gerlatt, C. D., and Vecchi, M. P., "Optimization by simulated annealing," *Science*, vol. 220, pp. 671-680, 1983.

[Krat00] Kratica, J., Tošić, D., Filipović, V. and Ljubić, I. "Genetic Algorithm for Designing a Spread-Spectrum Radar Polyphase Code", *Proceedings of the 5th Online World Conference on Soft Computing Methods in Industrial Applications*, pp. 191-197, 2000.

[Lee01] G.Y.Lee, T.W.Chiou and K.L.Wong, "Broadband stacked shorted patch antenna for mobile communication handsets", in *Proc.2001 Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp.232-235.

[Lewin60] L. Lewin, "Radiation from discontinuities in stripline", *Proc. IEE*, vol.107C, pp.163-170, 1960.

[Lin10] Lin, D.-B., I.-T. Tang, and Y.-Y. Chang, "Flower-like CPW-FED monopole antenna for quad-band operation of mobile handsets," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 23, no. 17-18, pp. 2271-2278, 2009.

- [Liu05]** Liu W.-C., "Wideband dual-frequency double inverted-L CPW-fed monopole antenna for WLAN application", *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 152, no. 6, pp. 505–510, 2005.
- [Liu07]** L. Liu, S. Zhu and R. Langley, "Dual-band triangular patch antenna with modified ground plane", *IET Electronics Letters*, vol.43, no.3, pp.140-141, 2007.
- [Liu97]** Z.D. Liu, P.S. Hall and D. Wake, "Dual-frequency planar inverted F-antenna". *IEEE Trans. Antennas Propagations*, vol. 45, pp. 1454-1458, 1997.
- [Lo98]** Lo, T.K.-C., Yeongming Hwang, "Bandwidth Enhancement of PIFA Loaded with Very High Permittivity Material Using FDTD", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol.2, pp.798-801, June 1998.
- [Long78]** S.A.Long y M.D.Walton, "A Dual-Frequency, Stacked Circular Disc Antenna", *IEEE Antennas and Propagation Symp.Digest*, pp.260-263, 1978.
- [Lui01]** G.H.K. Lui and R.D. Murch, "Compact dual-frequency PIFA design using LC resonators", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.49, pp.1016-1019, 2001.
- [Martin02]** M.Martinez-Vazquez, M.Geissler, D.Heberling, A.Martinez-Gonzalez and D.Sanchez-Hernandez, "Compact dual-band antenna for mobile handsets", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol.32, pp. 87-88, 2002.
- [McDono57]** J.A. McDonough, "Recent developments in the study of printed antennas", *IRE Nat.Conv.Rec.*, vol.5, Pt.1, pp.173-176, 1957.

[Mlad03] Mladenović, M. Petrović, J., Kovačević-Vujčić, V. and Čangalović, M. "Solving spread spectrum radar polyphase code design problem by tabu search and variable neighbourhood search", *European Journal of Operational Research*, vol. 151, pp. 389-399, 2003.

[Moreno05] Moreno de jong van coevorden, C., Garcia, S., Fernandez, M., Rubio, A. and Gómez, R. "Microstrip-Patch Array Design Using a Multiobjective GA". *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.4, pp. 100-102, 2005.

[Munson74] R.E.Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays", *IEEE Trans.*, AP-22, pp.74-78, 1974.

[Muscat01] A.F. Muscat and C.G.Parini, "Novel Compact Handset Antenna, *Antennas and Propagation, Eleventh International Conference*, vol.1, pp.336-339, April 2001.

[Nelder65] Nelder, John A., R. Mead, "A simplex method for function minimization". *Computer Journal*, vol.7, pp. 308–313, 1965.

[Oh07] Oh S.K., Yoon H.S., Park S.O., "A PIFA-type varactor-tunable slim antenna with a PIL patch feed for multiband applications", *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol.6, pp. 103–105, 2007.

[Olli00] J. Ollikainen, O. Kivekas, A. Toropainen, and P. Vainikainen, "Internal Dual-Band patch antenna for mobile phone", *Millennium Conference on Antennas & Propagation*, Davos, Switzerland, pp.364-367 April 2000.

[Olli99] J.Ollikainen, M.Fischer and P.Vainikainen, "Thin dual resonant stacked shorted patch antenna for mobile communications", *Electron. Lett.*, vol.35, pp.437-438, 1999.

[Pelo09] Pelosi M., Franek O., Knudsen M.B., Pedersen G.F., "Influence of dielectric loading on PIFA antennas in close proximity to user's body", *Electron. Lett.*, vol.45, no.5, pp. 246–247, 2009.

[Pozar92] D.M. Pozar, "Microstrip Antennas", *Proc. IEEE*, vol.80, no.1, pp.79-81, 1992.

[Qing09] X.Qing y Z.N.Chen, "Compact coplanar waveguide-fed ultra-wideband monopole-like slot antenna", *IET Microw.Antennas Propag.*, vol. 3, no.5, pp. 889–898, 2009.

[Quevedo08] O. Quevedo-Teruel, E. Rajo-Iglesias, "Inverted Mode Patch Antenna for Dual-Band Communications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 792-794, 2008.

[Quevedo10] O. Quevedo-Teruel, E. Pucci, E. Rajo-Iglesias, "Compact Loaded PIFA for Multi-Frequency Applications", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 3, pp. 656-664, 2010.

[Quevedo11] O. Quevedo-Teruel, Z. Sipus, E. Rajo-Iglesias, "Characterization and Reduction of Mutual Coupling between Stacked Patches", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 54, no.3, pp.1031-1036, 2011.

[Rajo07] E. Rajo-Iglesias, L. Inclán-Sánchez and L.E. García-Muñoz, "Analysis of patch antennas on a multilayer substrate with a embedded periodic structure", *Microwave and Optical Technology Letters*, Wiley, vol. 49, no. 7, pp. 1717-1722, 2007.

[Rhyu09] Rhyu, H.,Byun, J.,Harackiewicz, F.J., Park, M.J., Jung, K., Kim, D., Kim, N., Kim, T., Lee, B.; , "Multi-band hybrid antenna for ultra-thin mobile phone application", *Electron. Lett.*, vol. 45, no.15, pp. 773–774,2009.

[Rowell98] C.R. Rowell and R.D. Murch, "A compact PIFA suitable for dual-frequency 900/1800 MHz operation", IEEE Trans.Antennas Propagation, vol.46, pp. 596-598, 1998.

[Salcedo03] Salcedo-Sanz, S. and Bousoño-Calzón, C. "A mixed neural-genetic algorithm for the broadcast scheduling problem". IEEE Transaction on Wireless Communications, vol.2, no.2, pp. 277-283, 2003.

[Salcedo06] Salcedo-Sanz, S., Xu, Y.; Yao, X. "Hybrid meta-heuristics algorithms for task assignment in heterogeneous computing systems". Computers and Operations Research, vol. 33, no.3, pp. 820-835, 2006.

[Salonen04] Salonen, P. and Y. Rahmat-Samii, "WEBGA-wearable electromagnetic band-gap antenna," IEEE APS Int. Symp. Dig., vol. 1, pp. 451-454, Monterrey, CA, Jun. 2004

[Sanchez-Montero10] R. Sanchez-Montero, S. Salcedo-Sanz, J. A. Portilla-Figueras, and R. Langley , "Hybrid Pifa-Patch Antenna Optimized by Evolutionary Programming", Progress In Electromagnetics Research,PIER 108, pp. 221-234, 2010.

[Sanchez-Montero11] R. Sanchez-Montero, R.J. Langley, S. Salcedo-Sanz and J. A. Portilla-Figueras , "Coplanar hybrid antenna for mobile wireless applications", IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 5, no. 2, pp. 192-199, 2011.

[Sanz04] Sanz-Izquierdo B., Batchelor J., Langley R., "Multiband printed PIFA antenna with ground plane capacitive resonator", Electron. Lett., vol.40, no.22,pp. 1391–1392, 2004.

[Sarris07] Sarris,C.D, "Adaptive Mesh Refinement for Time-Domain Numerical Electromagnetics", Ed. Morgan and Claypool Publishers, 2007.

- [Starzy06]** Starzynsky, J., Szmurlo, R., Kijanowski, J., Dawidowicz, B., Sawicki, B. and Wincenciak, S., "Distributed evolutionary algorithm for optimization in electromagnetics", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 42, no. 4, 2006.
- [Tang97]** C.L. Tang, H.T. Chen and K.L. Wong, "Small circular microstrip antenna with dual frequency operation", Electron. Lett., vol.33, pp.1112-1113, 1997.
- [Tarvas00]** S.Tarvas and A.Isohatala, "An internal dual-band mobile phone antenna", in 2000 IEEE Antennas Propagations Soc.Int. Symp. Dig., pp. 266-269.
- [Tarvas01]** S.Tarvas, J.Mikkola, S.Kivela and A.Isohatala, "Planar dual-frequency antenna and radio apparatus employing a planar antenna", U.S. Patent No.6252552, 2001.
- [Vasco96]** Vasconcelos, J., Krahenbuhl, L. and Nicolas, A., "Simulated annealing coupling with the tabu search method for continuum optimization in electromagnetics", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 32, no. 3, 1996.
- [Vazquez09]** C.Vazquez Antuna, G.Hotopan, S.Ver Hoeye, M.Fernandez Garcia, L.F.Herran Ontanon y F.Las Heras, "Microstrip antenna design base don stacked patches for reconfigurable to dimensional planar array topologies", Progress in Electromagnetics Research, vol.97, pp.95-104, 2009.
- [Vira00]** Viratelle D., Langley R.J., "Dual band printed antenna for mobile telephone antenna applications", IEE Proc. Microw. Antennas Propag., vol. 147, no.5, pp. 381–384, 2000.
- [Weiland77]** Weiland, T., "A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields", Electronics and Communication, (AEÜ), vol. 31, pp. 116-120, 1977.

[Weile01] Weile, D. and Michielsen, E. "The control of adaptive antenna Arrays with genetic algorithms using dominante and diploidy". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 49, no. 10, pp. 1424-1433, 2001.

[Wong03] Wong.K.L., "Planar Antennas for Wireless Communications" ,Wiley, 2003.

[Wong97] K.L. Wong and W.S. Chen, "Compact microstrip antenna with dual- frequency operation", Electron. Lett., vol.33, pp. 646-647, 1997.

[Yao99] Yao, X., Liu, Y. and Lin, G. "Evolutionary programming made faster", IEEE Transactions on Evolutionary Computation, vol. 3, no. 2, pp. 82-102, 1999.

[Yeh02] S.H.Yeh and W.L. Wong, "Compact dual-frequency PIFA with a chip inductor loaded rectangular spiral strip", Microwave Opt. Technol. Lett., vol.33, pp.394-397, 2002.

[Zhu07] Zhu, S. Langley, R., "Dual Band Wearable Antennas over EBG Substrate", Electronics Letters, vol.3, pp. 141–142, 2007.

