

Trabajo de Fin de Máster Interuniversitario de
Ingeniería de Telecomunicaciones UOC La Salle
URL

Análisis y Diseño de una Antena de parche Microstrip

Tutores: Dra. Aurora Andújar y Dr. Jaume Anguera

Alumno: Roberto Domínguez Vázquez



Universidad Oberta de Catalunya



Universidad Ramón Llull – La Salle



Esta obra está sujeta a una licencia de Reconocimiento – No Comercial Sin Obra Derivada [3.0 España de Creative Commons](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/es/legalcode.es)

Los textos e imágenes publicados en esta obra están sujetos –excepto que se indique lo contrario– a una licencia de Reconocimiento-No Comercial-Sin Obra Derivada (BY-NC-ND) v.3.0 España de Creative Commons. Podéis copiarlos, distribuirlos y transmitirlos públicamente siempre que citéis el autor (Roberto Domínguez Vázquez) y la fuente (UOC Universitat Oberta de Catalunya, La Salle URL Universitat Ramón Llull), no hagáis de ellos un uso comercial y ni obra derivada. La licencia completa se puede consultar en <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/es/legalcode.es>

Dedicado a las tres mujeres de mi vida en el orden en que las he conocido
Irene, Laura y Estela

Enero de 2018

Agradecimientos:

Agradezco a mis tutores el Doctor Jaume Anguera y la Doctora Aurora Andújar la posibilidad de trabajar en un proyecto ilusionante e interesante a partes iguales.

Su inestimable ayuda ha sido crucial en el desarrollo de cada etapa de esta carrera de fondo.

Scientiam do menti cordi virtutem¹

¹ Que se traduce como: "Ciencia a la mente y virtud al corazón" Autor: Anónimo

Trabajo de Fin de Máster Interuniversitario de Ingeniería de Telecomunicaciones UOC La Salle URL

Resumen

En los últimos años las necesidades en el desarrollo de sistemas de telecomunicación integrados, miniaturizados y de bajo coste requieren de la implementación de antenas de bajo peso y perfil, con un buen rendimiento en ciertas bandas de frecuencia.

Se ha trabajado en la simulación de antenas de parche con alimentación mediante una sonda posicionada para lograr adaptación de impedancias. Las librerías MAT de Makarov para Matlab ha sido la herramienta con la que se han modelado antenas de parche cuadradas y rectangulares.

Para conseguir antenas directivas rectangulares se ha partido de una antena de $\lambda/2$ en las dimensiones W y L y se ha incrementado paulatinamente la dimensión W en múltiplos de λ . En cada caso se ha analizado la frecuencia de operación, patrones de radiación y corrientes superficiales entre otros parámetros.

MAT se ha mostrado como una herramienta de software libre capaz de proporcionar resultados fiables comparables a otras herramientas propietarias.

Abstract

In recent years, the needs in the development of integrated, miniaturized and low cost telecommunication systems require the implementation of low weight and profile antennas, with good performance in certain frequency bands.

We have worked on the simulation of patch antennas with power supply through a probe positioned to achieve impedance adaptation. MAT Makarov's libraries for Matlab has been the tool with which square and rectangular patch antennas have been modeled.

In order to obtain rectangular directive antennas, an antenna of $\lambda/2$ was used in the dimensions W and L and the dimension W was multiplied in multiples of λ . In each case, the frequency of operation, radiation patterns and surface currents among other parameters have been analyzed.

MAT has been shown as a free software tool capable of providing reliable results comparable to other proprietary tools.

Matlab y MOM



Matlab proporciona librerías como Antenna Toolbox (24) que permiten la resolución de las ecuaciones de Maxwell que describen el comportamiento de antenas. Modelando los campos cercanos, lejanos y proponiendo diagramas de radiación y herramientas que permiten obtener las magnitudes de dichas antenas.

En el presente trabajo se propone el uso de código desarrollado por Sergey Makarov (22) (6) (5) para modelar campos EM en antenas de parche mediante algoritmos de resolución MoM optimizados que proporcionan resultados similares a programas propietarios sin el coste económico que ello supone al tratarse de código libre.

Palabras clave

Antena.
Antena tipo parche.
Diseño de parche.
Ecuaciones de Maxwell.
Métodos numéricos.
Método de los momentos.
MATLAB.

List of Keywords

Antennas.
Patch Antennas.
Patch Design.
Numeric methods.
Maxwell's Equations.
Moments Method.
MATLAB.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

Capítulo 0 - Planteamiento del trabajo	xxvii
1.- Work Index	xxvii
2.- Motivación, contexto y justificación del trabajo.	xxviii
3.- Objetivo.	xxix
4.- Enfoque y metodología seguida.	xxix
5.- Estructura de la memoria.	xxx
6.- Planificación del trabajo.	xxx
 Capítulo 1 - Marco teórico y estado del arte	 32
1.- Marco teórico en antenas de tipo parche.	32
1.1.- La antena como dispositivo	32
1.2.- Parámetros que permiten describir las antenas	32
1.2.1.- La impedancia de entrada	32
1.2.2.- Coeficiente de reflexión.	33
1.2.3.- Relación de onda estacionaria.	33
1.2.4.- Carta de Smith	34
1.2.5.- Ancho de banda de impedancia.	34
1.2.6.- Patrón de radiación.	35
1.3.- Las antenas planas	36
1.4.- Concepto de antena miniatura	37
2.- Estado del arte de antenas de parche.	37
 Capítulo 2 - Parte 1: Análisis de un parche microstrip	 39
1.- Diseñar un parche cuadrado con un sustrato delgado operando en su modo fundamental	39
1.1.- Planteamiento del problema y cálculos de frecuencias de resonancia del parche microstrip.	39
1.2.- Planteamiento de la estructura de malla que describe el parche microstrip	40
1.2.1.- Ejecución del script struct2d	40
1.2.2.- Ejecución del script struct3d	42
1.2.3.- Ejecución del script wrapper	47
1.3.- Resolución de las ecuaciones de maxwell mediante MoM a partir de una malla 3D que describe el parche cuadrado.	47
1.3.1.- Ejecución del script “impedance.m”	47
1.4.- Calcular S11 en función de la frecuencia para el parche cuadrado.	50
1.5.- Utilización de cartas de Smith para la representación de impedancias complejas.	51
1.6.- Calcular la distribución de corriente para el parche cuadrado	53

1.6.1.- Ejecución de “nearfield.m”	53
1.7.- Calcular el diagrama de radiación para el parche cuadrado	56
1.7.1.- Ejecución de radpattern_v2.m	57
1.7.1.1.- Ejecución de radpattern_v2.m a frecuencia central de 2.38 GHz	57
1.7.1.2.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia fundamental 010 y 100	59
1.8.- Aumentar la altura del sustrato y comparar el ancho de banda S11	60
1.8.1.- Sustrato con $\epsilon_r=2.33$ y $H=3.14$ mm	61
1.8.2.- Sustrato con $\epsilon_r=2.33$ y $H=4.71$ mm	67
1.8.3.- Sustrato con $\epsilon_r=2.33$ y $H=6.28$ mm	70
1.8.4.- Conclusiones acerca de la repercusión del incremento del grosor de sustrato en S11	73
2.- Para el primer caso “Parche cuadrado con sustrato delgado” calcular la distribución de corriente para los modos TM_{mn} , donde $mn=[11, 20, 21, 22, 30, 31, 32, 33, 40, 41, 42, 43, 44]$.	74
2.1.- Planteamiento del problema de cálculo de distribuciones de corriente para modos distintos del fundamental.	74
2.1.1.- Ejecución de “nearfield.m”	74
2.1.1.1.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 110	74
2.1.1.2.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 200	75
2.1.1.3.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 210	75
2.1.1.4.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 220	76
2.1.1.5.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 300	76
2.1.1.6.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 310	77
2.1.1.7.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 320	77
2.1.1.8.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 330	78
2.1.1.9.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 400	78
2.1.1.10.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 410	79
2.1.1.11.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 420	79
2.1.1.12.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 430	80
2.1.1.13.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 440	80
3.- Para el primer caso “Parche cuadrado con sustrato delgado” calcular el diagrama de radiación para los modos TM_{mn} , donde $mn=[11, 20, 21, 22, 30, 31, 32, 33, 40, 41, 42, 43, 44]$.	81
3.1.- Planteamiento del problema de cálculo del diagrama de radiación para modos distintos del fundamental.	81
3.1.1.- Ejecución de radpattern_v2.m	81
3.1.1.1.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 110	82
3.1.1.2.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 200	83
3.1.1.3.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 210	85
3.1.1.4.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 220	86
3.1.1.5.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 300	88
3.1.1.6.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 310	89
3.1.1.7.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 320	91

3.1.1.8.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 330	92
3.1.1.9.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 400	94
3.1.1.10.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 410	95
3.1.1.11.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 420	97
3.1.1.12.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 430	98
3.1.1.13.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 440	100
3.1.1.14.- Resumen de los diagramas de radiación de los distintos modos.	101
4.- Diseñar un parche rectangular de acuerdo con las especificaciones del artículo “A systematic method to design single-patch broadband microstrip patch antennas”	104
4.1.- Planteamiento del problema y cálculos de frecuencias de resonancia del parche SLMPA	104
4.2.- Planteamiento de la estructura de malla que describe el parche SLMPA teniendo en cuenta la aproximación de Balanis.	105
4.2.1.- Ejecución del script struct2d	106
4.2.2.- Ejecución del script struct3d	107
4.3.- Resolución de las ecuaciones de maxwell mediante MoM a partir de una malla 3D que describe el parche SLMPA.	116
4.3.1.- Ejecución de impedance.m	116
4.4.- Calcular S11 en función de la frecuencia para el parche SLMPA rectangular.	118
4.5.- Utilización de cartas de Smith para la representación de impedancias complejas.	119
4.6.- Calcular el diagrama de radiación para el parche SLMPA rectangular.	121
4.6.1.1.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia central f_0	121
4.6.1.2.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo fundamental 010	123
4.6.1.3.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia fundamental 100	125
4.7.- Iteraciones del modelo inicial SLMPA rectangular en las que se modifica el valor de la permitividad del dieléctrico 2.	126
Capítulo 3 - Parte 2: Análisis de un parche rectangular microstrip	130
1.- Diseñar un parche rectangular con un sustrato delgado operando en su modo fundamental TM_{10}	130
1.1.- Planteamiento del problema, objetivos y especificaciones de partida.	130
1.2.- Estudio del parche cuadrado de referencia	130
1.2.1.- Cálculo de S11 de un parche cuadrado de referencia	132
1.2.2.- Cálculo de la directividad del parche cuadrado de referencia	135
1.2.3.- Cálculo del ancho de banda del parche cuadrado de referencia	136
1.3.- Planteamiento de un nuevo parche rectangular basado en un parche cuadrado.	141
1.3.1.- Estudio acerca de la importancia de la ubicación del punto de alimentación.	142
1.3.1.1.- Simulaciones que permiten ubicar el punto óptimo de alimentación.	143
1.4.- Estudio de un parche rectangular de medida $W=1\lambda$	147
1.4.1.- Cálculo de S11 de un parche rectangular de medida $W=1\lambda$	147
1.4.2.- Cálculo de la directividad de un parche rectangular de medida $W=1\lambda$	149
1.4.3.- Cálculo del ancho de banda del parche rectangular de medida $W=1\lambda$	151
1.5.- Estudio de un parche rectangular de medida $W=2\lambda$	152

1.5.1.- Cálculo de S11 de un parche rectangular de medida $W=2\lambda$	152
1.5.2.- Cálculo de la directividad de un parche rectangular de medida $W=2\lambda$	154
1.5.3.- Cálculo del ancho de banda del parche rectangular de medida $W=2\lambda$	156
1.6.- Estudio de un parche rectangular de medida $W=4\lambda$	157
1.6.1.- Cálculo de S11 de un parche rectangular de medida $W=4\lambda$	157
1.6.2.- Cálculo de la directividad de un parche rectangular de medida $W=4\lambda$	159
1.6.3.- Cálculo del ancho de banda del parche rectangular de medida $W=4\lambda$	160
1.7.- Estudio de un parche rectangular de medida $W=5\lambda$	161
1.7.1.- Cálculo de S11 de un parche rectangular de medida $W=5\lambda$	161
1.7.2.- Cálculo de la directividad de un parche rectangular de medida $W=5\lambda$	163
1.7.3.- Cálculo del ancho de banda del parche rectangular de medida $W=5\lambda$	164
1.8.- Estudio de un parche rectangular de medida $W=7.5\lambda$	166
1.8.1.- Cálculo de S11 de un parche rectangular de medida $W=7.5\lambda$	166
1.8.2.- Cálculo de la directividad de un parche rectangular de medida $W=7.5\lambda$	168
1.8.3.- Cálculo del ancho de banda del parche rectangular de medida $W=7.5\lambda$	170
1.9.- Estudio de un parche rectangular de medida $W=10\lambda$	171
1.9.1.- Cálculo de S11 de un parche rectangular de medida $W=10\lambda$	171
1.9.2.- Cálculo de la directividad de un parche rectangular de medida $W=10\lambda$	173
1.9.3.- Cálculo del ancho de banda del parche rectangular de medida $W=10\lambda$	174
1.10.- Estudio de un parche rectangular de medida $W=20\lambda$	175
1.10.1.- Cálculo de S11 de un parche rectangular de medida $W=20\lambda$	175
1.10.2.- Cálculo de la directividad de un parche rectangular de medida $W=20\lambda$	177
1.10.3.- Cálculo del ancho de banda del parche rectangular de medida $W=20\lambda$	179
2.- Resumen de los resultados obtenidos para los parches rectangulares con sustrato delgado operando en el modo fundamental TM_{10} con valores de anchura múltiplos de λ .	180
2.1.- Resumen de gráficos de Impedancia, S11 y diagramas de radiación/directividad.	180
2.2.- Resumen de cálculos de ancho de banda para los distintos parches.	183
2.3.- Elección del parche rectangular más adecuado en términos de directividad	184
2.4.- Análisis pormenorizado de parche rectangular con $L= \lambda/2$ y $W=4\lambda$	184
2.4.1.- Cálculo de VSWR y diagrama de Smith para el parche rectangular con $L= \lambda/2$ y $W=4\lambda$	184
2.4.2.- Cálculo de los campos E y H para el parche rectangular con $L=\lambda/2$ y $W=4\lambda$	185
2.4.3.- Cálculo de la distribución de corriente para el parche rectangular con $L=\lambda/2$ y $W=4\lambda$	187
3.- Comparación de resultados entre la opción seleccionada con $W=4\lambda$ y una de las opciones desechada con $W=10\lambda$. Resumen de los resultados obtenidos para los parches rectangulares con sustrato delgado operando en el modo fundamental TM_{10} con valores de anchura múltiplos de λ .	189
3.1.- Resumen de resultados que permiten establecer la comparación entre la opción óptima con $W=4\lambda$ y una opción subóptima como por ejemplo $W=10\lambda$.	189
Capítulo 4 - Conclusiones y trabajo futuro	193
1.- Conclusiones	193

2.- Trabajo futuro	194
Capítulo 5 - Glosario	196
Capítulo 6 - Bibliografía.	197

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Proposal of the work to develop.....	xxvii
Tabla 2: Resumen de frecuencias de resonancia y corrientes superficiales para los distintos modos de resonancia del parche cuadrado.....	81
Tabla 3: Tabla resumen en la que se puede observar la directividad y el diagrama de radiación en los planos YZ y XZ para cada modo (Parte 1 de 2).	102
Tabla 4: Tabla resumen en la que se puede observar la directividad y el diagrama de radiación en los planos YZ y XZ para cada modo (Parte 2 de 2).	103
Tabla 5: Comparativa completa de las distintas magnitudes de la antena cuadrada considerando variación de la permitividad del sustrato dieléctrico (Parte 1 de 2).....	128
Tabla 6: Comparativa completa de las distintas magnitudes de la antena cuadrada considerando variación de la permitividad del sustrato dieléctrico (Parte 2 de 2).....	129
Tabla 7: Resumen de magnitudes de antenas con $W=10\lambda$ y $L=\lambda/2$ en comparación con la antena cuadrada de $\lambda/2$ para distintos casos en los que se desplaza el punto de alimentación en la dimensión L.....	146
Tabla 8: Resumen de directividades para el modo TM_{10} con variación del desplazamiento del punto de alimentación en la dimensión L.	147
Tabla 9: Resumen de magnitudes de antenas con $L=\lambda/2$, variando la dimensión W en comparación con la antena cuadrada de $\lambda/2$	182
Tabla 10: Factor de calidad y ancho de banda relativo de antenas con $L=\lambda/2$ y W variable en comparación con la antena cuadrada de $\lambda/2$	183
Tabla 11: Resumen en el que se muestran los valores de directividad para cada una de las antenas rectangulares.....	184
Tabla 12: Comparación de S_{11} y Resistencia vs Reactancia entre la solución óptima con $W=4\lambda$ y subóptima con $W=10\lambda$	189
Tabla 13: Comparación de VSWR y carta de Smith entre la solución óptima con $W=4\lambda$ y subóptima con $W=10\lambda$	190
Tabla 14: Comparación de Diagrama de radiación y directividad en los planos YZ y XZ entre la solución óptima con $W=4\lambda$ y subóptima con $W=10\lambda$	191
Tabla 15: Comparación de las componentes y magnitud de campo eléctrico entre la solución óptima con $W=4\lambda$ y subóptima con $W=10\lambda$	191
Tabla 16: Comparación de las componentes y magnitud de campo magnético entre la solución óptima con $W=4\lambda$ y subóptima con $W=10\lambda$	192
Tabla 17: Comparación de carga libre, ligada y corriente superficial entre la solución óptima con $W=4\lambda$ y subóptima con $W=10\lambda$	192

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

Ilustración 1: Hoja de Tareas del Proyecto en Microsoft Project.	xxx
Ilustración 2: Diagrama de Gantt del Proyecto en Microsoft Project.....	31
Ilustración 3: Modelo que describe la conexión de una fuente ideal y una antena mediante una línea de transmisión cortesía de (3).	33
Ilustración 4: Carta de Smith con los distintos elementos que la constituyen.	34
Ilustración 5: Diagrama de radiación de una antena en coordenadas cartesianas y esféricas, ambas superpuestas con las ecuaciones de conversión entre ellas y en el que se observan las componentes de campo E y H en las direcciones theta y phi.....	35
Ilustración 6: Antena de ranura operando a 4.7 GHz	36
Ilustración 7: Antena microstrip en las que se muestran las dimensiones del parche metálico y del plano de masa, operando en la banda ISM a 5.8 GHz.	36
Ilustración 8: Ejecución del script que calcula <code>fr_mnp</code> en ventana de comando de MATLAB.....	39
Ilustración 9: Interfaz GUI que permite calcular <code>fr_mnp</code> en función de la geometría del parche.	39
Ilustración 10: Ventana que proporciona el script “ <i>struct2d.m</i> ” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros. ...	40
Ilustración 11: Estructura plana generada tras la ejecución del script “ <i>struct2d.m</i> ”.....	41
Ilustración 12: La ejecución de “ <i>struct2d.m</i> ” muestra en colores distintos los materiales que conforman la antena.....	41
Ilustración 13: Especificación de capas, grosores y permeabilidades de dieléctrico.	42
Ilustración 14: Tetraedros que se eliminan de la capa 1.....	42
Ilustración 15: Selección de elementos que forman el plano de masa.....	43
Ilustración 16. Especificación de las caras metálicas de la vía de alimentación.	43
Ilustración 17: Selección de elementos que constituyen el parche metálico superior.	44
Ilustración 18: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observa la malla que forma el dieléctrico con sus caras exteriores	44
Ilustración 19: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observa la malla que forma el dieléctrico con los tetraedros que la constituyen.....	45
Ilustración 20: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior	45
Ilustración 21: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.	46
Ilustración 22: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.2 a 2.5 GHz y 30 iteraciones.....	48
Ilustración 23: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.0 a 3.0 GHz y 30 iteraciones.....	49

Ilustración 24: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.0 a 14.0 GHz y 30 iteraciones.	49
Ilustración 25: S11 (dB) entre 2.2 y 2.5 GHz con 30 iteraciones.	50
Ilustración 26: VSWR (dB) entre 2.2 y 2.5 GHz con 30 iteraciones.	50
Ilustración 27: S11 (dB) entre 2.0 y 14.0 GHz con 30 iteraciones.	51
Ilustración 28: VSWR (dB) entre 2.0 y 14.0 GHz con 30 iteraciones.	51
Ilustración 29: Carta de Smith que representa la impedancia compleja entre 2.2 y 2.5 GHz con 30 iteraciones, creada con el script “smith_out.m” ejecutado en MATLAB R2008a.	52
Ilustración 30: Carta de Smith que representa la impedancia compleja entre 2.2 y 2.5 GHz con 30 iteraciones, creada mediante el script “smith_out_rftoolbox.m” personalizado ejecutado en MATLAB R2017a que incluye la librería RFTtoolbox.	52
Ilustración 31: Ventana de diálogo que se muestra al ejecutar el script “nearfield.m”.....	53
Ilustración 32: Magnitud E en el modo 010 donde se ilustra como el campo es máximo en las aristas radiantes	54
Ilustración 33: Magnitud H en el modo 010.....	54
Ilustración 34: Magnitud de carga ligada (boundcharge) en el modo 010.....	55
Ilustración 35: Magnitud de carga libre (free charge) en el modo 010.....	55
Ilustración 36: Magnitud de corriente superficial en el modo 010 o 100	56
Ilustración 37: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia central 2.38 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.	57
Ilustración 38: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central 2.38 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	58
Ilustración 39: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central 2.38 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	58
Ilustración 40: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 010 y del modo 100 de 2.46 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.....	59
Ilustración 41: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 010 y del modo 100 de 2.46 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.....	59
Ilustración 42: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 010 y del modo 100 de 2.46 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.....	60
Ilustración 43: Especificación de capas, grosores y permeabilidades de dieléctrico con H=3.14mm. .	61
Ilustración 44: Tetraedros que se eliminan de la capa 1 con H=3.14mm.....	61
Ilustración 45: Selección de elementos que forman el plano de masa para H=3.14mm.....	62
Ilustración 46: Especificación de las caras metálicas de la vía de alimentación para H=3.14mm.	62
Ilustración 47: Selección de elementos que constituyen el parche metálico superior con H=3.14mm.	63

Ilustración 48: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “struct3d.m” en la que se observa la malla que forma el dieléctrico con sus caras exteriores con $H=3.14\text{mm}$	63
Ilustración 49: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “struct3d.m” en la que se observa la malla que forma el dieléctrico con los tetraedros que la constituyen con $H=3.14\text{mm}$	64
Ilustración 50: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “struct3d.m” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior con $H=3.14\text{mm}$	64
Ilustración 51: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “struct3d.m” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico con $H=3.14\text{mm}$	65
Ilustración 52: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.2 a 2.5 GHz y 30 iteraciones con $H=3.14\text{mm}$	65
Ilustración 53: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.0 a 14.0 GHz y 30 iteraciones con $H=3.14\text{mm}$	66
Ilustración 54: S11 (dB) entre 2.0 y 2.5 GHz con 30 iteraciones y $H=3.14\text{mm}$	66
Ilustración 55: VSWR (dB) entre 2.2 y 2.5 GHz con 30 iteraciones y $H=3.14\text{mm}$	67
Ilustración 56: Especificación de capas, grosores y permeabilidades de dieléctrico con $H=4.71\text{mm}$. .	67
Ilustración 57: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “struct3d.m” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico con $H=4.71\text{mm}$	68
Ilustración 58: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.2 a 2.5 GHz y 30 iteraciones con $H=4.71\text{mm}$	68
Ilustración 59: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.0 a 14.0 GHz y 30 iteraciones con $H=4.71\text{mm}$	69
Ilustración 60: S11 (dB) entre 2.0 y 2.5 GHz con 30 iteraciones y $H=4.71\text{mm}$	69
Ilustración 61: VSWR (dB) entre 2.2 y 2.5 GHz con 30 iteraciones y $H=4.71\text{mm}$	70
Ilustración 62: Especificación de capas, grosores y permeabilidades de dieléctrico con $H=6.28\text{mm}$. .	70
Ilustración 63: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “struct3d.m” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico con $H=6.28\text{mm}$	71
Ilustración 64: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.0 a 2.5 GHz y 30 iteraciones con $H=6.28\text{mm}$	71
Ilustración 65: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.0 a 14.0 GHz y 30 iteraciones con $H=6.28\text{mm}$	72
Ilustración 66: S11 (dB) entre 2.0 y 2.5 GHz con 30 iteraciones y $H=6.28\text{mm}$	72
Ilustración 67: VSWR (dB) entre 2.0 y 2.5 GHz con 30 iteraciones y $H=6.28\text{mm}$	73
Ilustración 68: Dependencia de S11 con el grosor del sustrato H. Al aumentar la altura, los campos en los bordes desborban más y por ello la longitud efectiva aumenta provocando una disminución de la frecuencia de operación. Para el caso de 6.28mm el ancho de banda no es mayor que 4.71mm debido a que el efecto inductivo introducido por la sonda de alimentación desadapta la antena.....	73
Ilustración 69: Magnitud de corriente superficial en el modo 110	74

Ilustración 70: Magnitud de corriente superficial en el modo 200	75
Ilustración 71: Magnitud de corriente superficial en el modo 210.....	75
Ilustración 72: Magnitud de corriente superficial en el modo 220.....	76
Ilustración 73: Magnitud de corriente superficial en el modo 300.....	76
Ilustración 74: Magnitud de corriente superficial en el modo 310.....	77
Ilustración 75: Magnitud de corriente superficial en el modo 320.....	77
Ilustración 76: Magnitud de corriente superficial en el modo 330.....	78
Ilustración 77: Magnitud de corriente superficial en el modo 400.	78
Ilustración 78: Magnitud de corriente superficial en el modo 410.	79
Ilustración 79: Magnitud de corriente superficial en el modo 420.	79
Ilustración 80: Magnitud de corriente superficial en el modo 430.....	80
Ilustración 81: Magnitud de corriente superficial en el modo 440.....	80
Ilustración 82: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 110 de 3.47 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.	82
Ilustración 83: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 110 de 3.47 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	82
Ilustración 84: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 110 de 3.47 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	83
Ilustración 85: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 200 de 4.91 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.	83
Ilustración 86: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 200 de 4.91 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	84
Ilustración 87: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 200 de 4.91 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	84
Ilustración 88: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 210 de 5.49 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.	85
Ilustración 89: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 210 de 5.49 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	85
Ilustración 90: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 210 de 5.49 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	86
Ilustración 91: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 220 de 6.95 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.	86

Ilustración 92: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 220 de 6.95 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	87
Ilustración 93: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 220 de 6.95 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	87
Ilustración 94: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 300 de 7.37 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.	88
Ilustración 95: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 300 de 7.37 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	88
Ilustración 96: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 300 de 7.37 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	89
Ilustración 97: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 310 de 7.77 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.	89
Ilustración 98: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 310 de 7.77 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	90
Ilustración 99: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 310 de 7.77 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	90
Ilustración 100: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 320 de 8.86 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.	91
Ilustración 101: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 320 de 8.86 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	91
Ilustración 102: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 320 de 8.86 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	92
Ilustración 103: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 330 de 10.42 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.	92
Ilustración 104: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 330 de 10.42 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	93
Ilustración 105: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 330 de 10.42 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	93
Ilustración 106: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 400 de 9.83 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.	94

Ilustración 107: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 400 de 9.83 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	94
Ilustración 108: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 400 de 9.83 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	95
Ilustración 109: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 410 de 10.13 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.	95
Ilustración 110: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 410 de 10.13 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	96
Ilustración 111: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 410 de 10.13 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	96
Ilustración 112: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 420 de 10.99 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.	97
Ilustración 113: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 420 de 10.99 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	97
Ilustración 114: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 420 de 10.99 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	98
Ilustración 115: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 430 de 12.28 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.	98
Ilustración 116: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 430 de 12.28 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	99
Ilustración 117: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 430 de 12.28 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	99
Ilustración 118: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 440 de 13.90 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.	100
Ilustración 119: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 440 de 13.90 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	100
Ilustración 120: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 440 de 13.90 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	101
Ilustración 121: Modelo general de una antena SLMPA.	104

Ilustración 122: Ventana que proporciona el script “ <i>struct2d.m</i> ” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.....	106
Ilustración 123: Estructura plana generada tras la ejecución del script “ <i>struct2d.m</i> ”.....	106
Ilustración 124: Detalle de la ilustración anterior en la que se observan los espacios de la corona “circular” y la zona de conexión de la alimentación coaxial tras la ejecución del script “ <i>struct2d.m</i> ”	106
Ilustración 125: La ejecución de “ <i>struct2d.m</i> ” muestra en colores distintos los materiales que conforman la antena.....	107
Ilustración 126: Detalle de la ilustración anterior en la que se observan los espacios de la corona “circular” y la zona de conexión de la alimentación coaxial tras la ejecución del script “ <i>struct2d.m</i> ”	107
Ilustración 127: Especificación de capas, grosores y permeabilidades de dieléctrico.....	108
Ilustración 128: Tetraedros que se eliminan de la capa 1, correspondientes a la alimentación coaxial y al resto de material que se eliminará con objeto de conseguir una permitividad relativa de 1.....	109
Ilustración 129: Selección de elementos que forman el plano de masa para la capa 1.....	109
Ilustración 130: Especificación de las caras metálicas (metal faces) de la vía coaxial de alimentación para la capa 1.	110
Ilustración 131: Especificación de las aristas metálicas (feed edges) de la vía coaxial de alimentación para la capa 1.	110
Ilustración 132: Selección de elementos que constituyen el parche metálico superior.	111
Ilustración 133: Elección de que hacer con los tetraedros seleccionados, eliminarlos o cambiar su permitividad.....	111
Ilustración 134: Tetraedros que se eliminan de la capa 2, correspondientes a la alimentación coaxial.	112
Ilustración 135: Selección de elementos que forman el plano de masa para la capa 2, que en este caso y dado que no hay plano de masa inferior no se selecciona nada.	112
Ilustración 136: Especificación de las caras metálicas (metal faces) de la vía coaxial de alimentación para la capa 2.	113
Ilustración 137: Especificación de las aristas metálicas (feed edges) de la vía coaxial de alimentación para la capa 2.	113
Ilustración 138: Selección de elementos que constituyen el parche metálico superior para la capa 2.	114
Ilustración 139: Detalle de la selección de elementos que constituyen el parche metálico superior para la capa 2.	114
Ilustración 140: Malla tridimensional obtenida sin dieléctricos y solo con materiales metálicos y alimentación.....	115
Ilustración 141: Malla tridimensional obtenida en la que se observan las capas 1 y 2 de dieléctrico.	115

Ilustración 142: Detalle de la malla tridimensional obtenida en la que se observan las capas 1 y 2 de dieléctrico y la corona de material no metálico ni dieléctrico.....	116
Ilustración 143: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 1.0 a 3.0 GHz y 30 iteraciones.	117
Ilustración 144: S11 (dB) entre 1.0 y 3.0 GHz con 30 iteraciones.	118
Ilustración 145: Representación de S11(dB) de acuerdo con las especificaciones del artículo (25)...	118
Ilustración 146: VSWR (dB) entre 1.0 y 3.0 GHz con 30 iteraciones.	119
Ilustración 147: Representación de la impedancia compleja del parche SLMPA en una carta de Smith para frecuencias de 1 a 3 GHz normalizadas a un valor de $Z_0=50\Omega$ obtenida mediante el script “ <i>smith_out.m</i> ”.	120
Ilustración 148: Representación de la impedancia compleja del parche SLMPA en una carta de Smith para frecuencias de 1 a 3 GHz normalizadas a un valor de $Z_0=50\Omega$ obtenida mediante el script “ <i>smith_out_rftoolbox.m</i> ” que utiliza la librería RF_TOOLBOX sobre MATLAB 2017a.....	120
Ilustración 149: Carta de Smith obtenida de acuerdo con las especificaciones del artículo (25).....	121
Ilustración 150: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia central $f_0=1.80$ GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones.	122
Ilustración 151: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central $f_0=1.80$ GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.....	122
Ilustración 152: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central $f_0=1.80$ GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.....	123
Ilustración 153: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo fundamental 010 de 2.14 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones.....	123
Ilustración 154: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo fundamental 010 de 2.14 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	124
Ilustración 155: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo fundamental 010 de 2.14 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	124
Ilustración 156: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 100 de 2.50 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones.	125
Ilustración 157: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 100 de 2.50 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.	125
Ilustración 158: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo fundamental 100 de 2.50 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.	126
Ilustración 159: Ejecución de “ <i>struct2d.m</i> ” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.	132
Ilustración 160: Estructura plana generada tras la ejecución del script “ <i>struct2d.m</i> ” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.....	132

Ilustración 161: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior.	132
Ilustración 162: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.....	132
Ilustración 163: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche cuadrado de referencia.....	133
Ilustración 164: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2 a 8 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche cuadrado de referencia.	133
Ilustración 165: S11 (dB) entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche cuadrado de referencia.	134
Ilustración 166: S11 (dB) entre 2 y 8 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche cuadrado de referencia.	134
Ilustración 167: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia central 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche cuadrado de referencia.	135
Ilustración 168: Directividad Cross-Polar y Co-Polar en el plano YZ a 1 Km y a la frecuencia central 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche cuadrado de referencia.....	135
Ilustración 169: Directividad Cross-Polar y Co-Polar en el plano XZ a 1 Km y a la frecuencia central 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche cuadrado de referencia.....	136
Ilustración 170: Tetraedros que se eliminan de la capa 1.....	137
Ilustración 171: Selección de elementos que forman el plano de masa.....	137
Ilustración 172: Especificación de las caras metálicas de la vía de alimentación.	138
Ilustración 173: Especificación de las aristas metálicas de la vía de alimentación.	138
Ilustración 174: Selección de elementos que constituyen el parche metálico superior.	139
Ilustración 175: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.....	139
Ilustración 176: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada 1/DET que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.	140
Ilustración 177: Ejecución de “ <i>eigenfreq.m</i> ” para el parche rectangular con $W=4\lambda$	140
Ilustración 178: Ejecución de “ <i>struct2d.m</i> ” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.	148
Ilustración 179: Estructura plana generada tras la ejecución del script “ <i>struct2d.m</i> ” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.....	148

Ilustración 180: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior.	148
Ilustración 181: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.....	148
Ilustración 182: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 1λ	148
Ilustración 183: S11 (dB) entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 1λ	149
Ilustración 184: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 1λ	149
Ilustración 185: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 1λ en el plano YZ.	150
Ilustración 186: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 1λ en el plano XZ.....	150
Ilustración 187: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada 1/DET que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.	151
Ilustración 188: Ejecución de “ <i>eigenfreq.m</i> ” para el parche rectangular con $W=1\lambda$	151
Ilustración 189: Ejecución de “ <i>struct2d.m</i> ” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.	152
Ilustración 190: Estructura plana generada tras la ejecución del script “ <i>struct2d.m</i> ” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.....	152
Ilustración 191: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior.	153
Ilustración 192: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.....	153
Ilustración 193: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 2λ	153
Ilustración 194: S11 (dB) entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 2λ	154
Ilustración 195: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 2λ	154

Ilustración 196: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 2λ en el plano YZ.....	155
Ilustración 197: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 2λ en el plano XZ.....	155
Ilustración 198: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada 1/DET que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.	156
Ilustración 199: Ejecución de “ <i>eigenfreq.m</i> ” para el parche rectangular con $W=2\lambda$	156
Ilustración 200: Ejecución de “ <i>struct2d.m</i> ” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.	157
Ilustración 201: Estructura plana generada tras la ejecución del script “ <i>struct2d.m</i> ” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.....	157
Ilustración 202: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior.	157
Ilustración 203: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.....	157
Ilustración 204: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 4λ	158
Ilustración 205: S11 (dB) entre 2.2 y 2.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 4λ	158
Ilustración 206: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 4λ	159
Ilustración 207: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 4λ en el plano YZ.....	159
Ilustración 208: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 4λ en el plano XZ.....	160
Ilustración 209: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada 1/DET que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.	160
Ilustración 210: Ejecución de “ <i>eigenfreq.m</i> ” para el parche rectangular con $W=4\lambda$	161
Ilustración 211: Ejecución de “ <i>struct2d.m</i> ” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.	162
Ilustración 212: Estructura plana generada tras la ejecución del script “ <i>struct2d.m</i> ” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.....	162

Ilustración 213: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior.	162
Ilustración 214: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.....	162
Ilustración 215: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 5λ	162
Ilustración 216: S11 (dB) entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 5λ	163
Ilustración 217: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 5λ	163
Ilustración 218: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 5λ en el plano YZ.	164
Ilustración 219: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 5λ en el plano XZ.....	164
Ilustración 220: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada 1/DET que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.	165
Ilustración 221: Ejecución de “ <i>eigenfreq.m</i> ” para el parche rectangular con $W=5\lambda$	165
Ilustración 222: Ejecución de “ <i>struct2d.m</i> ” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.	166
Ilustración 223: Estructura plana generada tras la ejecución del script “ <i>struct2d.m</i> ” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.....	166
Ilustración 224: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior.	167
Ilustración 225: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.....	167
Ilustración 226: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 7.5λ	167
Ilustración 227: S11 (dB) entre 2.5 y 7.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 7.5λ	168
Ilustración 228: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 7.5λ	168

Ilustración 229: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 7.5λ en el plano YZ.	169
Ilustración 230: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 7.5λ en el plano XZ.	169
Ilustración 231: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada $1/DET$ que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.	170
Ilustración 232: Ejecución de “ <i>eigenfreq.m</i> ” para el parche rectangular con $W=7.5\lambda$	170
Ilustración 233: Ejecución de “ <i>struct2d.m</i> ” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.	171
Ilustración 234: Estructura plana generada tras la ejecución del script “ <i>struct2d.m</i> ” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.....	171
Ilustración 235: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior.	172
Ilustración 236: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.....	172
Ilustración 237: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 10λ	172
Ilustración 238: S_{11} (dB) entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 10λ	172
Ilustración 239: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 10λ	173
Ilustración 240: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 10λ en el plano YZ.	173
Ilustración 241: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 10λ en el plano XZ.	174
Ilustración 242: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada $1/DET$ que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.	174
Ilustración 243: Ejecución de “ <i>eigenfreq.m</i> ” para el parche rectangular con $W=10\lambda$	175
Ilustración 244: Ejecución de “ <i>struct2d.m</i> ” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.	176
Ilustración 245: Estructura plana generada tras la ejecución del script “ <i>struct2d.m</i> ” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.....	176

Ilustración 246: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior.	176
Ilustración 247: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “ <i>struct3d.m</i> ” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.....	176
Ilustración 248: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 20λ	176
Ilustración 249: S11 (dB) entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 20λ	177
Ilustración 250: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 20λ	177
Ilustración 251: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 20λ en el plano YZ.	178
Ilustración 252: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 20λ en el plano XZ.	178
Ilustración 253: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada 1/DET que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.	179
Ilustración 254: Ejecución de “ <i>eigenfreq.m</i> ” para el parche rectangular con $W=20\lambda$	179
Ilustración 255: VSWR (dB) entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones para $W=4\lambda$	184
Ilustración 256: Carta de Smith que representa la impedancia compleja entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones, creada con el script “ <i>smith_out.m</i> ” ejecutado en MATLAB R2008a para el parche de $W=4\lambda$	185
Ilustración 257: Magnitud de E en el modo TM_{10} para $W=4\lambda$	186
Ilustración 258: Magnitud de H en el modo TM_{10} para $W=4\lambda$	187
Ilustración 259: Magnitud de carga ligada (boundcharge) en el modo TM_{10} para $W=4\lambda$	187
Ilustración 260: Magnitud de carga libre (free charge) en el modo TM_{10} para $W=4\lambda$	188
Ilustración 261: Magnitud de corriente superficial en el modo TM_{10} para $W=4\lambda$	188

Capítulo 0 - Planteamiento del trabajo

Project	Analysis and Design of a Microstrip Patch Antenna
Student	Roberto Domínguez
TFM Director	Dr. Aurora Andújar and Dr. Jaume Anguera
Date	January 2018
Abstract	Analysis of a microstrip patch antenna array having 1D and 2D configurations.

Tabla 1: Proposal of the work to develop.

1.- Work Index

1. Review Scientific Bibliography and Training
 Read IEEE papers and others.
 Get familiar with the software
 Starting date: 1-Set-2017
 Ending target date: 20-Set-2017

2. Analysis of a microstrip patch
 Design a square patch on a thin substrate operating in its fundamental mode. Compute S_{11} as a function of frequency, current distribution, radiation patterns.
 Increase the substrate height. Compare the S_{11} bandwidth.
 For the first case with the thin substrate, compute the current distribution for the TM_{mn} modes where $mn=[11, 20, 21, 22, 30, 31, 32, 33, 40, 41, 42, 43, 44]$.
 Make a document summarizing the results showing how all the simulations can be reproduced following
 Starting date: 20-Set-2017
 Ending target date: 15-Nov-2017

3. Analysis of a rectangular microstrip patch
 Use the original microstrip patch in the thin substrate and make it wider. Maintain the operation in the TM_{10} mode. Analyze how the directivity can be increased as a function of the width. Compute S_{11} bandwidth as well for several width. For example: Width= 1λ , 2λ , 4λ , 10λ .
 Starting date: 15-Nov-2017
 Ending target date: 1-Jan-2018

4. Documentation
 Integrate the previous documents as a single document following the formal format.
 Preparation of the word and ppt file.
 Starting date: 15-Dec-2017

2.- Motivación, contexto y justificación del trabajo.

Las ecuaciones de Maxwell descritas en 1870 son el pilar fundamental que sustenta el estudio de la propagación y generación de los campos electromagnéticos, durante décadas su solución ha sido eminentemente analítica, basándose en establecer ciertas condiciones de contorno que permiten resolver situaciones canónicas que particularizan los campos EM en geometrías de antenas, guías de onda y líneas de transmisión con geometrías estándares². Sin embargo en situaciones reales las antenas tienen geometrías más complejas, en estos casos las soluciones de las ecuaciones de Maxwell se buscan mediante métodos numéricos basados en el uso de ordenadores y de una ingente capacidad de procesamiento necesario para resolver las complejas ecuaciones planteadas.

Los dos métodos fundamentales de resolución de las ecuaciones de Maxwell por métodos numéricos son los siguientes:

- Método de diferencias finitas en el tiempo (FDTD)
- Método de los momentos (MoM)
- Método de los elementos finitos (FEM)

Los métodos FDTD y FEM se basan para la resolución de las ecuaciones de Maxwell en un modelo de formulación diferencial, por el contrario MoM se basa en un modelo de formulación integral. Cada método tiene su utilidad en ciertos casos, por ejemplo los métodos FDTD permiten resolver problemas EM en medios complejos mientras que los métodos MoM son óptimos para resolver problemas eléctricamente grandes.

Los métodos FDTD resuelven el problema en el dominio del tiempo mediante la implementación del conocido método de las diferencias finitas (1) mientras que los métodos MoM (2) se basan en resolver el problema particular de que se trate para tantas frecuencias como se desee analizar para ello se plantean una serie de ecuaciones lineales que han de resolverse mediante técnicas de inversión matricial y dado que dichas matrices tienden a ser muy grandes la inversión de las mismas requiere grandes recursos computacionales.

En consecuencia la necesidad en la actualidad de modelar sistemas radiantes complejos en la fase de prototipado de antenas es crucial para prever el comportamiento de las mismas y mediante iteraciones alcanzar la antena que cumpla con ciertas especificaciones. Debido al abaratamiento de los recursos computacionales de procesamiento hoy en día es más rentable buscar la solución a las ecuaciones de Maxwell por métodos numéricos frente a los métodos analíticos, es este el punto en que MoM es una solución factible.

Existen varios paquetes software propietarios que resuelven el problema mediante MoM como por ejemplo MATLAB de Mathworks con su librería específica Antena Toolbox o el software de simulación FEKO de Altair Hyperworks o mediante FDTD como Ansoft HFSS pero el coste de los mismos hace que para una gran cantidad de casos sean una solución inviable.

² Se trata de geometrías típicamente esféricas, rectangulares o cilíndricas fundamentalmente.

Llegados a este punto el paquete de scripts de Makarov MAT son una solución libre usada en entornos educacionales que está soportada por NSF CCLI, patrocinado por el Instituto Politécnico de Worcester de la Universidad de Michigan y que incluso ha obtenido premios de la NSF³.

La motivación fundamental del presente estudio es analizar la utilidad del software MAT de Makarov para el estudio de antenas de parche microstrip cuadradas y rectangulares. No se trata de un trabajo de programación aunque en ciertas ocasiones sea necesario hacerlo sino de adaptación a un caso concreto con afán de obtener los parámetros que describen el comportamiento de las antenas mediante un software libre basado en MATLAB que calcule la solución de los campos EM mediante el método de los momentos.

3.- Objetivo.

Los objetivos fundamentales del presente estudio son:

- Modelar antenas de parche cuadradas y rectangulares analizando sus propiedades EM mediante los resultados obtenidos al utilizar los scripts de Makarov.
- Demostrar que el software MAT puede ser empleado como una herramienta válida en los procesos de simulación de comportamiento EM.
- Describir cómo utilizar el software MAT de un modo pormenorizado, desde la creación de una malla 2D, pasando por la generación de una estructura tridimensional 3D, la resolución de las funciones básicas y por último la resolución de la ecuación matricial integral que permite obtener la corriente superficial en las antenas.
- Por último utilizar dichos cálculos para obtener las magnitudes representativas de toda antena, como son diagramas de radiación, S11, VSWR, cartas de Smith, etc...
- A mayores una vez profundizado en la utilización de la herramienta se particulariza en el estudio de antenas de parche en las que se varía una dimensión en múltiplos de la longitud de onda analizando las consecuencias que ello supone a nivel del modo de radiación de dichas antenas.

4.- Enfoque y metodología seguida.

La metodología seguida se basa en partir de un producto gratuito y educacional existente como es el caso de MAT, comprender su funcionamiento y adaptarlo a la resolución de ciertos problemas particulares como son ciertas antenas microstrip de modo que cuando las circunstancias lo requieran se desarrollen scripts propios realizados “ad hoc” que permitan resolver ciertos problemas o calcular ciertas magnitudes que el software MAT no realice.

En el caso del estudio de ciertas variantes de antenas se han realizado enfoques de estudio basados en aproximaciones sucesivas de la solución. En concreto para la adaptación de impedancias y para la aproximación de la mejor solución en términos de directividad se han aproximado múltiples soluciones en las que se varía un solo parámetro, por ejemplo el punto en el que se alimenta la antena. En otros casos como por ejemplo en el caso de estudio de incremento de ancho de banda de la antena también mediante iteraciones sucesivas se ha incrementado el grosor de la zona de dieléctrico y se ha observado su repercusión en el ancho de banda.

³ Más en concreto en https://www.nsf.gov/awardsearch/showAward?AWD_ID=0231312 se puede observar la descripción de los méritos que han concurrido para la obtención de un premio por parte de la Fundación de Ciencia Nacional americana (NSF).

Obviamente se han hecho muchas más simulaciones de las que se explican en el presente documento, pero no se consideran erróneas o fallidas más al contrario han permitido redireccionar el estudio en otras direcciones que si han permitido tras varias iteraciones alcanzar soluciones óptimas. En general este “modus operandi” ha permitido obtener resultados óptimos.

5.- Estructura de la memoria.

La presente memoria está estructura del siguiente modo:

En el Capítulo 0 - se describe el trabajo a desarrollar, motivación y objetivos del proyecto. A continuación en el Capítulo 1 - se exponen los conceptos teóricos necesarios para el seguimiento de la memoria y que serán utilizados a lo largo de toda la exposición, además se hace un pequeño estudio del estado del arte.

Es el Capítulo 2 - el momento en el que se entra ya en profundidad a estudiar y modelar antenas de parche cuadradas con MAT. En el Capítulo 3 - partiendo de un parche cuadrado se hace rectangular variando una de sus dimensiones y mediante la herramienta MAT se analiza su comportamiento en la búsqueda de una antena directiva de parche rectangular con un único punto de alimentación.

Por último en el Capítulo 4 - se exponen las conclusiones en base al trabajo desarrollado en los dos capítulos anteriores.

Finalmente los dos últimos capítulos constituyen un breve glosario de términos y reseñas a la bibliografía utilizada en el desarrollo del proyecto y memoria.

6.- Planificación del trabajo.

El plan de trabajo seguido se ha basado en la propuesta de los tutores y se ha intentado en la medida de lo posible seguir de modo lo más exacto posible. Más en concreto se muestra en la imagen adjunta el diagrama de Gantt en el que se observa el cronograma con las tareas llevadas a cabo.

Modo de	Nombre de tarea	Duración	Comienzo	Fin	Predecesoras
1	Proyecto TFM	181 días	mié 19/07/17	lun 15/01/18	
2	▾ Especificación de Proyecto	21 días	mié 19/07/17	mar 08/08/17	
3	Planteamiento de propuestas.	20 días	mié 19/07/17	lun 07/08/17	
4	Propuesta inicial de TFM	1 día	mar 08/08/17	mar 08/08/17	3
5	▾ Documentación	44 días	mié 19/07/17	jue 31/08/17	
6	Doc. Acerca de teoría de Antenas	13 días	mié 19/07/17	lun 31/07/17	
7	Doc acerca de métodos numéricos	15 días	mar 25/07/17	mar 08/08/17	
8	Doc. Antenas Microstrip	16 días	lun 31/07/17	mar 15/08/17	
9	Doc MATLAB	20 días	mar 01/08/17	dom 20/08/17	
10	Doc MOM	16 días	mié 16/08/17	jue 31/08/17	
11	▾ Pruebas SW con MAT	50 días	mar 01/08/17	mar 19/09/17	
12	Aprendizaje herramienta MAT con MATLAB	31 días	mar 01/08/17	jue 31/08/17	
13	Pruebas modelizado con MAT	31 días	dom 20/08/17	mar 19/09/17	
14	Generación de scripts propios	19 días	vie 01/09/17	mar 19/09/17	
15	▾ Desarrollo Parte 1	57 días	mié 20/09/17	mié 15/11/17	13;14
16	Programacion scripts y simulaciones	52 días	mié 20/09/17	vie 10/11/17	
17	Redaccion Parte 1	15 días	mié 01/11/17	mié 15/11/17	
18	▾ Desarrollo Parte 2	30 días	jue 16/11/17	vie 15/12/17	
19	Programacion scripts y simulaciones	19 días	jue 16/11/17	lun 04/12/17	
20	Redaccion Parte 2	11 días	mar 05/12/17	vie 15/12/17	
21	▾ Redaccion Final	31 días	sáb 16/12/17	lun 15/01/18	
22	Cambios en redaccion	16 días	sáb 16/12/17	dom 31/12/17	17;20
23	Preparacion presentacion	7 días	lun 01/01/18	dom 07/01/18	
24	Previsión imprevistos	7 días	lun 08/01/18	dom 14/01/18	
25	Entrega de TFM	1 día	lun 15/01/18	lun 15/01/18	

Ilustración 1: Hoja de Tareas del Proyecto en Microsoft Project.

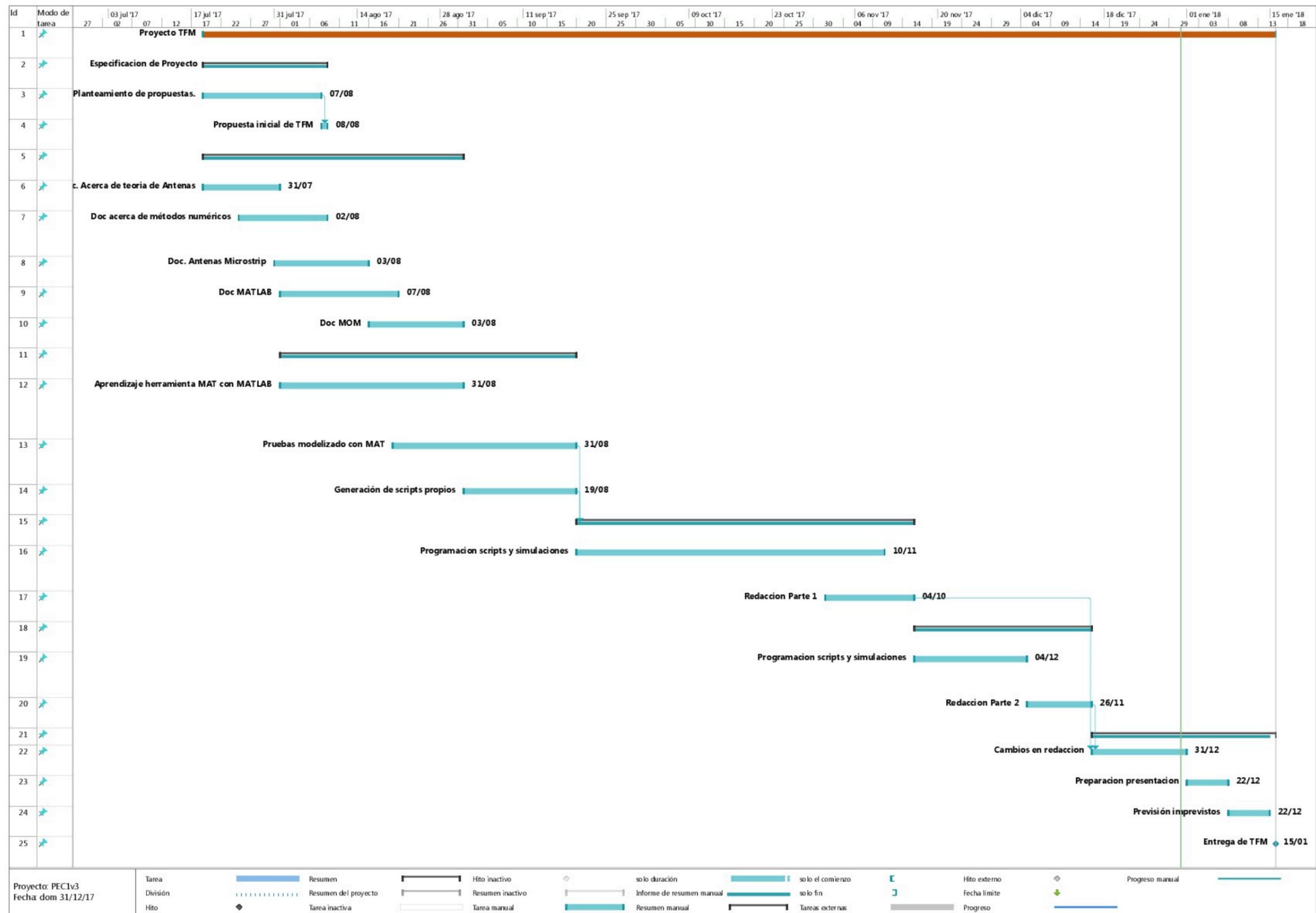


Ilustración 2: Diagrama de Gantt del Proyecto en Microsoft Project.

Capítulo 1 - Marco teórico y estado del arte

En el presente capítulo se realizará un pequeño análisis del marco teórico necesario para ser capaces de entender el funcionamiento de las antenas de parche cuadradas y rectangulares, así como estudiar el estado del arte de dichos dispositivos. Se analizarán distintos modelos que permiten describir su comportamiento. De capital importancia será la exposición de los modelos de diseño y comportamiento teóricos así como la influencia de los distintos tipos de alimentación en las magnitudes que definen el comportamiento de las antenas de tipo parche.

Asimismo se dedica una parte del estudio a las propuestas de resolución de las ecuaciones de Maxwell mediante métodos MoM mediante el software MATLAB.

1.- Marco teórico en antenas de tipo parche.

1.1.- La antena como dispositivo

Conceptualmente una antena es un dispositivo típicamente metálico y conductor que dispone de la capacidad para emitir y recibir ondas electromagnéticas. Por lo tanto en transmisión permite una transición de ondas guiadas a radiadas y en recepción al contrario.

1.2.- Parámetros que permiten describir las antenas

Existen ciertos parámetros que permiten describir y caracterizar las propiedades de una antena específica y que están relacionados con la cantidad de radiación que una antena emite.

Se describen en los siguientes apartados los parámetros que serán de interés a lo largo del presente documento para caracterizar y comparar las distintas antenas que se estudiarán.

1.2.1.- La impedancia de entrada

Una antena se puede modelar según (3) como un circuito equivalente en el que se distingue una fuente ideal V_g una línea de transmisión que se modela mediante una impedancia característica Z_c y una carga de la antena. De este modo la impedancia de entrada de una antena se puede expresar como $Z_A = (R_L + R_r) + jX_A$ que está constituida por tres impedancias en serie dependientes de la frecuencia que son:

- R_L : Resistencia de carga (también denominada de pérdidas) que representa las pérdidas debidas al conductor y dieléctrico que constituyen la antena, se asocia a las pérdidas óhmicas y se manifiesta en forma de calor que no contribuye a la radiación útil.
- R_r : Resistencia de radiación, se trata de una resistencia ideal que permite modelar la potencia radiada al espacio por la antena, se asocia a las pérdidas de radiación y está directamente relacionada con las dimensiones y la geometría⁴ de la antena, así como con las propiedades electromagnéticas de los materiales que constituyen la antena.
- X_A : permite modelar la potencia reactiva de la antena. Como consecuencia del desacople de impedancias entre la fuente y la antena toda la potencia generada en la fuente no es radiada sino que se pierde una parte, X_A modela esta pérdida. Esta impedancia se asocia a la energía

⁴ Será de particular importancia en ciertos estudios en los que variando las dimensiones de las antenas de parche se consigan ciertos valores de impedancia de entrada de la antena más o menos acordes con el circuito al que acoplar la antena.

que la antena almacena en forma eléctrica o magnética. Predominando la energía magnética si X_A es positiva y predominando la energía eléctrica si X_A es negativa.

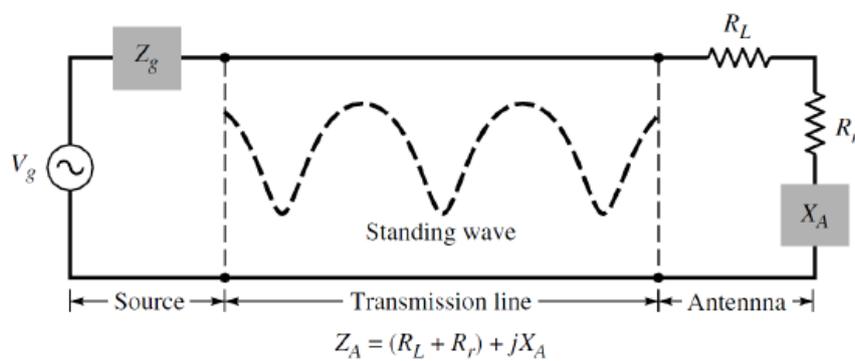


Ilustración 3: Modelo que describe la conexión de una fuente ideal y una antena mediante una línea de transmisión cortesía de (3).

La impedancia Z_A se denomina Impedancia de entrada y describe la relación entre la tensión y la corriente en el puerto de entrada a la antena.

Como consecuencia de los valores anteriores se generan dos ondas que viajan en direcciones opuestas, la onda que viaja de la fuente a la carga y que por lo tanto se transmite y una onda que viaja de la carga a la fuente y se denomina reflejada. Al interferir dichas ondas se generan ondas estacionarias. A lo largo del presente trabajo en las distintas simulaciones se calculará con la mejor precisión posible la resistencia y reactancia de la antena (que se corresponden con $R_L + R_r$ y X_A respectivamente) y la relación de onda estacionaria VSWR.

En los estudios que se realizarán en los siguientes capítulos tendrán especial importancia ciertas frecuencias a las que las antenas en estudio tendrán parte imaginaria cero (reactancia), lo que significa que se igualan la energía eléctrica y magnética. Dichas frecuencias se denominan de resonancia (una antena puede tener varias) y serán de particular importancia en el presente trabajo.

1.2.2.- Coeficiente de reflexión.

En una antena es tan importante minimizar las pérdidas óhmicas como buscar una correcta adaptación entre la impedancia de la línea de transmisión que conecta la fuente y la antena y la impedancia de entrada de la antena. El coeficiente de reflexión se define en consecuencia como la relación entre la amplitud de la onda reflejada y la de la onda incidente y mide por lo tanto la adaptación/desadaptación entre la impedancia de la línea de transmisión (típicamente 50Ω) y la de la antena. Más formalmente se expresa como:

$$S_{11} = \frac{Z_A - Z_{\text{característica línea de TX}}}{Z_A + Z_{\text{característica línea de TX}}} \text{ y expresándolo en dB tomará valores entre } -\infty \text{ y } 0$$

Si $S_{11}=0$ nos indica que la antena estaría perfectamente adaptada al generador, lo que ocurrirá en el caso de que la impedancia de la antena Z_A sea igual a la impedancia característica de la línea de transmisión. Una situación de adaptación perfecta es muy deseable puesto que en este caso toda la potencia entregada por la fuente se disipa en la carga lo que conlleva que no hay reflexiones de señal.

1.2.3.- Relación de onda estacionaria.

ROE es otro de los parámetros utilizados para medir la desadaptación de impedancias entre la antena y la fuente y se define como la relación entre la tensión máxima que aparece en el circuito de la antena cuando las ondas incidentes y reflejadas se suman de modo constructivo y la tensión

mínima que aparece en el circuito cuando ambas señales se suman de modo destructivo. Más formalmente la relación entre ROE y S11 es la siguiente:

$$ROE = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \text{ y expresándolo en dB tomará valores entre } 1 \text{ e } \infty$$

1.2.4.- Carta de Smith

Un mecanismo muy utilizado para representar la impedancia compleja de una antena es la Carta de Smith, y a lo largo del presente trabajo será usada muy habitualmente. Permite no solo representar valores de impedancia compleja sino también facilitar los cálculos con números complejos. Además la carta permite la representación de otros parámetros de la antena como por ejemplo el coeficiente de reflexión y la relación de onda estacionaria.

En el centro de la carta de Smith se representa la denominada impedancia de referencia, también denominada impedancia del generador.

En el gráfico adjunto extraído de (4) se puede observar una carta en la que se distinguen los puntos de circuito abierto y cortocircuito, la impedancia de referencia y las líneas de resistencia constante y reactancia constante positiva o negativa.

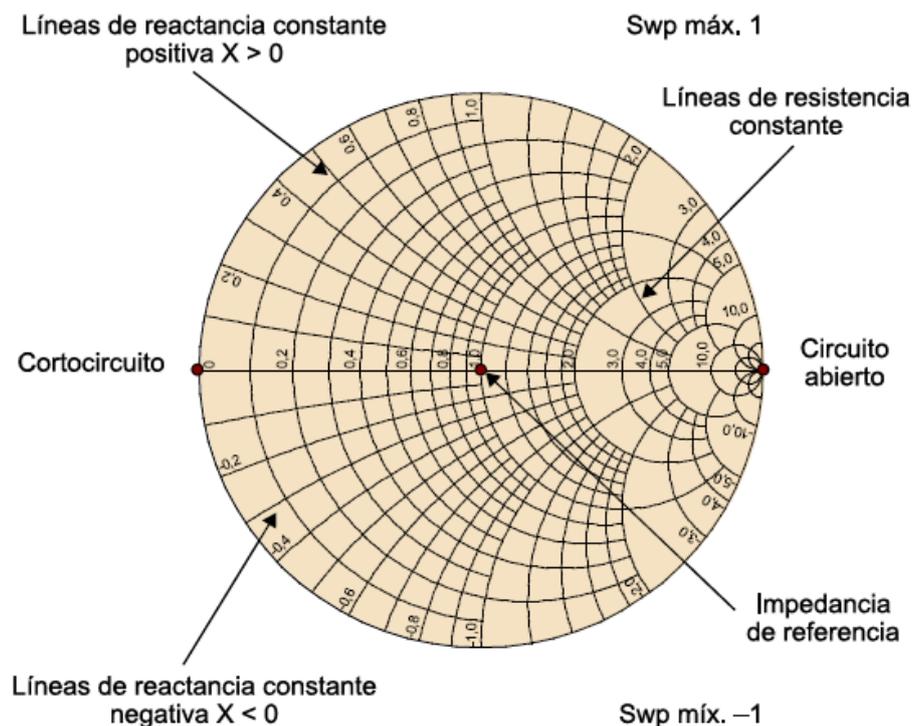


Ilustración 4: Carta de Smith con los distintos elementos que la constituyen.

1.2.5.- Ancho de banda de impedancia.

El $BW_{\text{impedancia}}$ se define como el margen de frecuencias en el que el coeficiente de reflexión de la antena es igual o inferior a un cierto valor de referencia que se especifique (Típicamente -6dB, -10 dB o -15 dB dependiendo del tipo de antena). Más formalmente suponiendo f_1 y f_2 las frecuencias en que S_{11} alcanza dicho valor de referencia se define $BW_{\text{impedancia}}$ como:

$$BW_{\text{impedancia}}(\%) = \frac{f_2 - f_1}{\frac{f_1 + f_2}{2}} 100$$

Sin embargo Makarov en (5) y en (6) realiza el cálculo de ancho de banda relativo basándose en resultados que ya Balanis expone en (3). Ambos autores (entre otros) proponen la siguiente ecuación para calcular el ancho de banda relativo en torno a la frecuencia de resonancia:

$$FBW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q}$$

Definida en función de Q que es el factor de calidad de una antena que mide las pérdidas de la antena que suelen provenir de la radiación, la conducción y el propio dieléctrico. En consecuencia Q mide la relación entre la energía almacenada y la potencia disipada. En general Q está íntimamente relacionado con el grosor del material dieléctrico y con la permitividad del mismo. Si se desean antenas con ancho de banda estrecho interesa disponer de Q elevados lo que se produce con grosores pequeños y permitividades elevadas. Si por el contrario se desea disponer de un mayor ancho de banda en torno a una frecuencia de resonancia buscaremos lo contrario es decir dieléctricos gruesos y bajas permitividades.

En el Capítulo 3 - 1.2.3.- se utilizarán dichos desarrollos para calcular el FBW (Ancho de banda relativo) de modo que se utilizará la ecuación anterior para calcular FBW en función de Q y de este modo los cálculos serán congruentes con los estudios realizados por Makarov (5). En concreto el software de Makarov dispone de un script que permite calcular el factor Q a una cierta frecuencia de resonancia, por ello esta última ecuación será el modo que se empleará para calcular el FBW.

1.2.6.- Patrón de radiación.

Es un parámetro que permite describir de modo gráfico en una representación espacial en dos o tres dimensiones el modo de radiación de una antena, en el que se puede observar en cada posición angular las intensidades de campo EM y/o las densidades de potencia.

Aunque es posible estudiar el comportamiento de campo cercano, lo habitual es que el diagrama o patrón de radiación describa el comportamiento de la antena en campo lejano. A la hora de representar el patrón de radiación mediante un gráfico tridimensional es importante representar el la energía radiada por la antena en dos planos cruciales denominados plano azimutal y de elevación.

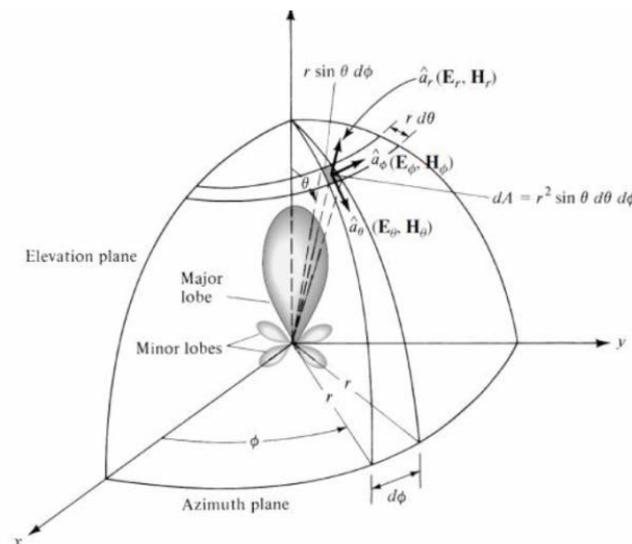


Ilustración 5: Diagrama de radiación de una antena en coordenadas cartesianas y esféricas, ambas superpuestas con las ecuaciones de conversión entre ellas y en el que se observan las componentes de campo E y H en las direcciones theta y phi

El plano azimutal se define típicamente en coordenadas esféricas en función de φ y el plano de elevación en función de θ , en el gráfico adjunto de (3) se puede observar un plano vertical denominado “de elevación” y un plano horizontal denominado “azimutal”. Atendiendo a dichas definiciones se pueden observar los valores E_θ y E_φ que describen respectivamente la componente de campo eléctrico en dirección θ y por lo tanto de elevación y la componente en dirección φ y por lo tanto azimutal. A lo largo del presente trabajo se usará la terminología E_θ (E_{Theta} para referirse a la componente de campo de elevación) y E_φ (E_{Phi} para referirse a la componente de campo azimutal).

1.3.- Las antenas planas

Según (4) las antenas planas son aquellas que presentan un perfil reducido si se compara este con la longitud de onda a la frecuencia de funcionamiento. Se incluyen dentro de esta categoría las denominadas ranuras (slots) y los denominados parches microstrip.

Las ranuras son antenas que se obtienen al realizar una hendidura sobre una superficie conductora. Como consecuencia la parte libre de metal es la responsable de la emisión de radiación. En la imagen adjunta se muestra un ejemplo de una antena de ranura operando a 4.7 GHz.

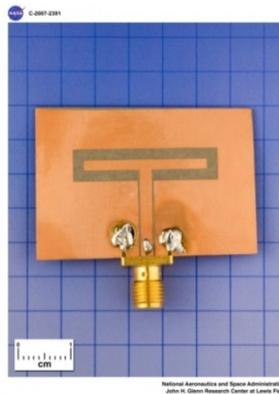


Ilustración 6: Antena de ranura operando a 4.7 GHz

Frente a las ranuras los parches microstrip están formados por un conductor plano metálico denominado parche metálico y dispuesto a una cierta altura respecto a un plano metálico denominado plano de masa, de modo que ambos están separados por un material dieléctrico. Se muestra a continuación una imagen de una antena microstrip que opera en la banda ISM⁵ 5.8 GHz.

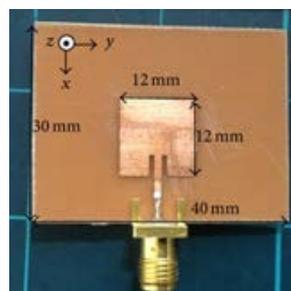


Ilustración 7: Antena microstrip en las que se muestran las dimensiones del parche metálico y del plano de masa, operando en la banda ISM a 5.8 GHz.

⁵ Se denomina ISM a la banda de frecuencia utilizada por los dispositivos que radian señales en entornos industriales, científicos o médicos.

1.4.- Concepto de antena miniatura

De acuerdo con la definición de la IEEE y tal como describe (4) el concepto de antena miniatura se refiere, a aquella en la que el tamaño de la misma es pequeño en términos de la longitud de onda de operación. En la literatura las referencias a este concepto son mediante el término “Tamaño eléctrico de la antena”. Se define por lo tanto una antena eléctricamente pequeña como aquella en la que sus dimensiones se son menores que una esfera de radio $\lambda/2\pi$.

En el presente trabajo las antenas más pequeñas serán del orden de 40x40mm operando en frecuencias de 1 a 14 GHz, por lo que para el caso peor (menor frecuencia) la antena sería eléctricamente pequeña si *40 mm fuera menor que* $\frac{3 \times 10^8}{2 \times \pi} = 47 \text{mm}$ lo cual es cierto para la frecuencia de 1 GHz pero ya no lo es por ejemplo para la frecuencia de 1.5 GHz. La consecuencia fundamental de la miniaturización es una pérdida de prestaciones, y en el caso que nos ocupa no será un problema a tener en cuenta.

2.- Estado del arte de antenas de parche.

Las antenas de parche que también se conocen como antenas microstrip, son un tipo de antenas propuestas en la década de 1950, más en concreto las líneas microstrip fueron propuestas en 1953-1955 por distintos autores entre los que se encuentran Englemann y Deschamps (7) . Sin embargo su utilización no comenzó hasta pasados 20 años en la década de los 70 gracias a mejoras tecnológicas en los métodos de fabricación, y disponibilidad de nuevos sustratos con tangente de pérdidas reducida. Fue en esos años cuando comenzaron a realizarse estudios teóricos profundos que buscaban modelar el comportamiento de dichas antenas, entre los cuales se incluyen el modelo de líneas de transmisión y el modelo de cavidad (3).

El modelo de cavidad será el empleado a lo largo del presente proyecto para modelar de modo fiel a la realidad el comportamiento de las corrientes superficiales en la antena y los campos que radia.

Una antena de parche en su modalidad más sencilla consiste en un plano de masa y una placa metálica de espesor muy pequeño denominada parche que está separada del plano de masa a una altura h mediante un material dieléctrico (8). A lo largo de las últimas décadas se han estudiado antenas de parche con geometrías muy variadas (siendo las más básicas cuadradas, rectangulares, circulares, elípticas, en forma de anillo, triangulares) cada una de ellas aporta propiedades específicas para ciertas aplicaciones en términos de BW, S11, directividad y forma del diagrama de radiación fundamentalmente.

Otro aspecto que ha requerido de mucha atención en las últimas décadas aparte de la geometría es el de los mecanismos de alimentación de las antenas de parche (9). Fundamentalmente se han estudiado dos modelos, uno basado en sondas de alimentación puntuales de modo que la posición de alimentación (típicamente coaxial) en el parche repercute considerablemente en la adaptación de impedancias de la antena (9) (10) y otro modelo basado en líneas de transmisión creadas sobre la superficie del parche metálico de modo que la anchura de dicha línea sea mucho menor que la anchura del parche. En el presente proyecto se ha optado por la primera solución para alimentar la antena.

En los últimos años se han dedicado esfuerzos a estudiar geometrías más complejas como la fractal (11) (12) (13) (14) (15) (16) o el uso de arrays de parches (17) (14) con el objeto de conseguir diagramas de radiación más efectivos y directivos. En el caso de los arrays ha conllevado problemas adicionales a la hora de alimentar los elementos que constituyen los elementos del array, problemas

que han sido resueltos de modos muy dispares, típicamente en forma de redes de alimentación y de adaptación.

Las antenas de parche tienen desventajas derivadas de comportarse como antenas resonantes puesto que suelen tener anchos de banda reducidos, lo que ha conllevado múltiples estudios que buscan incrementar dicho ancho de banda mediante técnicas variadas como variar el grosor del dieléctrico o su permitividad o aumentar el ancho de la dimensión W de la antena tal como se ha estudiado en el Capítulo 3 - de la memoria.

Las antenas de parche aportan ciertas ventajas que han repercutido en su gran éxito en las últimas décadas. En concreto su tamaño reducido permite que sean la mejor elección en muchos sistemas de comunicaciones móviles en situaciones en que el espacio disponible para alojar la antena es un factor crítico (18) (19) (20). El hecho de que sean de bajo perfil permite integrarlas en superficies planas, asimismo se ha estudiado en profundidad su integración con circuitos de microondas lo que permite implementar redes de adaptación o filtros en la propia estructura impresa y ser utilizadas en arrays de parches que generan diagramas de radiación muy directivos.

Los procesos industriales han mejorado mucho en las últimas décadas lo que permite fabricar antenas de muy bajo coste muy utilizadas por ejemplo en telefonía móvil.

Dos campos de estudio de múltiples artículos de investigación analizan la posibilidad de excitar modos distintos en función de la manipulación de la geometría de la antena (21) (22), con lo que es posible desarrollar antenas ajustables en frecuencia y multifrecuencia (20). En el mismo orden de cosas otros estudios analizan cómo aunque estas antenas presentan la mejor eficiencia de radiación en la frecuencia fundamental es posible utilizar modos superiores que aun no siendo tan eficientes permiten explorar un funcionamiento multifrecuencia y/o más directivo. Buena parte del trabajo desarrollado en los capítulos 2 y 3 estudian, modelan y simulan como la geometría (23) repercute en la radiación a ciertas frecuencias y como es el comportamiento de los modos superiores y su posible utilidad práctica.

En resumen aunque las antenas de parche es una tecnología madura hay estudios constantes que intentan mejorar sus prestaciones y funcionalidades y tanto mayor es el interés de la industria y de los investigadores cuanto mayor es su uso en dispositivos móviles, como lleva ocurriendo en los últimos años.

El objetivo de este pequeño análisis del estado del arte no ha sido tanto enumerar las distintas tecnologías y desarrollos teórico-prácticos que ha habido en las últimas décadas sino mostrar cómo se trata de una tecnología madura cuyas prestaciones no hacen sino mejorar gracias a los constantes avances de la ingeniería.

Capítulo 2 - Parte 1: Análisis de un parche microstrip

1.- Diseñar un parche cuadrado con un sustrato delgado operando en su modo fundamental

1.1.- Planteamiento del problema y cálculos de frecuencias de resonancia del parche microstrip.

Las especificaciones del parche microstrip con el que vamos a trabajar son las siguientes:

- Medidas y propiedades del dieléctrico: L=80mm, W=80mm. H=1.57mm, $\epsilon_r=2.33$
- Medidas del plano de masa: L=80mm, W=80mm
- Medidas del parche metálico: L=40mm, W=40mm

En cuanto a las frecuencias de resonancia, se ha desarrollado un script en MATLAB que permite calcular las frecuencias de resonancia para los distintos modos en función de los parámetros geométricos del parche metálico y la ϵ_r del dieléctrico. También se ha desarrollado un interfaz gráfico GUI en MATLAB para obtener dichos valores del que se puede ver en la imagen adjunta su aspecto.

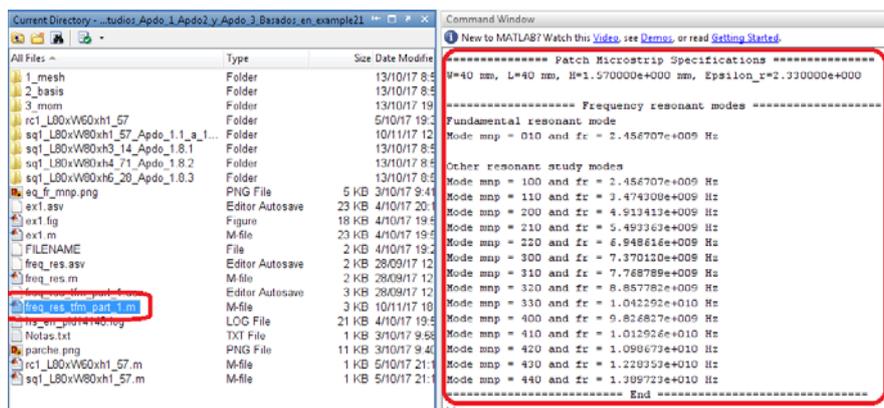


Ilustración 8: Ejecución del script que calcula fr_mnp en ventana de comando de MATLAB.

Tal como se indicaba anteriormente también se puede observar el interfaz GUI desarrollado.

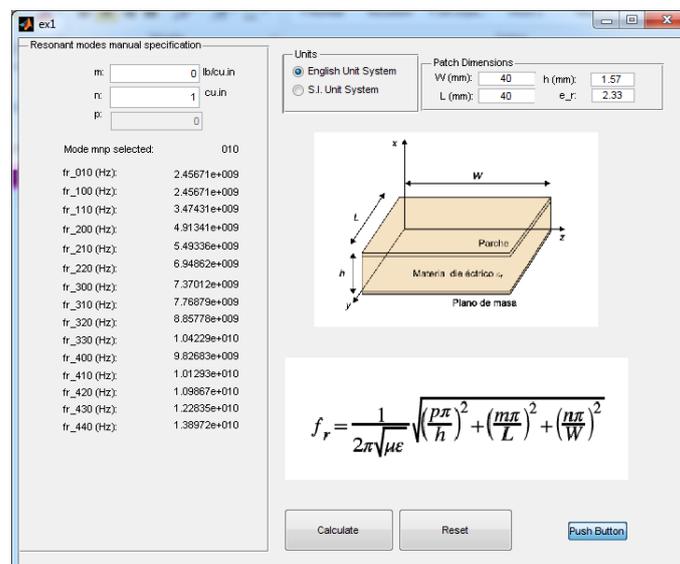


Ilustración 9: Interfaz GUI que permite calcular fr_mnp en función de la geometría del parche.

Como consecuencia se obtienen los siguientes valores de frecuencias de los modos resonantes que usaremos a lo largo del Apartado 1.

- Fundamental resonant mode:**
 Mode mnp = 010 and fr = 2.456707e+009 Hz
 Mode mnp = 100 and fr = 2.456707e+009 Hz
- Other resonant study modes**
 Mode mnp = 110 and fr = 3.474308e+009 Hz
 Mode mnp = 200 and fr = 4.913413e+009 Hz
 Mode mnp = 210 and fr = 5.493363e+009 Hz
 Mode mnp = 220 and fr = 6.948616e+009 Hz
 Mode mnp = 300 and fr = 7.370120e+009 Hz
 Mode mnp = 310 and fr = 7.768789e+009 Hz
 Mode mnp = 320 and fr = 8.857782e+009 Hz
 Mode mnp = 330 and fr = 1.042292e+010 Hz
 Mode mnp = 400 and fr = 9.826827e+009 Hz
 Mode mnp = 410 and fr = 1.012926e+010 Hz
 Mode mnp = 420 and fr = 1.098673e+010 Hz
 Mode mnp = 430 and fr = 1.228353e+010 Hz
 Mode mnp = 440 and fr = 1.389723e+010 Hz

1.2.- Planteamiento de la estructura de malla que describe el parche microstrip

A partir de este punto utilizando los scripts de Makarov (24) se procede al desarrollo de la estructura conformada en forma de estructura bidimensional y posteriormente en forma de malla tridimensional. Para lo cual se realizan los siguientes pasos:

1.2.1.- Ejecución del script *struct2d*

En primer lugar se procede a la creación de una estructura planar en la que se plasman las medidas de dieléctrico, parche metálico y plano de masa antes especificadas. Para lo cual es necesario ejecutar el script “1_mesh*struct2d.m*”.

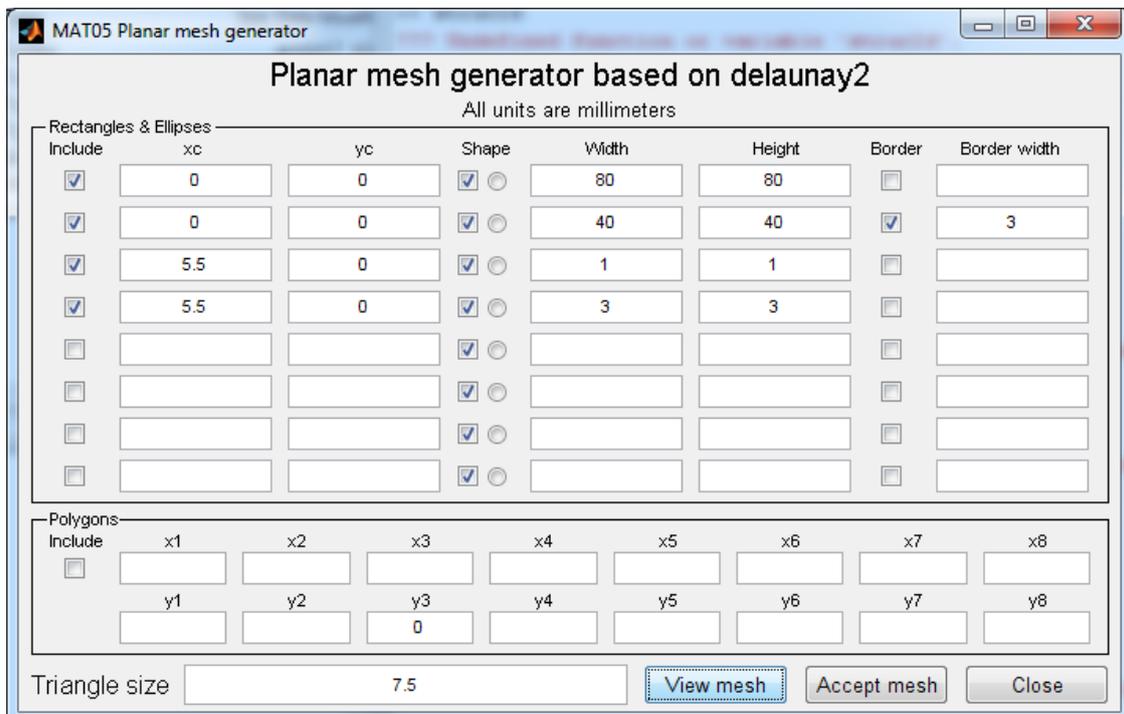


Ilustración 10: Ventana que proporciona el script “*struct2d.m*” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.

Una vez especificadas las medidas de los distintos elementos se nos propone como quedará el parche microstrip, en el que es posible observar las medidas del plano de masa, parche metálico y “feed” de alimentación descentrado (en este caso) respecto del centro del parche metálico (Y que llegado el momento se expandirá que es un factor determinante a la hora de diseñar antenas adaptadas en impedancia).

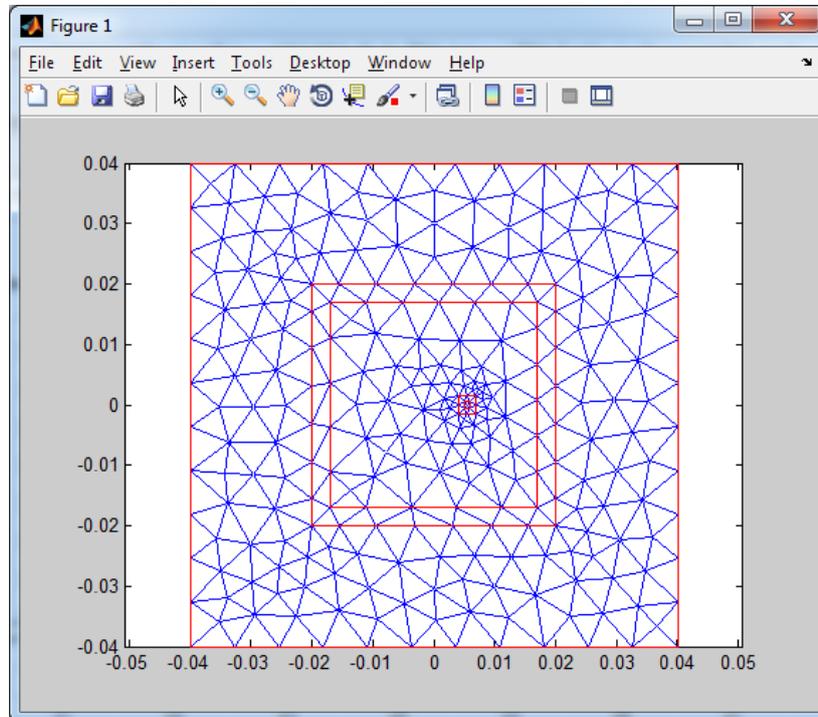


Ilustración 11: Estructura plana generada tras la ejecución del script “struct2d.m”

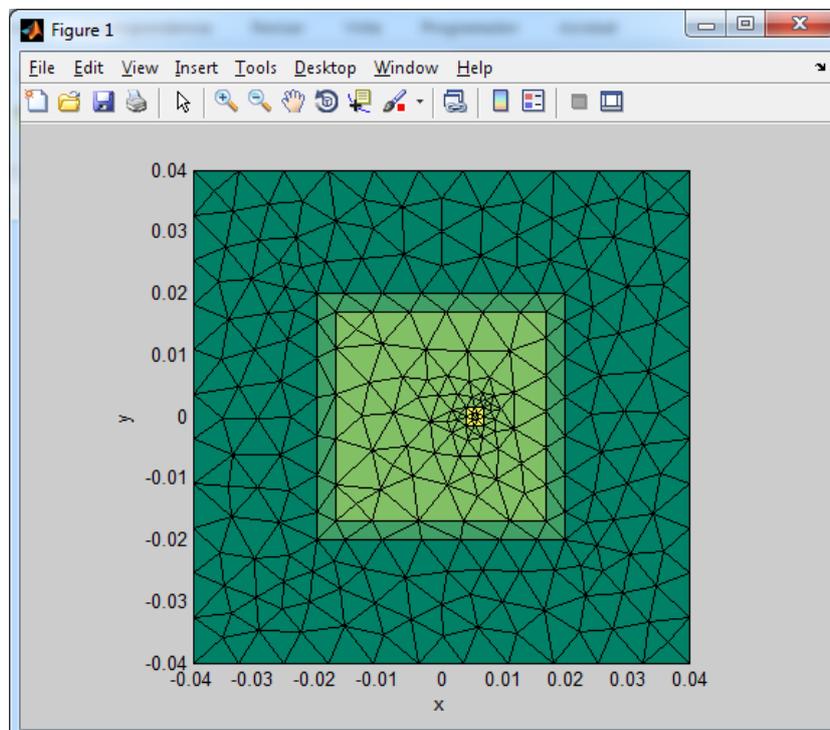


Ilustración 12: La ejecución de “struct2d.m” muestra en colores distintos los materiales que conforman la antena.

La ejecución del script “*struct2d.m*” genera un fichero denominado “*struct2d.mat*” que contiene información de una malla bidimensional descrita mediante dos matrices P y T:

- La matriz P es un array de nodos con sus coordenadas 3D
- La matriz T es un array de triángulos que describen

En conjunto estas dos matrices almacenadas en “*struct2d.mat*” describen bidimensionalmente la malla que será empleada por el script “*struct3d.m*” para generar una malla tridimensional.

1.2.2.- Ejecución del script *struct3d*

Llegados a este punto interesa especificar las capas que conformarán la antena y las permitividades de los dieléctricos que las constituyen. Para lo cual es necesario ejecutar el script “*1_mesh|struct3d.m*”.

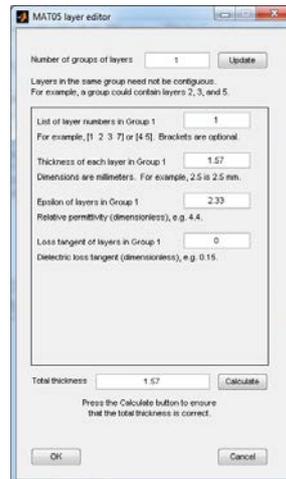


Ilustración 13: Especificación de capas, grosores y permeabilidades de dieléctrico.

De acuerdo con las especificaciones se diseña una antena constituida por una única capa de material dieléctrico de espesor 1.57mm y $\epsilon_r=2.33$.

A continuación será necesario especificar mediante cinco ventanas de dialogo el espacio ocupado por los distintos elementos que conforman la estructura tridimensional.

En primer lugar se definen los tetraedros que no se incluyen en la capa 1.

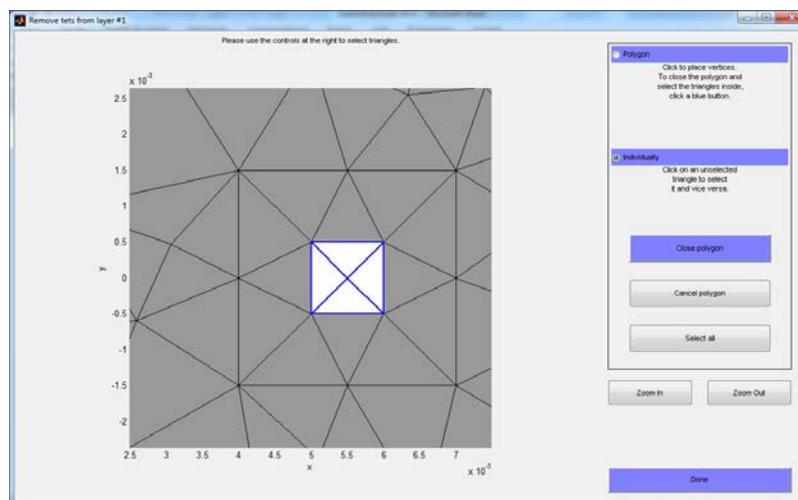


Ilustración 14: Tetraedros que se eliminan de la capa 1.

A continuación se definen los elementos que constituyen la capa metálica inferior, que en nuestro caso es el plano de masa finito de $80 \times 80 \text{ mm}^2$ en la capa 1.

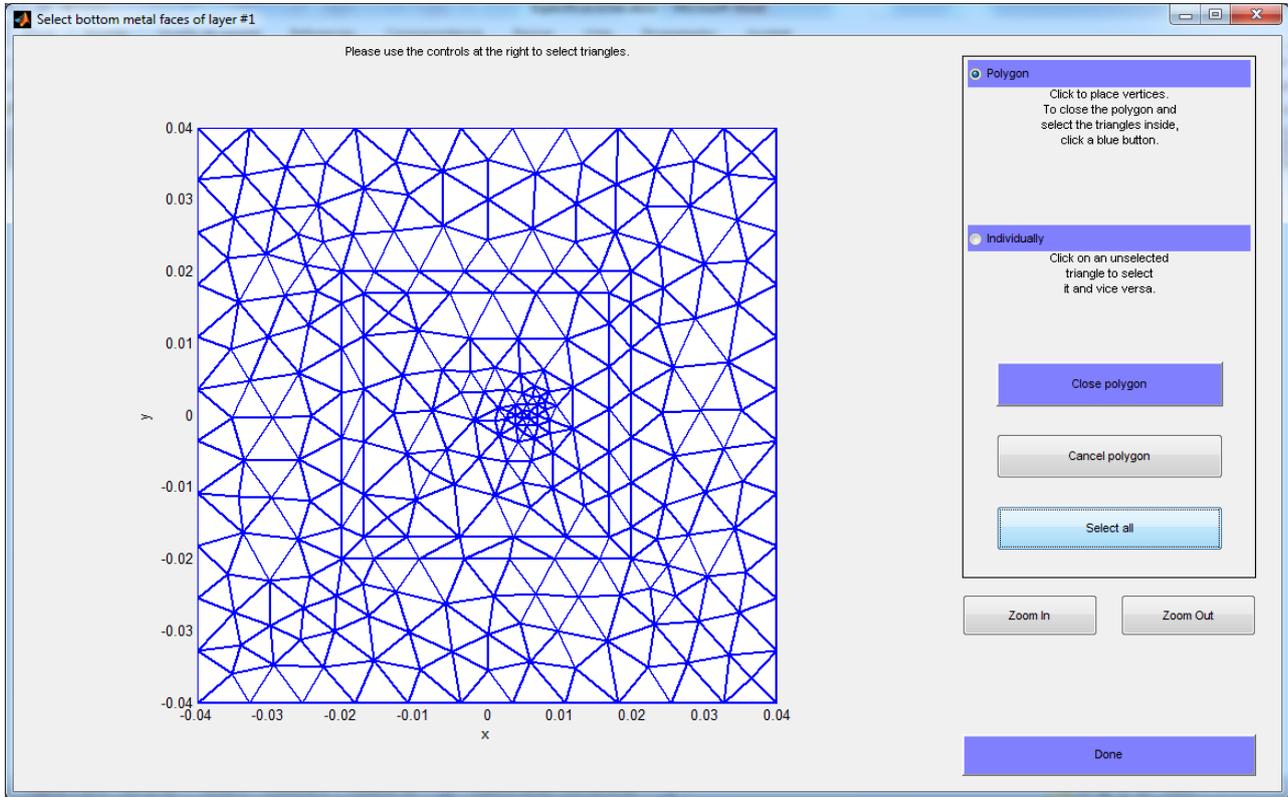


Ilustración 15: Selección de elementos que forman el plano de masa.

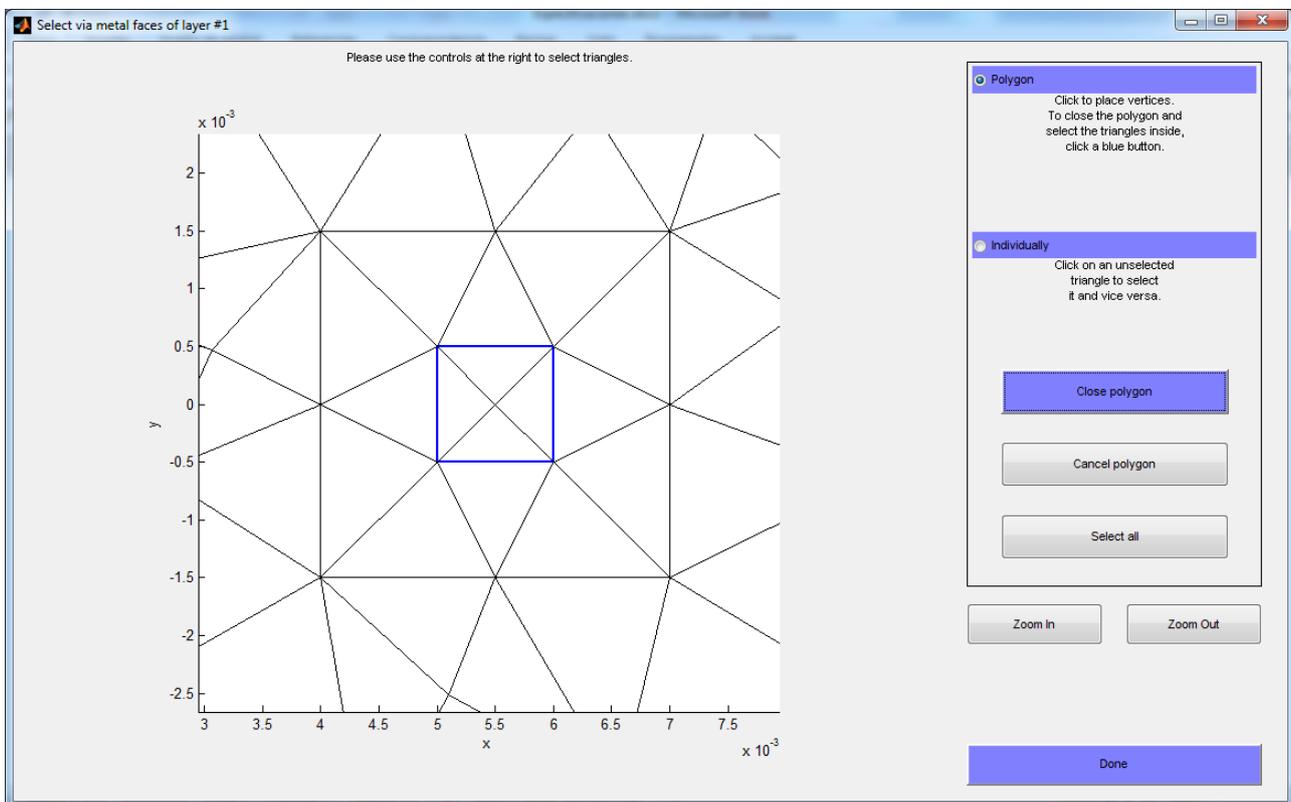


Ilustración 16. Especificación de las caras metálicas de la vía de alimentación.

A continuación se definen los elementos que constituyen el parche metálico superior.

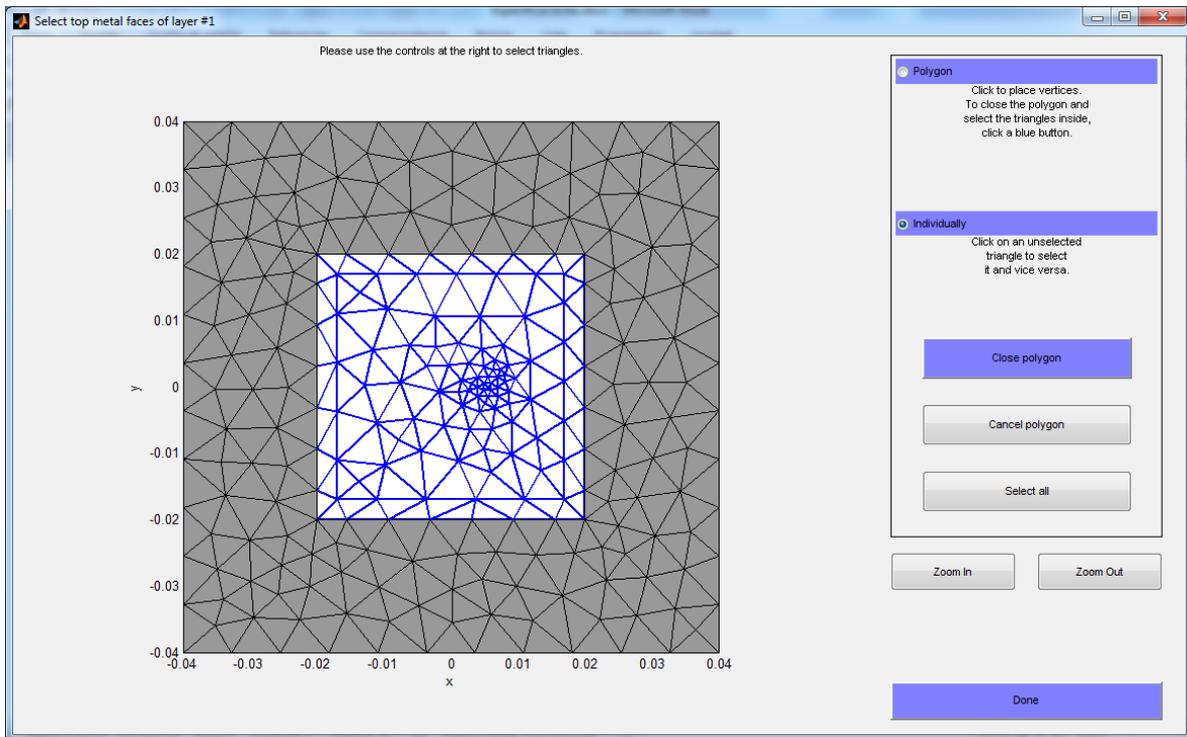


Ilustración 17: Selección de elementos que constituyen el parche metálico superior.

Y como consecuencia se obtiene la siguiente malla tridimensional que describe la antena microstrip.

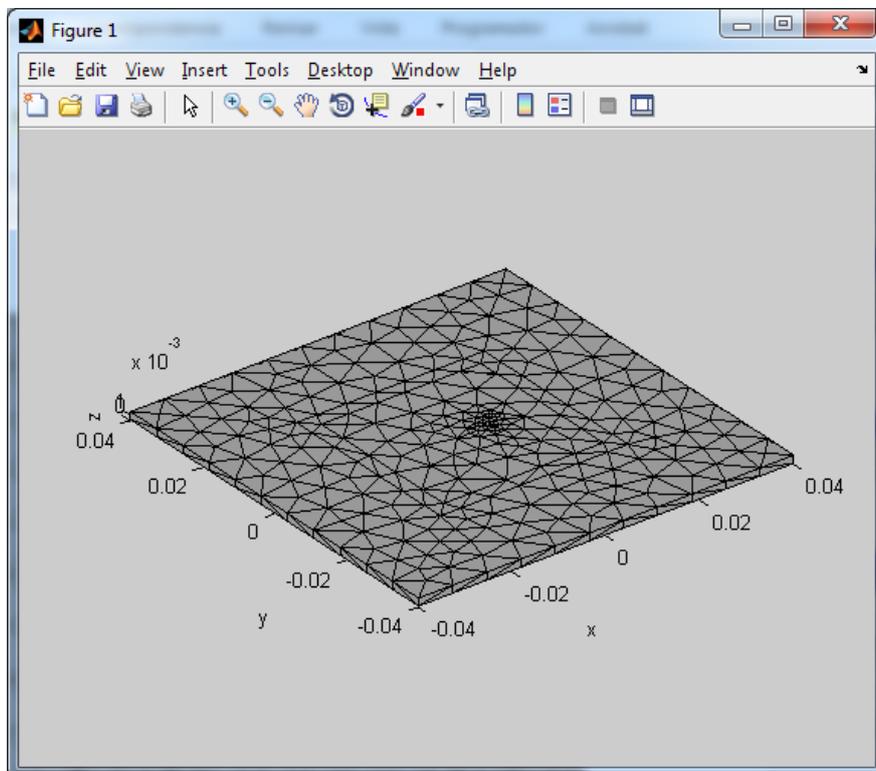


Ilustración 18: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de "struct3d.m" en la que se observa la malla que forma el dieléctrico con sus caras exteriores

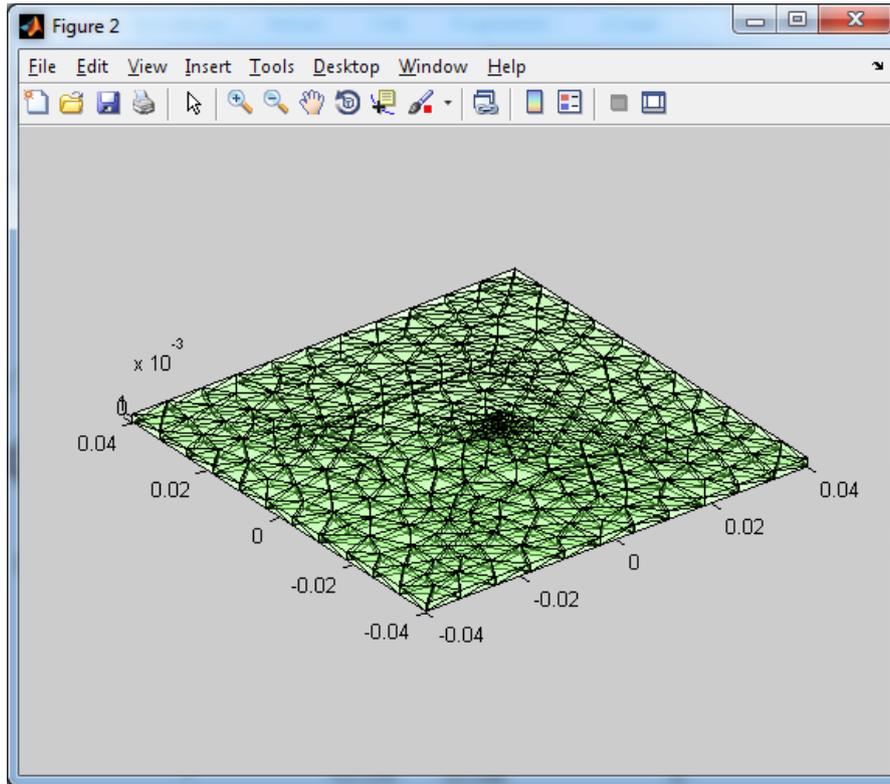


Ilustración 19: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “struct3d.m” en la que se observa la malla que forma el dieléctrico con los tetraedros que la constituyen.

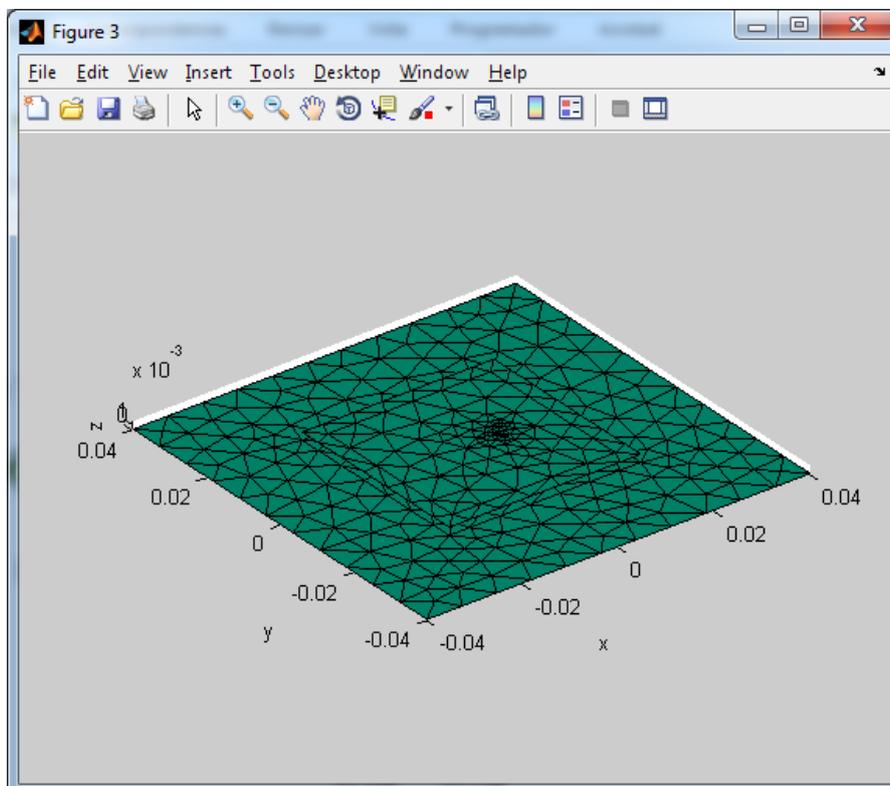


Ilustración 20: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “struct3d.m” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior

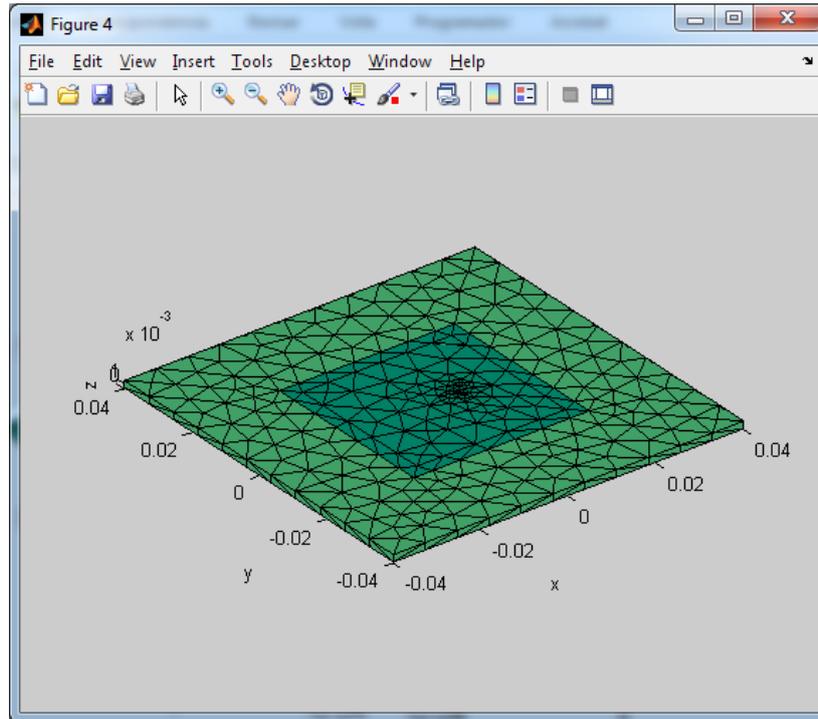


Ilustración 21: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.

La ejecución del script “*struct3d.m*” genera un fichero “*struct3d.mat*” que contiene la siguiente información:

- P: Array de nodos
- T: Array de tetraedros
- Faces: Array de caras de material dieléctrico.
- FacesBoundary: Array de caras frontera de dieléctrico.
- FacesNontrivial: Numero de caras de dieléctrico NO Triviales colocadas de frente. (Sean caras límite o caras con contraste dieléctrico distinto de cero o bien caras que coinciden con las caras metálicas incrustadas)
- Edges: Array de aristas (bordes) de dieléctrico.
- AT: Array de tetraedros adyacentes de cada cara de dieléctrico.
- Const: Estructura array de constantes entre las que se incluyen datos de dielectro para cada tetraedro.
- T: Array de caras de metal
- Edgesm: Array de aristas internas de metal
- Edgesb: Array de bordes de caras de metal internas.
- Tp, Tm: Arrays de triángulos adyacentes a cada cara de metal interna.
- Vp, Vm: Arrays de vértices opuestos para triángulos adyacentes.
- CT: Array de tetraedros de dieléctrico adyacentes a caras de metal.
- FeedIndexes: Array de caras de alimentación (1V cada una)

Con todas estas variables y constantes se describe la estructura tridimensional que conforma la antena de parche en el fichero “*struct3d.mat*”.

1.2.3.- Ejecución del script wrapper

A continuación es necesario ejecutar un script denominado “*2_basis\wrapper.m*” que actúa como generador de un envoltorio de funciones para el resto de scripts que serán ejecutados a continuación. “*wrapper.m*” es un script que a partir de la estructura de malla tridimensional generada “*struct3d.mat*” genera un fichero de salida denominado “*basis.mat*” en el que se describen las siguientes variables:

- GEOM: Estructura de arrays en el que están descritas las funciones básicas de borde.
- Geom: Estructura de arrays que describe las funciones RGW básicas.
- Const: Estructura de arrays de constantes de dieléctrico para cada tetraedro.
- FeedIndexes: Índices en las caras de metal (Para el cálculo de la radiación de la antena)

La ejecución del script “*wrapper.m*” generó el siguiente resultado en ventana de comandos de MATLAB:

```
|T| = 1518
Elapsed time is 1.526396 seconds.
Triangles:    720
Tets:        1518
MetalEdges:  1048
DielEdges:   2073
```

1.3.- Resolución de las ecuaciones de maxwell mediante MoM a partir de una malla 3D que describe el parche cuadrado.

1.3.1.- Ejecución del script “impedance.m”

La ejecución del script “*3_MoM\impedance.m*” calcula la impedancia de entrada para un puerto. De modo que permite calcular el comportamiento en frecuencia de la impedancia de antena en el puerto de entrada. Además permite calcular la potencia de alimentación (que coincide con la potencia total radiada sólo para antenas sin pérdidas).

El script necesita que se le especifique el rango de frecuencias de trabajo y el número de iteraciones en que debe ejecutarse. Es este script el responsable de la resolución del sistema de ecuaciones mediante el método MoM.

Este script genera como salida el fichero “*out.mat*” que contiene entre otras las variables frequency, FeedPower, Resistance, Reactance, S11, VSWR.

El script utiliza como valores por defecto GapVoltage de 1.00 V y una impedancia de 50 ohmios adaptada.

La definición de dichas variables es acorde con las siguientes ecuaciones:

```
GapVoltage:    Por defecto especificado a 1.00 V.
GapCurrent:    Suma de corrientes en cada elemento de la geometría.
Impedance:     Se define como GapVoltage/GapCurrent.
Resistance:    Se define como la parte real de Impedance.
Reactance:     Se define como la parte imaginaria de Impedance.
GAMMA:        Se define como (Impedance-50)/(Impedance+50), donde se
               parte de una adaptación a una impedancia de 50 ohmios.
S11:          Se define como 20*log10(abs(GAMMA)).
VSWR:         Se define como (1 + abs(GAMMA))/(1 - abs(GAMMA)).
```

FeedPower: Se define como $1/2 * \text{real}(\text{GapCurrent} * \text{conj}(\text{GapVoltage}))$;

Dado que la frecuencia de resonancia del modo fundamental 010 es de 2.4567GHz (y dado que por ser un parche cuadrado la frecuencia de resonancia del modo 100 también es de 2.4567GHz que a partir de ahora abreviadamente se denotará como 2.46 GHz), para la ejecución del script “impedance.m” que resuelve las ecuaciones de Maxwell mediante el método numérico MoM es necesario especificar un rango de frecuencias de resolución (Es necesario recordar que el método MoM se basa en resolver los sistemas de ecuaciones desarrollados a partir de las ecuaciones de Maxwell individualmente en cada una de las frecuencias propuestas).

Por ello se define el siguiente rango de frecuencias y número de iteraciones (que permite especificar, el número de frecuencias en que se resuelven las ecuaciones de Maxwell):

```
FStart = 2.20e9; %Hz
FStop = 2.50e9; %Hz
Steps = 30;
```

Los resultados que se obtienen en la ventana de comandos de MATLAB tras 30 iteraciones son los siguientes:

```
data = m: 30
freq: 2.5000e+009
cputime: 21.4657
impedance: 1.6122 + 4.8982i
```

NOTA: Es necesario observar que el mensaje anterior en ventana de comandos se corresponde únicamente al cálculo de la impedancia sólo para la iteración n^o 30 (y por lo tanto para la frecuencia de 2.5 GHz, y que por lo tanto se han omitido los 29 mensajes anteriores para otras tantas respectivas frecuencias.

Como consecuencia de la ejecución del script se obtiene el siguiente gráfico en el que es posible observar los puntos de paso de la curva de reactancia (de color azul) por cero. Lo que indica la presencia de una frecuencia de resonancia de un modo (Puesto que en dichas resonancias se anula la reactancia y la impedancia en consecuencia solo tiene parte real). Más en concreto tal como se había previsto dicha frecuencia de resonancia ocurre en torno a 2.46 GHz.

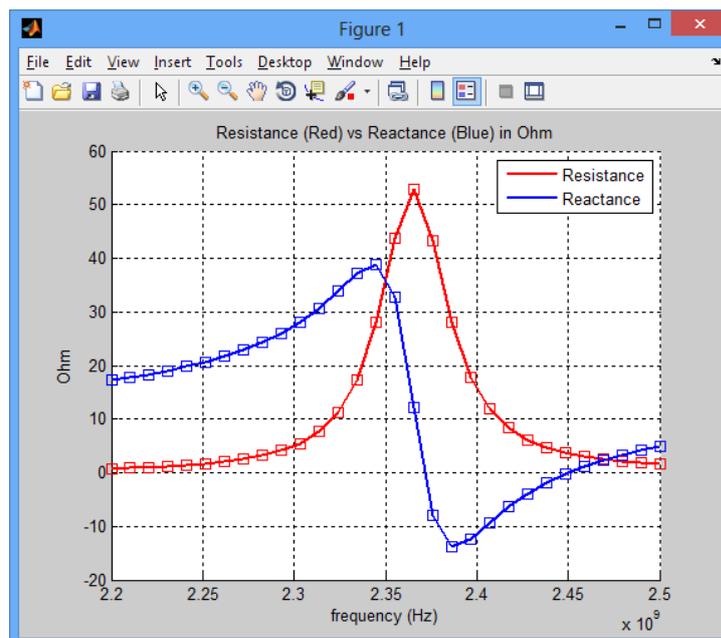


Ilustración 22: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.2 a 2.5 GHz y 30 iteraciones.

Si se realiza un cambio de las especificaciones del rango de frecuencias operando en el margen de 2 a 3 GHz tras 30 iteraciones el resultado obtenido se muestra a continuación:

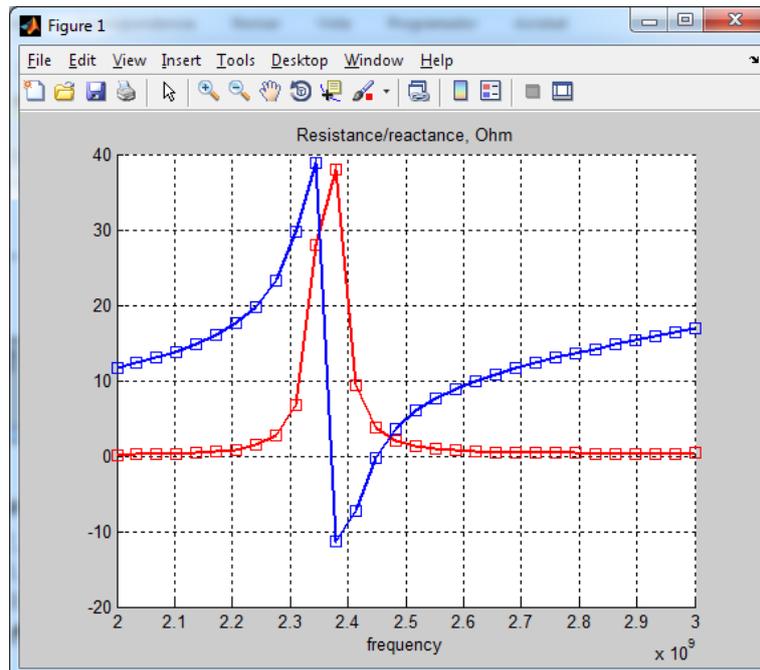


Ilustración 23: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.0 a 3.0 GHz y 30 iteraciones.

En el cual se observa el mismo gráfico con una mayor escala en el eje de abscisas, pero manteniendo las formas de la curva y en consecuencia la frecuencia de resonancia del modo fundamental.

Interesa también ser capaces de trabajar en un rango que cubra todas las frecuencias de resonancia por lo que será necesario utilizar:

```
FStart = 2.00e9; %Hz
FStop = 1.40e10; %Hz
Steps = 30;
```

En consecuencia el resultado de la ejecución del script “impedance.m” tras 30 iteraciones será la curva de impedancia adjunta en la que se puede observar más puntos de corte de curva de reactancia con el eje de abscisas a 0 ohmios lo que significa que hay varias frecuencias de resonancia en las que se anula la reactancia.

Nota: Se ha creado un script personalizado RR_plot.m para mostrar el gráfico adjunto.

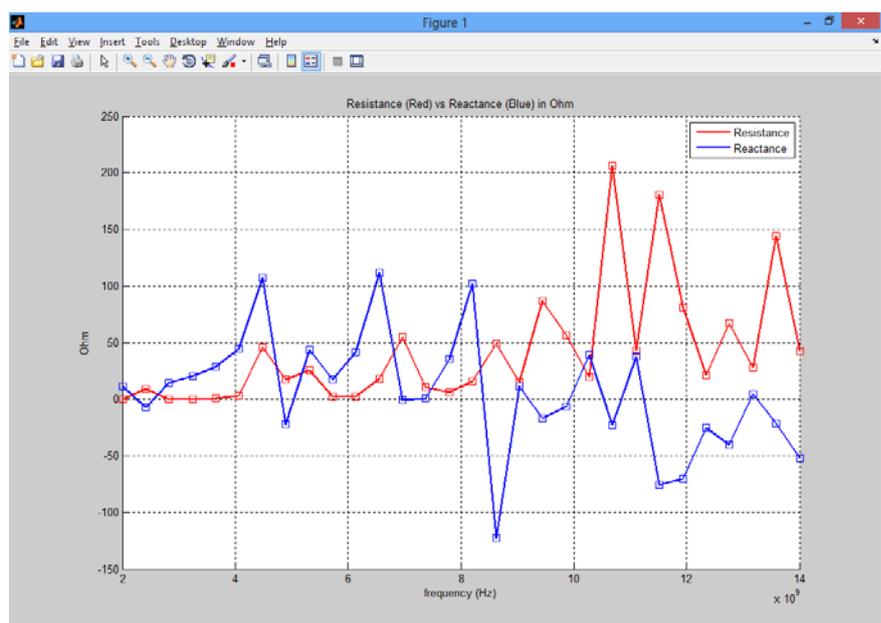


Ilustración 24: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.0 a 14.0 GHz y 30 iteraciones.

1.4.- Calcular S11 en función de la frecuencia para el parche cuadrado.

El script “*impedance.m*” tal como se ha comentado calcula S11, sin embargo no la representa, por lo que se han desarrollado un nuevo script que partiendo de los resultados generados por “*impedance.m*” toma los datos de S11 y VSWR del fichero “*out.mat*” y permite realizar gráficos de S11 y VSWR en función de la frecuencia. Para ello se han desarrollado dos scripts denominados “*S11_plot.m*” y “*VSWR_plot.m*”.

Interesa en primer lugar mostrar ambas gráficas para el rango de frecuencias de 2.2 a 2.5 GHz que incluye la frecuencia central del parche cuadrado de 2.38 GHz.

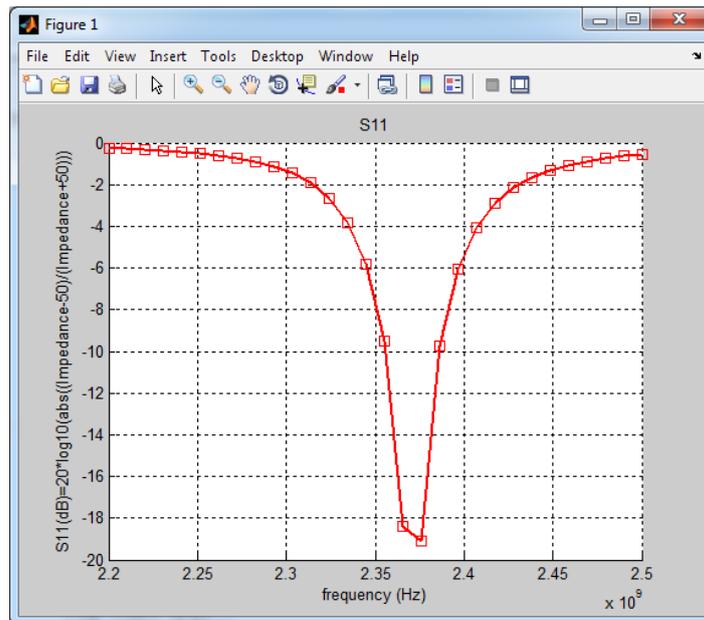


Ilustración 25: S11 (dB) entre 2.2 y 2.5 GHz con 30 iteraciones.

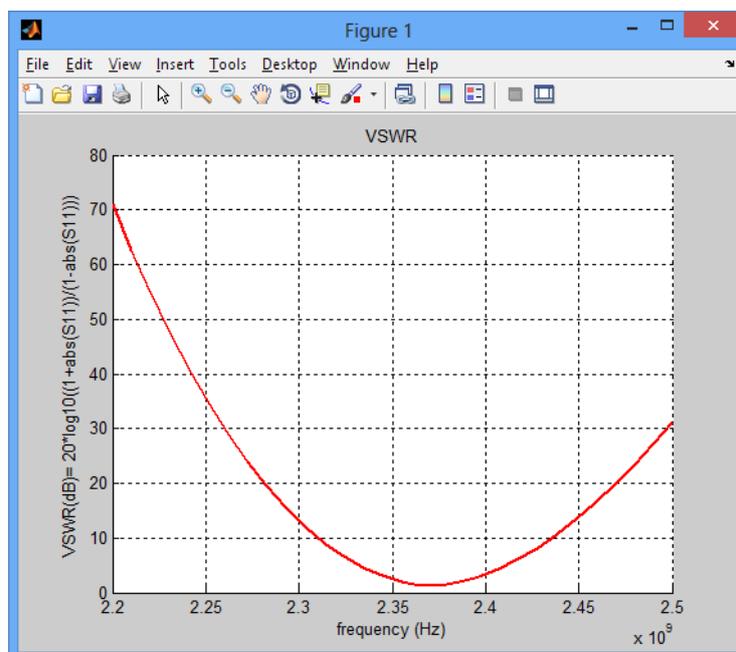


Ilustración 26: VSWR (dB) entre 2.2 y 2.5 GHz con 30 iteraciones.

También es importante mostrar ambas gráficas para el rango de frecuencias que incluye todas las frecuencias de resonancia de 2.0 a 14.0 GHz.

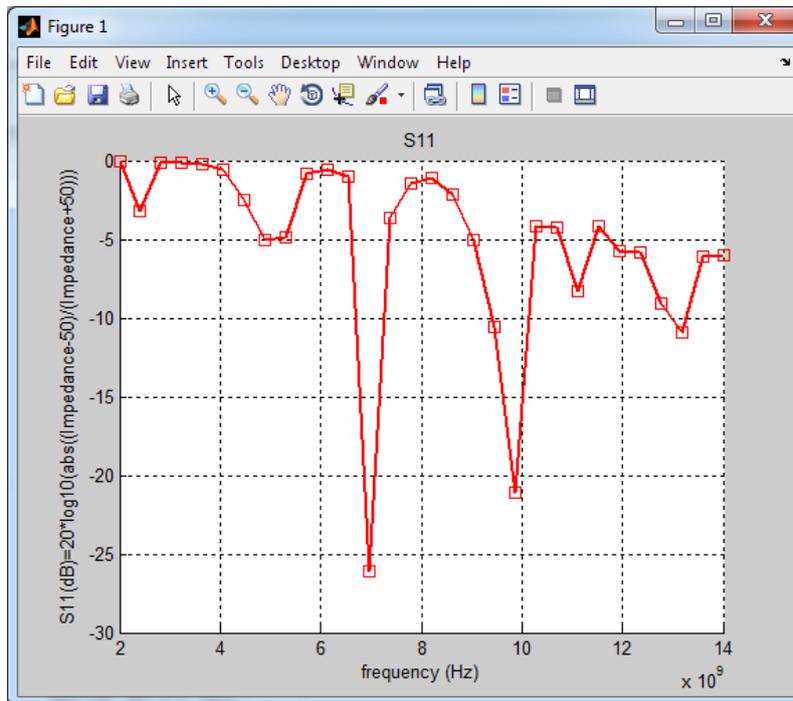


Ilustración 27: S11 (dB) entre 2.0 y 14.0 GHz con 30 iteraciones.

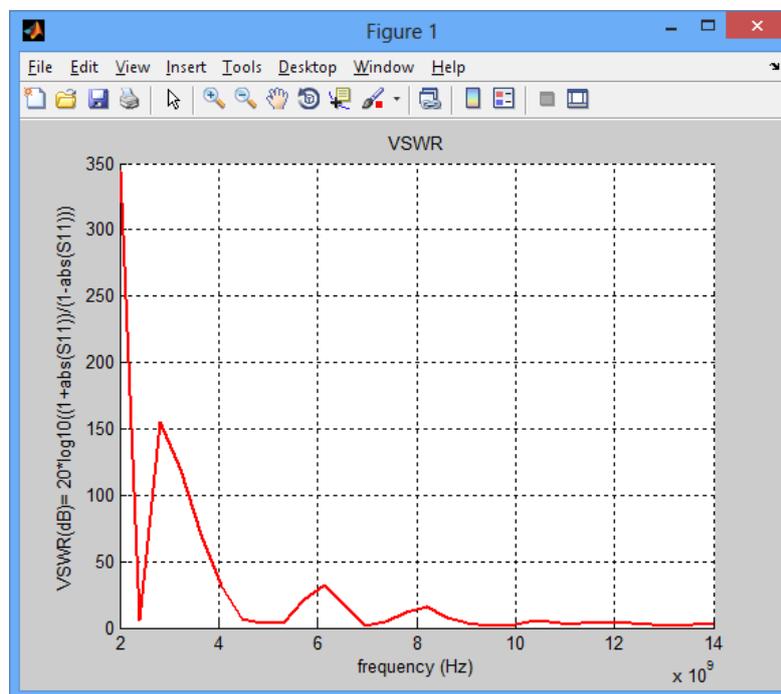


Ilustración 28: VSWR (dB) entre 2.0 y 14.0 GHz con 30 iteraciones.

1.5.- Utilización de cartas de Smith para la representación de impedancias complejas.

Dado que interesa el análisis de la magnitud S11 sobre una carta de Smith se han utilizado scripts “ad-hoc” que permiten la representación de la impedancia compleja en una carta de Smith. Hay una

explicación más pormenorizada en el apartado “4.5.- Utilización de cartas de Smith para la representación de impedancias complejas.”.

En consecuencia interesa una representación de la impedancia compleja (resistencia + j * Reactancia) en 30 frecuencias comprendidas entre 2.2 y 2.5 GHz, de modo que la carta de Smith obtenida mediante el script propio “smith_out.m” ejecutado en MATLAB R2008a es la siguiente:

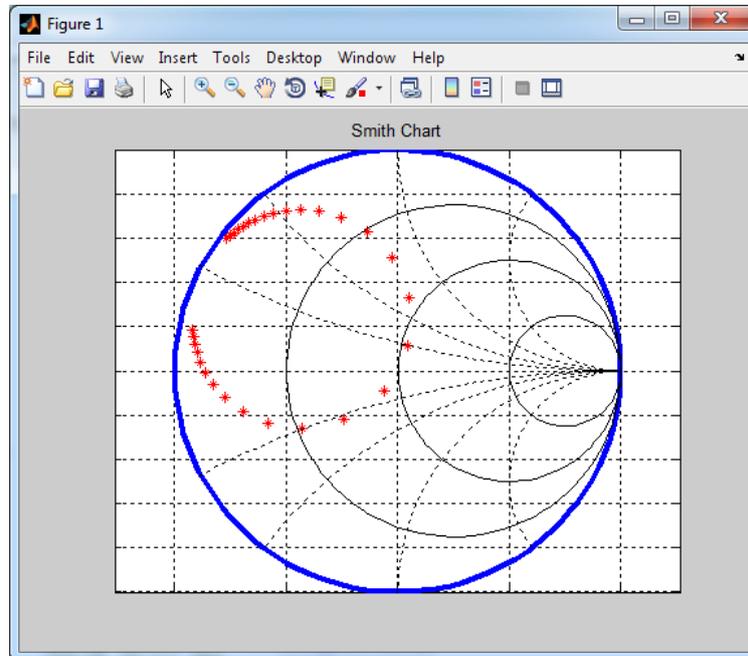


Ilustración 29: Carta de Smith que representa la impedancia compleja entre 2.2 y 2.5 GHz con 30 iteraciones, creada con el script “smith_out.m” ejecutado en MATLAB R2008a.

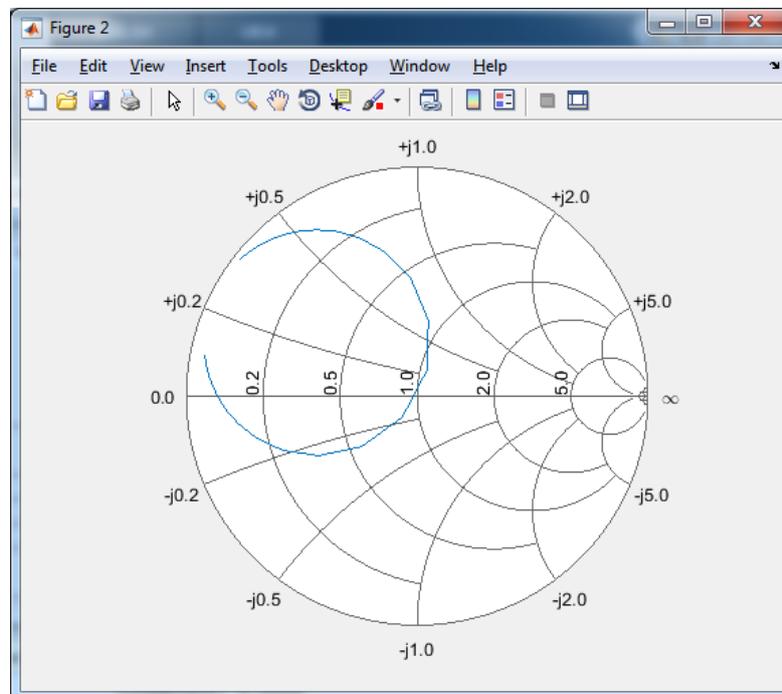


Ilustración 30: Carta de Smith que representa la impedancia compleja entre 2.2 y 2.5 GHz con 30 iteraciones, creada mediante el script “smith_out_rftoolbox.m” personalizado ejecutado en MATLAB R2017a que incluye la librería RFToolbox.

1.6.- Calcular la distribución de corriente para el parche cuadrado

Para calcular la distribución de corriente en el parche cuadrado es necesario utilizar el script “3_MoM|nearfield.m” el cual partiendo de los datos almacenados en el fichero “out.mat” generados por el script “impedance.m” se ocupa de lo siguiente:

Calcula los campos E y H solución, la distribución de carga ligada (boundcharge) así como la distribución de corrientes eléctricas y la distribución de carga eléctrica libre y todos estos resultados se guardan en un nuevo fichero de datos denominado “out_fields.mat”. Además el script “nearfield.m” también calcula y muestra el error entre el campo eléctrico calculado usando ecuaciones de potenciales EM y el campo calculado usando la solución que da el algoritmo MoM directamente.

Más en concreto los campos calculados y almacenados en “out_fields.mat” son los siguientes:

```
fields = struct('Poynting', Poynting, ...
'E', E, ...
'H', H, ...
'currentv', currentv, ... % Electric current distribution
'chargemv', chargemv, ... % Free electric charge distribution
'chargedv', chargedv); % Bound charge distribution
```

1.6.1.- Ejecución de “nearfield.m”

En primer lugar se ejecutará el script con los resultados obtenidos en “out.mat” correspondientes a la banda de frecuencia de 2 a 14 GHz. Además el script “nearfield.m” realiza los cálculos anteriormente expuestos para una frecuencia específica dentro del margen especificado en “out.mat”.

En este caso se analizarán los campos para la frecuencia del modo fundamental 010 de 2.46 GHz (Aproximación de 2.4557 GHz, que coincide con la frecuencia del modo 100 por ser un parche cuadrado).

Al ejecutarse el script se muestra una ventana de dialogo como se observa en la imagen adjunta en la que debemos seleccionar el componente vectorial que se desea observar (Lo cual solo es relevante para las cantidades vectoriales) y la magnitud física a inspeccionar.

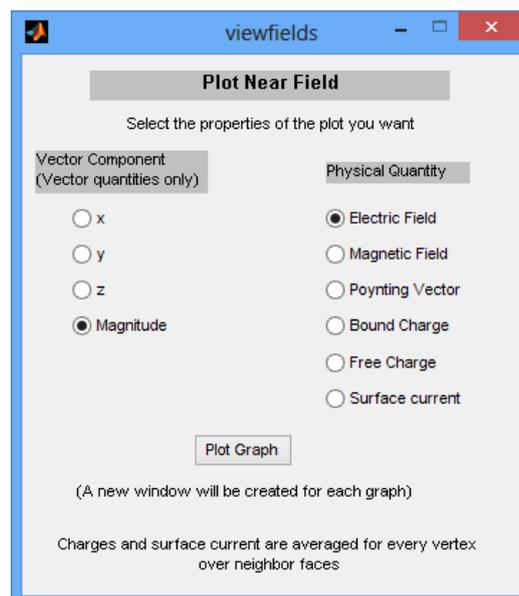


Ilustración 31: Ventana de diálogo que se muestra al ejecutar el script “nearfield.m”

Si se selecciona la magnitud de campo eléctrico se puede observar el gráfico siguiente en que se muestra un valor máximo de $E=1.14E4$ V/m.

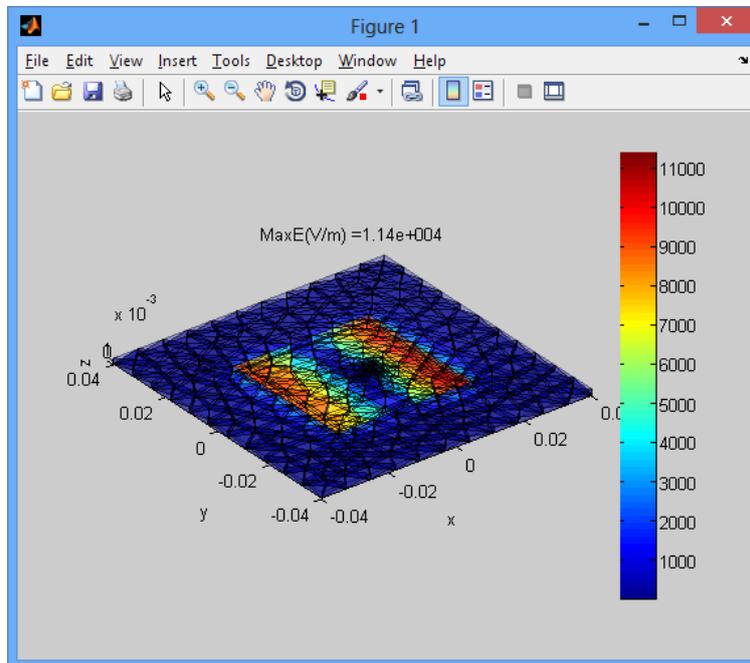


Ilustración 32: Magnitud E en el modo 010 donde se ilustra como el campo es máximo en las aristas radiantes

Análogamente si se selecciona la magnitud de campo magnético se puede observar el gráfico siguiente en que se muestra un valor máximo de $H=31.7$ A/m. Como la corriente sobre el parche es proporcional al campo H , se observa que la corriente para el modo 010 es máxima en el centro del parche.

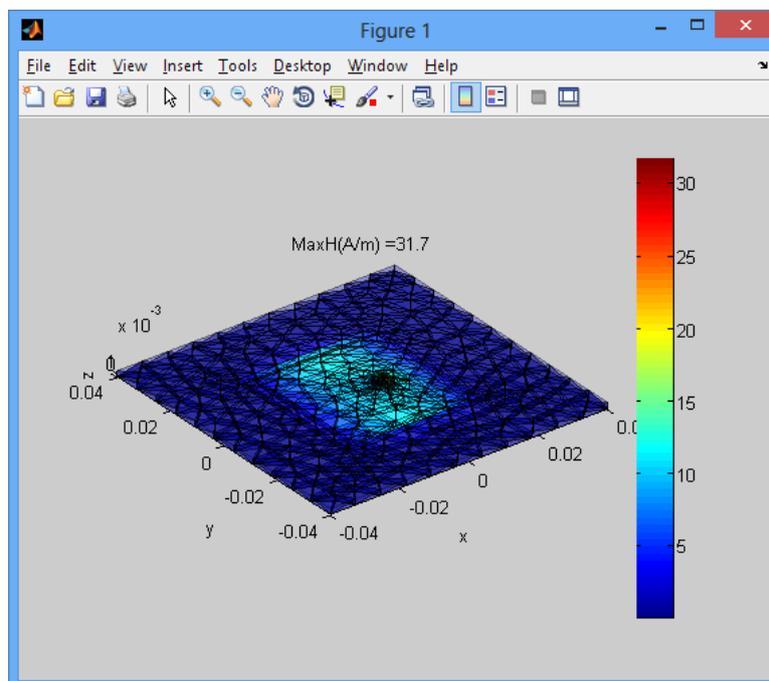


Ilustración 33: Magnitud H en el modo 010

Análogamente si se selecciona la distribución de carga ligada (boundcharge) se puede observar el gráfico siguiente en que se muestra un valor máximo de $3.58E-8$ Coulomb/m².

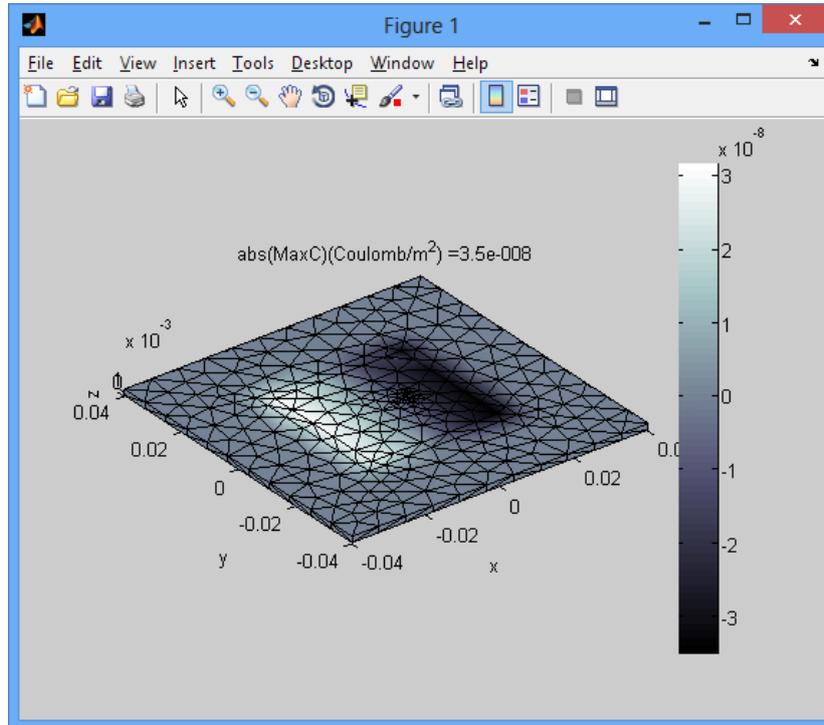


Ilustración 34: Magnitud de carga ligada (boundcharge) en el modo 010

Análogamente si se selecciona la distribución de carga libre (free charge) se puede observar el gráfico siguiente en que se muestra un valor máximo de $9.73E-8$ Coulomb/m².

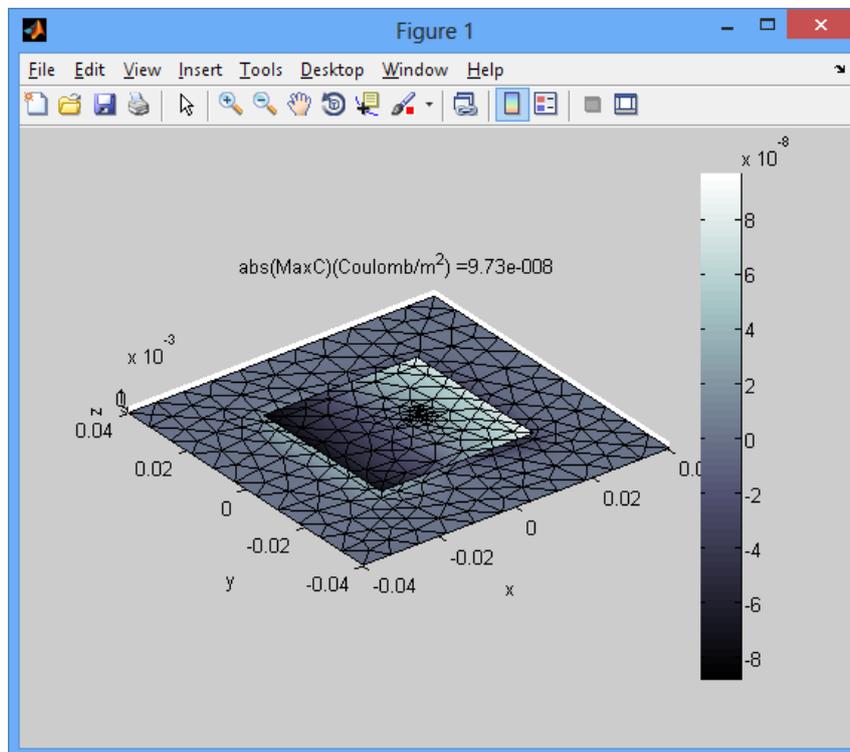


Ilustración 35: Magnitud de carga libre (free charge) en el modo 010

Sin embargo nuestro interés fundamental estriba en conocer la distribución de corriente en el parche, en cuyo caso se obtiene un gráfico como el siguiente en que se muestra un valor máximo de 20.8 A/m de magnitud de corriente superficial.

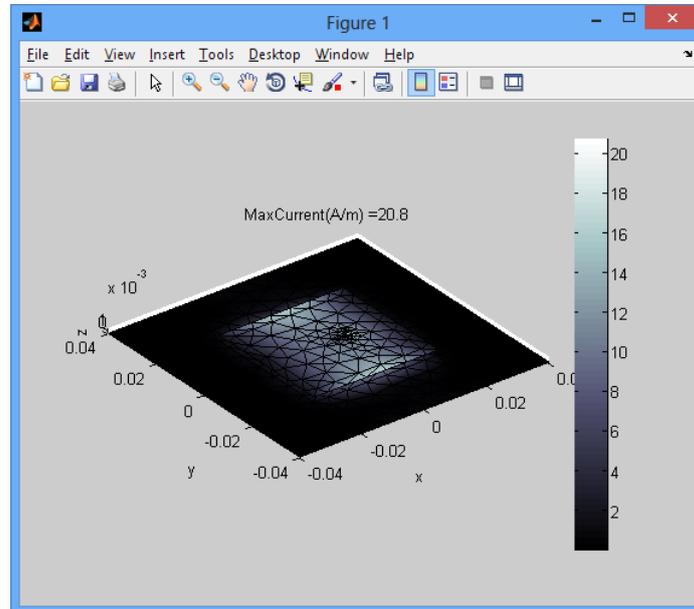


Ilustración 36: Magnitud de corriente superficial en el modo 010 o 100

1.7.- Calcular el diagrama de radiación para el parche cuadrado

A continuación se calculan los diagramas de radiación del parche microstrip para lo cual se utilizará el script “*radpattern.m*”. Este script se ejecuta a continuación del script “*impedance.m*” que utiliza el algoritmo MoM y el fichero generado anteriormente “*out.mat*” para calcular los campos lejanos. El script “*radpattern.m*” permite calcular el campo lejano a una frecuencia dada. La observación de los campos lejanos se realiza en una cierto círculo/esfera de observación cuyo radio se especifica también.

El script “*radpattern.m*” calcula la potencia total radiada sobre una esfera grande (para lo cual se utiliza una esfera cuya malla está definida en el fichero “*3_MoM|codes|sphere.mat*” sobre un radio de 1000 m que se especifica a través de la variable R) y también calcula la ganancia de antena y la directividad absoluta co-polar y cross-polar en ciertos planos, para el caso de polarización lineal.

Sobre dicho script se han realizado modificaciones que permiten normalizar los valores de directividades a 0dB y trabajar en un rango de 0 a -30dB. Sin embargo dado que MATLAB no permite representar valores en dB negativos se representan los datos con un offset de 30dB con lo que es necesario restar 30dB a los valores que se observan en el gráfico para obtener los valores normalizados y como segunda alternativa se ha realizado un segundo script denominado *radpattern_v2017* que tomando los datos generados por el script “*radpattern.m*” que se almacenan en el fichero “*out_rad.mat*” recoge del mismo los valores de radiación en dirección theta y phi y genera un gráfico polar en dB que si contempla valores negativos y que por lo tanto no necesita de la aplicación de ningún offset.

La normalización del campo en dirección Cross-Polar y Co-Polar se ha realizado de acuerdo con el valor del máximo de ambos para que se muestre el valor relativo de un campo frente al otro puesto que en otro caso ambos gráficos siempre alcanzarían un valor de 0dB (30 dB en la gráfica con offset).

Como consecuencia se utilizará un script que desarrolla esas modificaciones y que se denomina “*radpattern_v2.m*” en el caso de contemplar el offset o el script “*radpattern_v2017.m*” en el caso de mostrar directamente el diagrama polar con valores negativos.

1.7.1.- Ejecución de *radpattern_v2.m*

Se modifica la frecuencia a la que se calcula el diagrama de radiación mediante las siguientes líneas del script “*radpattern_v2.m*”:

```
% Find the fields
Frequency = 2.38e9;
```

Con el afán de simplificar los cálculos se ha modificado el script para que pueda lanzarse especificando la frecuencia y el modo en el que se desee calcular el diagrama de radiación, para lo cual se usa la variable *fr_mnp* y de modo que la llamada al script modificado es del tipo “*radpattern_v2(fr_mnp,mode,plane)*”.

La ejecución de este script genera un fichero denominado “*out_rad.mat*” que incluye las siguientes informaciones:

- Theta: Que permite definir los planos de elevación en el círculo
- Direct_1: Basado en Ephi, que permite definir la componente Cross-Polar
- Direct_2: Basado en Etheta que permite definir la componente Co-Polar

1.7.1.1.- Ejecución de *radpattern_v2.m* a frecuencia central de 2.38 GHz

Mediante la llamada “*radpattern_v2(2.38e9,'Frecuencia Central','YZ')*” la gráfica obtenida que muestra la directividad total en dB a la frecuencia central de 2.38 GHz y a una distancia de 1 Km es la siguiente:

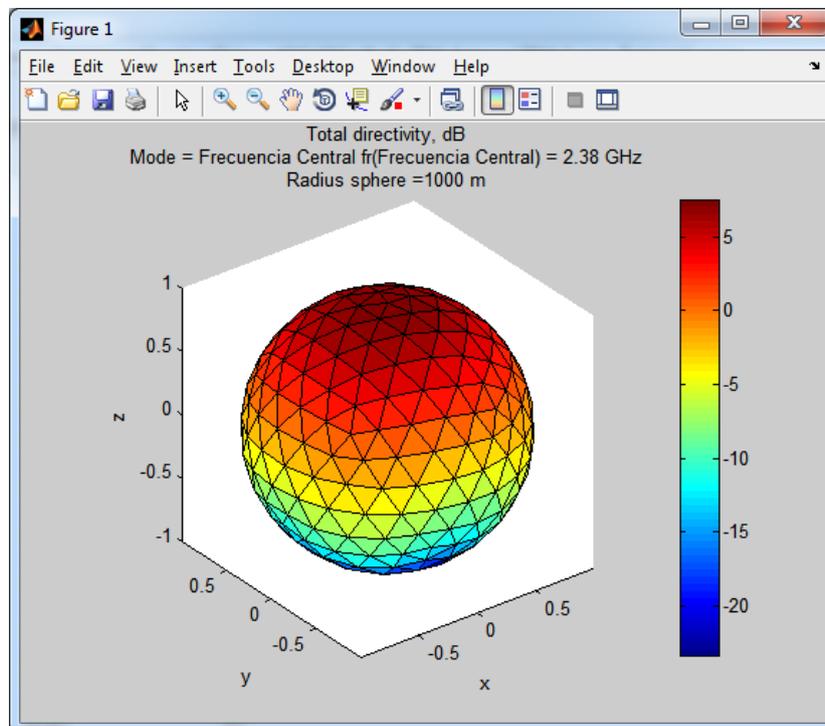


Ilustración 37: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia central 2.38 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.

Y además ejecutando el script `radpattern_v2017(2.38e9,'Frecuencia Central')` se genera un diagrama polar en el que podemos observar la directividad co/cross polar en el plano YZ.

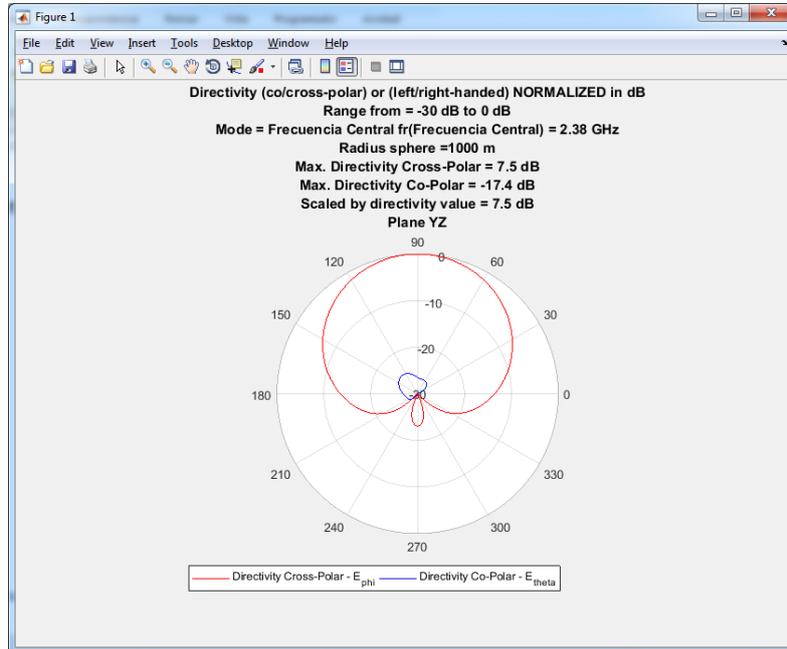


Ilustración 38: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central 2.38 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

De modo análogo se calcula el diagrama de radiación Co-Polar y Cross-Polar para el plano XZ mediante las cadenas de llamada `radpattern_v2(2.38e9,'Frecuencia Central','XZ')` y `radpattern_v2017(2.38e9,'Frecuencia Central')`.

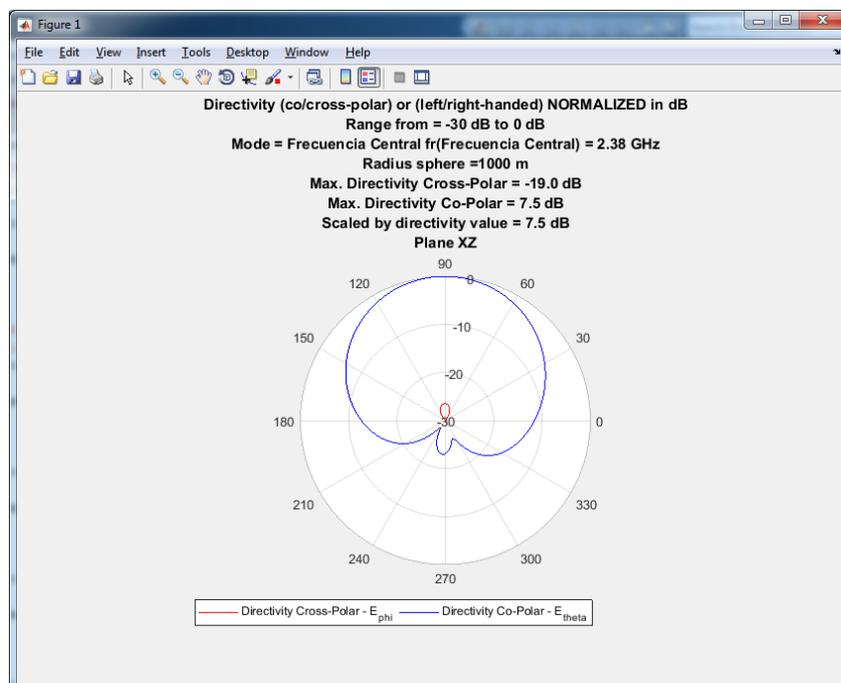


Ilustración 39: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central 2.38 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

Análogamente con el afán de profundizar el estudio se ha analizado el comportamiento de la antena en las distintas frecuencias fundamentales.

1.7.1.2.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia fundamental 010 y 100

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(010)=2.456707e9$ Hz (Abreviadamente 2.46 GHz) se observa el mismo comportamiento que con $fr_mnp(100)$ debido a la geometría cuadrada de la antena. La llamada al script en este caso será: “radpattern_v2(2.456707e9,'010 o 100','YZ’)” y “radpattern_v2017(2.456707e9,'010 o 100’)” y se obtendrán los siguientes gráficos.

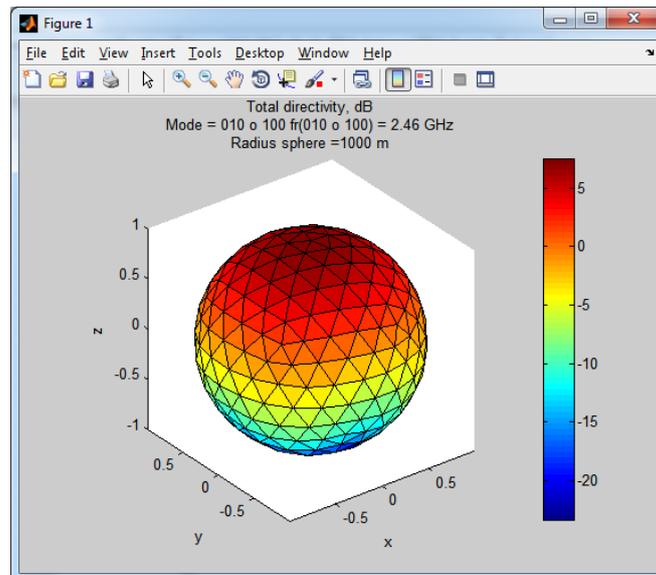


Ilustración 40: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 010 y del modo 100 de 2.46 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.

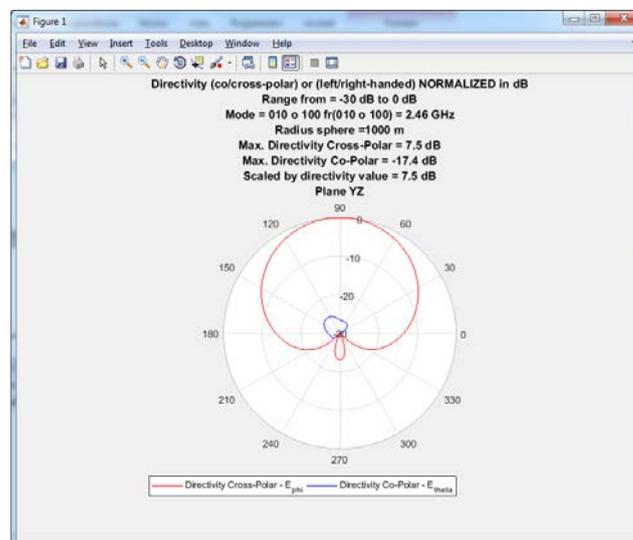


Ilustración 41: Directividad Cross-Polar⁶ y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 010 y del modo 100 de 2.46 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

⁶ Se hereda el nombre co-polar y cross-polar del código de Makarov. Para ser estrictos deben usarse E_{ϕ} y E_{θ} y como se puede observar en la parte inferior de los diagramas usamos indistintamente una u otra nomenclatura.

De modo análogo se calcula el diagrama de radiación Co-Polar y Cross-Polar para el plano XZ mediante las cadenas de llamada `radpattern_v2(2.46e9,'010 o 100','XZ')` y `radpattern_v2017(2.46e9,'010 o 100')`.

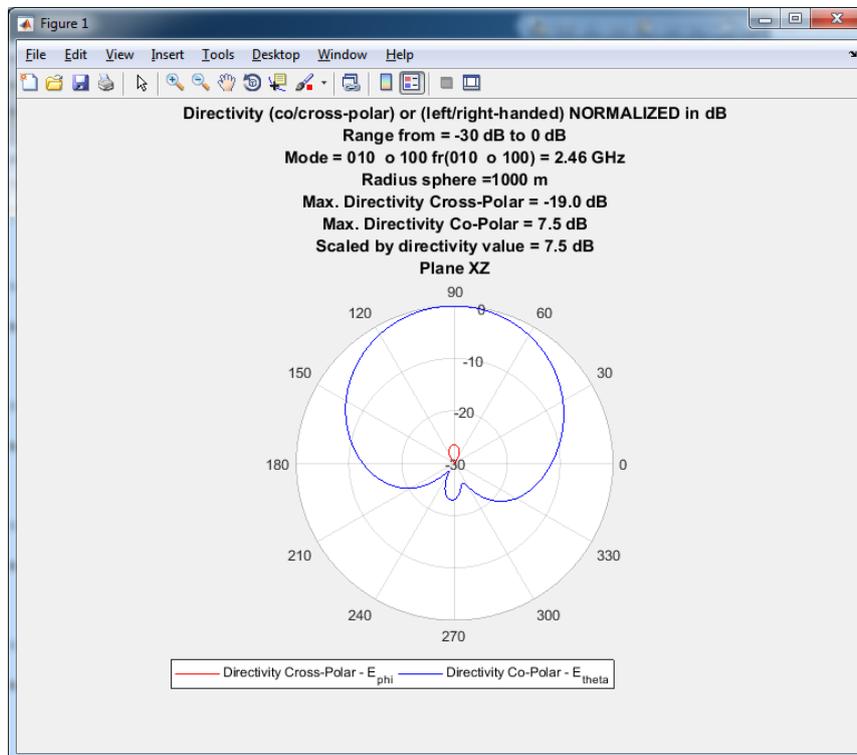


Ilustración 42: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 010 y del modo 100 de 2.46 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

1.8.- Aumentar la altura del sustrato y comparar el ancho de banda S11

De acuerdo con las especificaciones propuestas en el apartado 1.1 las medidas de la antena de parche son las siguientes:

- Medidas y propiedades del dieléctrico: L=80mm, W=80mm. H=1.57mm, $\epsilon_r=2.33$
- Medidas del parche metálico: L=40mm, W=40mm

Sin embargo llegado a este punto se propone incrementar paulatinamente el espesor del sustrato y analizar su repercusión sobre S11. Ello supone la necesidad de crear nuevos modelos de mallas mediante la ejecución de los scripts “*struct2d.m*” y “*struct3d.m*”.

En la literatura⁷ se considera típicamente que el grosor del sustrato oscila entre $0,003\lambda$ y $0,05\lambda$. Partiendo de esta premisa y tomando la frecuencia del modo fundamental 010 o 100 de 2.46GHz la altura del sustrato debería oscilar entre 0.36mm y 6.1mm. Se puede observar que la medida H=1.57 tomada en apartados anteriores está entre dichos valores.

El procedimiento que se seguirá es aumentar el grosor del sustrato planteando los siguientes casos:

- Sustrato con $\epsilon_r=2.33$ y H=1.57mm
- Sustrato con $\epsilon_r=2.33$ y H=3.14mm (1.57x2)
- Sustrato con $\epsilon_r=2.33$ y H=4.71mm (1.57x3)

⁷ Referencia obtenida de <https://www.slideshare.net/lonely113/diseo-de-antena-microstrip>

- Sustrato con $\epsilon_r=2.33$ y $H=6.28\text{mm}$ (1.57x4)

1.8.1.- Sustrato con $\epsilon_r=2.33$ y $H=3.14\text{ mm}$

No es necesario volver a ejecutar el script “*struct2d.m*” puesto que en dicho script es necesario especificar W y L del plano de masa y del dieléctrico y las medidas W y L del parche metálico pero en ningún caso del grosor del dieléctrico por lo que el resultado “*struct2d.mat*” ya obtenido en el apartado 1 ya es perfectamente válido.

Sin embargo si es necesario volver a ejecutar el script “*struct3d.m*” y en la ventana correspondiente se incluirá el valor 3.14 como “Thickness” de la capa de dieléctrico manteniendo el valor de ϵ_r .

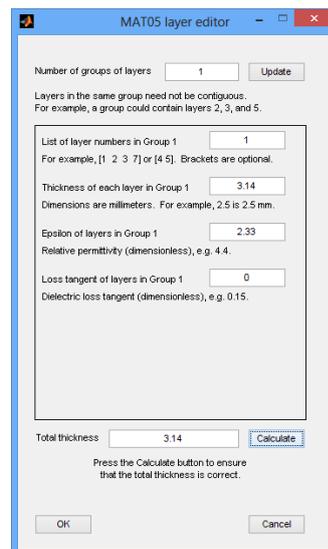


Ilustración 43: Especificación de capas, grosores y permeabilidades de dieléctrico con $H=3.14\text{mm}$.

Del mismo modo que en el apartado 1 será necesario especificar mediante cinco ventanas de dialogo el espacio ocupado por los distintos elementos que conforman la estructura tridimensional. En primer lugar se definen los tetraedros que no se incluyen en la capa 1.

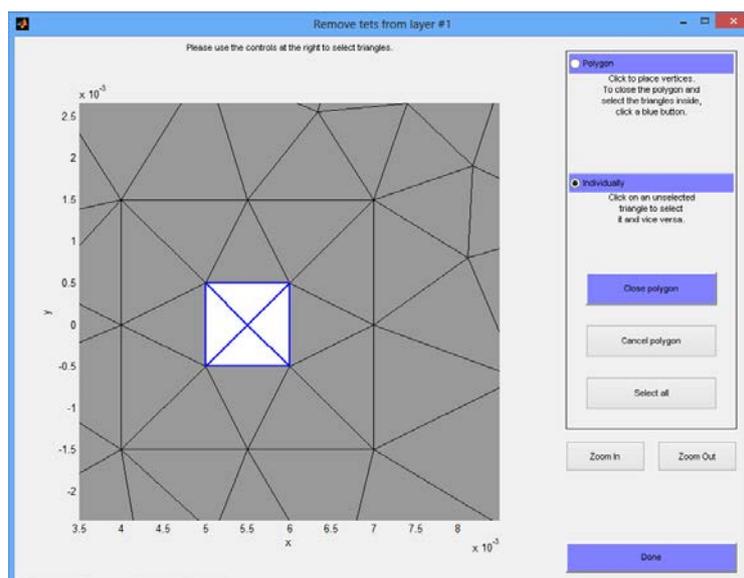


Ilustración 44: Tetraedros que se eliminan de la capa 1 con $H=3.14\text{mm}$.

A continuación, se definen los elementos que constituyen la capa metálica inferior, que en nuestro caso es el plano de masa finito de 80x80 mm en la capa 1.

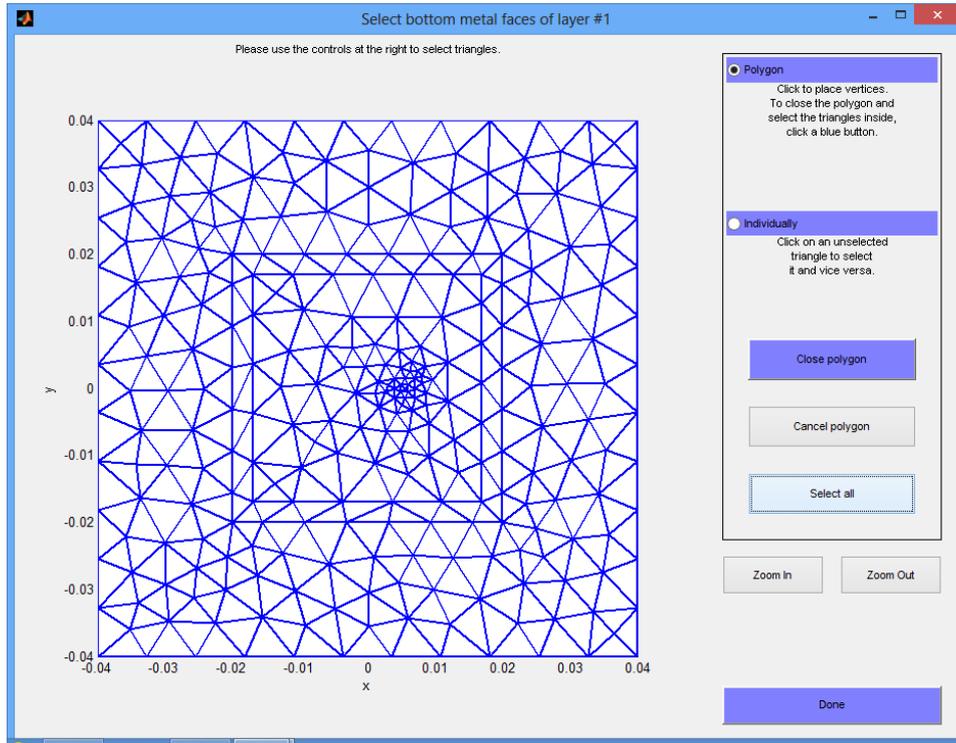


Ilustración 45: Selección de elementos que forman el plano de masa para $H=3.14\text{mm}$.

A continuación, se definen los elementos que constituyen las caras metálicas de la vía de alimentación del parche metálico para la capa 1.

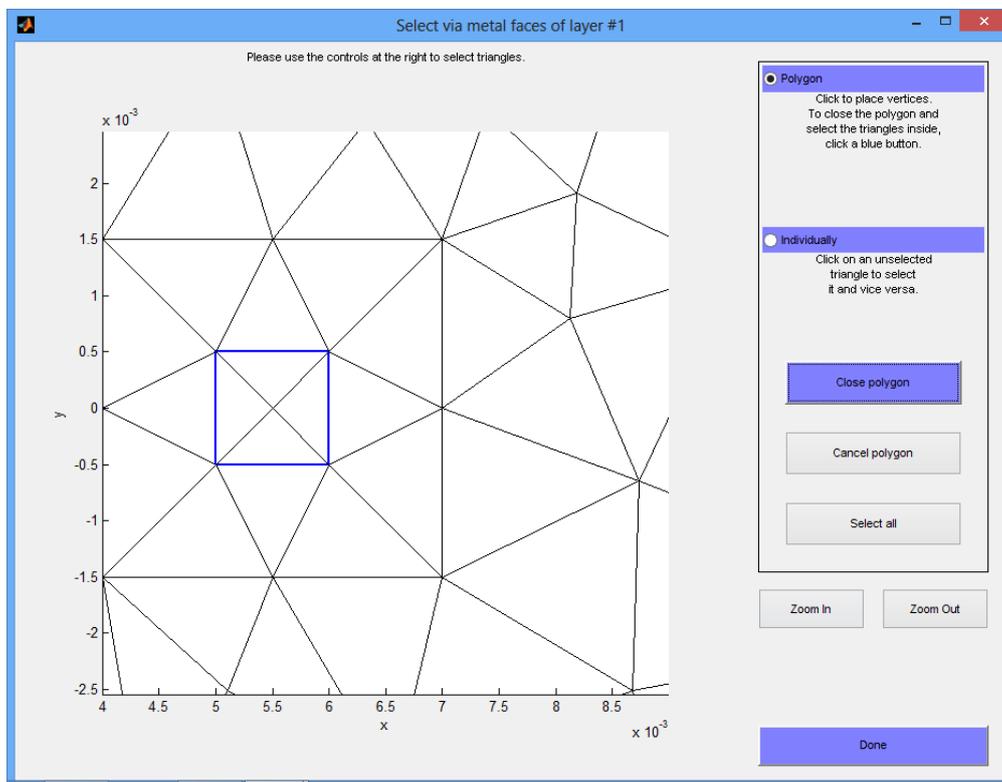


Ilustración 46: Especificación de las caras metálicas de la vía de alimentación para $H=3.14\text{mm}$.

A continuación se definen los elementos que constituyen el parche metálico superior.

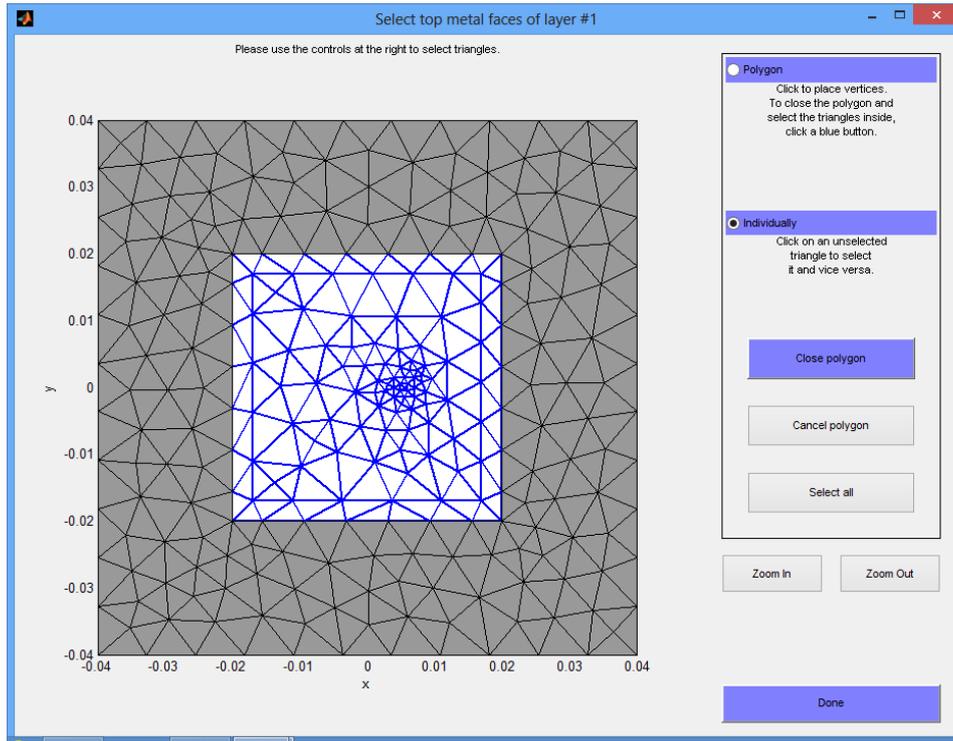


Ilustración 47: Selección de elementos que constituyen el parche metálico superior con $H=3.14\text{mm}$.

Y como consecuencia se obtiene la siguiente malla tridimensional que describe la antena microstrip.

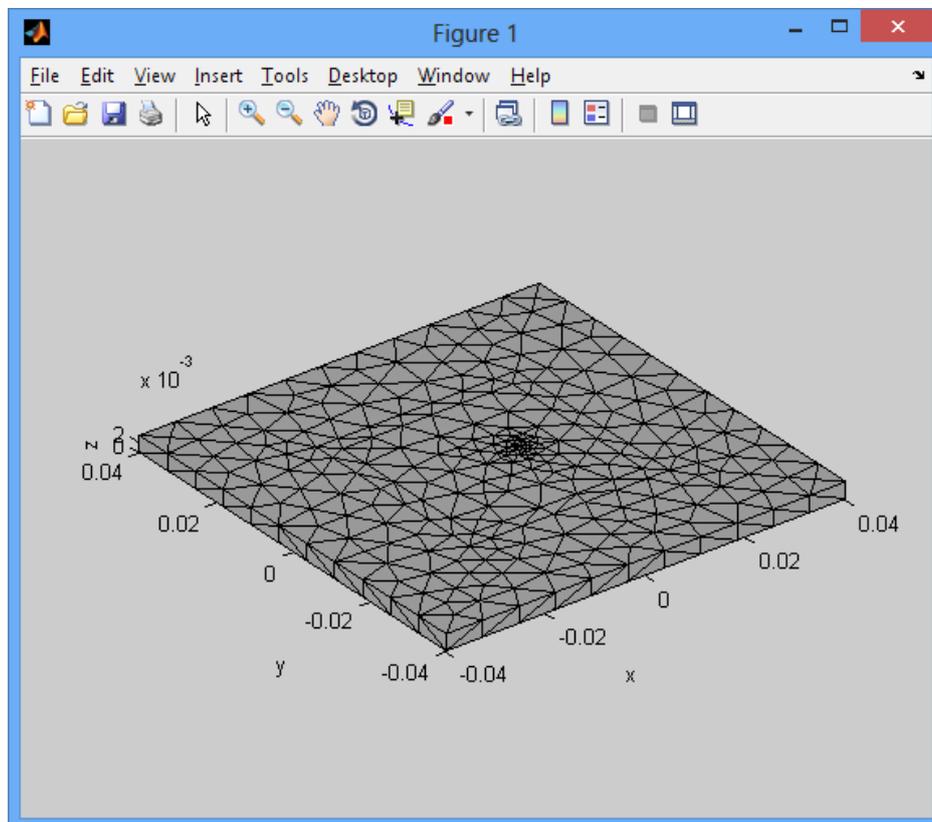
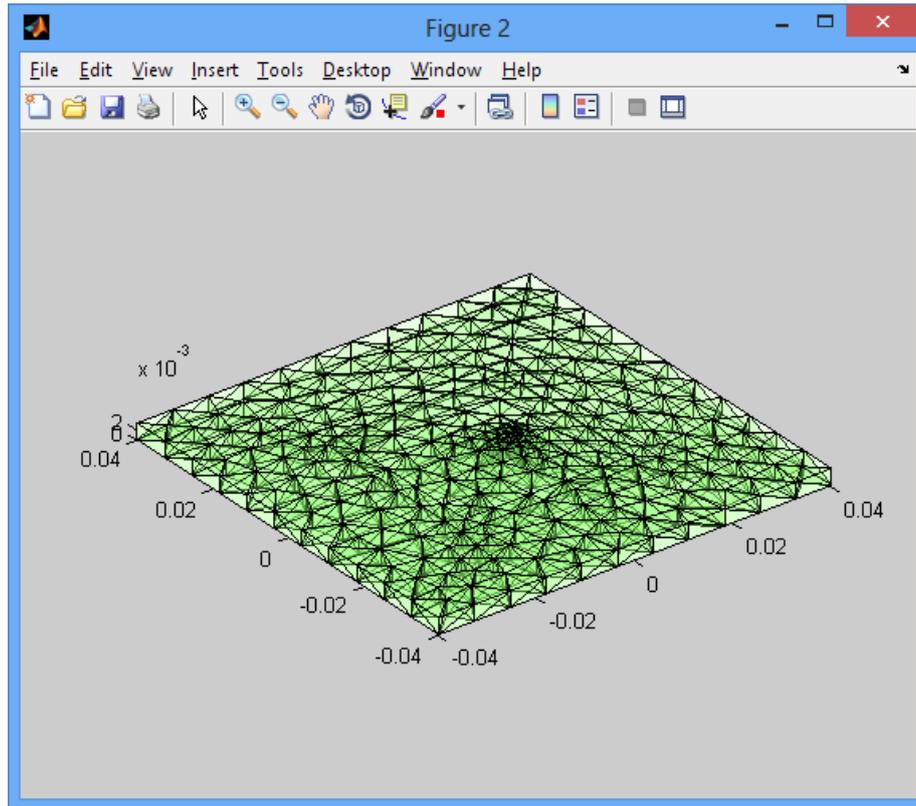
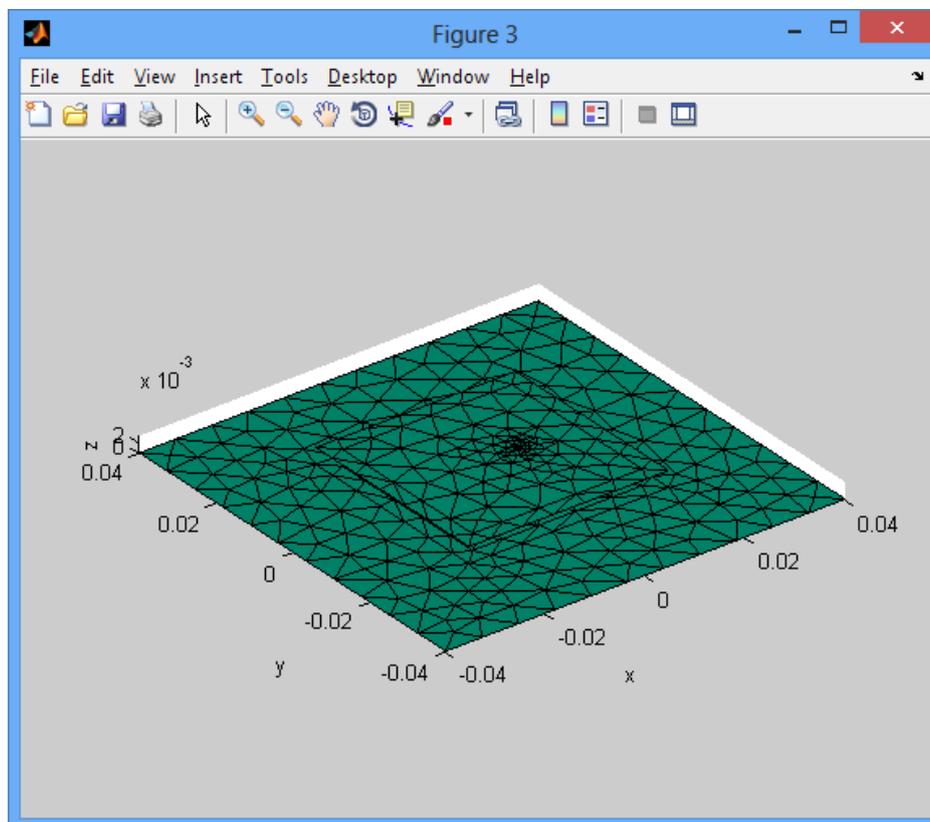


Ilustración 48: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “struct3d.m” en la que se observa la malla que forma el dieléctrico con sus caras exteriores con $H=3.14\text{mm}$.



Il·lustració 49: Malla tridimensional obtenida tras la ejecuci3n de “struct3d.m” en la que se observa la malla que forma el diel3ctrico con los tetraedros que la constituyen con $H=3.14\text{mm}$.



Il·lustraci3n 50: Malla tridimensional obtenida tras la ejecuci3n de “struct3d.m” en la que se observan las partes met3licas que conforman el parche met3lico superior y el plano de masa inferior con $H=3.14\text{mm}$.

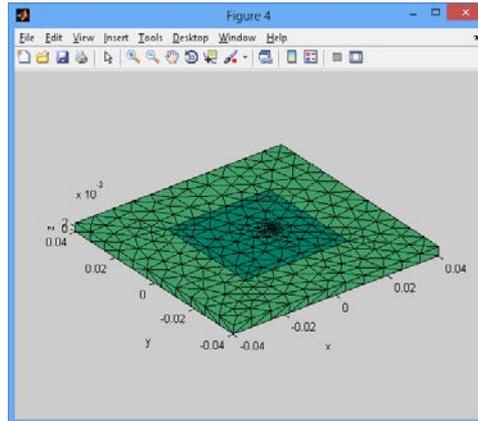


Ilustración 51: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico con $H=3.14\text{mm}$.

Tras la ejecución del script “*struct3d.m*” se genera un nuevo fichero “*struct3d.mat*”. A continuación es necesario ejecutar el script “*2_basis|wrapper.m*” que actúa como generador de un envoltorio de funciones para el resto de scripts que serán ejecutados a continuación. Wrapper es un script que a partir de la estructura de malla tridimensional generada “*struct3d.mat*” genera un fichero de salida denominado “*basis.mat*”. A continuación se ejecuta el script “*3_MoM|impedance.m*” que calcula la impedancia de entrada para un puerto. De modo que permite calcular el comportamiento en frecuencia de la impedancia de antena en el puerto de entrada.

El script “*impedance.m*” necesita que se le especifique el rango de frecuencias de trabajo y el número de iteraciones en que debe ejecutarse. Es este script el responsable de la resolución del sistema de ecuaciones mediante el método MoM. El script “*impedance.m*” genera como salida el fichero “*out.mat*” que contiene entre otras las variables frequency, FeedPower, Resistance, Reactance, S11 (que específicamente nos interesa calcular en este apartado) y VSWR.

Dado que se desea analizar el comportamiento de la magnitud S11 en torno a la frecuencia fundamental se toma como rango de frecuencias de trabajo el siguiente:

```
FStart = 2.00e9; %Hz
FStop  = 2.50e9; %Hz
Steps  = 30;
```

Igual que el apartado 1 se ha utilizado el script “*RR_plot.m*” creado “ad hoc” que toma datos del fichero de resultados *out.mat* y representa la resistencia y reactancia.

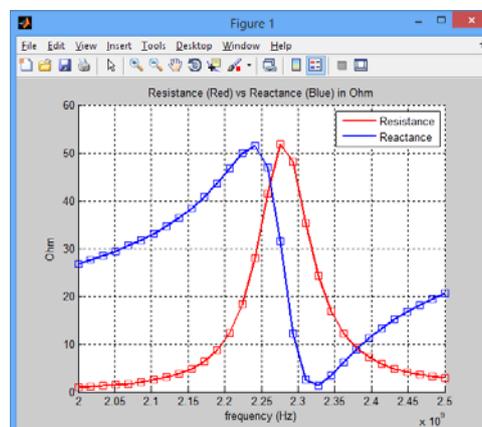


Ilustración 52: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.2 a 2.5 GHz y 30 iteraciones con $H=3.14\text{mm}$.

Se ha estudiado también el comportamiento de la magnitud Resistencia/Reactancia en un rango de frecuencias que cubre todas las frecuencias de todos los modos resonantes hasta el 440 de modo que el rango de frecuencias de trabajo será el siguiente:

```
FStart = 2.00e9; %Hz
FStop  = 14.00e9; %Hz
Steps  = 30;
```

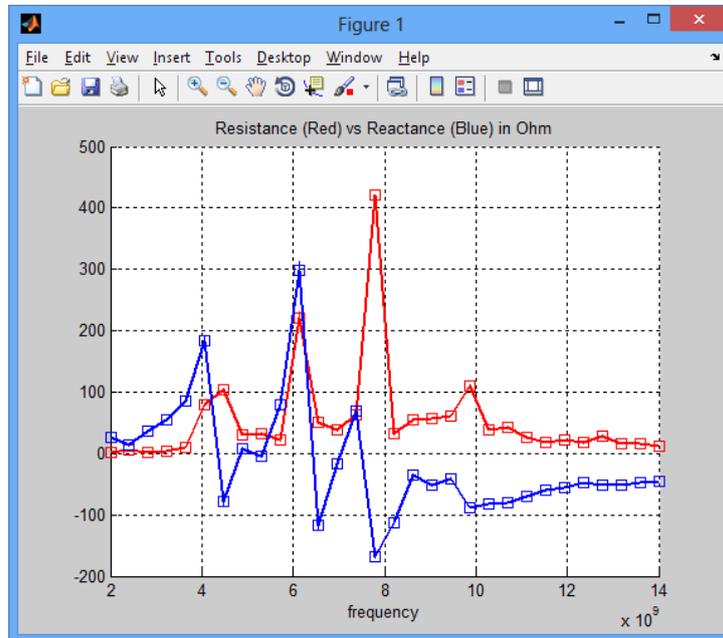
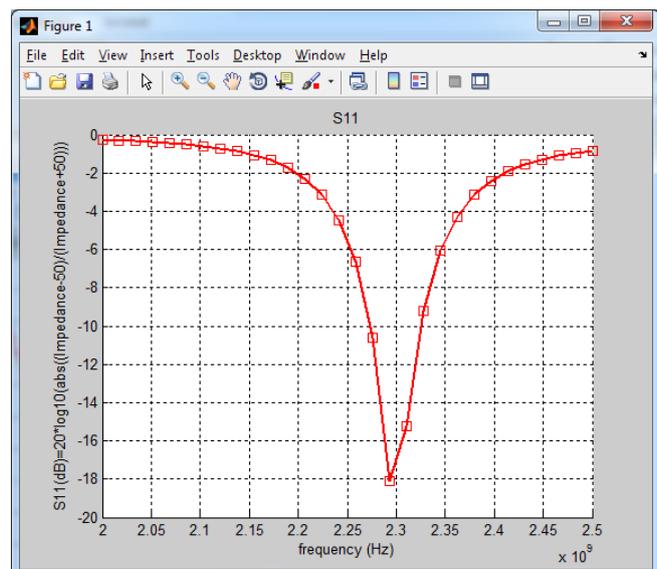


Ilustración 53: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.0 a 14.0 GHz y 30 iteraciones con $H=3.14\text{mm}$.

El script “*impedance.m*” tal como se ha comentado calcula S11, sin embargo no la representa, por lo que se utilizarán nuevos scripts que partiendo de los resultados generados por “*impedance.m*” toma los datos de S11 y VSWR del fichero “*out.mat*” y permite realizar gráficos de S11 y VSWR en función de la frecuencia. Para ello se han desarrollado dos scripts denominados “*S11_plot.m*” y “*VSWR_plot.m*”.

Interesa en primer lugar mostrar ambas gráficas para el rango de frecuencias de 2.0 a 2.5 GHz que incluye la frecuencia central del parche cuadrado de 2.38 GHz y la frecuencia del modo fundamental⁸ 010 de 2.46 GHz.

Ilustración 54: S11 (dB) entre 2.0 y 2.5 GHz con 30 iteraciones y $H=3.14\text{mm}$.



⁸ El cambio de la variable H no cambia los valores de las frecuencias de resonancia de los distintos modos puesto que en este estudio siempre se trabaja con los casos en que $p=0$, por lo que H no influye en dichas frecuencias de resonancia de acuerdo con la ecuación planteada en el apartado 1.

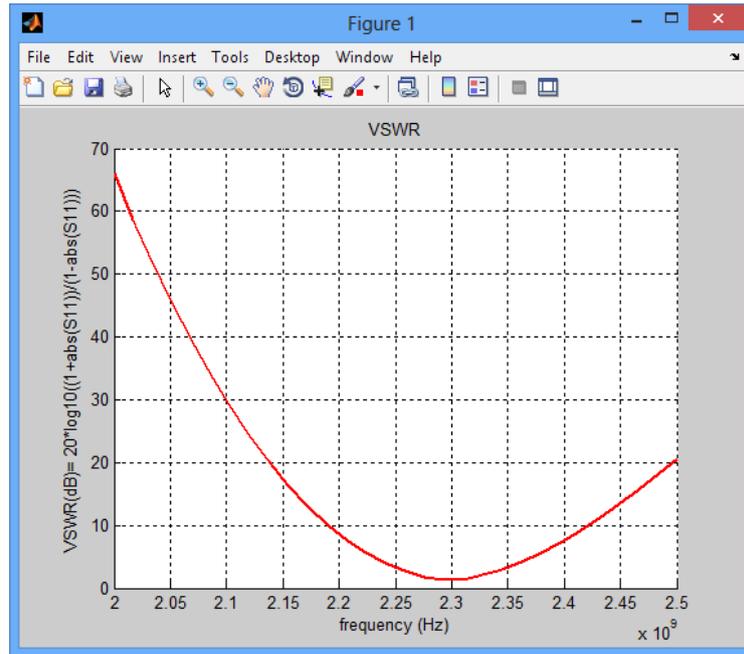


Ilustración 55: VSWR (dB) entre 2.2 y 2.5 GHz con 30 iteraciones y $H=3.14\text{mm}$.

1.8.2.- Sustrato con $\epsilon_r=2.33$ y $H=4.71\text{mm}$

En aras de la brevedad se han ejecutado los scripts “*struct3d.m*” y “*wrapper.m*”, como consecuencia se generan los ficheros “*struct2d.mat*”, “*struct3d.mat*” y “*basis.mat*”. A continuación se ejecuta el script “*impedance.m*” que resuelve las ecuaciones de Maxwell mediante algoritmos MoM tomando la banda de frecuencia de 2.0 a 2.5 GHz. Más adelante se utiliza el script “ad hoc” “*RR_plot.m*” para representar la relación resistencia/reactancia para este caso.

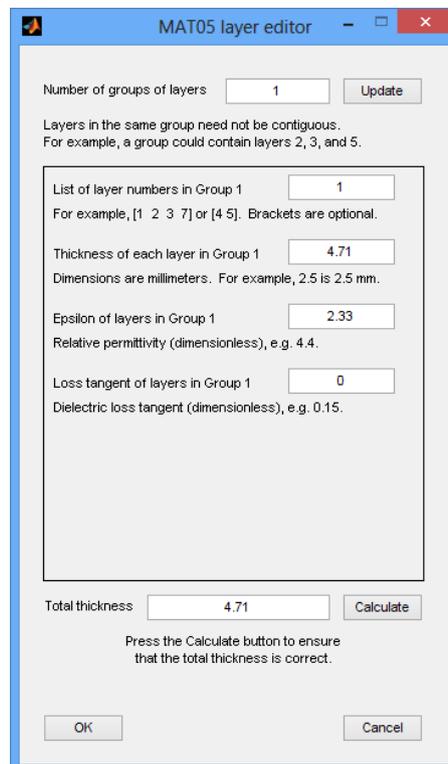
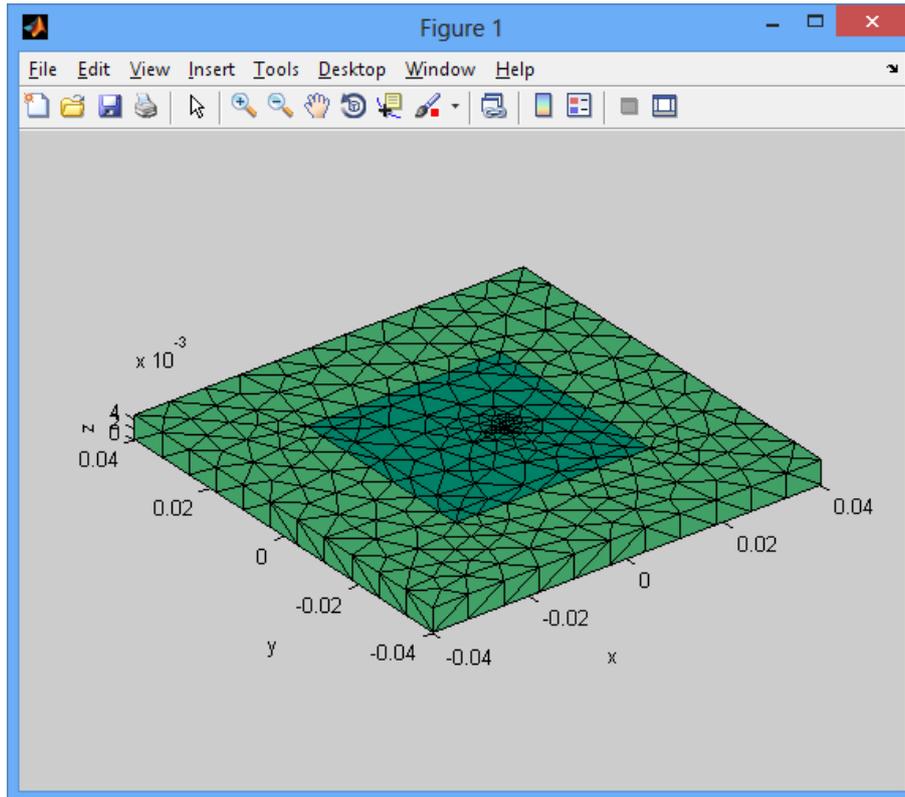
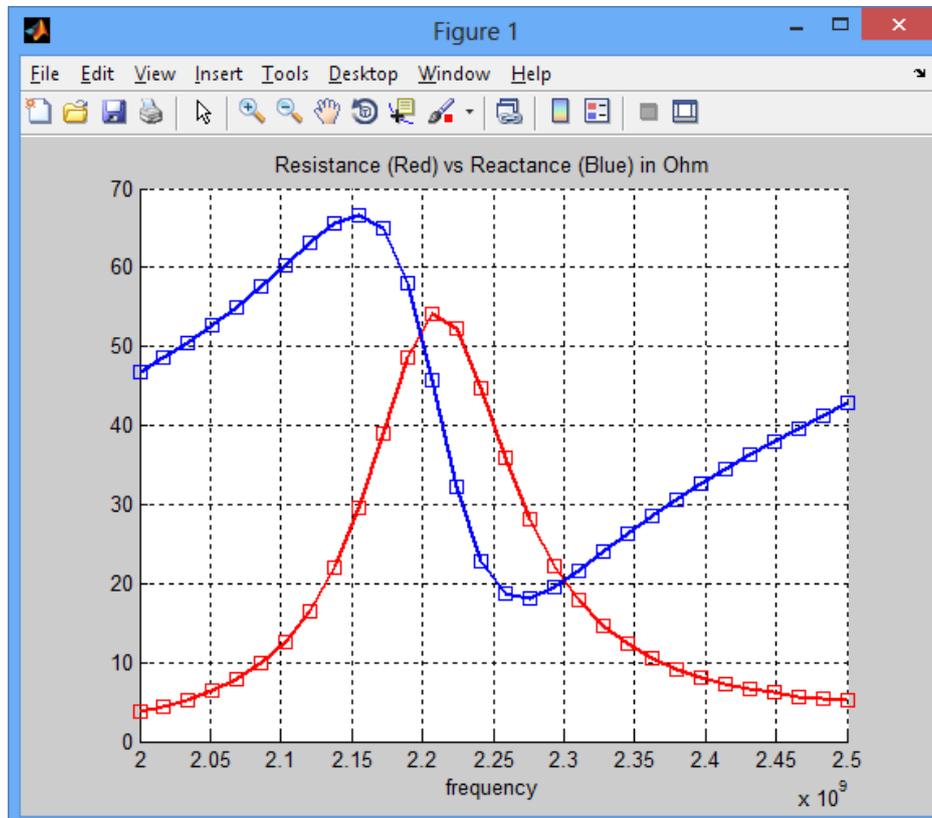


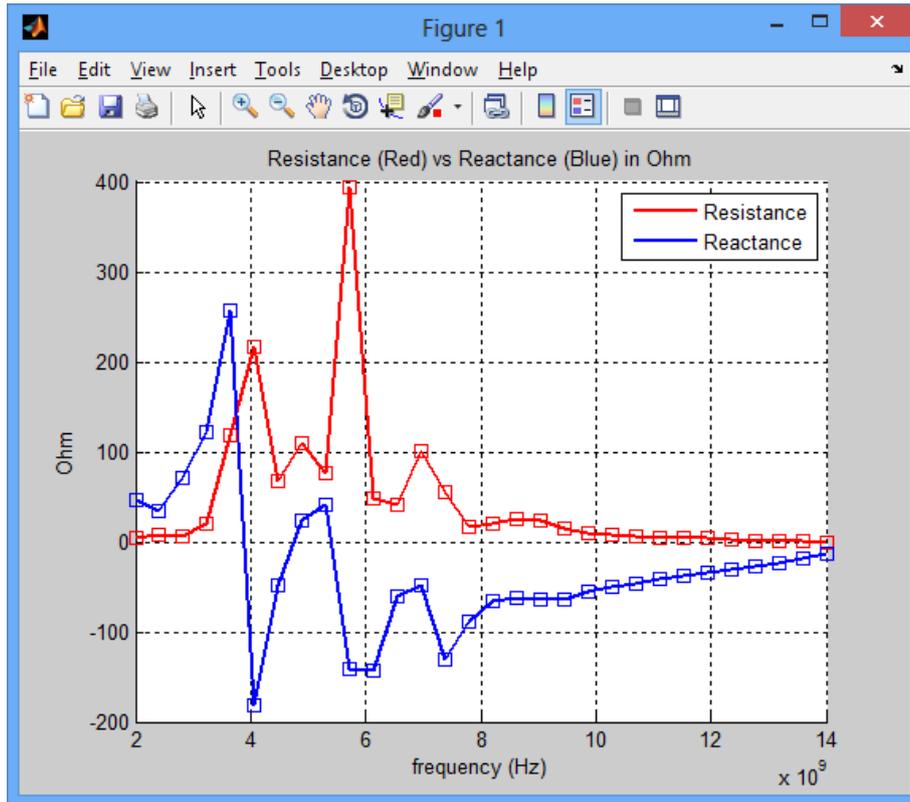
Ilustración 56: Especificación de capas, grosores y permeabilidades de dieléctrico con $H=4.71\text{mm}$.



Il·lustració 57: Malla tridimensional obtenida tras la ejecució de “struct3d.m” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico con H=4.71mm.

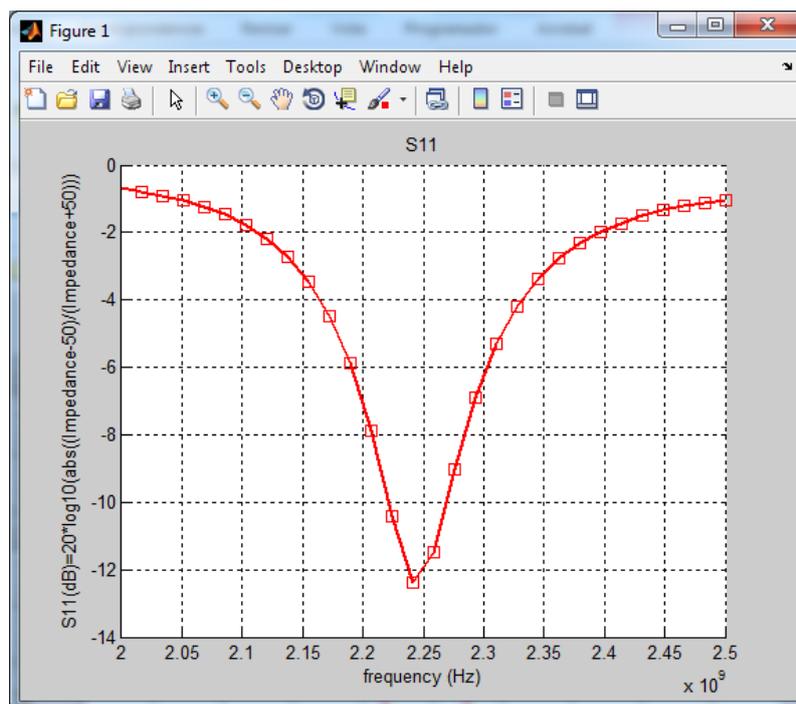


Il·lustració 58: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.2 a 2.5 GHz y 30 iteraciones con H=4.71mm.



Il·lustració 59: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.0 a 14.0 GHz y 30 iteraciones con $H=4.71\text{mm}$.

A continuació se usen dos scripts denominats “*S11_plot.m*” y “*VSWR_plot.m*” que permeten mostrar les gràfiques de S11 y VSWR para el rango de frecuencias de 2.0 a 2.5 GHz que incluye la frecuencia central del parche cuadrado de 2.38 GHz y la frecuencia del modo fundamental 010 de 2.46 GHz.



Il·lustració 60: S11 (dB) entre 2.0 y 2.5 GHz con 30 iteraciones y $H=4.71\text{mm}$.

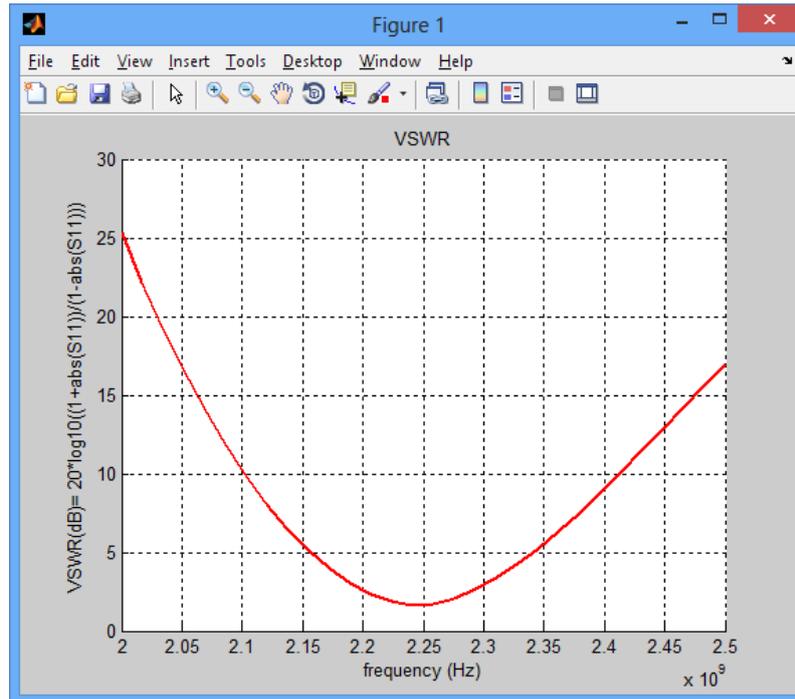


Ilustración 61: VSWR (dB) entre 2.2 y 2.5 GHz con 30 iteraciones y $H=4.71\text{mm}$.

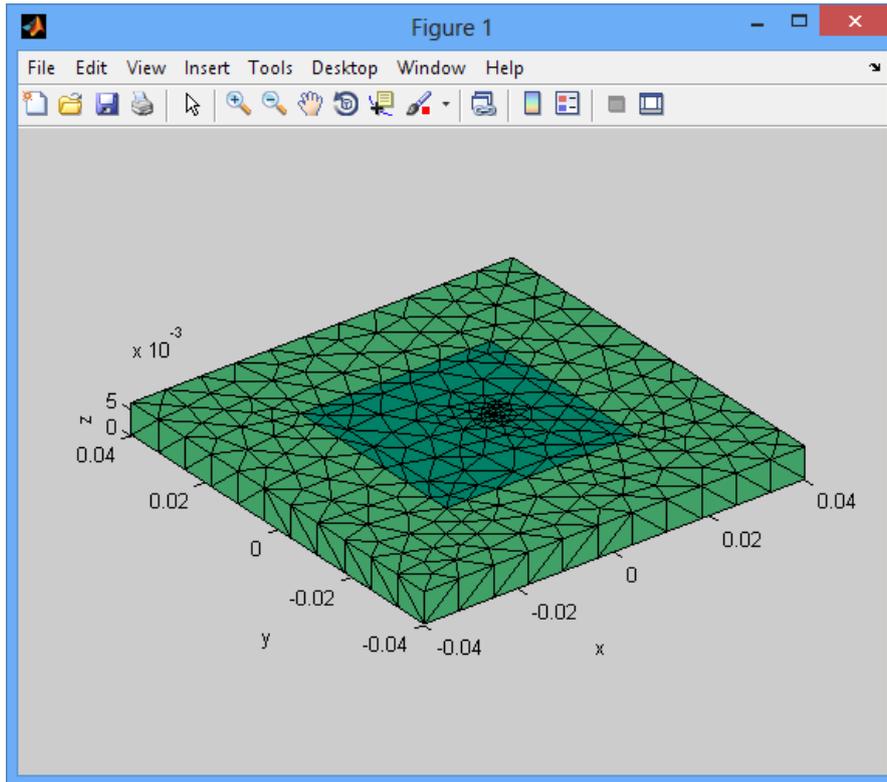
1.8.3.- Sustrato con $\epsilon_r=2.33$ y $H=6.28\text{mm}$

En aras de la brevedad se han ejecutado los scripts “*struct3d.m*” y “*wrapper.m*”, como consecuencia se generan los ficheros “*struct2d.mat*”, “*struct3d.mat*” y “*basis.mat*”. A continuación se ejecuta el script “*impedance.m*” que resuelve las ecuaciones de Maxwell mediante algoritmos MoM tomando la banda de frecuencia de 2.0 a 2.5 GHz. Más adelante se utiliza el script “ad hoc” “*RR_plot.m*” para representar la relación resistencia/reactancia para este caso.

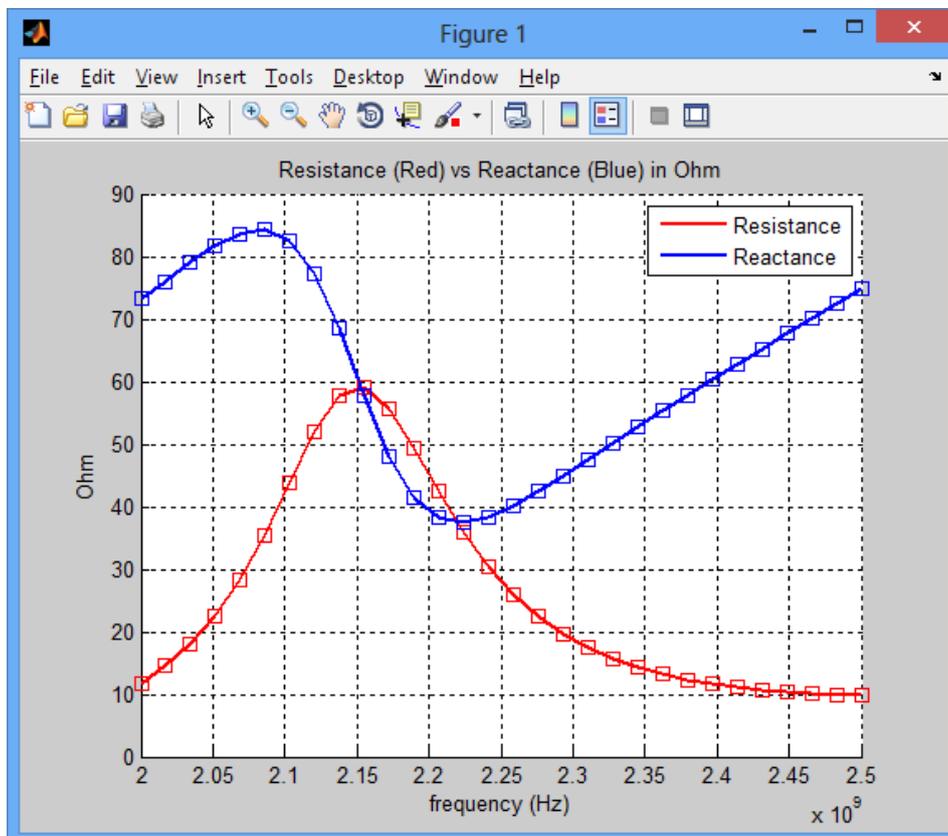
The image shows a dialog box titled 'MAT05 layer editor'. It contains the following fields and controls:

- Number of groups of layers: [Update]
- Layers in the same group need not be contiguous. For example, a group could contain layers 2, 3, and 5.
- List of layer numbers in Group 1: For example, [1 2 3 7] or [4 5]. Brackets are optional.
- Thickness of each layer in Group 1: Dimensions are millimeters. For example, 2.5 is 2.5 mm.
- Epsilon of layers in Group 1: Relative permittivity (dimensionless), e.g. 4.4.
- Loss tangent of layers in Group 1: Dielectric loss tangent (dimensionless), e.g. 0.15.
- Total thickness: [Calculate]
- Press the Calculate button to ensure that the total thickness is correct.
- [OK] [Cancel]

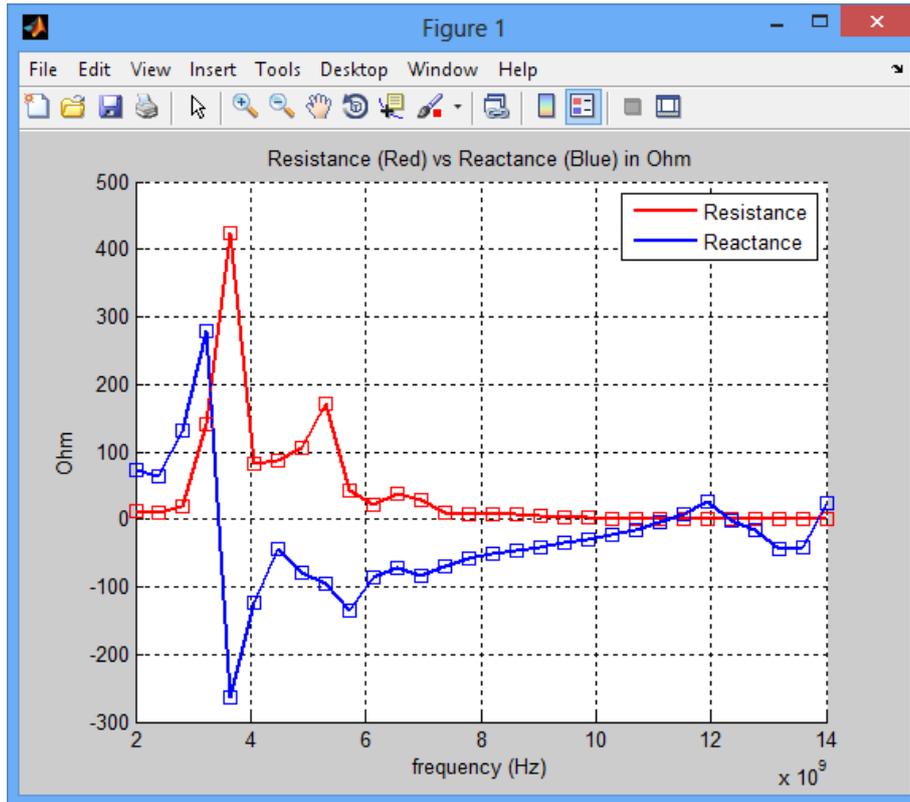
Ilustración 62: Especificación de capas, grosores y permeabilidades de dieléctrico con $H=6.28\text{mm}$.



Il·lustració 63: Malla tridimensional obtenida tras la ejecució de “struct3d.m” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico con $H=6.28\text{mm}$.

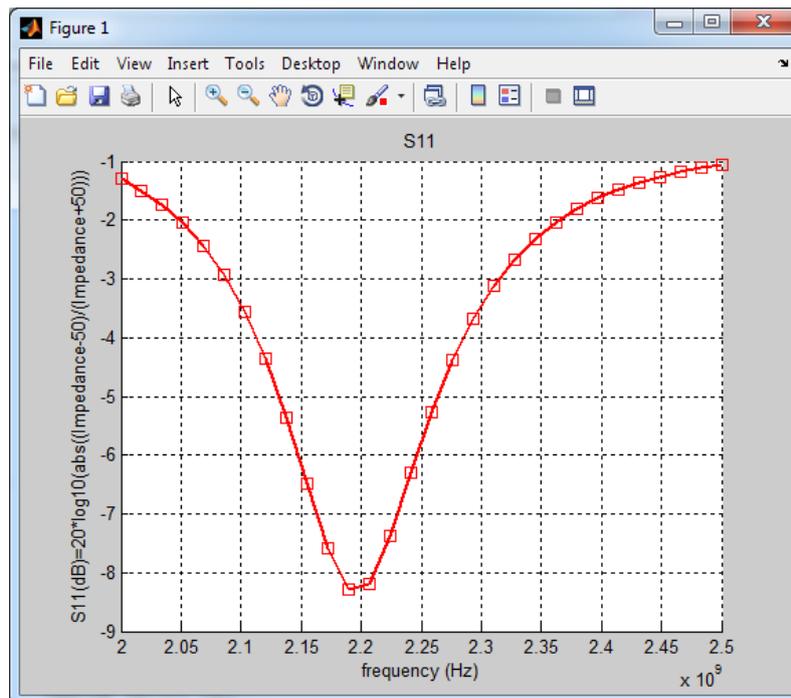


Il·lustració 64: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.0 a 2.5 GHz y 30 iteraciones con $H=6.28\text{mm}$.



Il·lustració 65: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.0 a 14.0 GHz y 30 iteraciones con $H=6.28\text{mm}$.

A continuación se usan dos scripts denominados “*S11_plot.m*” y “*VSWR_plot.m*” que permiten mostrar las gráficas de S11 y VSWR para el rango de frecuencias de 2.0 a 2.5 GHz que incluye la frecuencia central del parche cuadrado de 2.38 GHz y la frecuencia del modo fundamental 010 de 2.46 GHz.



Il·lustració 66: S11 (dB) entre 2.0 y 2.5 GHz con 30 iteraciones y $H=6.28\text{mm}$.

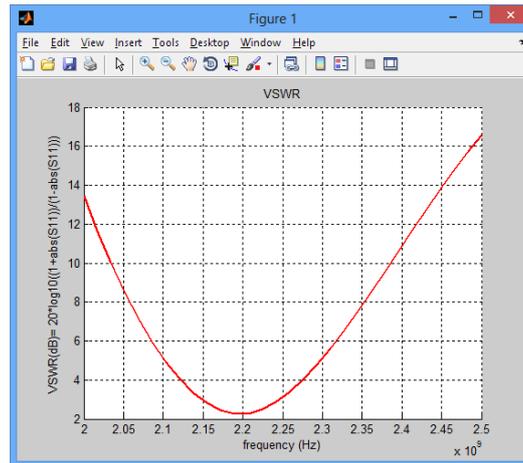


Ilustración 67: VSWR (dB) entre 2.0 y 2.5 GHz con 30 iteraciones y $H=6.28\text{mm}$.

1.8.4.- Conclusiones acerca de la repercusión del incremento del grosor de sustrato en S11

Se ha implementado un script “ad hoc” que recoge la información S11 de los distintos ficheros “out.mat” resultado de las simulaciones con sustrato de 1.57mm, 3.14mm, 4.71mm y 6.28mm.

Se muestra a continuación el resultado de la ejecución de dicho script “S11_plot_compare.m” en el que se puede observar como el incremento de grosor de sustrato supone un desplazamiento de la frecuencia central del parche. Además, provoca un aumento de la eficiencia de radiación de la antena puesto que S11 se decrementa al aumentar el grosor del dieléctrico, aunque según la literatura también provoca un aumento de las pérdidas en el dieléctrico y un aumento de las ondas de superficie.

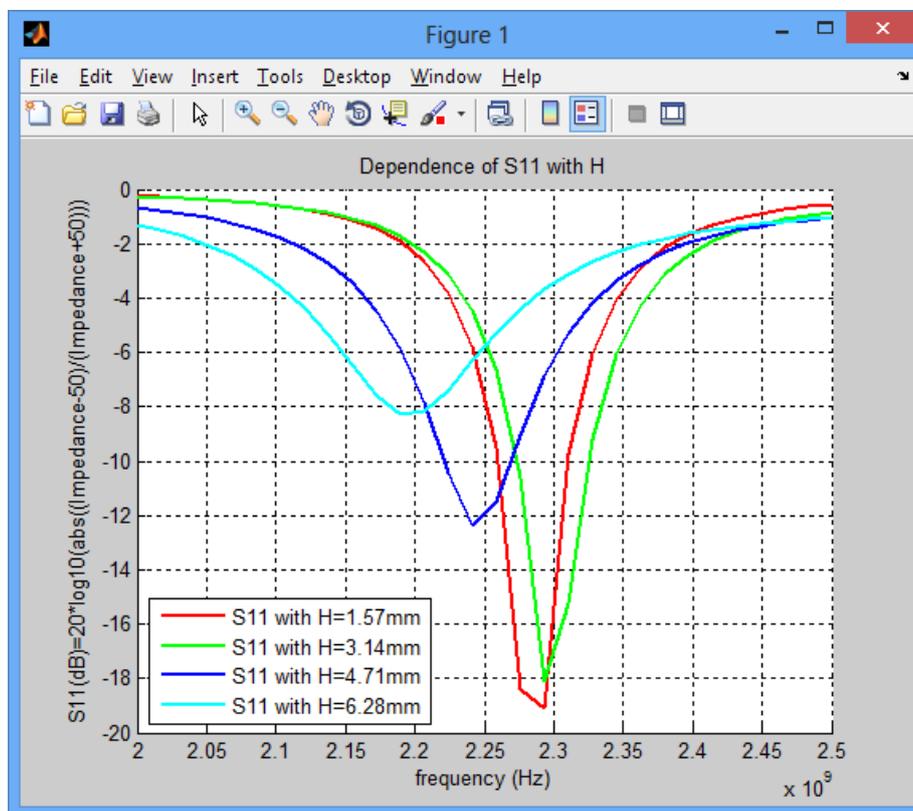


Ilustración 68: Dependencia de S11 con el grosor del sustrato H. Al aumentar la altura, los campos en los bordes desborban más y por ello la longitud efectiva aumenta provocando una disminución de la frecuencia de operación. Para el caso de

6.28mm el ancho de banda no es mayor que 4.71mm debido a que el efecto inductivo introducido por la sonda de alimentación desadapta la antena

2.- Para el primer caso “Parche cuadrado con sustrato delgado” calcular la distribución de corriente para los modos TM_{mn} , donde $mn=[11, 20, 21, 22, 30, 31, 32, 33, 40, 41, 42, 43, 44]$.

2.1.- Planteamiento del problema de cálculo de distribuciones de corriente para modos distintos del fundamental.

En el apartado 1.5.- se estudia la distribución de corriente en un parche cuadrado para la frecuencia fundamental 010 (que por ser un parche cuadrado es la misma que la del modo 100), de modo análogo en este apartado se estudia dicha distribución de corriente para el resto de frecuencias de los modos del 110 al 440. De modo similar al apartado 1.2 se utiliza el script “3_MoM|nearfield.m” el cual partiendo de los datos almacenados en el fichero “out.mat” generados por el script “impedance.m” se ocupa de calcular los campos E y H solución, la distribución de carga ligada (boundcharge) así como la distribución de corrientes eléctricas y la distribución de carga eléctrica libre y todos estos resultados se guardan en un nuevo fichero de datos denominado “out_fields.mat”. A mayores tal como se ha expresado anteriormente el script “nearfield.m” calcula y muestra el error entre el campo eléctrico calculado usando ecuaciones de potenciales EM y el campo calculado usando la solución que da el algoritmo MoM directamente.

2.1.1.- Ejecución de “nearfield.m”

Se ejecutará el script con los resultados obtenidos en “out.mat” correspondientes a la banda de frecuencia de 2 a 14 GHz. Además el script “nearfield.m” realiza los cálculos anteriormente expuestos para una frecuencia específica dentro del margen especificado en “out.mat”. En este caso se analizarán los campos para las frecuencias de los modos 110, 200, 210, 220, 300, 310, 320, 330, 400, 410, 420, 430 y 440.

2.1.1.1.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 110

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(110)=3.474308e+009$ Hz (Abreviadamente 3.47 GHz) al ejecutar el script “nearfield.m” se obtendrán el siguiente gráfico que muestra la corriente superficial en el parche metálico cuadrado con un valor máximo de 5.02 A/m.

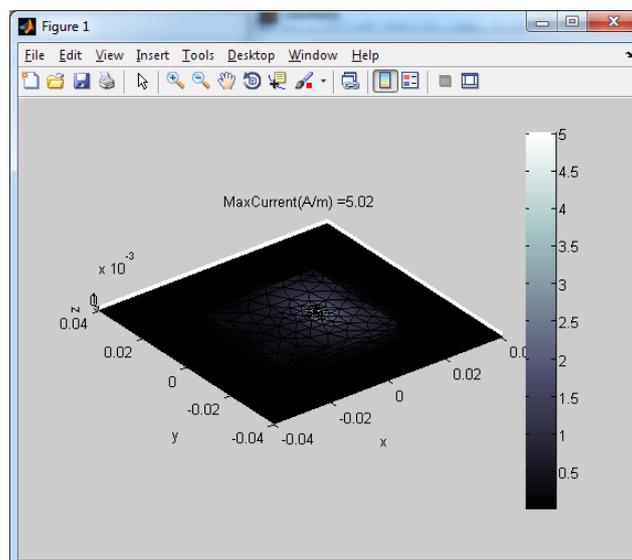


Ilustración 69: Magnitud de corriente superficial en el modo 110

2.1.1.2.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 200

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(200)=4.913413e9$ Hz (Abreviadamente 4.91 GHz) al ejecutar el script “nearfield.m” se obtendrán el siguiente gráfico que muestra la corriente superficial en el parche metálico cuadrado con un valor máximo de 5.25 A/m.

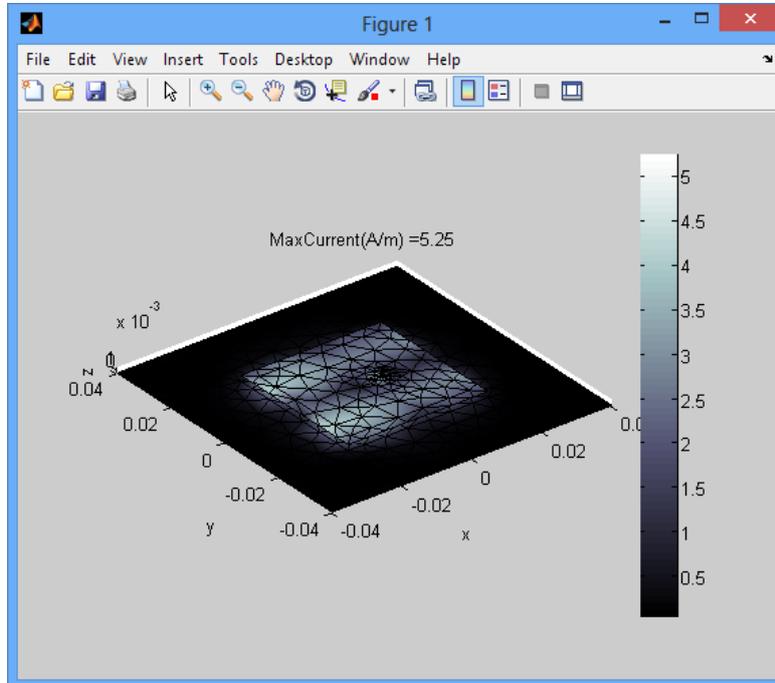


Ilustración 70: Magnitud de corriente superficial en el modo 200

2.1.1.3.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 210

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(210)=5.493363e+009$ Hz (Abreviadamente 5.49 GHz) al ejecutar el script “nearfield.m” se obtendrán el siguiente gráfico que muestra la corriente superficial en el parche metálico cuadrado con un valor máximo de 6.16 A/m.

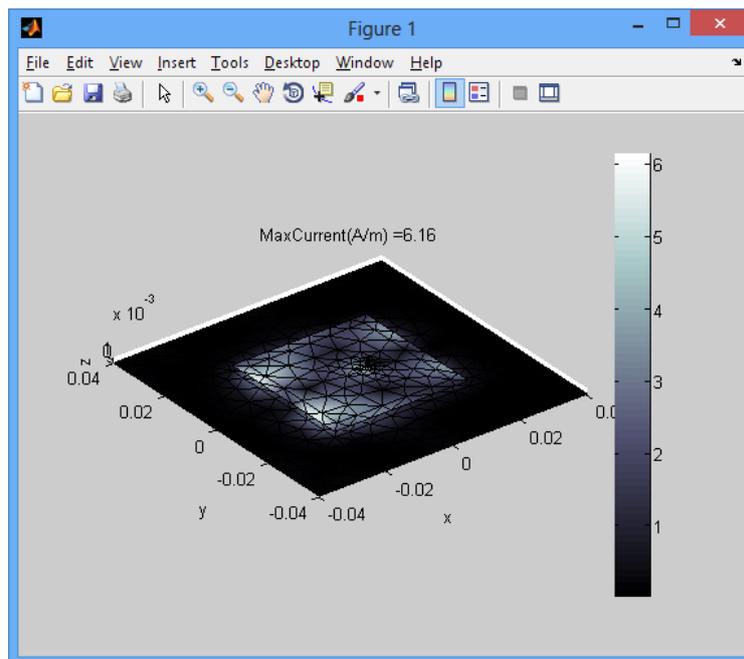


Ilustración 71: Magnitud de corriente superficial en el modo 210.

2.1.1.4.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 220

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(220)=6.948616e+009\text{Hz}$ (Abreviadamente 6.94 GHz) al ejecutar el script “nearfield.m” se obtendrán el siguiente gráfico que muestra la corriente superficial en el parche metálico cuadrado con un valor máximo de 5.51 A/m.

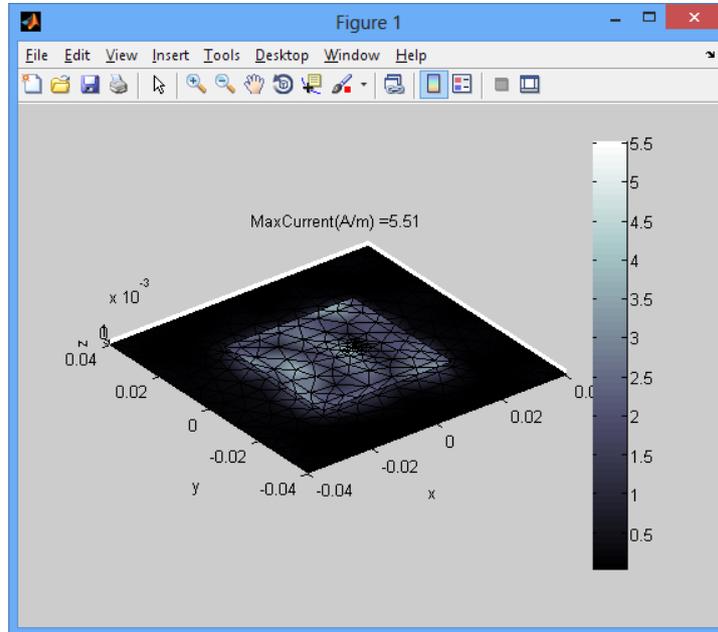


Ilustración 72: Magnitud de corriente superficial en el modo 220.

2.1.1.5.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 300

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(300)=7.370120e+009\text{Hz}$ (Abreviadamente 7.37 GHz) al ejecutar el script “nearfield.m” se obtendrán el siguiente gráfico que muestra la corriente superficial en el parche metálico cuadrado con un valor máximo de 11.4 A/m.

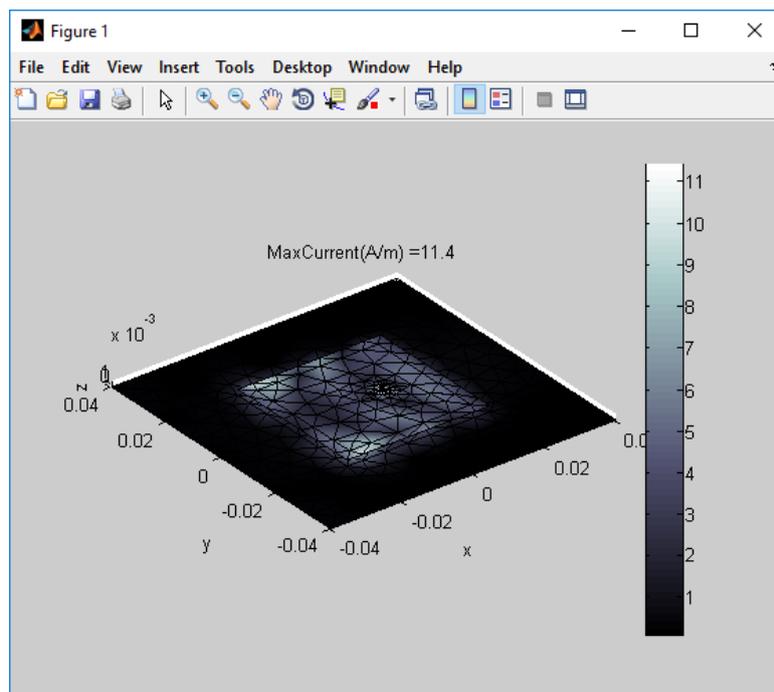


Ilustración 73: Magnitud de corriente superficial en el modo 300.

2.1.1.6.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 310

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(310)=7.768789e+009\text{Hz}$ (Abreviadamente 7.77 GHz) al ejecutar el script “nearfield.m” se obtendrán el siguiente gráfico que muestra la corriente superficial en el parche metálico cuadrado con un valor máximo de 5.05 A/m.

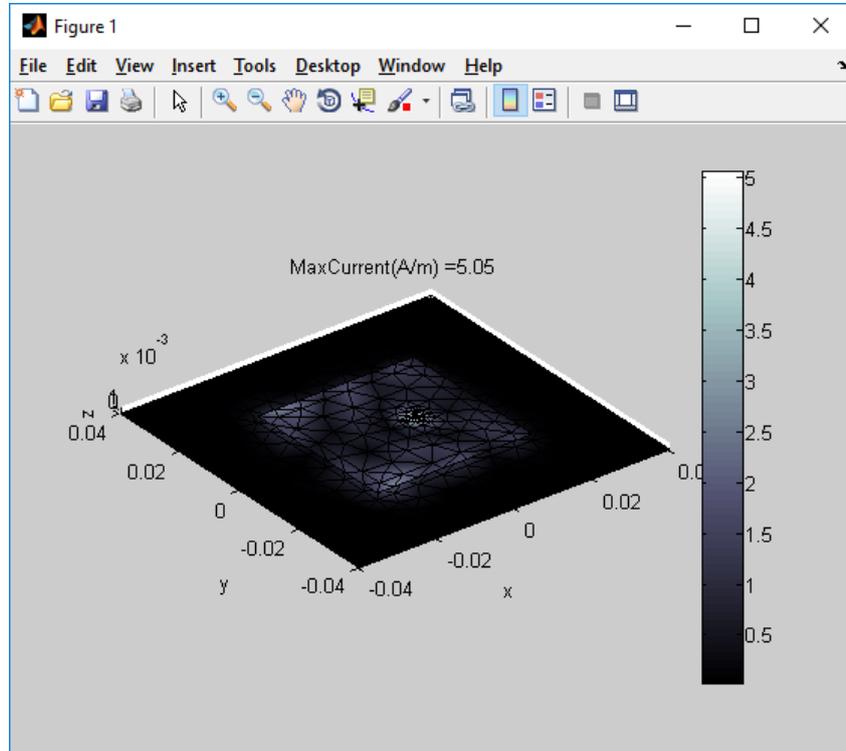


Ilustración 74: Magnitud de corriente superficial en el modo 310.

2.1.1.7.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 320

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(320)=8.857782e+009\text{Hz}$ (Abreviadamente 8.86 GHz) al ejecutar el script “nearfield.m” se obtendrán el siguiente gráfico que muestra la corriente superficial en el parche metálico cuadrado con un valor máximo de 7.93 A/m.

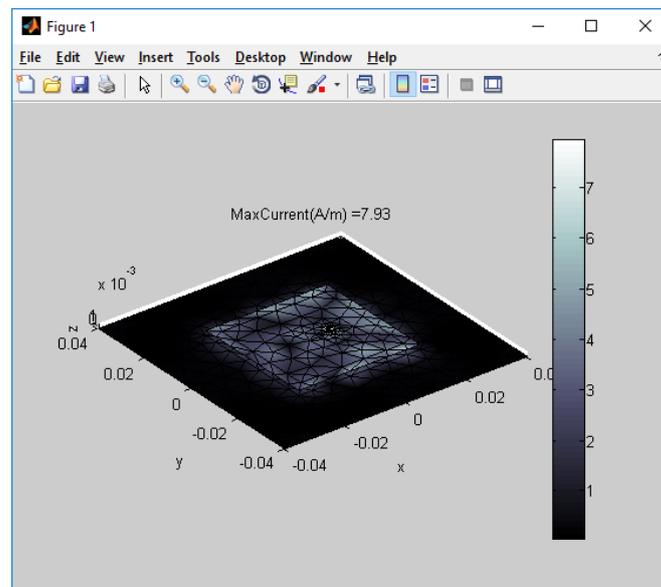


Ilustración 75: Magnitud de corriente superficial en el modo 320.

2.1.1.8.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 330

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(330)=1.042292e+010\text{Hz}$ (Abreviadamente 10.42 GHz) al ejecutar el script “nearfield.m” se obtendrán el siguiente gráfico que muestra la corriente superficial en el parche metálico cuadrado con un valor máximo de 5.5 A/m.

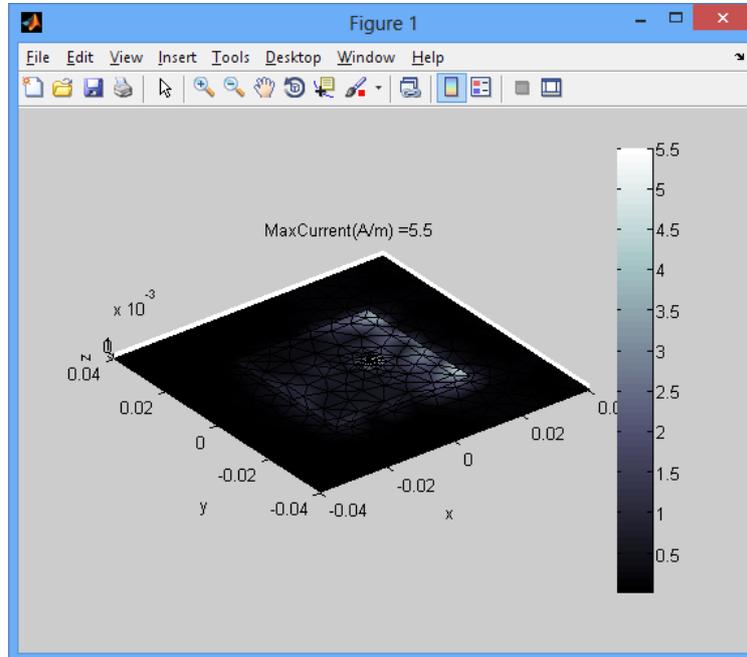


Ilustración 76: Magnitud de corriente superficial en el modo 330.

2.1.1.9.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 400

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(400)=9.826827e+009\text{Hz}$ (Abreviadamente 9.83 GHz) al ejecutar el script “nearfield.m” se obtendrán el siguiente gráfico que muestra la corriente superficial en el parche metálico cuadrado con un valor máximo de 3.69 A/m.

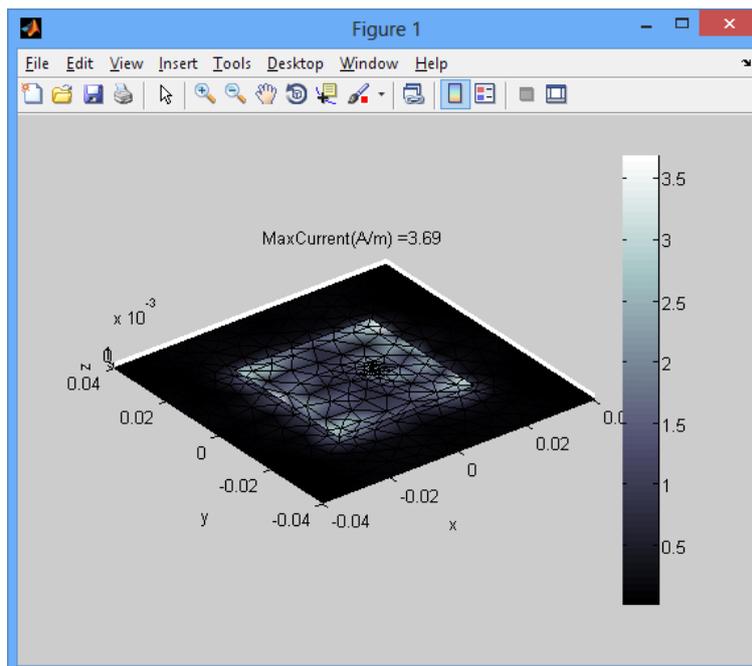


Ilustración 77: Magnitud de corriente superficial en el modo 400.

2.1.1.10.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 410

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(410)=1.012926e+010\text{Hz}$ (Abreviadamente 10.13 GHz) al ejecutar el script “nearfield.m” se obtendrán el siguiente gráfico que muestra la corriente superficial en el parche metálico cuadrado con un valor máximo de 5.5 A/m.

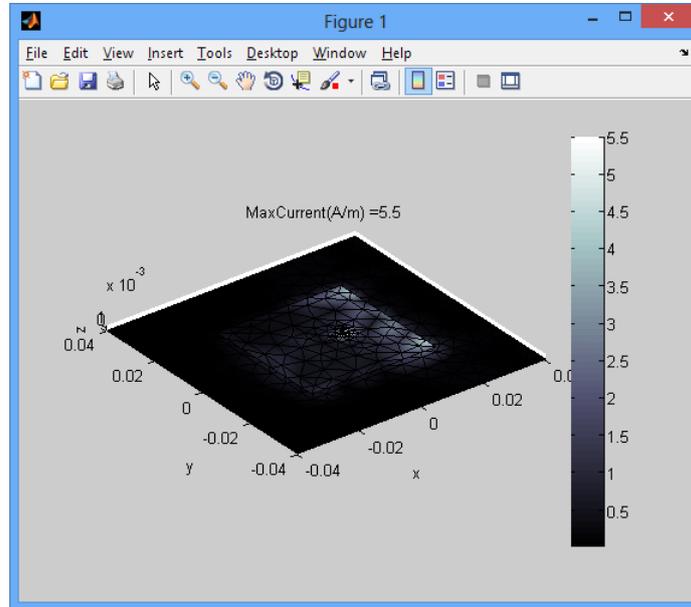


Ilustración 78: Magnitud de corriente superficial en el modo 410.

2.1.1.11.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 420

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(420)=1.098673e+010\text{Hz}$ (Abreviadamente 10.99 GHz) al ejecutar el script “nearfield.m” se obtendrán el siguiente gráfico que muestra la corriente superficial en el parche metálico cuadrado con un valor máximo de 4.65 A/m.

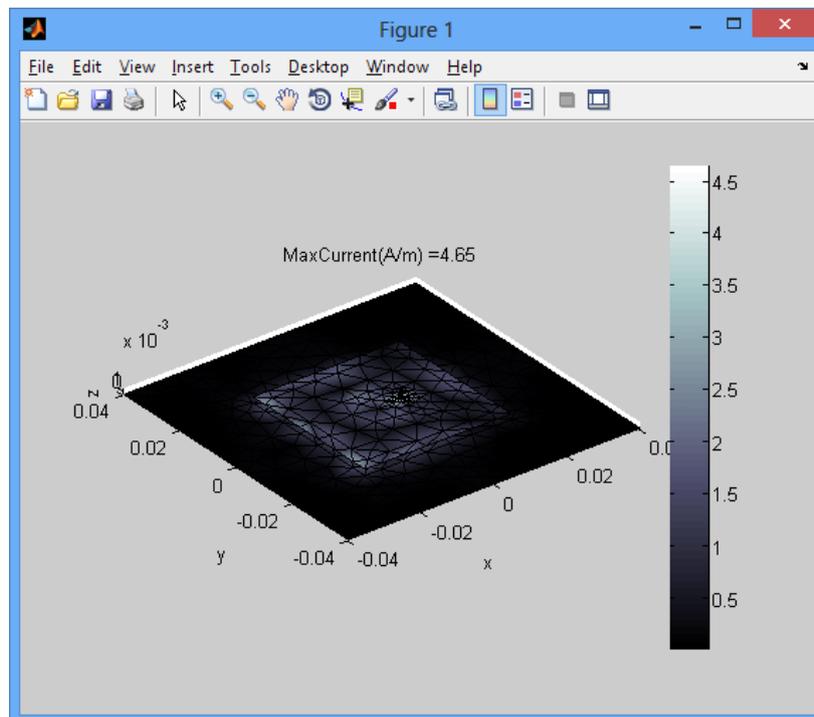


Ilustración 79: Magnitud de corriente superficial en el modo 420.

2.1.1.12.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 430

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(430)=1.228353e+010\text{Hz}$ (Abreviadamente 12.28 GHz) al ejecutar el script “nearfield.m” se obtendrán el siguiente gráfico que muestra la corriente superficial en el parche metálico cuadrado con un valor máximo de 3.87 A/m.

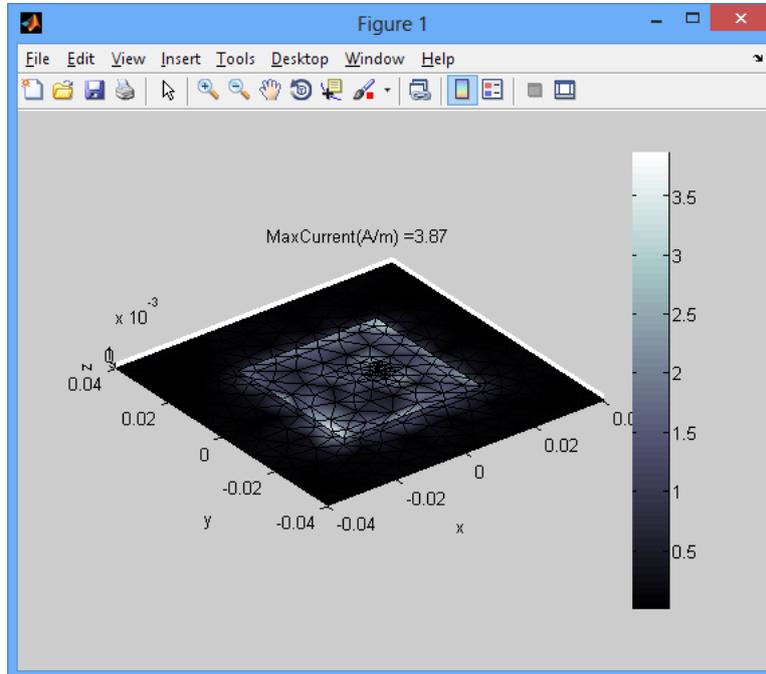


Ilustración 80: Magnitud de corriente superficial en el modo 430.

2.1.1.13.- Ejecución de “nearfield.m” a la frecuencia del modo 440

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(400)=1.389723e+010\text{Hz}$ (Abreviadamente 13.90 GHz) al ejecutar el script “nearfield.m” se obtendrán el siguiente gráfico que muestra la corriente superficial en el parche metálico cuadrado con un valor máximo de 2.87 A/m.

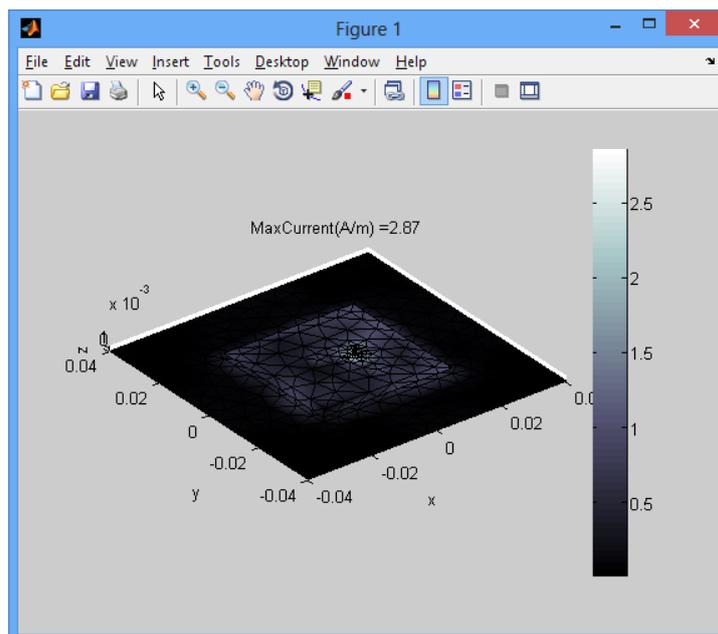


Ilustración 81: Magnitud de corriente superficial en el modo 440.

A continuación se muestra en una tabla resumen las corrientes superficiales en las distintas frecuencias de los distintos modos de resonancia.

Modo	Frecuencia (GHz)	Corriente superficial en el parche metálico (A/m)
Frecuencia central	2.38	20.8
Fundamental 010 o 100	2.46	20.8
110	3.47	5.02
200	4.91	5.25
210	5.49	6.16
220	6.95	5.51
300	7.37	11.4
310	7.77	5.05
320	8.86	7.93
330	10.42	5.5
400	9.83	3.69
410	10.13	5.5
420	10.99	4.65
430	12.28	3.87
440	13.90	2.87

Tabla 2: Resumen de frecuencias de resonancia y corrientes superficiales para los distintos modos de resonancia del parche cuadrado.

3.- Para el primer caso “Parche cuadrado con sustrato delgado” calcular el diagrama de radiación para los modos TM_{mn} , donde $mn=[11, 20, 21, 22, 30, 31, 32, 33, 40, 41, 42, 43, 44]$.

3.1.- Planteamiento del problema de cálculo del diagrama de radiación para modos distintos del fundamental.

Del mismo modo⁹ que en el apartado 1.7.- se estudia el diagrama de radiación para la frecuencia central y para la frecuencia de resonancia correspondiente en los modos 010 y 100, a continuación se estudia el diagrama de radiación del parche cuadrado para el resto de frecuencias de los modos del 200 al 440. De modo similar al apartado 1.7.1.- se utiliza el script “*radpattern_v2.m*” y “*radpattern_v2017.m*” y para en un cierto círculo/esfera de observación cuyo radio se especifica también.

3.1.1.- Ejecución de *radpattern_v2.m*

Como ya se ha comentado el script “*radpattern_v2.m*” calcula la potencia total radiada sobre una esfera grande (para lo cual se utiliza una esfera cuya malla está definida en el fichero “*3_MoM|codes|sphere.mat*” sobre un radio de 1000 m que se especifica a través de la variable R) y también calcula la ganancia de antena y la directividad co-polar y cross-polar en ciertos planos.

⁹Aunque no es un apartado planteado inicialmente se ha considerado interesante mostrar esta información para la evolución del TFM.

Tal como ya se ha explicado se utilizará el script modificado “*radpattern_v2.m*” para que pueda lanzarse especificando la frecuencia y el modo en el que se desee calcular el diagrama de radiación, para lo cual se usa la variable *fr_mnp* y de modo que la llamada al script modificado es del tipo “*radpattern_v2(fr_mnp,mode,plane)*”.

3.1.1.1.- Ejecución de *radpattern_v2.m* a la frecuencia del modo 110

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(110)=3.474308e+009\text{Hz}$ (Abreviadamente 3.47 GHz), las llamadas a los scripts en este caso serán: “*radpattern_v2(3.474308e+009,'110', 'YZ')*” y “*radpattern_v2(3.474308e+009,'110')*” y se obtendrán los siguientes gráficos.

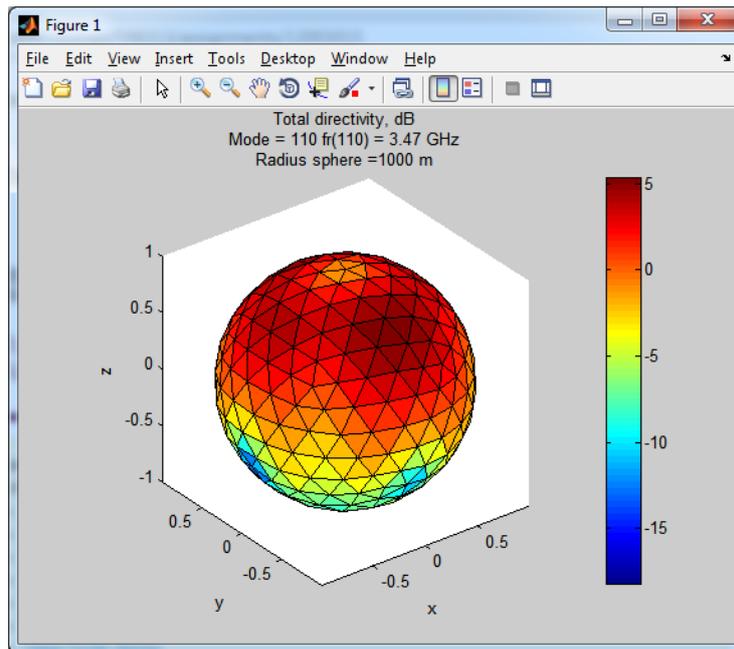


Ilustración 82: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 110 de 3.47 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.

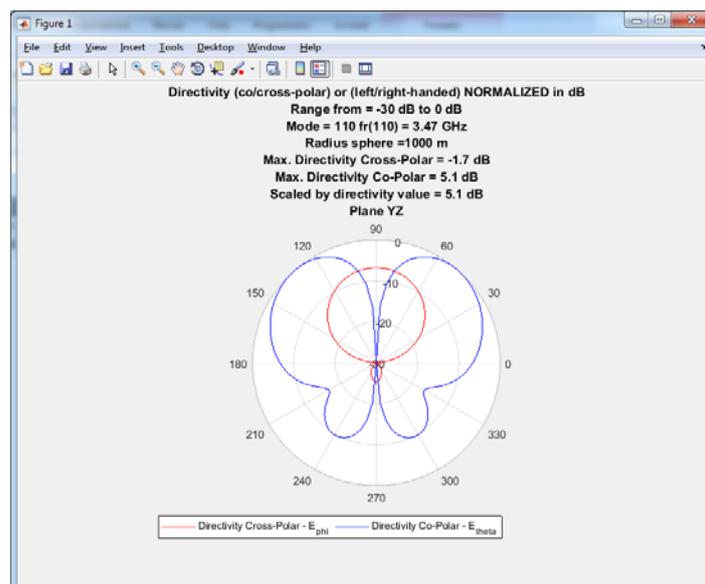


Ilustración 83: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 110 de 3.47 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

Y de modo análogo mediante las llamadas “radpattern_v2(3.474308e+009,'110', 'XZ')” y “radpattern_v2(3.474308e+009,'110')” se obtiene el diagrama de radiación en el plano XZ.

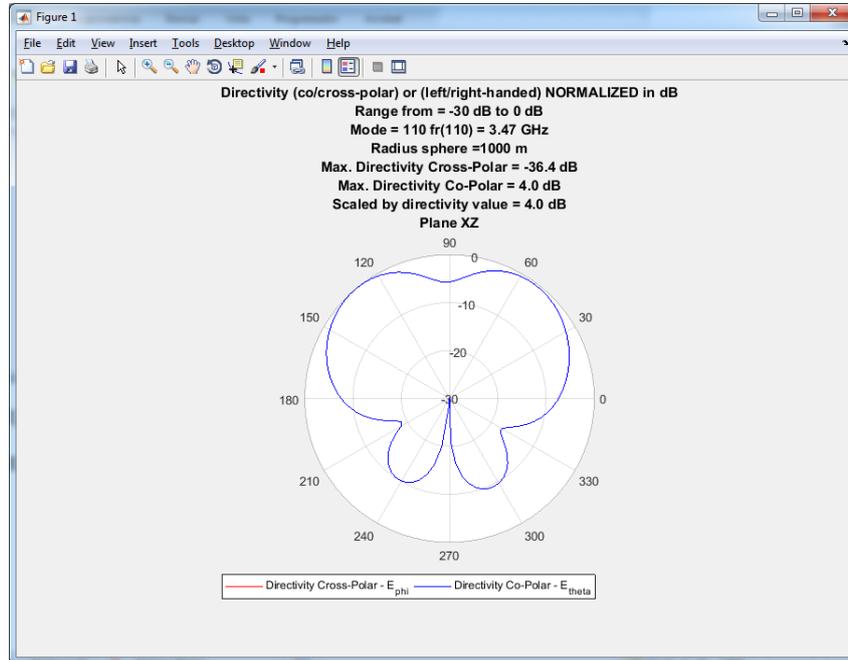


Ilustración 84: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 110 de 3.47 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

3.1.1.2.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 200

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(200)=4.913413e9$ Hz (Abreviadamente 4.91 GHz), las llamadas a los scripts serán similares a los casos anteriores cambiando la frecuencia de análisis, obteniéndose los siguientes gráficos.

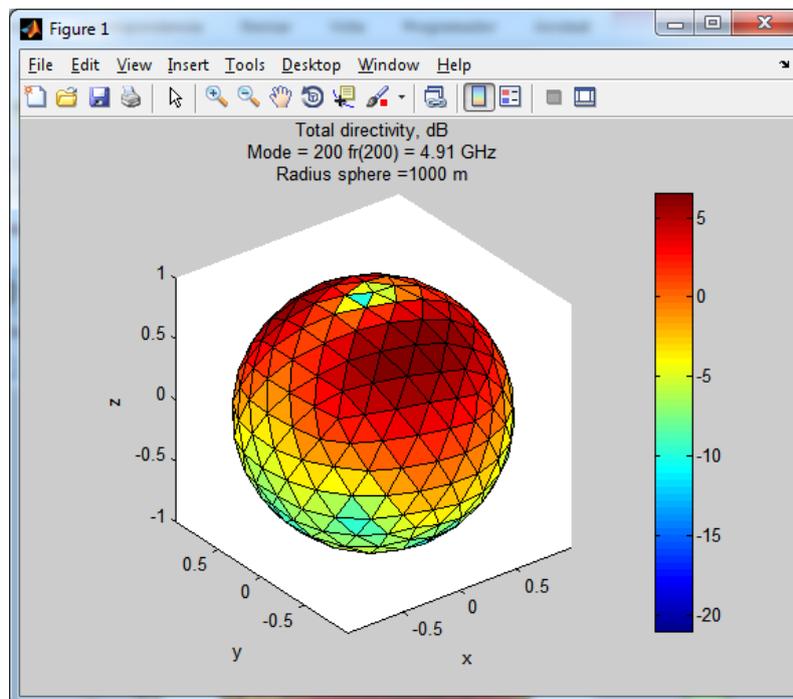


Ilustración 85: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 200 de 4.91 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.

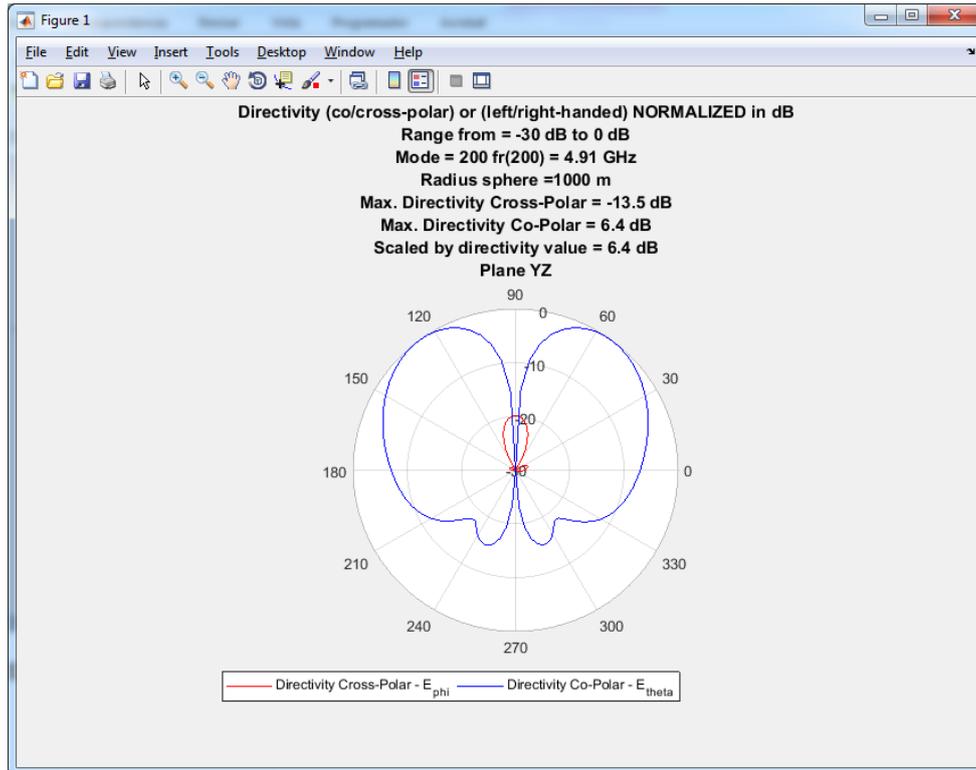


Ilustración 86: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 200 de 4.91 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

Y de modo análogo se obtiene el diagrama de radiación en el plano XZ.

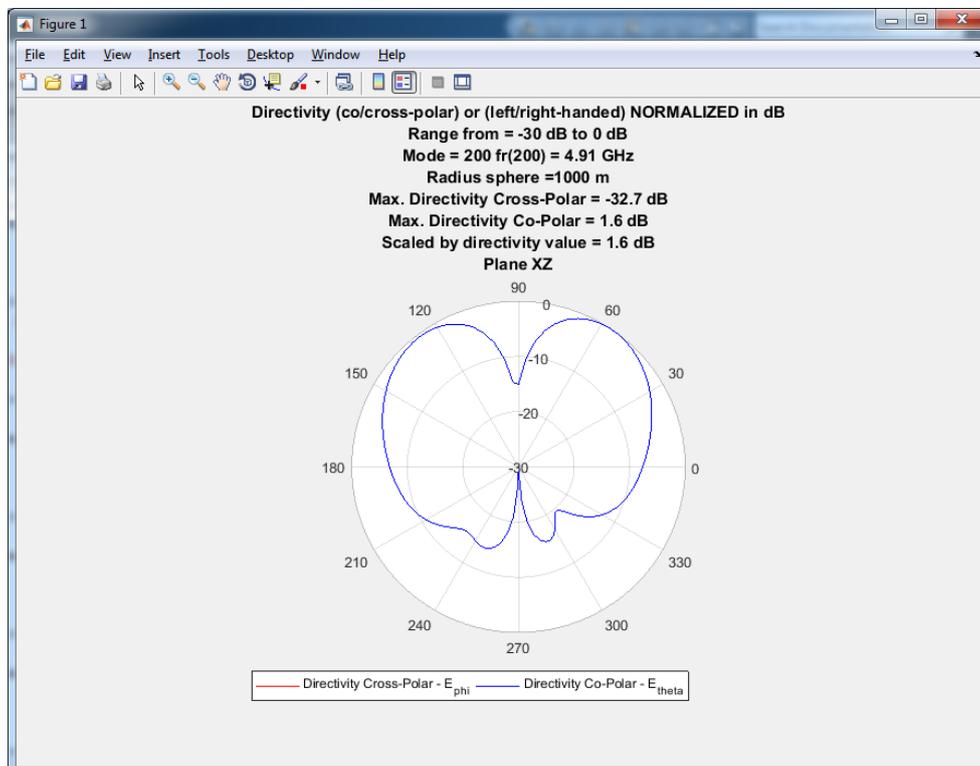


Ilustración 87: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 200 de 4.91 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

3.1.1.3.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 210

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(210)=5.493363e9$ Hz (Abreviadamente 5.49 GHz), las llamadas a los scripts serán similares a los casos anteriores cambiando la frecuencia de análisis, obteniéndose los siguientes gráficos.

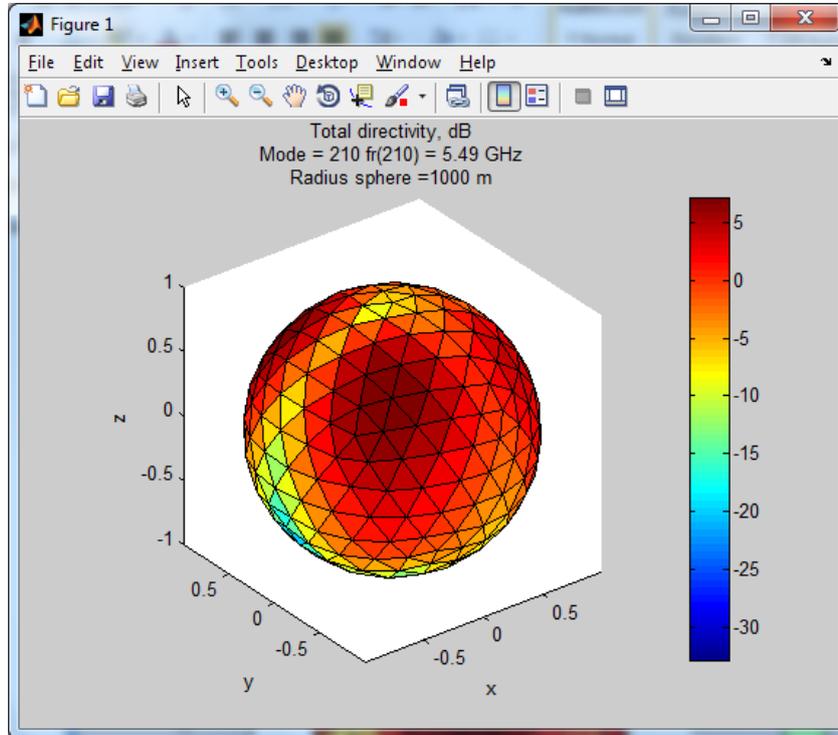


Ilustración 88: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 210 de 5.49 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.

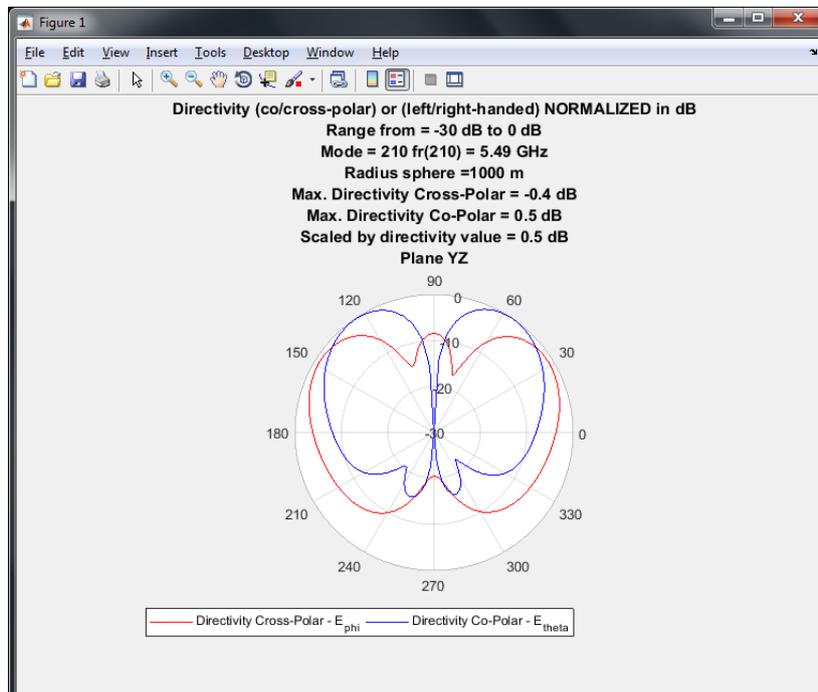


Ilustración 89: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 210 de 5.49 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

Y de modo análogo se obtiene el diagrama de radiación en el plano XZ.

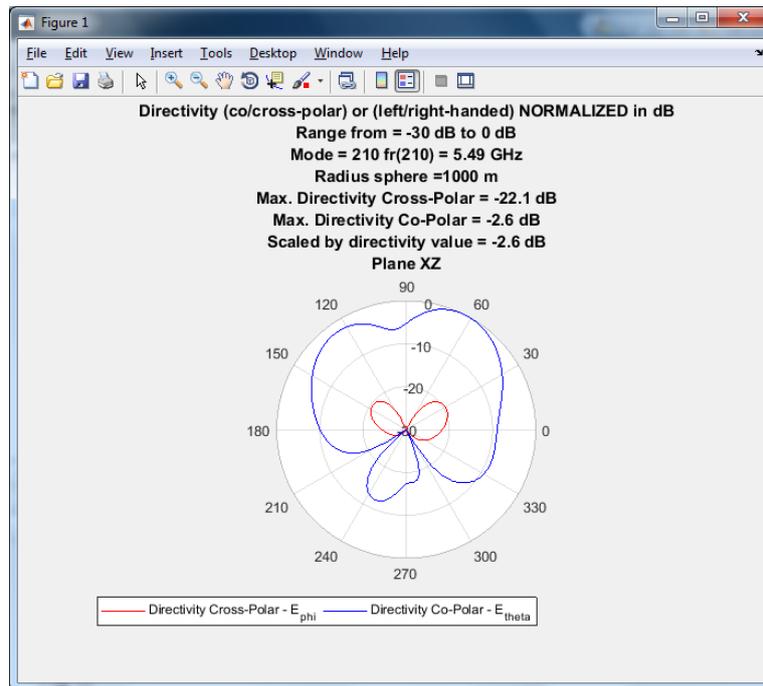


Ilustración 90: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 210 de 5.49 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

3.1.1.4.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 220

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(220) = 6.948616e9$ Hz (Abreviadamente 6.95 GHz), las llamadas a los scripts serán similares a los casos anteriores cambiando la frecuencia de análisis, obteniéndose los siguientes gráficos.

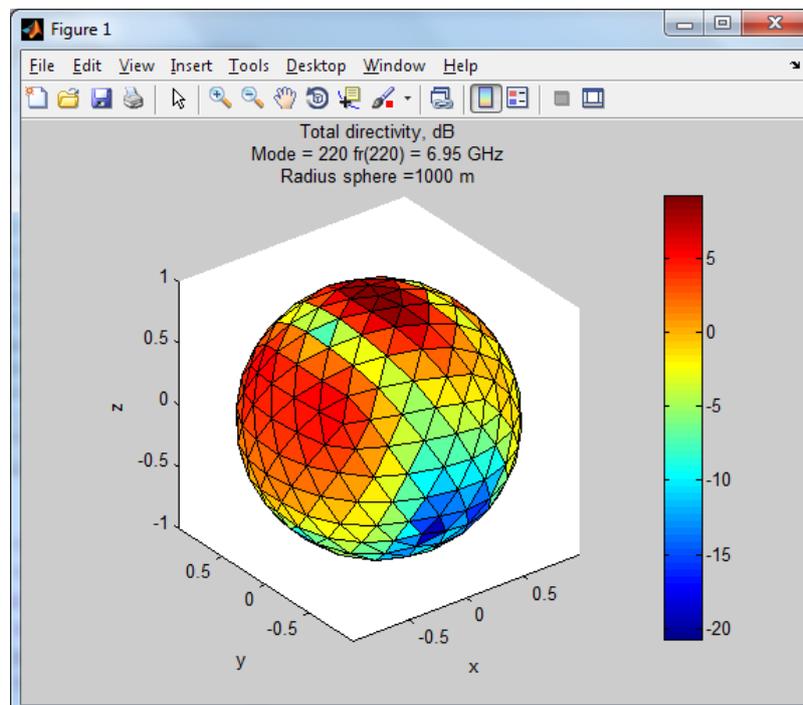


Ilustración 91: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 220 de 6.95 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.

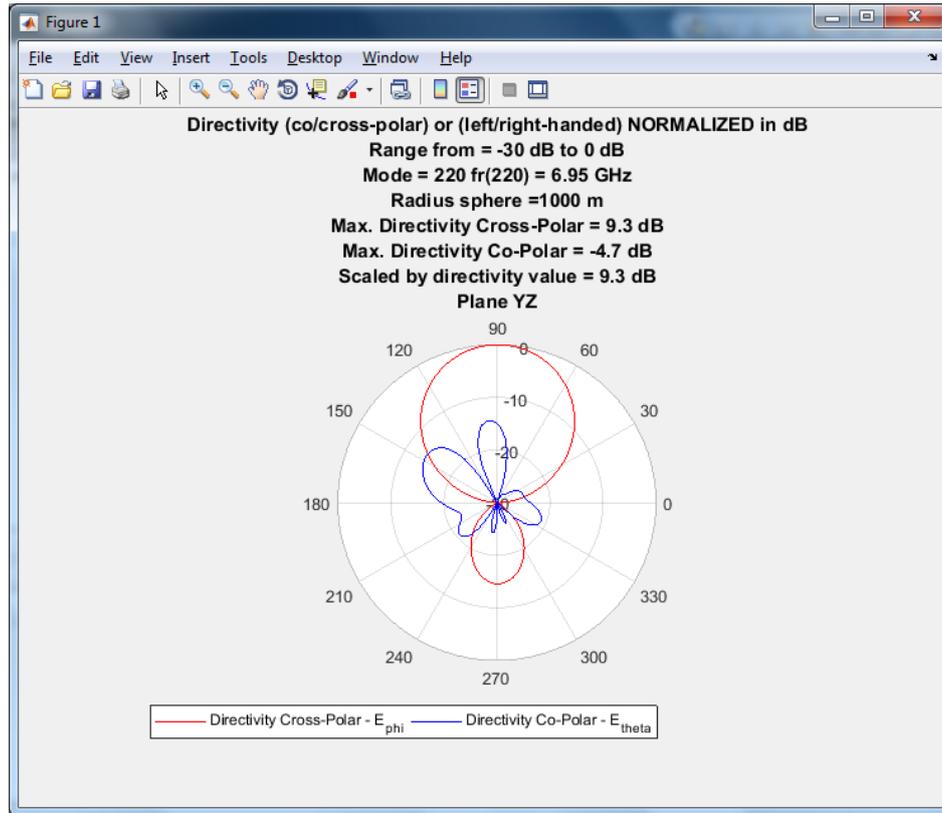


Ilustración 92: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 220 de 6.95 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

Y de modo análogo se obtiene el diagrama de radiación en el plano XZ.

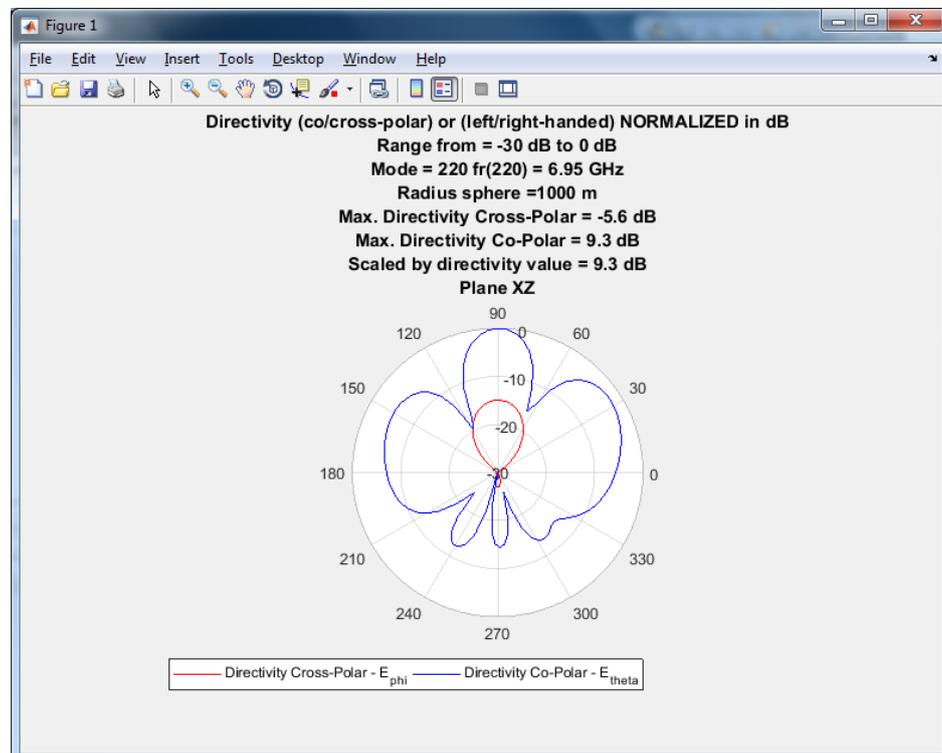


Ilustración 93: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 220 de 6.95 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

3.1.1.5.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 300

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(300) = 7.370120e9$ Hz (Abreviadamente 7.37 GHz), las llamadas a los scripts serán similares a los casos anteriores cambiando la frecuencia de análisis, obteniéndose los siguientes gráficos.

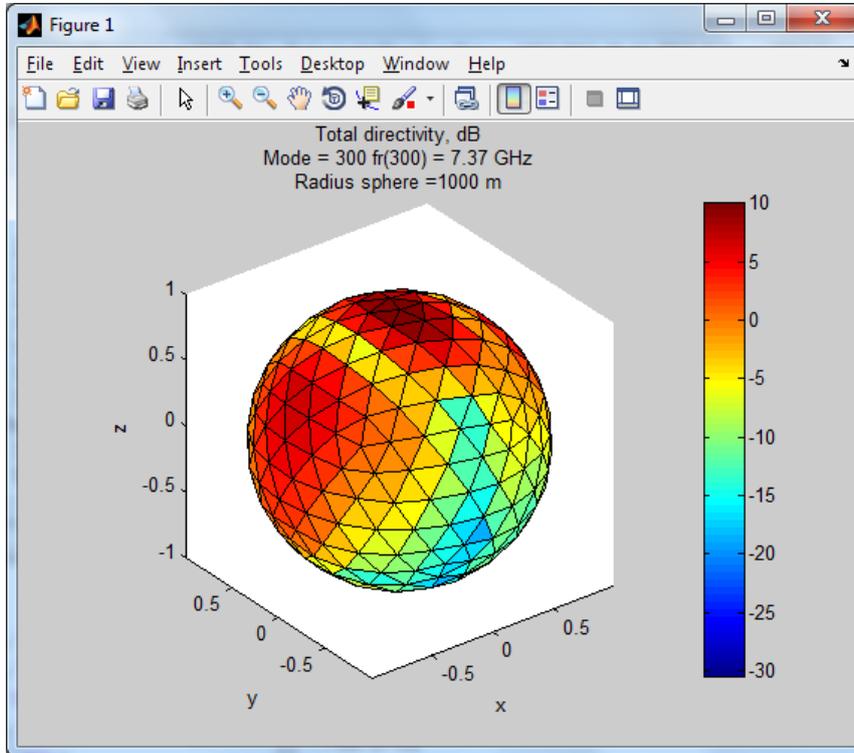


Ilustración 94: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 300 de 7.37 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.

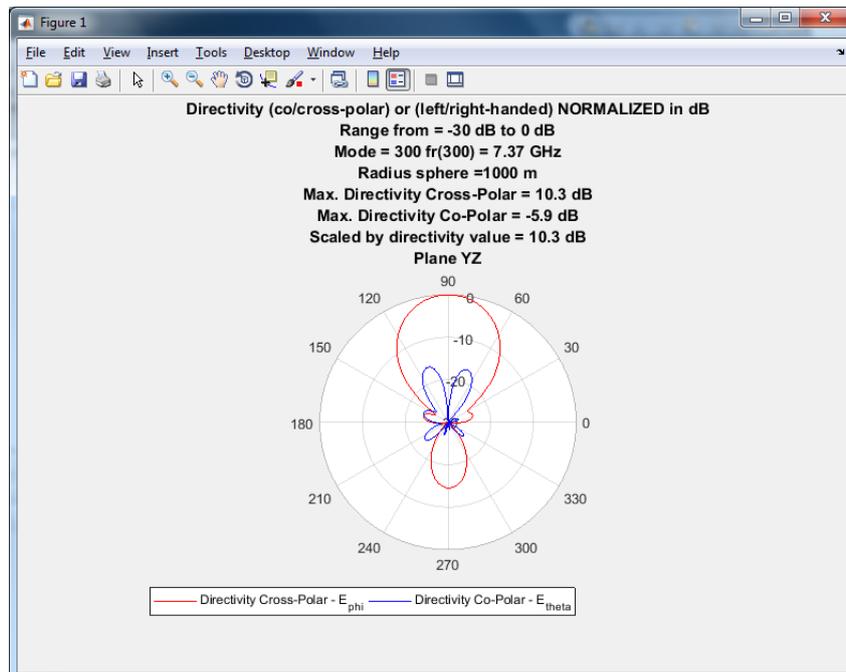


Ilustración 95: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 300 de 7.37 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

Y de modo análogo se obtiene el diagrama de radiación en el plano XZ.

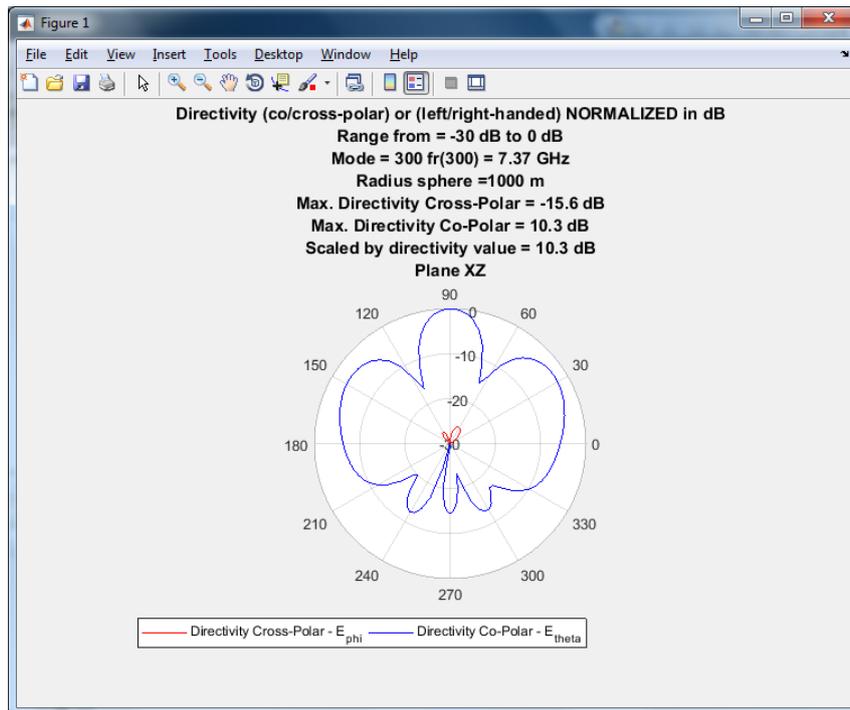


Ilustración 96: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 300 de 7.37 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

3.1.1.6.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 310

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(310) = 7.768789e9$ Hz (Abreviadamente 7.77 GHz), las llamadas a los scripts serán similares a los casos anteriores cambiando la frecuencia de análisis, obteniéndose los siguientes gráficos.

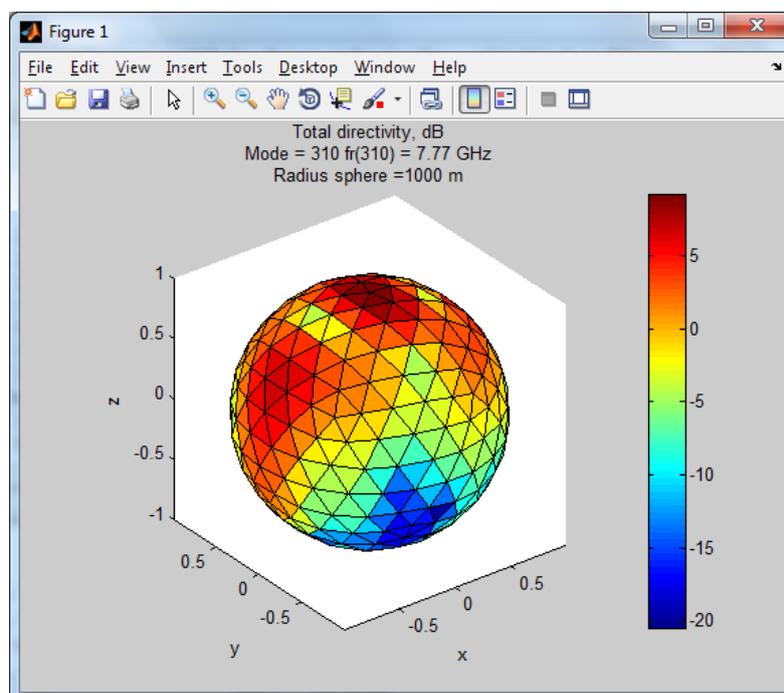


Ilustración 97: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 310 de 7.77 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.

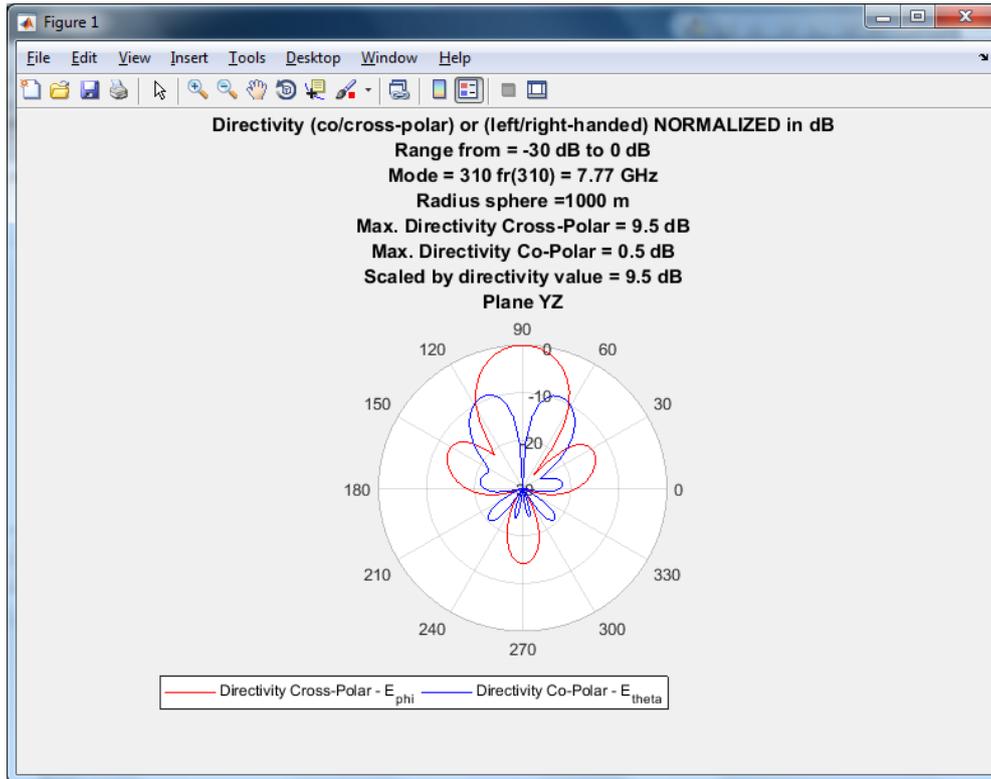


Ilustración 98: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 310 de 7.77 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

Y de modo análogo se obtiene el diagrama de radiación en el plano XZ.

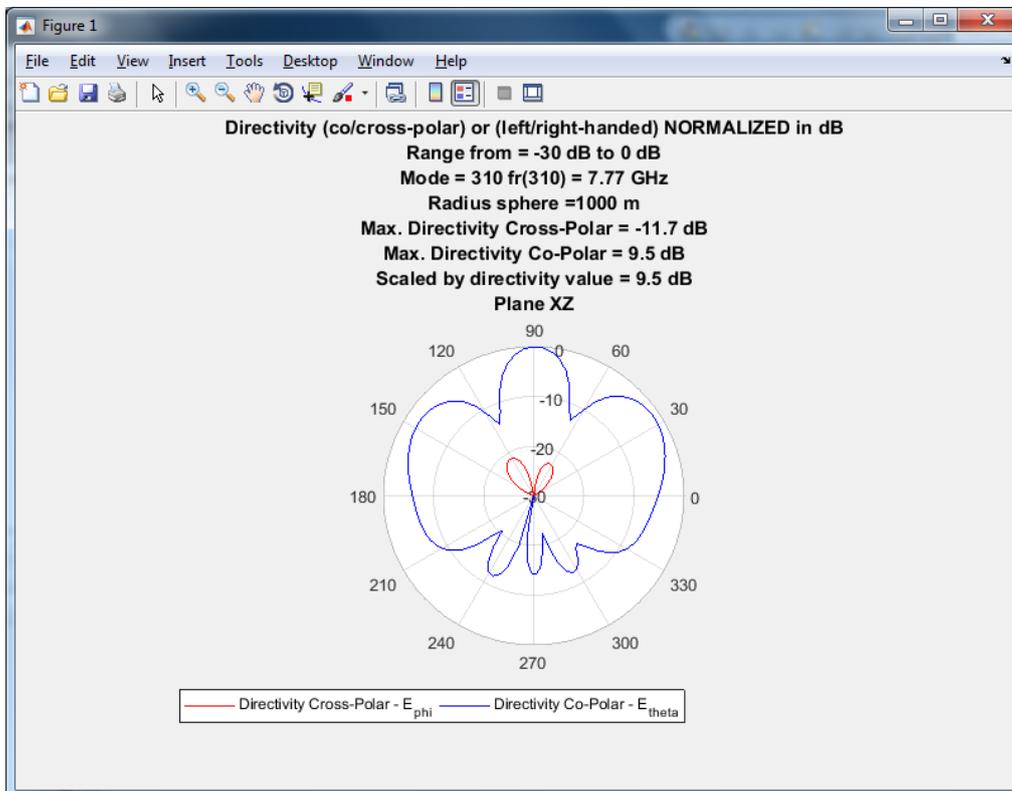


Ilustración 99: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 310 de 7.77 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

3.1.1.7.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 320

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(320) = 8.857782e9$ Hz (Abreviadamente 8.86 GHz), las llamadas a los scripts serán similares a los casos anteriores cambiando la frecuencia de análisis, obteniéndose los siguientes gráficos.

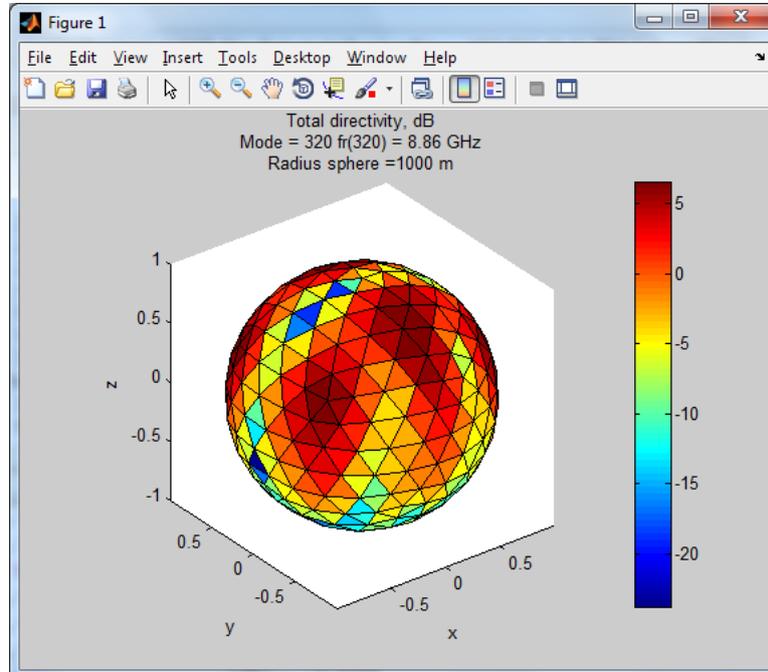


Ilustración 100: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 320 de 8.86 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.

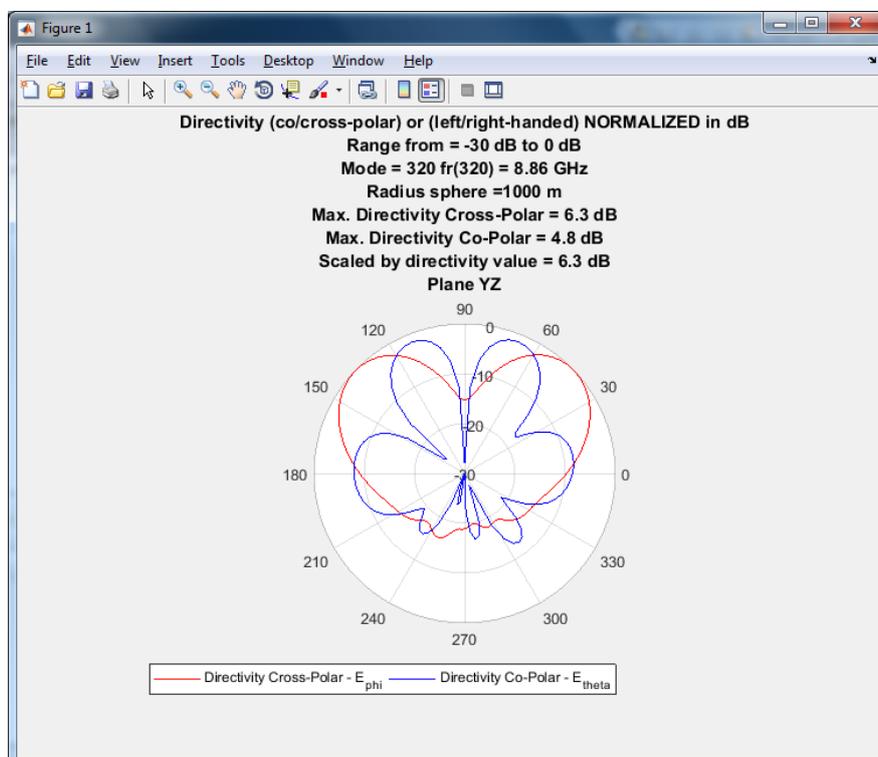


Ilustración 101: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 320 de 8.86 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

Y de modo análogo se obtiene el diagrama de radiación en el plano XZ.

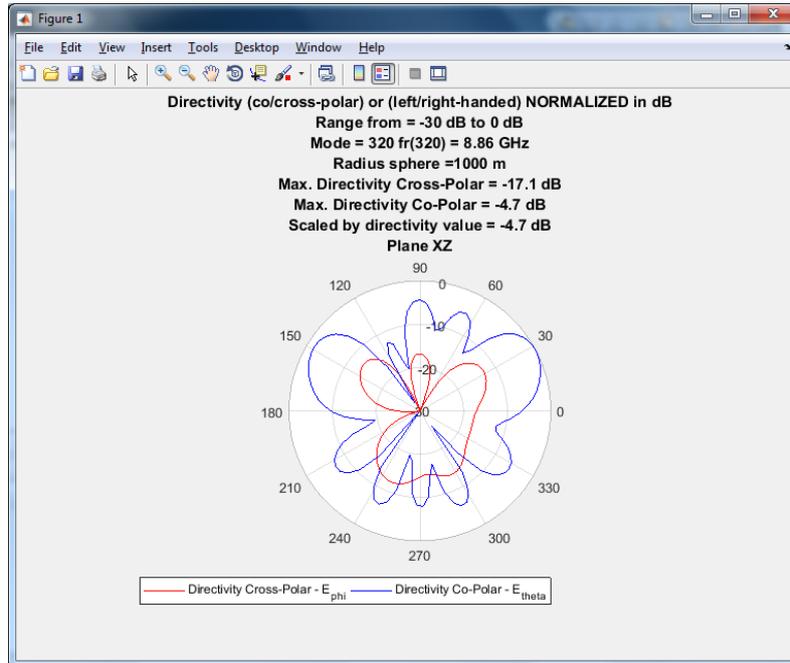


Ilustración 102: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 320 de 8.86 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

3.1.1.8.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 330

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mmp(330) = 1.042292e10$ Hz (Abreviadamente 10.42 GHz), las llamadas a los scripts serán similares a los casos anteriores cambiando la frecuencia de análisis, obteniéndose los siguientes gráficos.

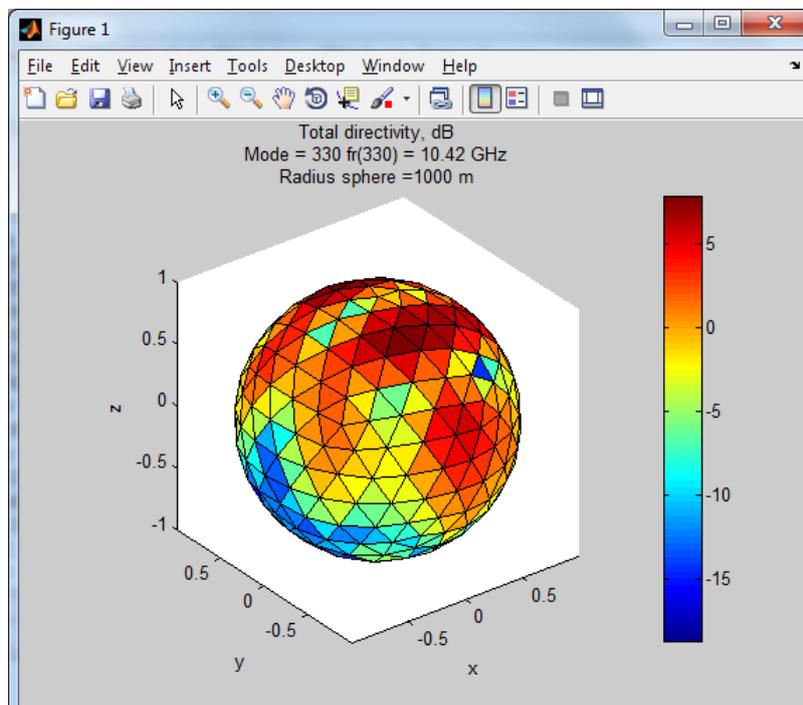


Ilustración 103: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 330 de 10.42 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.

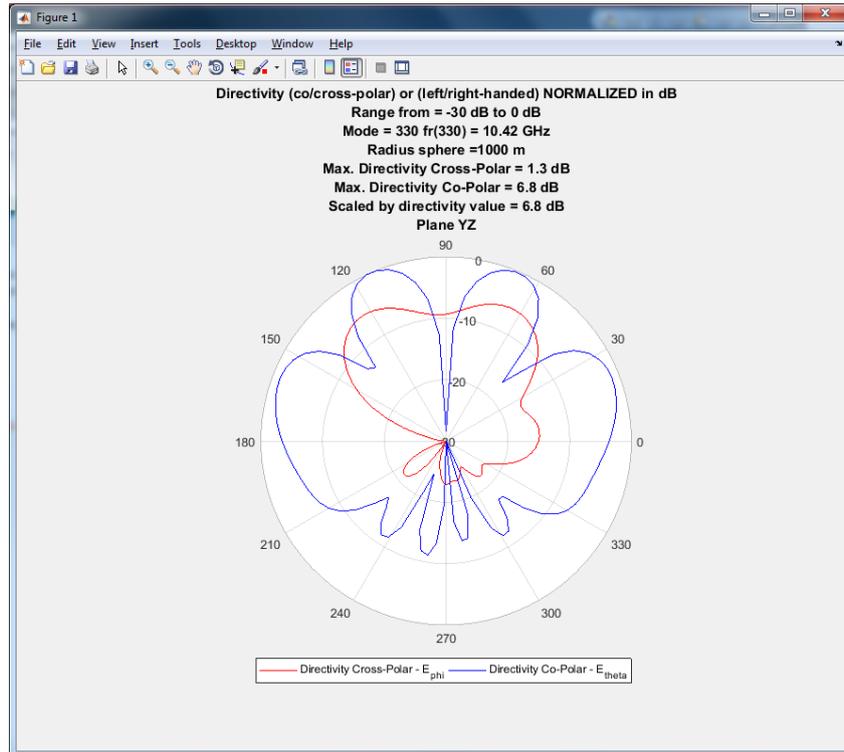


Ilustración 104: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 330 de 10.42 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

Y de modo análogo se obtiene el diagrama de radiación en el plano XZ.

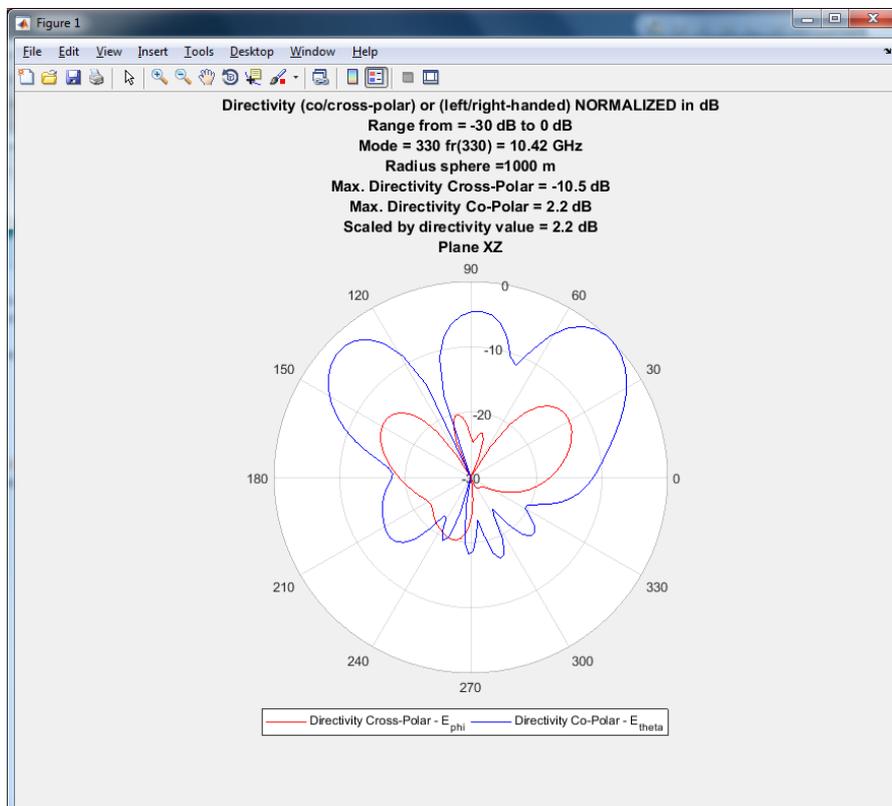


Ilustración 105: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 330 de 10.42 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

3.1.1.9.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 400

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(400) = 9.826827e+009$ Hz (Abreviadamente 9.83 GHz), las llamadas a los scripts serán similares a los casos anteriores cambiando la frecuencia de análisis, obteniéndose los siguientes gráficos.

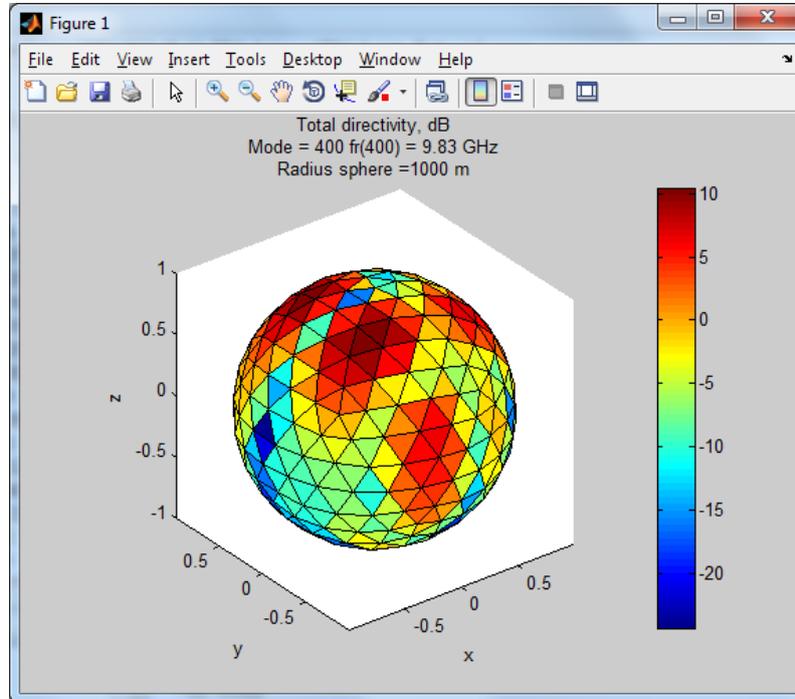


Ilustración 106: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 400 de 9.83 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.

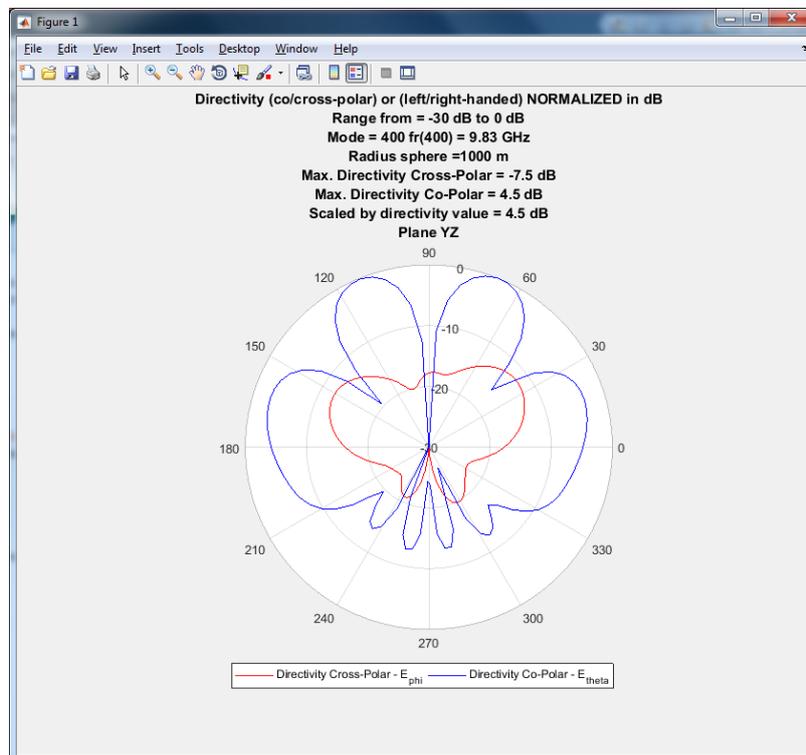


Ilustración 107: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 400 de 9.83 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

Y de modo análogo se obtiene el diagrama de radiación en el plano XZ.

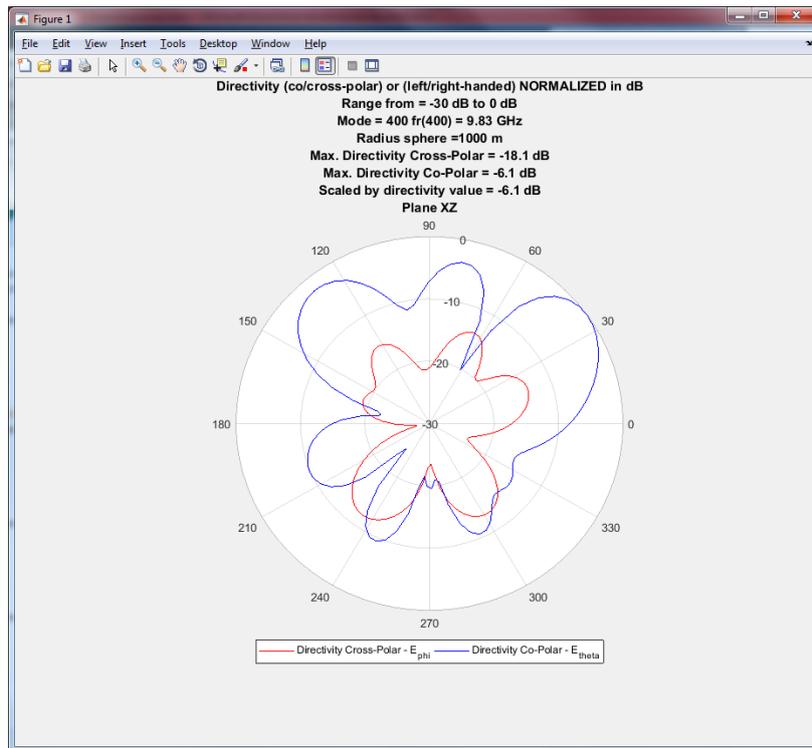


Ilustración 108: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 400 de 9.83 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

3.1.1.10.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 410

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(410) = 1.012926e+010$ Hz (Abreviadamente 10.13 GHz), las llamadas a los scripts serán similares a los casos anteriores cambiando la frecuencia de análisis, obteniéndose los siguientes gráficos.

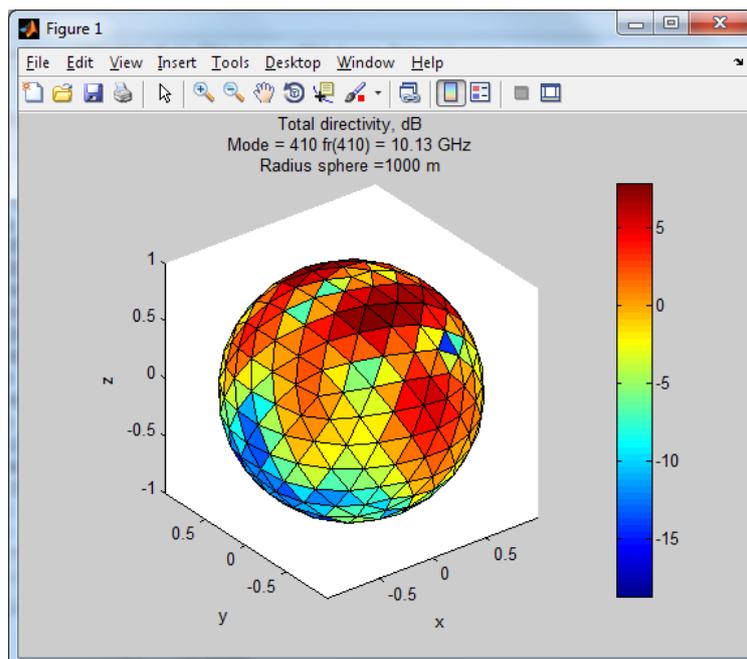


Ilustración 109: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 410 de 10.13 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.

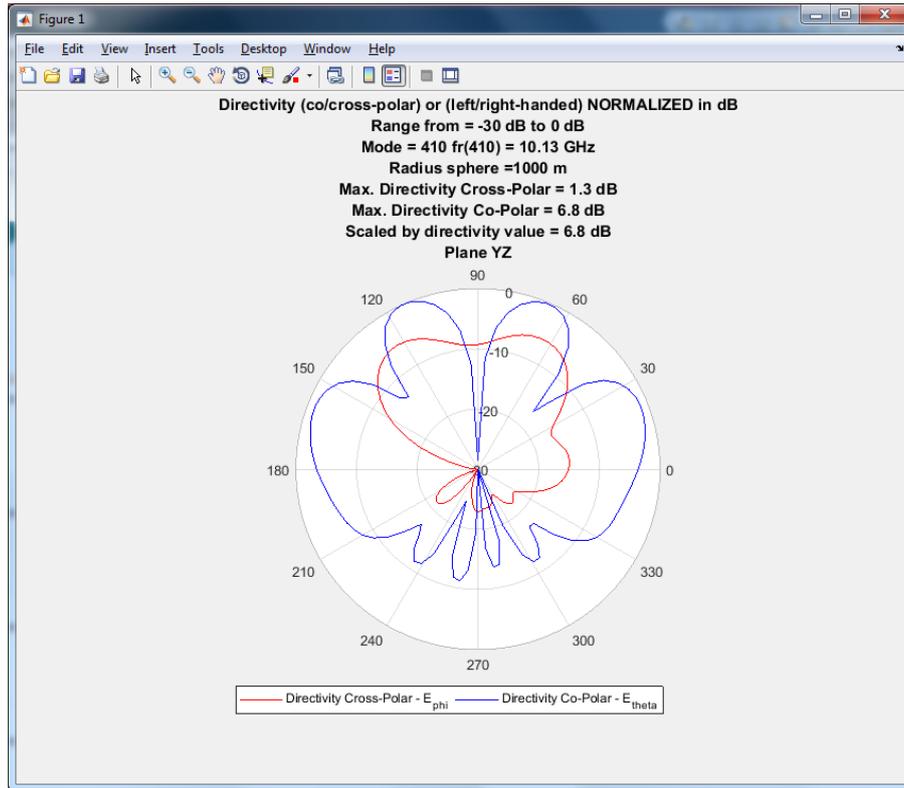


Ilustración 110: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 410 de 10.13 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

Y de modo análogo se obtiene el diagrama de radiación en el plano XZ.

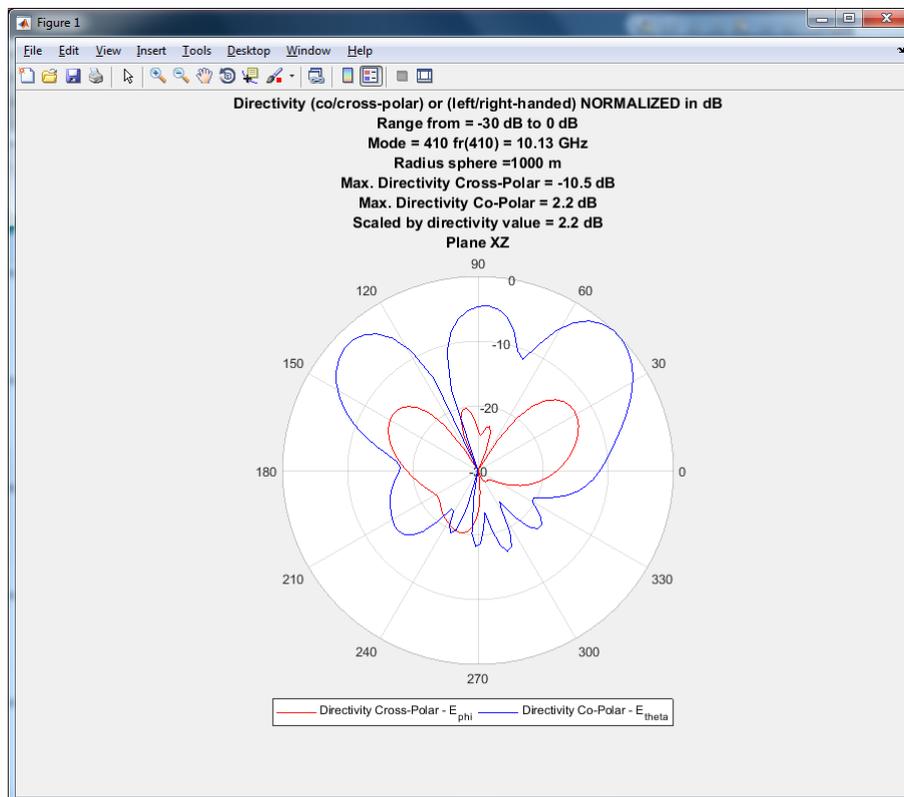


Ilustración 111: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 410 de 10.13 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

3.1.1.11.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 420

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(420) = 1.098673e10$ Hz (Abreviadamente 10.99 GHz), las llamadas a los scripts serán similares a los casos anteriores cambiando la frecuencia de análisis, obteniéndose los siguientes gráficos.

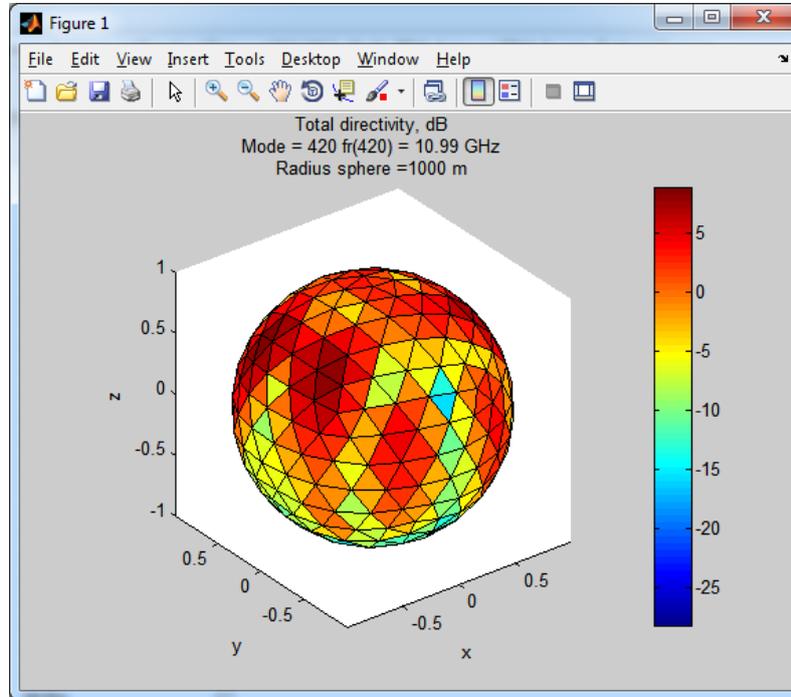


Ilustración 112: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 420 de 10.99 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.

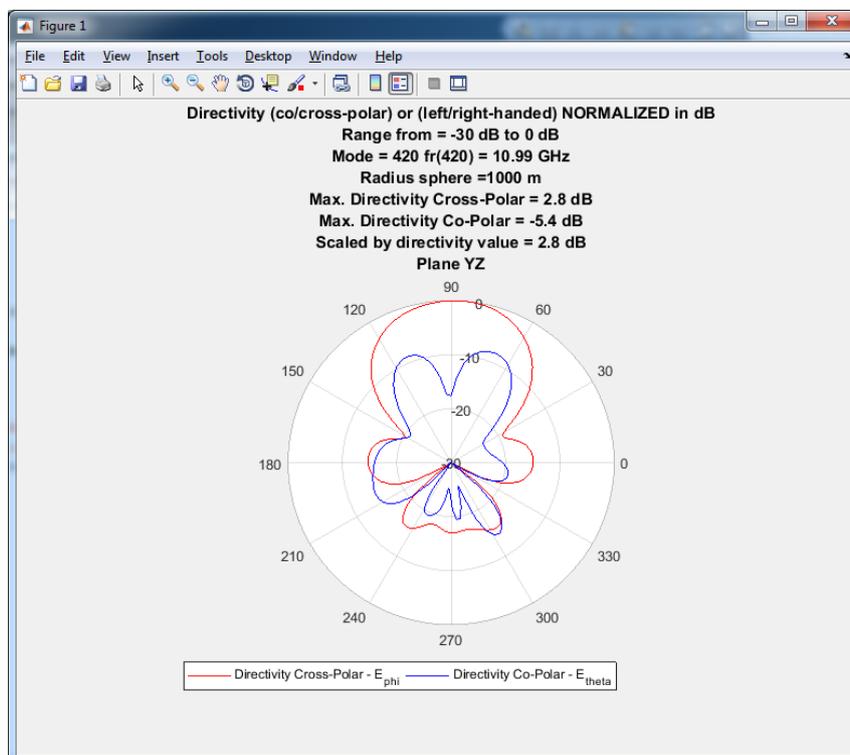


Ilustración 113: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 420 de 10.99 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

Y de modo análogo se obtiene el diagrama de radiación en el plano XZ.

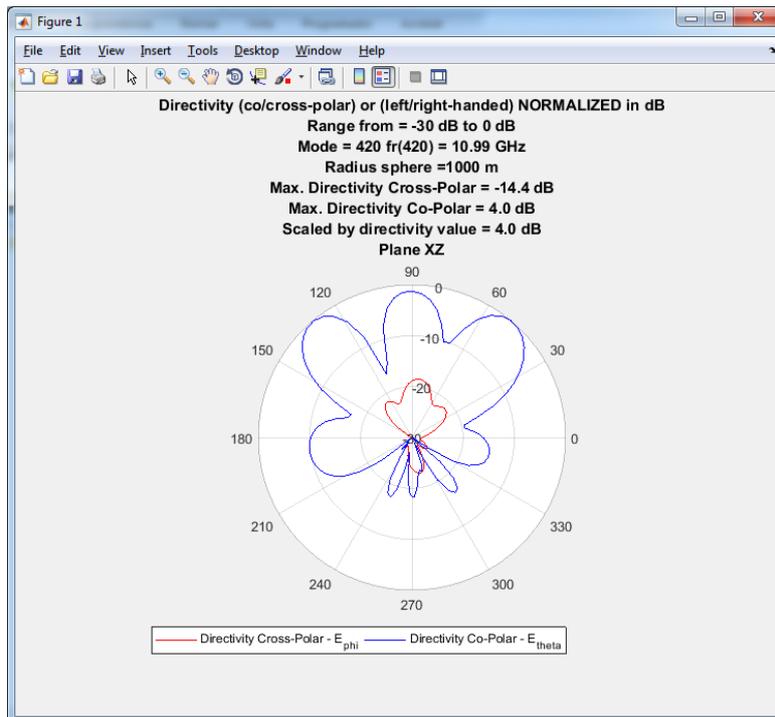


Ilustración 114: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 420 de 10.99 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

3.1.1.12.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 430

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(430) = 1.228353e010$ Hz (Abreviadamente 12.28 GHz), las llamadas a los scripts serán similares a los casos anteriores cambiando la frecuencia de análisis, obteniéndose los siguientes gráficos.

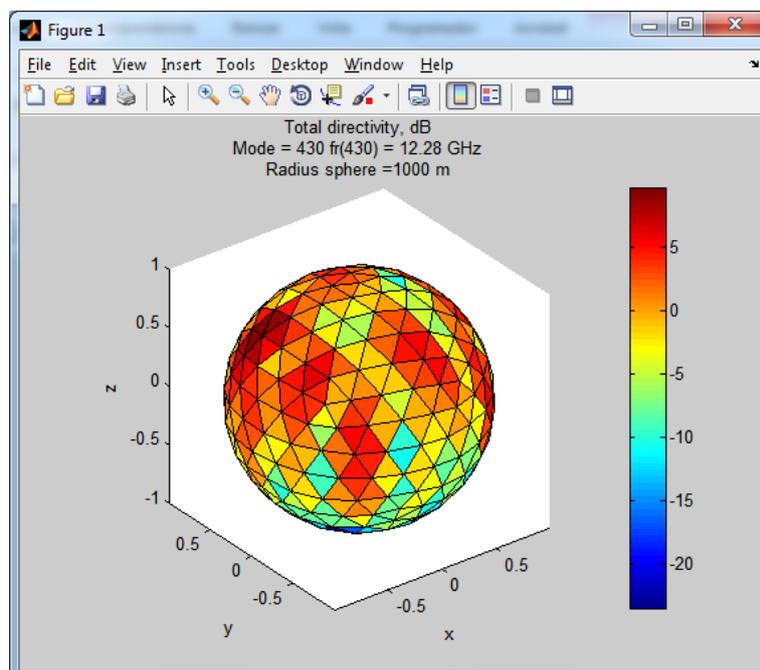


Ilustración 115: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 430 de 12.28 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.

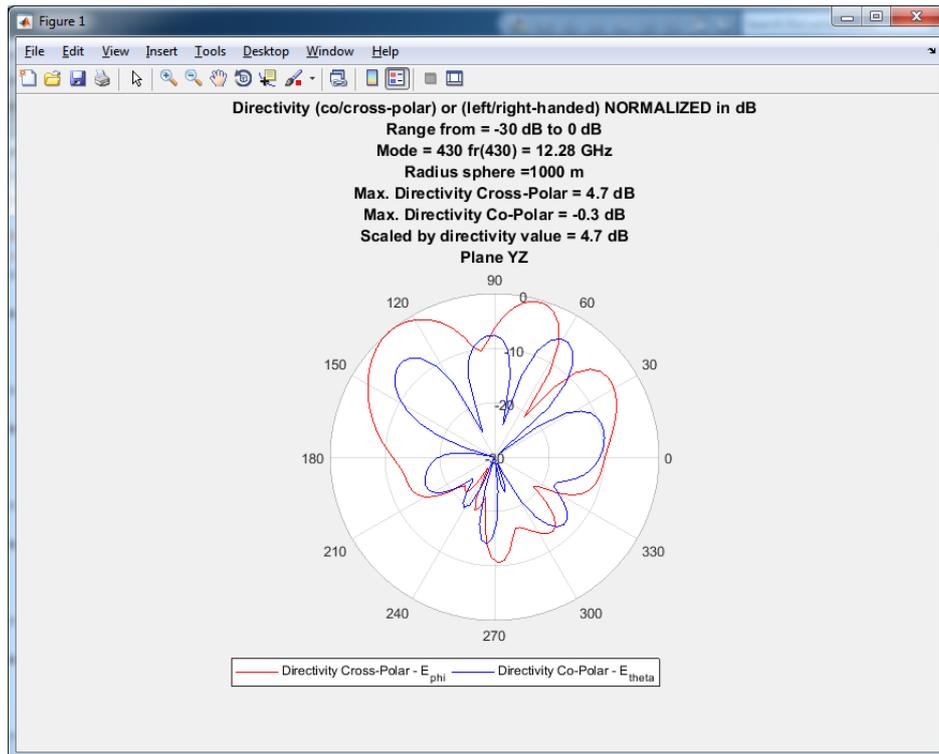


Ilustración 116: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 430 de 12.28 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

Y de modo análogo se obtiene el diagrama de radiación en el plano XZ.

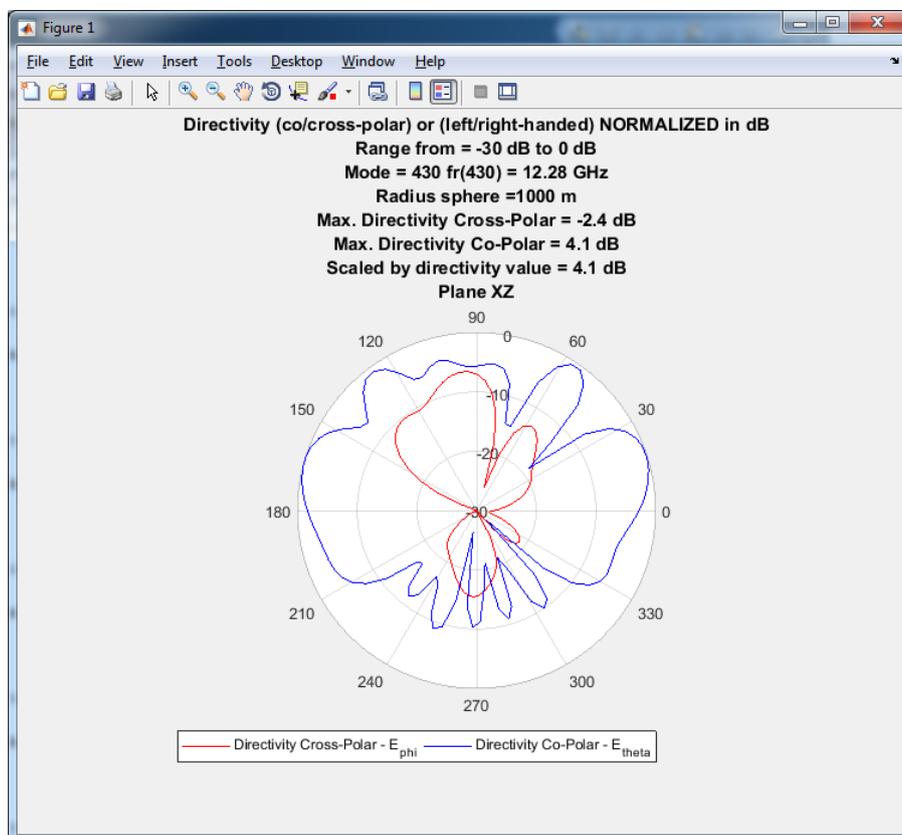


Ilustración 117: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 430 de 12.28 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

3.1.1.13.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo 440

Si se cambia la frecuencia y se usa la frecuencia de $fr_mnp(440) = 1.389723e010$ Hz (Abreviadamente 13.90 GHz), las llamadas a los scripts serán similares a los casos anteriores cambiando la frecuencia de análisis, obteniéndose los siguientes gráficos.

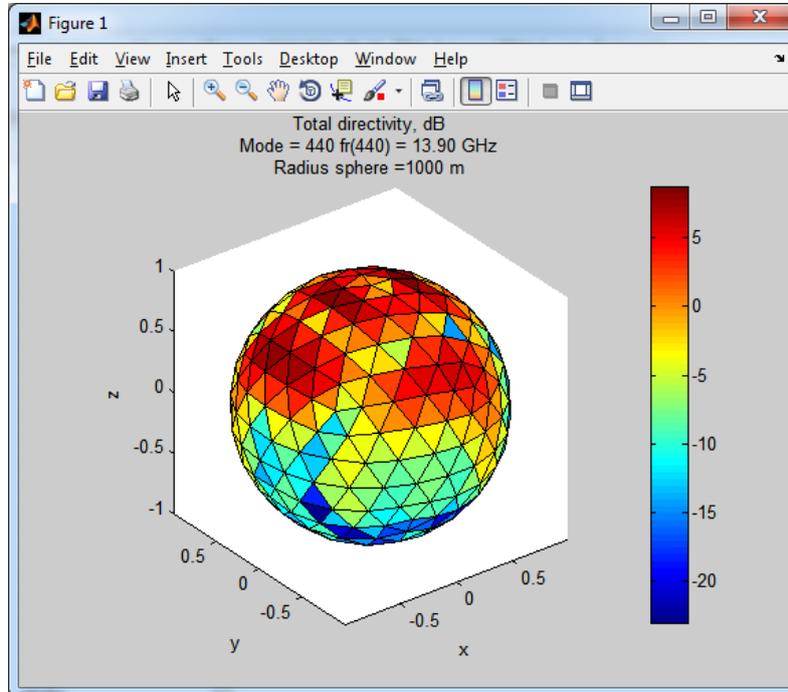


Ilustración 118: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 440 de 13.90 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones.

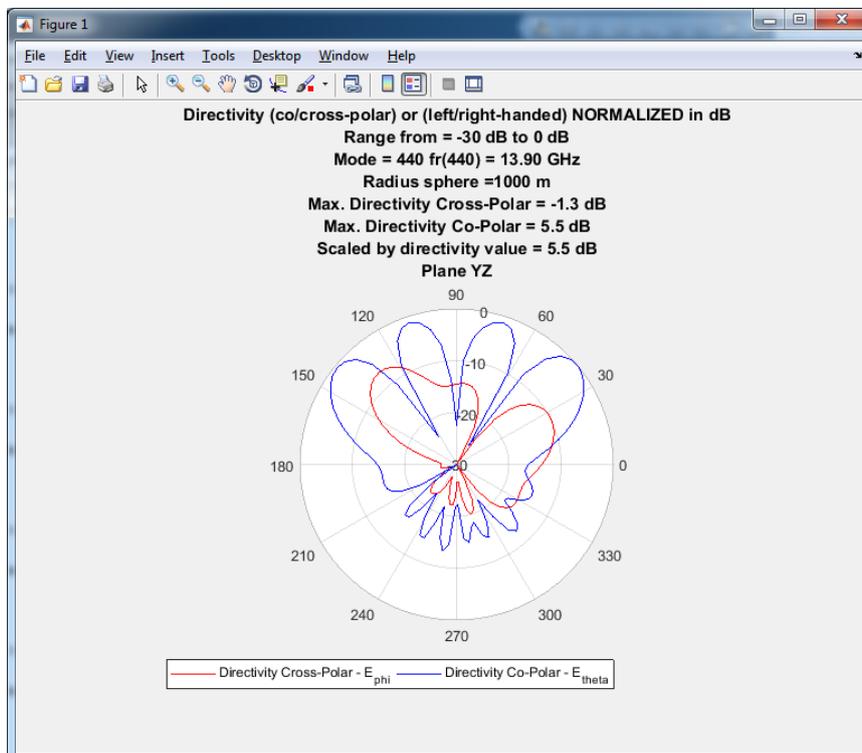


Ilustración 119: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 440 de 13.90 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

Y de modo análogo se obtiene el diagrama de radiación en el plano XZ.

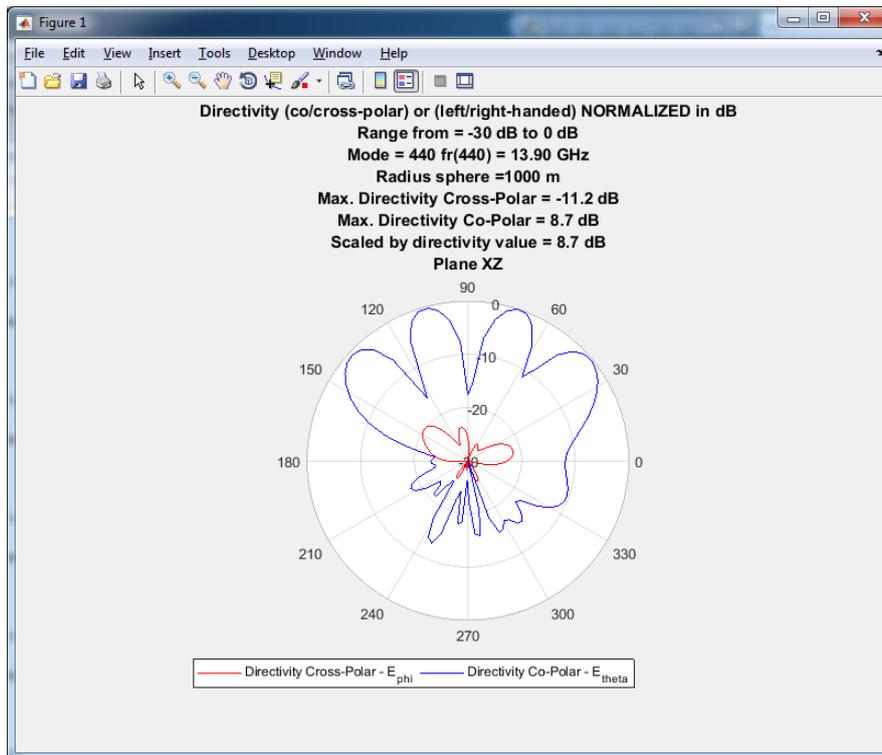


Ilustración 120: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 440 de 13.90 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2 a 14 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

3.1.1.14.- Resumen de los diagramas de radiación de los distintos modos.

Se muestra a continuación una tabla resumen en la que se puede observar cómo influye la frecuencia de cada modo en los diagramas de radiación.

	Diagrama de radiación 3D	Diagrama en el plano YZ	Diagrama en el plano XZ		Diagrama de radiación 3D	Diagrama en el plano YZ	Diagrama en el plano XZ
Frecuencia central				Modo 210			
Modo Fundamental 010 100				Modo 220			
Modo 110				Modo 300			
Modo 200				Modo 310			

Tabla 3: Tabla resumen en la que se puede observar la directividad y el diagrama de radiación en los planos YZ y XZ para cada modo (Parte 1 de 2).

	Diagrama de radiación 3D	Diagrama en el plano YZ	Diagrama en el plano XZ		Diagrama de radiación 3D	Diagrama en el plano YZ	Diagrama en el plano XZ
Modo 320				Modo 420			
Modo 330				Modo 430			
Modo 400				Modo 440			
Modo 410							

Tabla 4: Tabla resumen en la que se puede observar la directividad y el diagrama de radiación en los planos YZ y XZ para cada modo (Parte 2 de 2).

4.- Diseñar un parche rectangular de acuerdo con las especificaciones del artículo “A systematic method to design single-patch broadband microstrip patch antennas”

4.1.- Planteamiento del problema y cálculos de frecuencias de resonancia del parche SLMPA

Se nos ha propuesto desarrollar un ejemplo de SLMPA (Single Layer Microstrip Patch Antenna) con su estructura de alimentación correspondiente. La geometría de la antena propuesta se puede observar en la imagen adjunta.

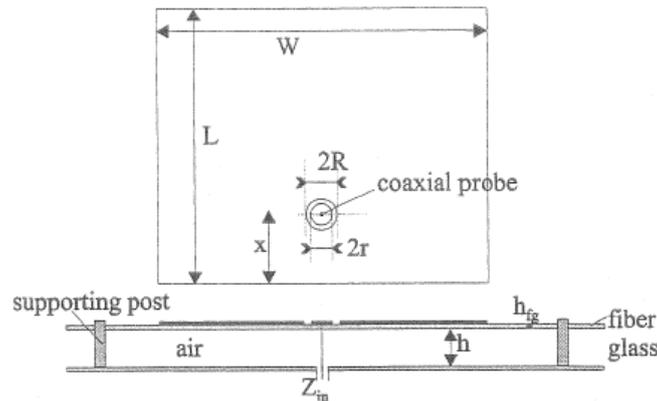


Ilustración 121: Modelo general de una antena SLMPA.

El ejemplo propuesto se corresponde con el modelo planteado en (25) de acuerdo con el cual los parámetros de diseño de la antena SLMPA son los siguientes:

- La configuración de materiales de la antena observándola de la parte superior a la parte inferior la siguiente:
 - Parche metálico superior
 - Dimensiones del parche metálico superior $L=60$ mm y $W=70$ mm
 - Construcción de la corona de aire central con forma circular que ocupa el espacio comprendido entre $R-r$ y supone una perforación en el parche metálico.
 - Parte central metálica circular con radio $r=2.7$ mm, concordante con el radio interior de la corona de aire.
 - Radio exterior de la corona de aire con radio $R=4$ mm
 - Dieléctrico 1 de fibra de vidrio y grosor $d=1$ mm y con ϵ_r que puede oscilar entre 4,1 y 4,7 con valores típicos entre 4,1 y 4,4.
 - Dieléctrico 2 de aire con $\epsilon_r=1$, grosor $h=14$ mm.
 - Plano de masa inferior que se supone tiene las mismas dimensiones que el parche metálico superior $L=60$ mm y $W=70$ mm.
- Ubicación y conexión del punto de alimentación “coaxial feed”
 - Colocación del punto de alimentación (feeding): $X=15$ mm (Presuponemos que en la dimensión W está situado a $W/2$)
 - Suposición de que el núcleo de cobre del “feed coaxial probe” es de diámetro = 1 mm y que está soldado al parche metálico superior, mientras que los filamentos externos del cable coaxial están soldados al plano de masa y por lo tanto no están en contacto con el parche metálico superior.

La frecuencia resonante del modelo así planteado es $f_0=1.8$ GHz con un $BW_f=25\%$ y $S=1.3$.

Hasta ahora las aplicaciones de los scripts de Makarov (24) han sido para el caso de alimentaciones prismáticas y en este caso es necesario realizar un modelo de alimentación cilíndrico, se ha realizado un modelizado cilíndrico considerando que hay un cable coaxial de alimentación de diámetro 1 mm y una corona cilíndrica en el parche metálico.

Aunque los modelos funcionan tras muchas pruebas se observa que los resultados no son del todo coherentes. En el trabajo de Makarov (24) en casos similares de “feeds de alimentación” coaxiales utiliza una aproximación realizada por Balanis en la pág. 514 de la tercera edición de su libro (3). Dicha aproximación estima que a baja frecuencia es posible modelar un cilindro de diámetro d como un prisma de lado $w=d*0.85$, además Makarov (24) modela el recubrimiento exterior del coaxial como $w=d*2.5$. Siguiendo esta aproximación se han realizado los modelizados expuestos a continuación.

En primer lugar se realizan los cálculos oportunos de frecuencias de resonancia de cada uno de los modos, para lo cual se utiliza el script creado “ad hoc”, en el que se realiza la parametrización con los valores anteriores (Se puede observar en la primera línea de respuesta del script los valores de W , L , H y ϵ_r), con el siguiente resultado:

```

===== Patch Microstrip Specifications =====
W=70 mm, L=60 mm, H=14 mm, Epsilon_r=1

===== Frequency resonant modes =====
Fundamental resonant mode
Mode mnp = 010 and fr = 2.142857e+009 Hz

Other resonant study modes
Mode mnp = 100 and fr = 2.500000e+009 Hz
Mode mnp = 110 and fr = 3.292694e+009 Hz
Mode mnp = 200 and fr = 5.000000e+009 Hz
Mode mnp = 210 and fr = 5.439838e+009 Hz
Mode mnp = 220 and fr = 6.585389e+009 Hz
Mode mnp = 300 and fr = 7.500000e+009 Hz
Mode mnp = 310 and fr = 7.800118e+009 Hz
Mode mnp = 320 and fr = 8.638133e+009 Hz
Mode mnp = 330 and fr = 9.878083e+009 Hz
Mode mnp = 400 and fr = 1.000000e+010 Hz
Mode mnp = 410 and fr = 1.022702e+010 Hz
Mode mnp = 420 and fr = 1.087968e+010 Hz
Mode mnp = 430 and fr = 1.188808e+010 Hz
Mode mnp = 440 and fr = 1.317078e+010 Hz

```

4.2.- Planteamiento de la estructura de malla que describe el parche SLMPA teniendo en cuenta la aproximación de Balanis.

Tal como se ha comentado anteriormente las modelizaciones realizadas aproximan el núcleo de cobre circular de diámetro 1mm por un cuadrado de lado $w=d*0.85$ y un borde de $w=d*2.5$ siguiendo la ecuaciones propuestas por (3), de modo que la modelización pasa de una estructura cilíndrica a una estructura prismática menos compleja y que consume menos recursos computacionales.

Esta misma idea se aplica a la modelización mediante estructuras prismáticas de estructuras que son cilíndricas como es la corona circular. De modo que se pasa de un cilindro de $r=2.7\text{mm}$ a un prisma de lado $2.7*2*0.85\text{mm}$ y se pasa de un cilindro de $R=4\text{mm}$ a un prisma de lado $4*2*0.85$. Y para el núcleo del cable coaxial se pasa de un diámetro 1mm a un prisma de lado $1*0.85$.

4.2.1.- Ejecución del script *struct2d*

Del mismo modo que se ha procedido con diseños anteriores, en primer lugar se procede a la creación de una estructura planar en la que se plasman las medidas de dieléctrico, parche metálico y plano de masa antes especificadas. Para lo cual es necesario ejecutar el script “1_mesh|”*struct2d.m*”.

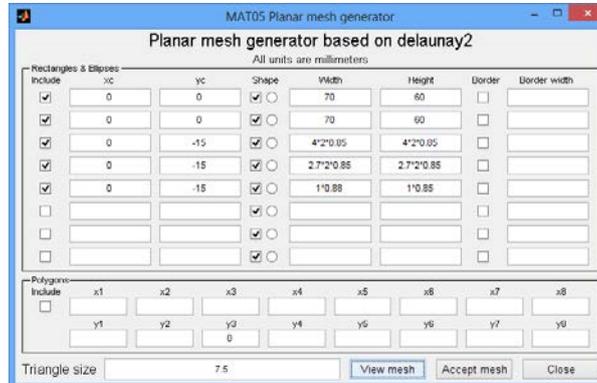


Ilustración 122: Ventana que proporciona el script “*struct2d.m*” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.

Una vez especificadas las medidas de los distintos elementos se nos propone como quedará el parche microstrip, en el que es posible observar las medidas del plano de masa, parche metálico y “feed” de alimentación descentrado (en este caso) respecto del centro del parche metálico.

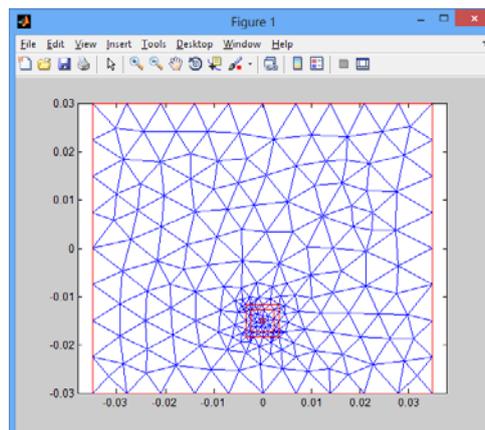


Ilustración 123: Estructura plana generada tras la ejecución del script “*struct2d.m*”

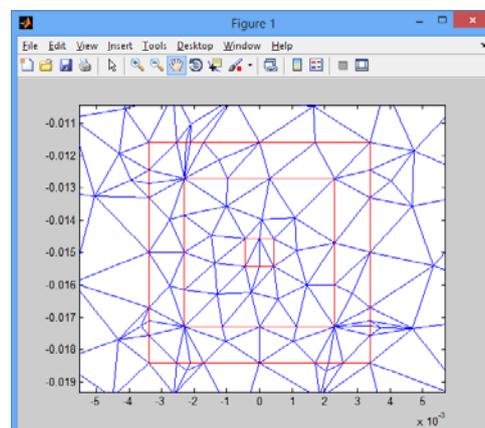


Ilustración 124: Detalle de la ilustración anterior en la que se observan los espacios de la corona “circular” y la zona de conexión de la alimentación coaxial tras la ejecución del script “*struct2d.m*”

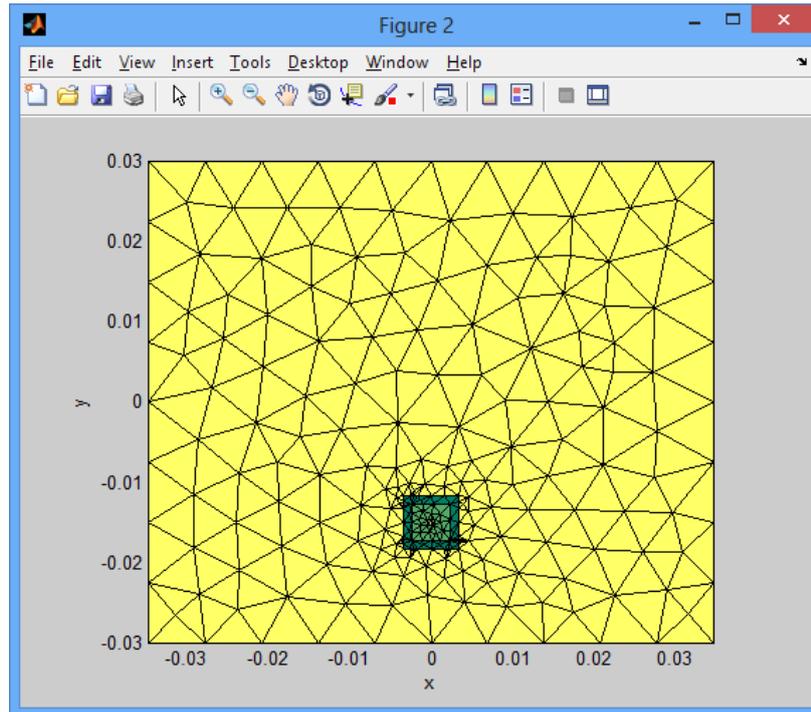


Ilustración 125: La ejecución de “*struct2d.m*” muestra en colores distintos los materiales que conforman la antena.

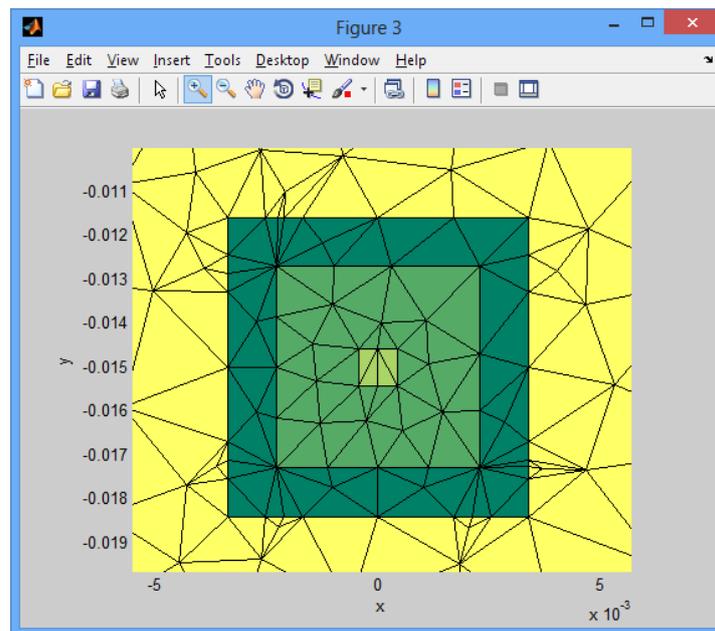


Ilustración 126: Detalle de la ilustración anterior en la que se observan los espacios de la corona “circular” y la zona de conexión de la alimentación coaxial tras la ejecución del script “*struct2d.m*”

Tal como ya se ha expuesto en casos anteriores la ejecución del script “*struct2d.m*” genera un fichero denominado “*struct2d.mat*” que contiene información de una malla bidimensional que será empleada por el script “*struct3d.m*” para generar una malla tridimensional que describa completamente los elementos constituyentes de la antena de parche.

4.2.2.- Ejecución del script *struct3d*

Ahora es el momento de especificar las capas que conformarán la antena y las permitividades de los dieléctricos que las constituyen. Para lo cual es necesario ejecutar el script “*1_mesh|struct3d.m*”.

De acuerdo con las especificaciones se diseña una antena constituida por dos capas de material dieléctrico la inferior de espesor 1 mm y $\epsilon_r=4,1$ (Fibra de vidrio) y la superior de espesor 14 mm y $\epsilon_r=1$ (Puesto que es el aire).

The screenshot shows a dialog box titled "MAT05 layer editor". It contains the following fields and controls:

- Number of groups of layers:** A text box with the value "2" and an "Update" button.
- Layers in the same group need not be contiguous.** A note with an example: "For example, a group could contain layers 2, 3, and 5."
- Group 1 settings:**
 - List of layer numbers in Group 1: Text box with "1". Note: "For example, [1 2 3 7] or [4 5]. Brackets are optional."
 - Thickness of each layer in Group 1: Text box with "14". Note: "Dimensions are millimeters. For example, 2.5 is 2.5 mm."
 - Epsilon of layers in Group 1: Text box with "1". Note: "Relative permittivity (dimensionless), e.g. 4.4."
 - Loss tangent of layers in Group 1: Text box with "0". Note: "Dielectric loss tangent (dimensionless), e.g. 0.15."
- Group 2 settings:**
 - List of layer numbers in Group 2: Text box with "2".
 - Thickness of each layer in Group 2: Text box with "1".
 - Epsilon of layers in Group 2: Text box with "4.1".
 - Loss tangent of layers in Group 2: Text box with "0".
- Total thickness:** A text box with "15" and a "Calculate" button.
- Instructions:** "Press the Calculate button to ensure that the total thickness is correct."
- Buttons:** "OK" and "Cancel" buttons at the bottom.

Ilustración 127: Especificación de capas, grosores y permeabilidades de dieléctrico.

A continuación será necesario especificar mediante 10 ventanas de dialogo el espacio ocupado por los distintos elementos que conforman la estructura tridimensional, 5 de las ventanas son para el material dieléctrico 1 inferior de aire y grosor 14 mm y las 5 siguientes para el dieléctrico fibra de vidrio de espesor 1mm.

Tal como se ha enunciado la capa 1 es la capa inferior de dieléctrico aire y la capa 2 es la capa superior de dieléctrico fibra de vidrio.

En primer lugar se definen los tetraedros que no se incluyen en la capa 1, en este caso hay dos opciones a saber: considerar el material dieléctrico 1 un material cualquiera y optar por eliminar los tetraedros que constituyen el coaxial de alimentación vertical u optar por eliminar todos los tetraedros puesto que en este caso el software considera que el material tiene permeabilidad relativa 1. Aunque es más formal el modo 1 los scripts no funcionan correctamente y se consumen indefinidamente los recursos de CPU de la máquina, por ello se ha optado por la segunda solución que ya Makarov propone en (24) como la solución más acertada. En consecuencia en primer lugar se quitan los tetraedros centrales por ser del coaxial de alimentación y el resto para quedarse con material de tipo aire, lo cual es equivalente a quitarlos todos, tal como se observa en la siguiente imagen.

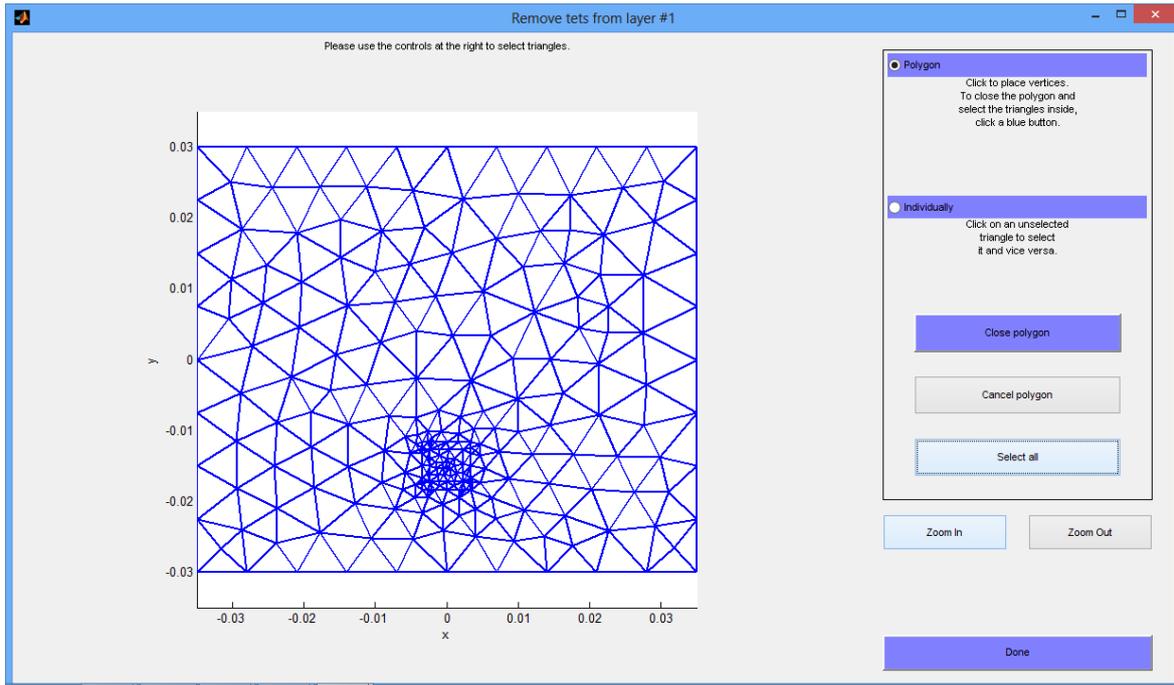


Ilustración 128: Tetraedros que se eliminan de la capa 1, correspondientes a la alimentación coaxial y al resto de material que se eliminará con objeto de conseguir una permitividad relativa de 1.

A continuación se definen los elementos que constituyen la capa metálica inferior, que en nuestro caso es el plano de masa finito de 70x60 mm en la capa 1.

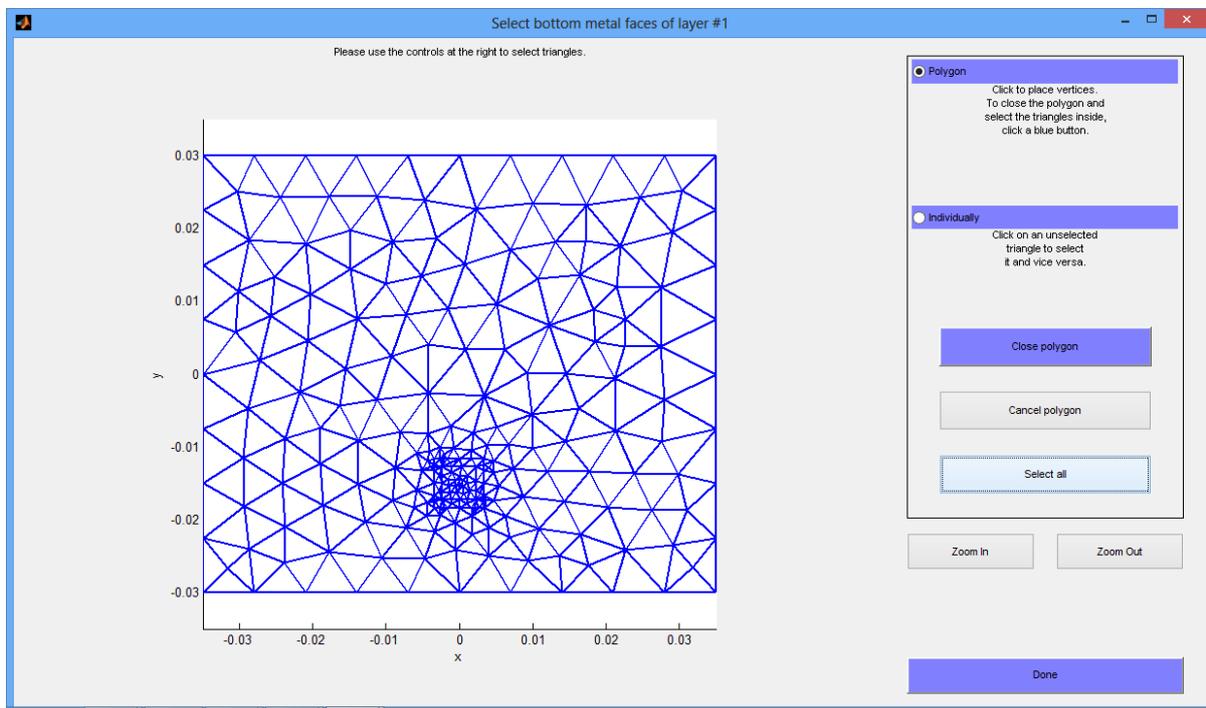


Ilustración 129: Selección de elementos que forman el plano de masa para la capa 1.

A continuación se definen los elementos que constituyen la estructura coaxial de alimentación en forma de caras y aristas metálicas (que se corresponde con la estructura prismática con lado w equivalente).

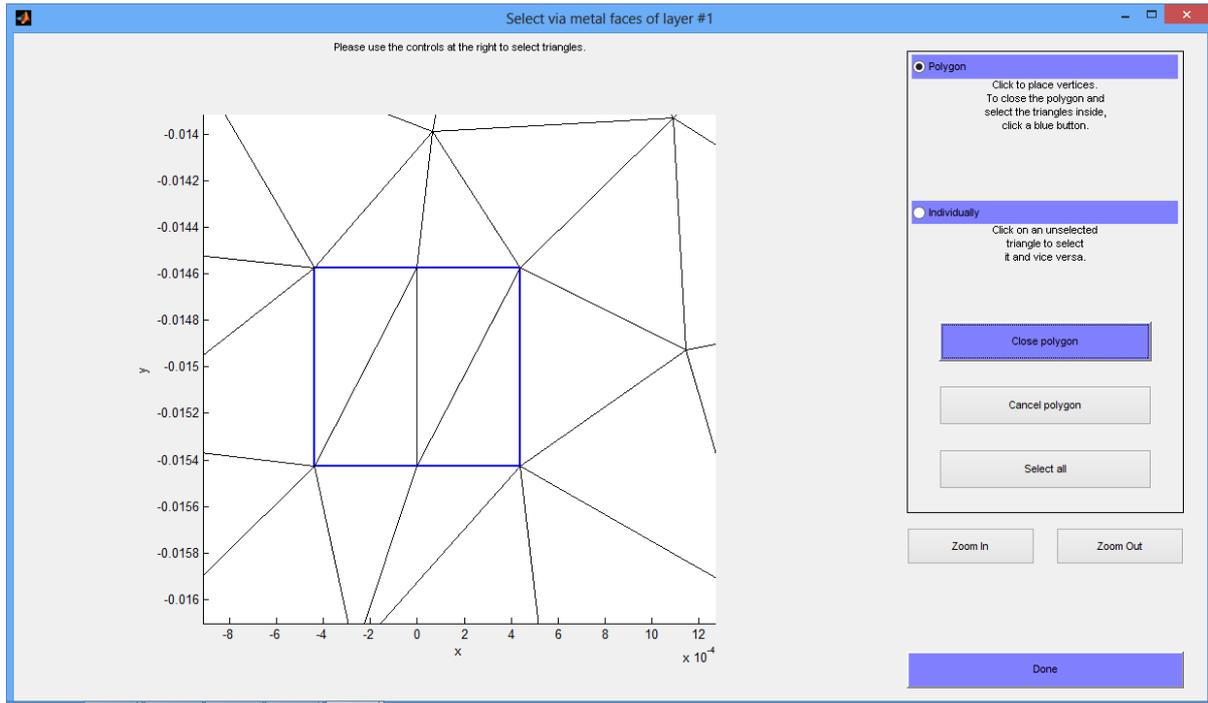


Ilustración 130: Especificación de las caras metálicas (metal faces) de la vía coaxial de alimentación para la capa 1.

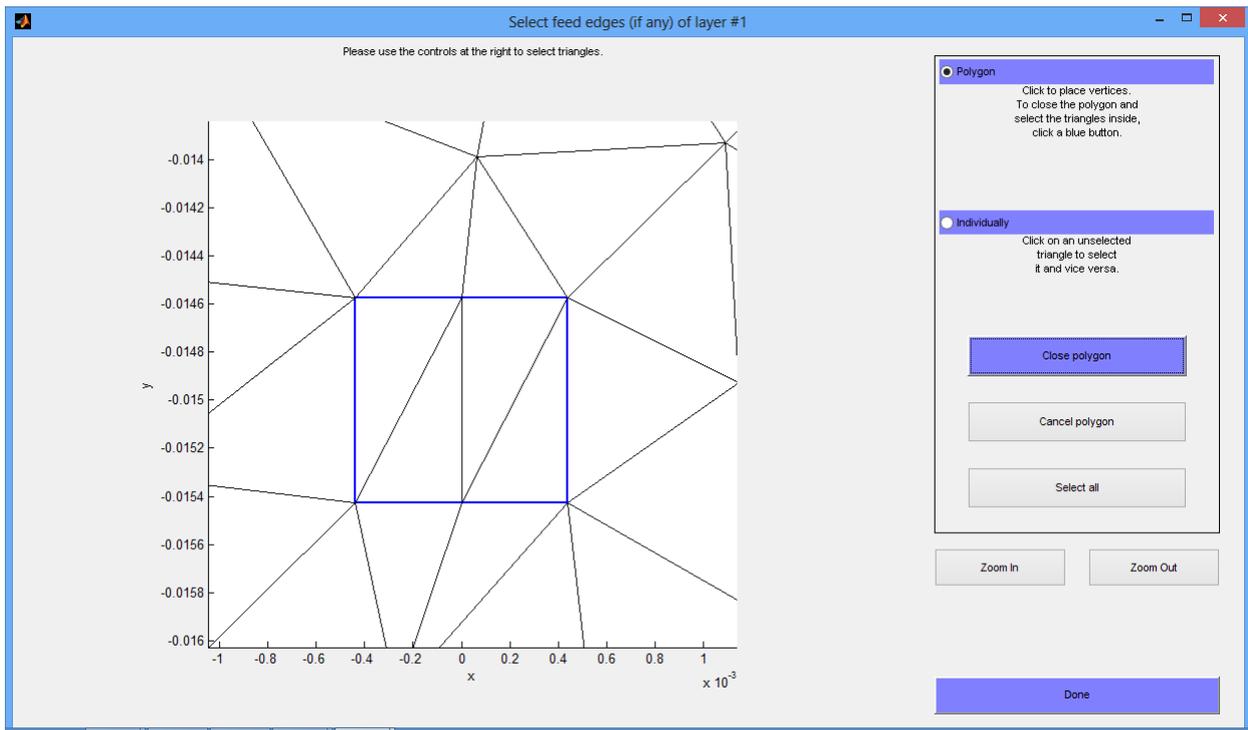


Ilustración 131: Especificación de las aristas metálicas (feed edges) de la vía coaxial de alimentación para la capa 1.

Y por último se seleccionan los elementos que constituyen el parche metálico superior, pero para el caso de la capa 1 encima de ella no hay parche metálico sino que está la capa 2 que es el dieléctrico de fibra de vidrio de 1 mm de grosor, por ello en esta ventana no se selecciona nada.

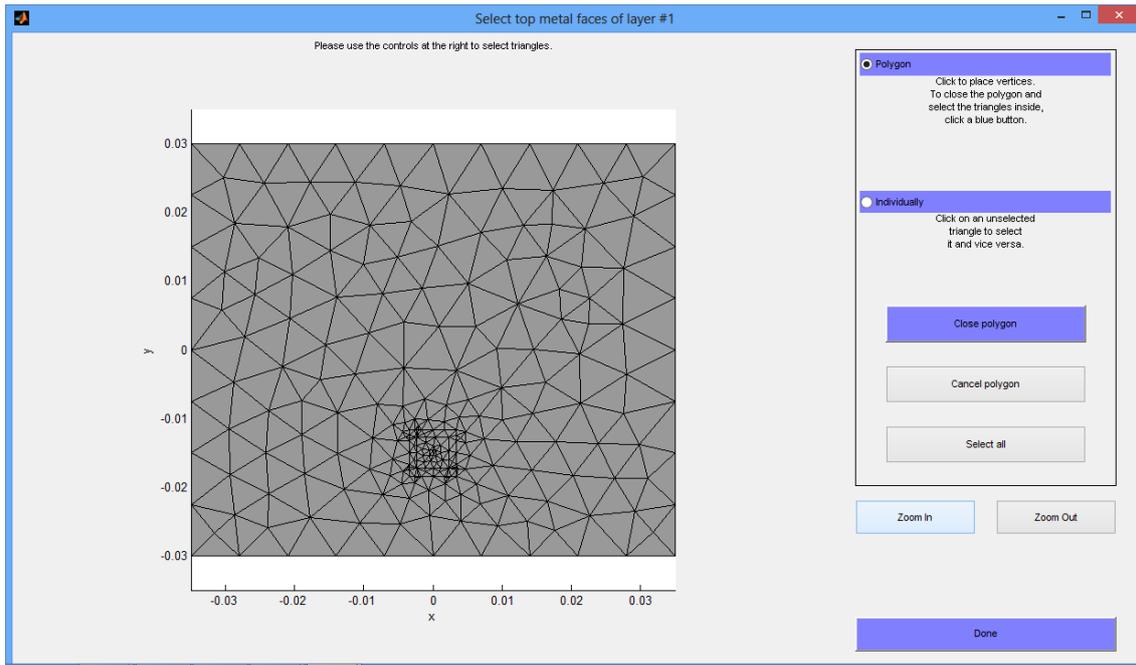


Ilustración 132: Selección de elementos que constituyen el parche metálico superior.

A continuación aparece una ventana que pregunta acerca de si se decide elegir entre cambiar la permitividad o eliminar tetraedros en el dieléctrico y tal como se propuso anteriormente se elige lo segundo.

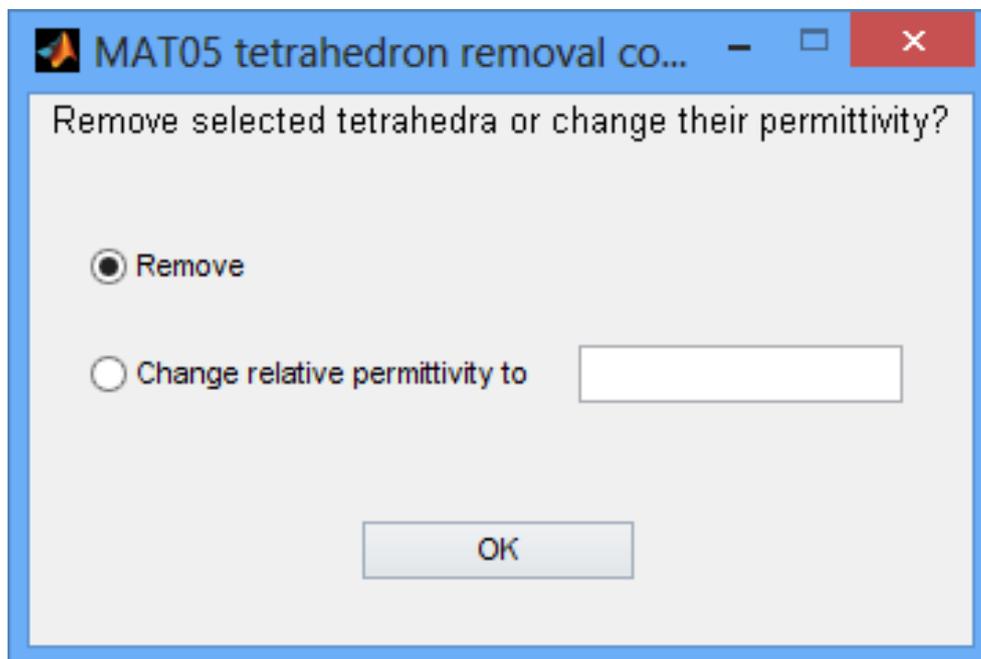
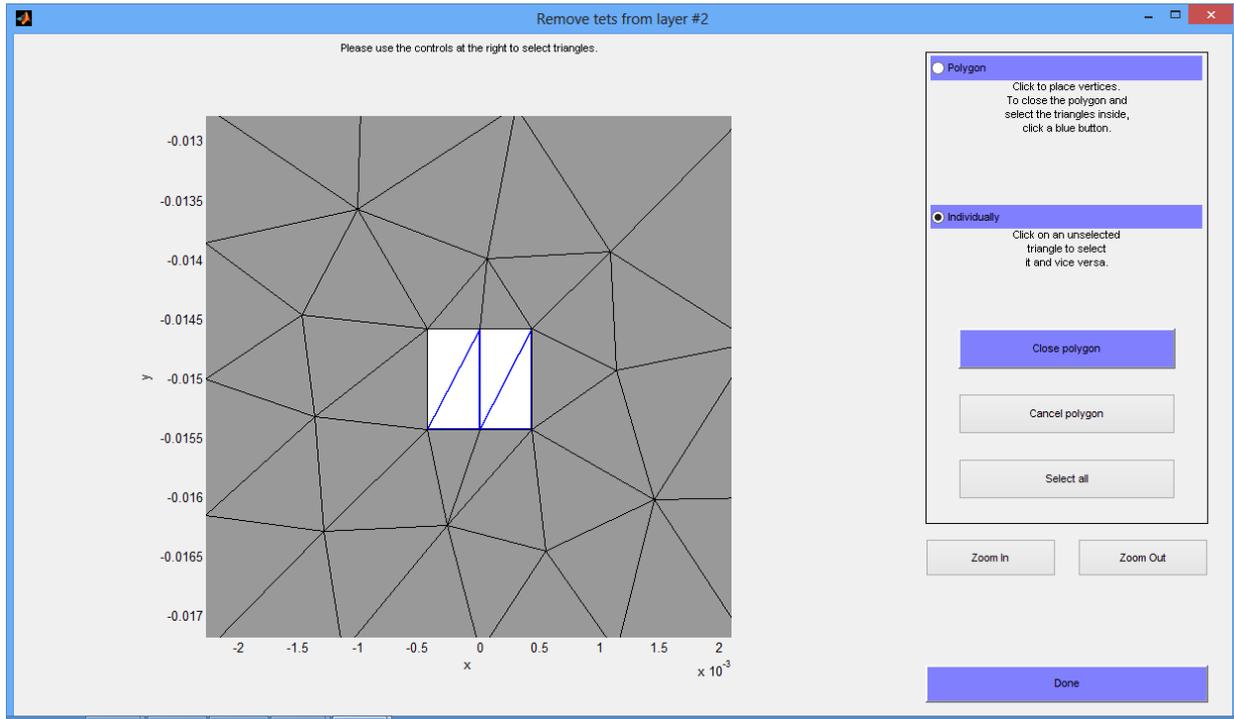


Ilustración 133: Elección de que hacer con los tetraedros seleccionados, eliminarlos o cambiar su permitividad.

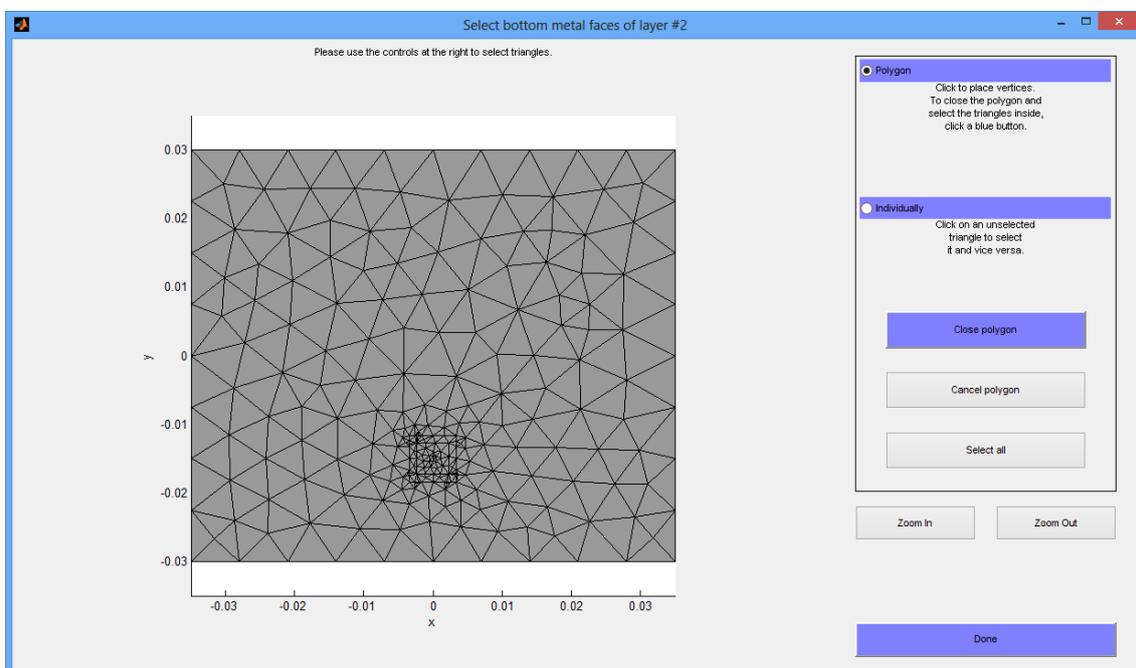
A continuación se pasa a especificar el dieléctrico 2 superior de 1mm de grosor y fibra de vidrio mediante las 5 ventanas que se muestran en los siguientes párrafos.

En primer lugar se definen los tetraedros que no se incluyen en la capa 2, que en este caso serán los del núcleo de alimentación coaxial.



Il·lustració 134: Tetraedros que se eliminan de la capa 2, correspondientes a la alimentación coaxial.

A continuació se definen los elementos que constituyen la capa metálica inferior, que en este caso no es necesaria puesto que el dieléctrico 2 inferiormente tiene el dieléctrico 1 y por lo tanto no tiene capa metálica inferior (típicamente un plano de masa), en consecuencia no se selecciona nada en esta ventana, tal como se observa en la siguiente ilustración.



Il·lustració 135: Selección de elementos que forman el plano de masa para la capa 2, que en este caso y dado que no hay plano de masa inferior no se selecciona nada.

A continuació se definen los elementos que constituyen la estructura coaxial de alimentación en forma de caras y aristas metálicas (que se corresponde con la estructura prismática con lado w

equivalente). Para el caso del dieléctrico 2 hay caras de metálicas que constituyen el prisma de material coaxial pero no hay feed de alimentación puesto que este está conectado al dieléctrico 1 y no al 2, por ello en las dos ilustraciones siguientes se observa como hay caras y no hay feeds de alimentación seleccionadas.

La selección de las caras metálicas de la vía de alimentación se observa en la siguiente ilustración.

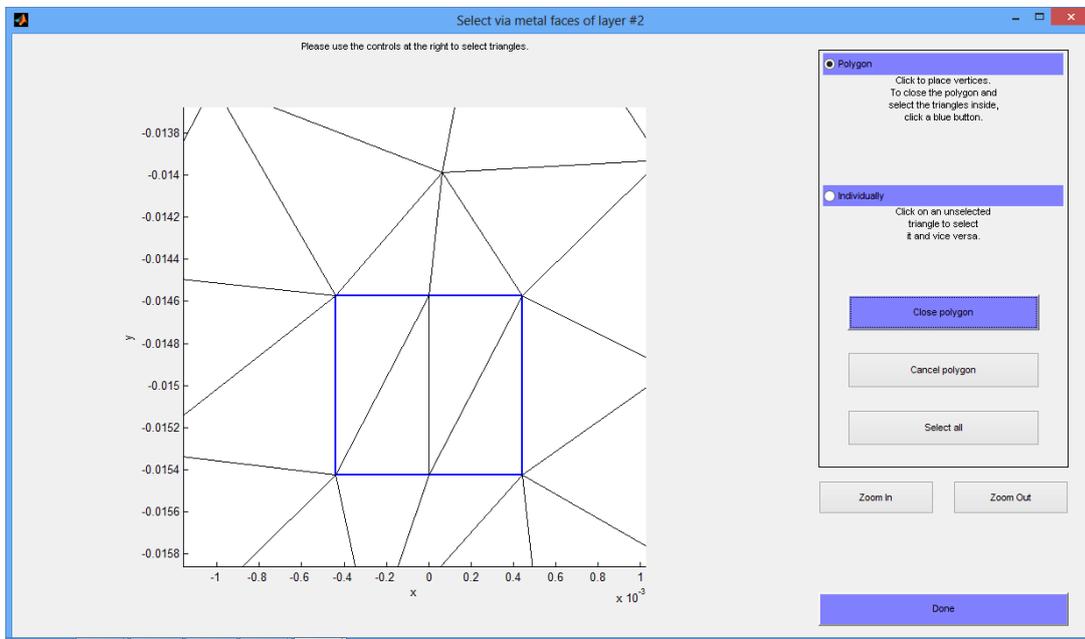


Ilustración 136: Especificación de las caras metálicas (metal faces) de la vía coaxial de alimentación para la capa 2.

Ya tal como se ha propuesto a la hora de seleccionar las aristas de contacto con la alimentación “feed edges” no se selecciona nada tal como se observa en la siguiente ilustración.

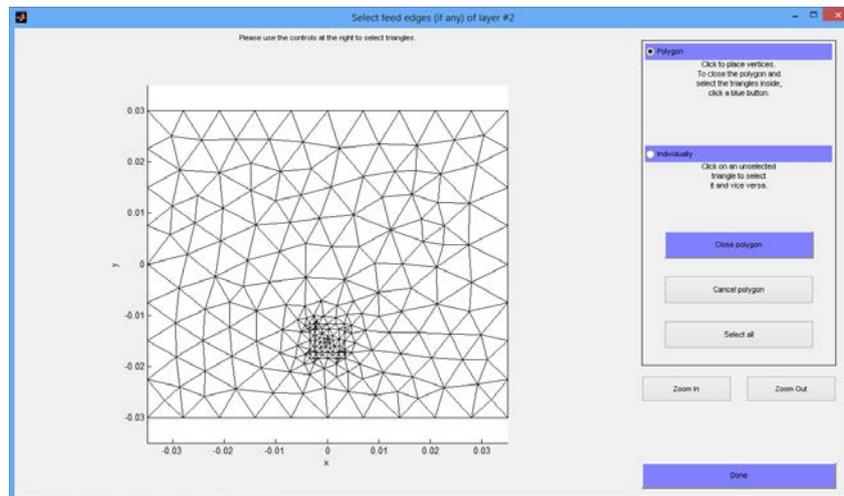
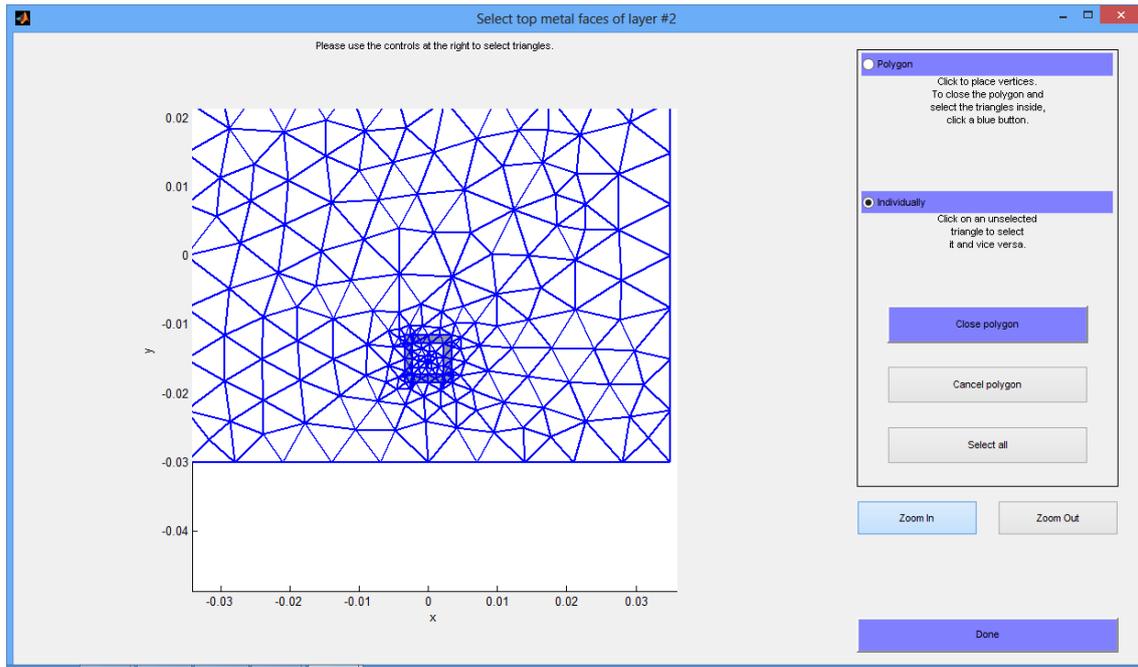
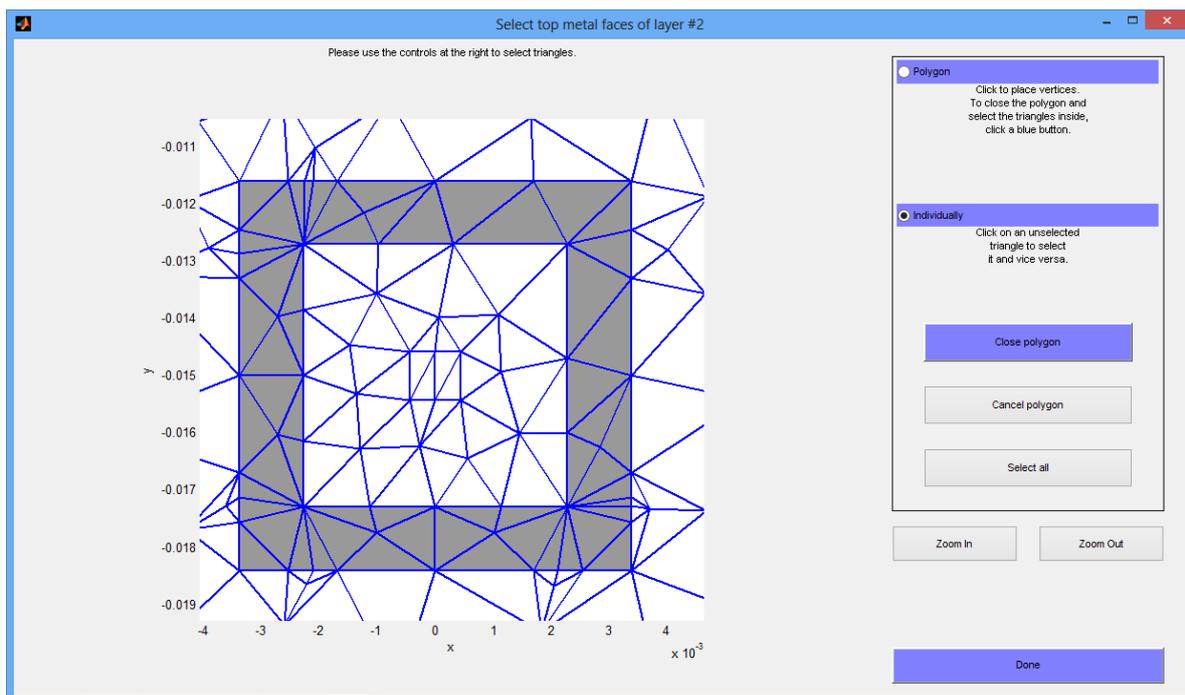


Ilustración 137: Especificación de las aristas metálicas (feed edges) de la vía coaxial de alimentación para la capa 2.

Y por último se seleccionan los elementos que constituyen el parche metálico superior, que para el caso de la capa 2 a diferencia de la capa 1, aquí encima de ella si hay parche metálico y se seleccionan todos los tetraedros exceptuando la corona que no dispone de material conductor ni dieléctrico.

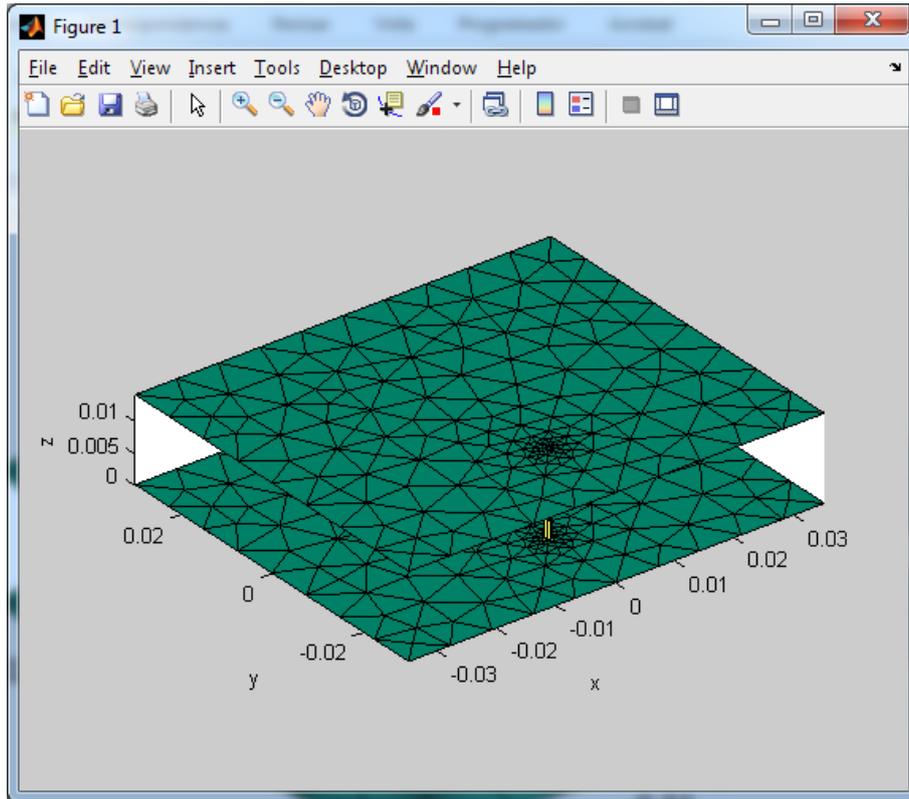


Il·lustració 138: Selecció de elements que constitueixen el parche metàl·lic superior per a la capa 2.

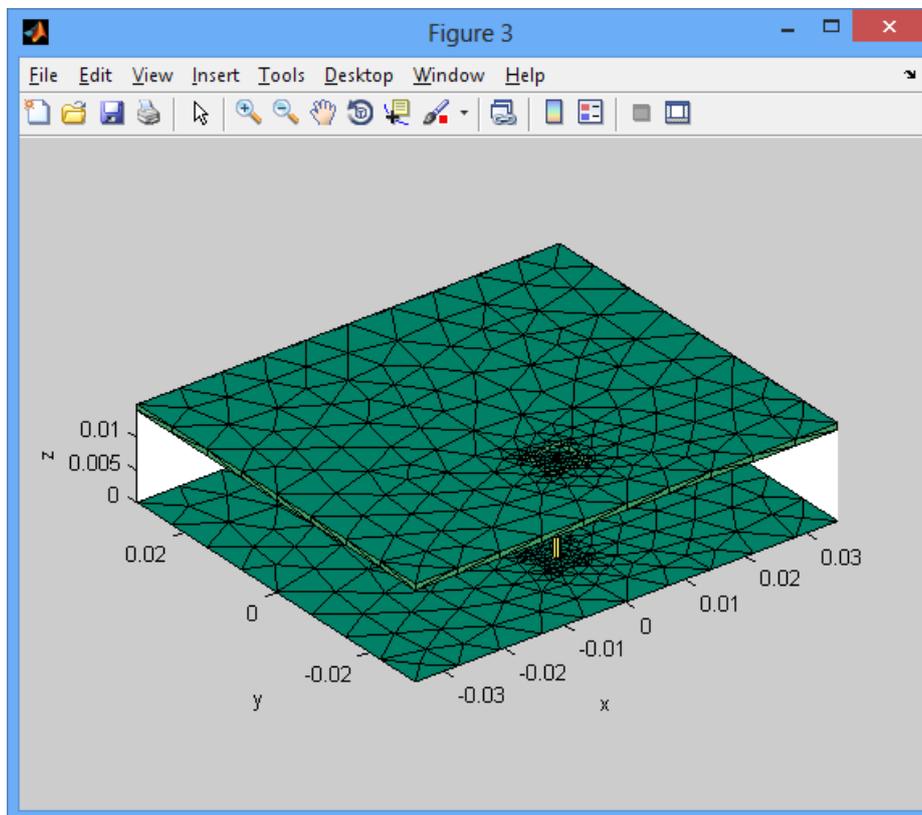


Il·lustració 139: Detalle de la selecció de elements que constitueixen el parche metàl·lic superior per a la capa 2.

Y como consecuencia se obtiene la siguiente malla tridimensional que describe la antena microstrip en la que se puede observar el espacio vacío de 14mm de grosor correspondiente a la capa 1 (con permitividad dieléctrica relativa $\epsilon_r=1$ por ser el aire) entre el plano de masa y la capa 2 que está constituida por el dieléctrico de 1mm de grosor de fibra de vidrio, sobre el cual se observa el parche metàl·lic superior, con la corona sin material metàl·lic, así como el “feed” metàl·lic prismático (equivalente al coaxial cilíndrico de alimentación) entre ambas caras inferior y superior.



Il·lustració 140: Malla tridimensional obtenida sin dieléctrics y solo con materiales metálicos y alimentación.



Il·lustració 141: Malla tridimensional obtenida en la que se observan las capas 1 y 2 de dieléctrico.

Se puede observar en la siguiente ilustración el detalle de como la capa metálica superior dispone de una corona en la que no hay material metálico y por ello por debajo es posible observar la presencia del dieléctrico de fibra de vidrio de 1mm de espesor.

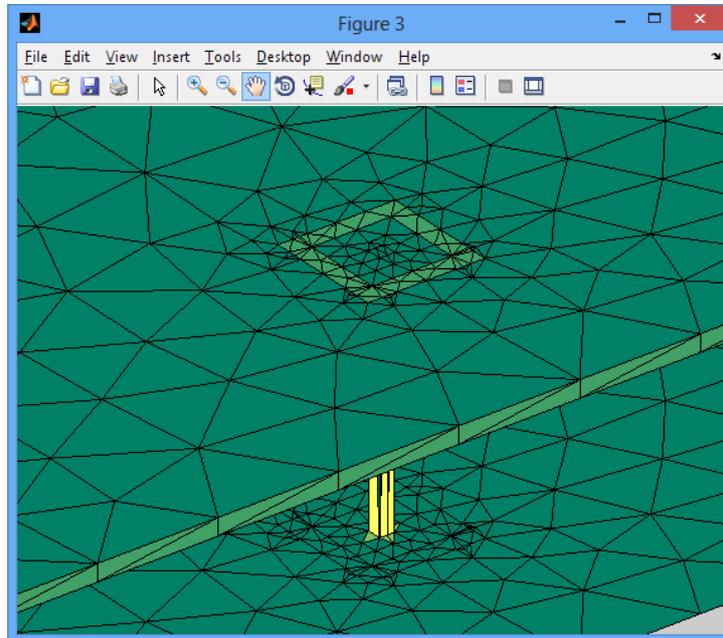


Ilustración 142: Detalle de la malla tridimensional obtenida en la que se observan las capas 1 y 2 de dieléctrico y la corona de material no metálico ni dieléctrico.

4.3.- Resolución de las ecuaciones de maxwell mediante MoM a partir de una malla 3D que describe el parche SLMPA.

La ejecución del script “*struct3d.m*” genera un fichero “*struct3d.mat*” que describe la estructura tridimensional que conforma la antena de parche en el fichero “*struct3d.mat*”.

A continuación es necesario ejecutar un script denominado “*2_basis|wrapper.m*” que actúa como generador de un envoltorio de funciones para el resto de scripts que serán ejecutados posteriormente. Como ya se ha explicado anteriormente “*wrapper.m*” es un script que a partir de la estructura de malla tridimensional generada “*struct3d.mat*” genera un fichero de salida denominado “*basis.mat*” que será utilizada por el script “*impedance.m*”.

La ejecución del script “*wrapper.m*” generó el siguiente resultado en ventana de comandos de MATLAB:

```
Elapsed time is 1.606303 seconds.
Triangles:      875
Tets:          1350
MetalEdges:    1260
DielEdges:     1834
```

4.3.1.- Ejecución de *impedance.m*

La ejecución del script “*3_MoM|impedance.m*” calcula la impedancia de entrada para un puerto. De modo que permite calcular el comportamiento en frecuencia de la impedancia de antena en el puerto de entrada. Además permite calcular la potencia de alimentación (que coincide con la potencia total radiada sólo para antenas sin pérdidas).

El script necesita que se le especifique el rango de frecuencias de trabajo y el número de iteraciones en que debe ejecutarse. Es este script el responsable de la resolución del sistema de ecuaciones mediante el método MoM.

Este script genera como salida el fichero “out.mat” que contiene entre otras las variables frequency, FeedPower, Resistance, Reactance, S11, VSWR.

Dado que la frecuencia de resonancia del modo fundamental 010 es de 2.1428GHz (al ser un parche rectangular la frecuencia de resonancia del modo 100 es distinta de la del modo 010, en este caso de 2.5GHz), para la ejecución del script “impedance.m” que resuelve las ecuaciones de Maxwell mediante el método numérico MoM es necesario especificar un rango de frecuencias de resolución (Es necesario recordar que el método MoM se basa en resolver los sistemas de ecuaciones desarrollados a partir de las ecuaciones de Maxwell individualmente en cada una de las frecuencias propuestas).

Por ello se define el siguiente rango de frecuencias y número de iteraciones (que permite especificar, el número de frecuencias en que se resuelven las ecuaciones de Maxwell):

```
FStart = 1.00e9; %Hz
FStop  = 3.00e9; %Hz
Steps  = 30;
```

Como consecuencia de la ejecución del script se obtiene el siguiente gráfico (más en concreto se ha procedido a ejecutar un script “ad hoc” “RR_plot.m” que muestra un gráfico más personalizado.

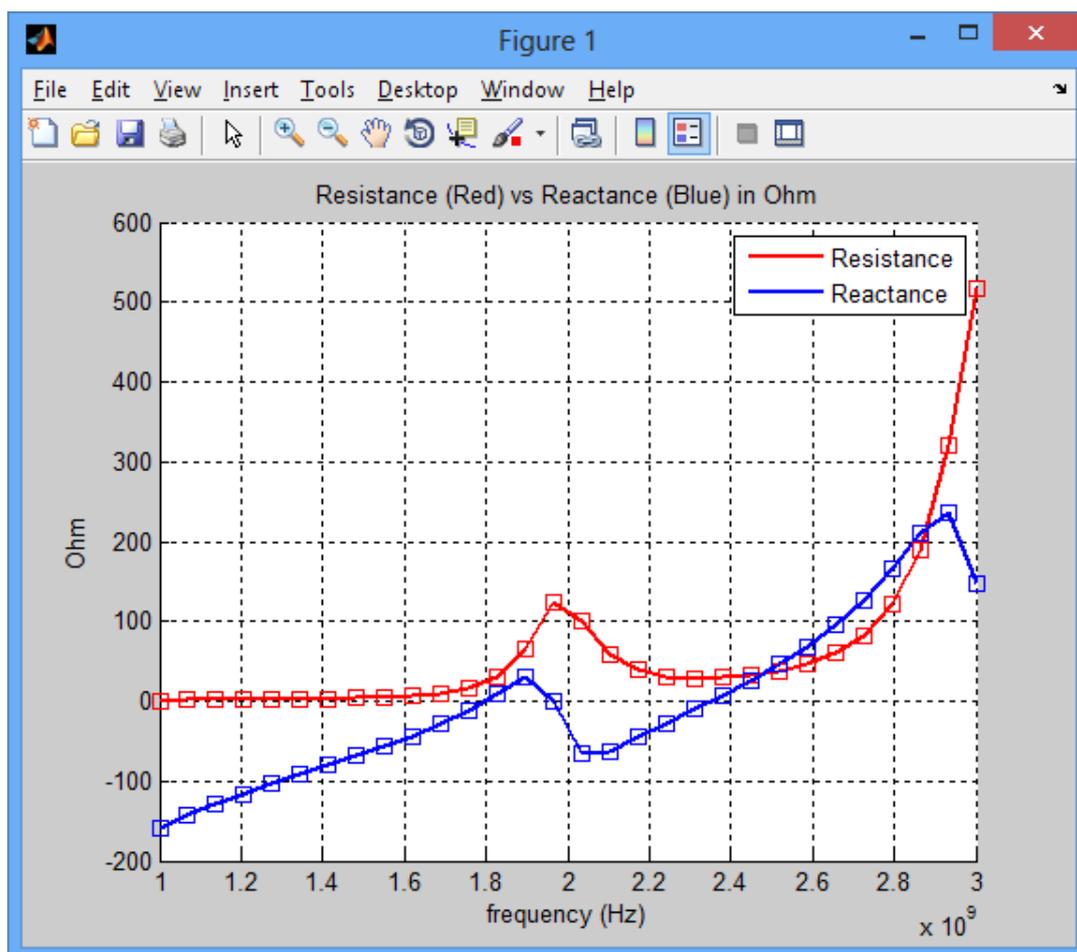


Ilustración 143: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 1.0 a 3.0 GHz y 30 iteraciones.

4.4.- Calcular S11 en función de la frecuencia para el parche SLMPA rectangular.

El script “*impedance.m*” tal como se ha comentado calcula S11, sin embargo no la representa, se utilizará un script que partiendo de los resultados generados por “*impedance.m*” toma los datos de S11 y VSWR del fichero “*out.mat*” y permite realizar gráficos de S11 y VSWR en función de la frecuencia. Dichos script creados “ad hoc” se denominan “*S11_plot.m*” y “*VSWR_plot.m*”.

Interesa en primer lugar mostrar ambas gráficas para el rango de frecuencias de 1.0 a 3.0 GHz. Para lo cual se usará el script “ad hoc” “*S11_plot.m*” que muestra el siguiente resultado:

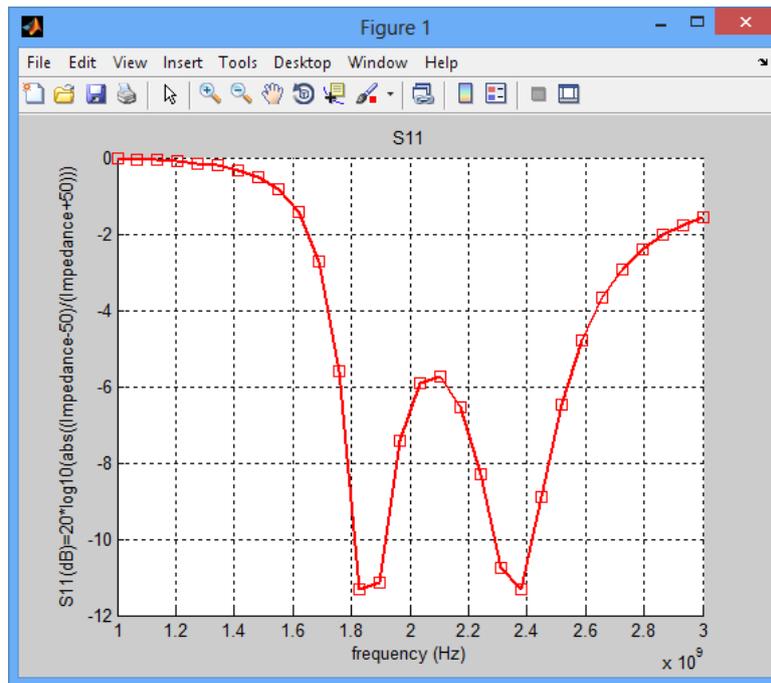


Ilustración 144: S11 (dB) entre 1.0 y 3.0 GHz con 30 iteraciones.

De acuerdo con las especificaciones del citado artículo el diagrama obtenido en el mismo es el siguiente:

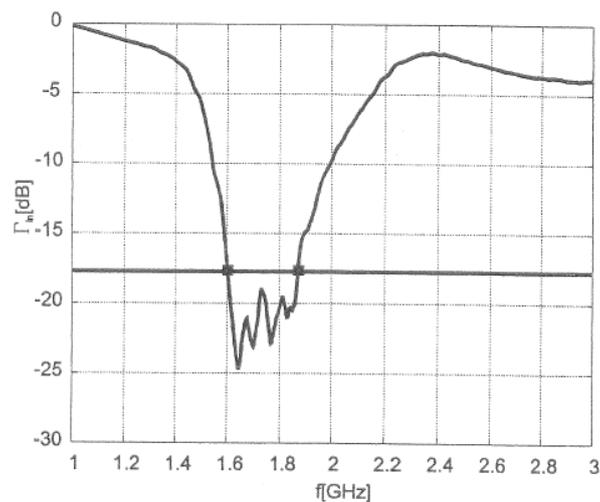


Ilustración 145: Representación de S11(dB) de acuerdo con las especificaciones del artículo (25).

Aunque las especificaciones que se han tomado en la simulación concuerdan con las propuestas del citado artículo hay algunos aspectos relevantes a tener en cuenta:

- Según el artículo (25) el mínimo de S11 se alcanza en torno a la frecuencia central $f_0=1.8\text{GHz}$, mientras que en el gráfico de la Ilustración 144, se observa que la frecuencia con mínimo de S11 está en 2.172 GHz, lo cual no concuerda con f_0 de 1.8 GHz ni con la frecuencia del modo fundamental 010 a 2.14GHz, aunque se acerca mucho a dicha frecuencia del modo fundamental 010. En cuanto a la desviación respecto de la frecuencia central f_0 hay varias posibles razones entre las cuales se puede nombrar:
 - La posición $X=15\text{mm}$ que define la ubicación de la sonda coaxial el propio artículo la define como “una primera aproximación” lo que induce a pensar en que sucesivas iteraciones que cambien la posición “X” puedan “afinar” más la posible frecuencia del mínimo de S11.

Análogamente la ejecución del script ad-hoc “*VSWR_plot.m*” produce el siguiente resultado:

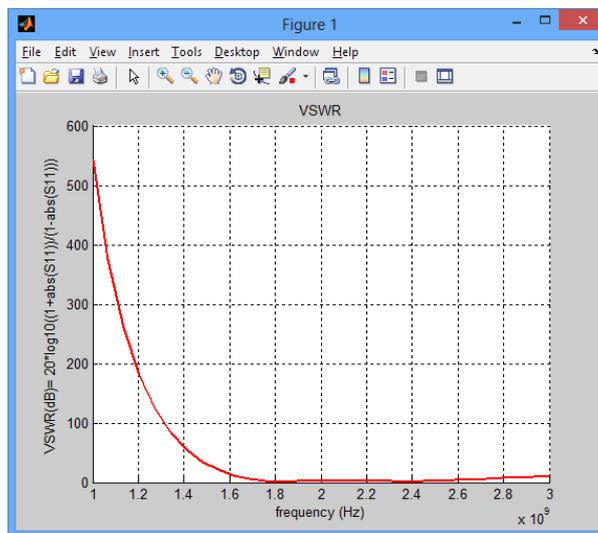


Ilustración 146: VSWR (dB) entre 1.0 y 3.0 GHz con 30 iteraciones.

4.5.- Utilización de cartas de Smith para la representación de impedancias complejas.

Dado que interesa el análisis de la magnitud S11 sobre una carta de Smith se han utilizado dos scripts¹⁰“ad-hoc” que permiten la representación de una carta de Smith. Dichos script son:

- “*draw_smith_chart.m*”: Función encargada de representar una carta de Smith vacía.
- “*smith_ch_calc.m*”: Función a la que se llama proporcionándole la impedancia compleja de un punto concreto y la impedancia de la carga a adaptar (típicamente $Z_0=50 \Omega$) y que representa dicho punto en la carta creada anteriormente.
- “*smith_out.m*”: Script de creación propia que carga los datos procedentes del fichero “*out.mat*” llamando al script “*smith_ch_calc.m*” para cada uno de los puntos con sus consecuentes valores de impedancia compleja basándose en su resistencia y reactancia individual.

Si interesa una representación de la impedancia compleja (resistencia + j * Reactancia) en 30 frecuencias comprendidas entre 1 y 3 GHz la carta de Smith obtenida es la siguiente:

¹⁰ Dichos script han sido obtenidos de un trabajo previo mostrado en <http://www.matrixlab-examples.com/smith-chart.html>. En este caso se ha procedido a su adaptación para la solución del problema de interés.

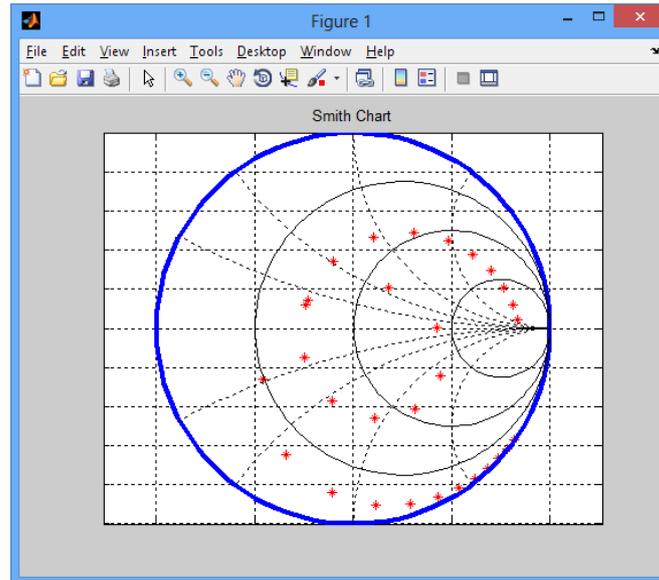


Ilustración 147: Representación de la impedancia compleja del parche SLMPA en una carta de Smith para frecuencias de 1 a 3 GHz normalizadas a un valor de $Z_0=50$ obtenida mediante el script “smith_out.m”.

Con el afán de comprobar los resultados anteriores se ha procedido a trabajar con la librería de MATLAB “RFToolbox” que permite la representación directa de cartas de Smith en la versión de MATLAB 2017a. El script que calcula dicha representación se denomina “smith_out_rftoolbox.m” y permite obtener el siguiente resultado:

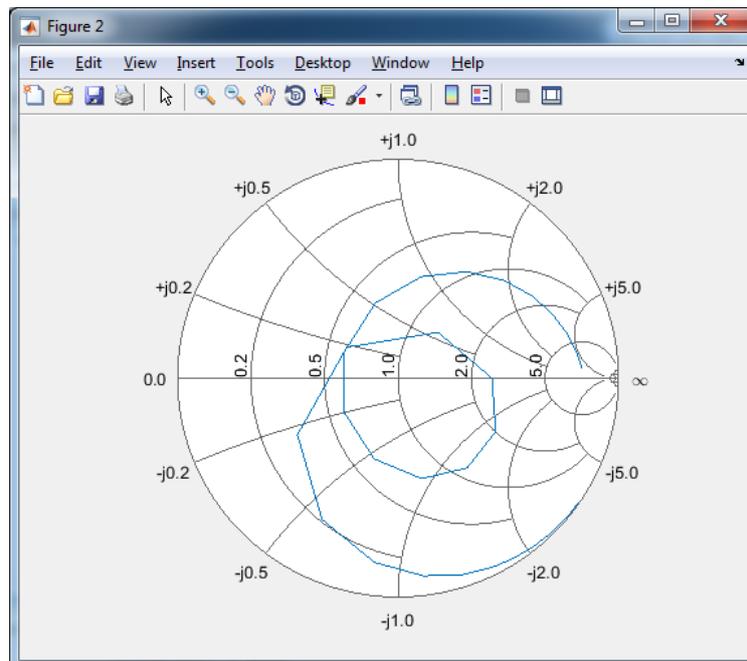


Ilustración 148: Representación de la impedancia compleja del parche SLMPA en una carta de Smith para frecuencias de 1 a 3 GHz normalizadas a un valor de $Z_0=50$ obtenida mediante el script `smith_out_rftoolbox.m` que utiliza la librería RF_TOOLBOX sobre MATLAB 2017a

Se observa que los resultados son análogos lo que indica que es perfectamente posible utilizar scripts propios evitando el uso de RF_TOOLBOX que fue introducida a partir de MATLAB 2006.

De acuerdo con las especificaciones del citado artículo (25) las deferencias en el diagrama obtenido tal como podemos observar en el gráfico siguiente son:

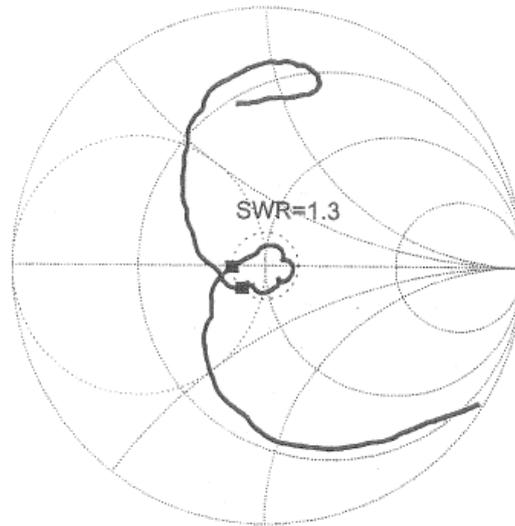


Ilustración 149: Carta de Smith obtenida de acuerdo con las especificaciones del artículo (25).

Aunque las especificaciones que se han tomado en la simulación concuerdan con las propuestas del citado artículo hay algunos aspectos relevantes a tener en cuenta:

- La posición $x=15\text{mm}$ que define la ubicación de la sonda coaxial el propio artículo la define como “una primera aproximación” lo que induce a pensar en que sucesivas iteraciones que cambien la posición “ x ” puedan “afinar” más la carta de Smith resultante. Dichas aproximaciones deben buscar que el punto de cruce de la impedancia esté en el centro de la carta de modo que la Reactancia sea cero y a poder ser que dicho valor concuerde con f_0 .

4.6.- Calcular el diagrama de radiación para el parche SLMPA rectangular.

A continuación se calculan los diagramas de radiación del parche SLMPA para lo cual se utilizará el script “*radpattern.m*” que se ejecuta a continuación del script “*impedance.m*” utilizando el algoritmo MoM y el fichero generado anteriormente “*out.mat*” para calcular los campos lejanos. El script “*radpattern.m*” permite calcular el campo lejano a una frecuencia dada. La observación de los campos lejanos se realiza en una cierto círculo/esfera de observación cuyo radio se especifica también.

El script “*radpattern.m*” calcula la potencia total radiada sobre una esfera grande (para lo cual se utiliza una esfera cuya malla está definida en el fichero “*3_MoM|codes|sphere.mat*” sobre un radio de 1000 m que se especifica a través de la variable R) y también calcula la ganancia de antena y la directividad absoluta en ciertos planos, entre los cuales se incluye el campo co-polar y campo cross-polar.

4.6.1.1.- Ejecución de *radpattern_v2.m* a la frecuencia central f_0

A continuación tal como se ha realizado para casos anteriores se modifica la frecuencia a la que se calcula el diagrama de radiación mediante las llamadas a los scripts “*radpattern_v2.m*” y “*radpattern_v2017.m*”. La gráfica obtenida que muestra la directividad total en dB a la frecuencia de 1.8GHz y a una distancia de 1 Km y la directividad en el plano YZ se obtienen mediante las llamadas al script “*radpattern_v2(1.8e+009,'Frecuencia Central','YZ')*” y al script “*radpattern_v2017(1.8e+009,'Frecuencia Central')*”.

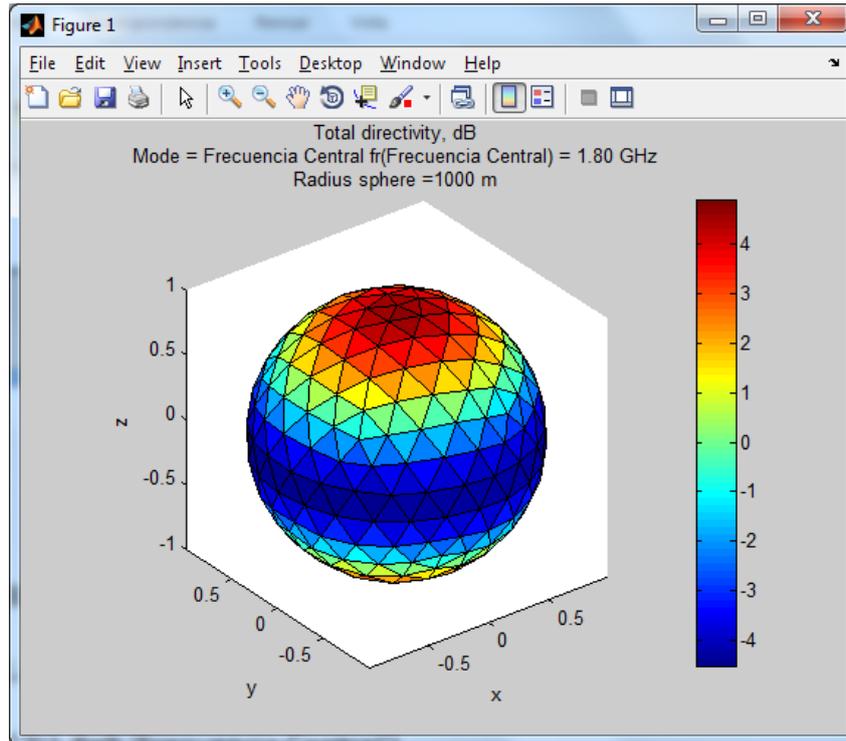


Ilustración 150: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia central $f_0=1.80$ GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones.

Dicha ejecución genera además un diagrama polar en el que podemos observar la directividad co/cross polar en el plano YZ.

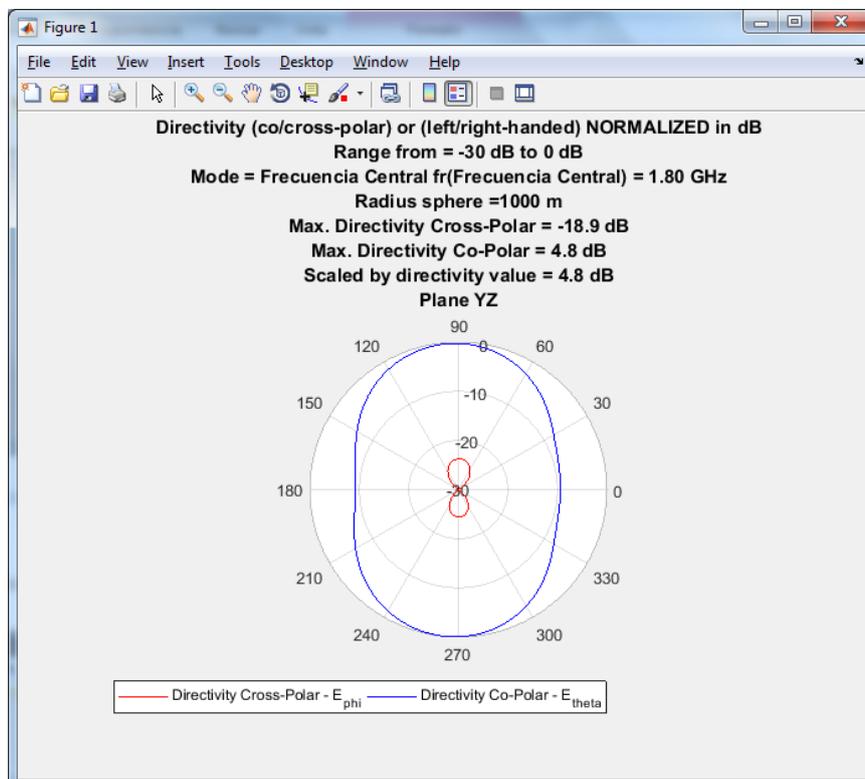


Ilustración 151: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central $f_0=1.80$ GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

Y análogamente mediante las llamadas “radpattern_v2(1.8e9,'Frecuencia Central','XZ')” y “radpattern_v2017(1.8e9,'Frecuencia Central')” se obtiene la directividad co-polar y cross-polar en el plano XZ.

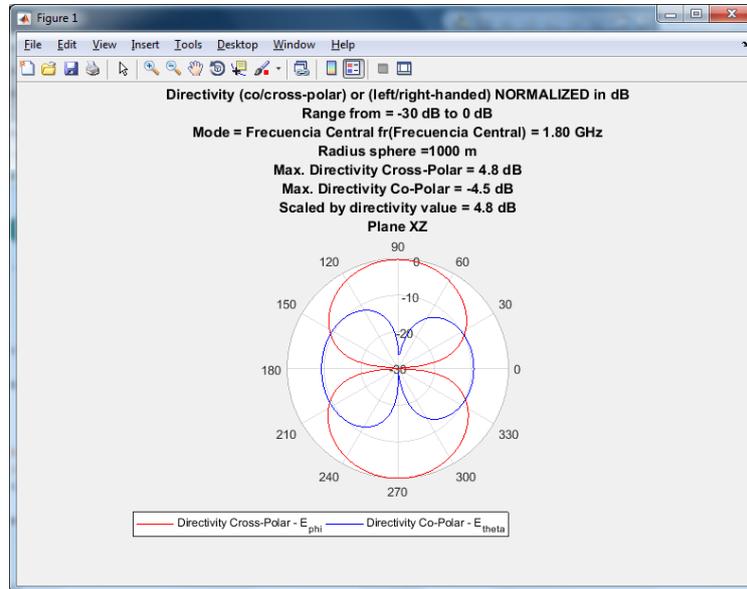


Ilustración 152: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central $f_0=1.80$ GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

4.6.1.2.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia del modo fundamental 010

A continuación tal como se ha realizado para casos anteriores se modifica la frecuencia a la que se calcula el diagrama de radiación en el script “radpattern_v2.m” de modo que la llamada al script modificado es del tipo “radpattern_v2(fr_mnp,mode,plane)”. Para la frecuencia fundamental de 010 central de 2.14 GHz.

La gráfica obtenida que muestra la directividad total en dB a la frecuencia de 2.14 GHz y a una distancia de 1 Km es la siguiente mediante las llamadas a los scripts “radpattern_v2(2.142857e+009,'010','YZ')” y “radpattern_v2017(2.142857e+009,'010')” es la siguiente:

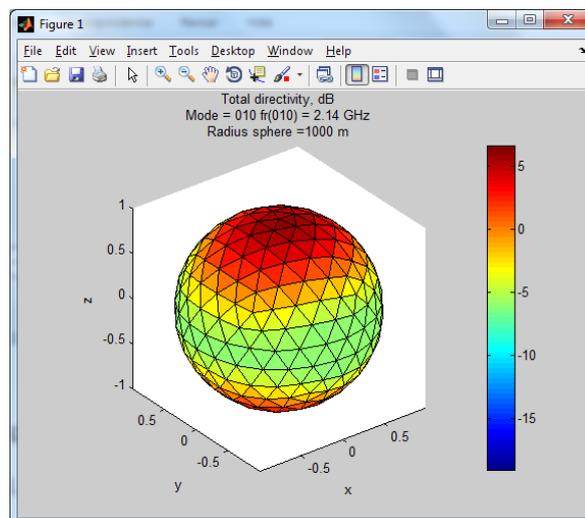


Ilustración 153: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo fundamental 010 de 2.14 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones.

Y además dichos scripts generan un diagrama polar en el que podemos observar la directividad co/cross polar en el plano YZ.

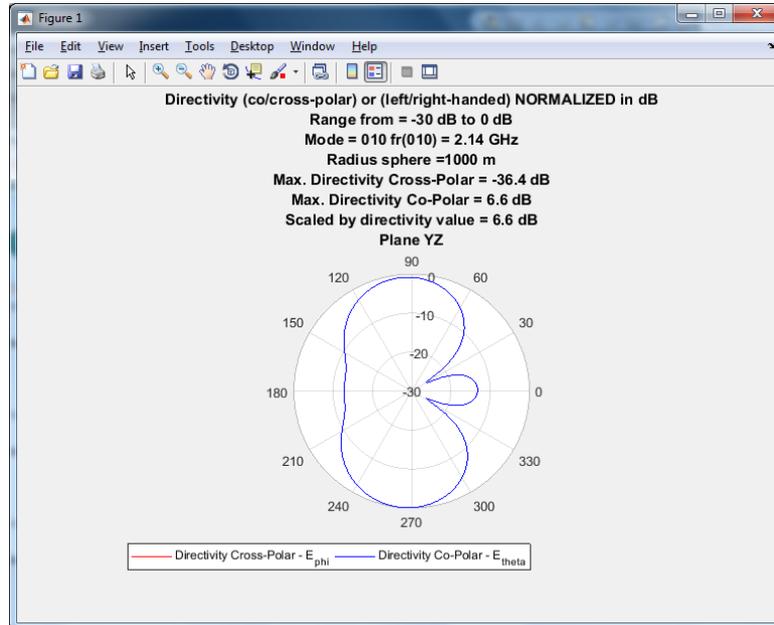


Ilustración 154: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo fundamental 010 de 2.14 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

NOTA: En este gráfico la directividad cross-polar no se ve porque el valor es inferior a -30dB

Y análogamente mediante las llamadas correspondientes “radpattern_v2(2.142857e+009,'010','XZ’)” y “radpattern_v2017(2.142857e+009,'010’)” se obtiene la directividad co-polar y cross-polar en el plano XZ.

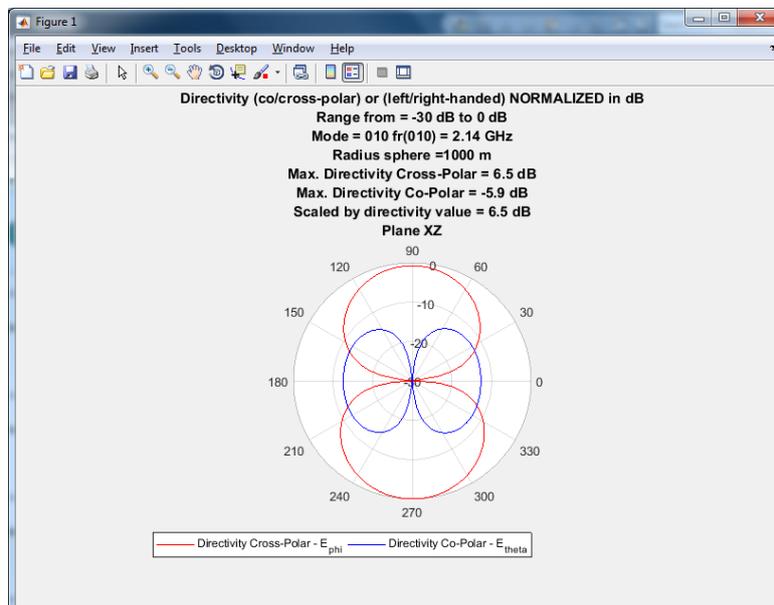


Ilustración 155: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo fundamental 010 de 2.14 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

Análogamente con el afán de profundizar el estudio se ha analizado el comportamiento de la antena en las siguientes frecuencias fundamentales.

4.6.1.3.- Ejecución de radpattern_v2.m a la frecuencia fundamental 100

A continuación se cambia la frecuencia a la que se ejecuta el script “*radpattern_v2.m*” y el script “*radpattern_v2017*”, utilizándose la frecuencia $fr_mnp(100)=2.5e9$ Hz, así como se configura el plano en el que se desea obtener la directividad obteniéndose los siguientes gráficos.

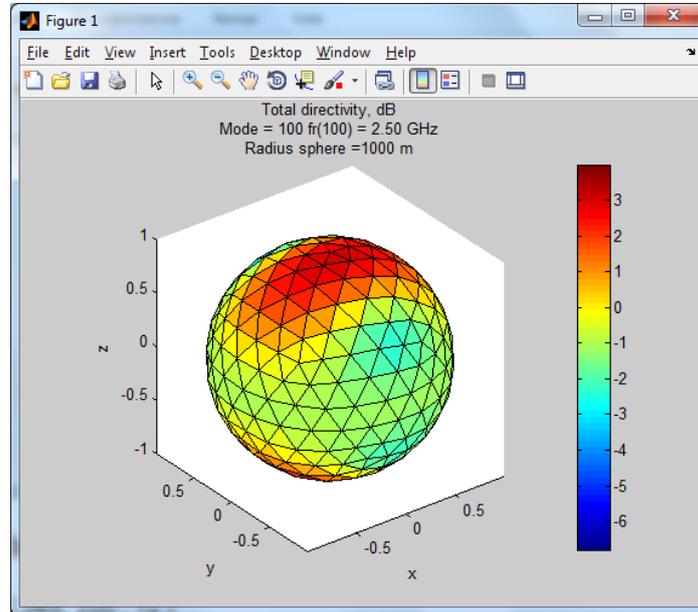


Ilustración 156: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia del modo 100 de 2.50 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones.

Y además dichos scripts generan un diagrama polar en el que podemos observar la directividad co/cross polar en el plano YZ.

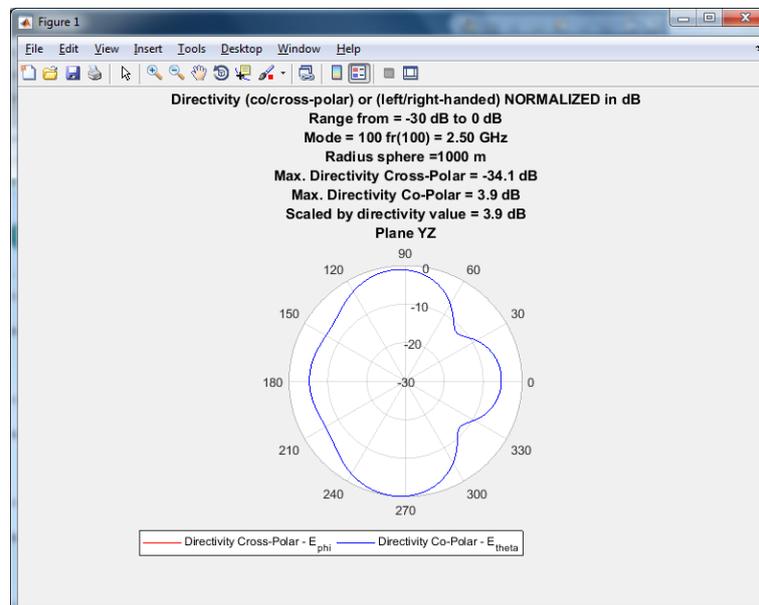


Ilustración 157: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo 100 de 2.50 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones en el plano YZ.

NOTA: En este gráfico la directividad cross-polar no se ve porque el valor es de -30dB

Y análogamente mediante las llamadas correspondientes se obtiene la directividad co-polar y cross-polar en el plano XZ.

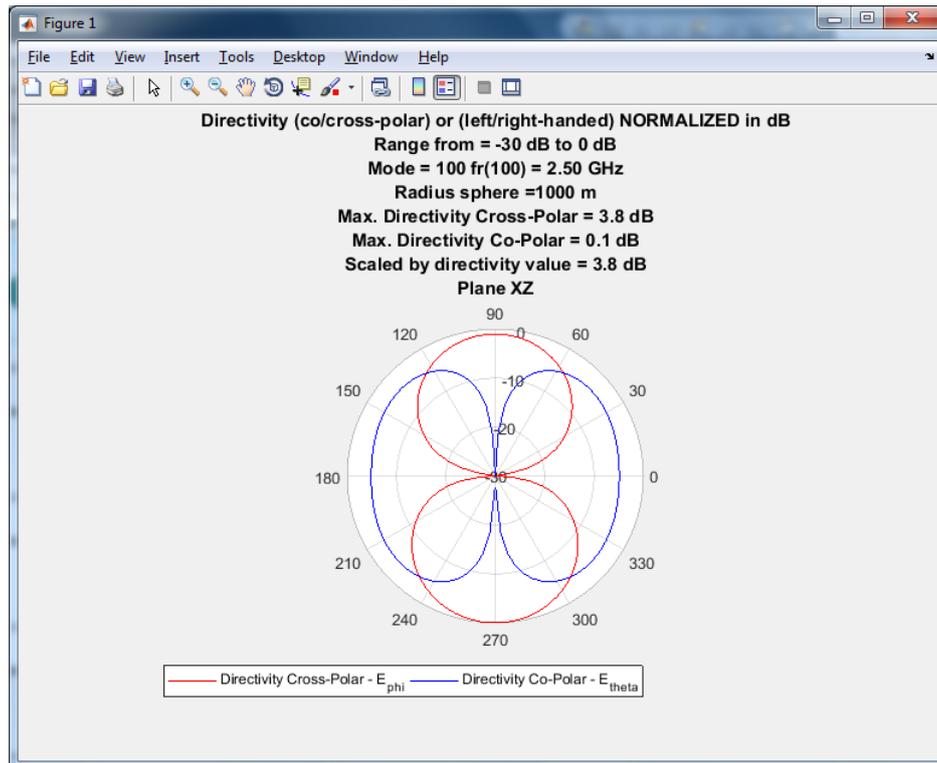


Ilustración 158: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia del modo fundamental 100 de 2.50 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 1 a 3 GHz con 30 iteraciones en el plano XZ.

4.7.- Iteraciones del modelo inicial SLMPA rectangular en las que se modifica el valor de la permitividad del dieléctrico 2.

Se ha procedido a realizar un estudio más pormenorizado del parche SLMPA en el que la variable con la que se “jugará” será el valor de la permitividad del dieléctrico que constituye la capa 2, que en este caso es fibra de vidrio de 1mm de grosor. Se han considerado valores de ϵ_r que oscilan entre 4.1 y 4,7 tomando como valor intermedio 4,4. El estudio inicial realizado en el apartado 4.2.- se basa en trabajar con $\epsilon_r = 4.1$, y se realizarán a continuación simulaciones con $\epsilon_r = 4,4$ y un valor máximo de $\epsilon_r = 4.7$ en los que se observará la diferencia en los diagramas obtenidos en cada caso.

Se ha optado por no describir los pasos de modo pormenorizado sino por mostrar los resultados en la tabla resumen de la página siguiente.

De los resultados mostrados se pueden extraer algunas conclusiones:

- Los mejores valores de S_{11} se obtienen con $\epsilon_r=4,1$ si los comparamos con el caso planteado en el artículo (25) puesto que la diferencia es del orden de 1,3dB más ya que $S_{11_{\epsilon_r=4,1}}=-11.3\text{dB}$ frente a $S_{11_{\epsilon_r=4,4}}=-10,8\text{dB}$ y $S_{11_{\epsilon_r=4,7}}=-10\text{dB}$.
- El punto de corte de la curva de reactancia con el eje horizontal (es decir valor cero) se corresponde con la frecuencia central $f_0=1.8\text{GHz}$, para el caso de $\epsilon_r=4,1$ que es la frecuencia de funcionamiento buscada para la antena modelada en (25). Con lo que se consigue un óptimo resultado a este respecto, en el caso de $\epsilon_r=4,4$ la desviación en frecuencia es del orden de 100 MHz en el punto de reactancia cero (lo que supone una desviación del orden del 5% en frecuencia) y para el caso de $\epsilon_r=4,7$ la desviación ronda los 200 MHz y por lo tanto supone un 20% aproximadamente.
- En lo referente a la carta de Smith la configuración con el gráfico en el que el corte está distribuido más simétricamente respecto del eje horizontal es la de $\epsilon_r=4,7$ aunque la

diferencia es mínima y en cualquiera de los tres casos la distribución es bastante simétrica. Lo que se busca con la distribución simétrica es reactancia cero, propia de los puntos de corte con el eje horizontal de la carta de Smith. El hecho de que la adaptación de impedancias de la red (típicamente de 50Ω) y de la antena no sea del todo perfecta repercute en dicha desviación.

- En lo referente a los diagramas de directividad se ha optado por realizar el estudio a la frecuencia central de estudio que el artículo (25) sugiere $f_0=1.8\text{GHz}$, a la frecuencia del modo fundamental 010 de 2.1428GHz y a la frecuencia del modo fundamental 100 de $2,5\text{GHz}$, se observa sin ningún género de dudas que las gráficas tienen curvas con formas muy similares en dichas frecuencias.
- Como apreciación final si nos atenemos al artículo (25) referenciado en él se plantea como en un parche SLMPA la alimentación de la antena a través de un “feed coaxial” genera una cierta inductancia adicional (que produce desviaciones en la reactancia a la frecuencia de trabajo y que como consecuencia se manifiesta en forma de desviaciones en la carta de Smith). Por ello en el citado artículo se plantea la utilización de un capacitor que compense dicha inductancia. Como consecuencia el circuito opera en situación de resonancia (con reactancia cero) mejorándose el BW inherente de la antena y suponiendo una alternativa las técnicas tradicionales de mejoras del BW consistentes en aumentar el grosor del sustrato tal como se ha estudiado en el apartado 1.8.- . Sin embargo en el caso propuesto en MATLAB no se ha contemplado dicho capacitor y por ello la no compensación del efecto inductivo puede influir en la aparición de una cierta desviación en la carta de Smith.

Comparativa considerando la aproximación de Balanis 3ª Ed. pag.514 en la que se aproxima el núcleo del feed coaxial de alimentación de diámetro d por un prisma recto de lado $w=d*0.85$ y un borde de medida $w=d*2.5$. (Dado un núcleo de cobre del cable coaxial de $\varnothing d=1\text{mm}$) y un radio interior $r=2,7\text{mm}$ así como un radio exterior $R=4\text{mm}$

ϵ_r fiberglass	Resistencia vs Reactancia	Return Loss (S11)	VSWR	Carta de Smith	PLANO	Diagrama de radiación/Directividad a		
						frecuencia central $f_0=1.80$ GHz	frecuencia modo fundamental 010 2.14 GHz	frecuencia modo fundamental 100 2.50 GHz
4,1					YZ			
					XZ			
4,4					YZ			
					XZ			

Tabla 5: Comparativa completa de las distintas magnitudes de la antena cuadrada considerando variación de la permitividad del sustrato dieléctrico (Parte 1 de 2).

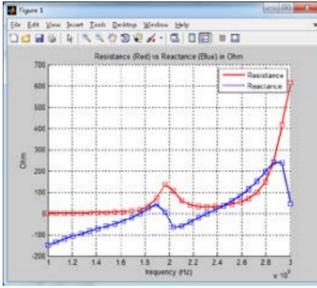
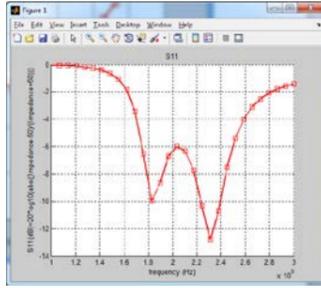
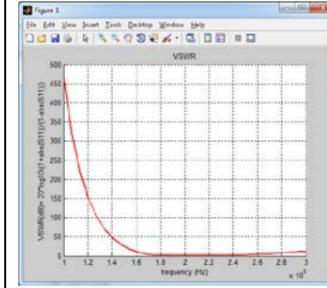
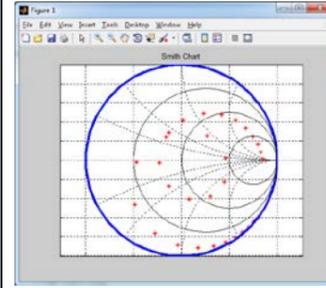
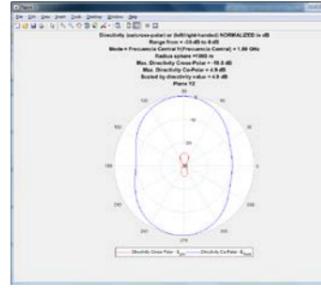
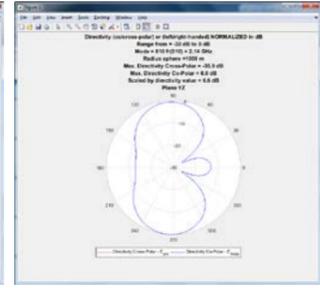
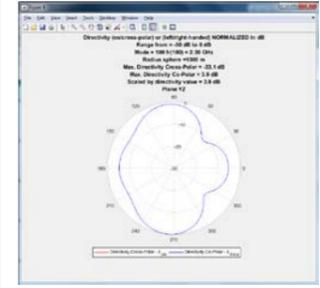
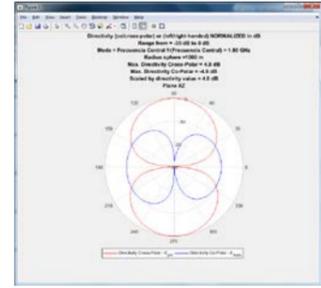
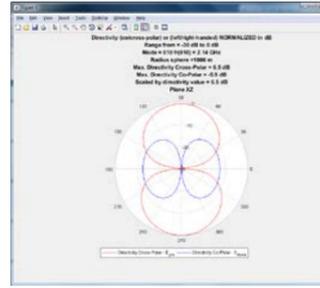
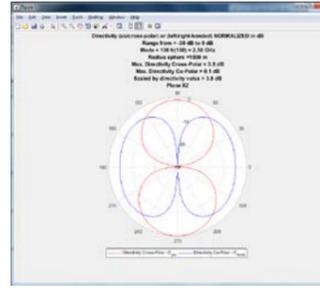
ϵ_r fiberglass	Resistencia vs Reactancia	Return Loss (S11)	VSWR	Carta de Smith	PLANO	Diagrama de radiacion/Directividad a		
						frecuencia central $f_0=1.80$ GHz	frecuencia modo fundamental 010 2.14 GHz	frecuencia modo fundamental 100 2.50 GHz
4,7					YZ			
				XZ				

Tabla 6: Comparativa completa de las distintas magnitudes de la antena cuadrada considerando variación de la permitividad del sustrato dieléctrico (Parte 2 de 2).

Capítulo 3 - Parte 2: Análisis de un parche rectangular microstrip

1.- Diseñar un parche rectangular con un sustrato delgado operando en su modo fundamental TM_{10}

1.1.- Planteamiento del problema, objetivos y especificaciones de partida.

El objetivo propuesto en este capítulo es partiendo del parche cuadrado similar al estudiado en los apartados Capítulo 2 - 1.- Capítulo 2 - 2.- , que se caracteriza por tener un sustrato delgado, hacer que una de las dimensiones sea mayor, concretamente hacer que la anchura (width) sea incrementada de modo que sea múltiplo de la longitud de onda de trabajo. El objetivo propuesto es partiendo de que las simulaciones se realizarán manteniendo el modo TM_{10} analizar como el cambio de anchura repercute en la directividad y en el ancho de banda S11.

Como ligera diferencia respecto al parche planteado en estudiado en los apartados Capítulo 2 - 1.- Capítulo 2 - 2.- , y con afán de simplificar las simulaciones se ha optado por implementar de nuevo dicho parche sin el borde de 3 unidades en torno a la zona de parche metálico superior. Aunque parece una cuestión poco relevante la experiencia de múltiples simulaciones ha demostrado que si tiene importancia puesto que en el caso de existir borde en el parche metálico es posible que bajo determinadas circunstancias los tetraedros generados no generen estructuras rectas de delimitación de la zona de parche con el consiguiente deterioro en la modelización de ciertos parches.

Otro problema que se ha planteado en múltiples simulaciones es que al aumentar las dimensiones del parche la cantidad de tetraedros y triángulos generados es del orden de varios miles, lo que repercute muy notablemente en el tiempo de simulación, tardando la ejecución del script "*impedance.m*" hasta 250 segundos por punto de simulación lo que supone simulaciones de impedancia del orden de 2 horas¹¹ en el caso más extremo para el parche de anchura 10λ y 20λ . Para simplificar las simulaciones se ha optado por realizar divisiones¹² en triángulos y tetraedros más grandes, lo que repercute en el número de los mismos y por ende en el coste computacional de la simulación, cuando se haya realizado dicho cambio en el tamaño de las divisiones triangulares se indicará en la simulación correspondiente.

1.2.- Estudio del parche cuadrado de referencia

Es importante resaltar que se realizarán los cálculos sobre el parche de partida NO rectangular que tomaremos como referencia sin considerar borde en la zona de parche metálico tal como se ha explicado anteriormente.

Las características del parche cuadrado de referencia son las siguientes:

- Medidas del parche metálico: $L=24.9\text{mm}$, $W=24.9\text{mm}$

¹¹ En las distintas simulaciones se han usado diversos equipos, desde un Intel i7 Eight Core a 3.4 GHz con 8 GB de RAM, pasando por un Intel i5 Four Core a 2.5 GHz con 8 GB de RAM y disco SSD y en los casos de las simulaciones más exigentes se ha usado una máquina virtual VMWARE virtualizada sobre un ESXi Server 5.0, dicha máquina virtual tiene asociados 2 procesadores de 2 núcleos y 32 GB de RAM. En todos los casos el Sistema operativo utilizado ha sido Windows 7 Professional 64 bits.

¹² La variable a la que se refiere es TRIANGLE SIZE que es utilizada en el script "*struct2d.m*" cuyo valor por defecto es de 7.5 y que en ciertas simulaciones se modificó para tomar valores superiores a 15.

- Medidas del parche metálico: $L=24.9\text{mm}$, $W=24.9\text{mm}$
- Medidas y propiedades del material dieléctrico: $L=24.9\text{mm}+40\text{mm}$, $W=24.9\text{mm}+40\text{mm}$, $h=1.52\text{mm}$ y $\epsilon_r=3.39$.
- Medidas del plano de masa: $L=24.9\text{mm}+40\text{mm}$, $W=24.9\text{mm}+40\text{mm}$

NOTA: Se ha optado por hacer que el plano de masa y el dieléctrico sean 20 mm mayores que el parche metálico por cada uno de los cuatro lados. Cuando se estudie el comportamiento del parche se pondrá énfasis en explicar la influencia de dicho borde en la radiación del parche y por consiguiente en su comportamiento.

Las especificaciones del parche microstrip con el que vamos a trabajar son las siguientes:

- El propósito planteado es ir aumentando la anchura del parche en múltiplos de λ , y analizar el comportamiento en cada caso, en términos de directividad y de ancho de banda S11.
- La frecuencia de resonancia de un parche microstrip de acuerdo con el estudio basado en los modelos de cavidad¹³ se puede describir mediante la siguiente ecuación:

$$f_{r \text{ modo } mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}$$

Particularizando para el caso, si se trata de un parche cuadrado las dimensiones L y W son iguales por lo que las frecuencias de resonancia de los modos 010 y 100 serán las mismas, mientras que en el caso de ser un parche rectangular por ser L distinto de W dichas frecuencias si serán distintas.

En el caso de estudio por tratarse de un parche cuadrado la frecuencia de resonancia del modo TM_{10} ¹⁴ será:

- $f_{r \text{ modo } 10 (\text{TM}_{10})} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{1*\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{0*\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{0*\pi}{h}\right)^2} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}} = 3.27184\text{e}9 \text{ Hz}$

Y análogamente la frecuencia de resonancia del modo TM_{01} ¹⁵ será:

- $f_{r \text{ modo } 01 (\text{TM}_{01})} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{0*\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{1*\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{0*\pi}{h}\right)^2} = \frac{1}{2W\sqrt{\mu\epsilon}} = 3.27184\text{e}9 \text{ Hz}$

En consecuencia la longitud de onda a las frecuencias de resonancia TM_{10} y TM_{01} será (Que denominaremos longitud de onda de modo dominante):

- $\lambda_d = \frac{c}{f_{\text{TM}_{10}\sqrt{\epsilon_r}}} = \frac{3 \times 10^8}{3.27184 \times 10^9 \times \sqrt{3.39}} = 49.8\text{mm}$, observamos que $\frac{\lambda_d}{2} = 24.9\text{mm}$ exactamente la dimensión L y W lo que indica que el parche de trabajo se puede denominar de dimensión $\lambda_d/2$.

¹³ En el análisis del estado del arte realizado en el Capítulo 1 - 2.- se propusieron dos modelos de análisis teórico para las antenas de parche a saber el modelo de líneas de transmisión y el modelo de cavidad, el hecho de optar por el modelo de cavidad para describir el funcionamiento de dichos parches es la razón por la que se utilizan las expresiones de frecuencia de resonancia que este modelo teórico propone.

¹⁴ A lo largo del presente trabajo los modos de resonancia que se estudiarán nunca dependerán de la dimensión h , por lo que cuando se hable de modo TM_{10} por ejemplo en realidad se estará hablando del modo TM_{100} es decir se considerará que $p=0$ siempre en los modos en estudio.

¹⁵ Análogamente al caso del modo TM_{10} (TM_{100}) al hablar de modo TM_{01} el autor se refiere realmente al modo TM_{010} .

1.2.1.- Cálculo de S11 de un parche cuadrado de referencia

Se ha procedido al desarrollo de una estructura bidimensional mediante el script “*struct2d.m*” y al desarrollo de una estructura tridimensional mediante el script “*struct3d.m*”, y a continuación se resuelven las ecuaciones de Maxwell mediante MoM utilizando el script “*wrapper.m*”.

La estructura bidimensional implementada mediante el script “*struct2d.m*” es la siguiente:

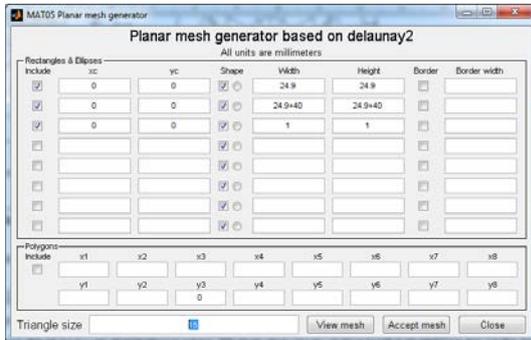


Ilustración 159: Ejecución de “*struct2d.m*” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.

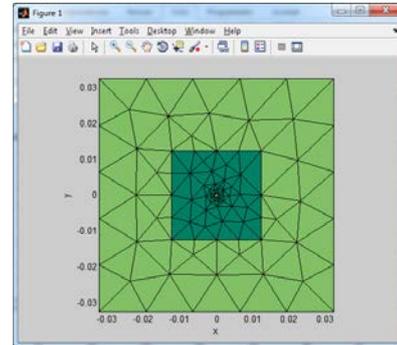


Ilustración 160: Estructura plana generada tras la ejecución del script “*struct2d.m*” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.

Y la estructura tridimensional implementada es la siguiente:

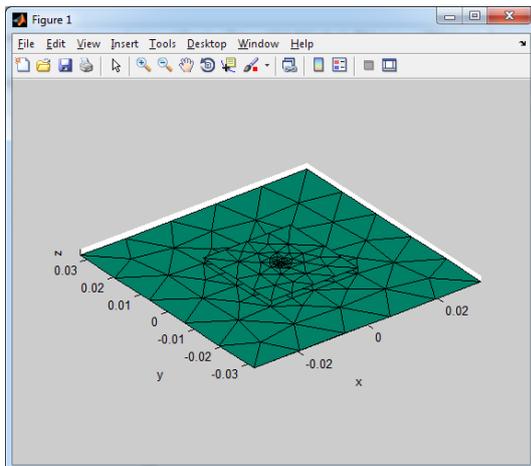


Ilustración 161: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior.

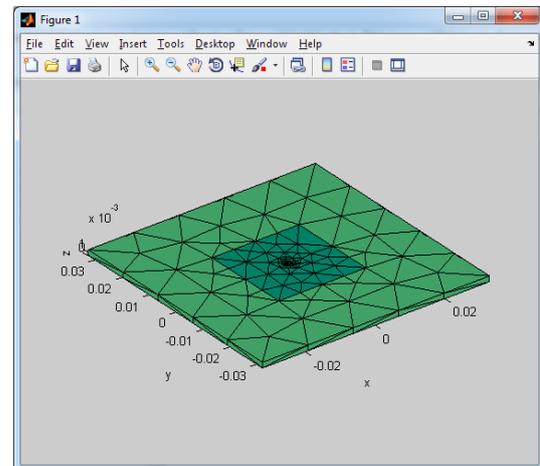


Ilustración 162: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.

Es importante hacer notar que el hecho de posicionar el punto de alimentación en el centro geométrico en la posición $W/2$ y $L/2$ tiene como consecuencia que en dicho parche cuadrado realmente no se excite el modo TM_{10} ni el TM_{01} puesto que la excitación de la sonda de alimentación en el centro produce un nulo de campo eléctrico en ambos modos. Por esta razón en ilustraciones posteriores se observarán valores de S11 no óptimos a dicha frecuencia y diagramas de radiación con caídas de directividad en la dirección normal entre otros efectos.

Y tras la ejecución del script “*impedance.m*” en la banda de 2.5 a 3.5 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

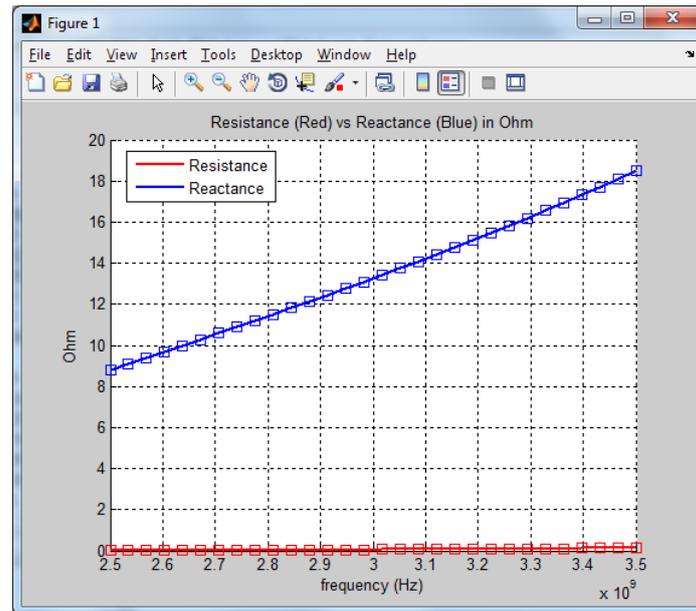


Ilustración 163: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche cuadrado de referencia.

En donde no se observa de manera clara un punto en el que la reactancia sea cero, sin embargo ejecutando el script “*impedance.m*” en la banda de 2a 8 GHz los resultados obtenidos son más propios de un parche cuadrado tal como se observa en la ilustración siguiente:

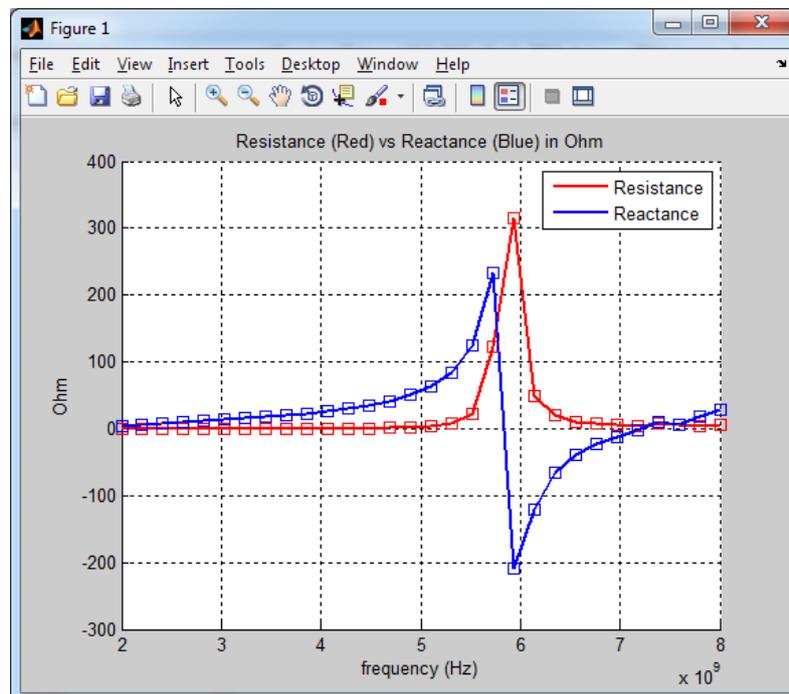


Ilustración 164: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2 a 8 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche cuadrado de referencia.

En realidad posteriormente se verá como el hecho de hacer el parche rectangular y subir su dimensión W permite ajustar el punto en que la reactancia es cero cerca de la frecuencia de resonancia del modo TM_{10} de modo que el diagrama resistencia vs reactancia se ajuste más al objetivo buscado, que no es otro que conseguir una antena con el mayor ancho de banda posible y máxima directividad posible en torno a la frecuencia de resonancia dominante.

Análogamente se calcula el diagrama S11 obteniendo el siguiente resultado en la banda de 2.5 a 3.5 GHZ.

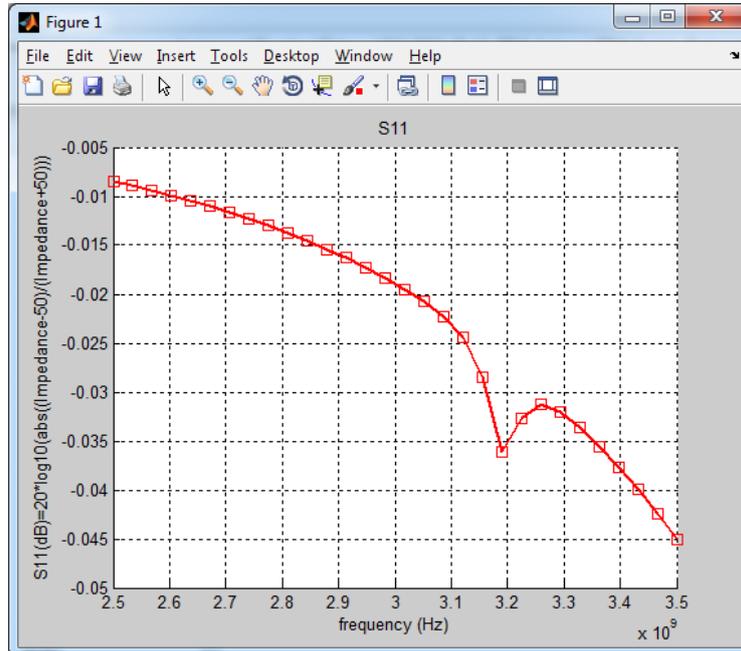


Ilustración 165: S11 (dB) entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche cuadrado de referencia.

En donde se puede observar un punto de inflexión en el coeficiente S11 en torno a 3.2GHz que se corresponde con frecuencias cercanas a la frecuencia de resonancia del modo TM_{10} .

Sin embargo haciendo un estudio más amplio entre 2 y 8 GHz se observa de modo mucho más claro los mínimos de S11 eso sí muy desplazados de la frecuencia de resonancia.

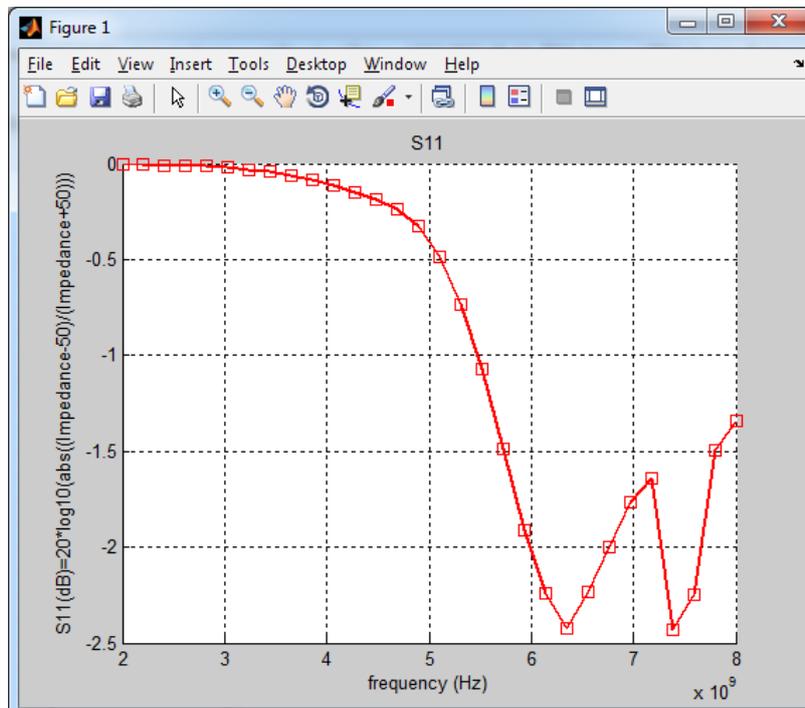


Ilustración 166: S11 (dB) entre 2 y 8 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche cuadrado de referencia.

1.2.2.- Cálculo de la directividad del parche cuadrado de referencia

Del mismo modo que en casos anteriores se ejecuta el script `pattern_v2(3.27184e9,'TM10','YZ')` y con ello se obtiene el diagrama de radiación a la frecuencia del modo TM_{10} en una esfera de radio 1Km.

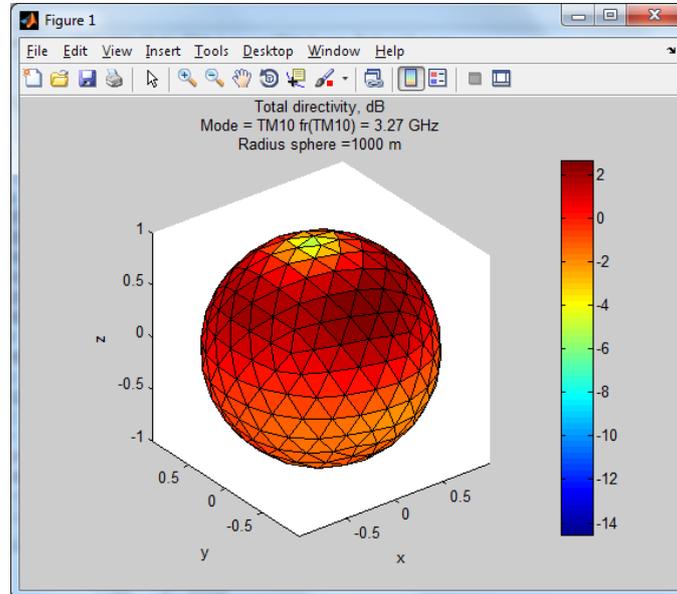


Ilustración 167: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia central 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche cuadrado de referencia.

A continuación la ejecución del script `pattern_v2017(3.27184e9,'TM10')` genera un diagrama polar en el que podemos observar la directividad co/cross polar en el plano YZ.

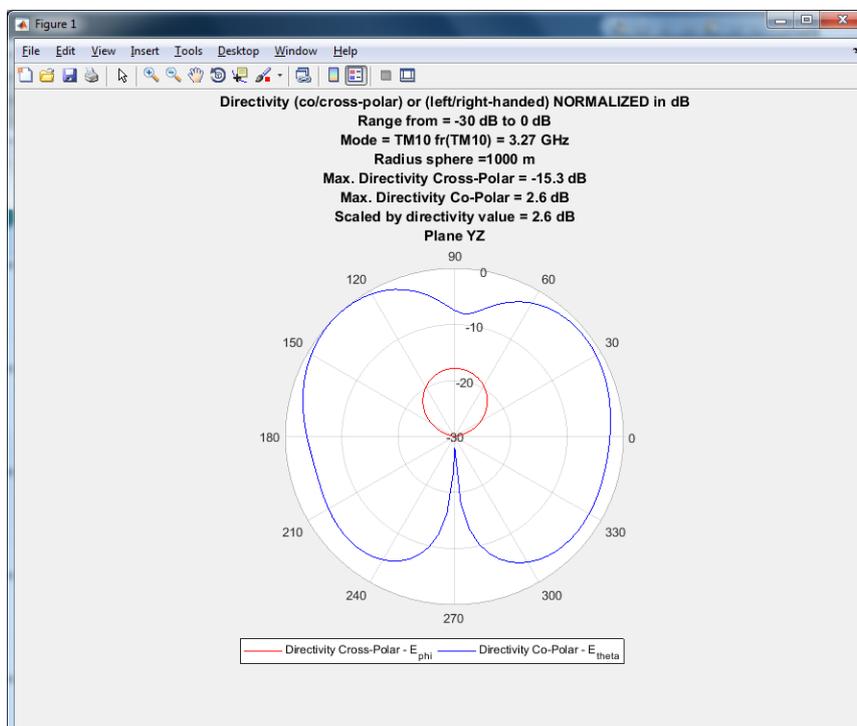


Ilustración 168: Directividad Cross-Polar y Co-Polar en el plano YZ a 1 Km y a la frecuencia central 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche cuadrado de referencia.

De modo análogo calculamos el diagrama de radiación en el plano XZ mediante la ejecución de los siguientes scripts. `pattern_v2(3.27184e9,'TM10','XZ')` y `pattern_v2017(3.27184e9,'TM10')`.

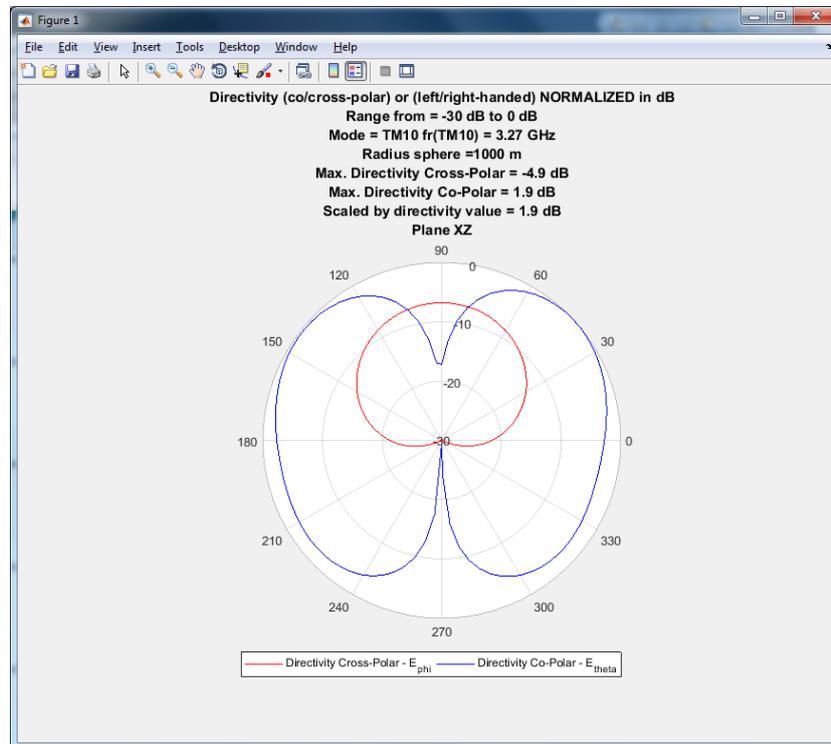


Ilustración 169: Directividad Cross-Polar y Co-Polar en el plano XZ a 1 Km y a la frecuencia central 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche cuadrado de referencia.

1.2.3.- Cálculo del ancho de banda del parche cuadrado de referencia

Tal como se ha estudiado en el Capítulo 1 - se define ancho de banda fraccional FBW de una antena como una medida que describe “como es la antena”, de modo que cuanto mayor es FBW se dice que la antena es de banda más ancha (wideband) respecto a una frecuencia central y en otro caso se dice que es de banda estrecha (narrowband) respecto a la misma frecuencia central de la banda. Mientras que las clásicas magnitudes de ancho de banda (BW) son magnitudes absolutas medidas en Hz, el ancho de banda fraccional FBW es una medida relativa y por lo tanto sus unidades son porcentuales y en consecuencia relativas.

También tal como se ha expuesto en el Capítulo 1 - es posible calcular el ancho de banda de la antena en torno a una determinada frecuencia calculando el valor de la magnitud Q (Factor de calidad de la antena). El software de Makarov proporciona un script denominado “*eigenfreq.m*” que busca en un cierto rango de frecuencias, basándose en la parte real de la frecuencia (frecuencia resonante) y en base a la parte imaginaria de la frecuencia, lo que permite calcular el factor Q.

Tanto Balanis (3) como Makarov (5) (6) proponen la siguiente ecuación para calcular el ancho de banda relativo en torno a la frecuencia de resonancia:

$$FBW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q}$$

Aunque se podría utilizar indistintamente uno u otro procedimiento, por fidelidad con los cálculos realizados por Makarov se usará el segundo procedimiento para calcular FBW en los distintos casos de estudio.

Para el caso del parche cuadrado y utilizando el script “*eigenfreq.m*” el proceso a seguir es el siguiente:

En primer lugar y partiendo del fichero “*struct2d.m*” que ya se ha calculado previamente para este parche es necesario generar un nuevo fichero “*struct3d.m*” en el que no se incluirán ni “*feeds*” ni “*edges*” de la sonda coaxial de alimentación. Por lo que la nueva malla 3D incluirá el parche metálico, el plano de masa, el dieléctrico y no las caras ni las aristas de la sonda de alimentación.

En consecuencia los 5 pasos que se han realizado en muchas ocasiones para generar “*struct3d.mat*” partiendo de “*struct2d.mat*” difieren solo en el paso 3 y 4 y son idénticos en los pasos 1, 2 y 5.

El primer paso a seguir es, partiendo de “*struct2d.mat*” que ya se había calculado con anterioridad se crea un nuevo fichero de malla 3D “*struct3d.mat*” ejecutando para ello el script “*struct3d.m*”.

En primer lugar se definen los tetraedros que no se incluyen en la capa 1.

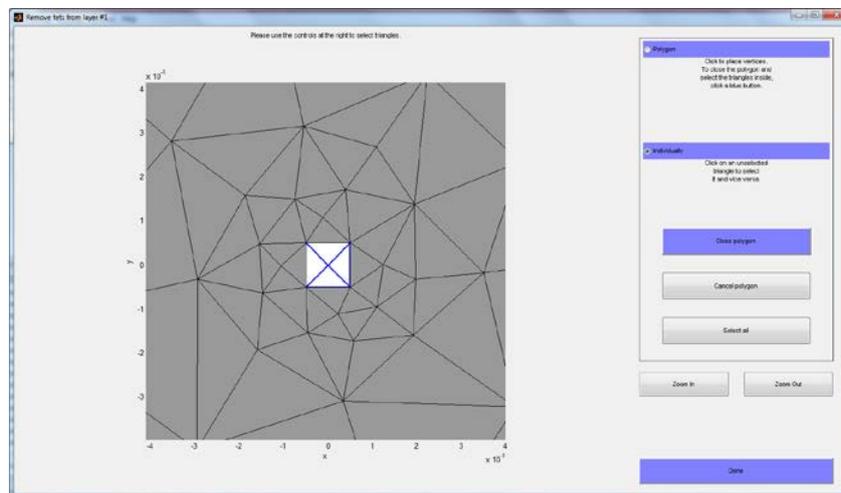


Ilustración 170: Tetraedros que se eliminan de la capa 1.

A continuación se definen los elementos que constituyen la capa metálica inferior, que en nuestro caso es el plano de masa finito en la capa 1.

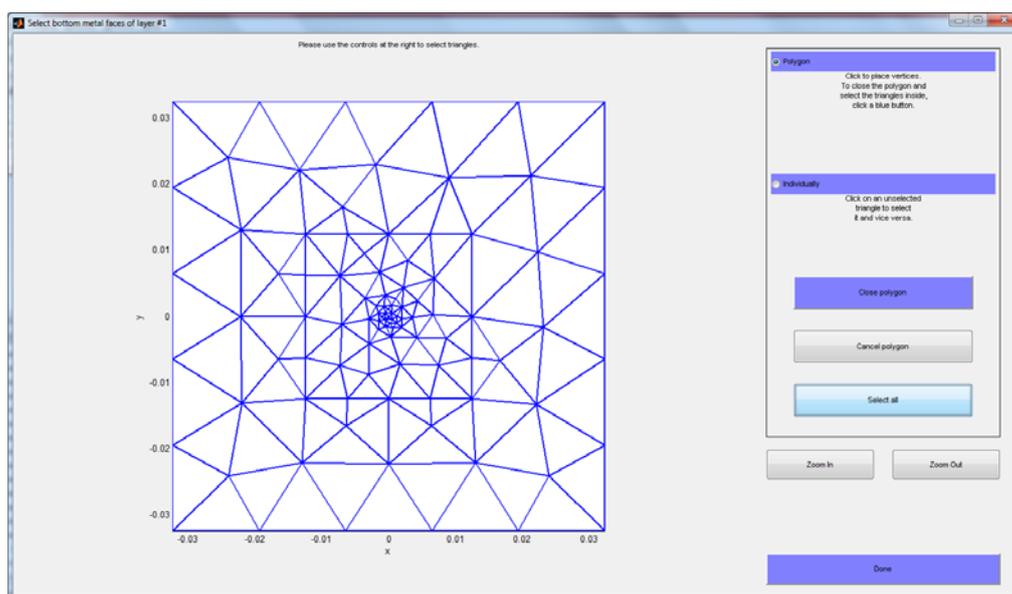


Ilustración 171: Selección de elementos que forman el plano de masa.

En el tercer paso no se selecciona ninguna cara de metal de la vía de alimentación.

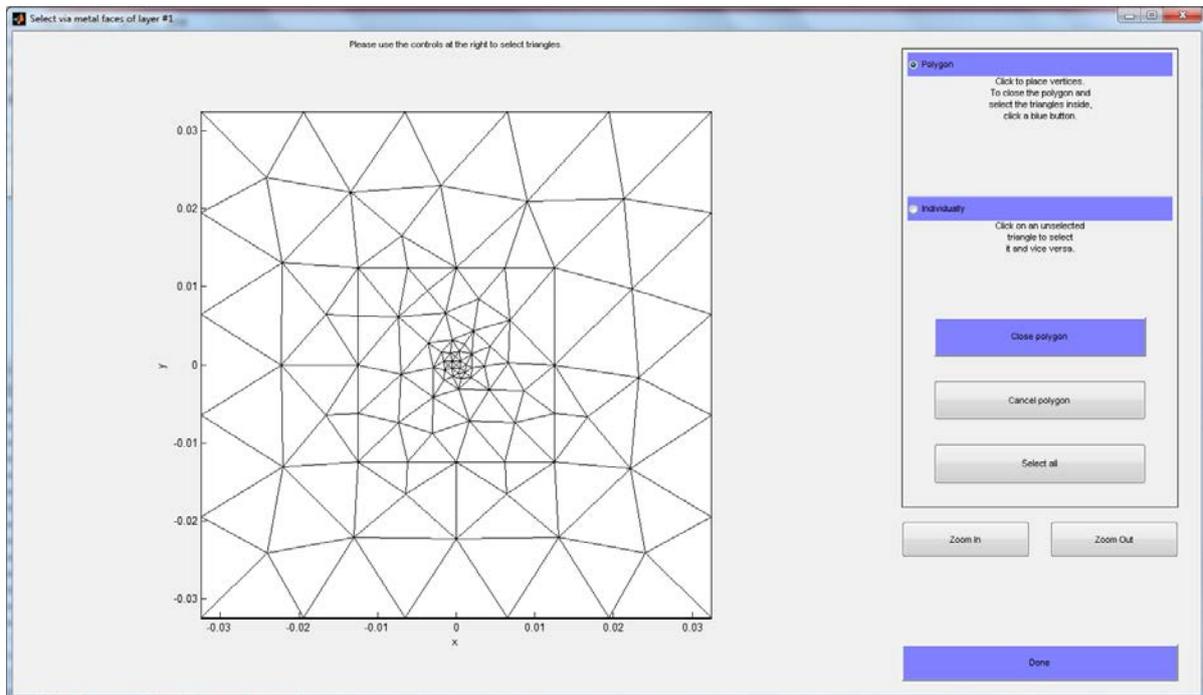


Ilustración 172: Especificación de las caras metálicas de la vía de alimentación.

Y de modo análogo en el paso 4 no se selecciona ninguna arista metálicas de la vía de alimentación.

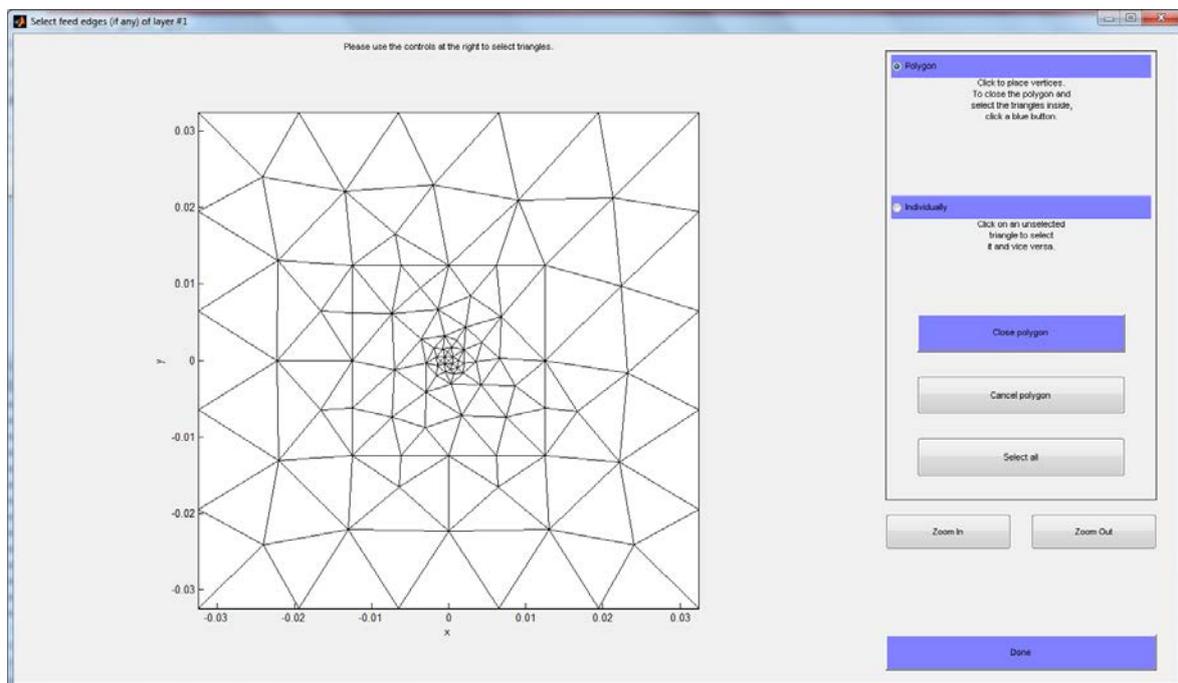


Ilustración 173: Especificación de las aristas metálicas de la vía de alimentación.

Por último se seleccionan los elementos que constituyen el parche metálico superior.

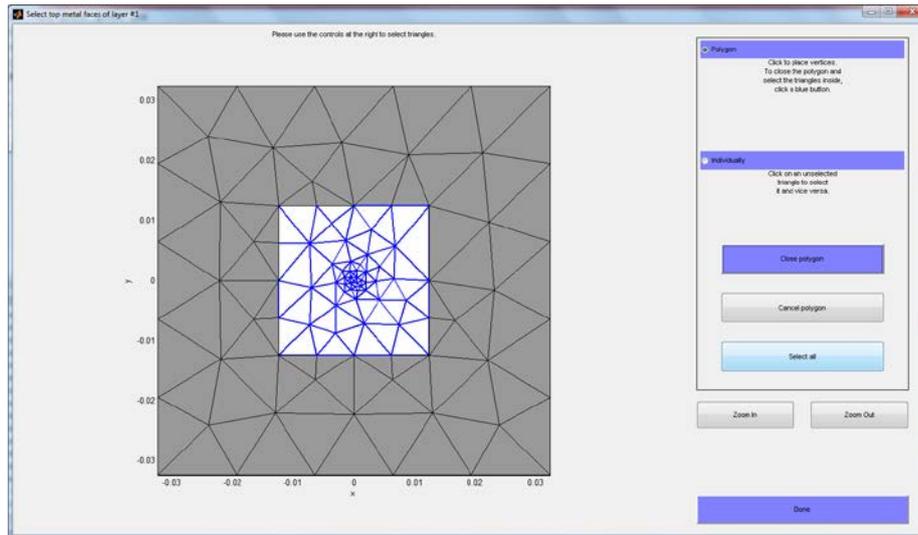


Ilustración 174: Selección de elementos que constituyen el parche metálico superior.

Finalmente se obtiene una malla 3D en la que no hay ningún elemento perteneciente a la alimentación de la antena.

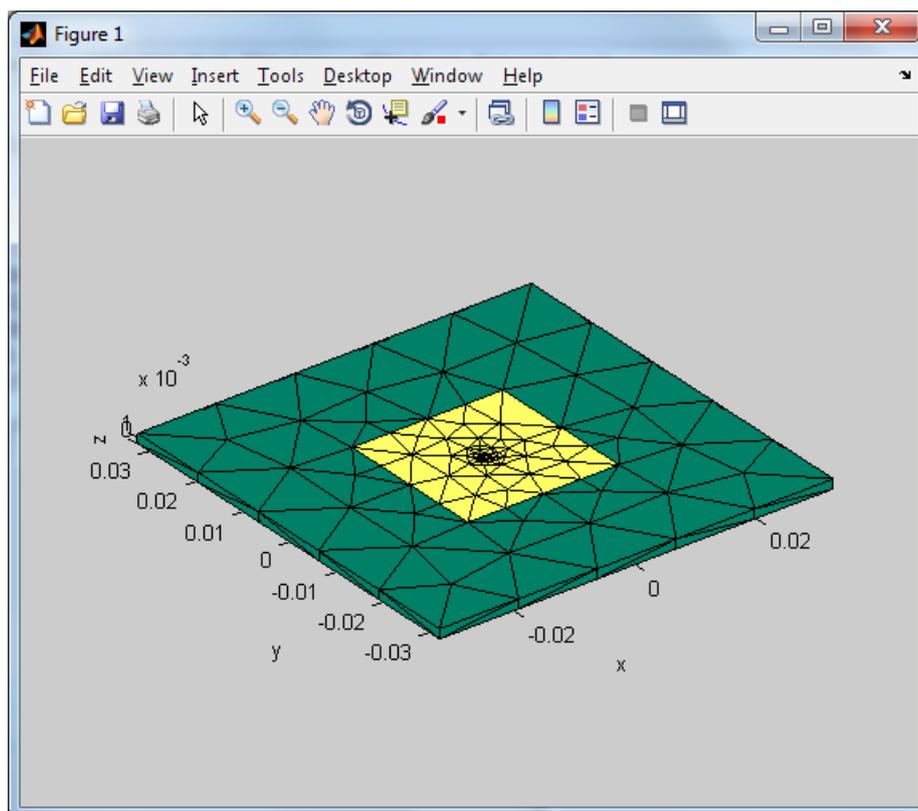


Ilustración 175: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.

Tras obtener una nueva malla 3D en forma de un fichero “*struct3d.mat*” se ejecuta de nuevo el script “*wrapper.m*” obteniéndose un nuevo fichero de resultados “*basis.mat*”.

Llegado este momento ya es posible ejecutar el script “*eigenfreq.m*” que permite calcular la frecuencia de resonancia y el factor de calidad de la antena en dicha frecuencia, dato a partir del

cual será posible calcular el ancho de banda de la antena tras sucesivas aproximaciones que permiten refinar la solución final.

Buscando la frecuencia de resonancia en torno a la frecuencia del modo TM_{10} de 3.27 GHz se obtienen las siguientes gráficas:

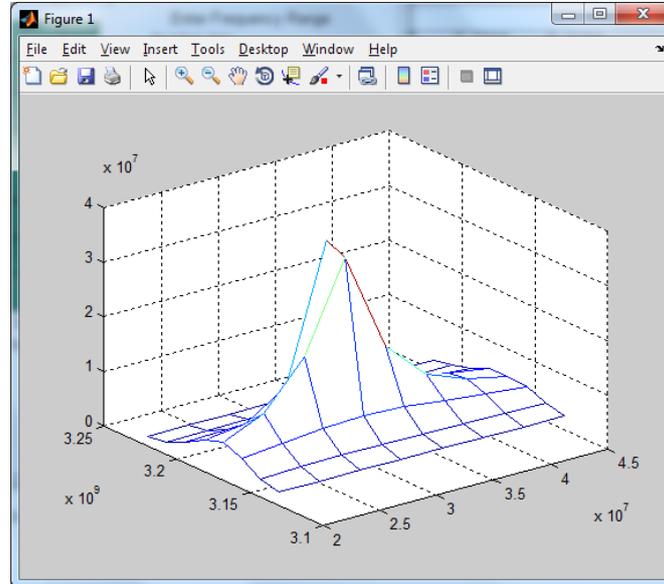


Ilustración 176: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada 1/DET que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.

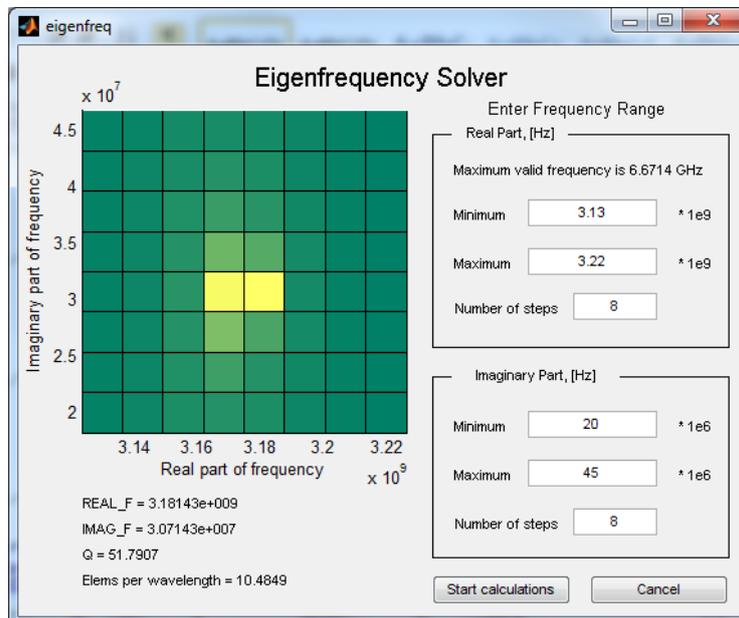


Ilustración 177: Ejecución de “*eigenfreq.m*” para el parche rectangular con $W=4\lambda$.

La solución obtenida muestra un valor del factor de calidad $Q=51.7907$, por lo que aplicando la ecuación propuesta por Balanis (3) y Makarov (5) (6) se calcula el ancho de banda relativo en torno a la frecuencia de resonancia 3.18 GHz como:

$$FBW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{51.7907} = 1.9306\% \approx 1.93\%$$

1.3.- Planteamiento de un nuevo parche rectangular basado en un parche cuadrado.

Llegados a este punto el objetivo del estudio es partiendo de un parche cuadrado ir estirando el valor de la dimensión W de modo que el parche se vuelva más directivo, delimitando en la medida de lo posible un lóbulo principal lo suficientemente claro como para generar una antena que proporcione resultados similares a un array de antenas microstrip integradas en un mismo dieléctrico. La ventaja del modelo planteado es que proporcionando resultados similares evitaría el desarrollo de una red de alimentación que si es necesaria en el caso de un array de antenas o de una red alimentación o de ambas.

Por lo tanto el propósito planteado es ir aumentando la anchura del parche en múltiplos de λ , y analizar el comportamiento en cada caso, en términos de directividad y de ancho de banda S11.

Al tratarse de un parche rectangular las frecuencias de resonancia de los modos 010 y 100 no serán las mismas y por lo tanto en el caso de estudio la frecuencia de resonancia del modo TM_{10} será:

$$f_{r \text{ modo } mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}$$

Y particularizando para TM_{10} :

$$f_{r \text{ modo } 100 (TM_{10})} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{1 * \pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{0 * \pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{0 * \pi}{h}\right)^2} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}}$$

Por lo que $f_{r_{TM_{10}}}$ no depende de la anchura del parche W , pero sí de la longitud del mismo (que en los casos de estudio no va a variar) y de la permitividad del dieléctrico, en concreto para el caso del parche metálico propuesto de dimensión $L=\lambda_d/2=24.9\text{mm}$ de modo que $f_{r \text{ modo } 100 (TM_{10})} = 3,27184\text{GHz}$.

Las iteraciones que se realizarán a continuación de dicho parche rectangular seguirán las siguientes especificaciones.

- Medidas y propiedades del material dieléctrico:
 - $L=20\text{mm}+\lambda_d/2=24.9\text{mm}+20\text{mm}$
 - $W=20\text{mm}+2*n*\lambda_d/2\text{mm}+20\text{mm}$ (Con $n=1,2,4,5,7.5,10,20$)
 - $h=1.52\text{mm}$ y $\epsilon_r=3.39$.
- Medidas del plano de masa: Las mismas que el material dieléctrico.
- Medidas del parche metálico:
 - $L=\lambda_d/2\text{mm}$
 - $W=2*n*\lambda_d/2\text{mm}$ (Con $n=1,2,4,5,7.5,10,20$)

Tal como se explicó para el caso del parche estándar cuadrado se ha decidido hacer que el plano de masa y el dieléctrico sean 20 mm mayores que el parche metálico en cada uno de los cuatro lados.

Para la frecuencia de resonancia TM_{10} de 3,27184GHz la longitud de onda será:

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{c/\sqrt{\epsilon_r}}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \times 10^8}{3,27184 \times 10^9 * \sqrt{3.39}} = 49,8\text{mm}$$

Con lo que los valores $1\lambda=49,8\text{mm}$, $2\lambda=99,6\text{mm}$, $4\lambda=199,2\text{mm}$, $5\lambda=249\text{mm}$, $7.5\lambda=373,5\text{mm}$, $10\lambda=498\text{mm}$ y $20\lambda=996\text{mm}$ respectivamente.

1.3.1.- Estudio acerca de la importancia de la ubicación del punto de alimentación.

Tal como se ha estudiado previamente se sabe que la frecuencia de resonancia del modo TM_{10} solo depende de la dimensión L que es la dimensión fija de tamaño $\lambda/2$. Por lo que no influye el tamaño de W en dicha frecuencia.

Uno de los objetivos buscados es excitar el parche de modo que busquemos el punto central en la dimensión W y evitemos el punto central en la dimensión L . Esto permitirá una mejor adaptación de impedancias y un incremento de la directividad y el ancho de banda. La idea por tanto es excitar un modo fundamental en el lado corto (L) sin ninguna variación en el lado largo (W), como consecuencia se busca obtener un diagrama más directivo que el que se obtiene con un parche cuadrado¹⁶.

Desde el punto central de la dimensión L se dispone de un margen de maniobra desde 0 a $L/2$ a la hora de desplazar dicho punto de alimentación.

El procedimiento que se ha seguido para aproximar la mejor solución ha sido dividir el espacio $L/2$ en 8 partes iguales, posicionar el feed¹⁷ en cada uno de ellos y comparar los resultados obtenidos a nivel de directividad y ancho de banda S11. Para ello y como referencia de estudio se ha decidido optar por una cierta dimensión W (en este caso 10λ) e ir variando el punto de alimentación comparando resultados, tras dicha comparación se ha decidido el punto óptimo de alimentación y llegados a este punto se ha hecho el estudio pormenorizado del comportamiento del parche en cada uno de las medidas de W múltiplos de λ .

En consecuencia los puntos de alimentación propuestos están situados en la dimensión L en una posición dada por la ecuación $n * \frac{L}{8}$ (Con n variando de 1 a 8) de modo que las 8 posibilidades propuestas son:

- Feed 1: $1 * \frac{L}{8} = 1,55625mm$
- Feed 2: $2 * \frac{L}{8} = 3,1125mm$
- Feed 3: $3 * \frac{L}{8} = 4,66875mm$
- Feed 4: $4 * \frac{L}{8} = 6,2250mm$
- Feed 5: $5 * \frac{L}{8} = 7,78125mm$
- Feed 6: $6 * \frac{L}{8} = 9,3375mm$
- Feed 7: $7 * \frac{L}{8} = 10,89375mm$
- Feed 8: $8 * \frac{L}{8} = 12,45mm$ (Ajustado a 11,95mm)

Este último es un caso particular puesto que en el extremo del parche metálico si se dispone el feed en el punto 12,45mm supondría que dado que la sonda tiene una cierta medida que se aproxima por 1mm, de modo que cierta parte de la sonda quedaría en el exterior del parche en contacto con la zona de dieléctrico, por ello se ha hecho un ajuste que conlleva desplazarlo hacia el interior del

¹⁶ Una propuesta de estudio en trabajos futuros sería no solo buscar iteraciones que nos permitan incrementar la directividad del parche sino también intentar que dicho máximo esté en la dirección broadside (normal al parche). Característica muy habitual en los arrays de antenas que típicamente tienen su máximo en la dirección broadside o endfire.

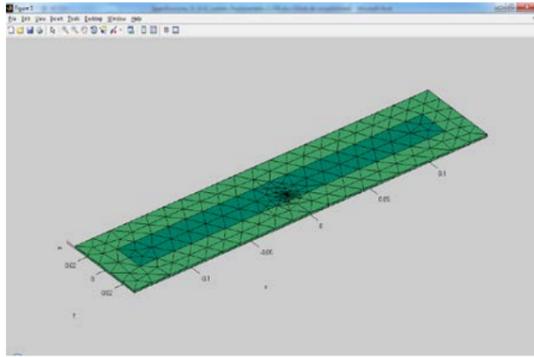
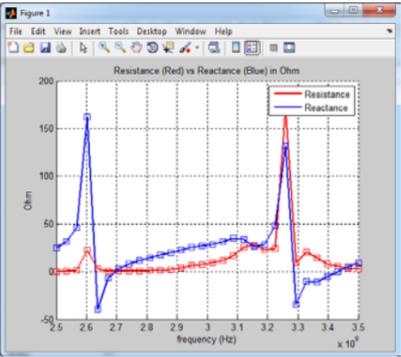
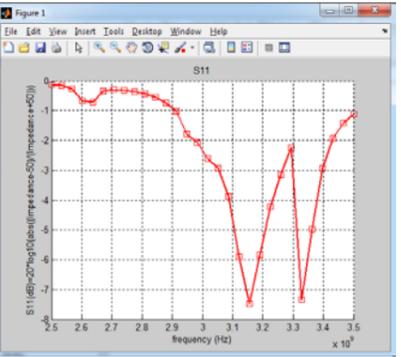
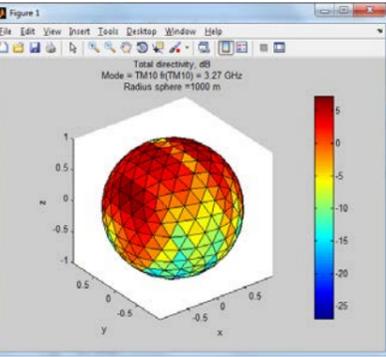
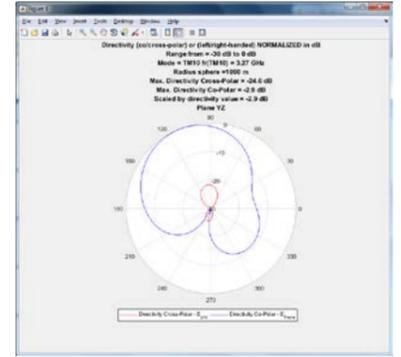
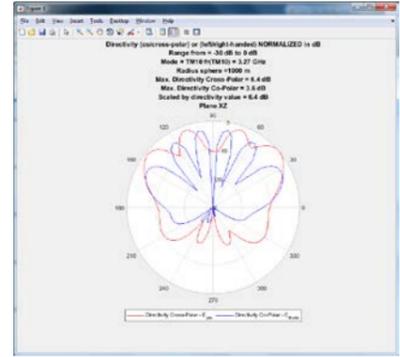
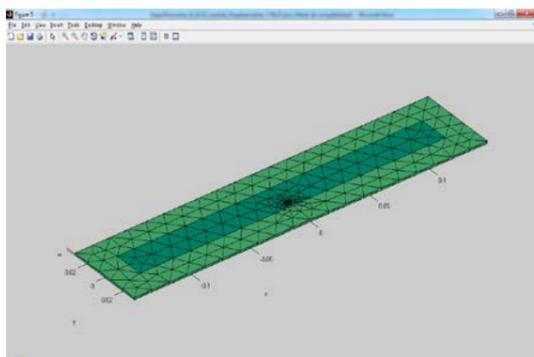
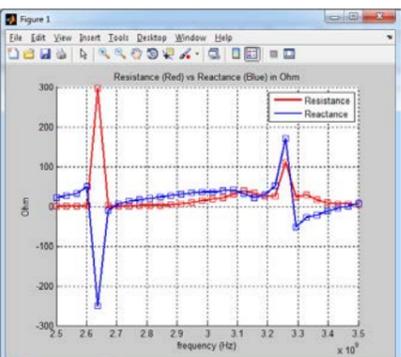
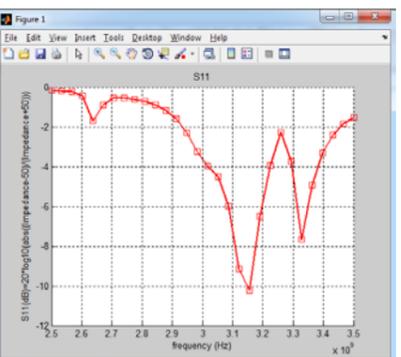
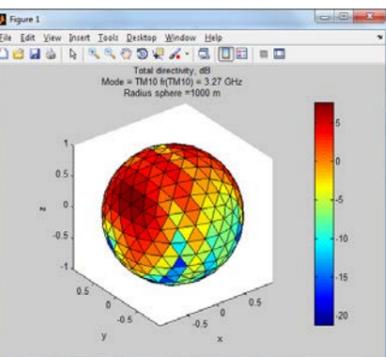
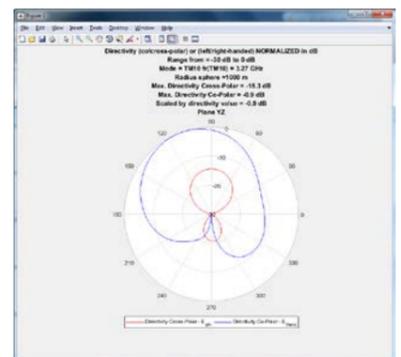
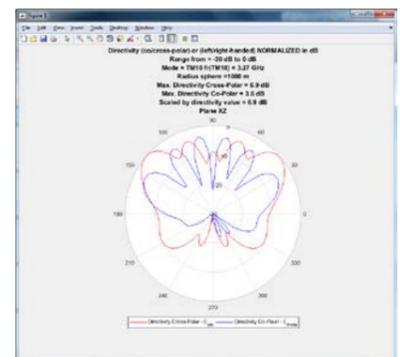
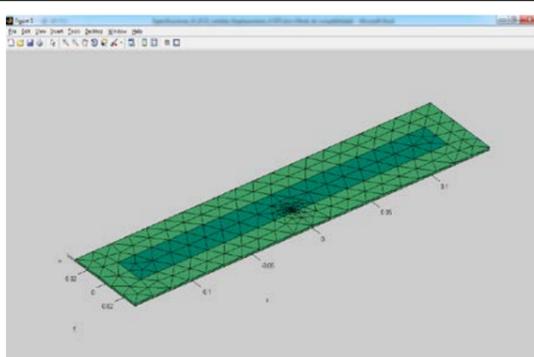
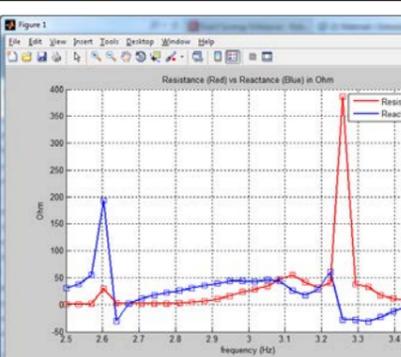
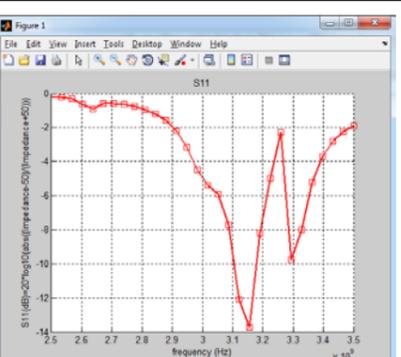
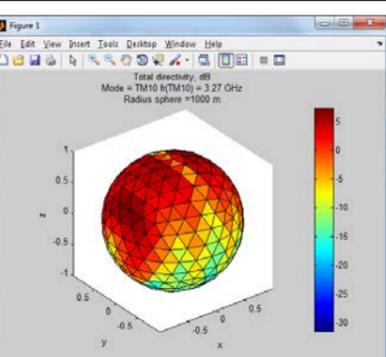
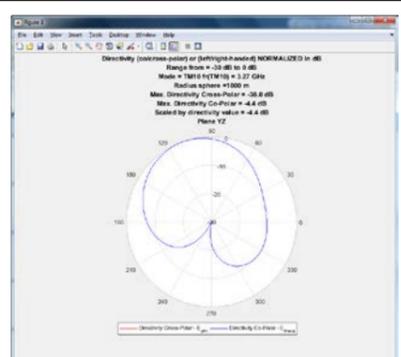
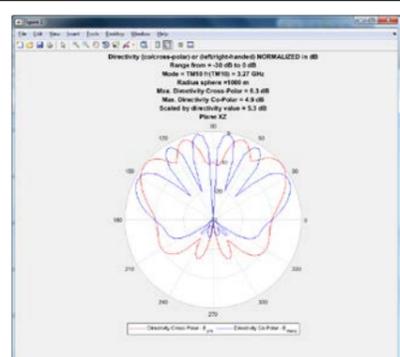
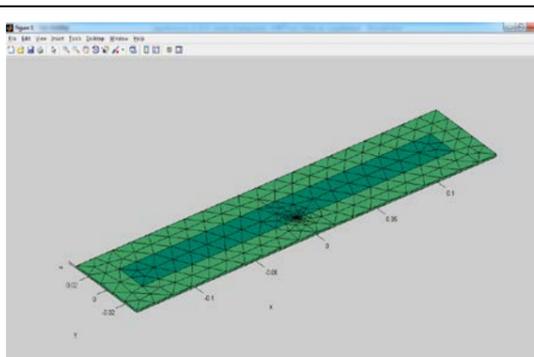
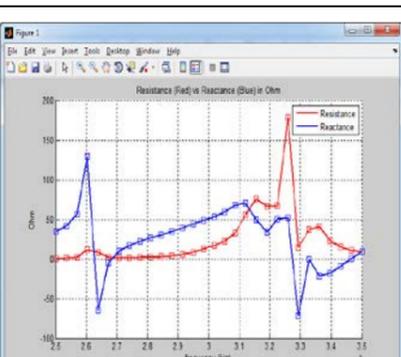
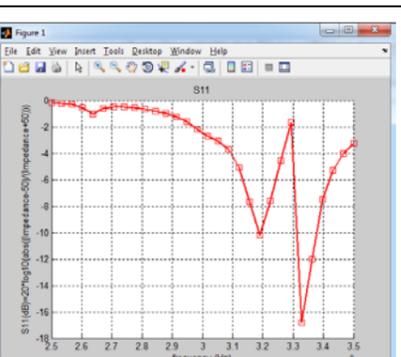
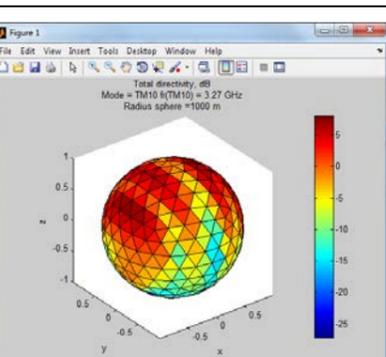
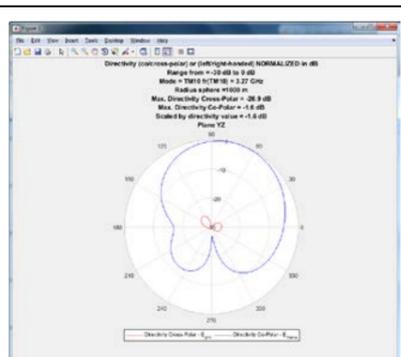
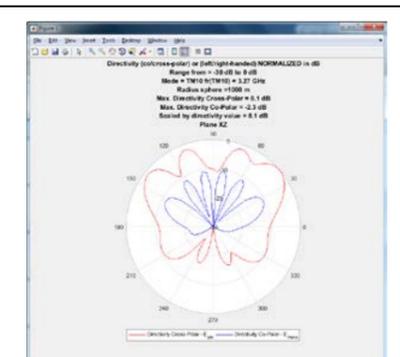
¹⁷ En la literatura se denomina así al punto de alimentación en un parche basado en sonda coaxial.

parche en la mitad de la medida de la sonda de alimentación, de este modo el Feed 8 estará posicionado en $12,45 - 0,5 = 11,95\text{mm}$.

1.3.1.1.- Simulaciones que permiten ubicar el punto óptimo de alimentación.

A la hora de realizar simulaciones que permitan decidir el punto óptimo de alimentación es necesario tomar una primera decisión que es optar por un cierto tamaño de la dimensión W . Atendiendo las propuestas de los tutores se ha tomado $W=10\lambda$. De modo que se realizarán 8 simulaciones todas ellas con $L=\lambda/2$ y con $W=10\lambda$, en las que las dimensiones no variarán ni los materiales pero si variará el punto de feed. Siguiendo procesos ya utilizados en diversas ocasiones a lo largo del presente trabajo se han obtenido resultados de Resistencia vs Reactancia, S_{11} , VSWR, diagramas de Smith, directividad total en una esfera situada a 1000m, y directividad co-polar (E_{phi}) y cross-polar (E_{theta}) tanto en el plano YZ como en el plano XZ para la frecuencia de resonancia del modo TM_{10} . Se presenta a continuación un resumen de los resultados obtenidos en las 8 simulaciones.

	Geometría	Resistencia vs Reactancia	S11	Diagrama de radiación 3D	Diagrama de radiación Co-Polar y Cross -Polar	
					Plano YZ	Plano XZ
Cuadrado $W=L=24.9\text{mm}$						
Feed desviado respecto a $L/2$ en 1,55625						
Feed desviado respecto a $L/2$ en 3.1125						
Feed desviado respecto a $L/2$ en 4.66875						

	Geometría	Resistencia vs Reactancia	S11	Diagrama de radiación 3D	Diagrama de radiación Co-Polar y Cross -Polar	
					Plano YZ	Plano XZ
Feed desviado respecto a $L/2$ en 6,2250						
Feed desviado respecto a $L/2$ en 7,78125						
Feed desviado respecto a $L/2$ en 9,3375						
Feed desviado respecto a $L/2$ en 10,89375						

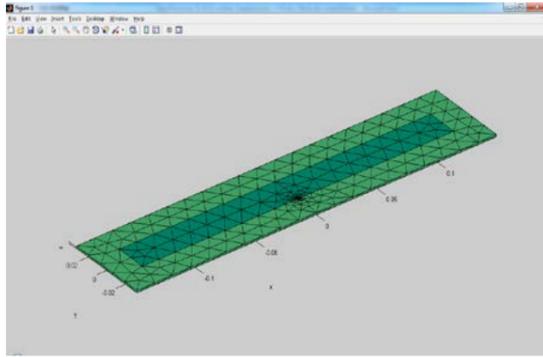
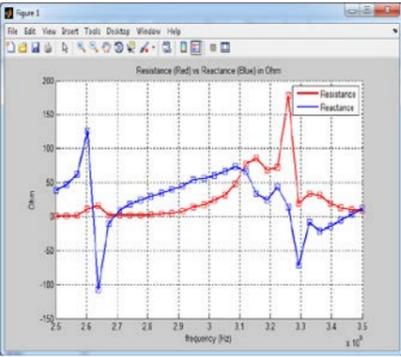
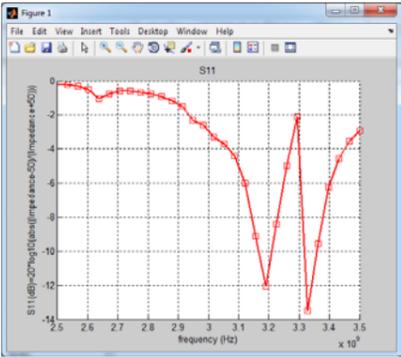
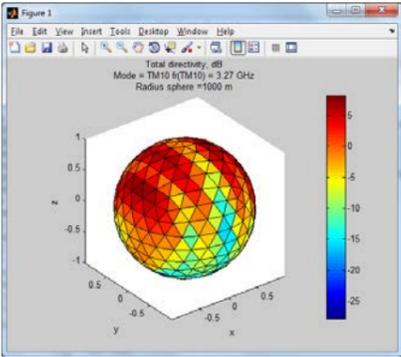
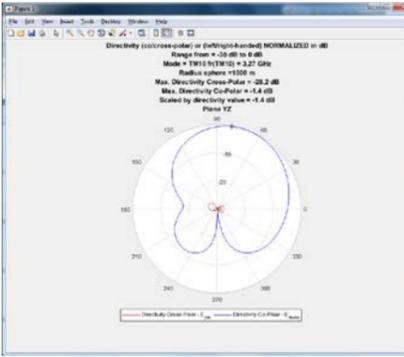
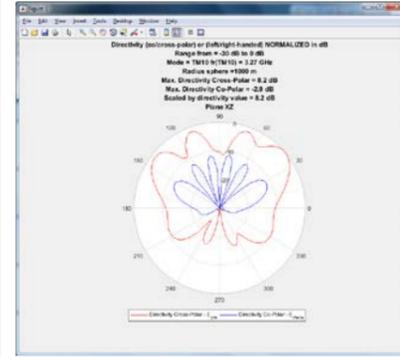
	Geometría	Resistencia vs Reactancia	S11	Diagrama de radiación 3D	Diagrama de radiación Co-Polar y Cross -Polar	
					Plano YZ	Plano XZ
Feed desviado respecto a $L/2$ en 11,95						

Tabla 7: Resumen de magnitudes de antenas con $W=10\lambda$ y $L=\lambda/2$ en comparación con la antena cuadrada de $\lambda/2$ para distintos casos en los que se desplaza el punto de alimentación en la dimensión L

Se ha recapitulado la información de directividad en los planos YZ y XZ para la frecuencia de resonancia TM_{10} procedente de las simulaciones anteriores en la siguiente tabla:

Freq. TM_{10} 3,27 GHZ				
Plane YZ			Plane XZ	
Desplazamiento respecto a $L/2$ (mm)	Max. D Co-Polar	Max. D Cross-Polar	Max. D Co-Polar	Max. D Cross-Polar
1,55625	-3,1	-34,1	7,9	-3,1
3,1125	-0,3	-24,3	3,8	7,8
4,66875	-2,7	-30,3	2,7	5,9
6,225	-3,0	-24,6	3,6	6,4
7,78125	-0,9	-15,3	3,6	6,9
9,3375	-4,4	-38,0	4,9	5,3
10,89375	-1,6	-26,9	-2,3	8,1
11,95	-1,4	-28,2	-2,9	8,2

Tabla 8: Resumen de directividades para el modo TM_{10} con variación del desplazamiento del punto de alimentación en la dimensión L.

Aunque es cierto que los valores de directividad son superiores en las situaciones en que el feed está situado a 10,89375 y a 11,95 mm respecto al centro, en dichos casos los diagramas de radiación no son tan directivos como en el caso de 3,1125mm. Más en concreto posiblemente la influencia de modos superiores genere esos diagramas de radiación multilobulados y de poco interés en el caso que nos ocupa. En consecuencia tras estudiar los diagramas anteriores se ha optado por elegir la opción a 3,1125mm.

A continuación ya de modo sistemático se pasa a estudiar los parches rectangulares a 1λ , 2λ , 4λ , 5λ , 7.5λ , 10λ y 20λ manteniendo siempre la dimensión L, las propiedades del dieléctrico y el punto de alimentación situado en la mitad en el lado W y en $L/2+3,1125$ mm.

1.4.- Estudio de un parche rectangular de medida $W=1\lambda$

Tal como se ha comentado en el apartado anterior y de acuerdo con el valor de λ calculado las especificaciones del parche en estudio son:

- Medidas y propiedades del material dieléctrico: $L=20 + 24.9 + 20$ mm=64.9mm, $W=20$ mm + $2*1*\lambda/2$ mm + 20mm=89,8mm, $h=1.52$ mm y $\epsilon_r=3.39$.
- Medidas del plano de masa: Igual que el material dieléctrico.
- Medidas del parche metálico: $L=24.9$ mm, $W=1* \lambda$ mm=49.8mm (Que se corresponde con el doble de la medida W en el caso del parche cuadrado de referencia)
- Feed posicionado en $W/2$ en la dirección X y en $L/2+3.1125$ mm en la dirección Y.

1.4.1.- Cálculo de S_{11} de un parche rectangular de medida $W=1\lambda$

Del mismo modo que en apartados anteriores se procede al desarrollo de una estructura bidimensional mediante el script “*struct2d.m*” y al desarrollo de una estructura tridimensional mediante el script “*struct3d.m*”, a continuación se resuelven las ecuaciones de Maxwell mediante MoM utilizando el script “*wrapper.m*”.

La estructura bidimensional implementada mediante el script “*struct2d.m*” es la siguiente:

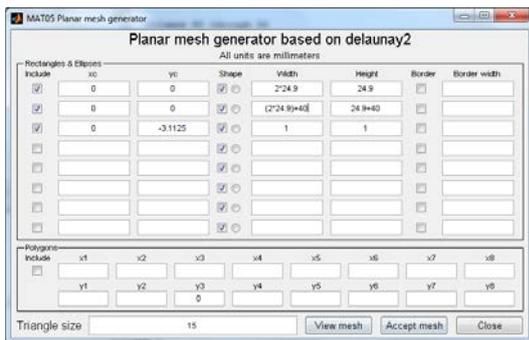


Ilustración 178: Ejecución de “*struct2d.m*” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.

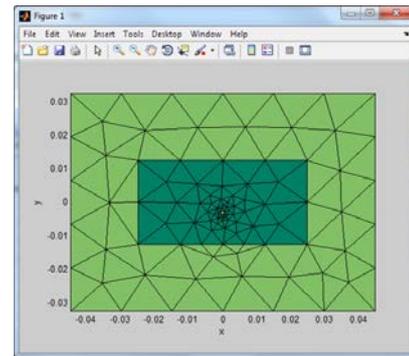


Ilustración 179: Estructura plana generada tras la ejecución del script “*struct2d.m*” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.

Y la estructura tridimensional implementada es la siguiente:

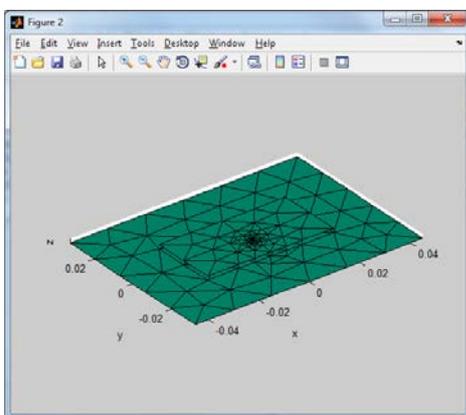


Ilustración 180: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior.

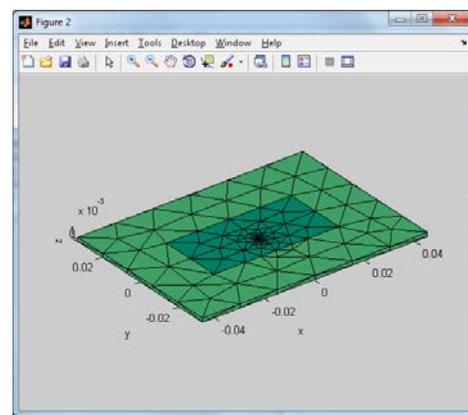


Ilustración 181: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.

Y tras la ejecución del script “*impedance.m*” en la banda de 2.5 a 3.5 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

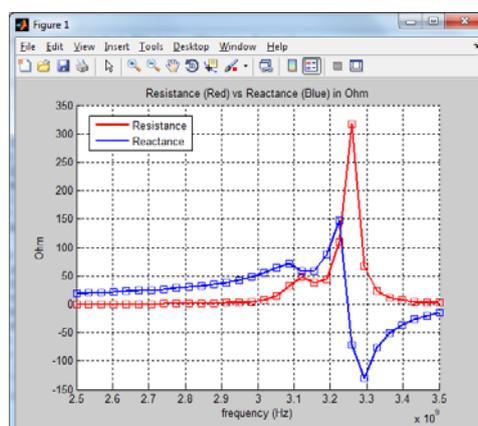


Ilustración 182: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 1λ .

Análogamente se calcula el diagrama S11 para $W=1\lambda$ obteniendo el siguiente resultado.

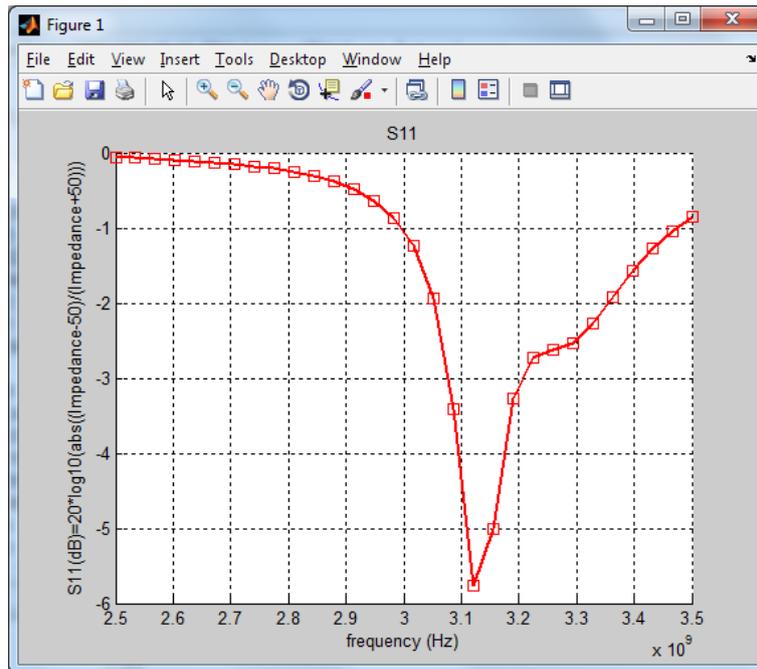


Ilustración 183: S11 (dB) entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 1λ .

1.4.2.- Cálculo de la directividad de un parche rectangular de medida $W=1\lambda$

Del mismo modo que en casos anteriores se ejecuta el script `"pattern_v2(3.27184e9, 'TM10', 'YZ')"` y con ello se obtiene el diagrama de radiación a la frecuencia del modo TM_{10} en una esfera de radio 1Km.

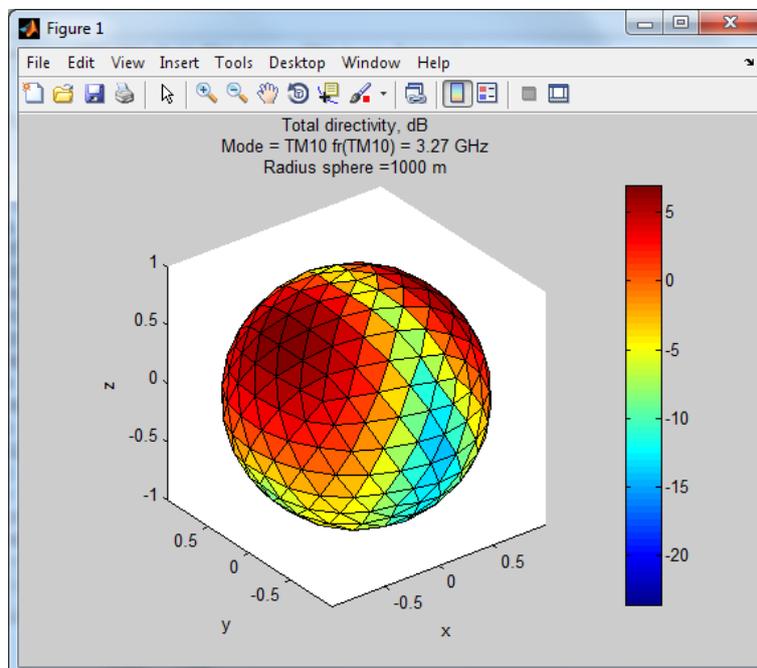


Ilustración 184: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 1λ

Y además dicho script genera un diagrama polar en el que podemos observar la directividad co/cross polar en el plano YZ.

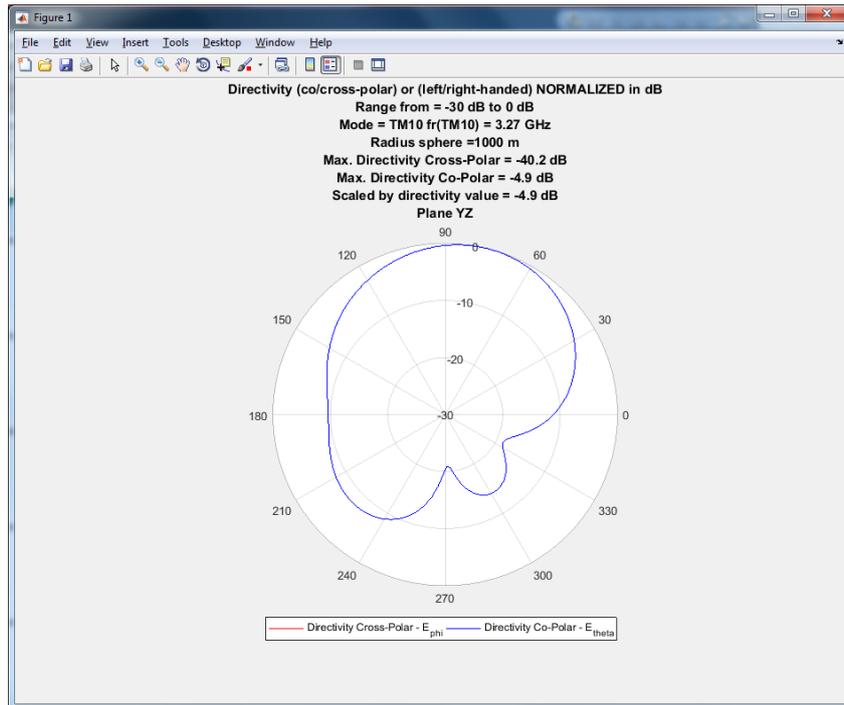


Ilustración 185: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 1λ en el plano YZ.

A continuación se vuelve a ejecutar el script `"pattern_v2(3.27184e9,'TM10','XZ')"` para generar la directividad co/cross polar en el plano XZ.

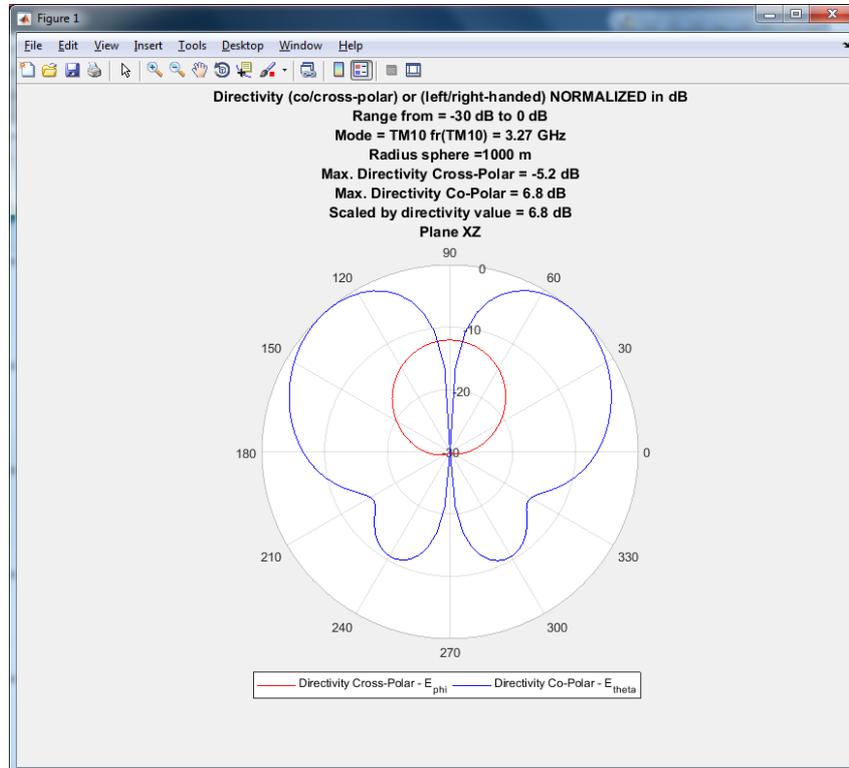


Ilustración 186: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 1λ en el plano XZ.

1.4.3.- Cálculo del ancho de banda del parche rectangular de medida $W=1\lambda$

Tal como se ha estudiado en el apartado 1.2.3.- del Capítulo 3 - en el que se analizó el ancho de banda fraccional FBW mediante el script “*eigenfreq.m*” que calcula el factor de calidad de la antena Q y localiza la frecuencia de resonancia se procede a realizar el mismo proceso para el caso del parche rectangular de medida $W=1\lambda$. En este caso se obvia el proceso de generación de la nueva estructura de malla “*struct3d.m*” y se analiza la solución propuesta por dicho script tras sucesivas aproximaciones que permiten refinar la solución final.

Buscando la frecuencia de resonancia en torno a la frecuencia del modo TM_{10} de 3.27 GHz se obtienen las siguientes gráficas:

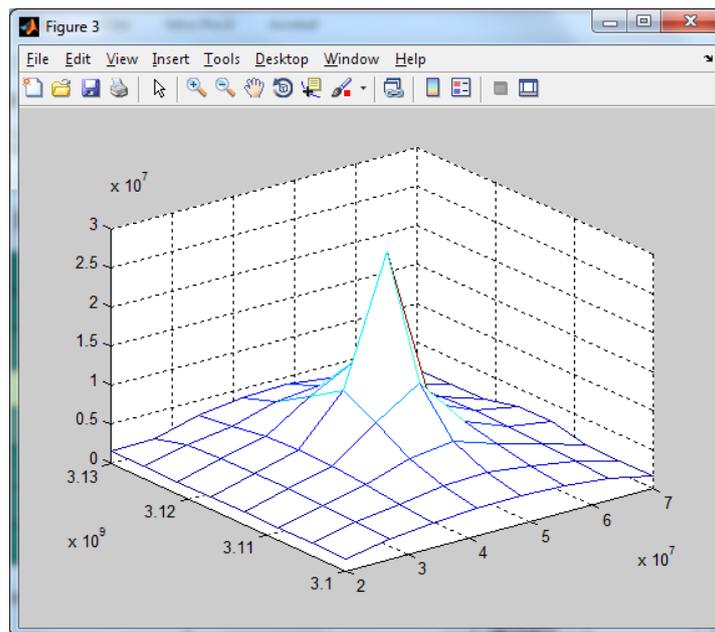


Ilustración 187: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada $1/DET$ que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.

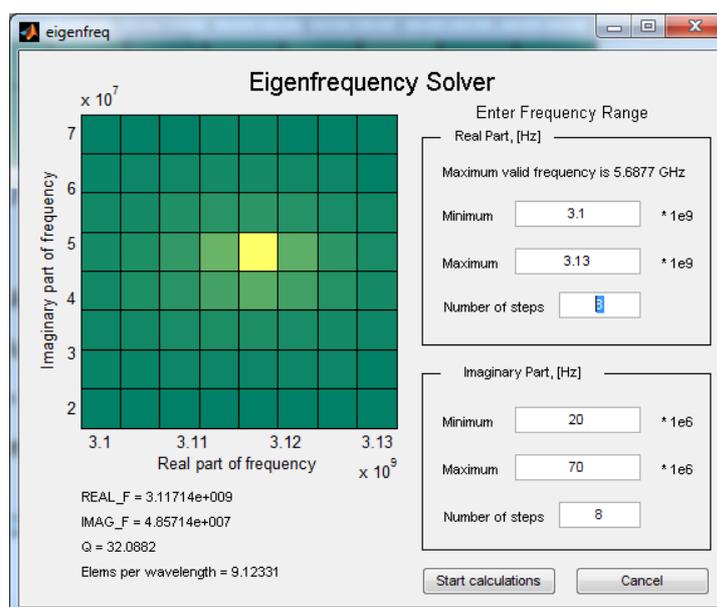


Ilustración 188: Ejecución de “*eigenfreq.m*” para el parche rectangular con $W=1\lambda$.

La solución obtenida muestra un valor del factor de calidad $Q=93.6709$, por lo que aplicando la ecuación propuesta por Balanis (3) y Makarov (5) (6) se calcula el ancho de banda relativo en torno a la frecuencia de resonancia 3.29 GHz como:

$$FBW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{32.0882} = 3.1164\% \approx 3.12\%$$

1.5.- Estudio de un parche rectangular de medida $W=2\lambda$

Tal como se ha comentado en el apartado anterior y de acuerdo con el valor de λ calculado las especificaciones del parche en estudio son:

- Medidas y propiedades del material dieléctrico: $L=20 + 24.9 + 20\text{mm}=64.9\text{mm}$, $W=20\text{mm} + 2*2*\lambda/2 \text{ mm} + 20\text{mm}=139,6\text{mm}$, $h=1.52\text{mm}$ y $\epsilon_r=3.39$.
- Medidas del plano de masa: Igual que el material dieléctrico.
- Medidas del parche metálico: $L=24.9\text{mm}$, $W=2* \lambda \text{ mm}=99.6\text{mm}$ (Que se corresponde con cuatro veces la medida de W en el caso del parche cuadrado de referencia)
- Feed posicionado en $W/2$ en la dirección X y en $L/2+3.1125\text{mm}$ en la dirección Y .

1.5.1.- Cálculo de S_{11} de un parche rectangular de medida $W=2\lambda$

Del mismo modo que en apartados anteriores se procede al desarrollo de una estructura bidimensional mediante el script “*struct2d.m*” y al desarrollo de una estructura tridimensional mediante el script “*struct3d.m*” y a continuación se resuelven las ecuaciones de Maxwell mediante MoM utilizando el script “*wrapper.m*”.

La estructura bidimensional implementada mediante el script “*struct2d.m*” es la siguiente:

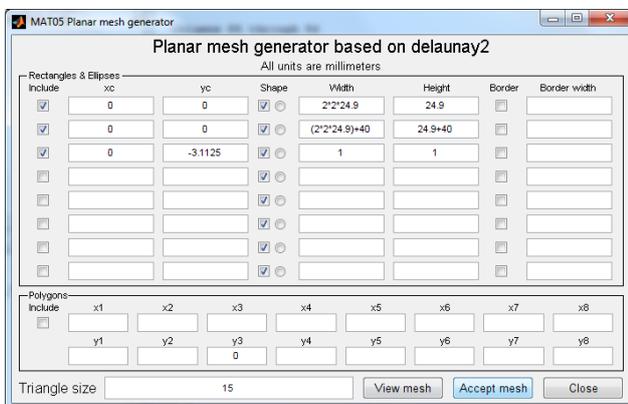


Ilustración 189: Ejecución de “*struct2d.m*” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.

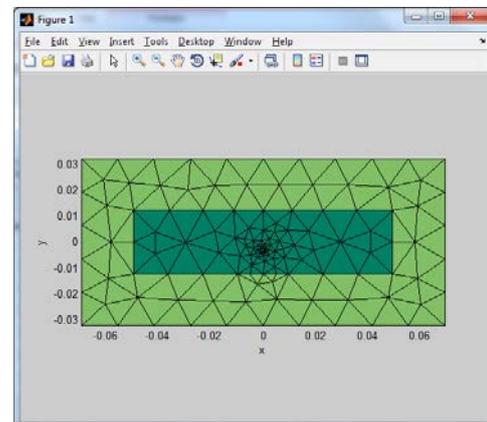


Ilustración 190: Estructura plana generada tras la ejecución del script “*struct2d.m*” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.

Y la estructura tridimensional implementada es la siguiente:

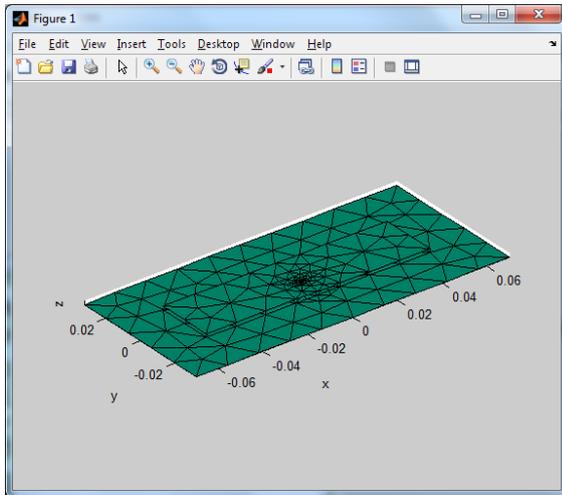


Ilustración 191: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior

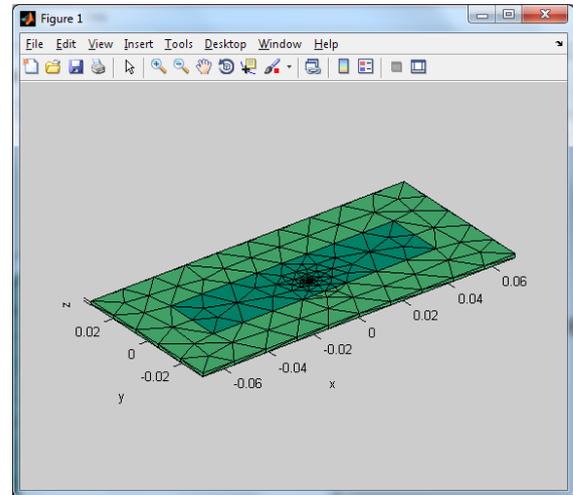


Ilustración 192: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.

Y tras la ejecución del script “*impedance.m*” en la banda de 2.5 a 3.5 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

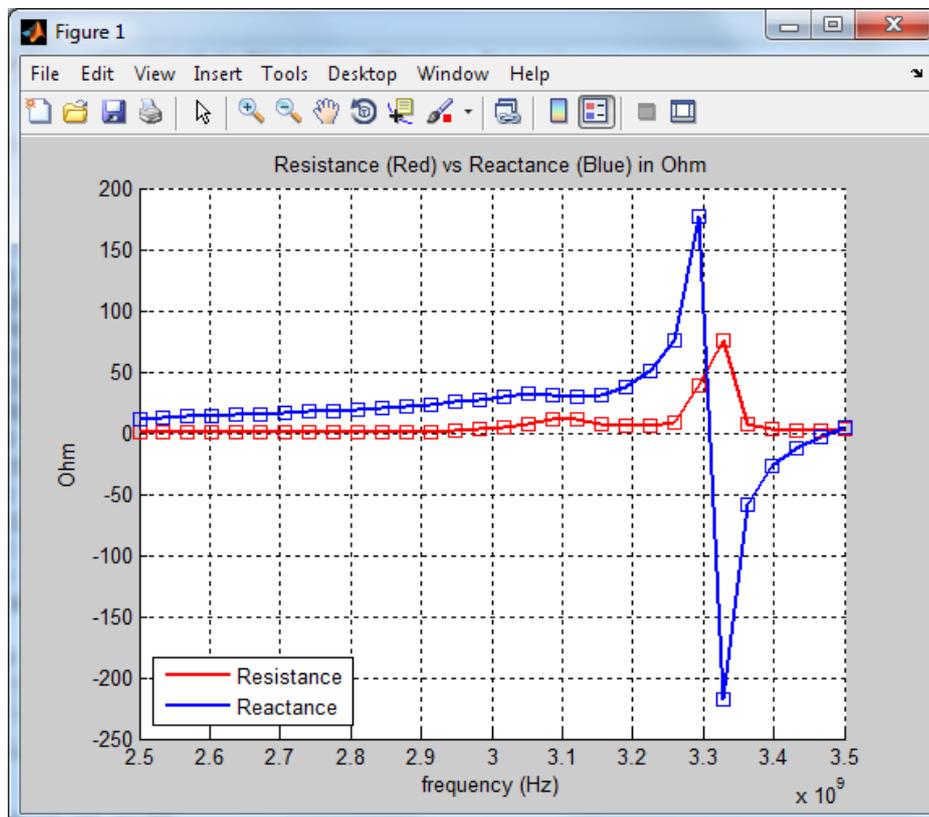


Ilustración 193: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 2λ .

Análogamente se calcula el diagrama S11 para $W=2\lambda$ obteniendo el siguiente resultado.

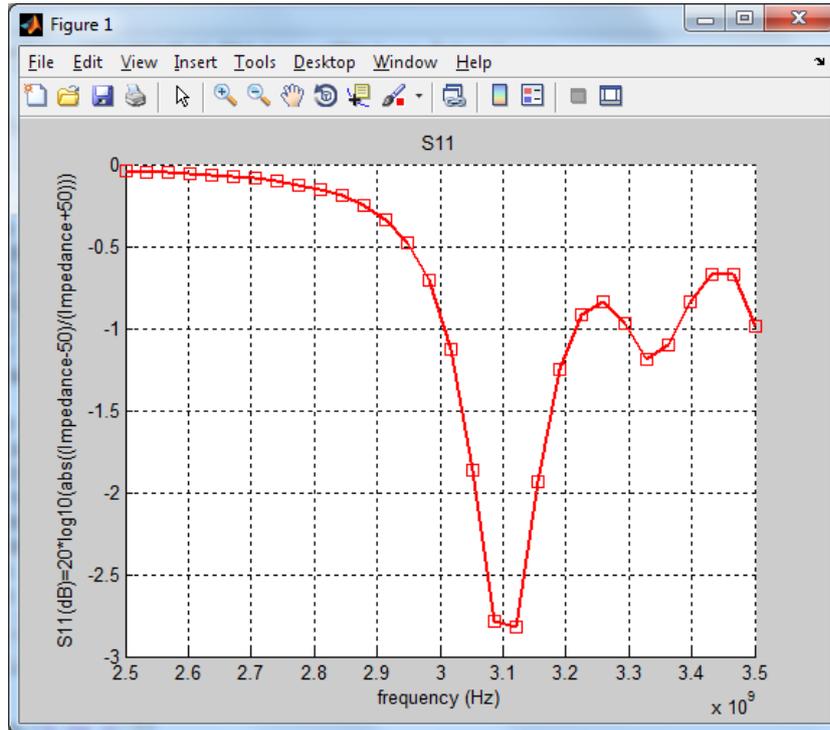


Ilustración 194: S11 (dB) entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 2λ .

1.5.2.- Cálculo de la directividad de un parche rectangular de medida $W=2\lambda$

Del mismo modo que en casos anteriores se ejecuta el script `"pattern_v2(3.27184e9,'TM10','YZ')"` y con ello se obtiene el diagrama de radiación a la frecuencia del modo TM_{10} en una esfera de radio 1Km.

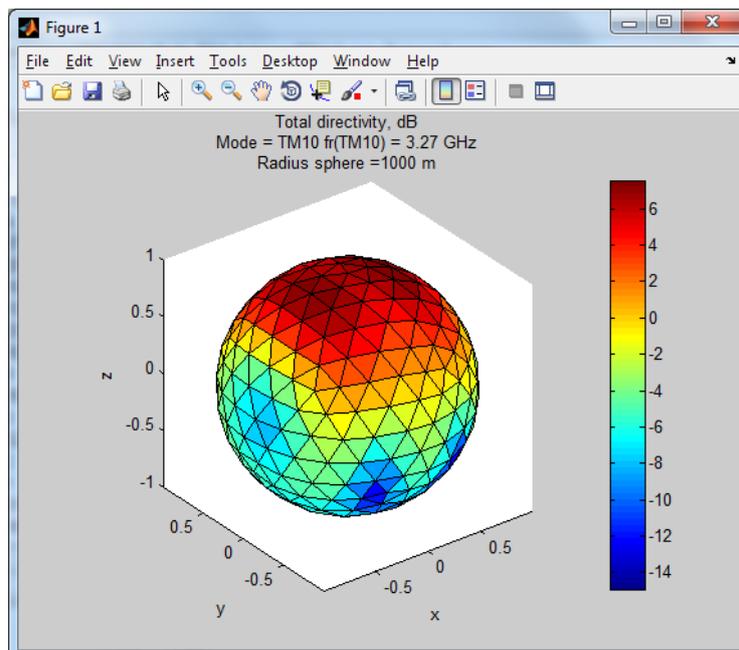


Ilustración 195: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 2λ .

Y además dicho script genera un diagrama polar en el que podemos observar la directividad co/cross polar en el plano YZ.

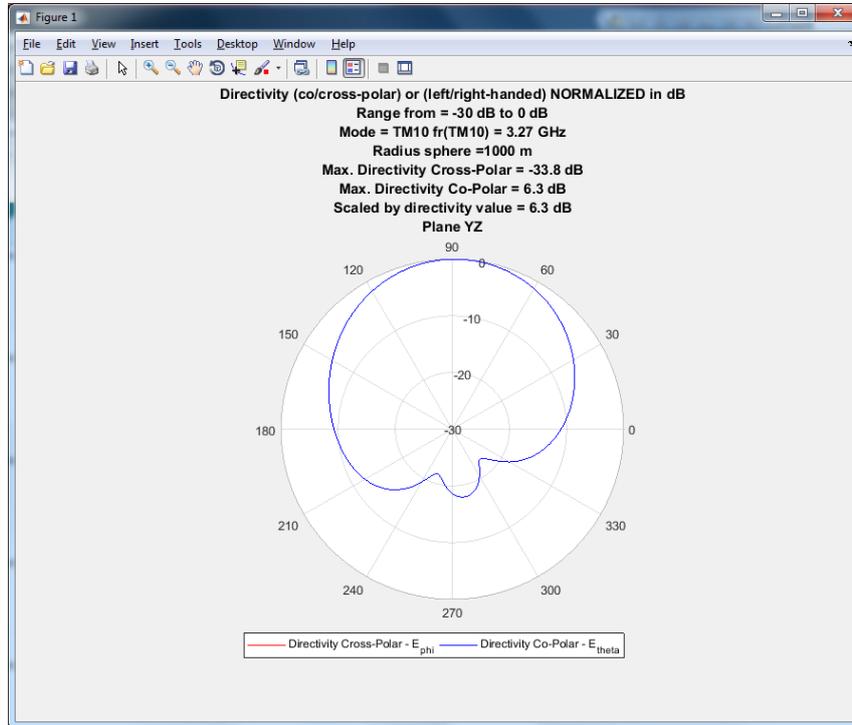


Ilustración 196: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 2λ en el plano YZ.

A continuación se vuelve a ejecutar el script `"pattern_v2(3.27184e9,'TM10','XZ')` para generar la directividad co/cross polar en el plano XZ.

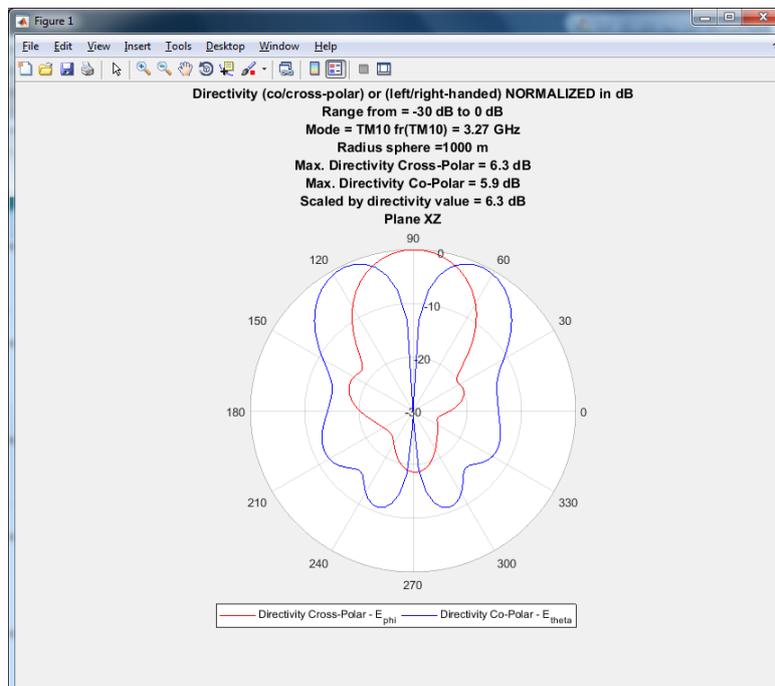


Ilustración 197: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 2λ en el plano XZ.

1.5.3.- Cálculo del ancho de banda del parche rectangular de medida $W=2\lambda$

Tal como se ha estudiado en el apartado 1.2.3.- del Capítulo 3 - en el que se analizó el ancho de banda fraccional FBW mediante el script “*eigenfreq.m*” que calcula el factor de calidad de la antena Q y localiza la frecuencia de resonancia se procede a realizar el mismo proceso para el caso del parche rectangular de medida $W=2\lambda$. Igual que en ocasiones anteriores se obvia el proceso de generación de la nueva estructura de malla “*struct3d.m*” y se analiza la solución propuesta por dicho script tras sucesivas aproximaciones que permiten refinar la solución final.

Buscando la frecuencia de resonancia en torno a la frecuencia del modo TM_{10} de 3.27 GHz se obtienen las siguientes gráficas:

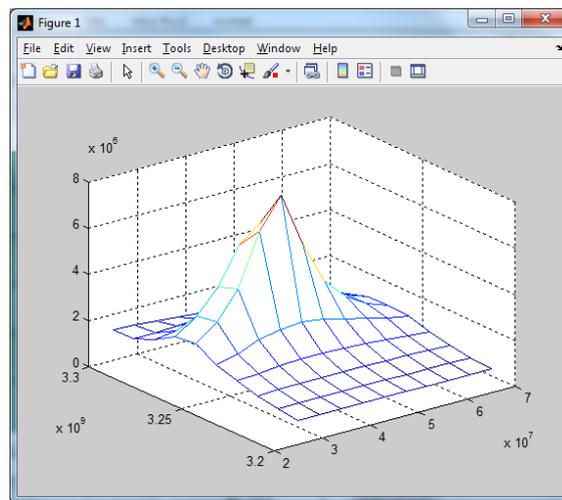


Ilustración 198: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada 1/DET que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.

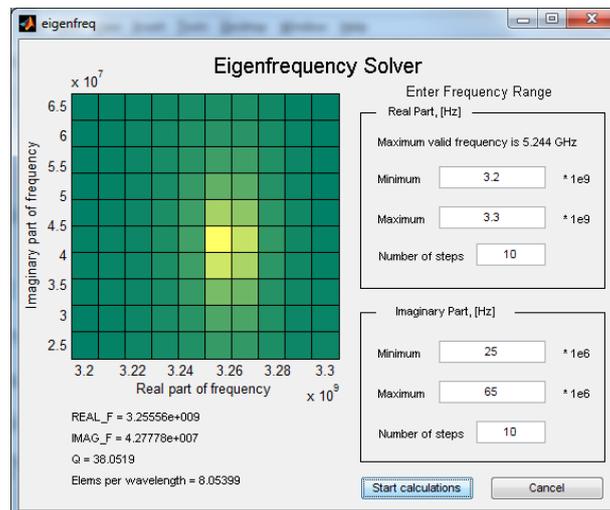


Ilustración 199: Ejecución de “*eigenfreq.m*” para el parche rectangular con $W=2\lambda$.

La solución obtenida muestra un valor del factor de calidad $Q=38.0519$, por lo que aplicando la ecuación propuesta por Balanis (3) y Makarov (5) (6) se calcula el ancho de banda relativo en torno a la frecuencia de resonancia 3.26 GHz como:

$$FBW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{38.0519} = 2.6280\% \approx 2.63\%$$

1.6.- Estudio de un parche rectangular de medida $W=4\lambda$

Tal como se ha comentado en el apartado anterior y de acuerdo con el valor de λ calculado las especificaciones del parche en estudio son:

- Medidas y propiedades del material dieléctrico: $L=20 + 24.9 + 20\text{mm}=64.9\text{mm}$, $W=20\text{mm} + 2*4*\lambda/2 \text{ mm} + 20\text{mm}=239,2\text{mm}$, $h=1.52\text{mm}$ y $\epsilon_r=3.39$.
- Medidas del plano de masa: Igual que el material dieléctrico.
- Medidas del parche metálico: $L=24.9\text{mm}$, $W=4* \lambda \text{ mm}=199.2\text{mm}$ (Que se corresponde con ocho veces la medida de W en el caso del parche cuadrado de referencia)
- Feed posicionado en $W/2$ en la dirección X y en $L/2+3.1125\text{mm}$ en la dirección Y.

1.6.1.- Cálculo de S_{11} de un parche rectangular de medida $W=4\lambda$

Del mismo modo que en apartados anteriores se procede al desarrollo de una estructura bidimensional mediante el script “*struct2d.m*” y al desarrollo de una estructura tridimensional mediante el script “*struct3d.m*” y a continuación se resuelven las ecuaciones de Maxwell mediante MoM utilizando el script “*wrapper.m*”.

La estructura bidimensional implementada mediante el script “*struct2d.m*” es la siguiente:

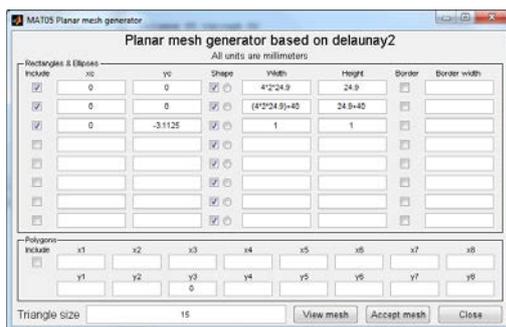


Ilustración 200: Ejecución de “*struct2d.m*” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.

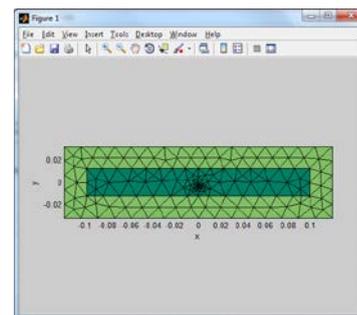


Ilustración 201: Estructura plana generada tras la ejecución del script “*struct2d.m*” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.

Y la estructura tridimensional implementada es la siguiente:

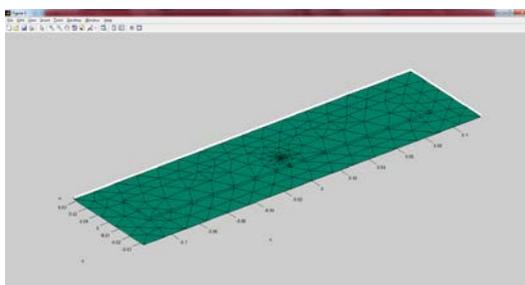


Ilustración 202: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior.

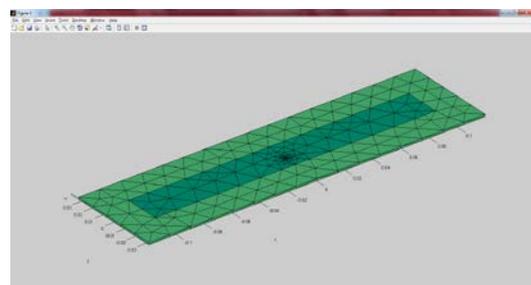


Ilustración 203: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.

Y tras la ejecución del script “*impedance.m*” en la banda de 2.5 a 3.5 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

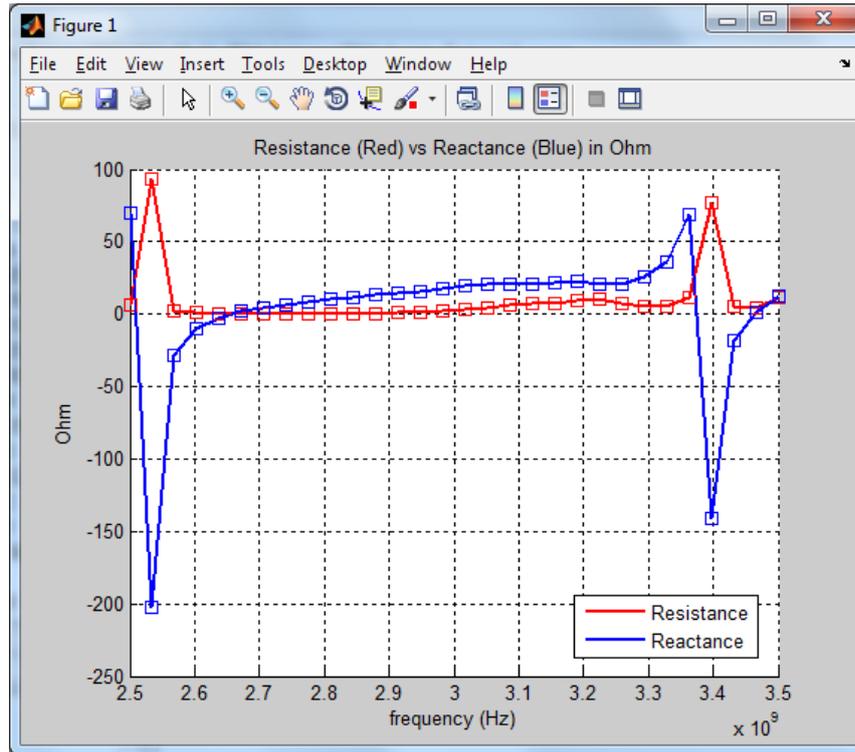


Ilustración 204: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 4λ .

Análogamente se calcula el diagrama S11 para $W=4\lambda$ obteniendo el siguiente resultado.

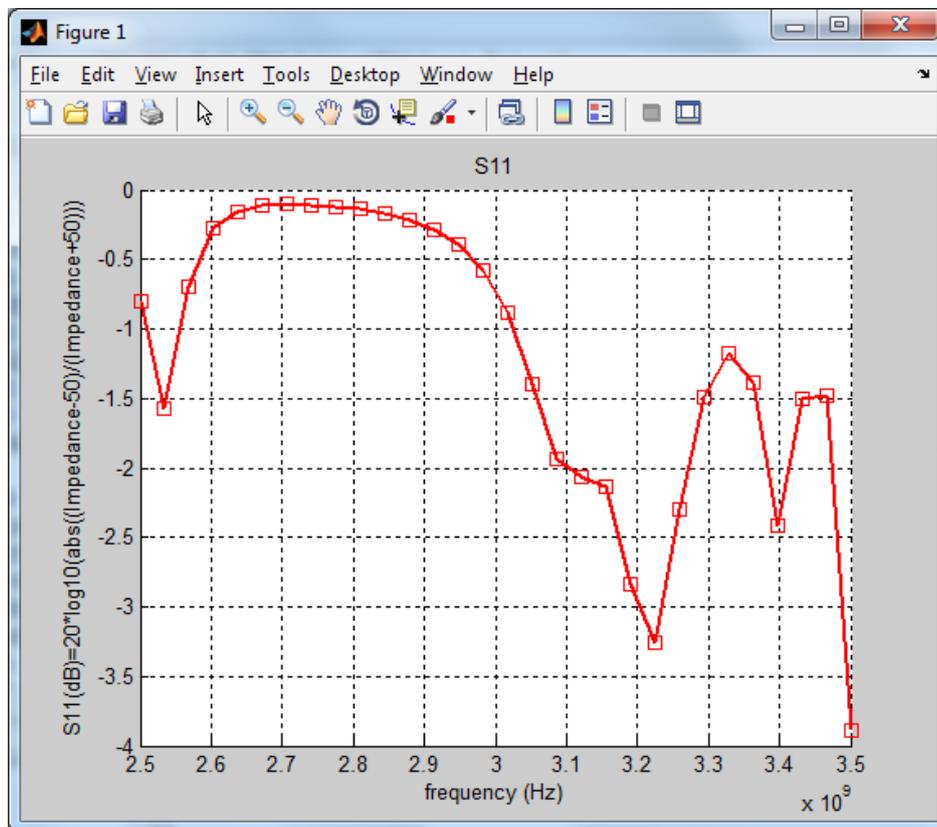


Ilustración 205: S11 (dB) entre 2.2 y 2.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 4λ .

1.6.2.- Cálculo de la directividad de un parche rectangular de medida $W=4\lambda$

Del mismo modo que en casos anteriores se ejecuta el script `"pattern_v2(3.27184e9,'TM10','YZ')"` y con ello se obtiene el diagrama de radiación a la frecuencia del modo TM_{10} en una esfera de radio 1Km.

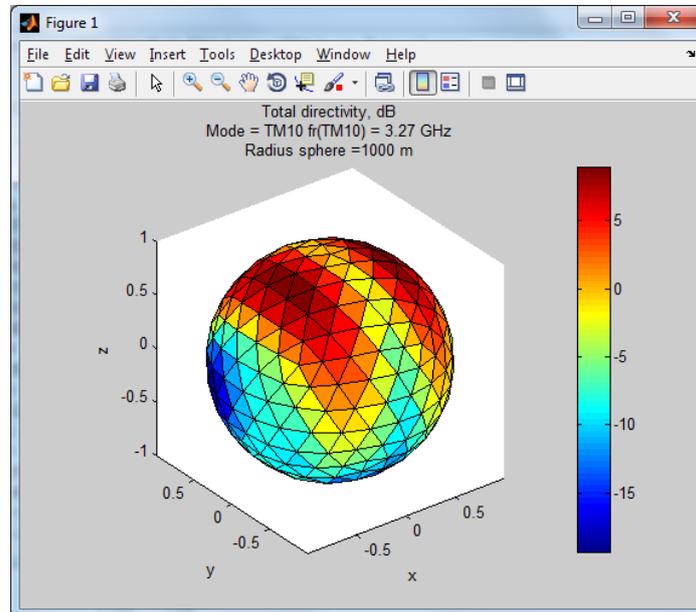


Ilustración 206: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 4λ

Y además dicho script genera un diagrama polar en el que podemos observar la directividad co/cross polar en el plano YZ.

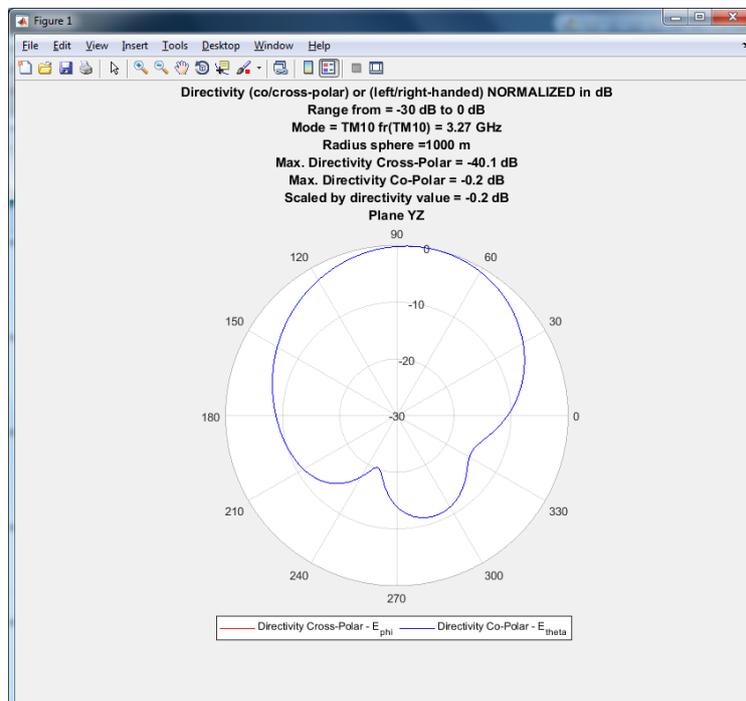


Ilustración 207: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 4λ en el plano YZ.

A continuación se vuelve a ejecutar el script `"pattern_v2(3.27184e9,'TM10','XZ')"` para generar la directividad co/cross polar en el plano XZ.

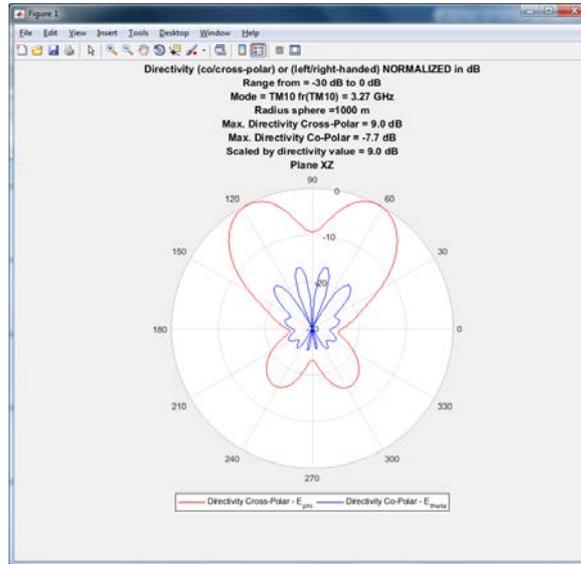


Ilustración 208: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 4λ en el plano XZ.

1.6.3.- Cálculo del ancho de banda del parche rectangular de medida $W=4\lambda$

Tal como se ha estudiado en el apartado 1.2.3.- del Capítulo 3 - en el que se analizó el ancho de banda fraccional FBW mediante el script `"eigenfreq.m"` que calcula el factor de calidad de la antena Q y localiza la frecuencia de resonancia se procede a realizar el mismo proceso para el caso del parche rectangular de medida $W=4\lambda$. Igual que en ocasiones anteriores se obvia el proceso de generación de la nueva estructura de malla `"struct3d.m"` y se analiza la solución propuesta por dicho script tras sucesivas aproximaciones que permiten refinar la solución final.

Buscando la frecuencia de resonancia en torno a la frecuencia del modo TM_{10} de 3.27 GHz se obtienen las siguientes gráficas:

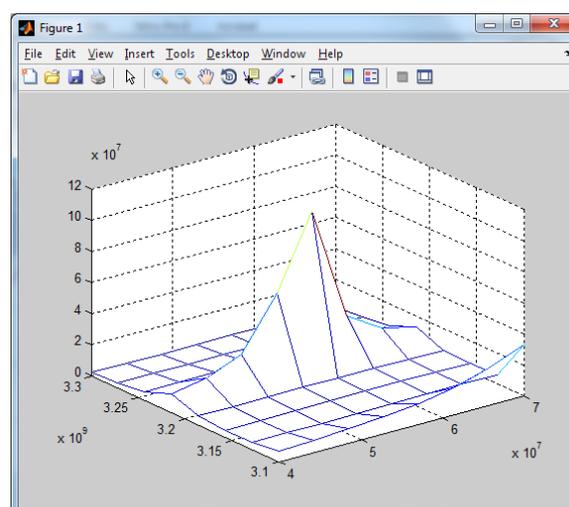


Ilustración 209: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada $1/DET$ que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.

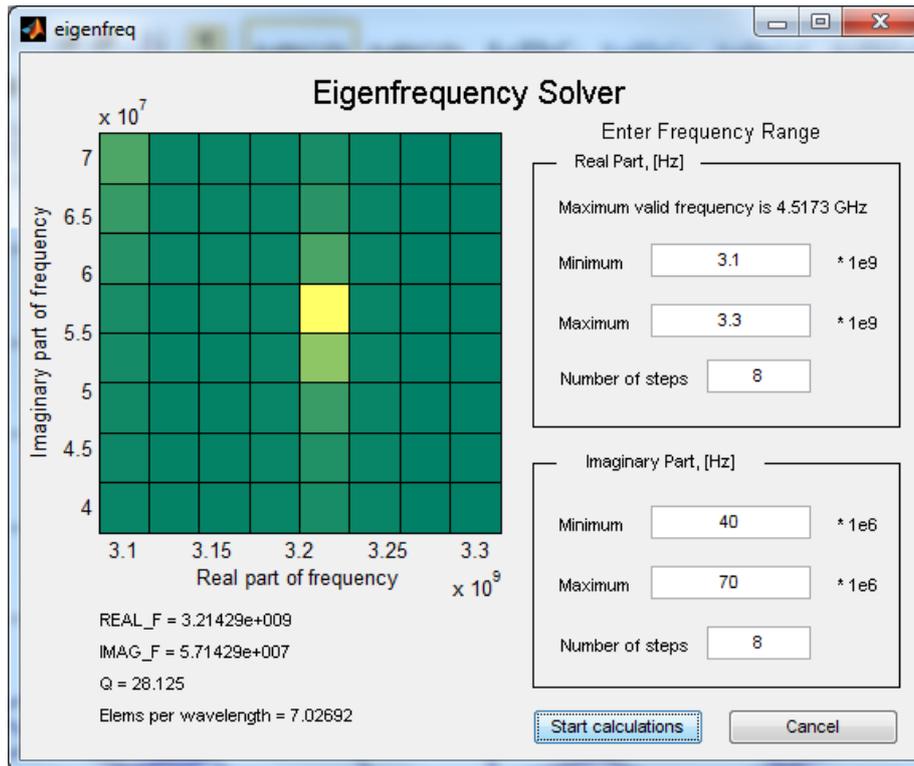


Ilustración 210: Ejecución de “*eigenfreq.m*” para el parche rectangular con $W=4\lambda$.

La solución obtenida muestra un valor del factor de calidad $Q=38.0519$, por lo que aplicando la ecuación propuesta por Balanis (3) y Makarov (5) (6) se calcula el ancho de banda relativo en torno a la frecuencia de resonancia 3.21 GHz como:

$$FBW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{28.125} = 3.56\%$$

1.7.- Estudio de un parche rectangular de medida $W=5\lambda$

Tal como se ha comentado en el apartado anterior y de acuerdo con el valor de λ calculado las especificaciones del parche en estudio son:

- Medidas y propiedades del material dieléctrico: $L=20 + 24.9 + 20\text{mm}=64.9\text{mm}$, $W=20\text{mm} + 2*5*\lambda/2 \text{ mm} + 20\text{mm}=289\text{mm}$, $h=1.52\text{mm}$ y $\epsilon_r=3.39$.
- Medidas del plano de masa: Igual que el material dieléctrico.
- Medidas del parche metálico: $L=24.9\text{mm}$, $W=5* \lambda \text{ mm}=249\text{mm}$ (Que se corresponde con diez veces la medida de W en el caso del parche cuadrado de referencia)
- Feed posicionado en $W/2$ en la dirección X y en $L/2+3.1125\text{mm}$ en la dirección Y .

1.7.1.- Cálculo de S_{11} de un parche rectangular de medida $W=5\lambda$

Del mismo modo que en apartados anteriores se procede al desarrollo de una estructura bidimensional mediante el script “*struct2d.m*” y al desarrollo de una estructura tridimensional mediante el script “*struct3d.m*” y a continuación se resuelven las ecuaciones de Maxwell mediante MoM utilizando el script “*wrapper.m*”.

La estructura bidimensional implementada mediante el script “*struct2d.m*” es la siguiente:

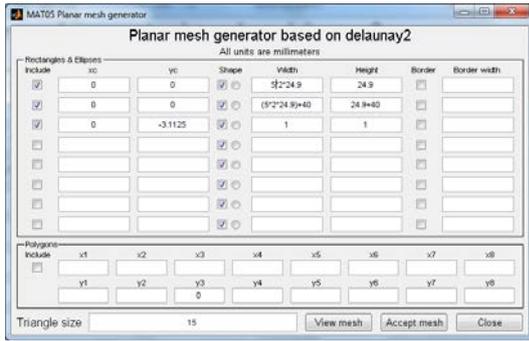


Ilustración 211: Ejecución de “*struct2d.m*” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.

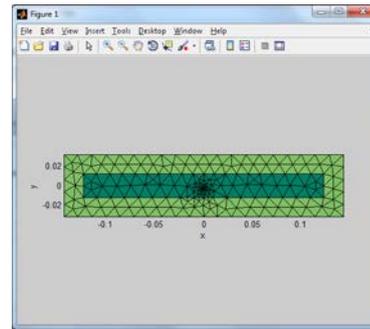


Ilustración 212: Estructura plana generada tras la ejecución del script “*struct2d.m*” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.

Y la estructura tridimensional implementada es la siguiente:

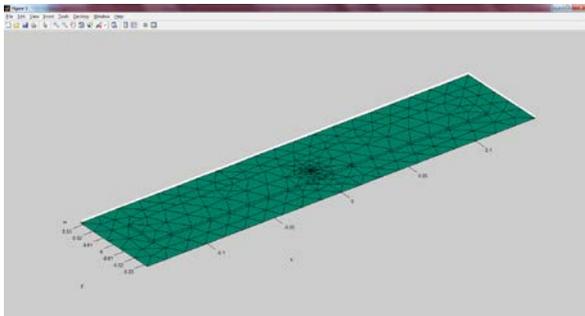


Ilustración 213: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior.

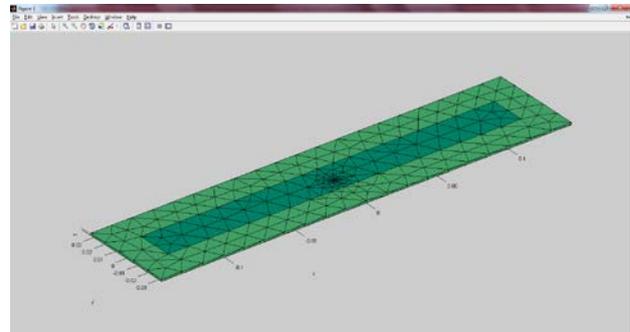


Ilustración 214: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.

Y tras la ejecución del script “*impedance.m*” en la banda de 2.5 a 3.5 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

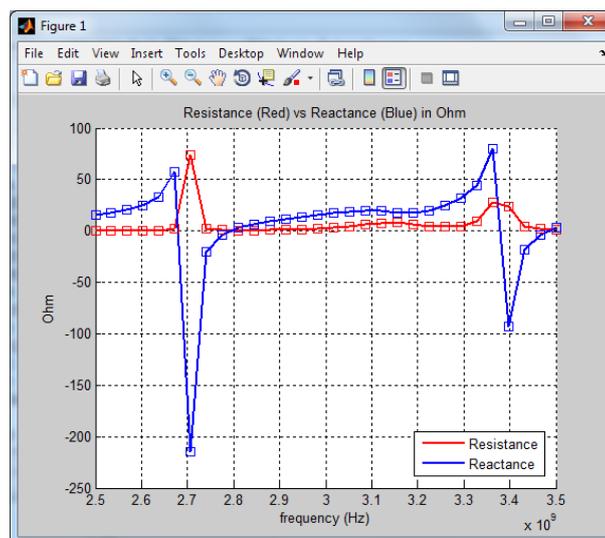


Ilustración 215: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 5λ .

Análogamente se calcula el diagrama S11 para $W=5\lambda$ obteniendo el siguiente resultado.

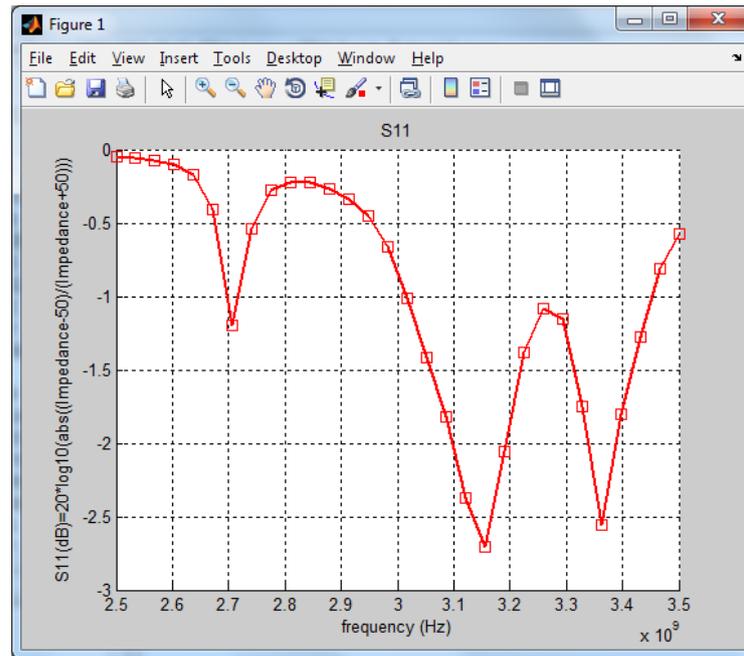


Ilustración 216: S11 (dB) entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 5λ .

1.7.2.- Cálculo de la directividad de un parche rectangular de medida $W=5\lambda$

Del mismo modo que en casos anteriores se ejecuta el script `“pattern_v2(3.27184e9, 'TM10', 'YZ')”` y con ello se obtiene el diagrama de radiación a la frecuencia del modo TM_{10} en una esfera de radio 1Km.

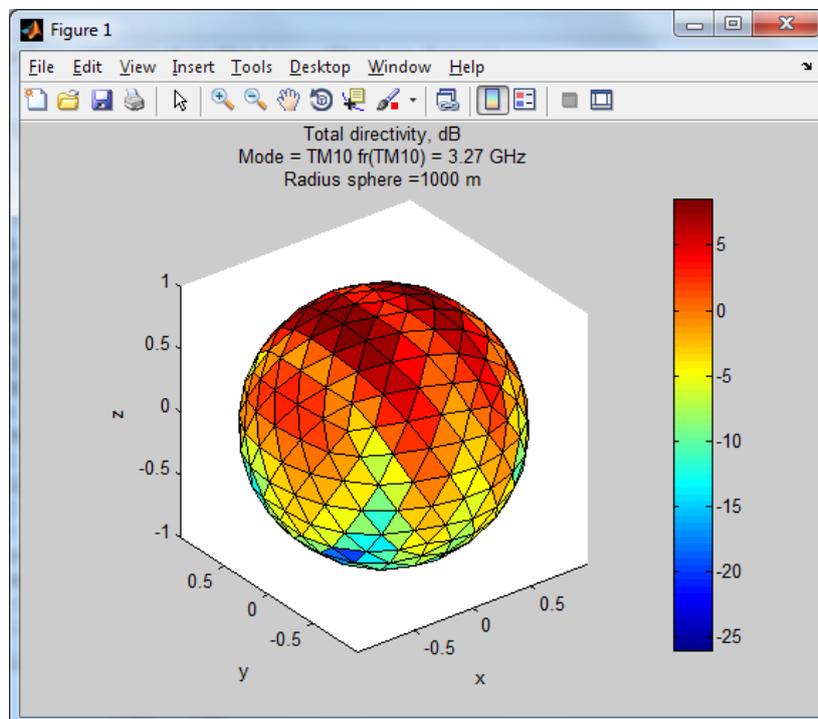


Ilustración 217: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 5λ

Y además dicho script genera un diagrama polar en el que podemos observar la directividad co/cross polar en el plano YZ.

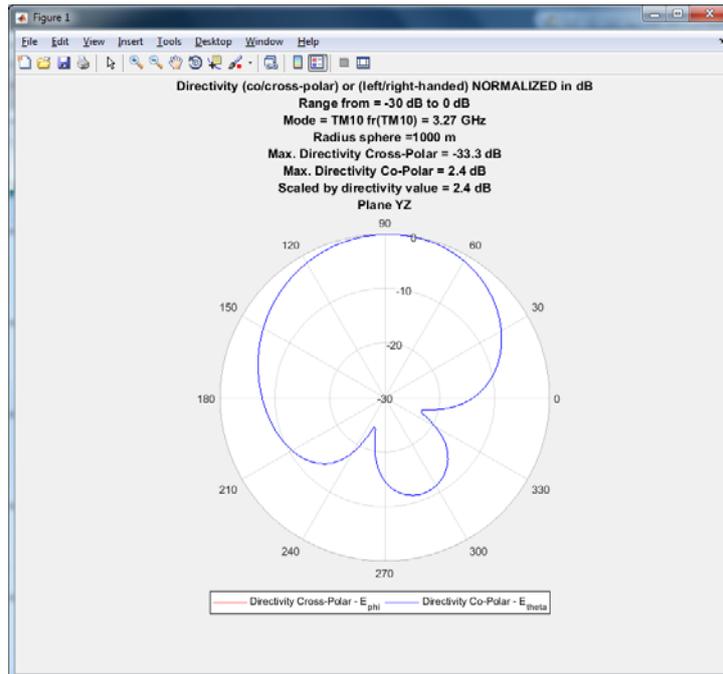


Ilustración 218: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 5λ en el plano YZ.

A continuación se vuelve a ejecutar el script `"pattern_v2(3.27184e9,'TM10','XZ')` para generar la directividad co/cross polar en el plano XZ.

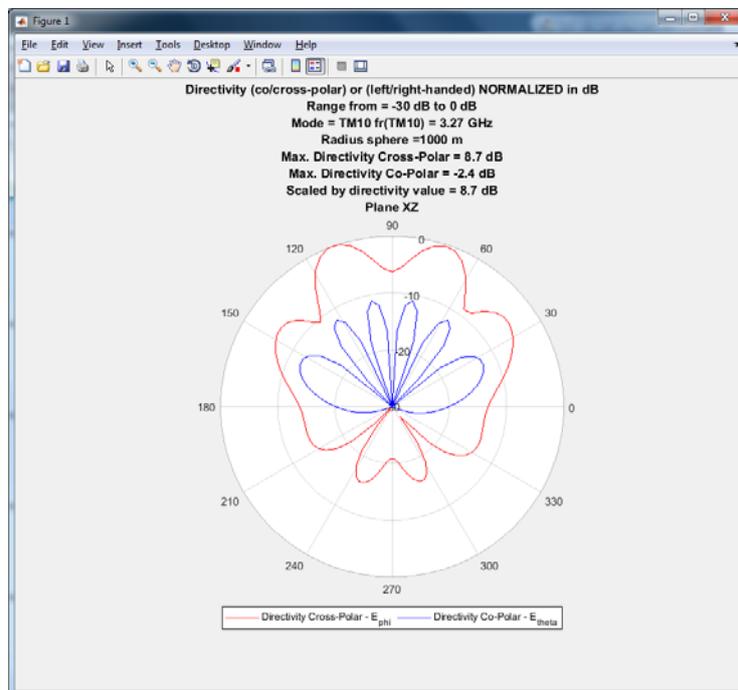


Ilustración 219: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia central 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 5λ en el plano XZ.

1.7.3.- Cálculo del ancho de banda del parche rectangular de medida $W=5\lambda$

Tal como se ha estudiado en el apartado 1.2.3.- del Capítulo 3 - en el que se analizó el ancho de banda fraccional FBW mediante el script `"eigenfreq.m"` que calcula el factor de calidad de la antena

Q y localiza la frecuencia de resonancia se procede a realizar el mismo proceso para el caso del parche rectangular de medida $W=5\lambda$. Igual que en ocasiones anteriores se obvia el proceso de generación de la nueva estructura de malla “struct3d.m” y se analiza la solución propuesta por dicho script tras sucesivas aproximaciones que permiten refinar la solución final.

Buscando la frecuencia de resonancia en torno a la frecuencia del modo TM_{10} de 3.27 GHz se obtienen las siguientes gráficas:

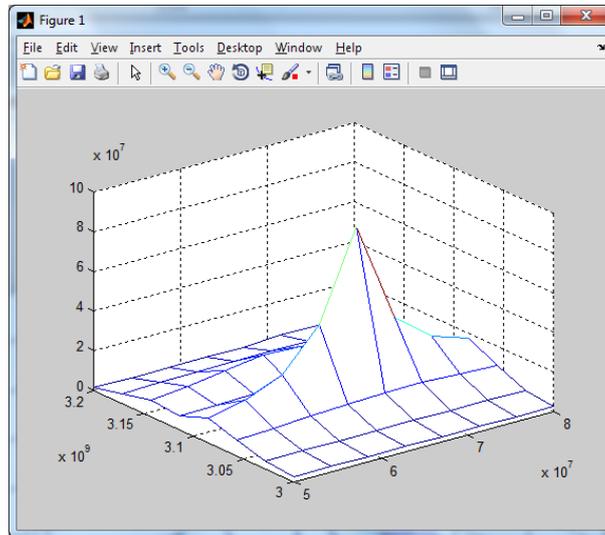


Ilustración 220: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada 1/DET que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.

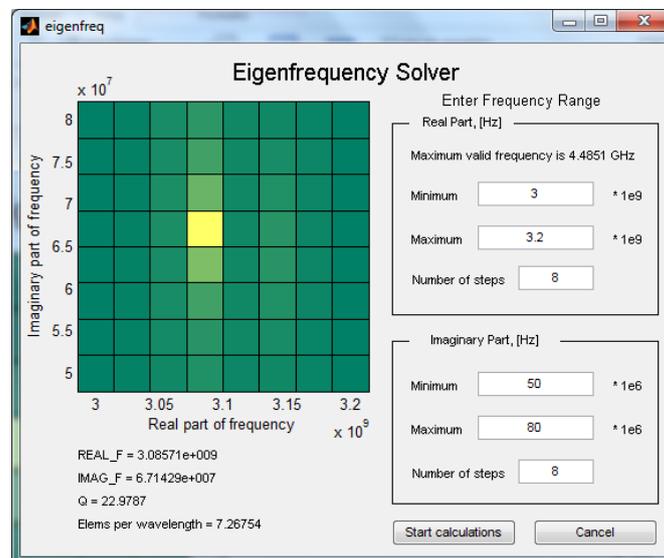


Ilustración 221: Ejecución de “eigenfreq.m” para el parche rectangular con $W=5\lambda$.

La solución obtenida muestra un valor del factor de calidad $Q=38.0519$, por lo que aplicando la ecuación propuesta por Balanis (3) y Makarov (5) (6) se calcula el ancho de banda relativo en torno a la frecuencia de resonancia 3.09 GHz como:

$$FBW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{22.9787} = 4.3519\% \approx 4.35\%$$

1.8.- Estudio de un parche rectangular de medida $W=7.5\lambda$

Tal como se ha comentado en el apartado anterior y de acuerdo con el valor de λ calculado las especificaciones del parche en estudio son:

- Medidas y propiedades del material dieléctrico: $L=20 + 24.9 + 20\text{mm}=64.9\text{mm}$, $W=20\text{mm} + 2*7.5*\lambda/2 \text{ mm} + 20\text{mm}=413.5\text{mm}$, $h=1.52\text{mm}$ y $\epsilon_r=3.39$.
- Medidas del plano de masa: Igual que el material dieléctrico.
- Medidas del parche metálico: $L=24.9\text{mm}$, $W=7.5* \lambda \text{ mm}=373.5\text{mm}$ (Que se corresponde con quince veces la medida de W en el caso del parche cuadrado de referencia)
- Feed posicionado en $W/2$ en la dirección X y en $L/2+3.1125\text{mm}$ en la dirección Y .

1.8.1.- Cálculo de S_{11} de un parche rectangular de medida $W=7.5\lambda$

Del mismo modo que en apartados anteriores se procede al desarrollo de una estructura bidimensional mediante el script “*struct2d.m*” y al desarrollo de una estructura tridimensional mediante el script “*struct3d.m*” y a continuación se resuelven las ecuaciones de Maxwell mediante MoM utilizando el script “*wrapper.m*”.

La estructura bidimensional implementada mediante el script “*struct2d.m*” es la siguiente:

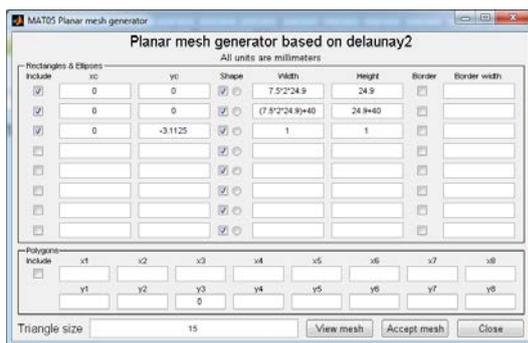


Ilustración 222: Ejecución de “*struct2d.m*” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.

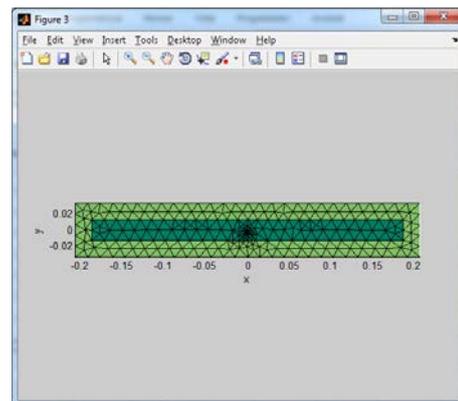


Ilustración 223: Estructura plana generada tras la ejecución del script “*struct2d.m*” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.

Y la estructura tridimensional implementada es la siguiente:

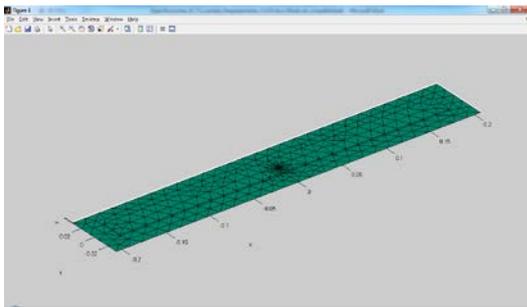


Ilustración 224: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior.

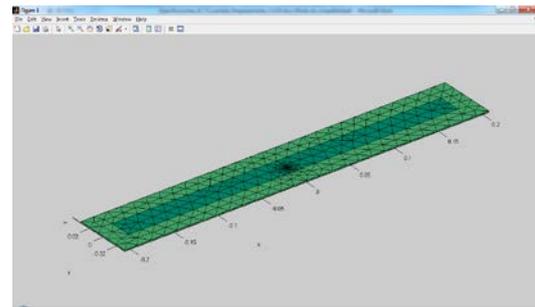


Ilustración 225: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.

Y tras la ejecución del script “*impedance.m*” en la banda de 2.5 a 3.5 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

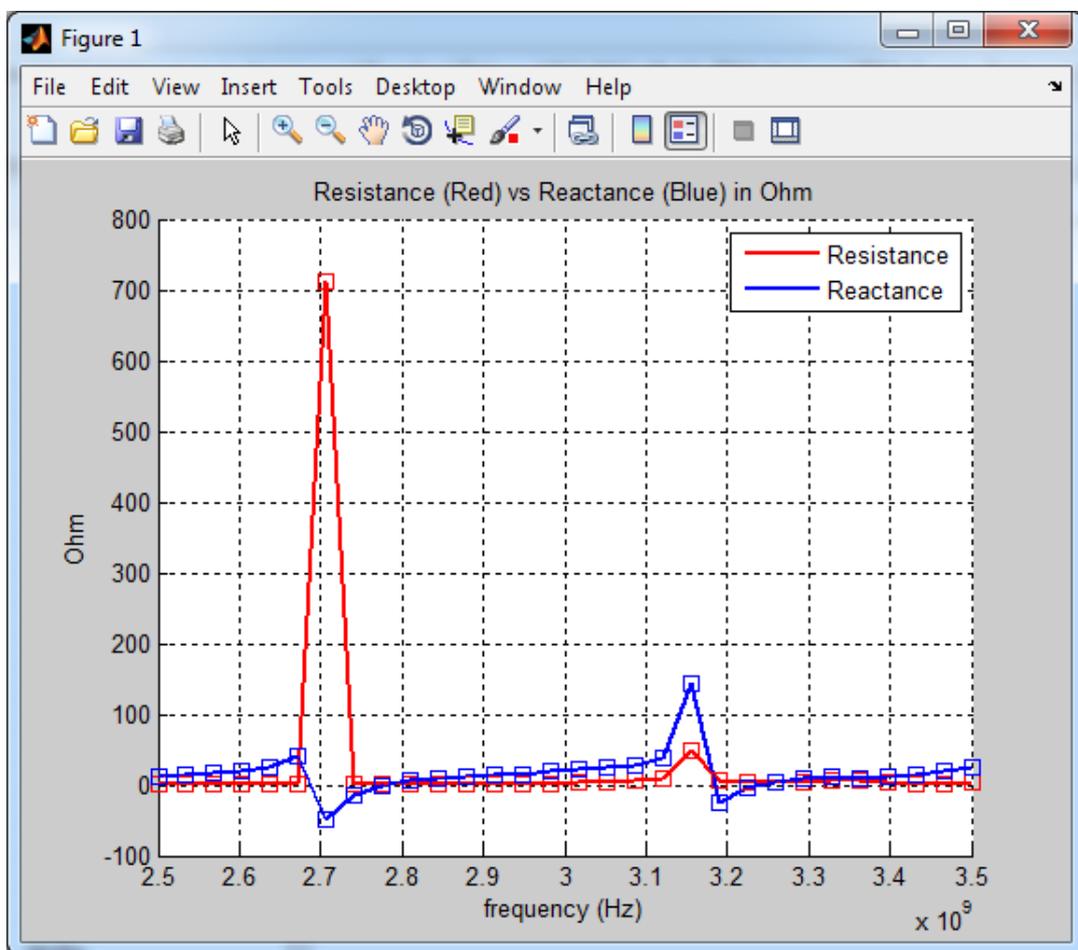


Ilustración 226: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 7.5λ .

Análogamente se calcula el diagrama S11 para $W=7.5\lambda$ obteniendo el siguiente resultado.

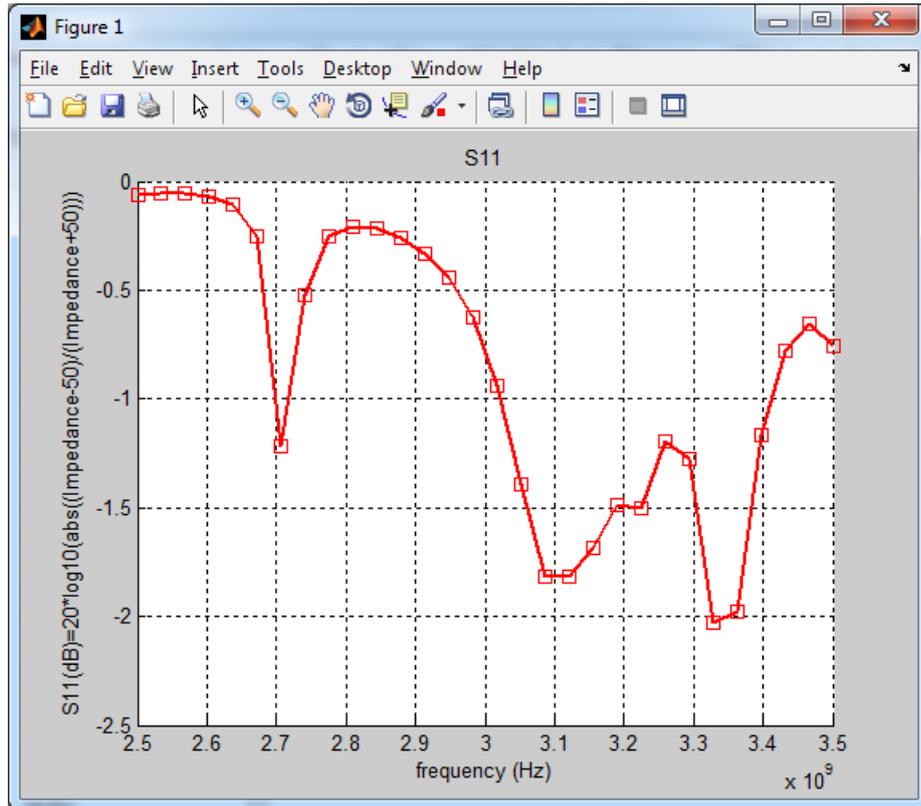


Ilustración 227: S11 (dB) entre 2.5 y 7.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 7.5λ .

1.8.2.- Cálculo de la directividad de un parche rectangular de medida $W=7.5\lambda$

Del mismo modo que en casos anteriores se ejecuta el script `"pattern_v2(3.27184e9,'TM10','YZ')"` y con ello se obtiene el diagrama de radiación a la frecuencia del modo TM_{10} en una esfera de radio 1Km.

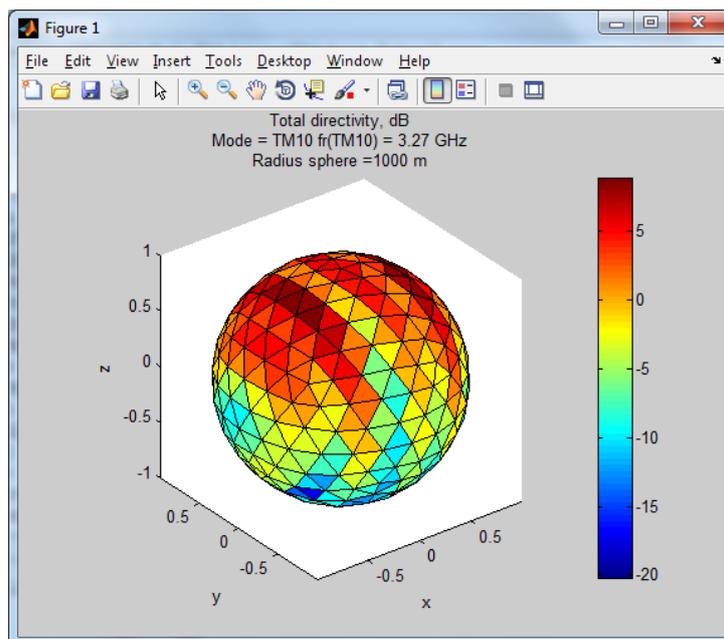


Ilustración 228: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 7.5λ .

Y además dicho script genera un diagrama polar en el que podemos observar la directividad co/cross polar

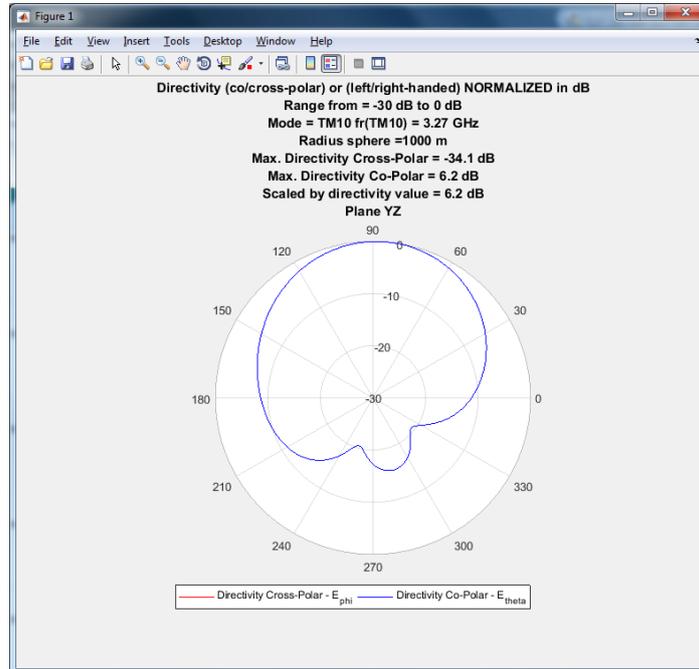


Ilustración 229: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 7.5λ en el plano YZ.

A continuación se vuelve a ejecutar el script “*pattern_v2(3.27184e9, 'TM10', 'XZ')*” para generar la directividad co/cross polar en el plano XZ.

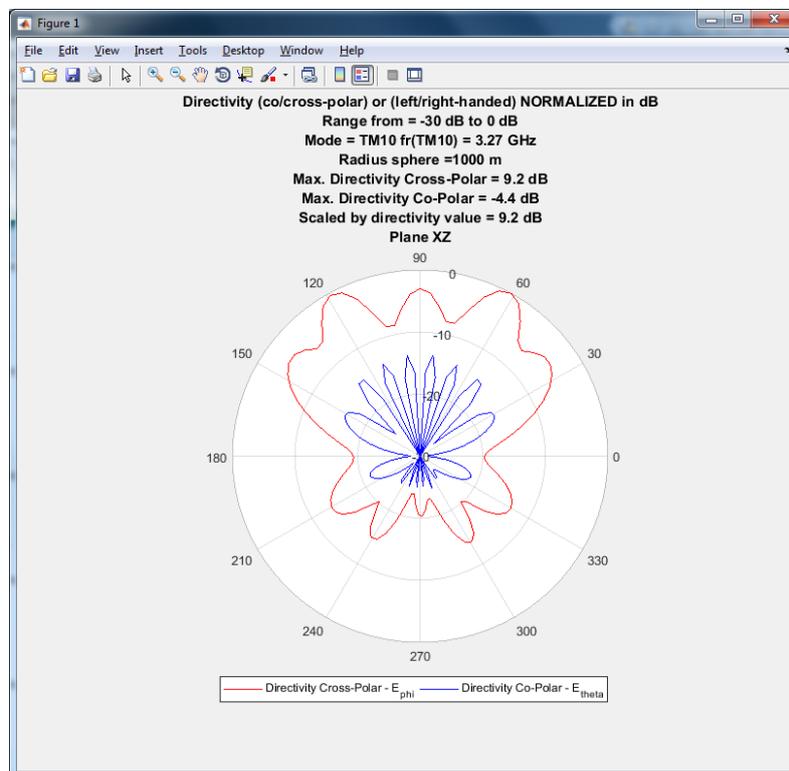


Ilustración 230: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 7.5λ en el plano XZ.

1.8.3.- Cálculo del ancho de banda del parche rectangular de medida $W=7.5\lambda$

Tal como se ha estudiado en el apartado 1.2.3.- del Capítulo 3 - en el que se analizó el ancho de banda fraccional FBW mediante el script “*eigenfreq.m*” que calcula el factor de calidad de la antena Q y localiza la frecuencia de resonancia se procede a realizar el mismo proceso para el caso del parche rectangular de medida $W=7.5\lambda$. Igual que en ocasiones anteriores se obvia el proceso de generación de la nueva estructura de malla “*struct3d.m*” y se analiza la solución propuesta por dicho script tras sucesivas aproximaciones que permiten refinar la solución final.

Buscando la frecuencia de resonancia en torno a la frecuencia del modo TM_{10} de 3.27 GHz se obtienen las siguientes gráficas:

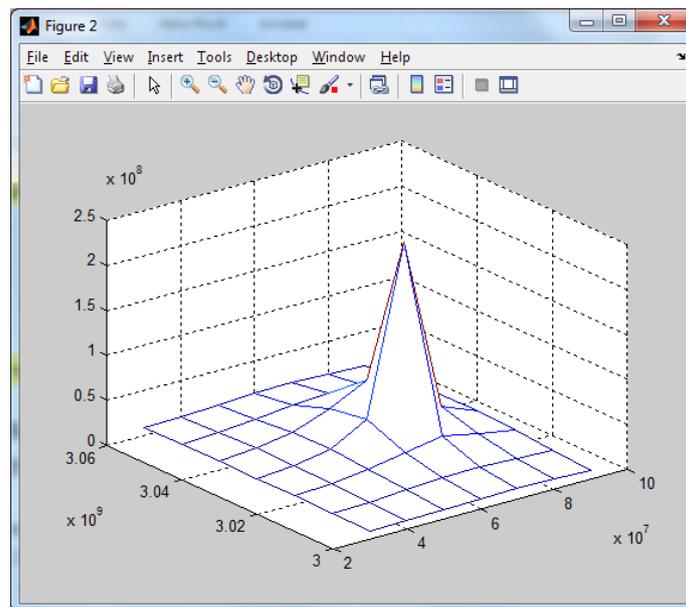


Ilustración 231: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada $1/DET$ que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.

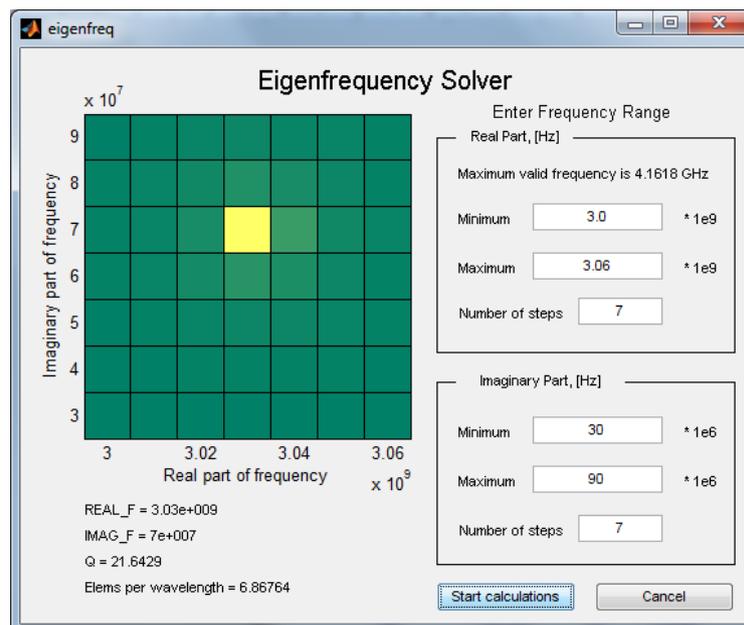


Ilustración 232: Ejecución de “*eigenfreq.m*” para el parche rectangular con $W=7.5\lambda$.

La solución obtenida muestra un valor del factor de calidad $Q=21.6429$, por lo que aplicando la ecuación propuesta por Balanis (3) y Makarov (5) (6) se calcula el ancho de banda relativo en torno a la frecuencia de resonancia 3.03 GHz como:

$$FBW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{21.6429} = 4.6205\% \approx 4.62\%$$

1.9.- Estudio de un parche rectangular de medida $W=10\lambda$

Tal como se ha comentado en el apartado anterior y de acuerdo con el valor de λ calculado las especificaciones del parche en estudio son:

- Medidas y propiedades del material dieléctrico: $L=20 + 24.9 + 20\text{mm}=64.9\text{mm}$, $W=20\text{mm} + 2*10*\lambda/2 \text{ mm} + 20\text{mm}=538\text{mm}$, $h=1.52\text{mm}$ y $\epsilon_r=3.39$.
- Medidas del plano de masa: Igual que el material dieléctrico.
- Medidas del parche metálico: $L=24.9\text{mm}$, $W=10* \lambda \text{ mm}=498\text{mm}$ (Que se corresponde con veinte veces la medida de W en el caso del parche cuadrado de referencia)
- Feed posicionado en $W/2$ en la dirección X y en $L/2+3.1125\text{mm}$ en la dirección Y .

1.9.1.- Cálculo de S_{11} de un parche rectangular de medida $W=10\lambda$

Del mismo modo que en apartados anteriores se procede al desarrollo de una estructura bidimensional mediante el script “*struct2d.m*” y al desarrollo de una estructura tridimensional mediante el script “*struct3d.m*” y a continuación se resuelven las ecuaciones de Maxwell mediante MoM utilizando el script “*wrapper.m*”.

La estructura bidimensional implementada mediante el script “*struct2d.m*” es la siguiente:

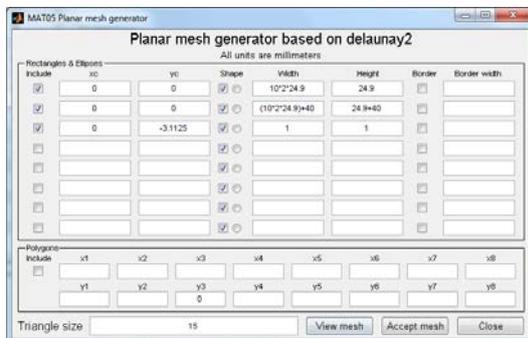


Ilustración 233: Ejecución de “*struct2d.m*” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.

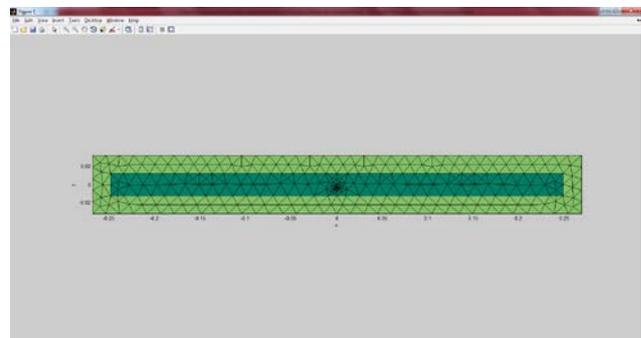


Ilustración 234: Estructura plana generada tras la ejecución del script “*struct2d.m*” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.

Y la estructura tridimensional implementada es la siguiente:

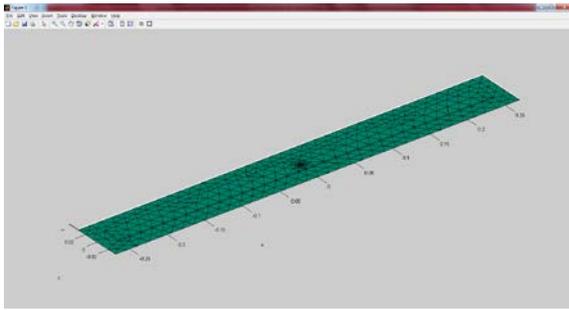


Ilustración 235: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior.

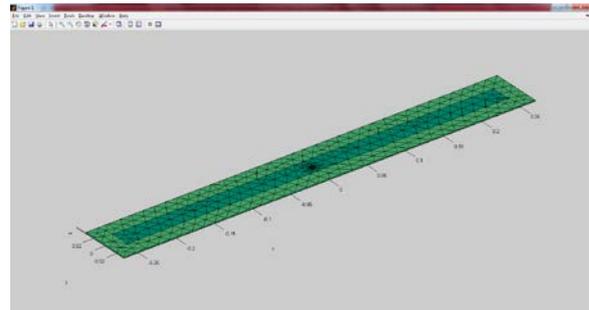


Ilustración 236: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.

Y tras la ejecución del script “*impedance.m*” en la banda de 2.5 a 3.5 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

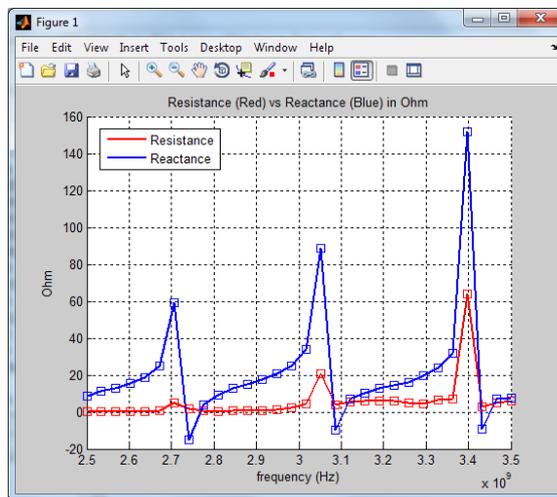


Ilustración 237: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 10λ .

Análogamente se calcula el diagrama S11 para $W=10\lambda$ obteniendo el siguiente resultado.

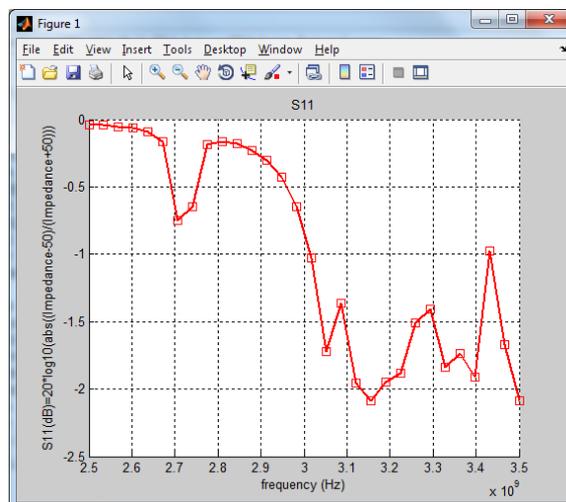


Ilustración 238: S11 (dB) entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 10λ .

1.9.2.- Cálculo de la directividad de un parche rectangular de medida $W=10\lambda$

Del mismo modo que en casos anteriores se ejecuta el script `"pattern_v2(3.27184e9,'TM10','YZ')"` y con ello se obtiene el diagrama de radiación a la frecuencia del modo TM_{10} en una esfera de radio 1Km.

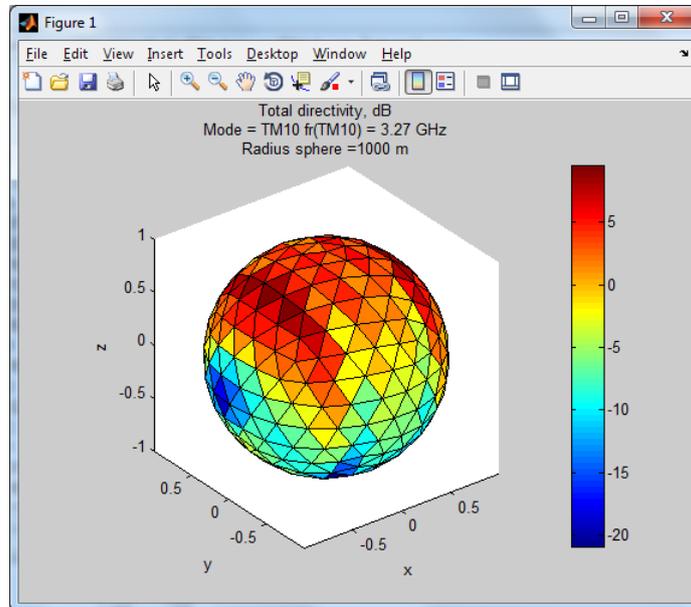


Ilustración 239: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 10λ

Y además dicho script genera un diagrama polar en el que podemos observar la directividad co/cross polar

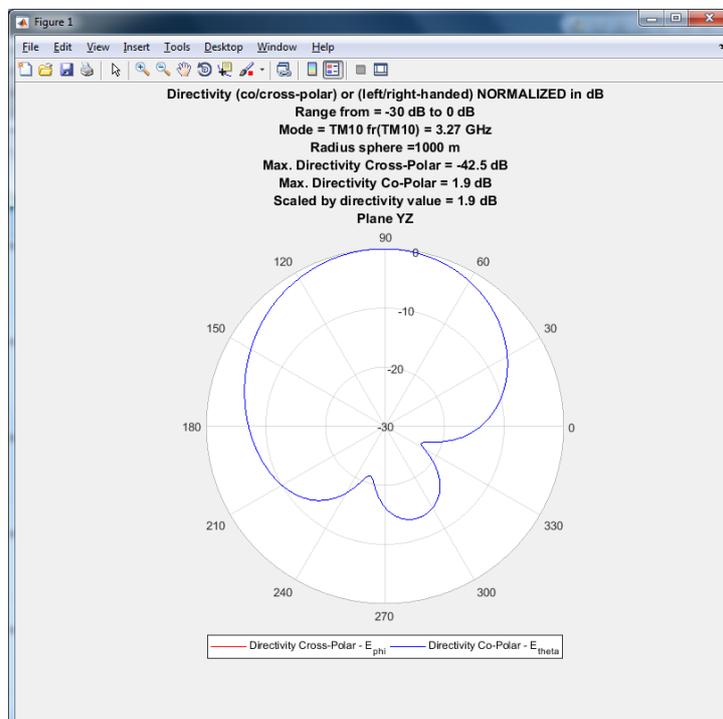


Ilustración 240: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 10λ en el plano YZ.

A continuación se vuelve a ejecutar el script `pattern_v2(3.27184e9,'TM10','XZ')` para generar la directividad co/cross polar en el plano XZ.

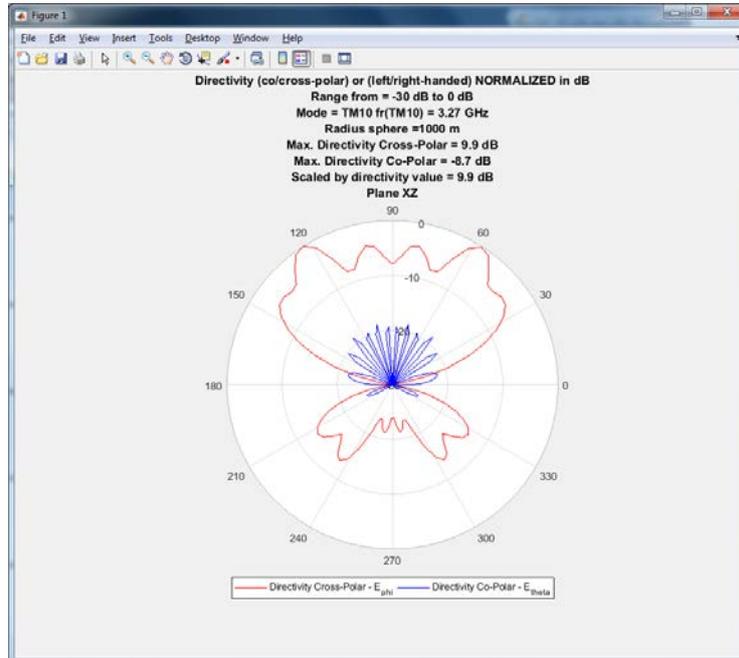


Ilustración 241: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 10λ en el plano XZ.

1.9.3.- Cálculo del ancho de banda del parche rectangular de medida $W=10\lambda$

Tal como se ha estudiado en el apartado 1.2.3.- del Capítulo 3 - en el que se analizó el ancho de banda fraccional FBW mediante el script `"eigenfreq.m"` que calcula el factor de calidad de la antena Q y localiza la frecuencia de resonancia se procede a realizar el mismo proceso para el caso del parche rectangular de medida $W=10\lambda$. Igual que en ocasiones anteriores se obvia el proceso de generación de la nueva estructura de malla `"struct3d.m"` y se analiza la solución propuesta por dicho script tras sucesivas aproximaciones que permiten refinar la solución final.

Buscando la frecuencia de resonancia en torno a la frecuencia del modo TM_{10} de 3.27 GHz se obtienen las siguientes gráficas:

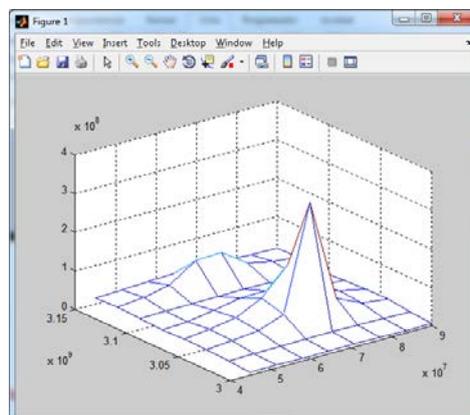


Ilustración 242: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada $1/DET$ que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.

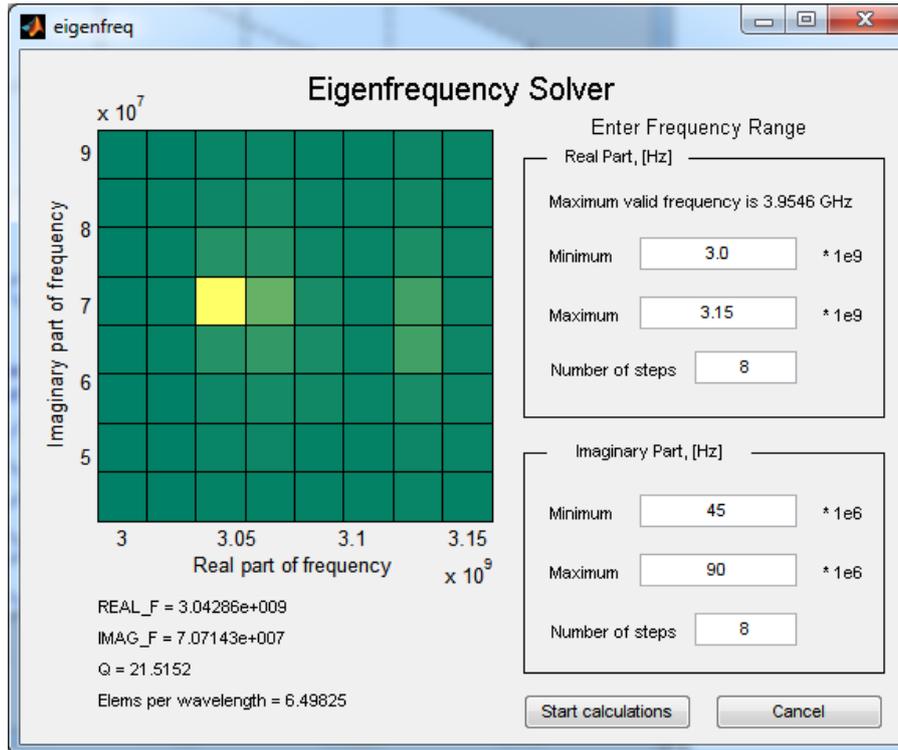


Ilustración 243: Ejecución de “*eigenfreq.m*” para el parche rectangular con $W=10\lambda$.

La solución obtenida muestra un valor del factor de calidad $Q=21.5152$, por lo que aplicando la ecuación propuesta por Balanis (3) y Makarov (5) (6) se calcula el ancho de banda relativo en torno a la frecuencia de resonancia 3.04 GHz como:

$$FBW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{21.5152} = 4.6478\% \approx 4.65\%$$

1.10.- Estudio de un parche rectangular de medida $W=20\lambda$

Tal como se ha comentado en el apartado anterior y de acuerdo con el valor de λ calculado las especificaciones del parche en estudio son:

- Medidas y propiedades del material dieléctrico: $L=20 + 24.9 + 20\text{mm}=64.9\text{mm}$, $W=20\text{mm} + 2*20*\lambda/2 \text{ mm} + 20\text{mm}=1036\text{mm}$, $h=1.52\text{mm}$ y $\epsilon_r=3.39$.
- Medidas del plano de masa: Igual que el material dieléctrico.
- Medidas del parche metálico: $L=24.9\text{mm}$, $W=20* \lambda \text{ mm}=996\text{mm}$ (Que se corresponde con cuarenta veces la medida de W en el caso del parche cuadrado de referencia)
- Feed posicionado en $W/2$ en la dirección X y en $L/2+3.1125\text{mm}$ en la dirección Y.

1.10.1.- Cálculo de S_{11} de un parche rectangular de medida $W=20\lambda$

Del mismo modo que en apartados anteriores se procede al desarrollo de una estructura bidimensional mediante el script “*struct2d.m*” y al desarrollo de una estructura tridimensional mediante el script “*struct3d.m*” y a continuación se resuelven las ecuaciones de Maxwell mediante MoM utilizando el script “*wrapper.m*”.

La estructura bidimensional implementada mediante el script “*struct2d.m*” es la siguiente:

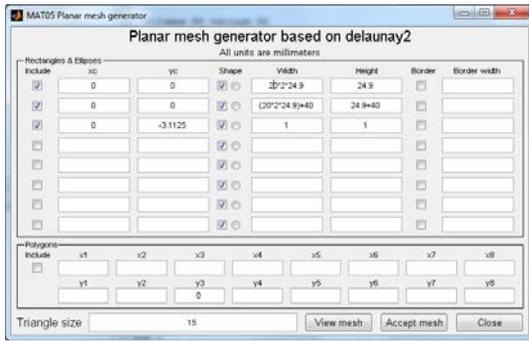


Ilustración 244: Ejecución de “*struct2d.m*” que permite delimitar las dimensiones de plano de masa, parche metálico y posición/forma de la alimentación, entre otros parámetros.

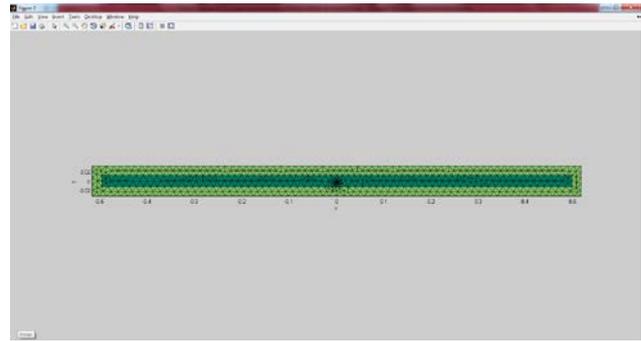


Ilustración 245: Estructura plana generada tras la ejecución del script “*struct2d.m*” en la que se muestran en colores distintos los materiales que conforman la antena.

Y la estructura tridimensional implementada es la siguiente:

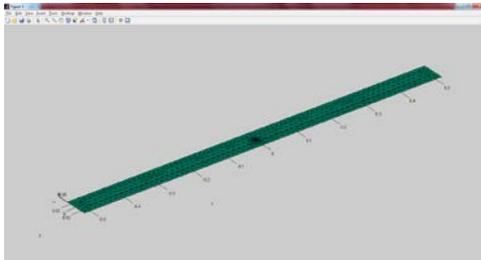


Ilustración 246: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas que conforman el parche metálico superior y el plano de masa inferior.

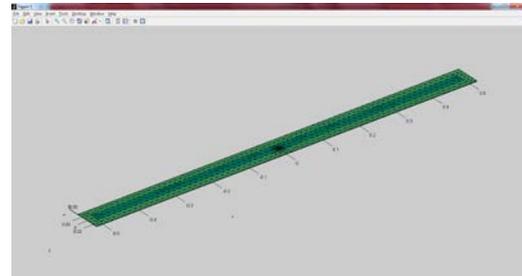


Ilustración 247: Malla tridimensional obtenida tras la ejecución de “*struct3d.m*” en la que se observan las partes metálicas y el dieléctrico.

Y tras la ejecución del script “*impedance.m*” en la banda de 2.5 a 3.5 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

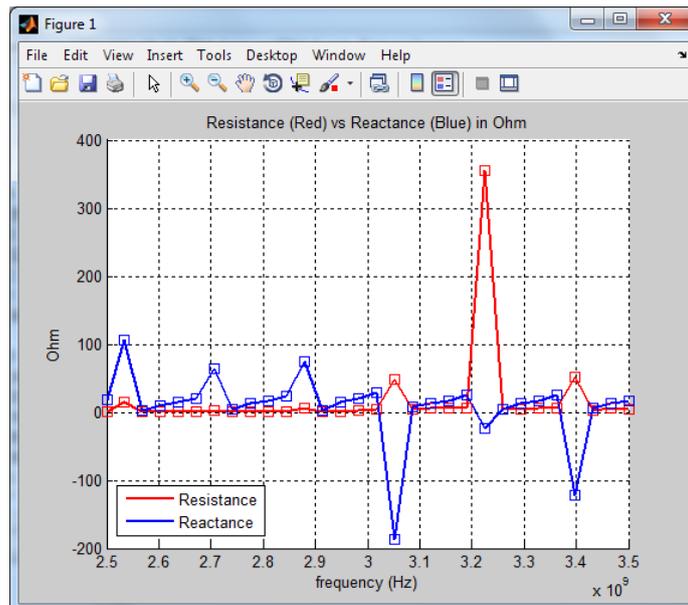


Ilustración 248: Resultado del cálculo de impedancia en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz y 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 20λ .

Análogamente se calcula el diagrama S11 para $W=20\lambda$ obteniendo el siguiente resultado.

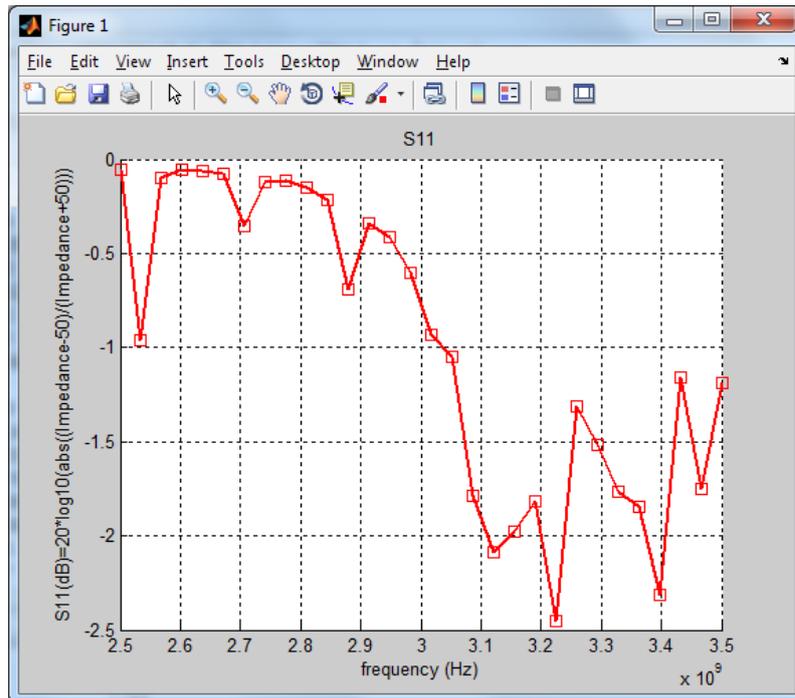


Ilustración 249: S11 (dB) entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 20λ .

1.10.2.- Cálculo de la directividad de un parche rectangular de medida $W=20\lambda$

Del mismo modo que en casos anteriores se ejecuta el script `pattern_v2(3.27184e9,'TM10','YZ')` y con ello se obtiene el diagrama de radiación a la frecuencia del modo TM_{10} en una esfera de radio 1Km.

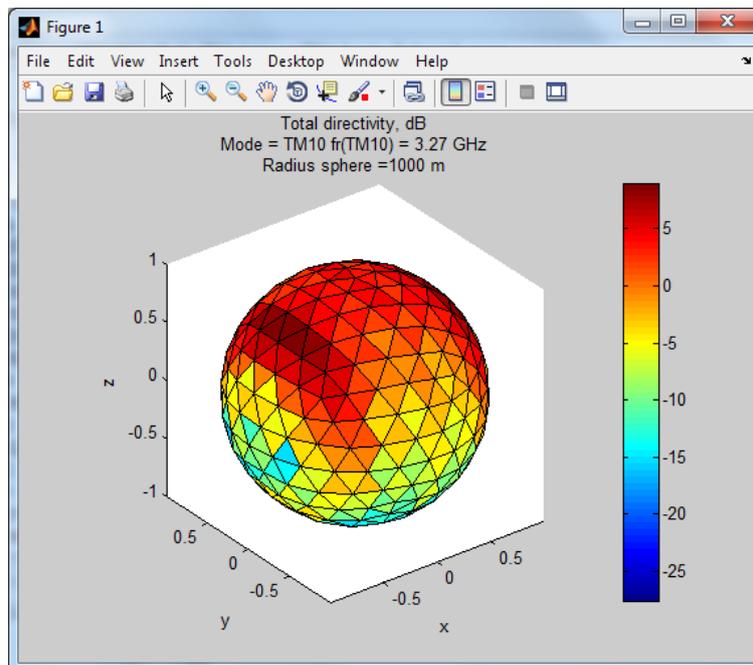


Ilustración 250: Directividad total a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 20λ

Y además dicho script genera un diagrama polar en el que podemos observar la directividad co/cross polar.

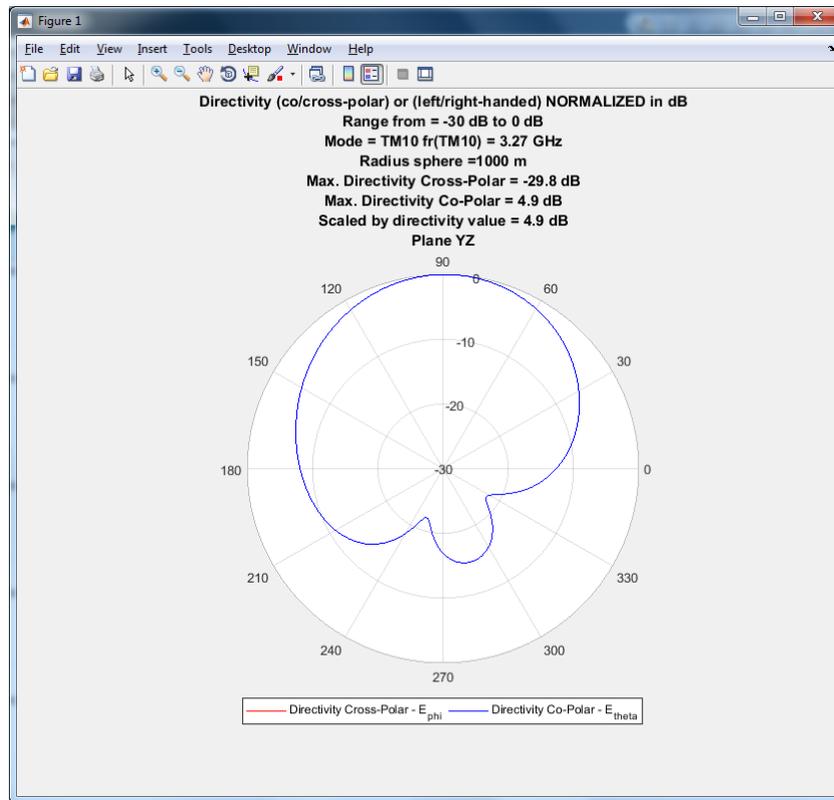


Ilustración 251: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 20λ en el plano YZ.

A continuación se vuelve a ejecutar el script `pattern_v2(3.27184e9,'TM10','XZ')` para generar la directividad co/cross polar en el plano XZ.

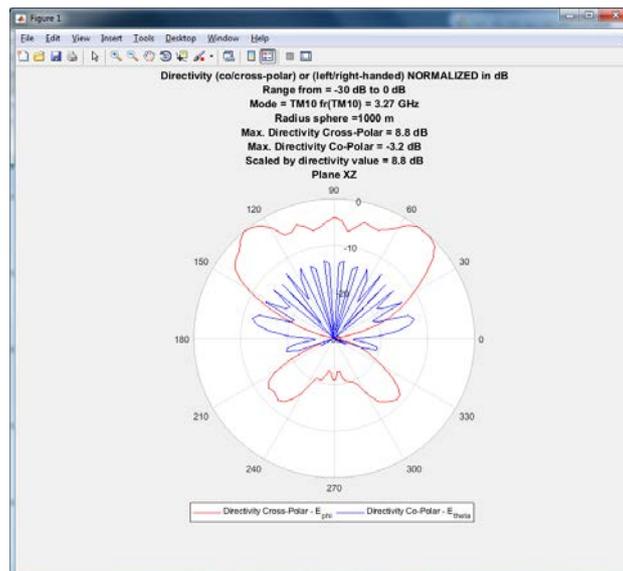


Ilustración 252: Directividad Cross-Polar y Co-Polar a 1 Km y a la frecuencia TM_{10} 3.27 GHz sobre cálculos MoM en el rango de frecuencias de 2.5 a 3.5 GHz con 30 iteraciones para el caso de parche rectangular de ancho 20λ en el plano XZ.

1.10.3.- Cálculo del ancho de banda del parche parche rectangular de medida $W=20\lambda$

Tal como se ha estudiado en el apartado 1.2.3.- del Capítulo 3 - en el que se analizó el ancho de banda fraccional FBW mediante el script “*eigenfreq.m*” que calcula el factor de calidad de la antena Q y localiza la frecuencia de resonancia se procede a realizar el mismo proceso para el caso del parche rectangular de medida $W=20\lambda$. Igual que en ocasiones anteriores se obvia el proceso de generación de la nueva estructura de malla “*struct3d.m*” y se analiza la solución propuesta por dicho script tras sucesivas aproximaciones que permiten refinar la solución final.

Para buscar la frecuencia de resonancia¹⁸ en torno a la frecuencia del modo TM_{10} de 3.27 GHz se han realizado múltiples simulaciones, mostrando a continuación algunos de los resultados a modo de ejemplo antes de alcanzar la solución óptima.

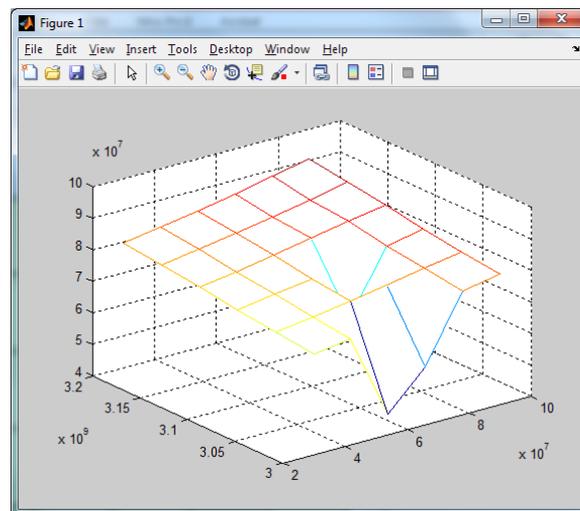


Ilustración 253: Representación de la parte real e imaginaria de las distintas frecuencias junto con los respectivos valores de una variable interna del script denominada $1/DET$ que será tanto mayor cuanto más cerca se esté de la frecuencia de resonancia.

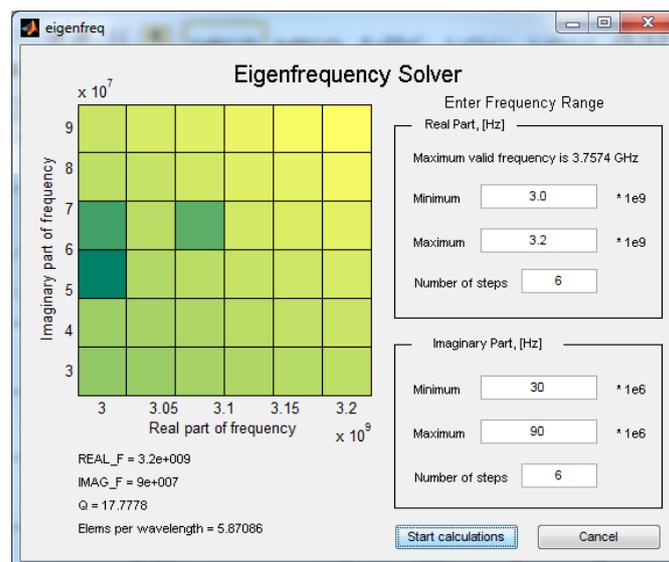


Ilustración 254: Ejecución de “*eigenfreq.m*” para el parche rectangular con $W=20\lambda$.

¹⁸ En este caso particular la búsqueda de la frecuencia de resonancia ha sido muy exhaustiva y muy costosa computacionalmente tardando más de 30 minutos por simulación de 64 puntos en el plano complejo.

La soluci3n obtenida muestra un valor del factor de calidad $Q=21.5152$, por lo que aplicando la ecuaci3n propuesta por Balanis (3) y Makarov (5) (6) se calcula el ancho de banda relativo en torno a la frecuencia de resonancia 3.04 GHz como:

$$FBW = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{17.7778} = 5.6249\% \approx 5.62\%$$

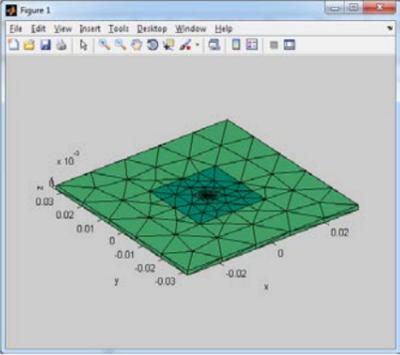
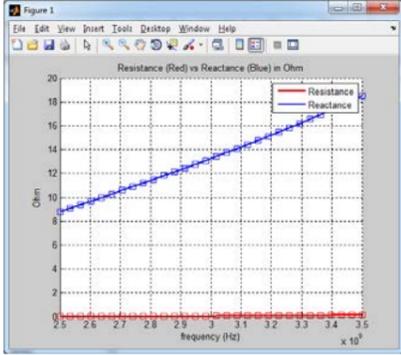
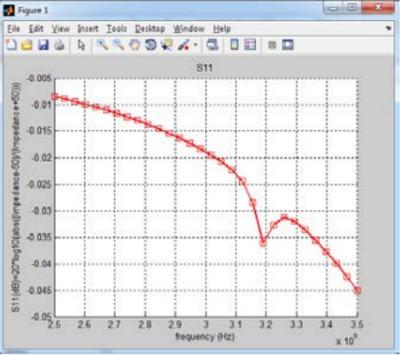
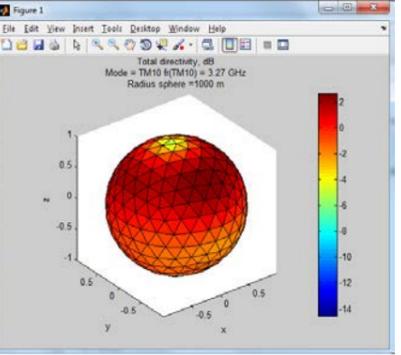
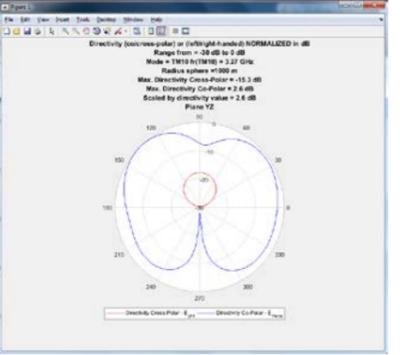
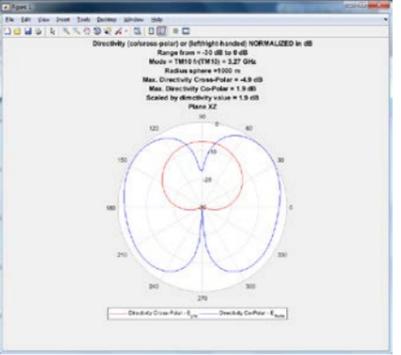
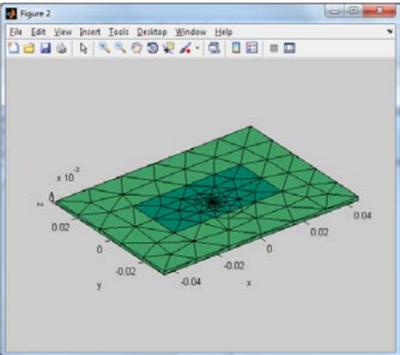
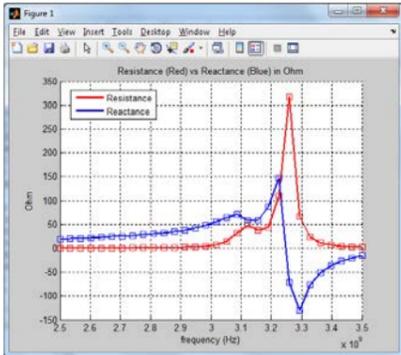
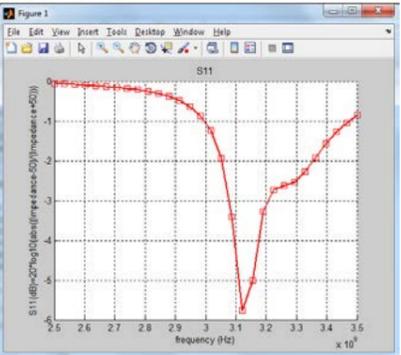
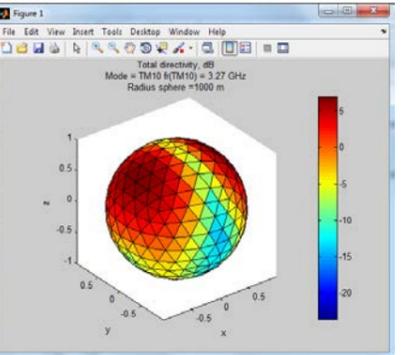
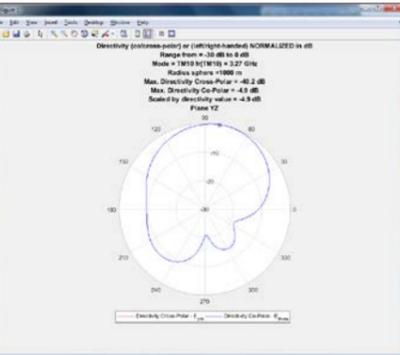
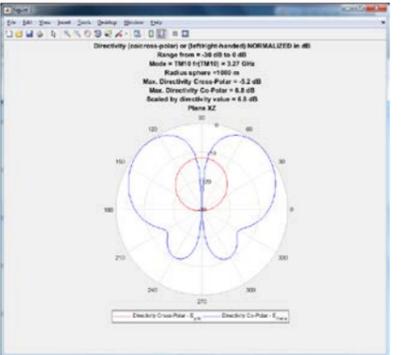
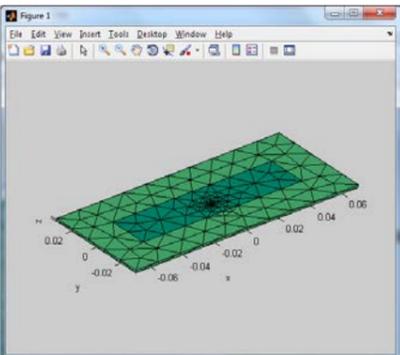
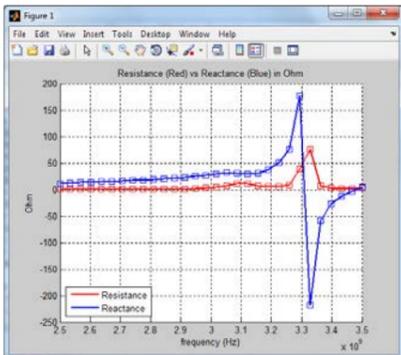
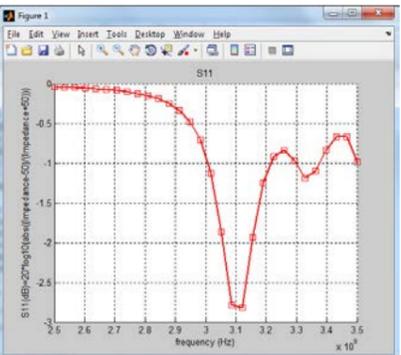
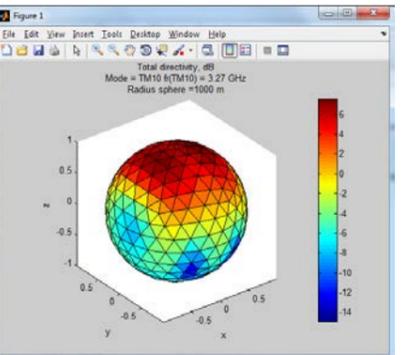
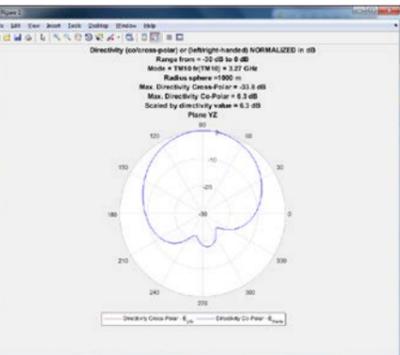
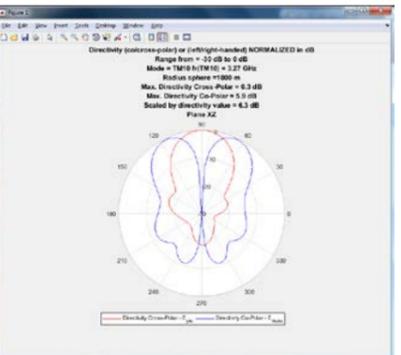
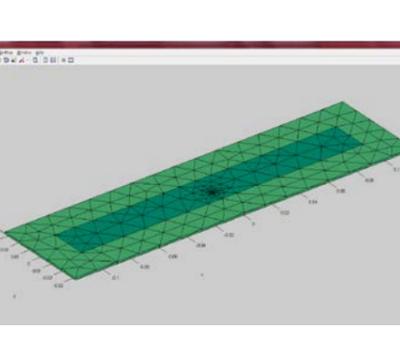
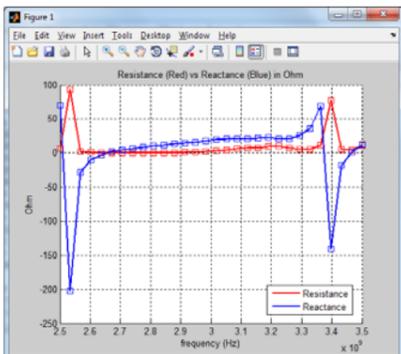
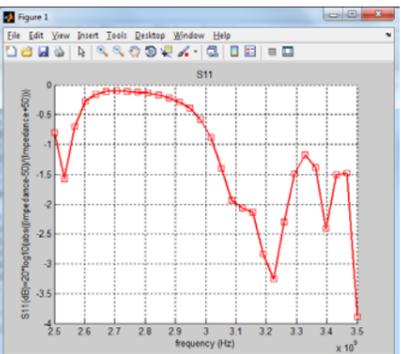
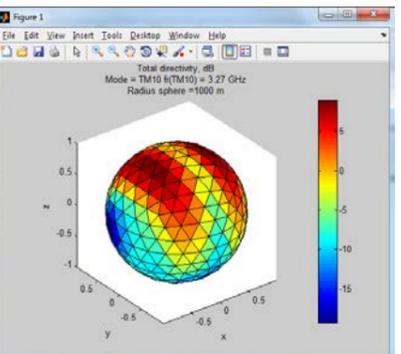
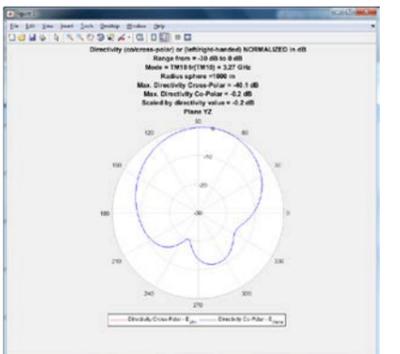
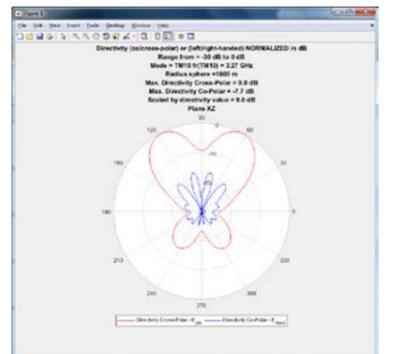
2.- Resumen de los resultados obtenidos para los parches rectangulares con sustrato delgado operando en el modo fundamental TM_{10} con valores de anchura m3ltiplos de λ .

Una vez realizados los c3lculos de impedancias, S11, diagramas de radiaci3n/directividad para cada uno de los parches rectangulares propuestos con valores de anchura m3ltiplos de λ se muestra en el apartado siguiente un resumen de resultados.

2.1.- Resumen de gr3ficos de Impedancia, S11 y diagramas de radiaci3n/directividad.

Una vez especificado un punto de alimentaci3n 3ptimo en la posici3n $W/2$ y $L/2+3.1125\text{mm}$ se muestran a continuaci3n un resumen de los resultados de las simulaciones comparando el comportamiento de un parche cuadrado de $W=L=\lambda/2$ frente a parches con $W=1\lambda, 2\lambda, 4\lambda, 5\lambda, 7.5\lambda, 10\lambda$ y 20λ .

Siguiendo procesos ya utilizados en diversas ocasiones a lo largo del presente estudio se han obtenido resultados de Resistencia vs Reactancia, S11, VSWR, diagramas de Smith, directividad total en una esfera situada a 1000m, y directividad co-polar (E_{phi}) y cross-polar (E_{theta}) tanto en el plano YZ como en el plano XZ para la frecuencia de resonancia del modo TM_{10} . Se presenta a continuaci3n un resumen de los resultados obtenidos en las 8 simulaciones.

	Geometría	Resistencia vs Reactancia	S11	Diagrama de radiación 3D	Diagrama de radiación Co-Polar y Cross-Polar	
					Plano YZ	Plano XZ
Cuadrado $W=L=24.9\text{mm}$						
Rectangular con $L=\lambda/2$ y $W=\lambda$						
Rectangular con $L=\lambda/2$ y $W=2\lambda$						
Rectangular con $L=\lambda/2$ y $W=4\lambda$						

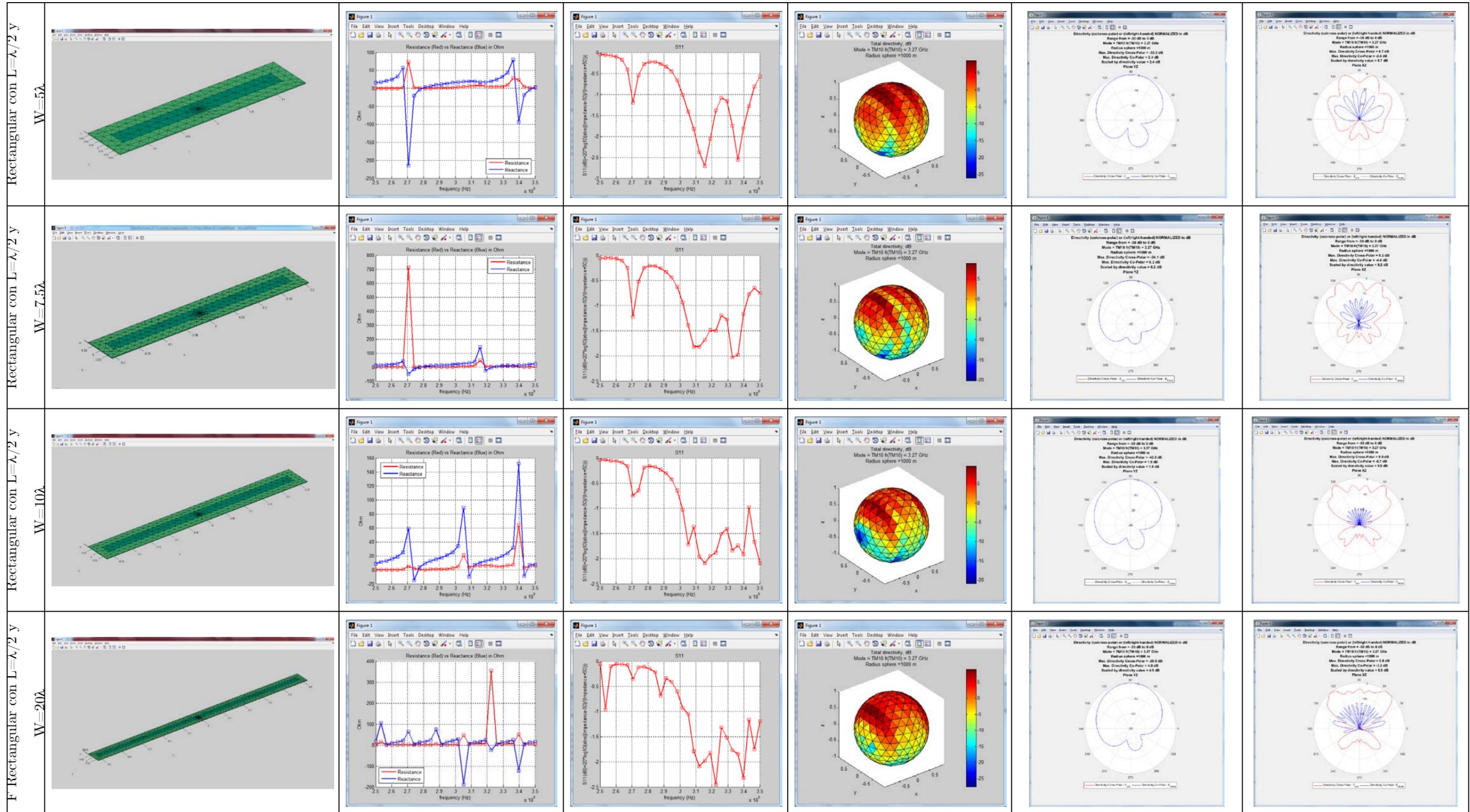


Tabla 9: Resumen de magnitudes de antenas con $L=\lambda/2$, variando la dimensión W en comparación con la antena cuadrada de $\lambda/2$.

2.2.- Resumen de cálculos de ancho de banda para los distintos parches.

Una vez especificado un punto de alimentación óptimo en la posición $W/2$ y $L/2+3.1125$ se muestran a continuación un resumen de los resultados de los cálculos de anchos de banda relativos en torno a la frecuencia de resonancia de cada parche comparando el comportamiento de un parche cuadrado de $W=L=\lambda/2$ frente a parches con $W=1\lambda, 2\lambda, 4\lambda, 5\lambda, 7.5\lambda, 10\lambda$ y 20λ .

Geometría antena	Factor Q	FBW (Ancho de banda relativo)
Cuadrado $W=L=24.9\text{mm}$	57.79	1.93%
Rectangular con $L=\lambda/2$ y $W=1\lambda$	32.09	3.12%
Rectangular con $L=\lambda/2$ y $W=2\lambda$	38.05	2.63%
Rectangular con $L=\lambda/2$ y $W=4\lambda$	28.12	3.56%
Rectangular con $L=\lambda/2$ y $W=5\lambda$	22.98	4.35%
Rectangular con $L=\lambda/2$ y $W=7.5\lambda$	21.64	4.62%
Rectangular con $L=\lambda/2$ y $W=10\lambda$	21.51	4.65%
F Rectangular con $L=\lambda/2$ y $W=20\lambda$	17.78	5.62%

Tabla 10: Factor de calidad y ancho de banda relativo de antenas con $L=\lambda/2$ y W variable en comparación con la antena cuadrada de $\lambda/2$

Se puede observar como el hecho de aumentar la dimensión W de la antena repercute en un incremento del ancho de banda relativo de dicha antena como era previsible a la frecuencia de resonancia de acuerdo con los cálculos realizados mediante el script “*eigenfreq.m*” con la única excepción de $W=2\lambda$.

2.3.- Elección del parche rectangular más adecuado en términos de directividad

De acuerdo con la tabla anterior se ha recapitulado la información de directividad en los planos YZ y XZ para la frecuencia de resonancia TM_{10} , suponiendo un desplazamiento de 3,1125mm respecto a $L/2$ en la dimensión L procedente de las simulaciones anteriores en la siguiente tabla:

Freq. TM_{10} 3,27 GHz					
$L=\lambda/2$ y W (mm) variable	Plane YZ		Plane XZ		
	Max. D Co-Polar	Max. D Cross-Polar	Max. D Co-Polar	Max. D Cross-Polar	
Parche cuadrado $W=L=\lambda/2$	2.6	-15.3	1.9	-4.9	
Parches rectangulares con $L=\lambda/2$	$W=1\lambda$	-4,9	-40,1	6,9	-5,2
	$W=2\lambda$	6,3	-33,7	5,9	6,3
	$W=4\lambda$	-0,2	-40,1	-7,7	9,0
	$W=5\lambda$	2,4	-33,3	-2,4	8,7
	$W=7.5\lambda$	6,2	-34,1	-4,4	9,2
	$W=10\lambda$	1,9	-42,5	-8,8	9,9
	$W=20\lambda$	4,9	-29,8	-3,2	8,8

Tabla 11: Resumen en el que se muestran los valores de directividad para cada una de las antenas rectangulares.

Los valores de directividad son superiores para el caso de $W=4\lambda$ y además el diagrama de radiación nos permite observar lóbulos más directivos. Por lo tanto la solución de $W=4\lambda$ es la más directiva y que mejor apunta en la dirección normal al parche. Los problemas de directividad en los modos con W superior a 4λ pueden ser debidos a la influencia de la excitación de modos superiores.

En consecuencia tras estudiar los diagramas anteriores se ha optado por elegir la opción a de $L=\lambda/2$ y $W=4\lambda$ con una alimentación en $W/2$ y situada en $L/2$ más un desplazamiento en la dimensión L de 3.1125mm.

2.4.- Análisis pormenorizado de parche rectangular con $L= \lambda/2$ y $W=4\lambda$

A continuación se analizarán de modo más detallado los resultados de las simulaciones para el caso que proporciona una mayor directividad y que tal como se ha expuesto en el apartado anterior es el caso de $L=\lambda/2$ y $W=4\lambda$.

2.4.1.- Cálculo de VSWR y diagrama de Smith para el parche rectangular con $L= \lambda/2$ y $W=4\lambda$

Además de S_{11} en dB que se ha calculado previamente en la Ilustración 205 se ha procedido a calcular VSWR que se muestra en la ilustración siguiente:

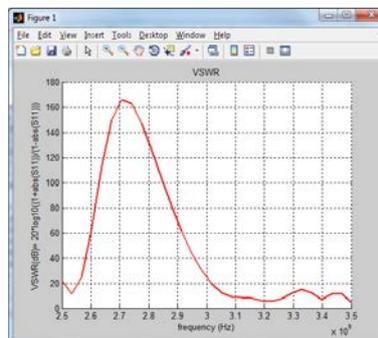


Ilustración 255: VSWR (dB) entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones para $W=4\lambda$.

Del mismo modo que en parches estudiados previamente se ha procedido a analizar la magnitud S11 sobre una carta de Smith mediante scripts “ad-hoc” que permiten la representación de la impedancia compleja en una carta de Smith, tal como se ha expuesto en el apartado “Capítulo 2 - 4.5.- Utilización de cartas de Smith para la representación de impedancias complejas.”.

En consecuencia interesa una representación de la impedancia compleja (resistencia + j * Reactancia) en 30 frecuencias comprendidas entre 2.5 y 3.5 GHz, de modo que la carta de Smith obtenida mediante el script propio “smith_out.m” ejecutado en MATLAB R2008a es la siguiente:

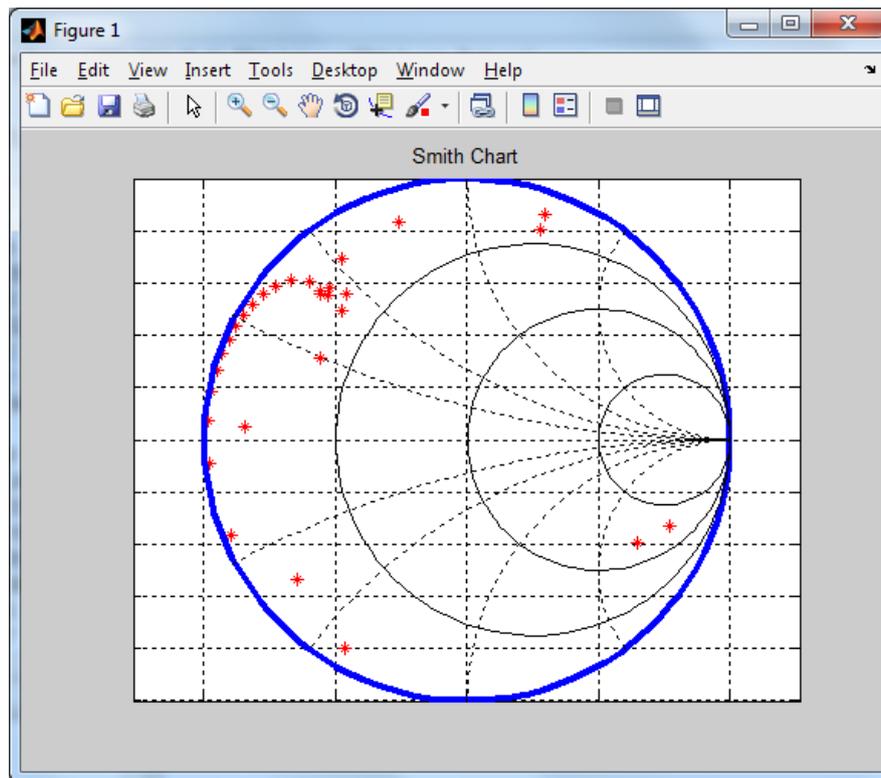


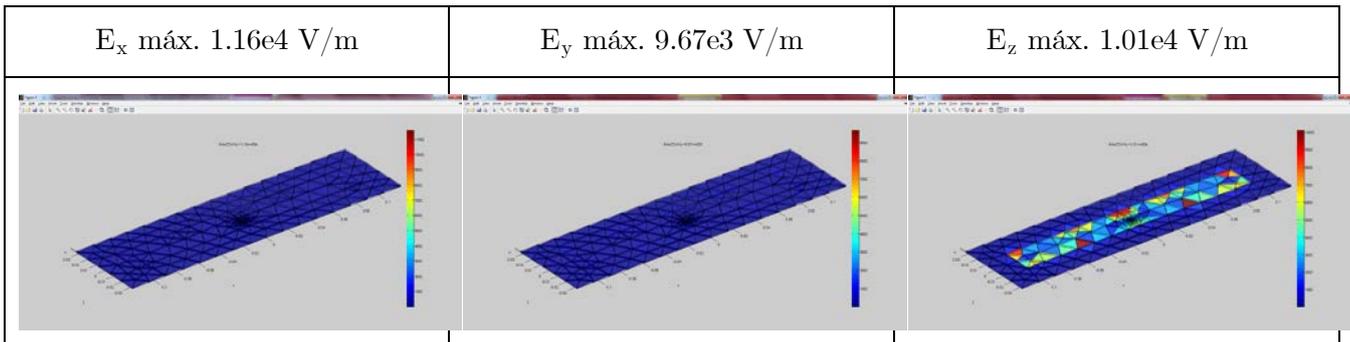
Ilustración 256: Carta de Smith que representa la impedancia compleja entre 2.5 y 3.5 GHz con 30 iteraciones, creada con el script “smith_out.m” ejecutado en MATLAB R2008a para el parche de $W=4\lambda$.

2.4.2.- Cálculo de los campos E y H para el parche rectangular con $L=\lambda/2$ y $W=4\lambda$

Mediante el script “3_MoM|nearfield.m” que parte de los datos almacenados en el fichero “out.mat” generados por el script “impedance.m” se calculan los campos E y H solución que se guardan en un fichero de datos denominado “out_fields.mat”. Además el script “nearfield.m” calcula y muestra el error entre el campo eléctrico calculado usando ecuaciones de potenciales EM y el campo calculado usando la solución que da el algoritmo MoM directamente.

A continuación se ejecuta el script “nearfield.m” con los resultados obtenidos en “out.mat” correspondientes a la banda de frecuencia de 2.5 a 3.5 GHz. En este caso se analizarán los campos para la frecuencia del modo fundamental TM_{100} de 3.27184 GHz.

Mediante el script “nearfield.m” se estudia el campo eléctrico observando que la mayor parte de la componente de campo eléctrico es en la dirección Z puesto que si se estudia el campo en la dirección X e Y este es casi inexistente tal como vemos en las siguientes ilustraciones.



Si se selecciona la magnitud de campo eléctrico se puede observar el gráfico siguiente en que se muestra un valor máximo de $E=1.4e4$ V/m y que es prácticamente igual al de la componente E_z .

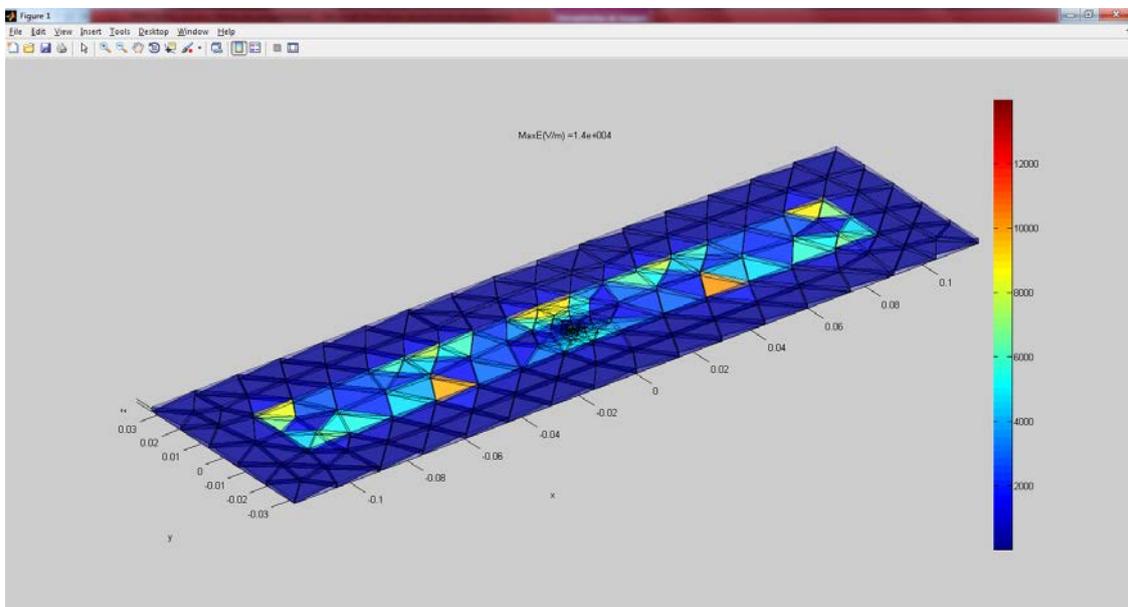
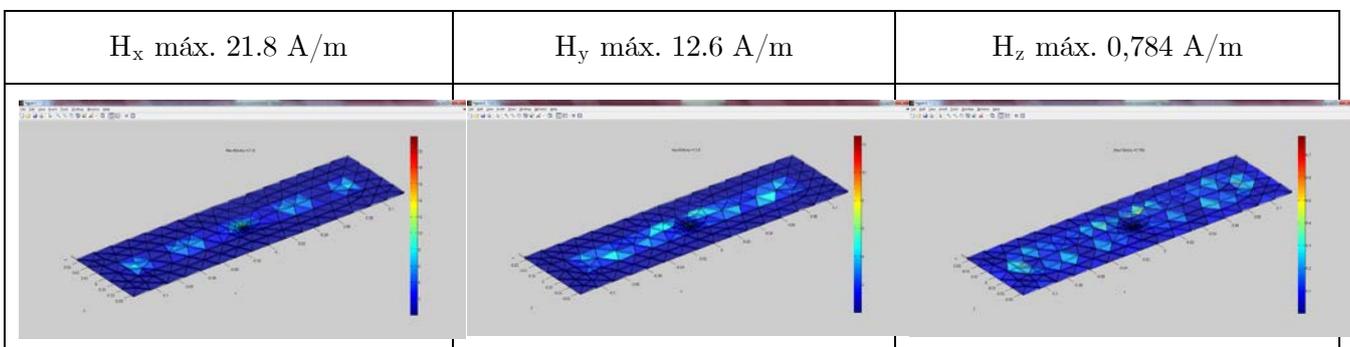


Ilustración 257: Magnitud de E en el modo TM_{10} para $W=4\lambda$

Mediante el script “*nearfield.m*” también se estudia el campo magnético observando que el campo magnético es máximo en las inmediaciones del centro del parche y es de mayor magnitud en las componentes X e Y que en la componente Z tal como se ve en las siguientes ilustraciones.



Si se selecciona la magnitud de campo magnético se puede observar el gráfico siguiente en que se muestra un valor máximo de $H=21.9$ A/m y que es cercano al valor de la componente H_x .

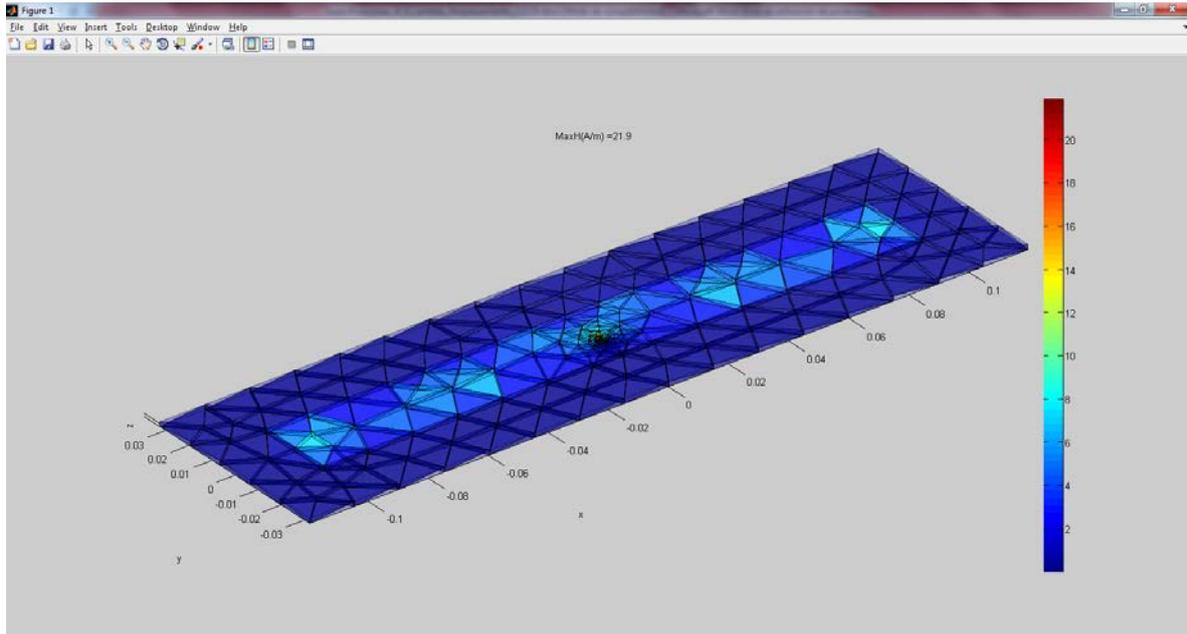


Ilustración 258: Magnitud de H en el modo TM_{10} para $W=4\lambda$

2.4.3.- Cálculo de la distribución de corriente para el parche rectangular con $L=\lambda/2$ y $W=4\lambda$

El script “3_MoM\”nearfield.m” además de permitir el cálculo de los campos E y H puede ser utilizado para calcular la distribución de carga ligada (boundcharge) así como la distribución de corrientes eléctricas y la distribución de carga eléctrica libre, guardándose todos estos nuevos resultados en el fichero de datos “out_fields.mat”.

En consecuencia se ejecuta el script “nearfield.m” con los resultados obtenidos en “out.mat” correspondientes a la banda de frecuencia de 2.5 a 3.5 GHz, analizándose las corrientes y cargas eléctricas para la frecuencia del modo fundamental TM_{100} de 3.27184 GHz.

El estudio de la distribución de carga ligada (boundcharge) se puede observar en el gráfico siguiente en que se muestra un valor máximo de $4.94e-8$ Coulomb/m².

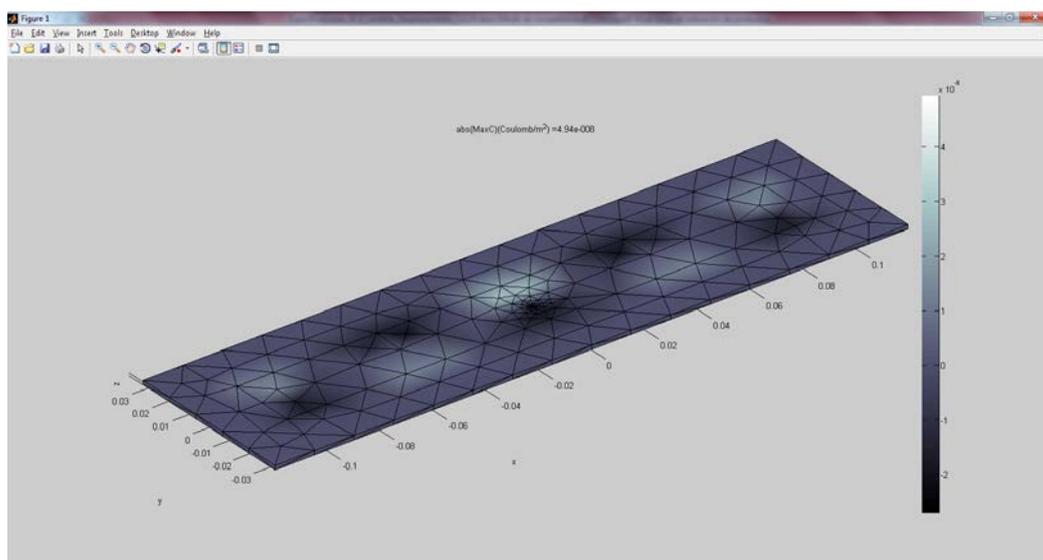


Ilustración 259: Magnitud de carga ligada (boundcharge) en el modo TM_{10} para $W=4\lambda$

Análogamente si se selecciona la distribución de carga libre (free charge) se puede observar el gráfico siguiente en que se muestra un valor máximo de $6.52e-8$ Coulomb/m².

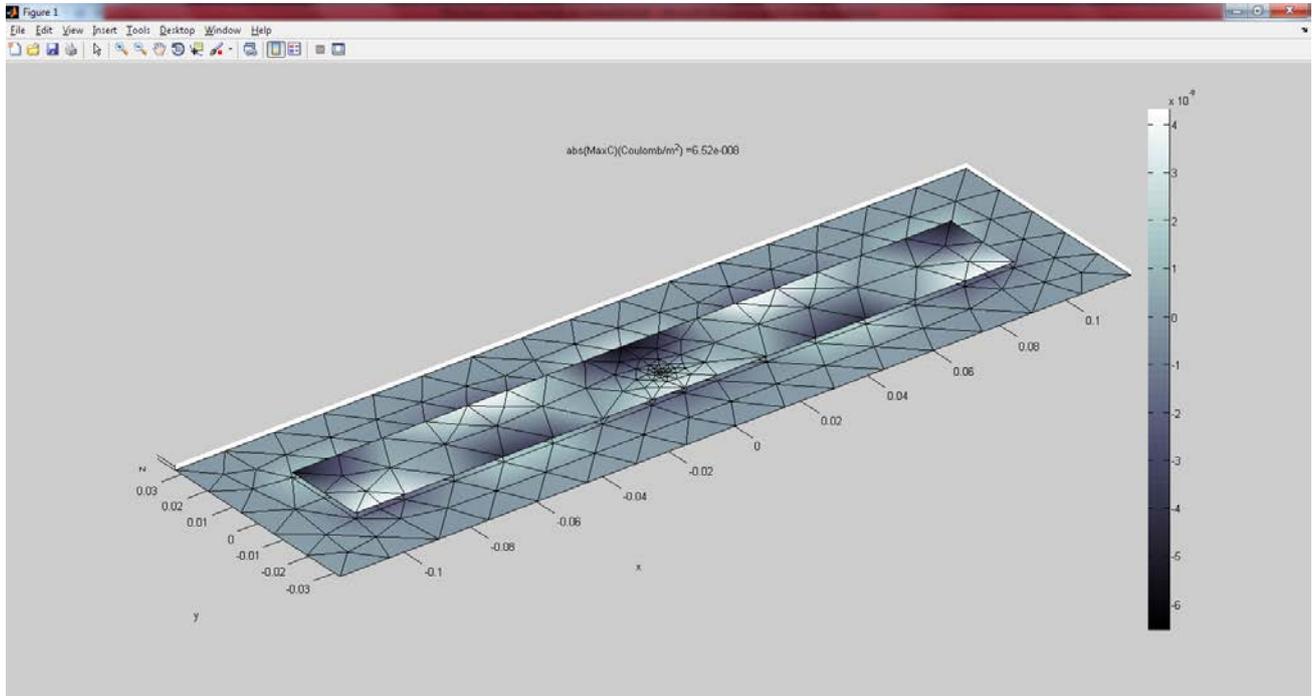


Ilustración 260: Magnitud de carga libre (free charge) en el modo TM_{10} para $W=4\lambda$

Sin embargo el interés fundamental estriba en conocer la distribución de corriente en el parche, en cuyo caso se obtiene un gráfico como el siguiente en que se muestra un valor máximo de 15.3 A/m de magnitud de corriente superficial.

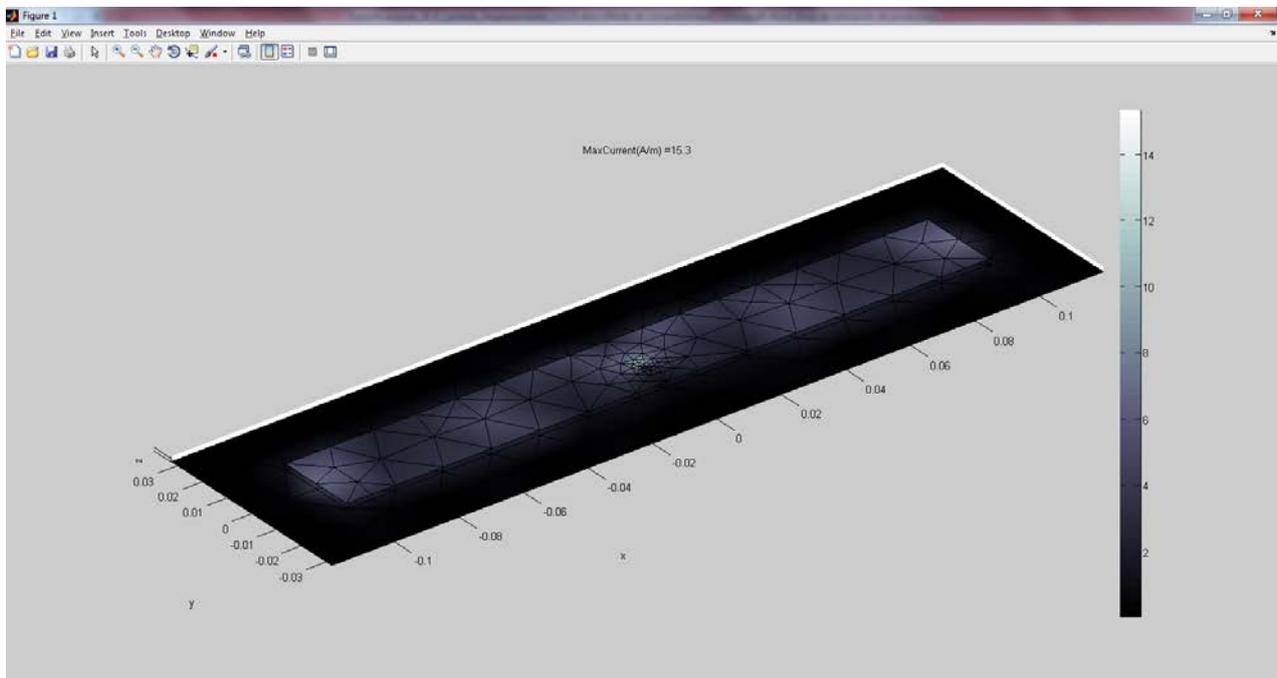


Ilustración 261: Magnitud de corriente superficial en el modo TM_{10} para $W=4\lambda$

3.- Comparación de resultados entre la opción seleccionada con $W=4\lambda$ y una de las opciones desechada con $W=10\lambda$. Resumen de los resultados obtenidos para los parches rectangulares con sustrato delgado operando en el modo fundamental TM_{10} con valores de anchura múltiplos de λ .

Con el afán de establecer una comparación se ha procedido a realizar un estudio pormenorizado de las distintas magnitudes y diagramas correspondientes a uno de los parches rectangulares desechados, más en concreto el parche con $W=10\lambda$. De este modo es posible establecer una comparación objetiva entre parches rectangulares con sustrato delgado operando en el modo fundamental TM_{10} particularizando entre las opciones de $W=4\lambda$ y de $W=10\lambda$. Una vez realizados los cálculos de impedancias, S11, diagramas de radiación/directividad para cada uno de los parches rectangulares propuestos con valores de anchura múltiplos de λ se muestra en el apartado siguiente un resumen de resultados.

3.1.- Resumen de resultados que permiten establecer la comparación entre la opción óptima con $W=4\lambda$ y una opción subóptima como por ejemplo $W=10\lambda$.

Se muestra a continuación la comparación de resultados relacionados con Resistencia vs Reactancia y S11 para las antenas con $W=4\lambda$ y $W=10\lambda$.

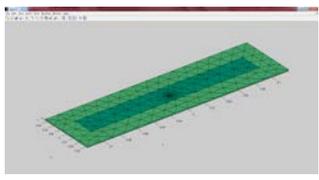
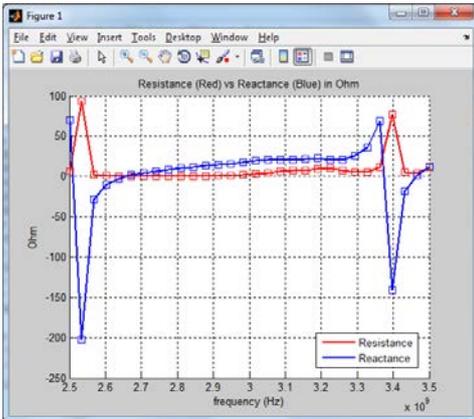
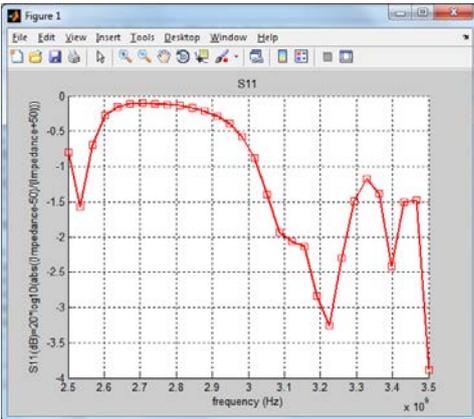
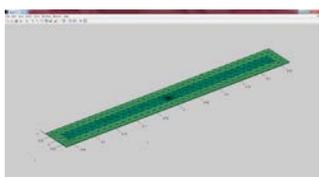
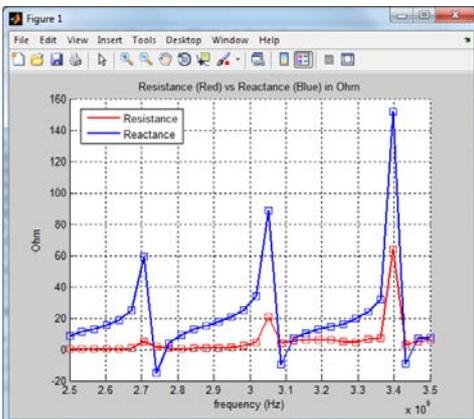
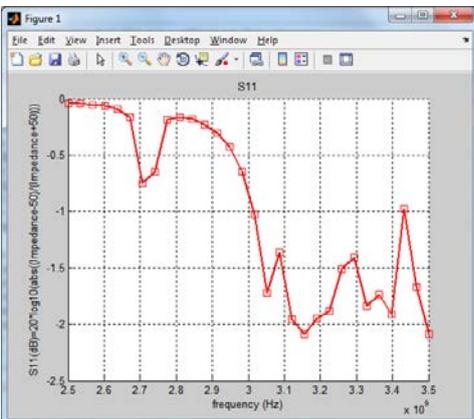
	Resistencia vs Reactancia	S11
Parche Rectangular $L=\lambda/2$ $W=4\lambda$ 		
Parche Rectangular $L=\lambda/2$ $W=10\lambda$ 		

Tabla 12: Comparación de S11 y Resistencia vs Reactancia entre la solución óptima con $W=4\lambda$ y subóptima con $W=10\lambda$.

Análogamente se muestra a continuación la comparación de resultados relacionados con VSWR y Cartas de Smith para las antenas con $W=4\lambda$ y $W=10\lambda$.

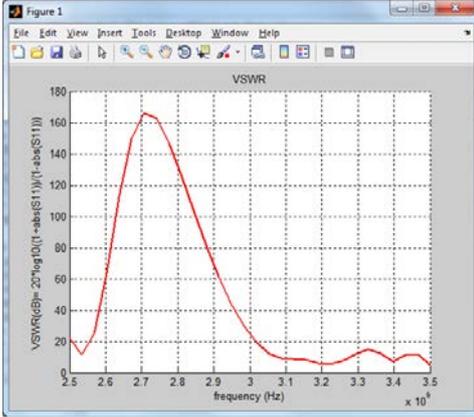
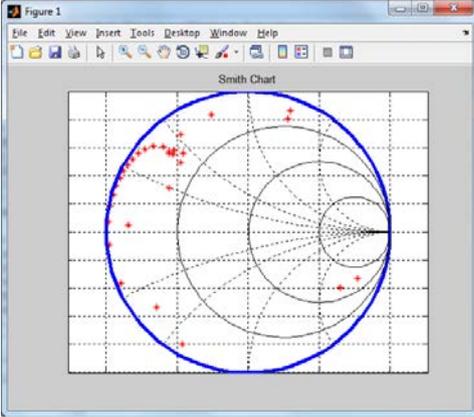
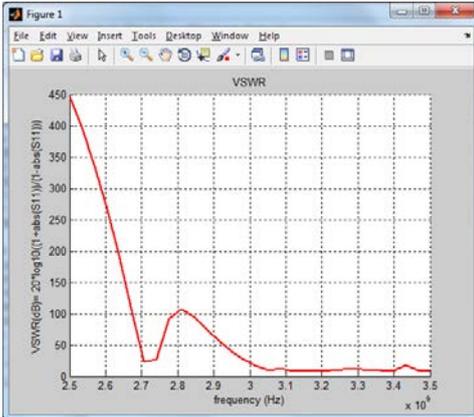
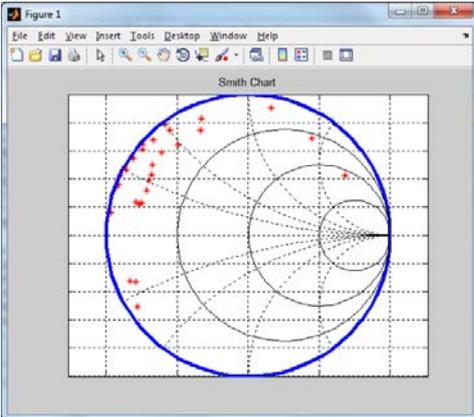
	VSWR	Carta de Smith
Parche Rectangular $L=\lambda/2$ $W=4\lambda$		
Parche Rectangular $L=\lambda/2$ $W=10\lambda$		

Tabla 13: Comparación de VSWR y carta de Smith entre la solución óptima con $W=4\lambda$ y subóptima con $W=10\lambda$.

También se muestra a continuación la comparación de resultados relacionados con directividad y diagramas de radiación Co-Polar y Cross-Polar en los planos YZ y XZ para las antenas con $W=4\lambda$ y $W=10\lambda$.

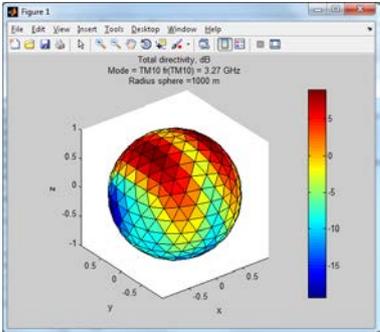
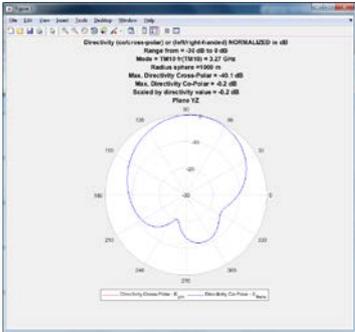
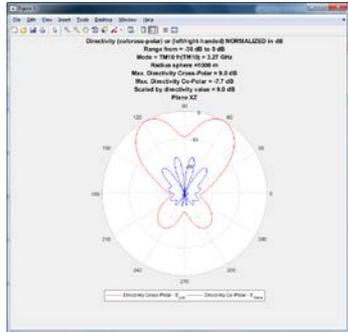
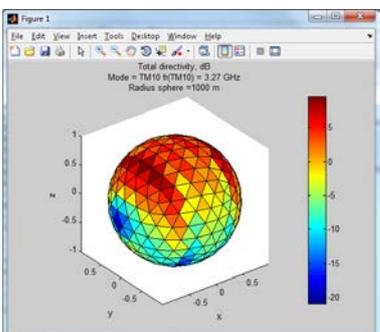
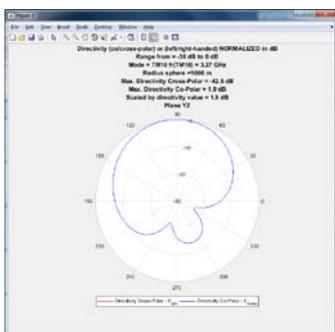
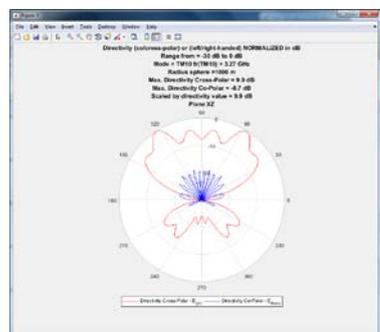
	Diagrama radiación 3D	Diagrama radiación	
		Plano YZ	Plano XZ
Parche Rectangular $L = \lambda/2$ y $W = 4\lambda$			
Parche Rectangular $L = \lambda/2$ y $W = 10\lambda$			

Tabla 14: Comparación de Diagrama de radiación y directividad en los planos YZ y XZ entre la solución óptima con $W=4\lambda$ y subóptima con $W=10\lambda$.

También se muestra a continuación la comparación de resultados relacionados con las componentes de campo eléctrico E_x , E_y , E_z y la magnitud E para las antenas con $W=4\lambda$ y $W=10\lambda$.

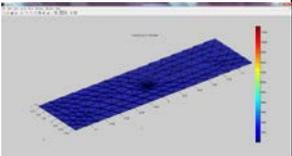
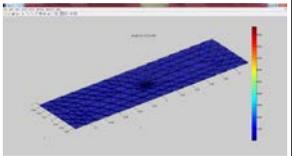
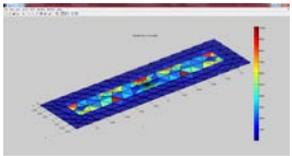
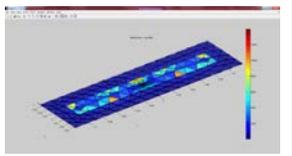
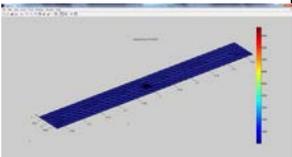
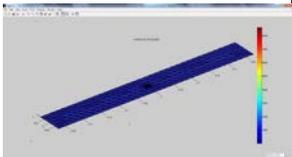
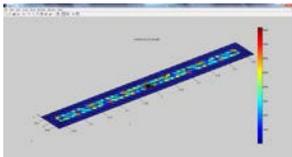
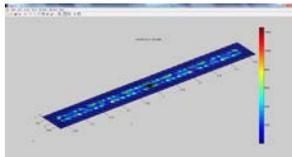
	E_x (V/m)	E_y (V/m)	E_z (V/m)	E (V/m)
Parche Rectangular $L = \lambda/2$ y $W = 4\lambda$				
	$E_{x_{max}} 1.16e4$ V/m	$E_{y_{max}} 9.67e3$ V/m	$E_{z_{max}} 1.01e4$ V/m	$E_{max} 1.4e4$ V/m
Parche Rectangular $L = \lambda/2$ y $W = 10\lambda$				
	$E_{x_{max}} 9.7e3$ V/m	$E_{y_{max}} 8.62e3$ V/m	$E_{z_{max}} 8.19e3$ V/m	$E_{max} 1.25e4$ V/m

Tabla 15: Comparación de las componentes y magnitud de campo eléctrico entre la solución óptima con $W=4\lambda$ y subóptima con $W=10\lambda$.

Se muestra a continuación la comparación de resultados relacionados con las componentes de campo magnético H_x , H_y , H_z y la magnitud H para las antenas con $W=4\lambda$ y $W=10\lambda$.

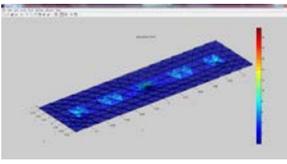
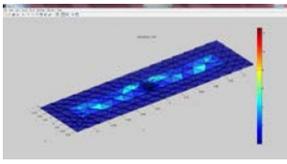
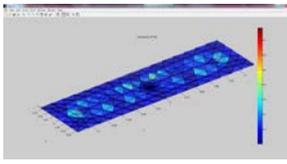
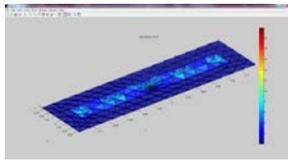
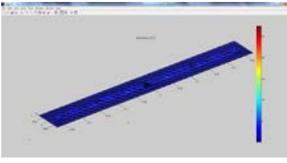
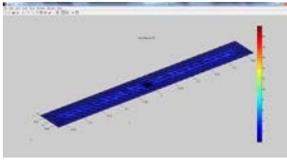
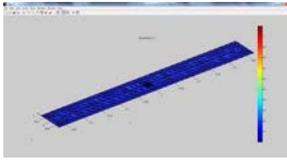
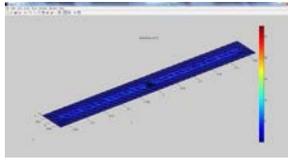
	H_x (A/m)	H_y (A/m)	H_z (A/m)	H (A/m)
Parche Rectangular $L=\lambda/2$ y $W=4\lambda$				
	$H_{x_{\max}}$ 21.8 A/m	$H_{y_{\max}}$ 12.6 A/m	$H_{z_{\max}}$ 0.784 A/m	H_{\max} 21.9 A/m
Parche Rectangular $L=\lambda/2$ y $W=10\lambda$				
	$H_{x_{\max}}$ 27.5 A/m	$H_{y_{\max}}$ 22 A/m	$H_{z_{\max}}$ 1.1 A/m	H_{\max} 27.5 A/m

Tabla 16: Comparación de las componentes y magnitud de campo magnético entre la solución óptima con $W=4\lambda$ y subóptima con $W=10\lambda$

Y por último se muestra a continuación la comparación de resultados relacionados con la distribución de carga ligada (boundcharge), la distribución de carga libre (free charge) y la distribución de corriente (surface current) en el parche.

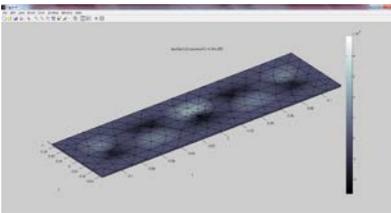
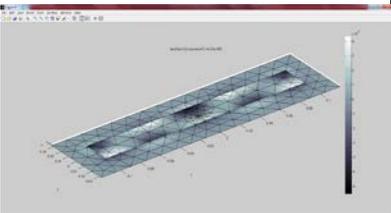
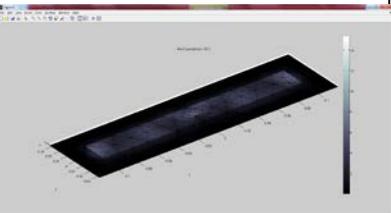
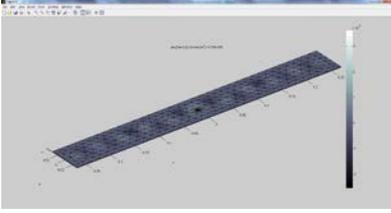
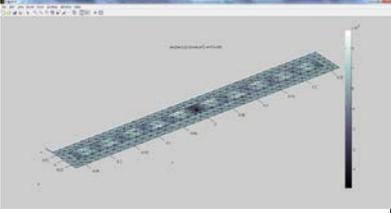
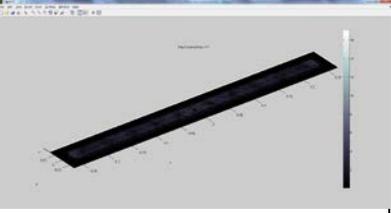
	Boundcharge (C/m^2)	Free charge (C/m^2)	Surface current (A/m)
Parche Rectangular $L=\lambda/2$ y $W=4\lambda$			
	Máx. $4.94e8$ C/m^2	Máx. $6.52e8$ C/m^2	Máx. $15.3e$ A/m
Parche Rectangular $L=\lambda/2$ y $W=10\lambda$			
	Máx. $3.59e8$ A/m	Máx. $4.91e8$ A/m	Máx. 17 A/m

Tabla 17: Comparación de carga libre, ligada y corriente superficial entre la solución óptima con $W=4\lambda$ y subóptima con $W=10\lambda$

Capítulo 4 - Conclusiones y trabajo futuro

1.- Conclusiones

El objetivo fundamental del presente trabajo ha sido estudiar alternativas de código libre a las distintas implementaciones de código propietario que permiten una resolución de las ecuaciones de Maxwell en entornos de radiación mediante el método de los momentos. Y más en concreto se ha utilizado el conjunto de scripts desarrollados por el equipo de trabajo de Sergey N. Makarov y Leo. C. Kempel del WPI DCE Department de la Universidad del Estado de Michigan.

Estos scripts implementados para Matlab v7 y denominados Matlab Antenna Toolbox (MAT) constituyen un método de modelado de antenas básicas metal-dieléctrico y de resonadores. En el Capítulo 2 - se ha estudiado como MAT es una herramienta que usando el método de los momentos (MoM) permite resolver los complejos sistemas de ecuaciones descritos por la matriz de impedancias. En dicho capítulo se ha profundizado en el desarrollo de mallas 2D y 3D que describen los distintos materiales y geometrías que constituyen las antenas estudiadas. Se han desarrollado scripts propios que permiten estudiar específicamente magnitudes tales como S11, VSWR para cada antena implementada. Se han comparado los resultados obtenidos con datos procedentes de otras herramientas de simulación propietarias y siguiendo las directrices de Makarov se ha comprobado la verosimilitud de los cálculos resultantes.

Más en concreto se en el Capítulo 2 - se han hecho estudios pormenorizados de un parche microstrip cuadrado analizando los diagramas de radiación en los planos YZ y XZ para los modos resonantes 010 y 100. Se ha verificado que los resultados obtenidos son coherentes con el comportamiento real de dichos parches y en ciertas ocasiones incluso se han modelado desarrollos procedentes de artículos de investigación en los que se proponen ciertas geometrías de antenas, de modo que ha sido posible corroborar resultados y contrastarlos con los que se obtienen en dichos artículos, para lo cual se han desarrollado scripts “ad hoc” que permiten obtener diagramas de Smith.

Se ha analizado el comportamiento de dicho parche cuadrado verificando como el aumento de la altura del sustrato repercute en las propiedades de radiación de la antena, y más en concreto se ha estudiado la repercusión en el incremento del ancho de banda S11, eso sí con cierta desviación en la frecuencia.

A continuación se ha estudiado la distribución de corrientes de la antena de parche cuadrada para los modos superiores TM_{mn} y el diagrama de radiación de dichos modos superiores observándose como ciertos modos superiores ofrecen diagramas muy directivos mientras que los modos inferiores ofrecen en general diagramas más omnidireccionales. Por lo tanto la herramienta MAT ofrece una alternativa de estudio de los parches cuadrados al margen de los programas propietarios suficientemente fiable no solo para el estudio de los modos dominantes sino también para modos superiores que ofrecen diagramas más directivos a frecuencias superiores.

En la segunda parte del estudio que constituye el Capítulo 3 - se hace un estudio en el que partiendo de un parche cuadrado con las dimensiones $W=L=\lambda/2$ se varía la dimensión W haciéndola múltiplo de λ y se estudia como varía el diagrama de radiación en los planos YZ y XZ observándose que la antena se vuelve más directiva obteniéndose ciertas implementaciones como la de $W=4\lambda$ en la que es fácilmente distinguible un lóbulo principal más directivo, esto supone que el hecho de aumentar la dimensión de W en múltiplos de $\lambda/2$ puede ser en ciertos casos una

alternativa al desarrollo de arrays de antenas de tipo parche las cuales se caracterizan por proporcionar diagramas de radiación muy directivos.

A diferencia del caso de los arrays de parches la solución estudiada es una alternativa más económica pues no necesita disponer de una red de alimentación de cada componente del array sino que la alimentación es a través de una única sonda de prueba coaxial en un punto único desplazado en la dimensión L buscando con ello que los modos no dependan de la dimensión W .

Para terminar con el estudio se ha analizado como el incremento de la dimensión W repercute en el ancho de banda relativo FBW utilizando para ello scripts que permiten calcular la frecuencia de resonancia y el factor de calidad de la antena a dicha frecuencia. Los resultados a este respecto han demostrado como FBW se incrementa acorde a los estudios teóricos a medida que la antena se vuelve más ancha.

En conjunto la herramienta MAT de Makarov y Kempel se ha mostrado lo suficientemente versátil como para cubrir los múltiples aspectos necesarios para hacer un estudio del comportamiento electromagnético de las antenas de parche, en cuanto a diagramas de radiación, diagramas de Smith, corrientes superficiales y magnitudes como S_{11} y VSWR entre otras.

Si bien es cierto que en determinadas ocasiones sobre todo en el caso de parches grandes o con estructuras de malla muy densas la gran cantidad de incógnitas de las ecuaciones matriciales generaba simulaciones muy largas en el tiempo, lo cual no supone mayor problema que el coste computacional en sí mismo, sin embargo en otras ocasiones aun disponiendo de grandes recursos de CPU y memoria las simulaciones generaban fallos puesto que el software MAT de Makarov tiene limitaciones estructurales que por ejemplo limitan el número de incógnitas de las ecuaciones matriciales a 7000, en ese tipo de casos el problema no es tanto los recursos computacionales como el propio diseño de los algoritmos de Makarov. Este tipo de problemas se han planteado en casos muy contados con ciertos tipos de parches y los problemas se han solucionado disminuyendo la densidad de las estructuras malladas, generando menos caras (denominadas tetraedros) y con ello limitando el número de incógnitas de las ecuaciones, como efecto colateral las soluciones han sido menos exactas en dichos casos concretos.

La planificación propuesta se ha seguido de modo riguroso contemplando los tiempos de cada fase, eso sí en ciertas ocasiones ha sido necesario tomar decisiones acerca de las versiones de MATLAB a utilizar que han repercutido en el funcionamiento del software MAT, en ocasiones tiempo después del inicio de las simulaciones. Como consecuencia ha habido cambios en ciertos momentos del trabajo derivados de las decisiones tomadas y en aras de conseguir los resultados buscados y cumplir los plazos.

2.- Trabajo futuro

El equipo de trabajo que desarrolló en su día el software MAT realizó un desarrollo inicial en 2002 que tuvo como resultado la publicación de una primera versión de MAT y de un libro utilizado muy a menudo en la fase de documentación de este proyecto (6). Esta primera versión de MAT adolecía de dos problemas fundamentales: no disponía de un interfaz gráfico GUI para la generación de las estructuras de malla 2D y 3D que describen las antenas, requiriendo para ello del uso de la librería

de Matlab PDE¹⁹ Toolbox y el segundo problema es que para resolver problemas de radiación con antenas distintos los scripts de modelado y parametrización eran diferentes en cada caso, complicando mucho el análisis de problemas distintos y la evolución del software.

En 2005 el equipo de trabajo del departamento ECE del Instituto Politécnico de Worcester liderado por Makarov desarrolló una segunda versión de MAT que implementa un interfaz GUI razonablemente amigable para desarrollar las mallas que describen las geometrías y simplifica la gestión de las simulaciones unificando scripts.

Sin embargo el funcionamiento óptimo de dicho software solo es posible en Matlab versión 7 con arquitectura de 32 bits, puesto que las librerías empleadas para la construcción de las estructuras 2D y 3D en el interfaz GUI usan funciones de triangularización de Dellanuay²⁰ que permiten la gestión de los tetraedros (que son los elementos constitutivos de las mallas) y que no funcionan del mismo modo en Matlab v7 frente a versiones modernas de Matlab como Matlab R2017.

Un trabajo futuro no planteado en el presente proyecto sería adaptar el software MAT a una versión más moderna de Matlab con las consiguientes mejoras de interfaz y de procesamiento entre otras. Sin embargo en aras de la verdad ello supondría más un trabajo de programación software que un trabajo de análisis de antenas como ha sido el presente proyecto.

Otra propuesta de trabajo futuro sería analizar modelos que permitan no solo aumentar la directividad al aumentar la dimensión W como se ha conseguido sino aumentar la directividad de modo que el máximo de la misma ocurra en la dirección normal²¹ al parche.

¹⁹ Se trata de la librería de Matlab que permite la resolución de ecuaciones diferenciales ordinarias usando para ello elementos de análisis finito. Es posible ver una referencia en la dirección <https://es.mathworks.com/products/pde.html>

²⁰ La triangularización de Dellanuay es ampliamente usada en cálculos científicos computaciones y Matlab la ha incorporado hace tiempo a sus librerías, es posible obtener información más amplia en la dirección siguiente: <https://es.mathworks.com/help/matlab/examples/creating-and-editing-delaunay-triangulations.html>

²¹ La dirección normal al parche se denomina en arrays de antenas dirección broadside y la dirección del eje de las antenas se denomina dirección endfire.

Capítulo 5 - Glosario

Se definen a continuación los términos y acrónimos más relevantes utilizados dentro de la Memoria.

- Permitividad: También denominada permitividad eléctrica. Es una constante física que describe como un campo eléctrico afecta y es afectado por un medio,
- Permeabilidad: También denominada permeabilidad magnética, se trata de una propiedad de un medio que describe la capacidad para atraer y dejar pasar a través del material los campos magnéticos. Dicho valor es la relación entre la intensidad del campo magnético existente y la inducción magnética que aparece en el interior de dicho material.
- Vector de Poynting: Se define como el campo producto vectorial del campo eléctrico y del campo magnético.
- Efecto Fringing: Como consecuencia de las dimensiones finitas en largo L y ancho W del parche metálico se manifiestan en el mismo efectos de bordes e las esquinas del parche.
- Microstrip: Tipo de línea de transmisión que típicamente se implementa mediante circuitos impresos y que se utiliza para transmitir señales de microondas. Usadas muy habitualmente como mecanismo de alimentación de antenas de parche.
- S11: Perdida de retorno o coeficiente de reflexión.
- VSWR: Voltage standing Wave Ratio, denominada formalmente Relación de Onda Estacionaria (ROE).

Capítulo 6 - Bibliografia.

1. *Electromagnetic modeling and analysis of wireless communication antennas*. A. Hoorfar, V. Jamnejad. Marzo de 2003, IEEE microwave magazine, págs. 51-67.
2. *MoM Antenna simulations with Matlab: RWG basic functions*. Makarov, Sergey. 5, October de 2001, IEEE Antennas and propagation magazine, Vol. 43, págs. 100-107.
3. Balanis, Constantine A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. 3rd Edition. s.l. : Wiley-Interscience, April 4, 2005.
4. Aurora Andújar Linares, Jaume Anguera Pros. *Antenas. Grado de Ingeniería de Telecomunicaciones UOC*. Septiembre 2014.
5. Makarov, Sergey. *Antenna and EM Modeling with Matlab*. July 2002. s.l. : Wiley.
6. —. *Antenna and EM Modeling with MATLAB*. [En línea] ECE Department of Worcester Polytechnic Institute, MA, 2002. <http://ece.wpi.edu/books/aemm/>.
7. *Microstrip patch antennas: An historical perspective of the development*. Peixeiro, Custodio. 2011, Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), 2011 SBMO/IEEE MTT-S International, págs. 684-688.
8. *Space-filling miniature antennas*. C. Puente, E, Rozan, J. Anguera. US Patent 7,202,822.
9. *Analysis of feeding mechanism in microstrip patch antenna*. Anchal Verma, O.P. Singh y Ganga Ram Mishra. Apr-2014, IJRET: International Journal of Research in Engineering and Technology, Vol. Volume: 03 Issue: 04, págs. 786-792. Dept. of Electronics and Communication, Amity University, Lucknow.
10. *Rectangular Microstrip Patch Antenna Using Coaxial Probe Feeding Technique to Operate in S-Band*. Majumder, Alak. Issue 4, April 2013, International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT), Vol. 4, págs. 1206-1210. Department of ECE, NIT Agartala - Jirania, West Tripura, India.
11. *Fractal-Shaped Antennas and their Application to GSM 900/1800*. C. Puente, J. Anguera, C. Borja, and J. Soler. July-Set. 2001, The Journal of the Institution of British Telecommunications Engineers, Vols. 2, Part 3.
12. *Metallized Foams for Fractal-Shaped Microstrip Antennas*. Jaume Anguera, Jean-Pierre Daniel, Carmen Borja, Josep Mumbrú, Carles Puente, TiphaineLeduc, Nancy Laeveren, and Peter Van Roy. 6, Dec. 2008, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 50, págs. 20-38.
13. *BroadBand Dual-Frequency Microstrip Patch Antenna With Modified Sierpinski Fractal Geometry*. Jaume Anguera, Enrique Martínez, Carles Puente, Carmen Borja, and Jordi Soler. 1, Jan. 2004, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52, págs. 66-73.
14. *An Under-Sampled High Directivity Microstrip Patch Array with a Reduced Number of Radiating elements Inspired on the Sierpinski Fractal*. Jaume Anguera, Gemma Montesinos, Carles Puente, Carmen Borja, and Jordi Soler. 2, April 2003, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 37, págs. 100-103.
15. *The fractal Hilbert monopole: A two-dimensional wire*. Jaume Anguera, Carles Puente, Enrique Martínez, and Edouard Rozan. 2, Jan. 2003, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 36, págs. 102-104.

16. *Metallized Foams for Antenna Design: Application to Fractal-Shaped Sierpinski-Carpet Monopole*. J. Anguera, J.P. Daniel, C. Borja, J. Mumbrú, C. Puente, T. Leduc, K. Sayegrih, and P. Van Roy. 2010, Progress In Electromagnetics Research, Vol. PIER 104, págs. 239-251.
17. *Multifrequency Microstrip Patch Antenna using Multiple Stacked Elements*. Jaume Anguera, Gisela Font, Carles Puente, Carmen Borja, and Jordi Soler. 3, March 2003, IEEE Microwave and Wireless Component Letters, Vol. 13.
18. *Coupled Monopole Antenna Design for Multiband Handset Devices*. S. Risco, J. Anguera, A. Andújar, A. Pérez, and C. Puente. 10, Feb. 2010, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 52, págs. 359-364.
19. *Stacked H-Shaped Microstrip Patch Antenna*. Jaume Anguera, Lluís Boada, Carles Puente, Carmen Borja, and Jordi Soler. 4, April 2004, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52, págs. 983-993.
20. *Dual Frequency Broadband Microstrip Antenna With a Reactive Loading and Stacked Elements*. J. Anguera, C. Puente, and C. Borja. 2009, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vols. 10, 1-10.
21. *A Procedure to Design Wide-Band Electromagnetically-Coupled Stacked Microstrip Antennas Based on a Simple Network Model*. J. Anguera, C. Puente, and C. Borja. Orlando, USA July 1999, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. II, págs. 944-947.
22. *A Procedure to Design Stacked Microstrip Patch Antenna Based on a Simple Network Model*. Jaume Anguera, Carles Puente, and Carmen Borja. 3, August 2001, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 30, págs. 149-151.
23. *Rectangular patch antenna for high gain and vertical polarization*. Ajinkya S. Dakare, Manohar V. Buktare, Ganesh L. Waghmare, Ganesh L. Waghmare. 6, June de 2014, International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), Vol. 3, págs. 600-603.
24. Kempel, Sergey N. Makarov and Leo C. MATLAB Antenna Toolbox. A Draft. [En línea] Last Updated Feb. 2nd 2006. <http://ece.wpi.edu/mom/index.html>.
25. *A systematic method to design single-patch broadband microstrip patch antennas*. Jaume Anguera, Carles Puente, Carmen Borja, Gisela Font and Jordi Soler. 3, Novembe 2001, Microwave and optical thechnology letters, Vol. 31, págs. 185-188.
26. Mathworks. Antenna Toolbox - Matlab. [En línea] <https://es.mathworks.com/products/antenna.html>.
27. *Small handset antenna for FM reception*. D. Aguilar, J. Anguera, M. Ribó, and C. Puente. 10, October 2008, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 50, págs. 2677-2683.
28. *Genetic Algorithm Optimization of a High-Directivity Microstrip Patch Antenna Having a Rectangular Profile*. J. M. J. W. Jayasinghe, Jaume Anguera, and D.N. Uduwawala. 3, September 2013, Radioengineering, Vol. 22, págs. 700-707.
29. *Fractal-Shaped Antennas: a Review*. Jaume Anguera, Carles Puente, Carmen Borja and Jordi Soler. s.l. : edited by K. Chang, 2005, Wiley Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, Vol. 2, págs. 1620-1635.

30. *Miniature Microstrip Patch Antenna Loaded With a Space-Filling Line Based on the Fractal Hilbert Curve*. David Gala, Jordi Soler, Carles Puente, Carmen Borja, and Jaume Anguera. 4, Aug. 2003, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 38, págs. 311-312.
31. *Small and High Directivity Bowtie Patch Antenna based on the Sierpinski Fractal*. Jaume Anguera, Carles Puente, Carmen Borja, Raquel Montero, and Jordi Soler. 3, Nov 2001, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 31, págs. 239-241.
32. *Miniature WideBand Stacked Microstrip Patch Antenna based on the Sierpinski Fractal Geometry*. Jaume Anguera, Carles Puente, Carmen Borja, and Jordi Romeu. Salt Lake City, USA July 2000, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 3, págs. 1700-1703.
33. *Miniature Microstrip Patch Antenna Loaded With a Space-Filling Line Based on the Fractal Hilbert Curve*. David Gala, Jordi Soler, Carles Puente, Carmen Borja, and Jaume Anguera. 4, Aug. 2003, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 38, págs. 311-312.
34. *Dual frequency broadband stacked microstrip patch antenna*. Jaume Anguera, Carles Puente, Carmen Borja, Nicolás Delbene, and Jordi Soler. 2003, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 2, págs. 36-39.
35. *Design of 4 Elements Rectangular Microstrip Patch Antenna with High Gain for 2.4 GHz Applications*. Khraisat, Yahya S. H. 1, January de 2012, *Modern Applied Science*, Vol. 6, págs. 68-74.
36. *Simulation and Analysis of the Radiation Pattern of Microstrip Patch-Type Antenna*. 1S. M. Campo, R. J. Bermudez, F. G. Serna, O. E. Perrone and M. O. Oliveira, Member, IEEE. 1, s.l. : IEEE Latin America Translations, Vol. 11, págs. 347-352.
37. Garg, Ramesh, Prakash Barthia, Inder Bahl, Apisak Ittipiboon. *Microstrip Antenna Design Handbook*. [ed.] Artech House. 2001.