

PROYECTO FIN DE GRADO

TÍTULO: Diseño de una antena de parche alimentada mediante ranura acoplada

AUTOR/A: Marina Adriana Alcázar González

TITULACIÓN: Grado en Ingeniería de Sistemas De Telecomunicación

TUTOR/A: Ignacio Gómez Revuelto

DEPARTAMENTO: Ingeniería Audiovisual y Comunicaciones

VºBº TUTOR/A

Miembros del Tribunal Calificador:

PRESIDENTE/A: Rita Hogan Teves de Almeida

TUTOR/A: Ignacio Gómez Revuelto

SECRETARIO/A: Vicente González Posadas

Fecha de lectura: 27 de septiembre de 2024

Calificación:

El Secretario/La Secretaria,

Resumen

El título de este trabajo de fin de grado es “Diseño de una antena de parche alimentada mediante ranura acoplada” y aborda el diseño de una antena para ser instalada en un nanosatélite. La fabricación de un satélite convencional tiene una duración estimada de alrededor de cuatro años y un coste que oscila entre los 50 y los 100 millones de dólares. Por este motivo su construcción quedaba limitada a grandes compañías y organizaciones gubernamentales, quienes pueden asumir los gastos ligados a la construcción de grandes satélites. Debido al reducido coste de los CubeSat, estos han ganado notoriedad como una alternativa útil frente al satélite convencional. Esta disminución en el coste de los nanosatélites implica a su vez una disminución en la funcionabilidad de los mismos. Con el objetivo de mejorar las comunicaciones de los nanosatélites los requisitos perseguidos para las antenas de los CubeSat son alta ganancia, amplio ancho de banda y tamaño reducido. Uno de los modelos de antena que más se adecua a las especificaciones definidas es la antena microstrip [1].

En este proyecto se pretende diseñar una antena rectangular en tecnología microstrip alimentada mediante ranura acoplada. Este tipo de alimentación es una de las técnicas más populares para conseguir un ancho de banda amplio. La antena bajo estudio se diseña para que trabaje a la frecuencia de 2.2 GHz. En el presente documento se analiza el impacto que produce el cambio de geometría de la ranura acoplada en los parámetros de rendimiento de la antena. Así pues, se estudia el comportamiento de los campos radiados y del ancho de banda de impedancia para cuatro geometrías de ranura diferentes. Una vez logrado un diseño de antena para las cuatro ranuras que cumpla con las especificaciones requeridas, se realiza un estudio comparativo de los cuatro casos. En dicha comparación se hará hincapié en las dimensiones tanto de la antena propiamente dicha como de las ranuras, las ganancias obtenidas en cada caso y el ancho de banda conseguido.

A lo largo del documento se proporciona las definiciones de los parámetros fundamentales de las antenas. Del mismo modo, se cubre los principales métodos de análisis de las antenas microstrip, puesto que tener una visión general de cómo son los campos sobre los parches es esencial para interpretar de manera apropiada tanto los diagramas de radiación como las gráficas de coeficiente de reflexión.

Como software de simulación se ha utilizado FEKO, que puede analizar la antena empleando distintos métodos numéricos, usando el método de los momentos por defecto. El proyecto se realiza de manera gradual, con etapas bien diferenciadas entre sí. Es decir, se diseña primeramente la antena para una geometría de ranura determinada usando el MoM. Tras obtener el diseño de antena óptimo para el MoM, con el objetivo de comprobar que el modelo de antena obtenido es válido, y que efectivamente se cumple con las especificaciones de diseño, se recurre a la utilización de diferentes métodos numéricos. Mas concretamente se usan otros dos métodos numéricos adicionales, encargados de validar la solución obtenida con el MoM. Una vez validado el diseño planteado se pasa a la siguiente geometría de ranura. Dentro de cada etapa de trabajo se lleva a cabo un proceso iterativo de prueba y error, con su

posterior reajuste si fuera necesario. Con cada iteración se pretende estar más cerca de lograr unas determinadas especificaciones que debe cumplir la antena.

Para terminar, a modo de conclusión se evalúan los resultados obtenidos, demostrando que un incremento en el número de parámetros de diseño afecta de manera ligeramente positiva, aunque sin cambios significativos, a los parámetros de rendimiento de la antena.

Abstract

The title of this final degree project is "Design of a Patch Antenna Fed by Slot Coupling" and it focuses on the design of an antenna to be installed on a nanosatellite. The production of a conventional satellite has an estimated lifespan of around four years and a cost ranging between 50 and 100 million dollars. For this reason, its construction has been limited to large companies and government organizations, which can bear the expenses associated with building large satellites. Due to the reduced cost of CubeSats, they have gained prominence as a useful alternative to conventional satellites. This reduction in the cost of nanosatellites also implies a decrease in their functionality. In order to improve the communications of nanosatellites, the requirements for CubeSat antennas are high gain, wide bandwidth, and small size. One of the antenna models that best fits the defined specifications is the microstrip antenna.

In this project, a rectangular antenna in microstrip technology is designed, fed by a coupled slot. This type of feed is one of the most popular techniques to achieve wide bandwidth. The antenna under study is designed to operate at a frequency of 2.2 GHz. This document analyzes the impact that changes in the geometry of the coupled slot have on the performance parameters of the antenna. Thus, the behavior of the radiated fields and the impedance bandwidth is studied for four different slot geometries. Once an antenna design that meets the required specifications for the four slots is achieved, a comparative study of the four cases is conducted. This comparison will emphasize the dimensions of both the antenna itself and the slots, the gains obtained in each case, and the achieved bandwidth.

Throughout the document, definitions of the fundamental antenna parameters are provided. Similarly, the main methods for analyzing microstrip antennas are covered, as having an overall understanding of the fields on the patches is essential for properly interpreting both radiation patterns and reflection coefficient graphs.

FEKO simulation software has been used for the project, which can analyze the antenna using different numerical methods, with the method of moments being the default. The project is carried out gradually, with well-differentiated stages. That is, the antenna is first designed for a given slot geometry using MoM. After obtaining the optimal antenna design with MoM, in order to verify that the antenna model obtained is valid and that it indeed meets the design specifications, different numerical methods are used. Specifically, two additional numerical methods are employed to validate the solution obtained with MoM. Once the proposed design is validated, the next slot geometry is tackled. Within each work stage, an iterative process of trial and error is carried out, with subsequent adjustments if necessary. With each iteration, the aim is to get closer to achieving the specifications that the antenna must meet.

Finally, as a conclusion, the obtained results are evaluated, demonstrating that an increase in the number of design parameters slightly positively affects the performance parameters of the antenna, although without significant changes.

Índice de figuras

Figura 1 Distribución de campos en el parche	11
Figura 2 TM_{10}	12
Figura 3 TM_{01}	12
Figura 4 Ranuras	17
Figura 5 Disposición de la antena.....	18
Figura 6 Disposición antena	18
Figura 7 Línea de alimentación sin stub	19
Figura 8 Línea de alimentación con stub.....	19
Figura 9 Cálculo de anchura línea con AWR	19
Figura 10 Ranura rectangular.....	22
Figura 11 Antena plano infinito	22
Figura 12 Parche ranura rectangular plano infinito.....	22
Figura 13 Ranura rectangular y línea alimentación plano infinito.....	23
Figura 14 Coeficiente reflexión ranura rectangular plano infinito	23
Figura 15 Impedancia.....	24
Figura 16 Impedancia: real e imaginaria	24
Figura 17 Coeficiente de reflexión ranura rectangular plano infinito	25
Figura 18 Componentes copolares a 2 GHz	26
Figura 19 Componentes copolares a 2,2 GHz.....	26
Figura 20 Componentes copolares a 2,4 GHz.....	26
Figura 21 Radiación del campo en la dirección de máxima radiación	27
Figura 22 Componentes contrapolares a 2 GHz.....	27
Figura 23 Componentes contrapolares a 2,2 GHz	27
Figura 24 Componentes contrapolares a 2,4 GHz	28
Figura 25 Componente contrapolar en la dirección de máxima radiación	28
Figura 26 Plano E	29
Figura 27 Plano H.....	29
Figura 28 Ranura rectangular plano finito	29
Figura 29 Parche ranura rectangular plano finito	30
Figura 30 Ranura rectangular y alimentación plano finito	30
Figura 31 Gráfica coeficiente de reflexión ranura rectangular para plano finito	31
Figura 32 Coeficiente reflexión ranura rectangular para plano infinito y finito	32
Figura 33 Impedancia ranura rectangular plano finito.....	32
Figura 34 Coeficiente reflexión en carta de Smith ranura rectangular plano finito.....	33
Figura 35 Coeficiente reflexión en carta de Smith ranura triangular modelo infinito y finito	33
Figura 36 Componentes copolares ranura rectangular plano finita a 2 GHz	34
Figura 37 Componentes copolares ranura rectangular plano finito a 2,2 GHz.....	34
Figura 38 Componentes copolares ranura rectangular plano finito a 2,4 GHz.....	34
Figura 39 Componente copolar en la dirección máxima radiación en la ranura rectangular plano finito	35

Figura 40 Componentes contrapolares ranura rectangular plano finito a 2 GHz	35
Figura 41 Componentes contrapolares ranura rectangular plano finito a 2,2 GHz.....	35
Figura 42 Componentes contrapolares ranura rectangular plano finito a 2,4 GHz.....	36
Figura 43 Componente contrapolar en la dirección de apuntamiento	36
Figura 44 Componentes plano E ranura rectangular plano finito	37
Figura 45 Componentes plano H ranura rectangular plano finito	37
Figura 46 Relación copolar-contrapolar plano E ranura rectangular plano finito	37
Figura 47 Ranura rectangular para FEM	38
Figura 48 coeficiente reflexion ranura rectangular MoM FEM FDTD.....	38
Figura 49 Carta de Smith ranura rectangular MoM FEM FDTD	39
Figura 50 Componentes copolares plano E ranura rectangular MoM FEM FDTD	40
Figura 51 Componentes copolares plano E en cartesianas	40
Figura 52 Componentes copolares en la dirección de máxima raduación para la ranura rectangular en MoM FEM FDTD	41
Figura 53 Componente contrapolar plano E ranura rectangular MoM FEM FDTD	41
Figura 54 Componentes contrapolares plano E cartesianas.....	42
Figura 55 Componentes copolares y contrapolares del plano E	42
Figura 56 Vista desde arriba antena ranura en H en FEKO usando MoM	43
Figura 57 Vista desde arriba antena ranura en H.....	43
Figura 58 Parche ranura en H plano infinito	44
Figura 59 Ranura en H plano infinito	44
Figura 60 Coeficiente de reflexión ranura H plano infinito.....	45
Figura 61 Impedancia ranura H plano infinito	45
Figura 62 Coeficiente de reflexión en la carta de Smith antena ranura en H plano infinito	46
Figura 63 Componentes copolares ranura H plano infinito a 2 GHz	46
Figura 64 Componentes copolares ranura en H plano infinito a 2,2 GHz.....	46
Figura 65 Componentes copolares ranura en H plano infinito a 2,4 GHz.....	47
Figura 66 Componente copolar en la dirección de máxima radiación	47
Figura 67 Componentes contrapolares ranura H plano infinito a 2 GHz	48
Figura 68 Componentes contrapolares ranura H plano infinito a 2,2 GHz.....	48
Figura 69 Componentes contrapolares ranura H plano infinito a 2,4 GHz.....	48
Figura 70 Componente contrapolar a 2 GHz.....	49
Figura 71 Componente contrapolar a 2,2 GHz	49
Figura 72 Componente contrapolar a 2,4 GHz	49
Figura 73 Componentes contrapolares en la dirección de máxima radiación	49
Figura 74 Diagrama de radiación plano E.....	50
Figura 75 Diagrama de radiación plano H	50
Figura 76 Antena ranura en H plano finito.....	50
Figura 77 Dimensiones parche ranura H plano finito	51
Figura 78 Dimensiones ranura en H y alimentación plano finito	51
Figura 79 Coeficiente de reflexión ranura H plano finito	52
Figura 80 Coeficiente de reflexión ranura H plano infinito y finito	53
Figura 81 Impedancia ranura H plano finito	53

Figura 82 Impedancia ranura H para plano infinito y finito.....	54
Figura 83 Diagrama de Smith ranura H plano finito	54
Figura 84 Diagrama de Smith MoM FEM FDTD	55
Figura 85 Componentes copolares ranura H plano finito a 2 GHz	56
Figura 86 Componentes copolares ranura en H plano finito a 2,2 GHz.....	56
Figura 87 Componentes copolares ranura en H plano finito a 2,4 GHz.....	56
Figura 88 Componente copolar en la dirección de máxima radiación.....	57
Figura 89 Diagrama radiación componentes contrapolares ranura H plano finito a 2 GHz	57
Figura 90 Componentes contrapolares ranura en H plano finito a 2,2 GHz	57
Figura 91 Componentes contrapolares ranura en H plano finito a 2,4 GHz	58
Figura 92 Contrapolar ranura H plano finito a 2 GHz	58
Figura 93 Contrapolar ranura H plano finito a 2,2 GHz	58
Figura 94 Contrapolar ranura H plano finito a 2,4 GHz	59
Figura 95 Componentes contrapolares en la dirección de máxima radiación.....	59
Figura 96 Plano E ranura en H plano finito	60
Figura 97 Plano H ranura en H plano finito.....	60
Figura 98 Componente copolar-contrapolar plano E ranura H plano finito	60
Figura 99 Coeficiente de reflexión ranura H en MoM FEM FDTD.....	61
Figura 100 Diagrama Smith ranura en H para MoM FEM FDTD	62
Figura 101 Componente copolar Plano E ranura en H de los métodos numéricos	62
Figura 102 Componente copolar ranura en H plano E de los métodos numéricos	63
Figura 103 Ganancia en función de la frecuencia en la dirección de máxima radiación para los tres métodos numéricos.....	63
Figura 104 Componente contrapolar plano E de los tres métodos numéricos	64
Figura 105 Componente contrapolar plano E de MoM FEM FDTD	64
Figura 106 Componentes copolares y contrapolares del plano E de los tres métodos numéricos	65
Figura 107 Parche de la antena ranura en forma de pajarita con plano infinito.....	66
Figura 108 Dimensiones de la ranura en forma de pajarita y alimentación para plano infinito	66
Figura 109 Coeficiente de reflexión ranura en forma de pajarita para plano infinito	67
Figura 110 Impedancia ranura en forma de pajarita para plano infinito	67
Figura 111 Diagrama de Smith de la ranura en forma de pajarita para plano infinito	68
Figura 112 Componentes copolares del plano E y H a 2GHz.....	68
Figura 113 Componentes copolares plano E y H a 2,2 GHz	68
Figura 114 Componentes copolares plano E y H a 2,4 GHz	69
Figura 115 Componente copolar en la dirección de máxima radiación	69
Figura 116 Componentes contrapolares plano E y H a 2 GHz.....	70
Figura 117 Componentes contrapolares plano E y H a 2,2 GHz.....	70
Figura 118 Componentes contrapolares plano E y H a 2,4 GHz.....	70
Figura 119 Componentes contrapolares plano E a 2 GHz.....	71
Figura 120 Componentes contrapolares plano E a 2,2 GHz	71

Figura 121 Componentes contrapolares plano E a 2,4 GHz.....	71
Figura 122 Valor de contrapolar en la dirección de máxima radiación.....	72
Figura 123 Componentes copolar y contrapolar del PLANO E	72
Figura 124 Componentes copolar y contrapolar del PLANO H.....	72
Figura 125 Antena de parche con ranura acoplada en forma de pajarita	73
Figura 126 Parche de la antena con ranura acoplada en forma de pajarita para plano finito	74
Figura 127 Ranura acoplada en forma de pajarita para plano finito.....	74
Figura 128 Coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para el modelo de ranura de pajarita acoplada plano finito	75
Figura 129 Coeficiente de reflexión ranura de pajarita para plano infinito y finito	76
Figura 130 Impedancia de la antena con ranura de pajarita para plano finito.....	76
Figura 131 Impedancia en función de la frecuencia para plano infinito y finito	77
Figura 132 Diagrama de Smith del coeficiente de reflexión plano finito.....	77
Figura 133 Coeficiente de reflexión de la antena de plano infinito y finito	78
Figura 134 Componentes copolares ranura de pajarita plano finito a 2 GHz	79
Figura 135 Componentes copolares ranura de pajarita plano finito a 2,2 GHz	79
Figura 136 Componentes copolares ranura de pajarita plano finito a 2,4 GHz	79
Figura 137 Componente copolar en la dirección de máxima radiación.....	80
Figura 138 Componentes contrapolares ranura de pajarita plano finito a 2GHz	80
Figura 139 Componentes contrapolares ranura pajarita plano finito a 2,2 GHz	80
Figura 140 Componentes contrapolares ranura de pajarita plano finito a 2,4 GHz.....	81
Figura 141 Componentes contrapolares a 2 GHz.....	81
Figura 142 Componentes contrapolares a 2,2 GHz.....	81
Figura 143 Componentes contrapolares a 2,4 GHz.....	82
Figura 144 Componentes contrapolares de los dos planos en la dirección de máxima radiación.....	82
Figura 145 Componentes copolar y contrapolar del plano E de la antena con ranura de pajarita y plano finito	83
Figura 146 Componentes copolar y contrapolar del plano H de la antena de ranura de pajarita y plano finito	83
Figura 147 Nivel de componente copolar-contrapolar plano E a la frecuencia central	83
Figura 148 Coeficiente de reflexión de la antena con ranura de pajarita de MoM FEM FDTD	84
Figura 149 Diagrama de Smith antena ranura de pajarita para MoM FEM FDTD	85
Figura 150 Componentes copolares plano E de la antena de ranura de pajarita para MoM FEM FDTD.....	85
Figura 151 Componentes copolares plano E para MoM FEM FDTD.....	86
Figura 152 Nivel de copolar en la dirección de máxima radiación de MoM FEM FDTD	86
Figura 153 Componentes contrapolares para plano E de la antena con ranura de pajarita para MoM FEM FDTD	87
Figura 154 Componentes contrapolares del plano E en MoM FEM FDTD	87
Figura 155 Componentes copolar y contrapolar del plano E de MoM FEM FDTD	88
Figura 156 Parche de la antena con ranura de reloj de arena de plano infinito	89
Figura 157 Ranura en forma de reloj de arena y línea de alimentación para plano infinito....	90

Figura 158 Coeficiente de reflexión de la antena ranura de reloj de arena para plano infinito	90
Figura 159 Impedancia de la antena en forma de reloj de arena plano finito	91
Figura 160 Carta de Smith del coeficiente de reflexión de antena con ranura de reloj de arena plano finito	91
Figura 161 Componente copolar antena ranura de reloj de arena plano infinito a 2 GHz	92
Figura 162 Componente copolar antena ranura de reloj de arena plano infinito a 2,2 GHz.....	92
Figura 163 Componente copolar antena ranura de reloj de arena plano infinito a 2,4 GHz.....	92
Figura 164 Componente copolar en la dirección de máxima radiación	93
Figura 165 Componente contrapolar de la antena ranura de reloj de arena con plano infinito a 2 GHz	93
Figura 166 Componente contrapolar de la antena ranura de reloj de arena con plano infinito a 2,2 GHz	93
Figura 167 Componentes contrapolares de la antena de ranura de reloj de arena plano infinito a 2,4 GHz	94
Figura 168 Componente contrapolar a 2 GHz	94
Figura 169 Componente contrapolar a 2,2 GHz	94
Figura 170 Componente contrapolar a 2,4 GHz	95
Figura 171 Componentes contrapolares en la dirección de máxima radiación.....	95
Figura 172 PLANO E de la antena de reloj de arena plano infinito	96
Figura 173 PLANO H de la antena de reloj de arena plano infinito	96
Figura 174 Parche de la antena de reloj de arena plano finito	97
Figura 175 Ranura de reloj de arena para plano finito	97
Figura 176 Coeficiente de reflexión antena ranura de reloj de arena plano finito	98
Figura 177 Coeficiente de reflexión de la antena ranura de reloj de arena para plano infinito y finito	99
Figura 178 Impedancia de la antena de ranura de reloj de arena.....	100
Figura 179 Coeficiente de reflexión sobre la carta de Smith de la antena con ranura de reloj de arena para plano finito	100
Figura 180 Coeficiente de reflexión de la antena alimentada con ranura de pajarita para plano infinito y finito	101
Figura 181 Componentes copolares de la antena ranura de reloj de arena plano finito a 2 GHz.....	102
Figura 182 Componentes copolares de la antena ranura de reloj de arena plano finito a 2,2 GHz.....	102
Figura 183 Componentes copolares antena de ranura de reloj de arena plano finito a 2,4 GHz	102
Figura 184 Componentes copolares en la dirección de máxima radiación	103
Figura 185 Componentes contrapolares de la antena con ranura de reloj de arena plano finito a 2 GHz	103
Figura 186 Componentes contrapolares de la antena ranura de reloj de arena plano finito a 2,2 GHz	103

Figura 187 Componentes contrapolares de la antena con ranura de reloj de arena plano finito a 2,4 GHz	104
Figura 188 Componentes contrapolares a 2 GHz.....	104
Figura 189 Componentes contrapolares a 2,2 GHz.....	104
Figura 190 Componentes contrapolares a 2,4 GHz.....	105
Figura 191 Componentes contrapolares en la dirección de máxima radiación	105
Figura 192 PLANO E de la antena con ranura de reloj de arena plano finito	106
Figura 193 PLANO H de la antena con ranura de reloj de arena de plano finito	106
Figura 194 Nivel de copolar-contrapolar de antena con ranura de reloj de arena a 2,2 GHz	106
Figura 195 Coeficiente de reflexión antena con ranura de reloj de arena en MoM FEM FDTD	107
Figura 196 Coeficiente de reflexión en la carta de Smith de la antena con ranura de reloj de arena para MoM FEM FDTD	108
Figura 197 Diagrama de radiación componentes copolares plano E para MoM FEM FDTD .	108
Figura 198 Componentes copolares del plano E para MoM FEM FDTD	109
Figura 199 Componentes copolares en la dirección de máxima radiación para MoM FEM FDTD.....	109
Figura 200 Componentes contrapolares de plano E a 2,2 GHz para MoM FEM FDTD	110
Figura 201 Componentes contrapolares plano E MoM FEM FDTD	110
Figura 202 Componentes copolares y contrapolares del plano E para MoM FEM FDTD	111
Figura 203 Coeficiente de reflexión de las cuatro ranuras	112
Figura 204 Diagrama de Smith de las cuatro ranuras	113
Figura 205 Componentes copolares plano E de las cuatro ranuras a 2 GHz	114
Figura 206 Componentes copolares plano E de las cuatro ranuras a 2,2 GHz	114
Figura 207 Componentes copolares plano E de las cuatro ranuras a 2,4 GHz	114
Figura 208 Componentes copolares plano H de las cuatro ranuras a 2 GHz.....	115
Figura 209 Componentes copolares plano H de las cuatro ranuras a 2,2 GHz	115
Figura 210 Componentes copolares plano H de las cuatro ranuras a 2,4 GHz	116
Figura 211 Componentes copolares de las cuatro ranuras en la dirección de máxima radiación.....	117
Figura 212 Componentes contrapolares en plano E y plano H para las cuatro ranuras a 2 GHz	117
Figura 213 Componentes contrapolares en plano E y plano H para las cuatro ranuras a 2,2 GHz	118
Figura 214 Componentes contrapolares en plano E y plano H de las cuatro ranuras a 2,4 GHz	118
Figura 215 Componentes contrapolares de las cuatro ranuras en la dirección de máxima radiación.....	119
Figura 216 Relación copolar-contrapolar de las cuatro geometrías de ranura.....	119

Índice de tablas

Tabla 1 Dimensiones ranura rectangular	31
Tabla 2 Dimensiones antena ranura en H	52
Tabla 3 Dimensiones de la antena con ranura acoplada en forma de pajarita para plano infinito y finito	75
Tabla 4 Dimensiones antena con ranura de reloj de arena para plano infinito y finito	98
Tabla 5 Anchos de banda de las cuatro ranuras.....	112
Tabla 6 Ganancia y relación delante-atrás de las cuatro ranuras.....	116

Lista de acrónimos

I+D+i: Investigación + desarrollo + innovación

FDTD: Finite Difference Time Domain

FEM: Finite Elements Method

MIT: Massachusetts Institute of Technology

MoM: Method of moments

NASA: National Aeronautics and Space Administration

TEM: Transversal electromagnético

TM: Transversal magnético

UHF: Ultra High Frequency

Índice de contenidos

Resumen	i
Abstract	iii
Índice de figuras	v
Índice de tablas	xi
Lista de acrónimos.....	xiii
1. Introducción	1
1.1 Marco y motivación del proyecto.....	1
1.2 Objetivos técnicos y académicos	1
1.3 Estructura del resto de la memoria	2
2. Marco tecnológico.....	5
2.1 Antenas	5
2.1.1 Teorema de reciprocidad	5
2.1.2 Impedancia de la antena	5
2.1.3 Coeficiente de reflexión.....	6
2.1.4 Diagrama de radiación.....	7
2.1.5 Ganancia y directividad.	7
2.1.6 Polarización.	8
2.2 Ranuras rectangulares	8
2.3 Antena Microstrip.....	9
2.3.1 Métodos de análisis.....	10
2.3.2 Métodos numéricos	12
2.3.3 Tipos de alimentación	13
3. Especificaciones y restricciones de diseño	15
4. Descripción de la solución propuesta	17
5. Resultados	21
5.1 Ranura rectangular	21
5.1.1 Plano infinito	21
5.1.2 Plano finito.....	29
5.1.3 Métodos numéricos: FEM y FDTD	38
5.2 Ranura en H	43
5.2.1 Plano infinito	43
5.2.2 Plano finito.....	50
5.2.3 Métodos numéricos: FEM y FDTD	61
5.3 Ranura en forma de pajarita.....	65
5.3.1 Plano infinito	65
5.3.2 Plano finito.....	73
5.3.3 Métodos numéricos: FEM y FDTD	84
5.4 Ranura en forma de reloj de arena.....	88
5.4.1 Plano infinito	89
5.4.2 Plano finito.....	96
5.4.3 Métodos numéricos: FEM y FDTD	107

5.5	Evaluación de las cuatro antenas	111
6.	Presupuesto	121
7.	Impacto del proyecto	123
8.	Conclusiones	125
8.1	Conclusiones.....	125
8.2	Trabajos futuros	125
9.	Referencias	127

1. Introducción

1.1 Marco y motivación del proyecto

En 1999 la Universidad Politécnica Estatal de California junto con la Universidad de Stanford desarrollaron el estándar CubeSat, con el propósito de crear un medio de acceso al espacio al alcance de los investigadores. Esto se traduce en la construcción de satélites de bajo coste en un tiempo límite, lo que conlleva un diseño sencillo.

Un CubeSat es un nanosatélite cuya unidad de medida es un cubo de 10x10x10 cm, pudiendo agruparse varios de los mismos, pero manteniendo una masa máxima inferior a 1.5 kg. Esta limitación de peso y espacio es debida a la necesidad de abaratar costes tanto en el diseño y fabricación como en el lanzamiento del satélite [2].

Un elemento imprescindible en un satélite es un sistema de comunicaciones. Al encontrarse el satélite en órbita en el espacio exterior las comunicaciones no pueden realizarse a través de un medio guiado. Lo que hace inevitable la presencia de antenas en los sistemas de comunicaciones de los satélites y, por consiguiente, también en un CubeSat. Debido a las características del CubeSat las antenas deberán ser de pequeñas dimensiones y ligeras. Esto convierte a la antena microstrip en un elemento radiante muy adecuada para este tipo de estándares.

Uno de los desafíos actuales que presenta cualquier sistema de comunicaciones es el requerimiento de altas tasas de transmisión y recepción de datos, que exigen anchos de banda cada vez más amplios.

En este contexto, el proyecto consiste en el diseño de una antena microstrip de banda ancha alimentada mediante ranura acoplada, que irá instalada en un CubeSat.

1.2 Objetivos técnicos y académicos

Se pretende diseñar una antena microstrip con un ancho suficientemente grande como para asegurar de forma continua las comunicaciones entre el satélite y la estación terrena. Estas comunicaciones son críticas, por tanto, se ha de conseguir una antena que presente valores óptimos de pérdidas de retorno, ganancia y relación copolar-contrapolar en un ancho de banda mayor que en el de una antena microstrip convencional.

Para comprobar que el diseño de la antena es válido sin necesidad de recurrir a la fabricación, se simulará la misma antena mediante diferentes métodos numéricos, verificando que para todos los casos se cumple con las especificaciones requeridas.

Desde el punto de vista técnico, los objetivos principales son:

- Implementar la alimentación mediante ranura acoplada en una antena microstrip.
- Evaluar el comportamiento que presenta la antena ante el uso de un plano infinito y compararlo con el modelo de plano finito.
- Analizar y comparar los resultados obtenidos con los diferentes métodos numéricos para un mismo diseño de antena con la finalidad de asegurar la viabilidad de la antena.
- Estudiar las diferencias existentes tanto en dimensiones como en comportamiento de la antena al cambiar la geometría de la ranura acoplada.

Desde el punto de vista académico, el proyectista adquiere las siguientes competencias:

- Capacidad de aplicar conocimientos y abordar problemas en escenarios desconocidos.
- Capacidad de identificar, diferenciar y seleccionar adecuadamente las diferentes técnicas disponibles para dar solución a problemas reales dentro del ámbito de las telecomunicaciones.
- Capacidad de transmitir conclusiones y los fundamentos que las respaldan tanto a una audiencia especializada como a una que no lo fuera.
- Capacidad para gestionar el trabajo de manera eficiente, estableciendo objetivos y organizando los recursos y el tiempo disponibles para cumplirlos.
- Familiarización con el entorno de diseño y simulación de antenas FEKO.

1.3 Estructura del resto de la memoria

En este apartado se ofrece una visión general de la estructura de la memoria.

El primer apartado es la **introducción**. En este capítulo se describe brevemente el marco tecnológico en el que se encuentra el proyecto. Además, se da un listado de los objetivos tanto técnicos como académicos que se pretenden conseguir con su realización. El apartado finaliza con una descripción de las secciones en las que el proyecto queda dividido.

El segundo apartado recibe el nombre de **marco tecnológico**. En él se identifican los actuales desafíos de CubeSat, al mismo tiempo que se tratan definiciones que son de importancia a la hora de comprender las propiedades principales de cualquier antena. Por último, se presentan los dos tipos de antenas involucradas en el proyecto, dando una visión general de su comportamiento a través de aproximaciones.

El tercer apartado se denomina **especificaciones y restricciones de diseño**. En este apartado se enumeran las especificaciones que debe cumplir el diseño planteado, y las características técnicas que debe presentar.

El apartado número cuatro se llama **descripción de la solución propuesta**. Este apartado retrata detalladamente la solución de diseño planteada, argumentando las decisiones tomadas en la elaboración del proyecto. El objetivo fundamental de este apartado es informar al lector de manera clara y sin ambigüedad de cuál es el diseño final de antena propuesto.

El quinto apartado recibe el nombre de **resultados**. Este capítulo proporciona un análisis crítico de los resultados obtenidos de las simulaciones con FEKO. El apartado queda dividido en cinco secciones. Las cuatro primeras secciones son para cada una de las ranuras utilizadas en el proyecto: rectangular, en H, en forma de pajarita y en forma de reloj de arena. La última de las cinco secciones muestra una evaluación cualitativa y una comparación entre las cuatro antenas presentadas en términos de ganancia, ancho de banda, propiedades radiativas y dimensiones de la propia antena. A su vez, las cuatro primeras secciones, pertenecientes a cada ranura, está subdividida en tres subapartados. Por tanto, existe para cada ranura un subapartado para el modelo infinito, otro subapartado para el modelo finito, y otro subapartado más que proporciona los resultados obtenidos para los otros dos métodos numéricos utilizados: FEM y FDTD. Con los subapartados para modelo finito e infinito se pretende evaluar y contrastar los parámetros de la antena y su variación según se esté en uno u otro modelo. La finalidad del subapartado final es comprobar que la solución de diseño es válida. Esto es, si utilizando diferentes maneras numéricas de dar solución al problema electromagnético, el diseño sigue cumpliendo con las especificaciones requeridas.

El apartado seis es el **presupuesto** del proyecto. En este apartado se estima el coste total del proyecto, basándose en los gastos de ingeniería, hardware y software implicados en su elaboración.

El apartado siete se llama **impacto del proyecto**. Este apartado refleja las repercusiones sociales, de salud, ambientales y tecnológicas vinculadas con el proyecto.

El octavo apartado son las **conclusiones**. Este capítulo incluye una visión general del proyecto, recogiendo las conclusiones a las que se llega en base a los resultados obtenidos. Asimismo, se proponen posibles mejoras del diseño de antena y líneas futuras de investigación a partir del proyecto.

2. Marco tecnológico

Cualquier diseño de antena para CubeSat necesita cumplir con restricciones de tamaño y peso, al mismo tiempo que presentar alta ganancia y amplio ancho de banda. La ganancia es proporcional a las dimensiones de la antena. La restricción de tamaño para la antena se debe a la reducida dimensión del propio CubeSat y además a la obligada reserva de espacio para la instalación de los paneles solares del nanosatélite. Los paneles solares suministran energía a los subsistemas del satélite, y la cantidad de energía solar que captan es proporcional a la superficie que ocupan. Por todo esto, una de las antenas más populares entre los diseños para CubeSat son las antenas microstrip.

Tratando de mejorar los parámetros de rendimiento de la antena, en la última década se han publicado numerosos estudios sobre el diseño de antenas CubeSat en tecnología microstrip [1]. Una de las técnicas de diseño empleada es el uso de alimentación mediante ranura acoplada.

2.1 Antenas

La antena es la componente del sistema que permite convertir señales electromagnéticas guiadas en ondas electromagnéticas radiadas en el espacio libre. Una antena es una estructura especialmente diseñada para radiar y captar ondas electromagnéticas. La diferencia con cualquier otro sistema es que no hay un medio guiado. Los parámetros fundamentales de las antenas son: su impedancia, su diagrama de radiación y su polarización [3].

2.1.1 Teorema de reciprocidad

Este teorema es válido para antenas pasivas, y demuestra que cualquier antena tiene un comportamiento exactamente equivalente en transmisión que en recepción, es decir, el valor de la impedancia que tiene una antena, su diagrama de radiación o su polarización es lo mismo ya esté funcionando como una antena transmisora o como una antena receptora.

2.1.2 Impedancia de la antena

Una antena en un dispositivo emisor se conectará al transmisor, del que deberá extraer la máxima potencia. En el caso de antena receptora, irá conectada al receptor y le deberá entregar la máxima potencia. Para que ocurra la máxima transferencia de potencia en ambos casos se necesita que haya adaptación de impedancias entre la antena y el transmisor o receptor. Para realizar esta adaptación se puede definir a la entrada de la antena su impedancia de entrada, Z_e , mediante las relaciones tensión-corriente existente en ese punto. La Z_e es el parámetro que muestra cómo se comporta la antena a nivel de circuito.

La Z_e es una función compleja que depende de la frecuencia, y a la frecuencia de resonancia la Z_e únicamente presenta parte real.

2.1.3 Coeficiente de reflexión

A alta frecuencia las tensiones y corrientes dependen tanto de la frecuencia como de la posición. Esto da lugar a que la solución de las ecuaciones de onda que aparecen para tensión y corriente sea la suma de una onda que se propaga hacia la carga, onda incidente, y una onda que se propaga en dirección al generador, onda reflejada. La existencia de onda reflejada va a hacer que se entregue menos potencia a la carga. Se busca que la energía transmitida sea máxima y, por tanto, la energía que se refleja debe ser mínima [4].

La relación entre la onda reflejada y la onda incidente viene determinada por el coeficiente de reflexión, y depende también de la posición.

Ecuación 1

$$\rho(z) = \frac{V_r(z)}{V_i(z)} = \frac{V_{rL} * e^{-\gamma z}}{V_{iL} * e^{\gamma z}} = \rho_L * e^{-2\gamma z}$$

Ecuación 2

$$\gamma = j * \beta + \alpha$$

Siendo en la Ecuación 1: $\rho(z)$ el coeficiente de reflexión en el punto z , $V_r(z)$ la tensión de la onda reflejada en el punto z , $V_i(z)$ la tensión de la onda incidente en el punto z , V_{rL} la tensión de la onda reflejada en la carga, V_{iL} la tensión de la onda incidente en la carga, γ es la constante de propagación y ρ_L es el coeficiente de reflexión en la carga.

En la Ecuación 2, β es la constante de fase y α es la constante de atenuación.

Ecuación 3

$$\rho_L = \frac{V_{rL}}{V_{iL}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

En la Ecuación 3, Z_L es la impedancia de la carga, y Z_0 es la impedancia característica de la línea con la que excito o saco energía de la antena. Z_0 en la situación sin pérdidas o bajas pérdidas es real, en esta situación hay un desacoplo entre la potencia de la onda incidente y la potencia de la onda reflejada de tal forma que la potencia media que se transmite es la potencia incidente menos la potencia reflejada.

En dispositivos pasivos, como generalmente es el caso de las antenas, la amplitud de la onda reflejada siempre será menor o igual a la amplitud de la onda incidente. De modo que, en el peor de los casos la amplitud de la onda reflejada tendrá el mismo valor que la amplitud de la onda incidente. Asimismo, en el mejor de los casos no existirá la onda reflejada.

Esto se traduce en que el módulo de ρ_L tomará valores entre 0 y 1. Siendo $|\rho_L|=0$ el caso de transmisión total, en el que no existe onda reflejada. Para este caso Z_L toma el valor de Z_0 , y se dice que la carga está adaptada. Siempre que $|\rho_L| \neq 0$ parte de la potencia que se entrega a

la carga se devuelve. Si $|p_L|=1$ se está en el caso de reflexión total, podrá darse con tres situaciones:

- Cortocircuito en la carga $\Rightarrow Z_L=0$.
- Circuito abierto en la carga $\Rightarrow Z_L=\infty$.
- Carga imaginaria pura $\Rightarrow Z_L=jX_L$.

2.1.4 Diagrama de radiación.

Están definidos para campo lejano, y los campos lejanos dependen de las componentes E_θ y E_ϕ , es decir, no tienen componente radial. Se puede considerar que los frentes de onda del campo radiado, al estar lo suficientemente alejados de la fuente, son frentes de onda planos. Estas ondas planas soportan modos TEM. Esto quiere decir que habrá un campo eléctrico ortogonal al campo magnético, y estos a su vez, serán ortogonales a la dirección de propagación. Por lo que se tiene:

Ecuación 4

$$\vec{H} = \frac{\hat{r} \times \vec{E}}{\eta}$$

En la Ecuación 4, siendo $\vec{H}$ el vector campo magnético, $\vec{E}$ el vector campo eléctrico, $\hat{r}$ el vector unitario de la dirección de propagación, y η la impedancia de la onda en el vacío ($\approx 120\pi$).

Los diagramas de radiación dan información de cómo se distribuye espacialmente el campo radiado por la antena, son la representación gráfica de las propiedades directivas de la antena en función de las coordenadas espaciales, θ y ϕ . Muestra qué direcciones son privilegiadas para la transmisión de la señal. Estos modelos suelen utilizar una escala logarítmica, y típicamente se representan cortes en un plano del diagrama.

Cuando se está en polarización lineal es típica la representación del plano E y el plano H la más común a alta frecuencia. El plano E es aquel plano que contiene el campo eléctrico y el máximo de radiación, el plano H es el plano que contiene el campo magnético y el máximo de radiación.

2.1.5 Ganancia y directividad.

Cuando las antenas están formadas únicamente por dieléctricos y conductores son antenas pasivas. Es por eso que cuando se habla de ganancia de una antena realmente se refiere a ganancia por directividad respecto a la antena isotrópica.

Una antena isotrópica es una antena que radiaría exactamente igual en todas las direcciones, con lo cual su diagrama de radiación en 3D sería una esfera, no tiene una dirección privilegiada para radiar. Esta antena es un modelo teórico que no existe en realidad, es un concepto que se utiliza para comparar respecto a ella y poder definir una directividad y una ganancia.

La directividad con respecto a la antena isotrópica es la relación existente entre el valor de un punto determinado de las coordenadas (θ , ϕ) del diagrama de radiación de la antena real y ese mismo punto del espacio en el diagrama omnidireccional de la isotrópica. Cuando la antena real tiene una directividad superior a la unidad (dB positivos), se está por encima de la esfera isotrópica. Por el contrario, cuando la relación es menor que la unidad (dB negativos) se está dentro de la esfera isotrópica. Por tanto, la directividad depende de las coordenadas espaciales, en este sentido, la directividad máxima es el cociente entre la intensidad máxima de radiación de la antena real respecto al diagrama omnidireccional de la isotrópica.

Las antenas pasivas están formadas por dieléctricos y conductores no ideales, por lo que habrá pérdidas por efecto Joule. En función de que se introduzcan las pérdidas de la antena, se habla de ganancia o directividad. La directividad no tiene en cuenta las pérdidas, por lo cual la antena real y la antena isotrópica deben radiar la misma potencia. En el caso de la ganancia, al introducir pérdidas, la potencia radiada siempre será menor que la potencia entregada, es por eso por lo que el cálculo se hace sobre la potencia entregada.

2.1.6 Polarización.

La polarización de la antena está definida como la polarización de la onda que radia. La polarización de una onda es la figura geométrica que va describiendo el extremo del vector $\vec{E}$. La antena transmisora y la antena receptora deben tener la misma polarización para que se comuniquen sin introducir pérdidas adicionales por despolarización. En antenas con polarizaciones completamente cruzadas se produce un rechazo idealmente infinito, en la práctica muy alto, a la señal recibida por parte de la transmitida.

Cualquier polarización se puede representar como la suma de dos polarizaciones lineales. Pero también, cualquier polarización se puede representar como la suma de dos polarizaciones circulares. La polarización copolar y la polarización contrapolar son las dos polarizaciones ortogonales que va a tener una antena. La polarización copolar es la polarización deseada, mientras que la contrapolar es la indeseada. Esto indica que habrá unas pérdidas de acoplamiento entre polarizaciones.

2.2 Ranuras rectangulares

Estructura formada por una apertura sobre un plano conductor. Al excitarse la ranura se consigue una variación de tensión a lo largo del plano a través de la ranura, es decir, se tiene una diferencia de potencial entre ambos extremos de la ranura, con lo cual aparecerán campos eléctricos. Gracias al teorema de equivalencia, si se conocen cómo son los campos sobre la superficie de la apertura se pueden calcular los campos radiados. Este teorema se puede aplicar siempre y cuando se tenga un material homogéneo en el exterior de la apertura y se conozcan los campos sobre la misma. Entonces, sea cual sea la situación de la que se parta, es el equivalente a tener unas corrientes superficiales que hagan que aparezcan esos

mismos campos. Con esos campos eléctricos se podrá calcular las corrientes magnéticas haciendo [5]:

Ecuación 5

$$\bar{M} = -\hat{n} \times \bar{E}$$

Siendo en la Ecuación 5: $\bar{M}$ las corrientes magnéticas ficticias que obligan a que exista el campo eléctrico, $\hat{n}$ el vector unitario perpendicular a la superficie de la ranura, y $\bar{E}$ el campo eléctrico que aparece sobre la ranura.

También se tiene:

Ecuación 6

$$\bar{J} = \hat{n} \times \bar{H}$$

Siendo en la Ecuación 6: $\bar{J}$ las corrientes eléctricas ficticias que obligan a que exista el campo magnético y $\bar{H}$ el campo magnético sobre la ranura.

Como existe un plano conductor, utilizando teoría de imágenes, las $\bar{J}$ tangenciales al plano se van a cortocircuitar y las corrientes magnéticas se van a duplicar, por lo que realmente la excitación total es:

Ecuación 7

$$\bar{M} = -2\hat{n} \times \bar{E}$$

Ecuación 8

$$\bar{J} = 0$$

Siendo la cara donde están las corrientes magnéticas la cara radiante de la ranura. El comportamiento de la ranura rectangular es el del dipolo magnético.

2.3 Antena Microstrip

La antena microstrip está formada por un parche metálico impreso sobre un sustrato dieléctrico el cual está sobre un plano conductor. Aparece de forma natural al ensanchar una línea microstrip y terminarla en circuito abierto. Los dos parámetros fundamentales de la antena son el dieléctrico del que se compone el sustrato y la forma del parche. Dentro del dieléctrico se puede elegir tanto la anchura del mismo como su permitividad relativa. En cuanto a la forma los dos parches más típicos son el circular y el rectangular.

Como elemento radiante tiene múltiples ventajas. Su principal virtud es que tiene un perfil bajo, adaptable incluso a superficies curvas. Esta cualidad es muy importante en cualquier objeto en el que se quiera cuidar la aerodinámica, especialmente en el caso de objetos que vuelan. Es una antena de bajo coste de fabricación, relativamente sencilla de construir y fácilmente repetible. Su principal inconveniente es que tiene un estrecho ancho de banda, propio de una estructura resonante, que limita de forma determinante su uso en algunas aplicaciones.

2.3.1 Métodos de análisis

Los campos y la distribución de corrientes dentro del parche son difíciles de calcular. Para entender el comportamiento de estas antenas también se utilizan diferentes métodos de análisis basados en aproximaciones. Estos métodos analíticos solo son válidos para medios homogéneos y únicamente sirven para algunas geometrías de antenas. Las dos modelos aproximaciones más extendidas son el modelo de línea de transmisión y el modelo de cavidad.

2.3.1.1 Modelo línea de transmisión

La línea microstrip presenta un modo de propagación QUASITEM, que es un modo híbrido, no tiene solución analítica, tiene ecuaciones semiempíricas. La línea microstrip tiene dos dieléctricos con dos constantes dieléctricas, ϵ_r , distintas, la del aire en la capa superior y la del sustrato. Cuando se excite la línea aparecerá un campo eléctrico, habrá una parte de ese campo que esté en el aire y otra parte de campo que este en el sustrato dieléctrico. Se realiza la siguiente aproximación, se puede decir que el campo eléctrico se propaga en un medio homogéneo cuya constante dieléctrica sea un intermedio entre la del dieléctrico y la del aire. A esta constante la llamaremos ϵ_{reff} .

Ecuación 9

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_{rA} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{rD} - 1}{2} * \sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}$$

Siendo en la Ecuación 9: ϵ_{reff} la constante dieléctrica efectiva, ϵ_{rA} la constante dieléctrica del aire, ϵ_{rD} la constante dieléctrica del sustrato, h la altura del sustrato y W la anchura de la línea de transmisión.

La idea de la antena microstrip rectangular es obtener una estructura resonante terminada en circuito abierto con una longitud aproximada de $\lambda_g/2$. Se utiliza esta longitud porque la línea acaba en circuito abierto en un extremo, un mínimo de corriente, y $\lambda_g/2$ más allá se vuelve a tener un mínimo de corriente, con lo cual se consigue una estructura resonante. Realmente la longitud no será exactamente $\lambda_g/2$, será un poco más pequeña debido al desbordamiento de los campos en los extremos de la línea que hace que la longitud efectiva de la línea sea mayor que la longitud real.

Ecuación 10

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L$$

Siendo en la Ecuación 10: L_{eff} la longitud efectiva de la línea, L la longitud real de la línea, y ΔL la longitud equivalente al desbordamiento en cada extremo.

Ecuación 11

$$L_{eff} = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{reff}}}$$

Donde en la Ecuación 11 el parámetro λ_g es la longitud de onda del sustrato, la c la velocidad de la luz en el vacío y f la frecuencia.

Justamente estos campos que desbordan son el equivalente a tener en los extremos unas corrientes magnéticas equivalentes, $\bar{M}$, que radian, es decir, es como si se tuviese en cada extremo una ranura equivalente. La corriente magnética se comportará como una corriente magnética uniforme a lo largo de todo el elemento radiante, la ranura. El campo eléctrico es equivalente al campo producido por dos dipolos magnéticos separados.

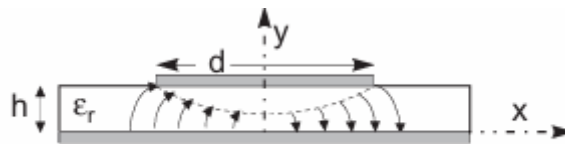


Figura 1 Distribución de campos en el parche

Esto mismo aparece representado en la Figura 1, donde en los extremos aparece un campo que desborda, y en el centro de la antena se tiene un mínimo de campo.

2.3.1.2 Modelo de cavidad

Este modelo se basa en buscar cual es el modo que resuena en esta estructura. Se supone que se tiene arriba un conductor perfecto, el del parche, abajo, otro conductor perfecto, el del plano de tierra, y por medio, lo que une al parche con el plano de tierra se supone como una pared magnética perfecta. Se supone también que los campos eléctricos están realmente confinados en la estructura debajo del parche. Como el espesor del sustrato es pequeño ($\ll \lambda_g$) en la dirección vertical no se puede excitar otro modo que no sea el cero. Los campos debajo del parche son TM, con el campo eléctrico perpendicular al parche. La frecuencia de resonancia de cada modo depende de las dimensiones del parche y la ϵ_r del sustrato. Hay un número infinito de modos, cada uno caracterizado por un par de enteros, m y n (TM_{mn}). En función de cuantas excitaciones tiene la antena en una dirección o en otra hará que resuene un modo u otro. De tal manera, que el modo que tenga la misma frecuencia de resonancia que la frecuencia de la excitación será el modo que resuene.

Los modos principales serían el TM_{10} y el TM_{01} , ambos modos tienen un patrón de radiación broadside, con el máximo de radiación situado en la dirección perpendicular a la superficie del parche.

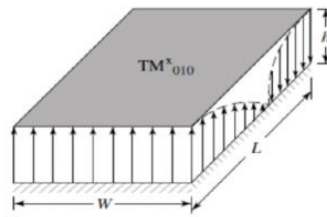


Figura 2 TM_{10}

La Figura 2 corresponde al modo TM_{10} , supuesto que se excitaría en la dirección de L. Se tiene una corriente constante en el plano inicial, una corriente constante en el plano final, y en los laterales una corriente sinusoidal. La corriente sinusoidal de los laterales, como $L=\lambda_g/2$, durante la primera mitad está en una dirección, y en la otra mitad en dirección contraria. Con lo cual ambas mitades se compensan, y no se radia. Lo único que se radia es el plano inicial y final (W).

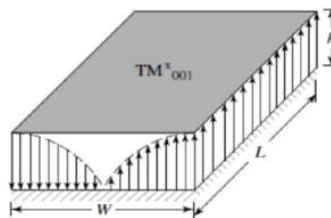


Figura 3 TM_{01}

La Figura 3 corresponde al modo TM_{01} , supuesto que la excitación se encuentra en la dirección W. En esta situación el plano final e inicial tienen una corriente magnética que varía en oposición de fase, no se suman. Pero los laterales se suman en fase, y se tendría un máximo en la dirección vertical. Para el modo TM_{01} el lado L es el lado radiante.

Una vez se tenga los campos eléctricos en la superficie, por el teorema de equivalencia, a través de las corrientes se podrán calcular los campos radiados.

2.3.2 Métodos numéricos

Los métodos analíticos mencionados intentaban determinar los campos radiados mediante aproximaciones, y así evitar cálculos. Para obtener resultados más precisos se tendrá que recurrir a resolver numéricamente el problema planteado. Los métodos numéricos dan solución al conjunto completo de las ecuaciones de Maxwell con sus condiciones de contorno.

Para que el ordenador pueda realizar el cálculo numérico, las ecuaciones de Maxwell se tienen que discretizar, es decir, se transforman operadores y operandos a una dimensión finita. Lo mismo ocurre con las condiciones de contorno. Esta discretización exige, generalmente, la existencia de un mallado sobre la superficie de la antena.

La discretización de los campos radiados presenta una nueva problemática. Los campos radiados se propagan hacia el exterior del elemento radiante. Ante la imposibilidad de discretizar absolutamente todo el exterior de la antena una de las soluciones planteadas

consiste en discretizar con un mallado únicamente un determinado volumen del espacio exterior previamente seleccionado, y resolver las ecuaciones de Maxwell dentro de ese volumen. Dentro de estos métodos se encuentran el MoM, FEM y FDTD.

2.3.2.1 MoM

Calcula los campos a través de las corrientes superficiales. Si el medio exterior es homogéneo se conoce la función de Green del medio, por lo que no hace falta de un mallado externo. En el caso del modelo de plano infinito, que es un modelo simplificado, solo es necesario mallar los conductores.

2.3.2.2 FEM

Es un método variacional. Para resolver el problema electromagnético FEM subdivide el sistema en partes más pequeñas llamadas elementos finito. Esto se logra mediante la discretización espacial a través del mallado. FEM aproxima una solución minimizando un funcional de error obtenido mediante el cálculo variacional. Un funcional es una función que depende de otra función. Para la discretización de los campos por lo general es necesario el mallado de un volumen determinado alrededor de la antena.

2.3.2.3 FDTD

Es un método diferencial que discretiza directamente las ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo. Habitualmente se requiere el mallado de un volumen específico que recubre la antena para la discretización de los campos radiados.

2.3.3 Tipos de alimentación

Hay diferentes maneras de alimentar la antena de parche. La alimentación puede ser de forma directa, o acoplada. Las cuatro formas de alimentación más comunes son:

- Alimentación coaxial: La estructura más típica es una línea coaxial cuyo conductor interno se conecta al parche para su alimentación, mientras que el conductor externo se conecta a tierra. La ubicación de la alimentación es un elemento clave para modificar la impedancia que presenta la antena a la entrada. El inconveniente de este tipo de alimentación es la inductancia parásita que introduce el vivo del coaxial, que será más grande según aumente el espesor del sustrato.
- Alimentación por línea microstrip: En la misma capa de la antena se imprime una línea microstrip que alimenta al parche de forma directa. Típicamente a la entrada la antena de parche presenta una alta impedancia, que irá disminuyendo según la línea se adentra en el parche. Para conseguir adaptación de impedancia se introduce la línea de alimentación microstrip dentro del parche haciendo dos pequeñas ranuras a ambos lados de la misma. La desventaja de este método de alimentación es la radiación espurea que introduce la línea microstrip.

- Alimentación por acoplamiento por proximidad: En este tipo de alimentación no hay contacto directo entre la alimentación y el parche. En este caso habrá dos capas de dieléctrico con el plano de tierra en la capa inferior, la antena de parche en la capa superior, y entremedias de las dos capas de dieléctrico la línea microstrip. Aunque esta disposición permite el uso de una ϵ_r más alta para el sustrato donde va impresa la línea microstrip, la línea introduce también radiación espurea. Otra desventaja es que esta alimentación requiere fabricación multicapa.
- Alimentación por apertura acoplada: La alimentación ocurre sin contacto directo, al acoplar energía de una línea microstrip a través de una ranura situada en un plano de tierra. La antena estará constituida por dos dieléctricos, el superior donde irá impreso el parche, y el dieléctrico inferior en cuya cara superior se sitúa el plano de tierra con la ranura, y en la inferior la línea microstrip. Una de las ventajas de este tipo de alimentación es que no hay radiación espurea de la línea de alimentación ya que existe un plano de tierra que la separa del parche. La ranura sobre el plano de tierra puede tener distintas formas, y puede ser resonante o no resonante. Si la ranura es resonante proporciona una resonancia adicional que en conjunto con la resonancia del parche da como resultado un mayor ancho de banda de impedancia. En contrapartida, la ranura resonante introduce una fuerte radiación trasera que puede reducir la ganancia de la antena.

3. Especificaciones y restricciones de diseño

Para antenas microstrip y con polarización lineal es el coeficiente de reflexión el que determina el ancho de banda de las antenas. El coeficiente de reflexión es en función de la frecuencia y en el caso que se estudia se define como ancho de banda de adaptación al rango de frecuencias para las cuales el coeficiente de reflexión es inferior a -10 dB.

El diseño de la antena deberá cumplir las siguientes especificaciones:

- La antena microstrip estará sintonizada a la frecuencia de 2,2 GHz. Esta frecuencia pertenece a la banda UHF (0,3-3 GHz). Dentro de las frecuencias de microondas se hace una subdivisión, por lo que además de estar en la banda UHF, la frecuencia de trabajo se encuentra también en la banda S (2-4 GHz).
- El rango de frecuencias para las cuales el coeficiente de reflexión está por debajo de -10dB deberá ser superior al 15% de la frecuencia de resonancia.
- La ganancia de la antena deberá ser superior a 6 dBi.
- La relación copolar-contrapolar será superior a 20 dB.
- Se comprobará mediante el uso de diferentes métodos numéricos que el diseño de la antena es válido.

4. Descripción de la solución propuesta

La antena microstrip tradicional presenta un ancho de banda muy estrecho, inferior al 5% de la frecuencia central. Esta característica puede facilitar la desintonización de la antena e impide su uso para algunas aplicaciones que requieren anchos de banda superiores. Existen numerosas técnicas enfocadas en aumentar el ancho de banda para el cual la antena está adaptada. Por ejemplo, el uso de parches apilados puede aumentar el ancho de banda, ya que los parches parásitos añaden nuevas resonancias a la ya existente. Lo mismo ocurre al introducir ranuras o cambios en la forma del parche, tal como el parche en forma de E, en el que los brazos del parche pueden llegar a introducir una segunda resonancia. También se puede conseguir aumentar el ancho de banda disminuyendo la constante dieléctrica del sustrato, o usando sustrato aire entre los dos dieléctricos.

En este contexto, el siguiente estudio consiste en el diseño de cuatro antenas microstrip rectangulares de banda ancha alimentada mediante ranura acoplada. Las cuatro antenas presentan un diseño multicapa, estarán constituidas por dos sustratos dieléctricos iguales, de $\epsilon_r = 4,5$, $\text{tg } \delta = 0,01$ y espesor = 1,5 mm. Entre ellos se colocará sustrato aire de espesor = 10 mm. El parche irá impreso en la cara de abajo de la capa superior, esto es así para que la propia estructura superior de la antena actúe de radomo y la proteja. La modificación que se realiza en el diseño de una antena a otra es la dimensión del parche radiante y, la forma y dimensión de la ranura a través de la cual quedan acopladas electromagnéticamente los dos dieléctricos existentes. Un estudio similar se realiza en [6].

Como ranura se ha utilizado en primer lugar la ranura rectangular, en segundo lugar, la ranura en forma de H, en tercer lugar, la ranura en forma de pajarita y por último la ranura en forma de reloj de arena. En todas las ranuras se hace un estudio del ancho de banda de la antena, sus propiedades radiactivas y su ganancia.

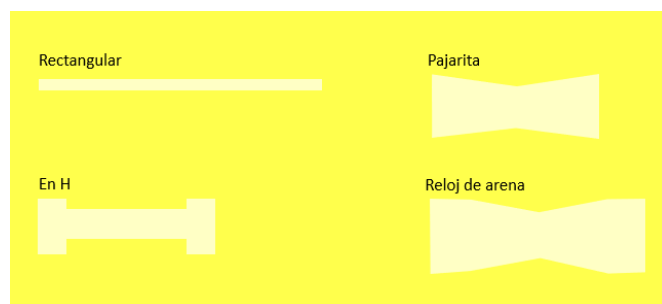


Figura 4 Ranuras

La Figura 4 muestra la geometría de las cuatro ranuras utilizadas en el estudio.

En los casos que se analizan a continuación, con la disposición que aparece en la Figura 5 y la Figura 6, la antena y la alimentación presentarán simetría espacial respecto al plano $X=0$. La línea de alimentación microstrip estará centrada en el eje Y, y la dimensión más grande de la ranura acoplada (longitud) se centrará en el eje X. El parche se coloca de tal manera que, su anchura queda paralela al eje X, y su longitud paralela al eje Y. De forma que, las ranuras equivalentes de cada extremo de la antena microstrip serán paralelas al eje X.

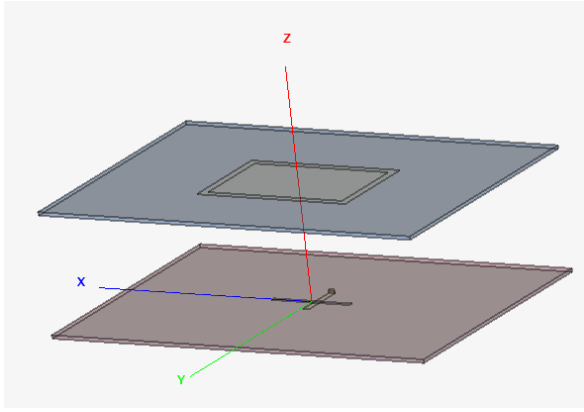


Figura 5 Disposición de la antena

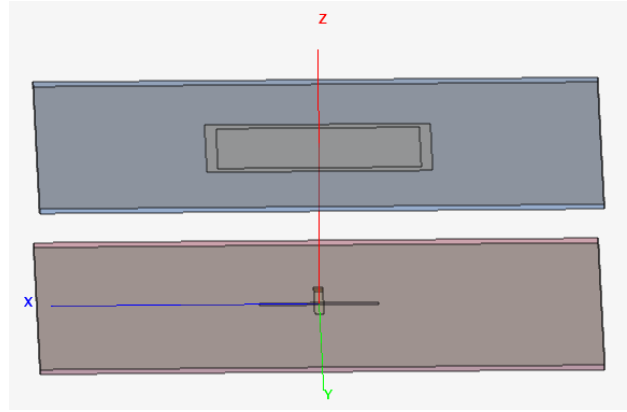


Figura 6 Disposición antena

Las corrientes que aparecen en los extremos del parche son $\vec{M} = -2\hat{n} \times \vec{E}$, donde las corrientes magnéticas, $\vec{M}$, están en la dirección del eje X, y el vector $\hat{n}$ estará en la dirección del eje Z. Por tanto, el campo eléctrico estará en la dirección Y. Como en campo lejano campo eléctrico y campo magnético son ortogonales, el campo magnético estará en la dirección del eje X. Con esta configuración el modo resonante es el modo TM_{10} .

Si la alimentación se colocase de manera perpendicular, es decir, línea de alimentación en el eje X y ranura en el Y, resonaría el modo TM_{01} .

Además, la antena microstrip presenta, para los modos fundamentales, un máximo en la dirección transversal a la superficie del parche, es decir, justo en el eje Z, en $\theta=0^\circ$. Esto es importante para definir los planos. Para el modo TM_{10} el plano E se corresponde con el plano YZ, o lo que es lo mismo $\varphi=0^\circ$, y el plano H con el plano XZ o $\varphi=90^\circ$.

El software utilizado para el diseño de las antenas es FEKO, el diseño se realiza con el método de los momentos y después se comprueba con FEM y FDTD que la solución es válida. El proceso de diseño de cada antena con el método de los momentos consta de dos etapas, la primera etapa de diseño está basada en un modelo ideal que usa un plano infinito, la segunda, de mayor carga computacional, utiliza un plano finito.

El FEKO utiliza una discretización de la superficie de la antena a través del mallado. El mallado descompone la antena en unidades más pequeñas, llamadas elementos del mallado. Estos elementos del mallado pueden tener varias formas: triángulos, rectángulos, tetraedros, etc. Cuanto mayor sea el número de elementos de la malla, mayor será el número de incógnitas a resolver. Por tanto, un mallado con elementos muy pequeños supondrá más exactitud en los resultados obtenidos pero una mayor carga computacional. Esta es la razón por la que se debe llegar a una solución de compromiso.

El MoM en FEKO emplea un mallado triangular. Por todo esto, en el caso que sigue se mallará con una mayor concentración de triángulos en las zonas que presentan discontinuidades. Estas zonas críticas son la línea de alimentación microstrip, la ranura y los bordes del parche. El tamaño del lado del elemento de mallado deberá ser menor que $\lambda_g/10$.

Para el mallado de MoM se ha utilizado en la apertura y la línea de alimentación como lado del triángulo $\lambda_g/30$, y para el borde del parche $\lambda_0/40$.

FEM en FEKO utiliza un mallado en forma de tetraedros, y FDTD en forma de paralelepípedos. En ambos modelos se ha utilizado un mallado para el parche de $\lambda_0 \cdot 0,03$. Tanto para la ranura como para la línea de alimentación el tamaño del mallado es la dimensión de la anchura del elemento, ranura o línea microstrip, dividido entre dos. En cuanto al tamaño del volumen exterior mallado, para FEM se añade a cada lado de la antena la longitud correspondiente a $\lambda_0/16$, y para FDTD lo elige el programa de manera automática.

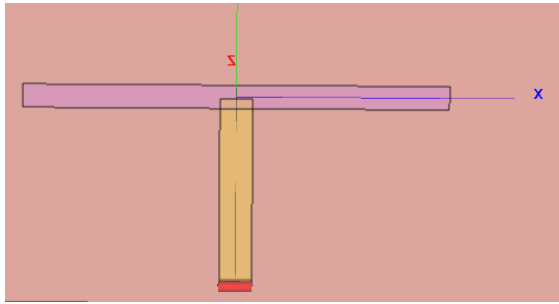


Figura 7 Línea de alimentación sin stub

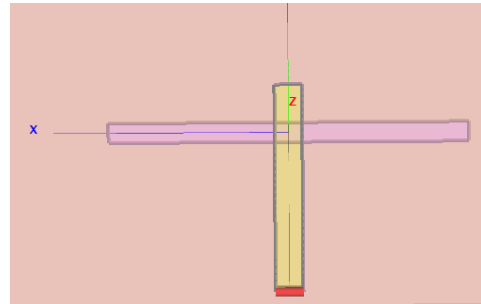


Figura 8 Línea de alimentación con stub

Como se aprecia en la Figura 7 y en la Figura 8, la línea microstrip de alimentación tendrá una longitud de $\lambda_g/4$ a la frecuencia central, y se extiende hasta llegar al centro de la ranura, pudiéndose prolongar más allá mediante la variable 'stub' para conseguir un ancho de banda óptimo.

El ancho de la línea es el correspondiente a 50Ω , este parámetro depende del sustrato, de la frecuencia, de la tangente de pérdidas y de la ϵ_r . Para calcular la anchura de la línea se utiliza la herramienta Txlíne del software AWR, que se muestra en la Figura 9, y se obtiene una anchura de 0,28 cm.

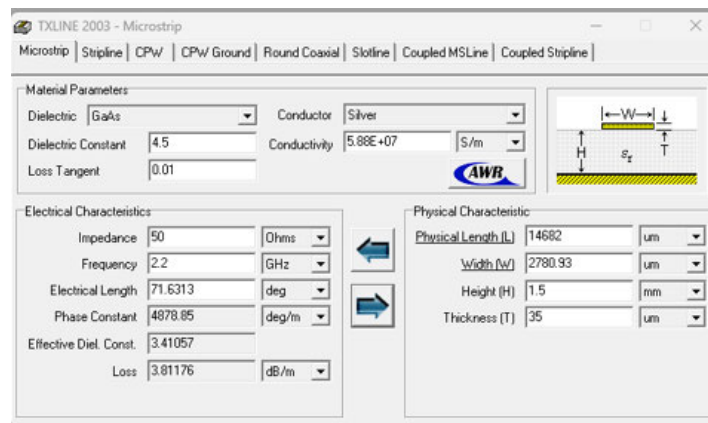


Figura 9 Cálculo de anchura línea con AWR

En todas las antenas las dimensiones del parche utilizadas parten de las fórmulas:

Ecuación 12

$$L \approx \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L$$

Ecuación 13

$$W \approx \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$$

Es posible realizar un escalado del modelo geométrico de una antena conservando las mismas características y propiedades de radiación de la misma. Esto es importante ya sea a la hora de reducir el tamaño de la antena o, como el caso que sigue, si se quiere cambiar algún parámetro de diseño, como por ejemplo la frecuencia [7].

Algunos de los parámetros que se pueden escalar son: la longitud lineal, la longitud de onda, la capacidad, la inductancia, la frecuencia y la conductividad. De modo que, si se quiere hacer un escalado de una antena por un factor n' , los cuatro primeros parámetros de la lista anterior se dividirán por n' , mientras que los dos últimos se multiplicarán por n' .

Para el caso bajo estudio no se puede escalar todas las dimensiones espaciales porque la altura del dieléctrico viene prefijada, con lo cual se escalan longitudinalmente todos los elementos posibles. Ello provoca que no haya un escalado en frecuencia y por lo tanto hay que modificar levemente la geometría de partida. El estudio del que se parte utilizaba una frecuencia central $\approx 1,1$ GHz, y una longitud de ranura de 7 cm. Siguiendo la teoría del escalado, para una frecuencia de 2,2 GHz un buen punto de partida para la longitud de la ranura sería un valor de 3,5 cm.

El diseño consiste en distribuir en frecuencia de manera adecuada las dos resonancias, la propia de la ranura y la propia del parche, de forma que ambas resonancias se sitúen en frecuencias cercanas y puedan mejorar así el ancho de banda de la antena. Una vez ajustados todos los parámetros de diseño en el modelo de plano infinito para unos valores de ancho de banda y ganancia óptimos, se llevan esos valores al modelo de plano finito para su posterior reajuste.

5. Resultados

Según el modelo de cavidad el circuito equivalente del parche a la frecuencia de resonancia es un circuito RLC paralelo. A la frecuencia de resonancia la L y la C presentan reactancias iguales en módulo, pero distintas en signo, por lo que se cancelan mutuamente. El circuito resonante paralelo a frecuencias bajas tiene un comportamiento inductivo, y a altas frecuencias presenta un comportamiento capacitivo. El circuito resonante paralelo también se caracteriza por presentar a la frecuencia de resonancia una alta impedancia.

Otra manera de representar lo mismo es mediante la carta de Smith. Se puede representar cualquier impedancia pasiva ($R \geq 0$) en el diagrama de Smith, con círculos de R constante y semiarcos de reactancias constantes. El módulo del coeficiente de reflexión en la carta de Smith se mide como la distancia física existente desde el origen hasta el punto de impedancia en cuestión. Por tanto, una impedancia perfectamente adaptada (con $|\rho| = 0$) estaría en el centro de la carta de Smith. El caso contrario lo tendríamos en el perímetro de la carta de Smith (con $|\rho| = 1$), que son las impedancias que tienen desadaptación total. Para el caso de coeficiente de reflexión menor a -10 dB, todos los valores posibles de impedancia sobre la carta de Smith estarían situados dentro de una circunferencia centrada en el origen y de radio 0,31.

El proyecto aborda el estudio de cuatro geometrías diferentes de ranura acoplada, a las que se dedica una sección individual dentro del presente apartado. Por simplicidad se comienza con la ranura rectangular. Seguidamente se trata el diseño de la ranura en forma de H, una de las ranuras más utilizadas en antenas de este tipo. A continuación, se presenta el diseño de dos ranuras más novedosas, la ranura en forma de pajarita y la ranura en forma de reloj de arena. Estas dos últimas ranuras son parecidas, pero la ranura en forma de reloj de arena cuenta con más parámetros de diseño. Para finalizar, se añade un último apartado cuyo objeto no es otro que el de realizar una evaluación comparativa de las cuatro ranuras disponibles.

Dentro de las secciones de cada ranura individual, hay tres subsecciones. Las dos primeras subsecciones utilizan el MoM como método numérico. La primera de estas subsecciones del MoM muestra los resultados obtenidos con el modelo de plano infinito, la otra para los resultados del modelo de plano finito. En la última subsección se presenta los resultados obtenidos con los otros dos métodos numéricos utilizados, FEM y FDTD, donde se valida el diseño final de antena.

5.1 Ranura rectangular

5.1.1 Plano infinito

Es un modelo simplificado que utiliza dieléctricos y un plano conductor que son infinitos. Este modelo tiene un menor número de incógnitas a resolver, y, por tanto, una menor carga computacional. Aunque los resultados son aproximados sirven como un buen punto de partida.

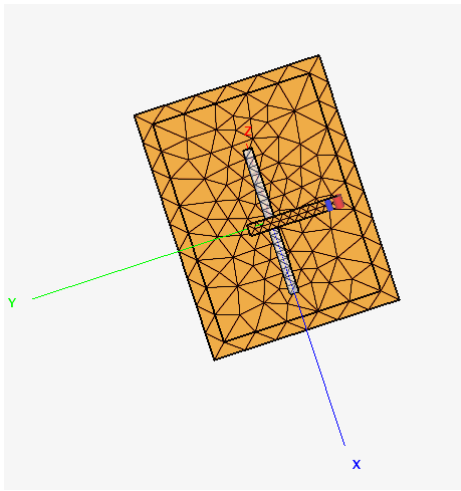


Figura 10 Ranura rectangular

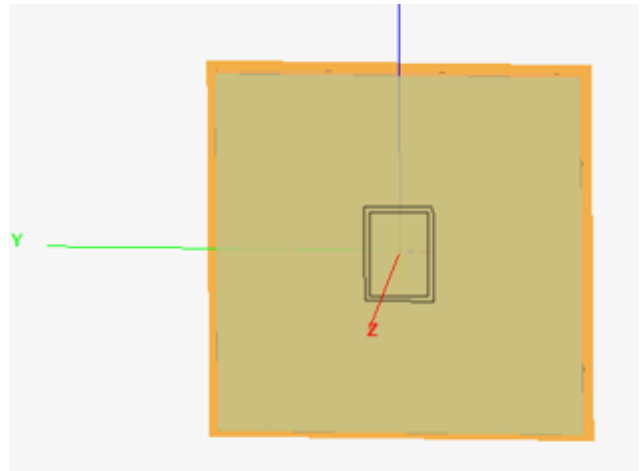


Figura 11 Antena plano infinito

La Figura 10 y la Figura 11 son fotos tomadas desde FEKO. En la Figura 10 se ha invisibilizado las capas de dieléctrico, mostrando solo el parche, la ranura y la línea de alimentación. Se observa un mallado triangular, que es el utilizado por el MoM. La Figura 11 es la antena vista desde arriba con los dieléctricos incluidos.

En el caso de la ranura rectangular los parámetros de diseño son: la longitud y anchura de la ranura, las dimensiones del parche (anchura y longitud), y el stub que alarga la línea de alimentación. Para este primer caso se encontró que los valores óptimos para estas variables son:

- Longitud_ranura= 3,66 cm
- Anchura_ranura= 0,21 cm
- Longitud_parche= 4,458 cm
- Anchura_parche= 6,237 cm
- Stub= 0,55 cm

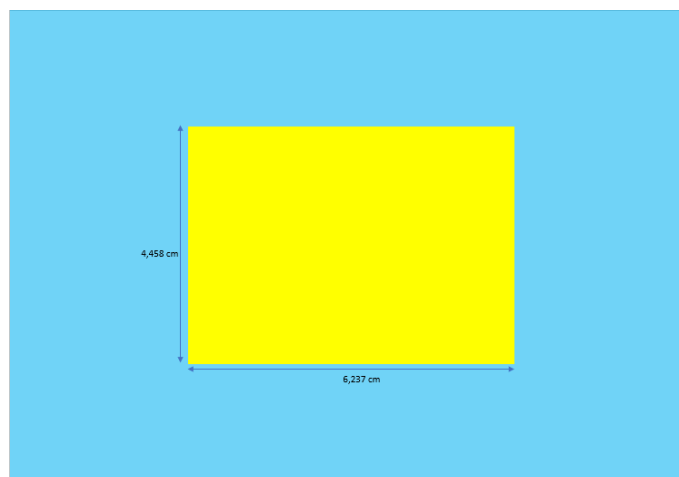


Figura 12 Parche ranura rectangular plano infinito

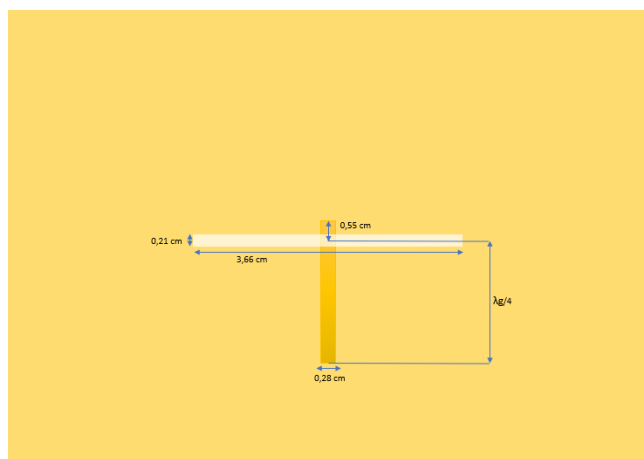


Figura 13 Ranura rectangular y línea alimentación plano infinito

La Figura 12 muestra las dimensiones del parche sobre el plano infinito, y la Figura 13 las dimensiones de la ranura acoplada junto con la línea de alimentación.

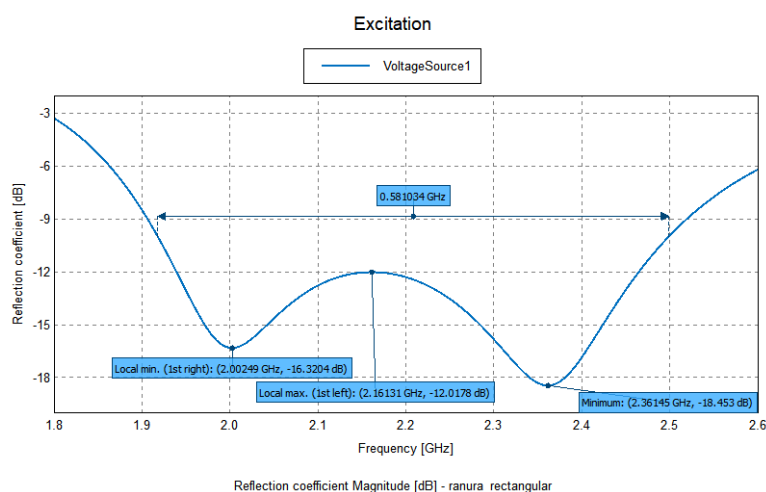


Figura 14 Coeficiente reflexión ranura rectangular plano infinito

La Figura 14 es la gráfica del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia. La primera resonancia ocurre en 2 GHz y la segunda está entorno a los 2,36 GHz. El ancho de banda a -10 dB es de 0,581 GHz, aproximadamente el 26,4% de la frecuencia central. El máximo valor del coeficiente de reflexión dentro del ancho de banda es de -12 dB, se ha dejado así porque cualquier modificación en el mallado podría suponer un cambio relativamente significativo en el valor que toma el coeficiente de reflexión, por lo que no es conveniente ajustar demasiado.

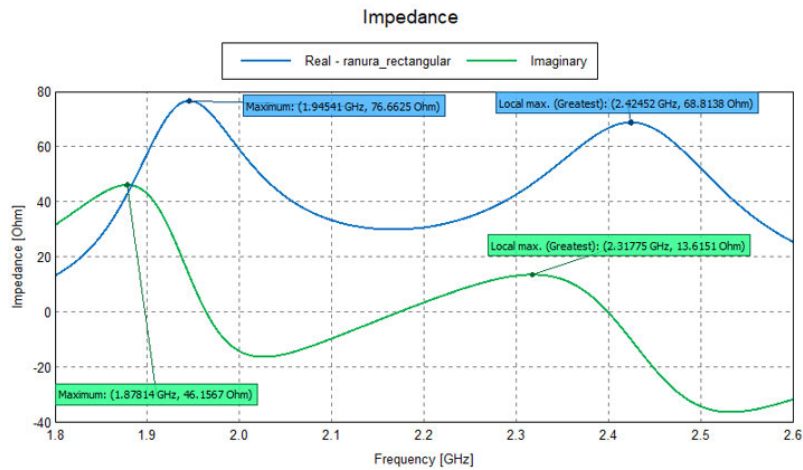


Figura 15 Impedancia

La Figura 15 es la gráfica de la impedancia de la antena en función de la frecuencia, con su parte real (azul) y la imaginaria (verde). En la Figura 15 se observa que ambas resonancias presentan una impedancia cercana a los 50 Ω a la frecuencia de resonancia. Aunque la medida no corresponde exactamente con la impedancia de entrada de la antena, puesto que se ha tomado $\lambda_g/4$ más allá (lo que mide la línea de alimentación), esto no supone una variación significativa en el valor de impedancia.

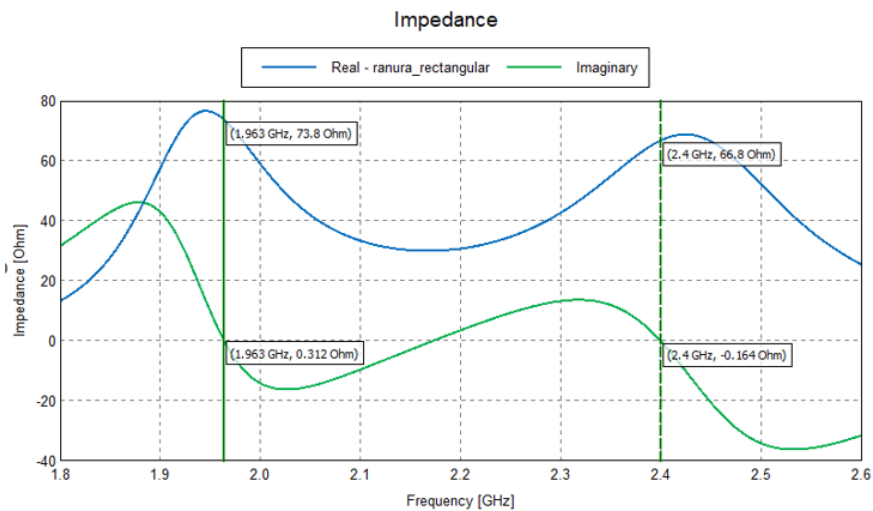


Figura 16 Impedancia: real e imaginaria

Si nos fijamos en la Figura 16 en la parte donde la reactancia es nula, no estamos exactamente en el máximo valor de parte real de impedancia, hay un desplazamiento en la curva de reactancia.

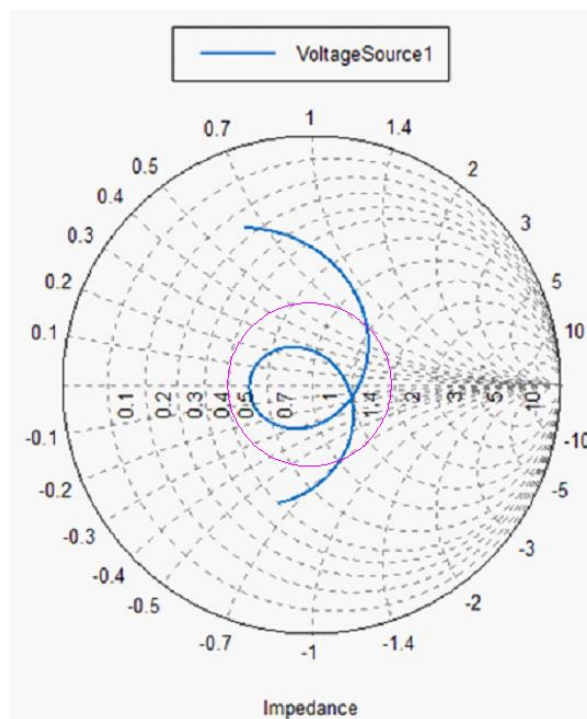


Figura 17 Coeficiente de reflexión ranura rectangular plano infinito

El círculo magenta de la Figura 17 es la circunferencia centrada en el origen de la carta de Smith con radio 0,31. Es decir, todos los puntos de las trayectorias dibujadas que queden dentro de la circunferencia tienen un coeficiente de reflexión inferior a -10 dB. El punto de cada lazo que se encuentra más cercano a la circunferencia magenta representa el máximo de la banda, que suele estar en torno a la frecuencia central. Del mismo modo, los extremos de las trayectorias dibujadas que cortan la circunferencia magenta representan los extremos de la banda. En la Figura 17 la curva del coeficiente de reflexión queda dentro de la circunferencia de radio 0,31, y centrada en el origen de la carta de Smith, por lo que hay un buen ancho de banda de adaptación. El punto donde se cierra la curva representa el mismo valor de coeficiente de reflexión. Si la circunferencia dentro de la carta de Smith es muy pequeña entonces el ancho de banda es estrecho.

A continuación, en la Figura 18, Figura 19 y Figura 20 quedan representadas las componentes copolares para los dos planos de interés en tres frecuencias (2 GHz, 2,2 GHz y 2,4 GHz). En este caso la componente copolar para el plano E es E_{ϕ} (azul), y para el plano H es E_{θ} (verde).

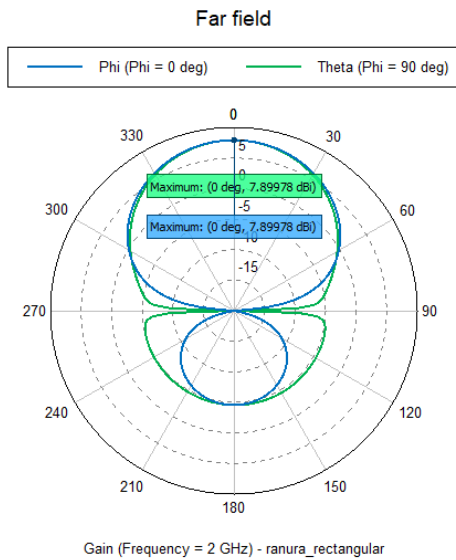


Figura 18 Componentes copolares a 2 GHz

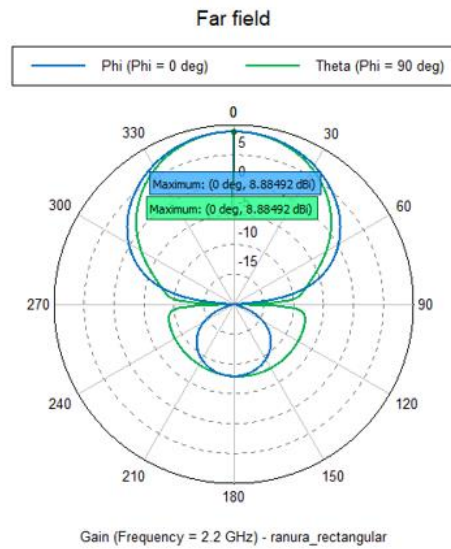


Figura 19 Componentes copolares a 2,2 GHz

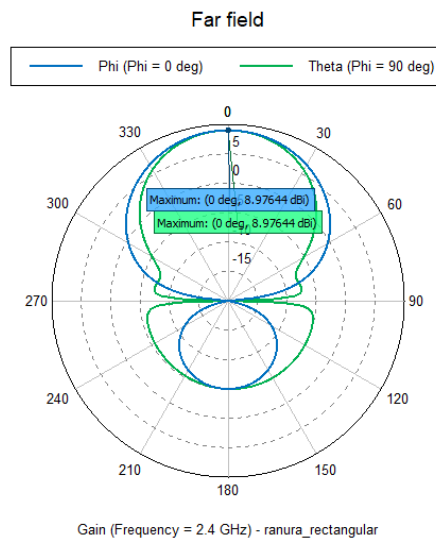


Figura 20 Componentes copolares a 2,4 GHz

La ganancia de la antena muestra una pequeña mejoría al aumentar la frecuencia, siendo 8,88 dBi a la frecuencia central. Como se esperaba el máximo de radiación se encuentra en la dirección $\theta = 0^\circ$, que es lo que se conoce como un diagrama broadside, que tiene lugar cuando el máximo de radiación se encuentra en la dirección transversal.

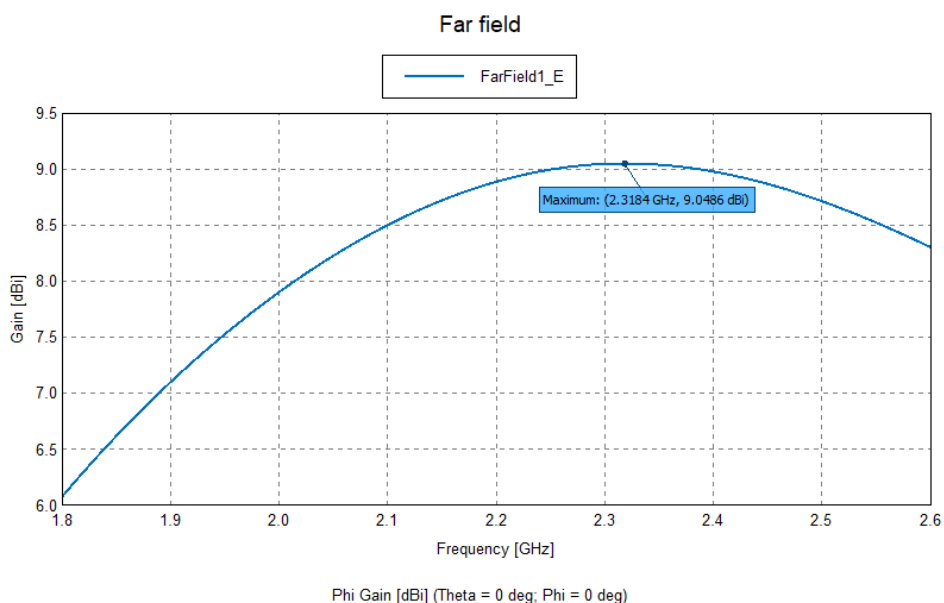


Figura 21 Radiación del campo en la dirección de máxima radiación

Como la antena se ha diseñado para que radie en la dirección $\theta=0^\circ$, es importante comprobar el comportamiento de los campos en esta dirección. En la Figura 21 se muestra la variación de las componentes copolares en función de la frecuencia en la dirección $\theta=0^\circ$. El máximo de radiación se consigue a la frecuencia de 2,32 GHz y toma un valor de 9,05 dB.

A continuación, en la Figura 22, Figura 23 y Figura 24 se representan las componentes contrapolares a las tres frecuencias estudiadas del plano E (en azul) y del plano H (en verde). Como plano E y plano H son ortogonales, sus componentes contrapolares también lo son, para el plano E la componente contrapolar es E_ϕ , y para el plano H la componente contrapolar es E_θ .

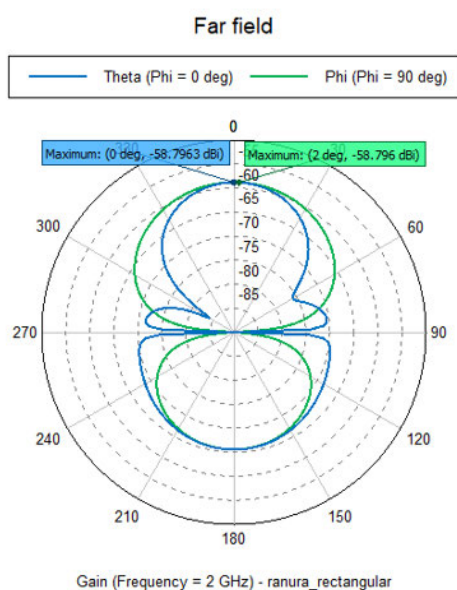


Figura 22 Componentes contrapolares a 2 GHz

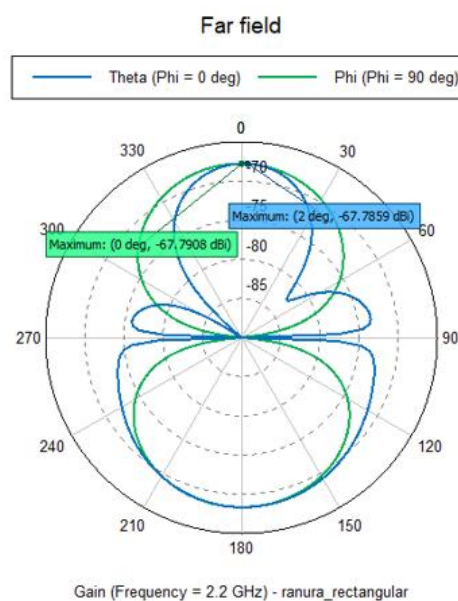


Figura 23 Componentes contrapolares a 2,2 GHz

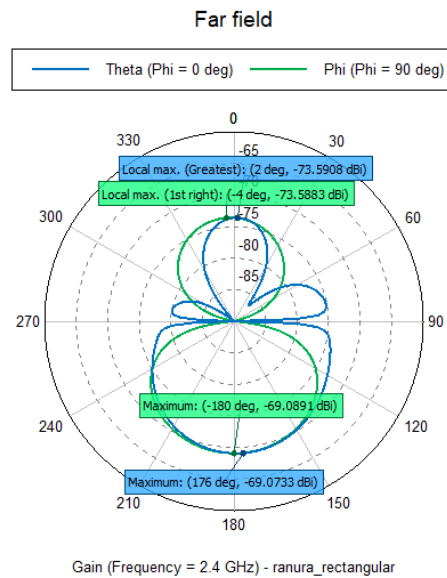


Figura 24 Componentes contrapolares a 2,4 GHz

Se observa que según aumenta la frecuencia la componente contrapolar se hace más pequeña, manteniendo la forma de su diagrama de radiación.

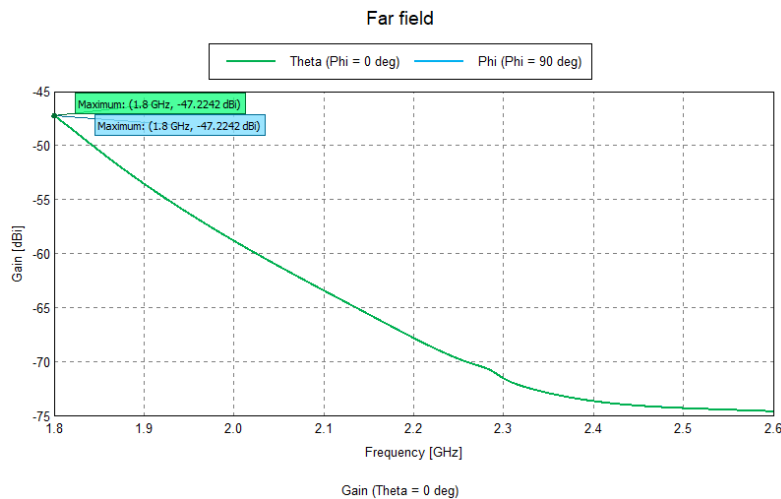


Figura 25 Componente contrapolar en la dirección de máxima radiación

La Figura 25 muestra los niveles de componente contrapolar en función de la frecuencia en la dirección de apuntamiento, en $\theta=0^\circ$. Se comprueba que la radiación trasera es insignificante.

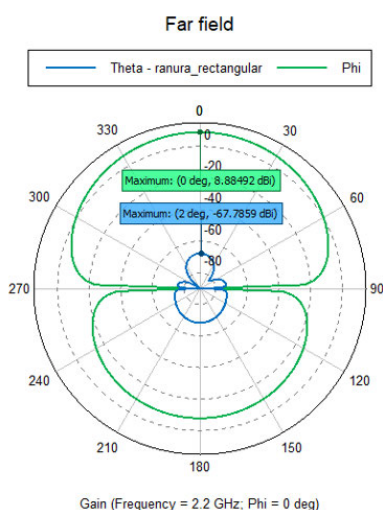


Figura 26 Plano E

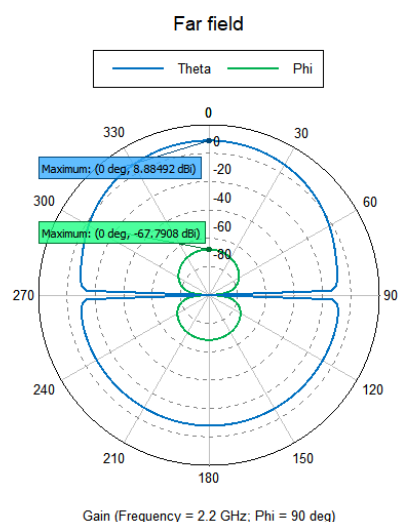


Figura 27 Plano H

La Figura 26 y la Figura 27 muestran que la componente contrapolar en ambos planos es despreciable.

5.1.2 Plano finito

En el modelo de plano finito se utiliza un plano de tierra y unas capas de dieléctrico con unas dimensiones finitas. En este modelo ya se introducen pérdidas y requiere un mayor tiempo de computación ya que resuelve un mayor número de incógnitas.

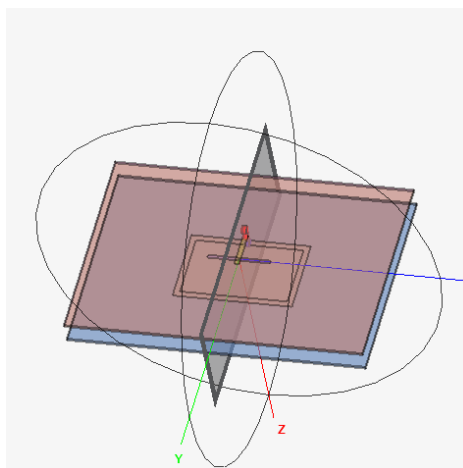


Figura 28 Ranura rectangular plano finito

Esta imagen está tomada de FEKO y es el modelado de la antena de parche rectangular alimentada mediante una ranura rectangular acoplada cuando se utiliza el MoM. Todas las antenas simuladas presentan simetría magnética en el plano $X=0$, que es el plano donde está

la línea de alimentación. Asimismo, se puede observar el plano E y el plano H, siendo el plano H el que contiene al plano de simetría.

Los valores óptimos de los parámetros de diseño son:

- Longitud_ranura= 3,63 cm
- Anchura_ranura= 0,2 cm
- Longitud_parche= 4,423 cm
- Anchura_parche= 6,86cm
- Stub= 0,5 cm
- Longitud_plano_tierra= 11,941 cm
- Anchura_plano_tierra= 17,152 cm

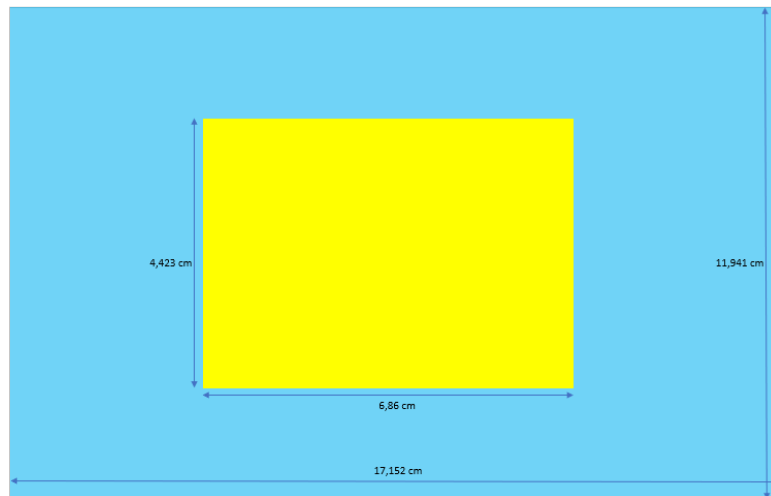


Figura 29 Parche ranura rectangular plano finito

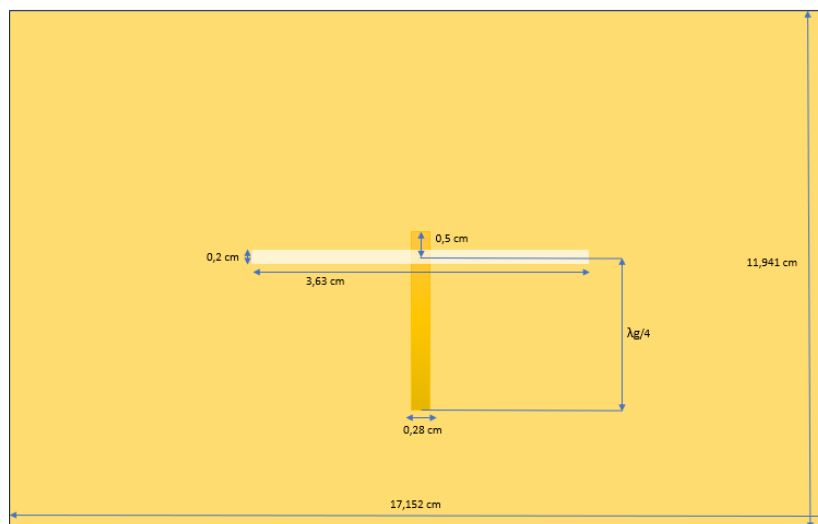


Figura 30 Ranura rectangular y alimentación plano finito

La Figura 29 muestra las dimensiones del parche para la ranura rectangular en el modelo de plano finito. La Figura 30 muestra las dimensiones de la ranura rectangular, de la línea de alimentación y del plano finito.

	PLANO INFINITO	PLANO FINITO
Longitud_ranura	3,66 cm	3,63 cm
Anchura_ranura	0,21 cm	0,2 cm
Longitud_parche	4,458 cm	4,423 cm
Anchura_parche	6,237 cm	6,86 cm
Stub	0,55 cm	0,5 cm

Tabla 1 Dimensiones ranura rectangular

La Tabla 1 muestra las dimensiones tanto de la ranura como del parche para el caso del modelo de plano infinito y para el de plano finito. Las dimensiones de la antena apenas varían de un modelo a otro, siendo la anchura del parche la magnitud que más se ve modificada, al pasar de 6,237 cm a 6,86 cm.

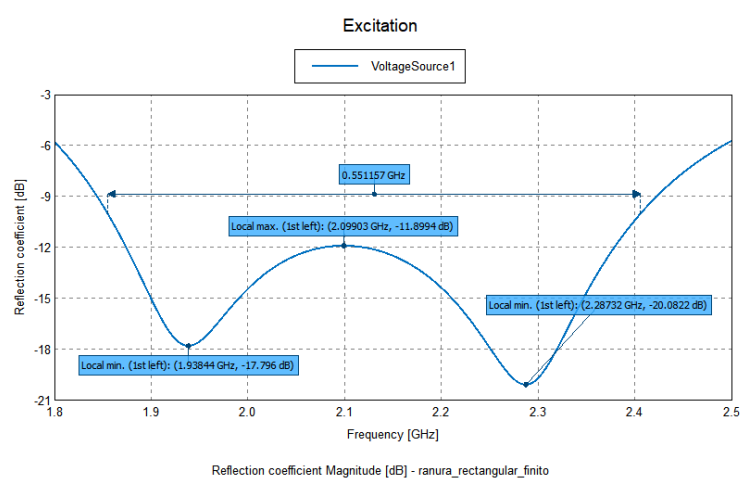


Figura 31 Gráfica coeficiente de reflexión ranura rectangular para plano finito

Como refleja la Figura 31, para la resonancia rectangular y plano finito la primera resonancia la encontramos en torno a 1,94 GHz y la segunda en torno a 2,29 GHz. Se consigue un ancho de banda de 0,55 GHz, que es aproximadamente el 25% de la frecuencia central. El máximo dentro del ancho de banda es de -11,9 dB.

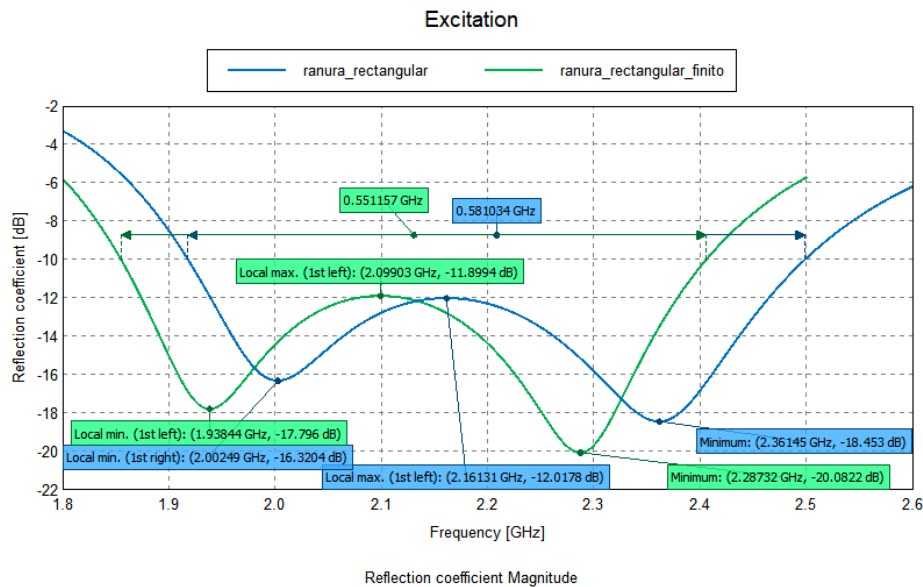


Figura 32 Coeficiente reflexión ranura rectangular para plano infinito y finito

Con respecto al modelo de plano infinito, se observa en la Figura 32 que los valores de los parámetros con plano finito empeoran. Lo cual es lógico ya que el anterior era un modelo simplificado. En la situación anterior se conseguía un ancho de banda de 0,58 GHz frente a los 0,55 GHz conseguidos en este caso. En el modelo de plano finito las dos resonancias presentes son más profundas y se obtienen a una frecuencia algo más baja que en el modelo de plano finito.

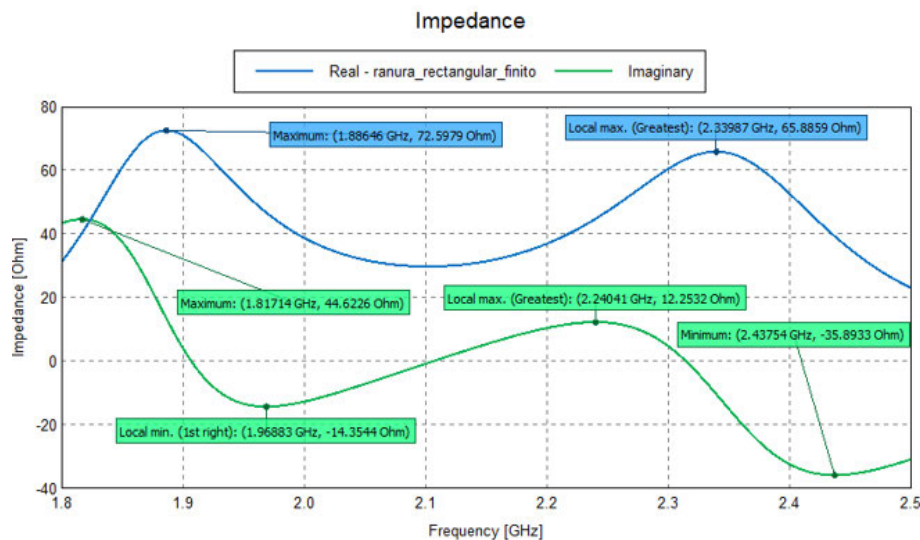


Figura 33 Impedancia ranura rectangular plano finito

Se comprueba en la Figura 33 que la impedancia a la frecuencia deseada es cercana a los 50 Ω deseados. En el modelo de plano finito se obtenía como parte real de impedancia 76,66 Ω para la primera resonancia y 68,81 Ω para la segunda. Los valores de parte real de impedancia son muy parecidos para ambos casos.

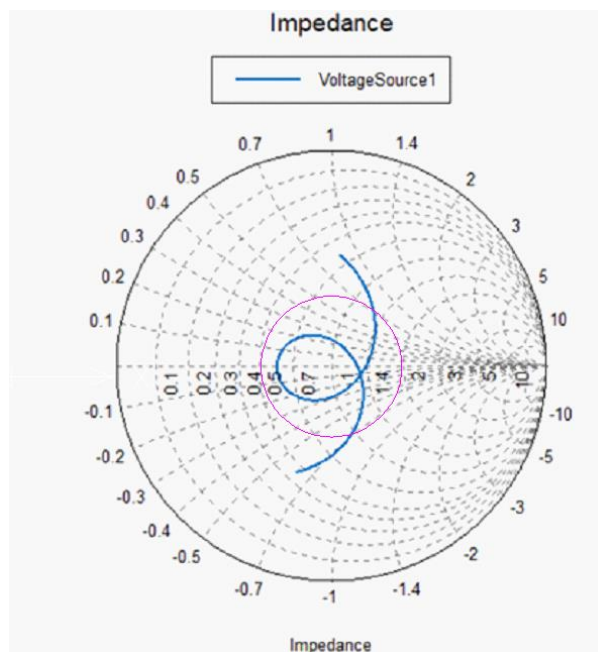


Figura 34 Coeficiente reflexión en carta de Smith ranura rectangular plano finito

La curva del coeficiente de reflexión que muestra la Figura 34 aparece centrada en la carta de Smith, lo que indica una buena adaptación de impedancias. La antenna presenta un comportamiento predominantemente inductivo en el punto donde se mide, que es $\lambda_g/4$ más allá de la impedancia de entrada.

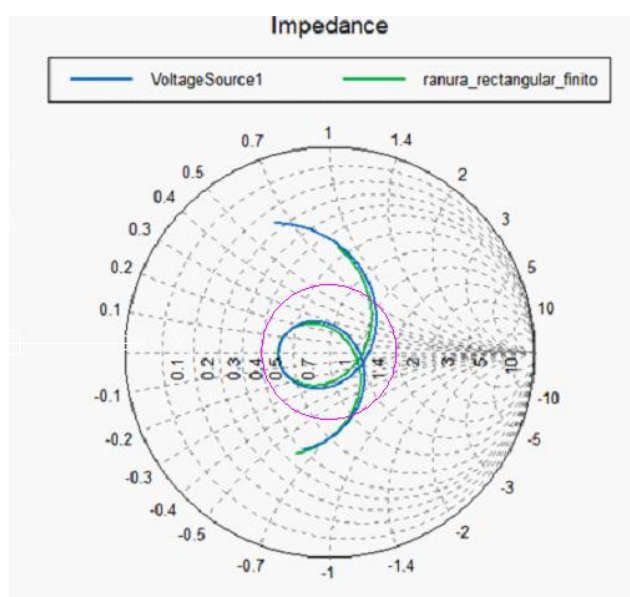


Figura 35 Coeficiente reflexión en carta de Smith ranura triangular modelo infinito y finito

Comparando los resultados obtenidos para el modelo de plano infinito con los obtenidos para el plano finito de la Figura 35 se puede apreciar como el lazo que dibuja el coeficiente de reflexión en la carta de Smith es más estrecho para el plano finito. Esto es así porque presenta un menor ancho de banda.

Resultados

A continuación, se representan los diagramas de radiación en la Figura 36, Figura 37 y Figura 38 para las componentes copolares de los dos planos de interés (E en azul, y H en verde) a las tres frecuencias estudiadas:

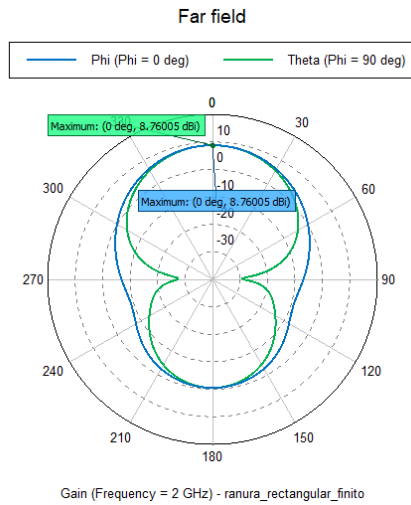


Figura 36 Componentes copolares ranura rectangular plano finito a 2 GHz

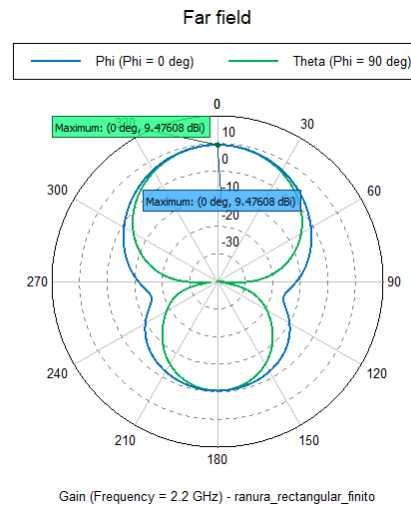


Figura 37 Componentes copolares ranura rectangular plano finito a 2,2 GHz

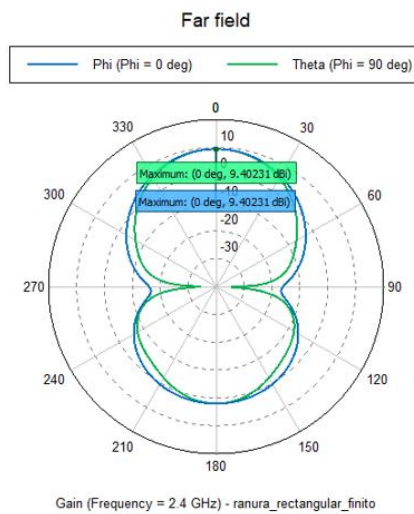


Figura 38 Componentes copolares ranura rectangular plano finito a 2,4 GHz

El valor de la ganancia es de 9,48 dB a la frecuencia central, y estando el máximo de radiación en $\theta=0^\circ$.

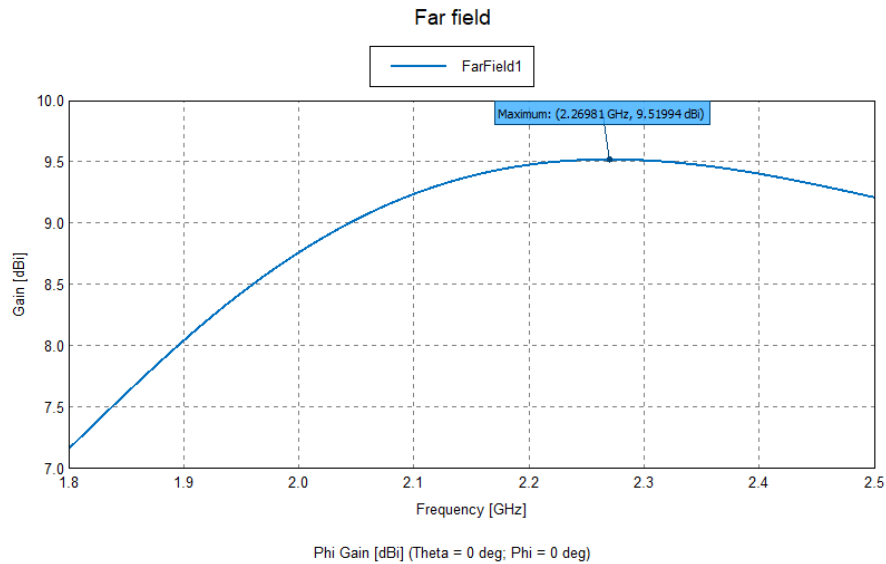


Figura 39 Componente copolar en la dirección máxima radiación en la ranura rectangular plano finito

La Figura 39 refleja que, para la dirección de apuntamiento, el máximo valor de ganancia se consigue a la frecuencia de 2,27 GHz y alcanza los 9,52 dB.

A continuación, se representan en la Figura 40, Figura 41 y Figura 42 los diagramas de radiación para las componentes contrapolares de los dos planos de interés (E en azul, y H en verde) a las tres frecuencias estudiadas:

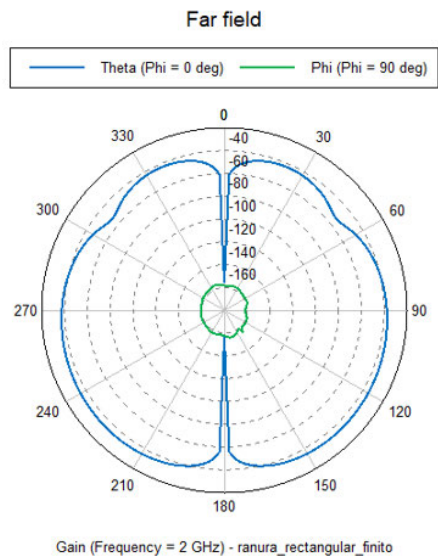


Figura 40 Componentes contrapolares ranura rectangular plano finito a 2 GHz

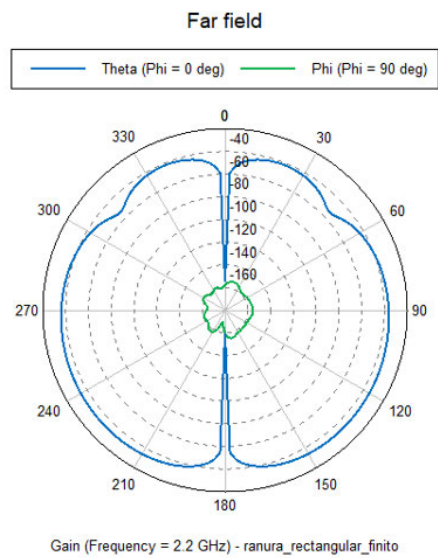


Figura 41 Componentes contrapolares ranura rectangular plano finito a 2,2 GHz

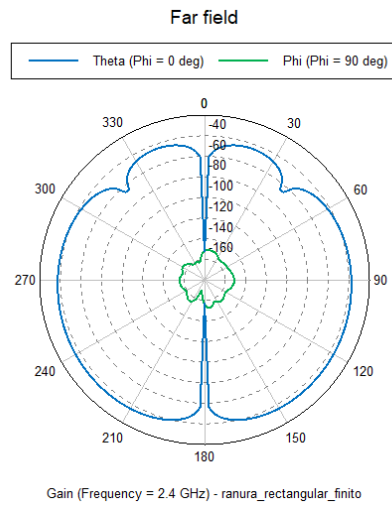


Figura 42 Componentes contrapolares ranura rectangular plano finito a 2,4 GHz

La componente contrapolar del plano H prácticamente ha desaparecido, y la del plano E mantiene niveles muy bajos.

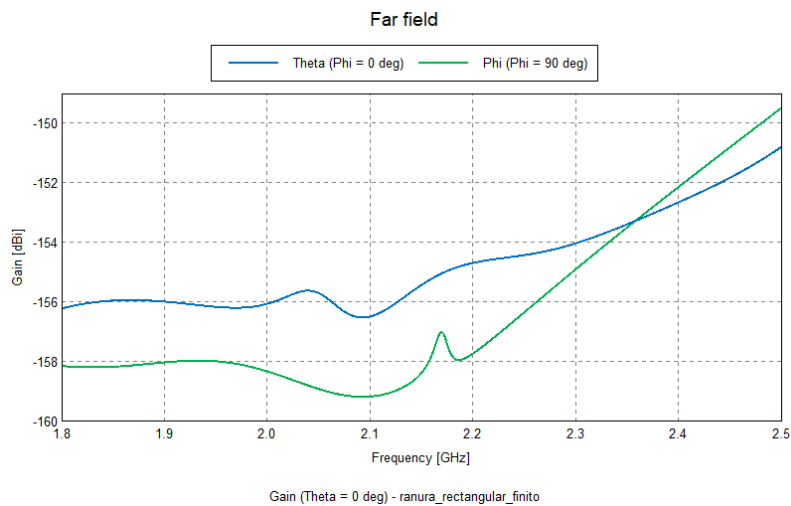


Figura 43 Componente contrapolar en la dirección de apuntamiento

En la Figura 43 se observa el comportamiento de la componente contrapolar de cada uno de los planos de interés a las distintas frecuencias en $\theta=0^\circ$. Se puede apreciar que los niveles de radiación se mantienen por debajo de -140 dB.

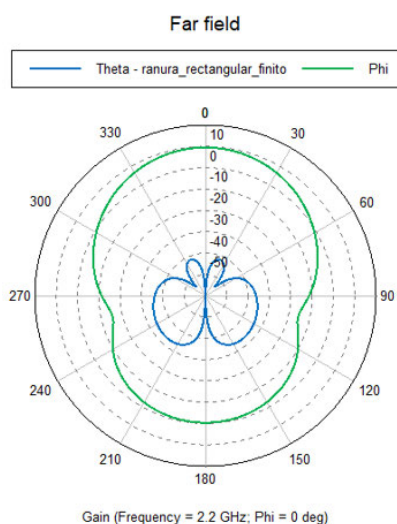


Figura 44 Componentes plano E ranura rectangular plano finito

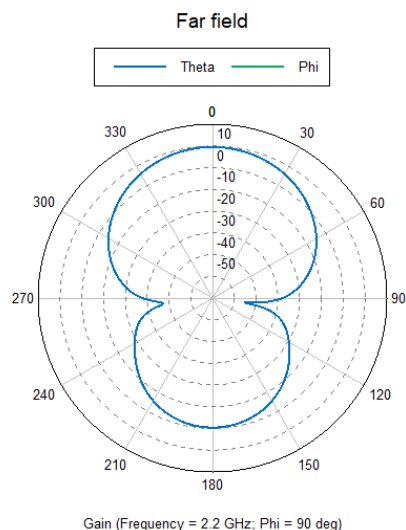


Figura 45 Componentes plano H ranura rectangular plano finito

La Figura 44 muestra las componentes copolares y contrapolares del plano E a la frecuencia central. En la Figura 45 la relación copolar-contrapolar del plano H es muy elevada, ya que toda su componente contrapolar se encuentra por debajo de los -150 dB (ni siquiera aparece a la escala dibujada). La relación copolar-contrapolar del plano E se representa en la Figura 46 en color verde, junto a la componente copolar en rojo, y la contrapolar en azul:

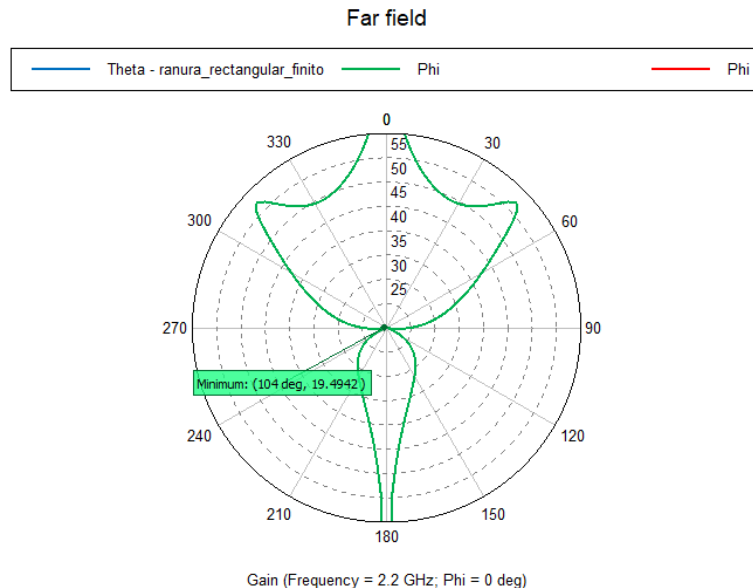


Figura 46 Relación copolar-contrapolar plano E ranura rectangular plano finito

Se puede comprobar en la Figura 46 que la relación copolar-contrapolar mantiene niveles óptimos. El valor más alto se alcanza en la parte del diagrama correspondiente a la radiación trasera. Lo cual, carece de relevancia, puesto que una antena se diseña para radiar hacia adelante.

5.1.3 Métodos numéricos: FEM y FDTD

En esta sección utilizando dos nuevos métodos numéricos se verifica que los resultados obtenidos en las secciones anteriores son fiables.

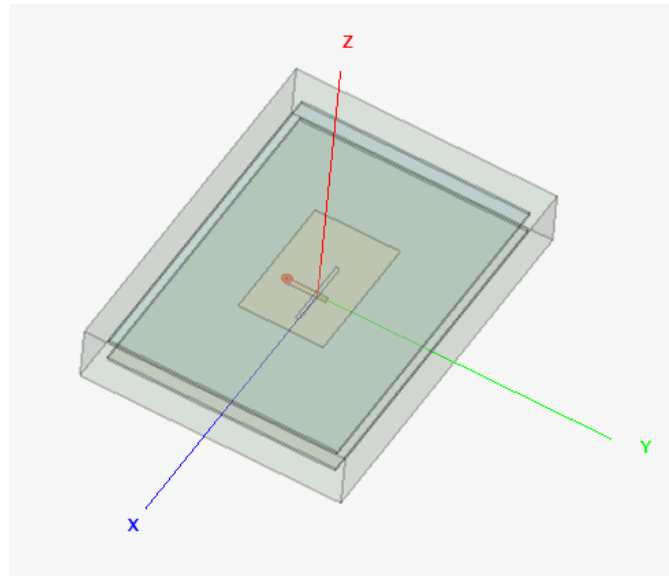


Figura 47 Ranura rectangular para FEM

La Figura 47 es una imagen tomada de FEKO, es el diseño de la antena para FEM. En la imagen se puede apreciar el volumen externo añadido alrededor de la antena, que permite el mallado hacia el exterior. Gracias a este mallado es posible la discretización del campo radiado. Se añade para modelar el recubrimiento de la antena $\lambda_0/16$ a cada lado de las capas dieléctricas, y arriba y abajo de las mismas.

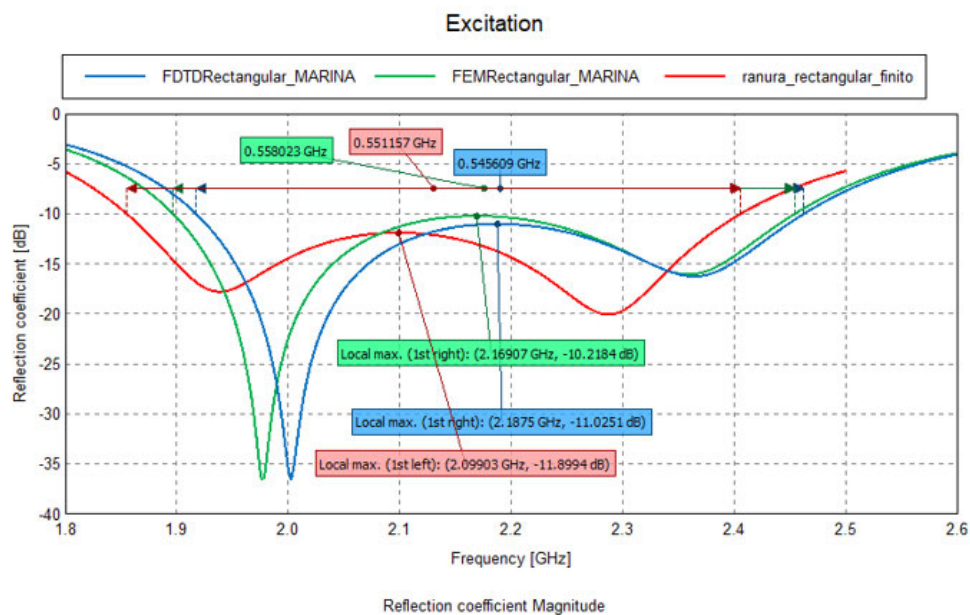


Figura 48 coeficiente reflexion ranura rectangular MoM FEM FDTD

En la Figura 48 se comprueba que el ancho de banda conseguido en los tres métodos numéricos es superior al 24,8% del valor de la frecuencia central. Se encuentra que para el método de los momentos la segunda resonancia es más profunda que la primera, a diferencia que con FEM y FDTD en los que la primera resonancia es bastante más profunda que la segunda. En FEM y FDTD las dos resonancias se producen a una frecuencia más elevada que las resonancias conseguidas con el método de los momentos.

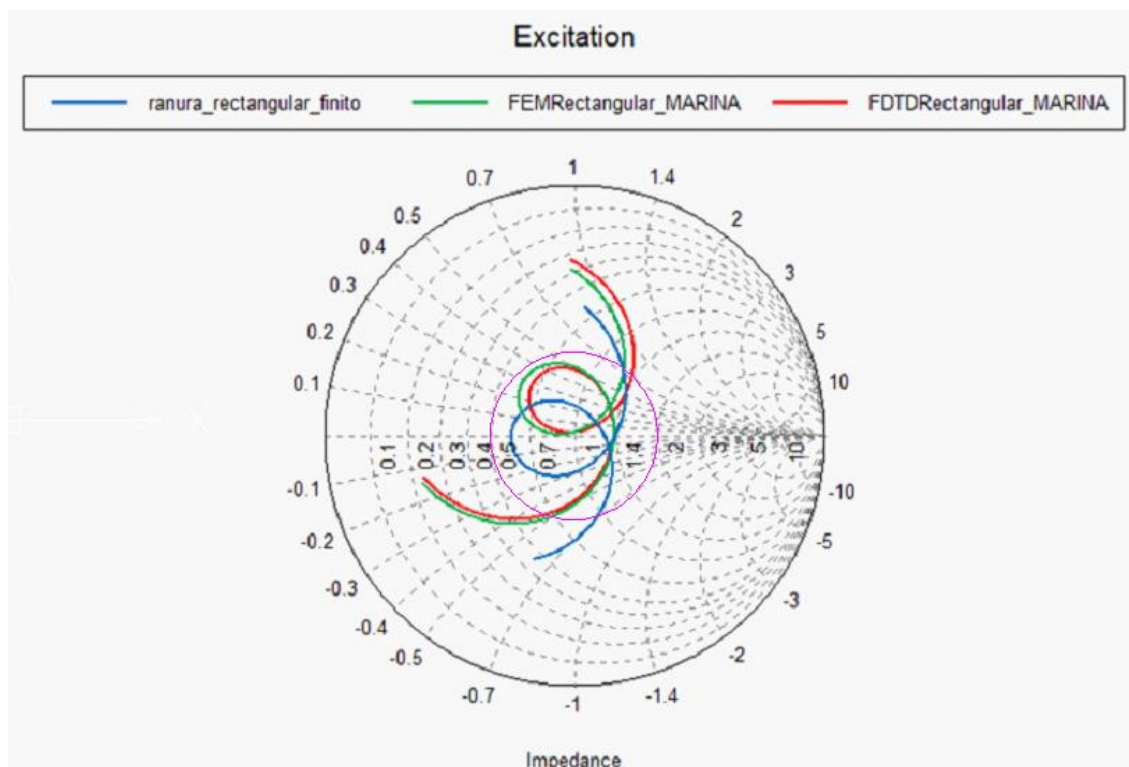


Figura 49 Carta de Smith ranura rectangular MoM FEM FDTD

La Figura 49 muestra la similitud del comportamiento de la impedancia con la frecuencia, más parecida entre FEM y FDTD, y una ligera diferencia con MoM. La adaptación que se consigue con el método de los momentos es mejor que la conseguida por los otros dos métodos. Lo cual es lógico ya que la parte de diseño de la antena se ha realizado con el MoM. La curva del coeficiente de reflexión en la carta de Smith del MoM está centrada y su punto más alejado del origen (cuya distancia representa el $|p|$) es mucho más pequeño que los dos puntos más alejados de las curvas de FEM y FDTD. Es la curva verde correspondiente a FEM la que contiene el punto más distante. Esto mismo se veía en la Figura 48, en donde el valor del máximo dentro del ancho de banda es superior en FEM y FDTD que en MoM. Estando especialmente ajustado en el caso de FEM, donde se alcanza un valor máximo de -10,22 dB.

A continuación, en la Figura 50 se muestran las componentes copolares del plano E a la frecuencia central:

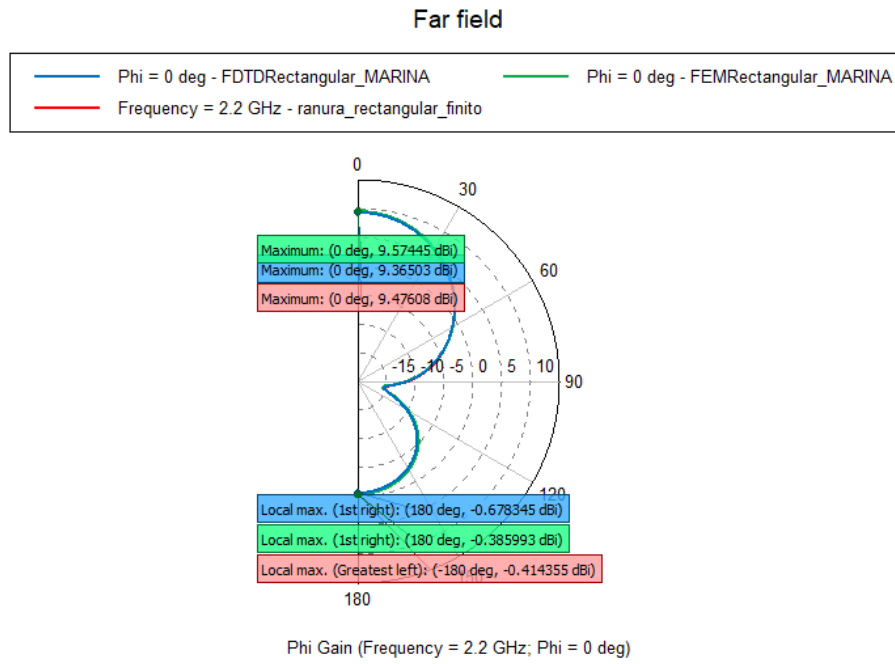


Figura 50 Componentes copolares plano E ranura rectangular MoM FEM FDTD

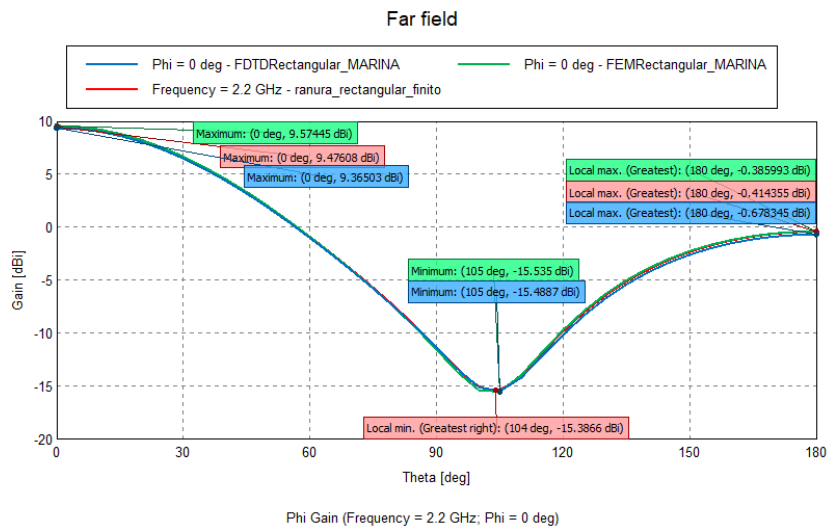


Figura 51 Componentes copolares plano E en cartesianas

Todas las antenas presentan un diagrama de radiación broadside, con una ganancia superior a 9.3 dB. La relación adelante-atrás es correcta puesto que está en torno a los 10 dB.

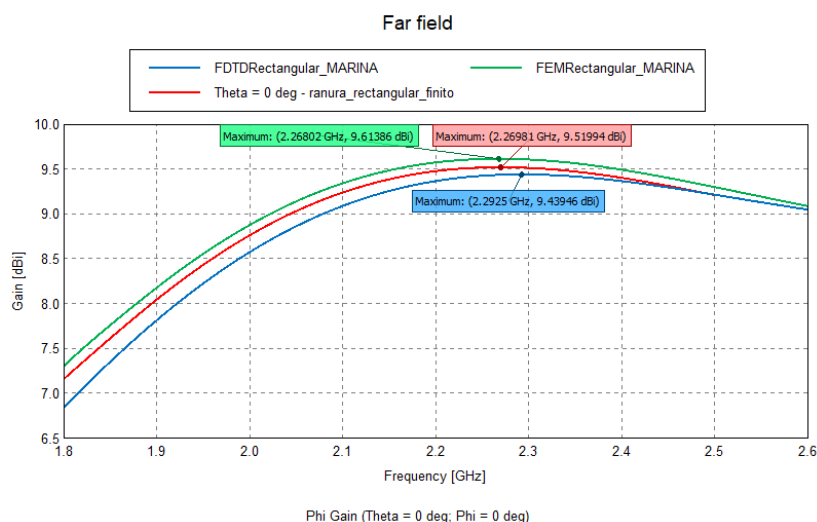


Figura 52 Componentes copolares en la dirección de máxima radiación para la ranura rectangular en MoM FEM FDTD

La Figura 52 es la representación gráfica de la ganancia en función de la frecuencia en la dirección de máxima radiación, $\theta=0^\circ$. Se observa como la ganancia varía con la frecuencia, y en todos los modelos sigue una evolución similar. El valor máximo de ganancia se obtiene para FEM, con un valor aproximado de 9,61 dB a la frecuencia de 2,27 GHz. Prácticamente a la misma frecuencia también obtiene su máximo de ganancia el MoM, con 9,52 dB. La máxima ganancia para FDTD se consigue a una frecuencia un poco mayor, 2,29 GHz, y con un valor un poco inferior, 9,44 dB.

A continuación, se muestran en la Figura 53 y la Figura 54 las componentes contrapolares del plano E, primero en polares y después en cartesianas:

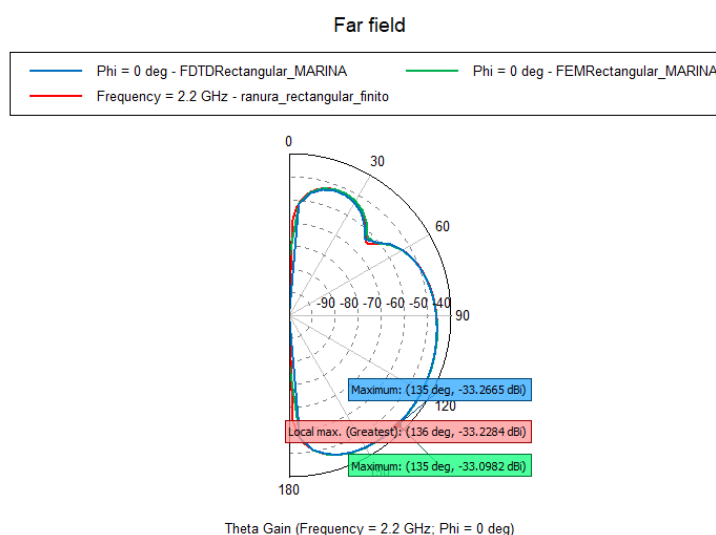


Figura 53 Componente contrapolar plano E ranura rectangular MoM FEM FDTD

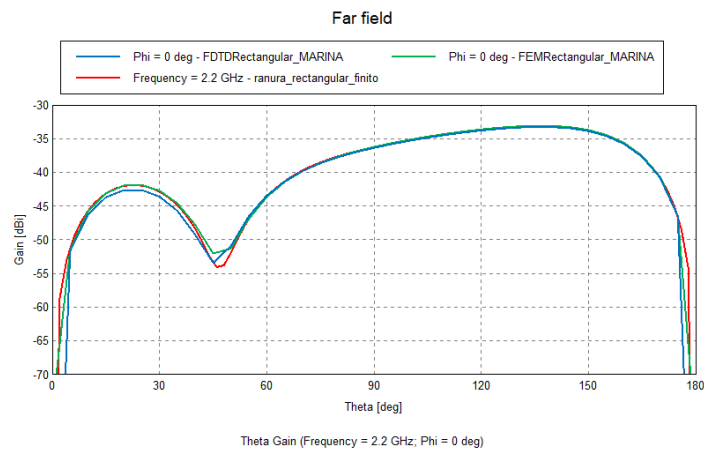


Figura 54 Componentes contrapolares plano E cartesianas

Se aprecia similitud de resultados en radiación tanto para la componente copolar como para la contrapolar. Todos los métodos numéricos muestran bajos niveles de componente contrapolar, siendo el lóbulo trasero de la antena el que presenta un mayor nivel.

A continuación, en la Figura 55 aparecen ambas componentes, copolar y contrapolar, del plano E juntas para la frecuencia central.

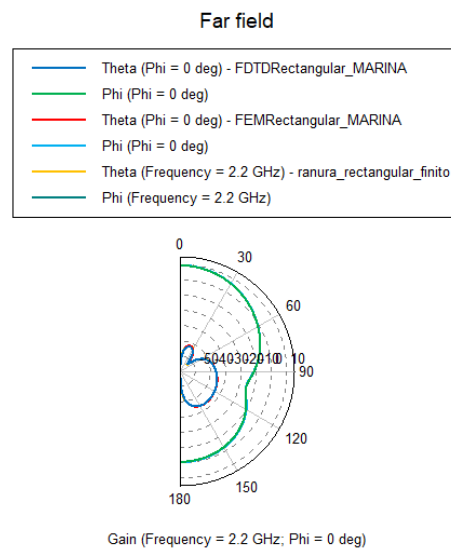


Figura 55 Componentes copolares y contrapolares del plano E

Para plano E con los tres métodos los resultados obtenidos son prácticamente iguales.

Se concluye que todos los métodos numéricos presentan prácticamente el mismo diagrama de radiación para la antena, similar comportamiento de la impedancia con la frecuencia y que los tres cumplen con las especificaciones de diseño. De esta forma, queda validado el diseño.

5.2 Ranura en H

A continuación, se desarrolla el diseño de la ranura en H. Esta geometría de ranura es una de las más utilizadas en el diseño de antenas de parche. Este apartado expone los resultados obtenidos en las simulaciones primero para el MoM y más tarde para FEM y FDTD. En el caso de MoM se realizan dos diseños, uno para plano infinito y otro para plano finito.

5.2.1 Plano infinito

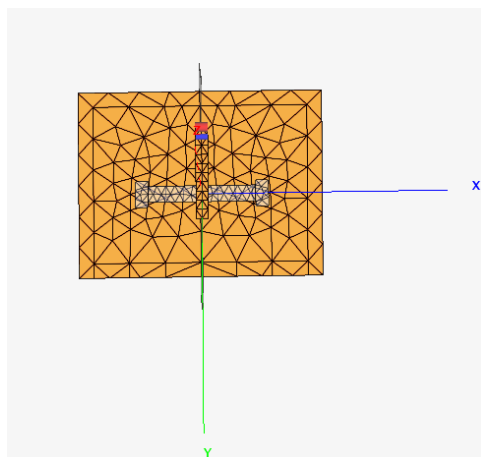


Figura 56 Vista desde arriba antena ranura en H en FEKO usando MoM

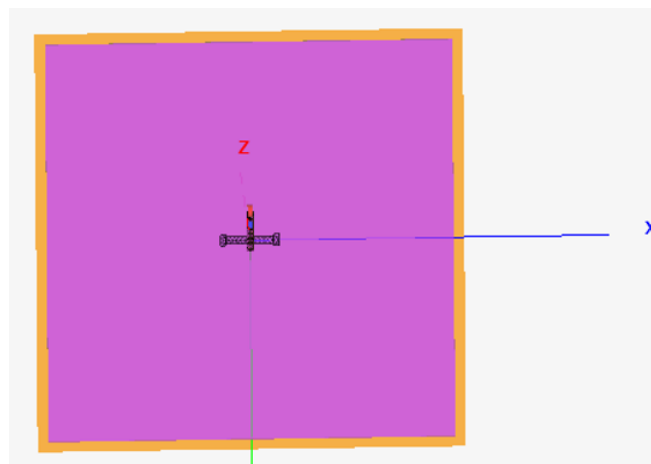


Figura 57 Vista desde arriba antena ranura en H

La Figura 56 y la Figura 57 están tomadas de FEKO. Ambas son el modelado del MoM para plano infinito de la antena de parche rectangular alimentada mediante ranura en H acoplada. En la Figura 56 se ha invisibilizado las capas dieléctricas y el plano de tierra para que se pueda apreciar el mallado. En la Figura 57 se muestra la capa dieléctrica inferior con la ranura y la línea de alimentación.

En el caso de la ranura en H los parámetros de diseño son: la longitud y anchura de los brazos laterales de la H, la longitud y anchura del brazo central de la H, las dimensiones del parche (anchura y longitud), y el stub que alarga la línea de alimentación. Tras sucesivas simulaciones se encontró que los valores óptimos de estas variables son:

- Longitud_brazo_lateral= 0,62 cm
- Anchura_brazo_lateral= 0,295 cm
- Longitud_brazo_central= 2,48 cm
- Anchura_brazo_central= 0,38 cm
- Longitud_parche= 4,37 cm
- Anchura_parche= 5,6 cm
- Stub= 0,55 cm

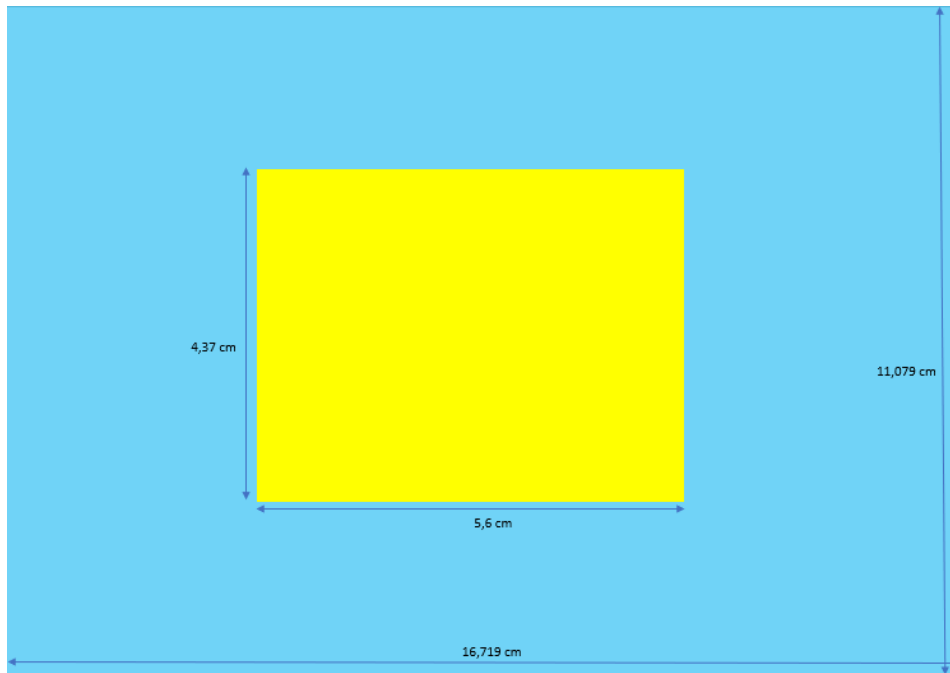


Figura 58 Parche ranura en H plano infinito

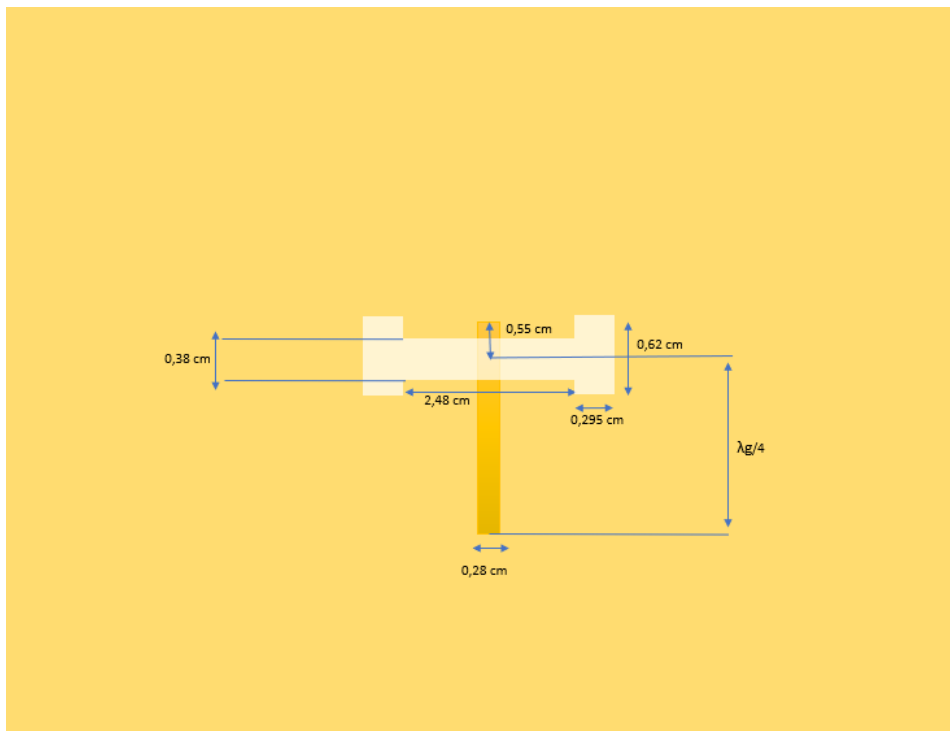


Figura 59 Ranura en H plano infinito

La Figura 58 muestra la capa superior de la antena con ranura acoplada en forma de H, esta capa está formada por el dieléctrico y la antena de parche propiamente dicha. En la imagen se ven las dimensiones del parche. En la Figura 59 aparece la capa inferior de la antena, formada en la cara superior por la ranura en H sobre el plano de tierra infinito, y en la capa inferior por la línea de alimentación. La figura indica las dimensiones tanto de la ranura en H como de la línea que la alimenta.

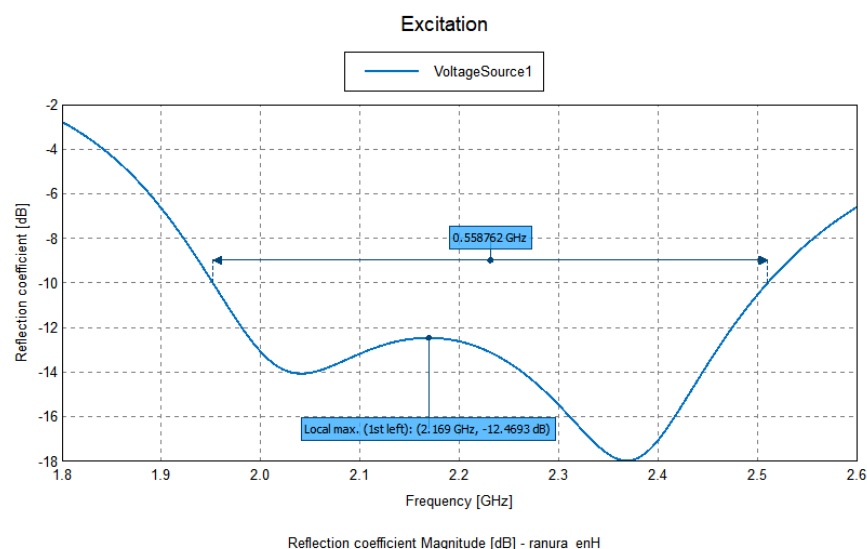


Figura 60 Coeficiente de reflexión ranura H plano infinito

En la Figura 60 se puede ver que la primera resonancia se encuentra aproximadamente en 2,05 GHz y la segunda en torno a 2,35 GHz. El ancho de banda conseguido es de 0,56 GHz, alrededor del 25% de la frecuencia central. El máximo del coeficiente de reflexión dentro del ancho de banda de la antenna corresponde a un valor de -12,47 dB.

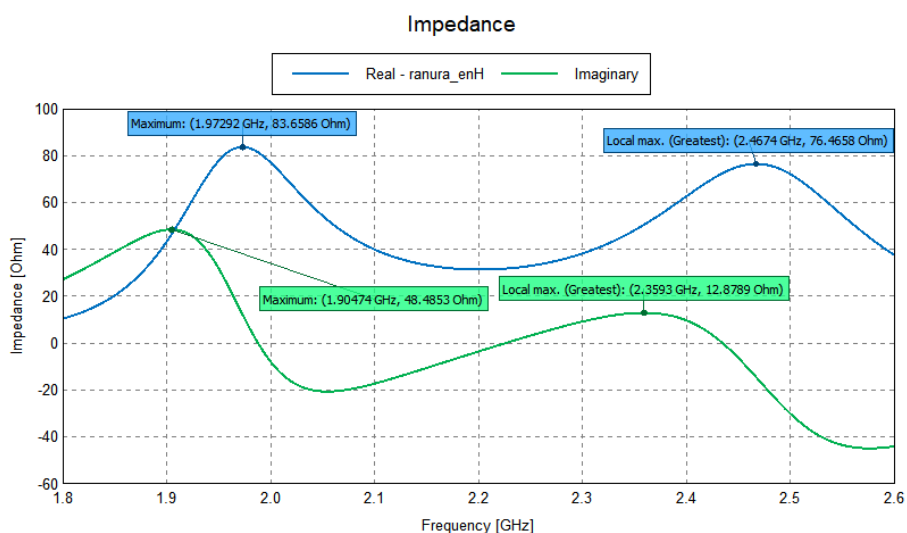


Figura 61 Impedancia ranura H plano infinito

Se comprueba en la Figura 61 que la impedancia que presenta la antenna a las frecuencias de resonancia es cercana a los 50 Ω deseados. Teniendo en cuenta que siempre se mide $\lambda_g/4$ desplazados de la entrada, aunque esto no supone un cambio significativo en la medida.

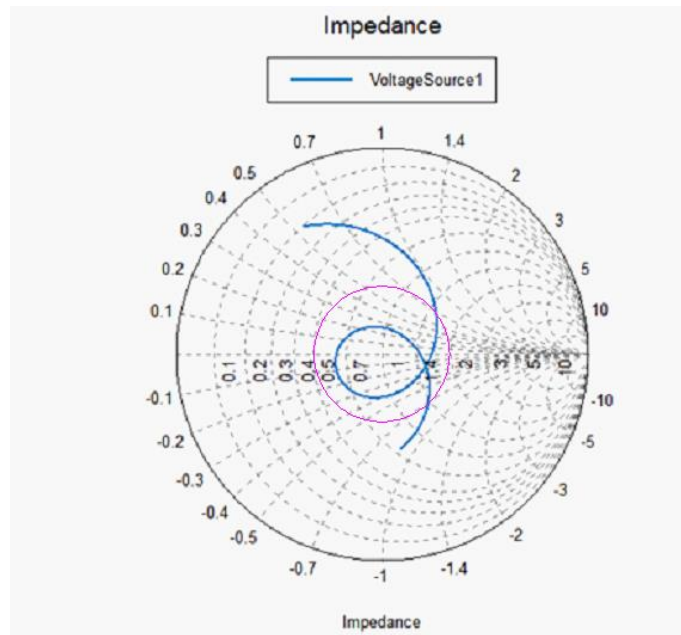


Figura 62 Coeficiente de reflexión en la carta de Smith antena ranura en H plano infinito

La Figura 62 representa la trayectoria que sigue el coeficiente de reflexión en función de la frecuencia sobre la carta de Smith. Se consigue una buena adaptación de impedancia ya que el coeficiente de reflexión sobre la carta de Smith dibuja un lazo estrecho (coeficiente de reflexión bajo), cerrado (debido a que las dos resonancias se encuentran a frecuencias cercanas) y en torno al centro de la carta (buena adaptación de impedancia). Realmente no se está midiendo en la ranura, sino $\lambda_g/4$ desplazado, con lo cual la curva realmente está girada, pero esto no supone cambios significativos en la medida de ancho de banda.

A continuación, se representa en la Figura 63, Figura 64 y Figura 65 las componentes copolares de los dos planos principales, el E (azul) y el H (verde), a las tres frecuencias de estudio:

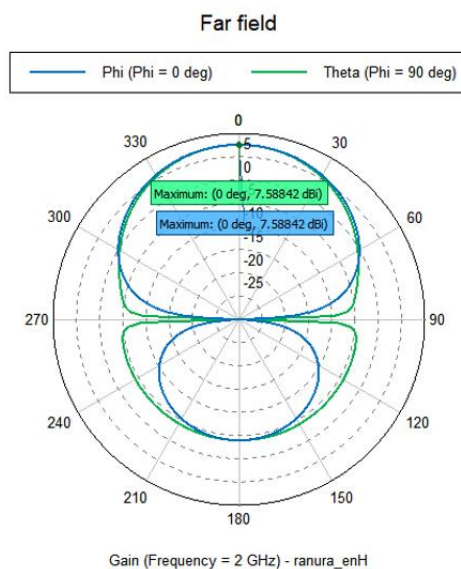


Figura 63 Componentes copolares ranura H plano infinito a 2 GHz

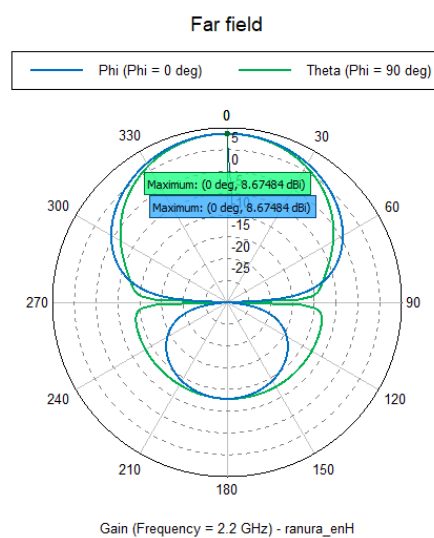


Figura 64 Componentes copolares ranura en H plano infinito a 2,2 GHz

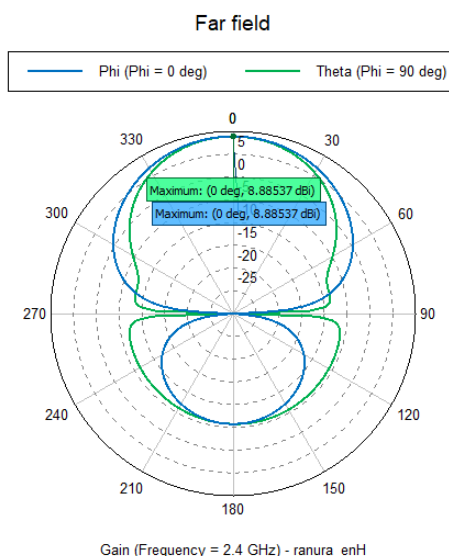


Figura 65 Componentes copolares ranura en H plano infinito a 2,4 GHz

El diagrama de radiación sigue un patrón broadside, con el máximo de radiación en dirección perpendicular a la superficie de la antena, $\theta=0^\circ$. El valor de ganancia se ve incrementado al aumentar la frecuencia, alcanzando a la frecuencia central los 8,67 dB.

La Figura 66 muestra la variación de la componente copolar con la frecuencia en la dirección de apuntamiento, $\theta=0^\circ$:

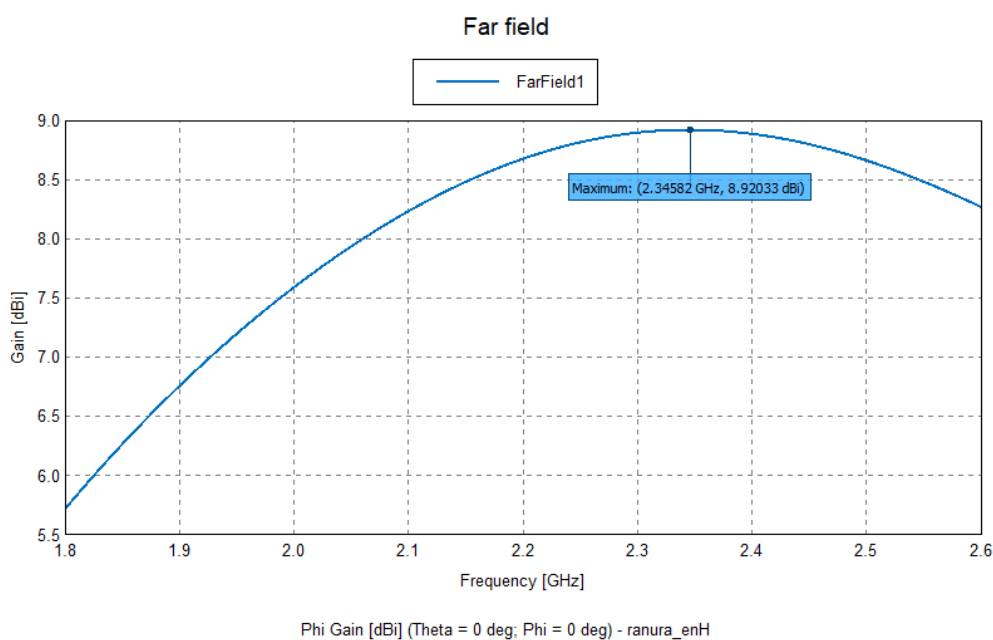


Figura 66 Componente copolar en la dirección de máxima radiación

El valor máximo de ganancia es 8,92 dB y se obtiene para la frecuencia 2,34 GHz, una frecuencia superior a la frecuencia central.

Resultados

A continuación, en la Figura 67, Figura 68 y Figura 69 se representan las componentes contrapolares de los dos planos de interés, el plano E y el plano H, a las tres frecuencias de estudio:

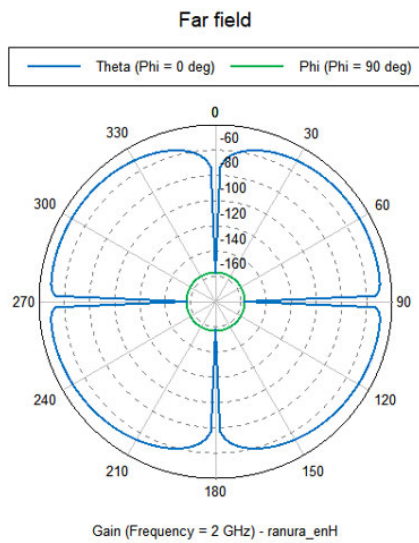


Figura 67 Componentes contrapolares ranura H plano infinito a 2 GHz

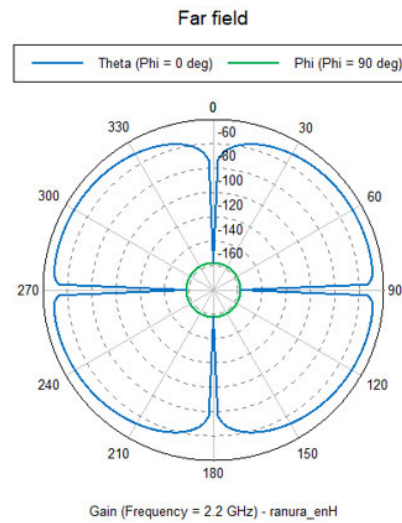


Figura 68 Componentes contrapolares ranura H plano infinito a 2,2 GHz

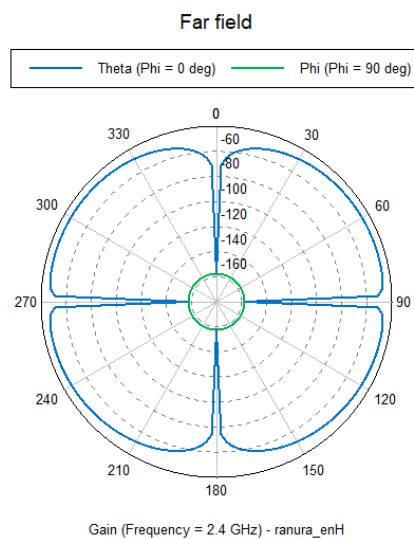


Figura 69 Componentes contrapolares ranura H plano infinito a 2,4 GHz

La componente contrapolar del plano H es despreciable en todas las frecuencias estudiados, ya que se encuentra por debajo de los -160 dB. Por este motivo se reajustan los ejes en la Figura 70, Figura 71 y Figura 72 para que se aprecie el diagrama de radiación de la componente contrapolar de mayor interés.

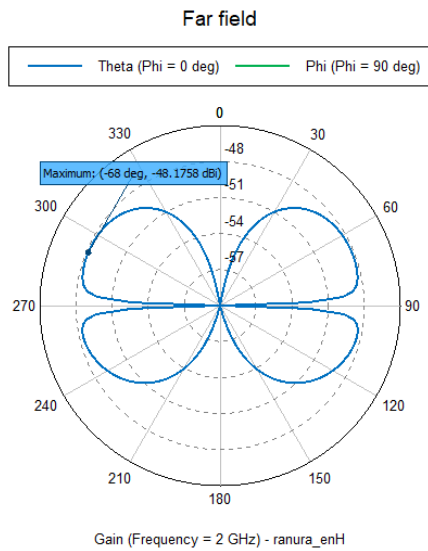


Figura 70 Componente contrapolar a 2 GHz

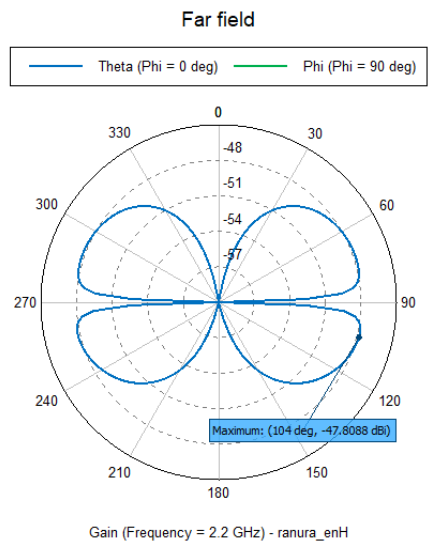


Figura 71 Componente contrapolar a 2,2 GHz

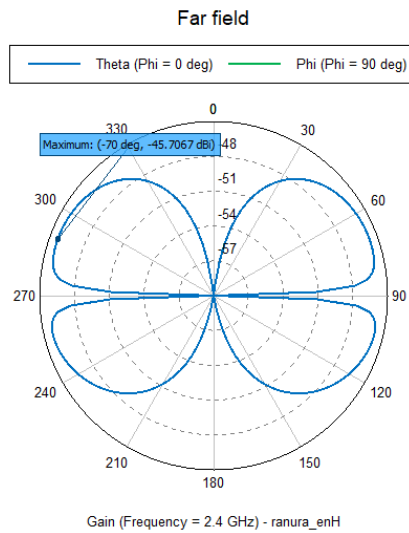


Figura 72 Componente contrapolar a 2,4 GHz

El valor del máximo de radiación se mantiene estable en toda la banda de frecuencias.

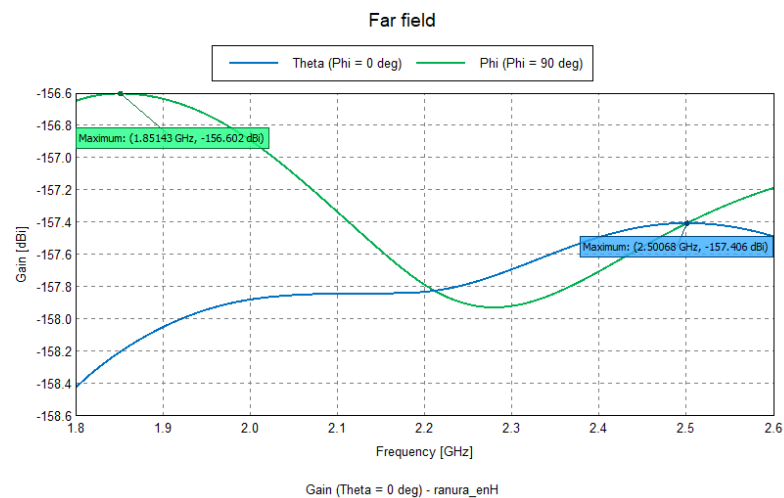


Figura 73 Componentes contrapolares en la dirección de máxima radiación

La Figura 73 muestra las componentes contrapolares de los dos planos de interés en la dirección de apuntamiento. Los dos planos presentan niveles muy bajos de componente contrapolar, inferiores a -150 dB.

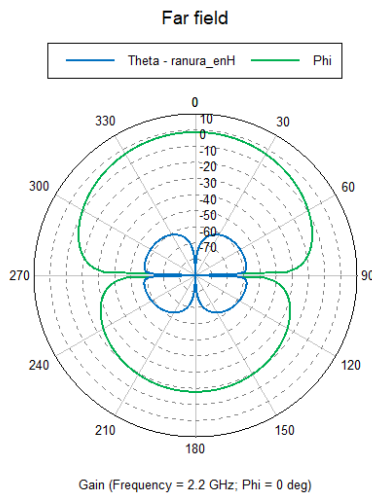


Figura 74 Diagrama de radiación plano E

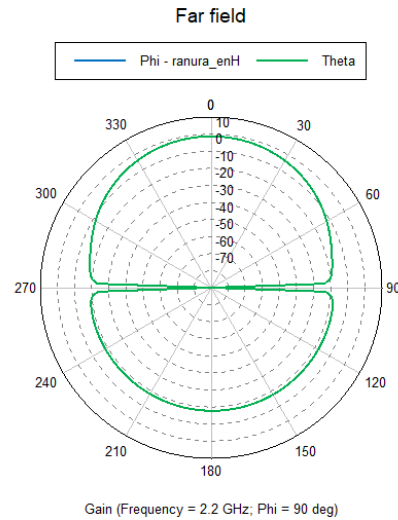


Figura 75 Diagrama de radiación plano H

La Figura 74 muestra la componente copolar y la contrapolar del plano E a la frecuencia central. La Figura 75 muestra la componente copolar y la contrapolar del plano H a la frecuencia central. Ambos planos presentan niveles bajos de componente contrapolar, cercanos a los -50 dB para plano E, y completamente despreciable para el plano H.

5.2.2 Plano finito

La Figura 76 es el modelo que implementa el MoM de antena de parche rectangular alimentada mediante ranura acoplada en forma de H que utiliza FEKO para plano finito. En la imagen se observa el plano YZ de simetría magnética que presenta la antena.

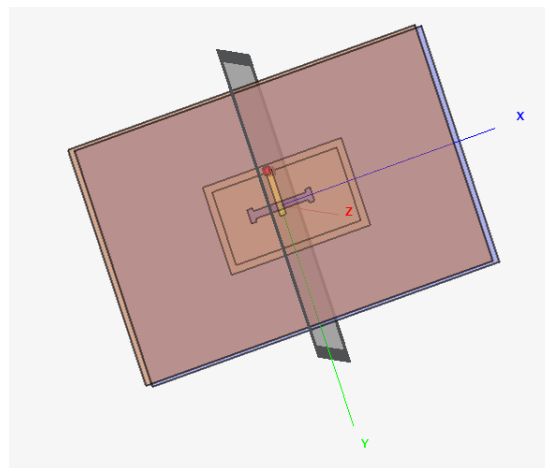


Figura 76 Antena ranura en H plano finito

Para el modelo de plano finito los valores tomados para los parámetros de diseño son:

- Longitud_brazo_lateral= 0,637 cm
- Anchura_brazo_lateral= 0,26 cm
- Longitud_brazo_central= 2,52 cm
- Anchura_brazo_central= 0,35 cm
- Longitud_parche= 4,1 cm
- Anchura_parche= 6,688 cm
- Stub= 0,46 cm
- Longitud_plano_tierra= 11,079 cm
- Anchura_plano_tierra= 16,719 cm

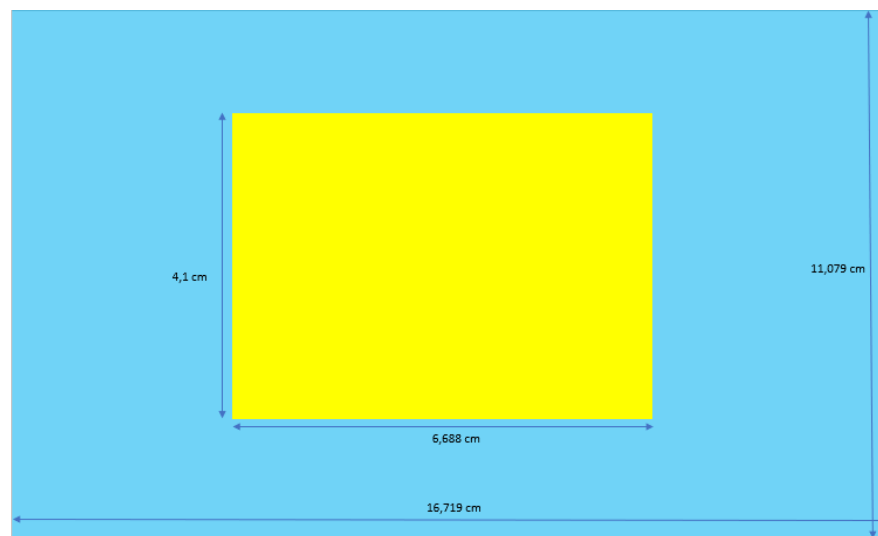


Figura 77 Dimensiones parche ranura H plano finito

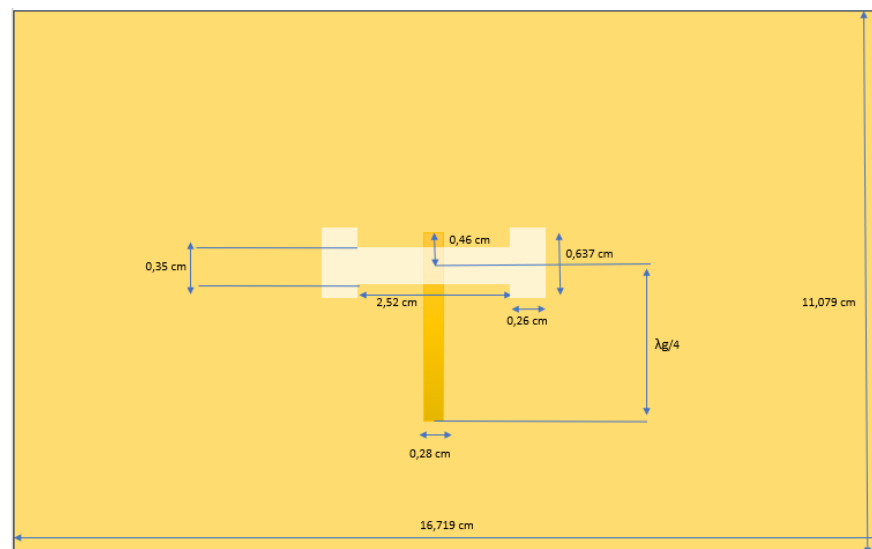


Figura 78 Dimensiones ranura en H y alimentación plano finito

La Figura 77 muestra las dimensiones y forma del parche de la antena con ranura en H acoplada. La Figura 78 representa la capa inferior de la antena formada por la ranura acoplada y la línea de alimentación, con las dimensiones que toman.

	PLANO INFINITO	PLANO FINITO
Longitud_brazo_lateral	0,62 cm	0,637 cm
Anchura_brazo_lateral	0,295 cm	0,26 cm
Longitud_brazo_central	2,48 cm	2,52 cm
Anchura_brazo_central	0,38 cm	0,35 cm
Longitud_parche	4,37 cm	4,1 cm
Anchura_parche	5,6 cm	6,688 cm
Stub	0,55 cm	0,46 cm

Tabla 2 Dimensiones antena ranura en H

La Tabla 2 muestra las dimensiones de la antena con ranura en forma de H acoplada para el modelo de plano infinito y para el de plano finito. Se comprueba que las dimensiones para ambos modelos son muy semejantes, siendo el parámetro Anchura_parche el que sufre un cambio algo más significativo.

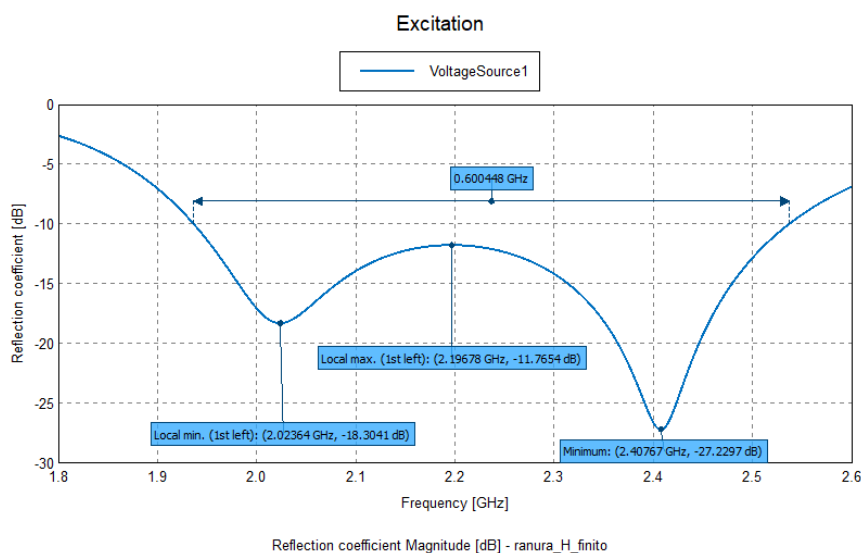


Figura 79 Coeficiente de reflexión ranura H plano finito

La Figura 79 representa los valores que toma el coeficiente de reflexión en función de la frecuencia, en la imagen se distingue claramente las dos resonancias existentes. La primera resonancia se produce a una frecuencia aproximada de 2,02 GHz, y la segunda, mucho más profunda, muy cercana a 2,4 GHz. El máximo de coeficiente de reflexión se da a la frecuencia

central y tiene un valor de -11,76 dB. Se consigue un ancho de banda de 0,6 GHz, lo que supone más del 27% de la frecuencia central.

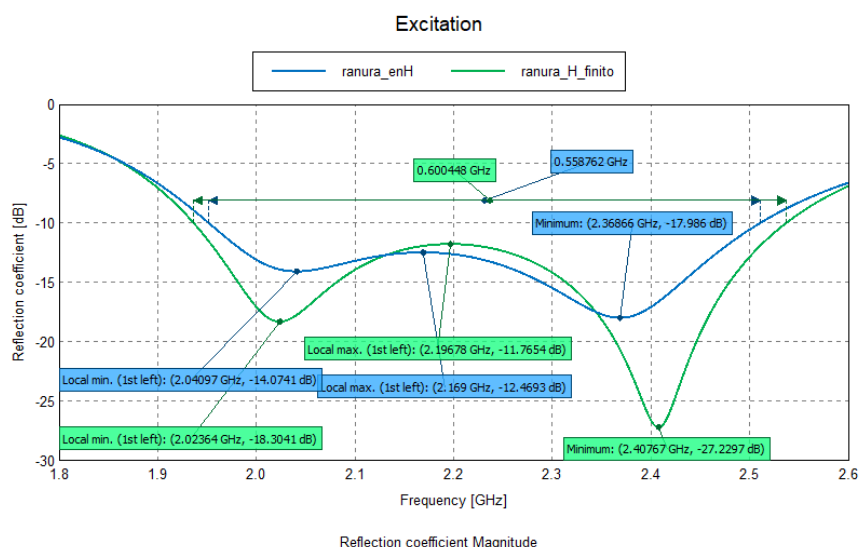


Figura 80 Coeficiente de reflexión ranura H plano infinito y finito

La Figura 80 muestra la trayectoria del coeficiente de reflexión según la frecuencia para ambos modelos. En azul el modelo simplificado de plano infinito, y en verde el modelo de plano finito. En ambos modelos se obtienen las dos resonancias a una frecuencia muy similar, siendo la segunda resonancia más profunda que la primera. Esto último es mucho más evidente en el modelo de plano finito donde se alcanza un valor de -27,23dB para la segunda resonancia. En el modelo infinito se alcanza 0,558 GHz de ancho de banda frente a los 0,6 GHz conseguidos para plano finito.

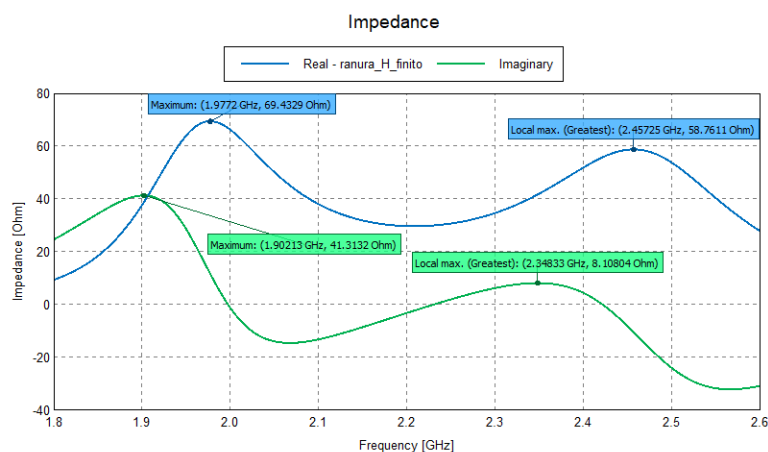


Figura 81 Impedancia ranura H plano finito

La Figura 81 representa los valores de impedancia en función de la frecuencia. Realmente no se obtienen los valores de impedancia de entrada, sino $\lambda g/4$ más allá, que es lo que mide la línea de alimentación. Desde el punto de vista de la ingeniería no supone diferencia significativa esta cuestión, pues los valores serán muy similares en los dos casos. La Figura 81

muestra que los valores de impedancia obtenidos para ambas resonancias son cercanos a los 50Ω , presentando la primera resonancia un valor más alto.

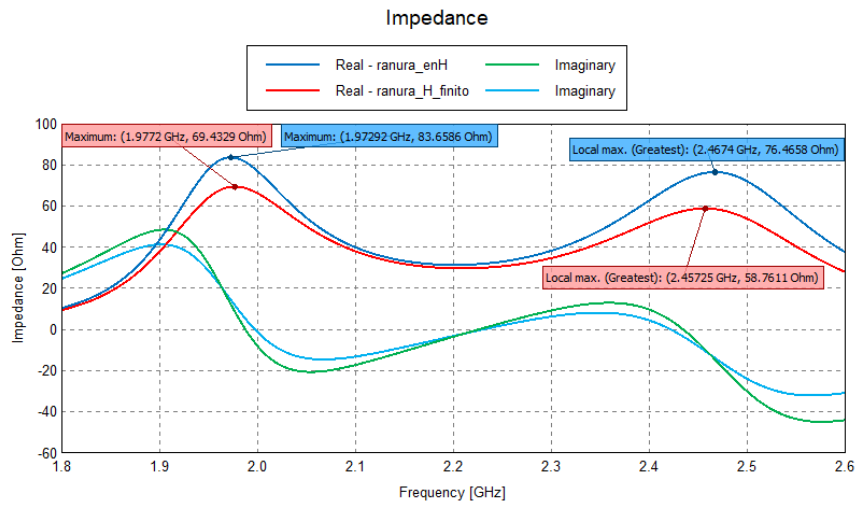


Figura 82 Impedancia ranura H para plano infinito y finito

La Figura 82 muestra los valores de impedancia, real e imaginaria, de los dos modelos estudiados. En azul oscuro y verde se dibujan los resultados para plano infinito, y en rojo y azul claro para plano finito. La parte real de impedancia se acerca más a los 50Ω en el caso de plano finito, se consigue una mejor adaptación.

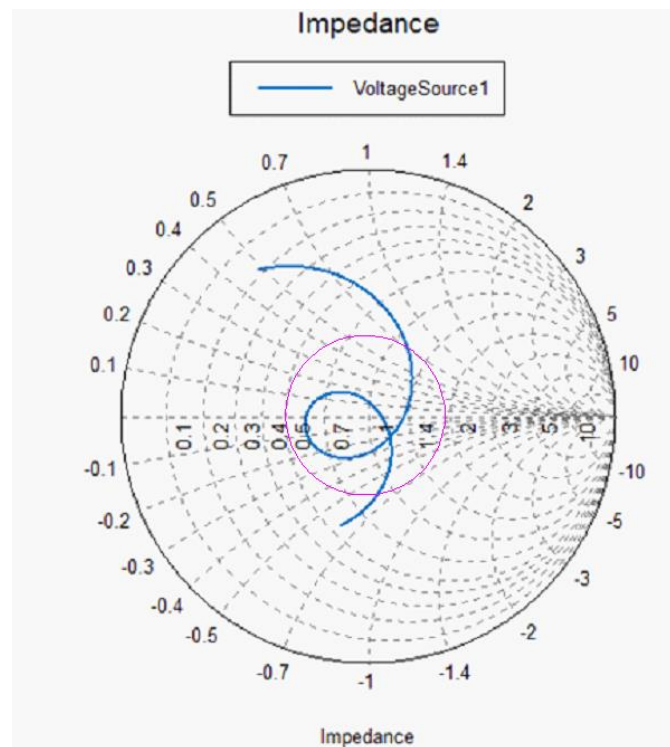


Figura 83 Diagrama de Smith ranura H plano finito

La Figura 83 muestra la curva que dibuja el coeficiente de reflexión en función de la frecuencia sobre la carta de Smith. El círculo color magenta representa los límites de ancho

de banda de adaptación. Todo lo que esté por debajo del círculo tiene valores de coeficiente de reflexión inferiores a -10 dB. Se refleja entonces en Figura 83 que existe buena adaptación de impedancias en un ancho de banda amplio, pues la mayor parte de la trayectoria que sigue el coeficiente de reflexión se realiza en el interior del círculo.

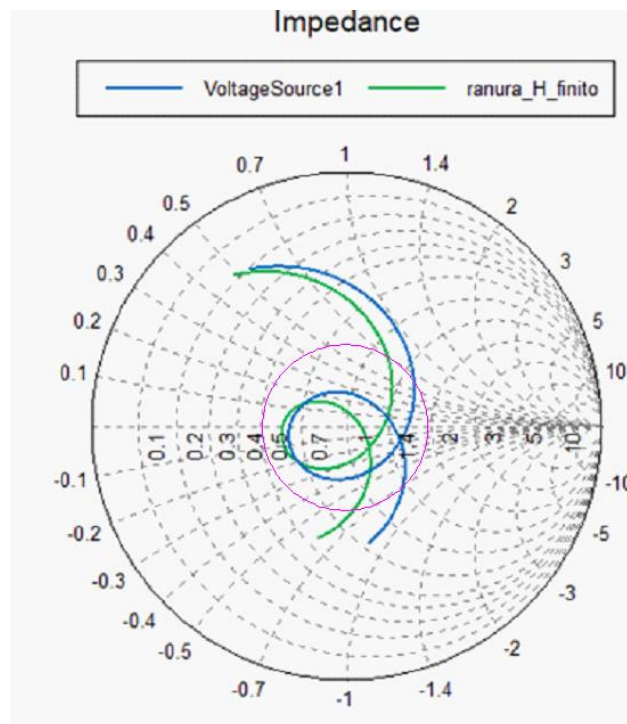


Figura 84 Diagrama de Smith MoM FEM FDTD

En la Figura 84 se muestran los resultados obtenidos de coeficiente de reflexión para los dos casos de estudio. En azul se representa el modelo infinito, y en verde el modelo finito. Ambos modelos presentan similitud de las respuestas. En la representación sobre la carta de Smith queda también reflejado que el modelo finito presenta un mayor ancho de banda. El lazo azul encierra casi por completo en su interior al lazo verde, que es notoriamente más estrecho. Se consigue muy buena adaptación de impedancia, ambas trayectorias están muy cercanas al centro de la carta de Smith.

A continuación, en la Figura 85, Figura 86 y Figura 87 se representan las componentes copolares de los dos planos, E en azul y H en verde, a las tres frecuencias de estudio:

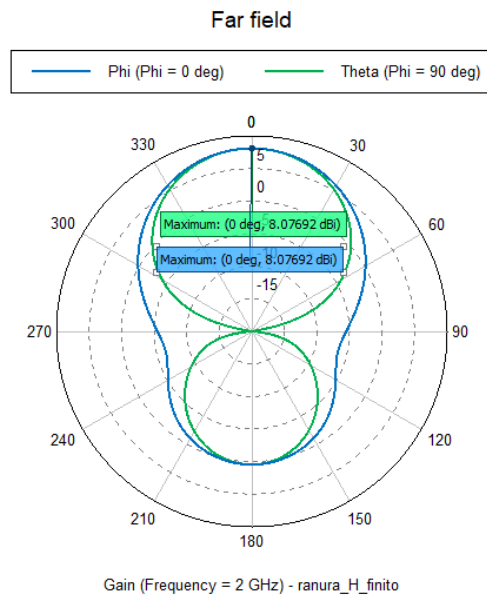


Figura 85 Componentes copolares ranura H plano finito a 2 GHz

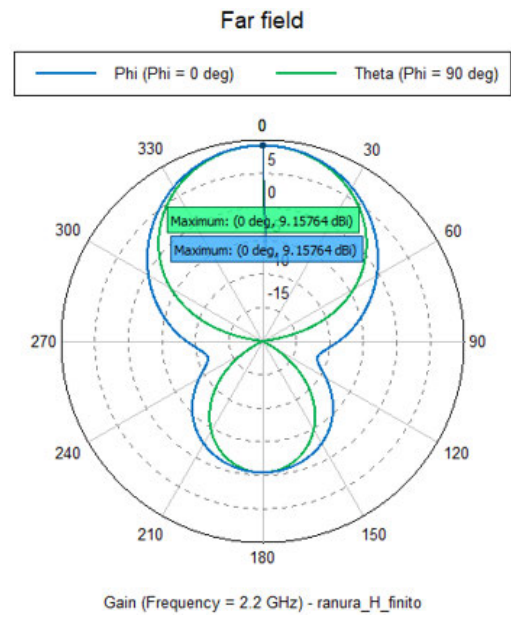


Figura 86 Componentes copolares ranura en H plano finito a 2,2 GHz

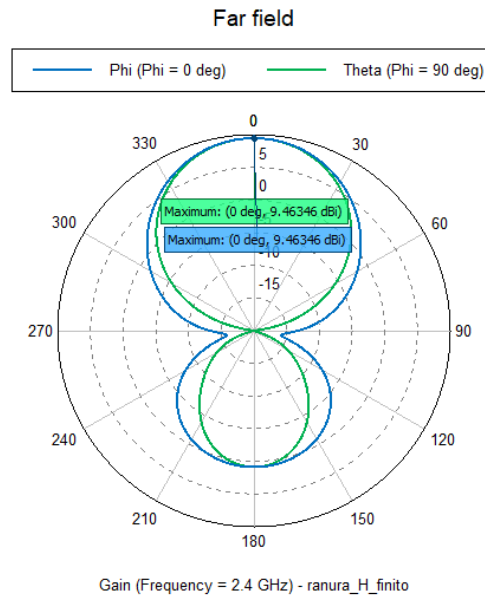


Figura 87 Componentes copolares ranura en H plano finito a 2,4 GHz

El valor máximo de ganancia se encuentra en $\theta = 0^\circ$. La ganancia aumenta con la frecuencia, y su valor a la frecuencia central es de 9,15 dB. Las características de radiación son muy similares para ambos planos.

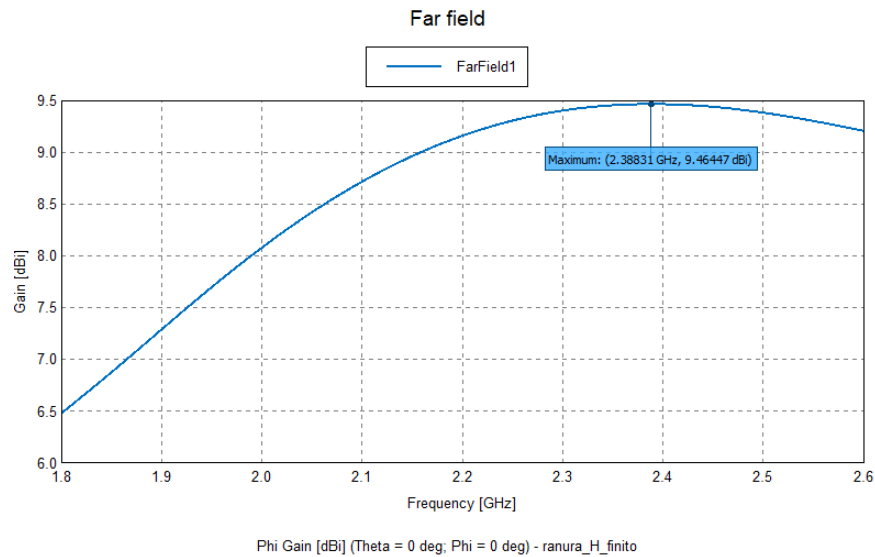


Figura 88 Componente copolar en la dirección de máxima radiación

La Figura 88 muestra el comportamiento de la componente copolar en la dirección de apuntamiento, $\theta=0^\circ$, en la banda de trabajo. Se obtiene una máxima ganancia de 9.46 dB a la frecuencia 2.38 GHz.

A continuación, se representan en la Figura 89, Figura 90 y Figura 91 las componentes contrapolares del plano E (verde) y el plano H (azul) a las tres frecuencias de estudio:

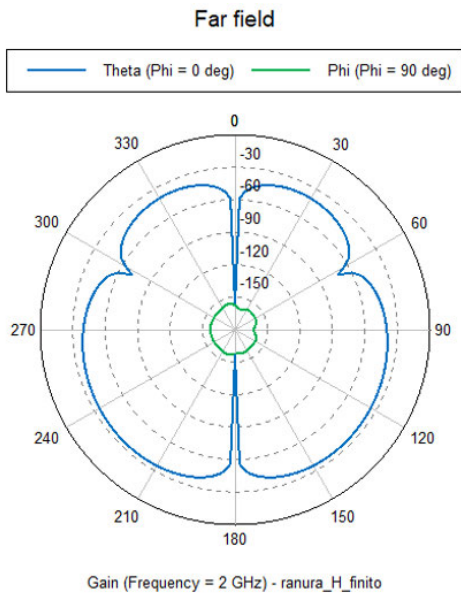


Figura 89 Diagrama radiación componentes contrapolares ranura H plano finito a 2 GHz

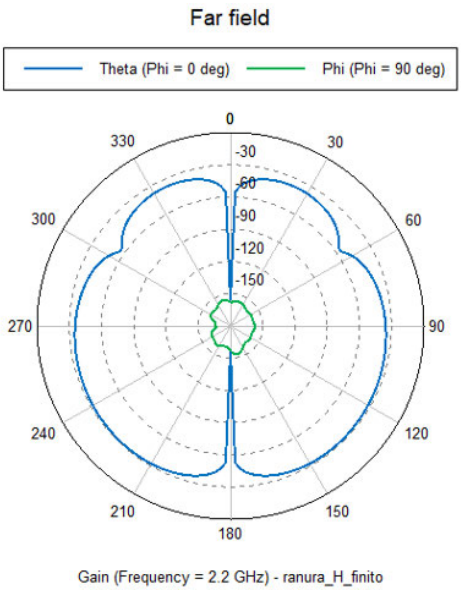


Figura 90 Componentes contrapolares ranura en H plano finito a 2,2 GHz

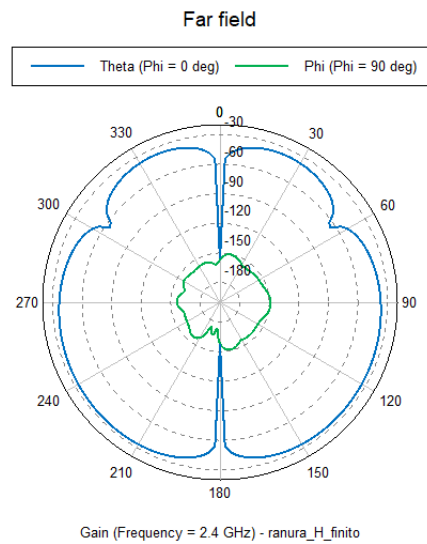


Figura 91 Componentes contrapolares ranura en H plano finito a 2,4 GHz

La componente contrapolar para el plano H es despreciable, puesto que es inferior a -150 dB, motivo por el que se decide ajustar los ejes en la Figura 92, Figura 93 y Figura 94 para visualizar de manera más efectiva la componente contrapolar de mayor interés.

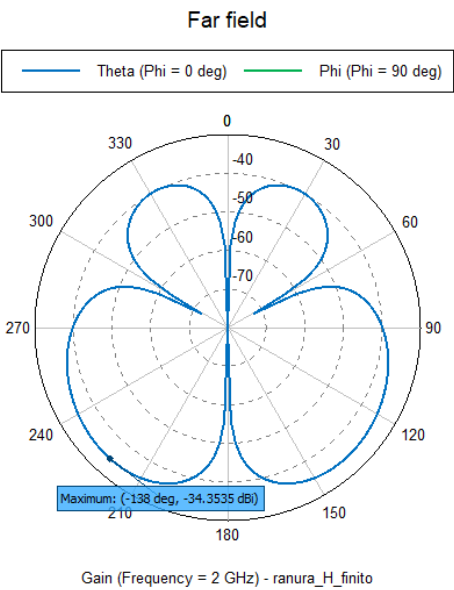


Figura 92 Contrapolar ranura H plano finito a 2 GHz

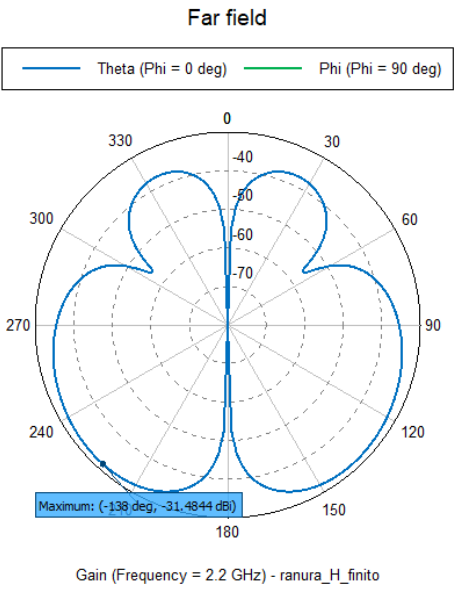


Figura 93 Contrapolar ranura H plano finito a 2,2 GHz

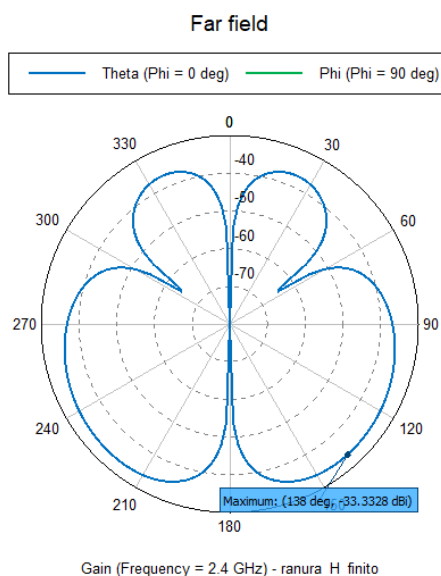


Figura 94 Contrapolar ranura H plano finito a 2,4 GHz

El valor del máximo de radiación para la componente contrapolar del plano E se mantiene estable en toda la banda de frecuencias. La componente contrapolar es mucho mayor en el semiplano de las 'Z' negativas, lo cual tampoco importaría puesto que se quiere que la antena radie adelante.

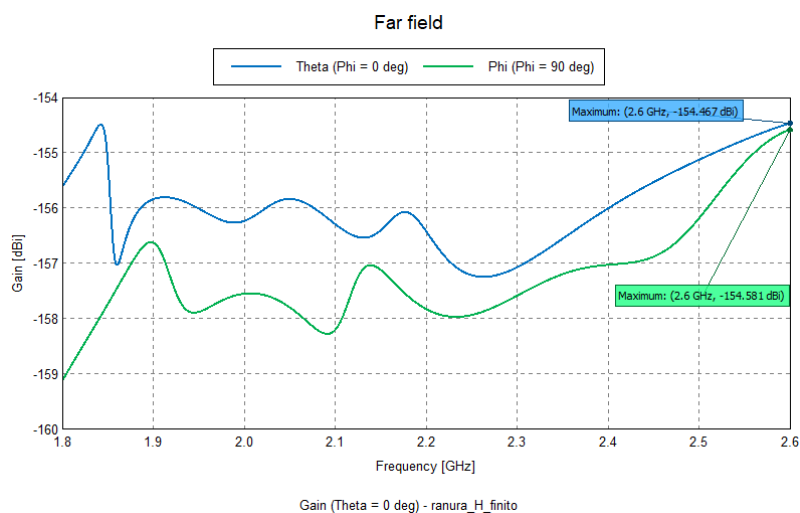


Figura 95 Componentes contrapolares en la dirección de máxima radiación

La Figura 95 muestra los bajos niveles de componente contrapolar que presenta la antena para toda la banda de trabajo en $\theta=0^\circ$, por debajo de los -150 dB.

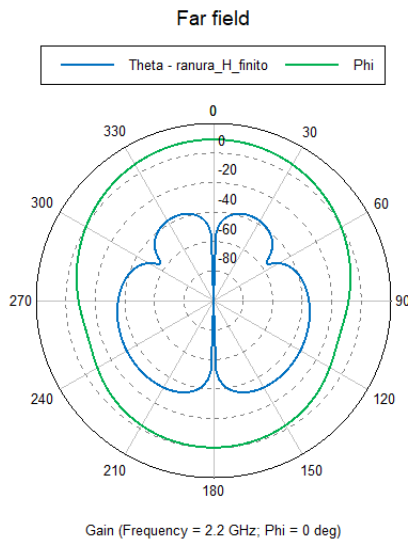


Figura 96 Plano E ranura en H plano finito

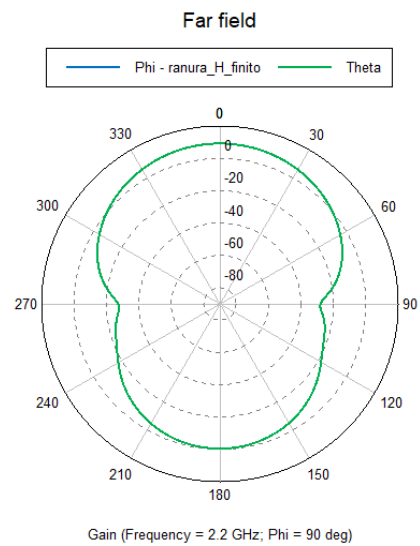


Figura 97 Plano H ranura en H plano finito

La Figura 96 es el diagrama polar de las componentes copolar y contrapolar del plano E a la frecuencia central. La Figura 97 es el diagrama polar de las componentes copolar y contrapolar del plano H. Ambos planos presentan niveles bajos de componente contrapolar, siendo completamente despreciable para el plano H.

La relación copolar-contrapolar del plano H es muy elevada, ya que toda su componente contrapolar se encuentra por debajo de los -160 dB. La relación copolar-contrapolar del plano E se representa en el siguiente diagrama de la Figura 98 en color verde:

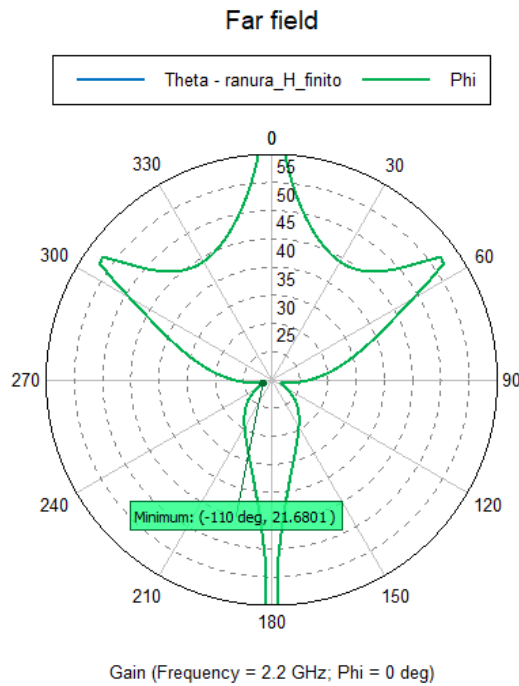


Figura 98 Componente copolar-contrapolar plano E ranura H plano finito

La relación copolar-contrapolar es siempre superior a 20 dB.

5.2.3 Métodos numéricos: FEM y FDTD

En este apartado se valida la solución del apartado anterior utilizando FEM y FDTD.

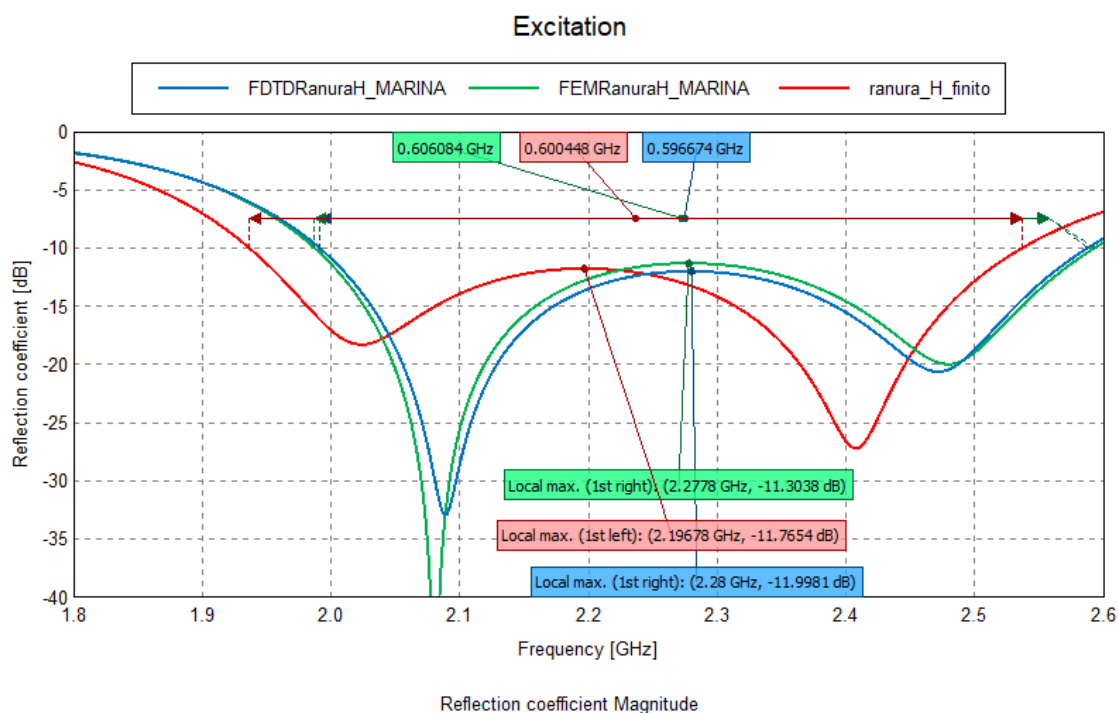


Figura 99 Coeficiente de reflexión ranura H en MoM FEM FDTD

La Figura 99 muestra la evolución del coeficiente de reflexión en frecuencia de los tres métodos numéricos utilizados. Se resalta la similitud entre los resultados obtenidos, especialmente para FEM y FDTD. Tanto para FEM como para FDTD las dos resonancias se sitúan a frecuencias muy similares, y en ambos métodos el valor mínimo de coeficiente de reflexión se consigue en la primera resonancia. Sin embargo, para el MoM el mínimo de la función se localiza en la segunda resonancia. Además, para este último método las frecuencias de resonancias son inferiores que las de FEM y FDTD. Los tres métodos presentan valores de anchos de banda similares, alrededor de los 0,6 GHz. El máximo de las tres funciones dentro del ancho de banda de adaptación también resulta parecido, entre los -11 dB y los -12 dB. Según crece el valor del ancho de banda también lo hace el máximo de coeficiente de reflexión alcanzado dentro de ese ancho de banda de adaptación.

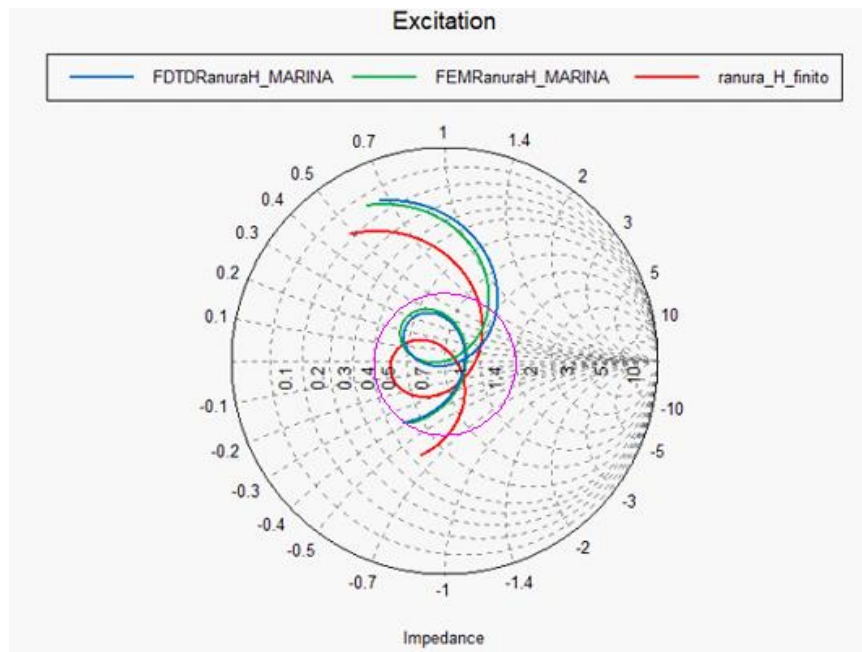


Figura 100 Diagrama Smith ranura en H para MoM FEM FDTD

En la carta de Smith de la Figura 100 se comprueba que el MoM es el que presenta una mejor adaptación, ya que es el método con el que se ha realizado el diseño de la antena. Se destaca la similitud entre los resultados obtenidos con los diferentes métodos numéricos, especialmente en el caso de FEM y FDTD. Tanto MoM, como FEM y FDTD dibujan una amplia trayectoria del coeficiente de reflexión en el interior del círculo magenta, indicativo de un amplio ancho de banda.

A continuación, se representan en la Figura 101 y Figura 102 las componentes copolares del plano E (E_ϕ) a la frecuencia central de los tres métodos utilizados para la validación del diseño de antena:

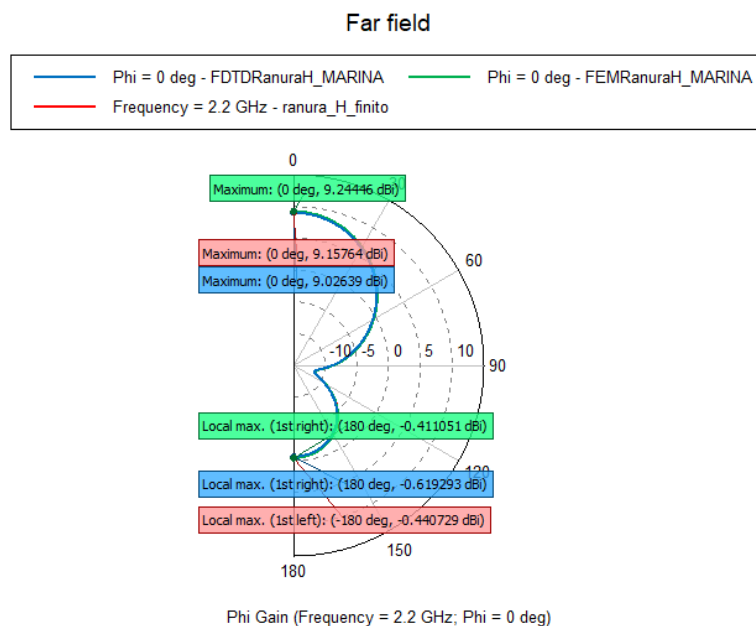


Figura 101 Componente copolar Plano E ranura en H de los métodos numéricos

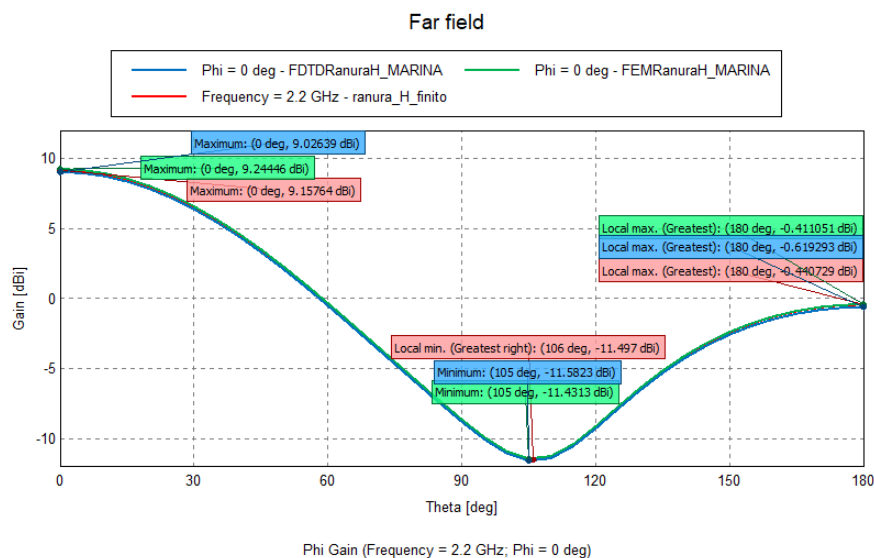


Figura 102 Componente copolar ranura en H plano E de los métodos numéricos

Todos los métodos muestran el mismo patrón de radiación. El máximo de radiación se localiza en $\theta=0^\circ$. La antena presenta para todos los métodos un valor de ganancia en torno a los 9 dB, siendo FEM el método que alcanza una mayor ganancia. La relación delante-atrás es adecuado ya que es aproximadamente de 9.5 dB.

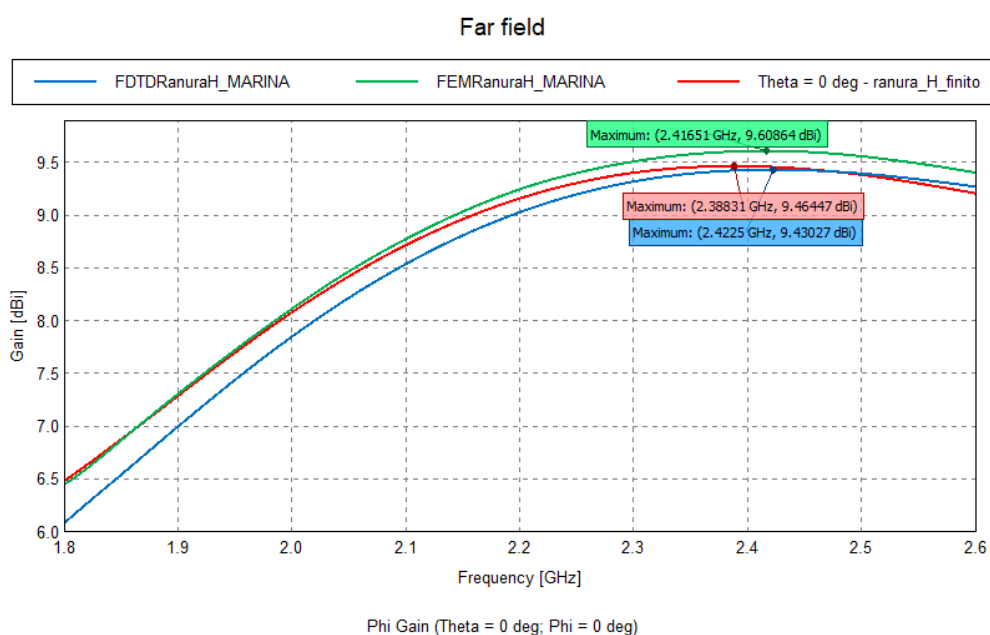


Figura 103 Ganancia en función de la frecuencia en la dirección de máxima radiación para los tres métodos numéricos

La Figura 103 muestra la variación de la ganancia con la frecuencia en el plano E para la dirección de apuntamiento, $\theta=0^\circ$. Todos los métodos obtienen comportamientos similares. FEM es el que consigue el mayor valor de ganancia, 9,6 dB, y lo hace a una frecuencia de 2,42 GHz. Para los otros dos métodos la máxima ganancia es de 9,4 dB y también se alcanza a una frecuencia superior que la frecuencia central.

A continuación, en la Figura 104 y Figura 105 se representan las componentes contrapolares del plano E (E_θ) a la frecuencia central para los tres métodos numéricos utilizados:

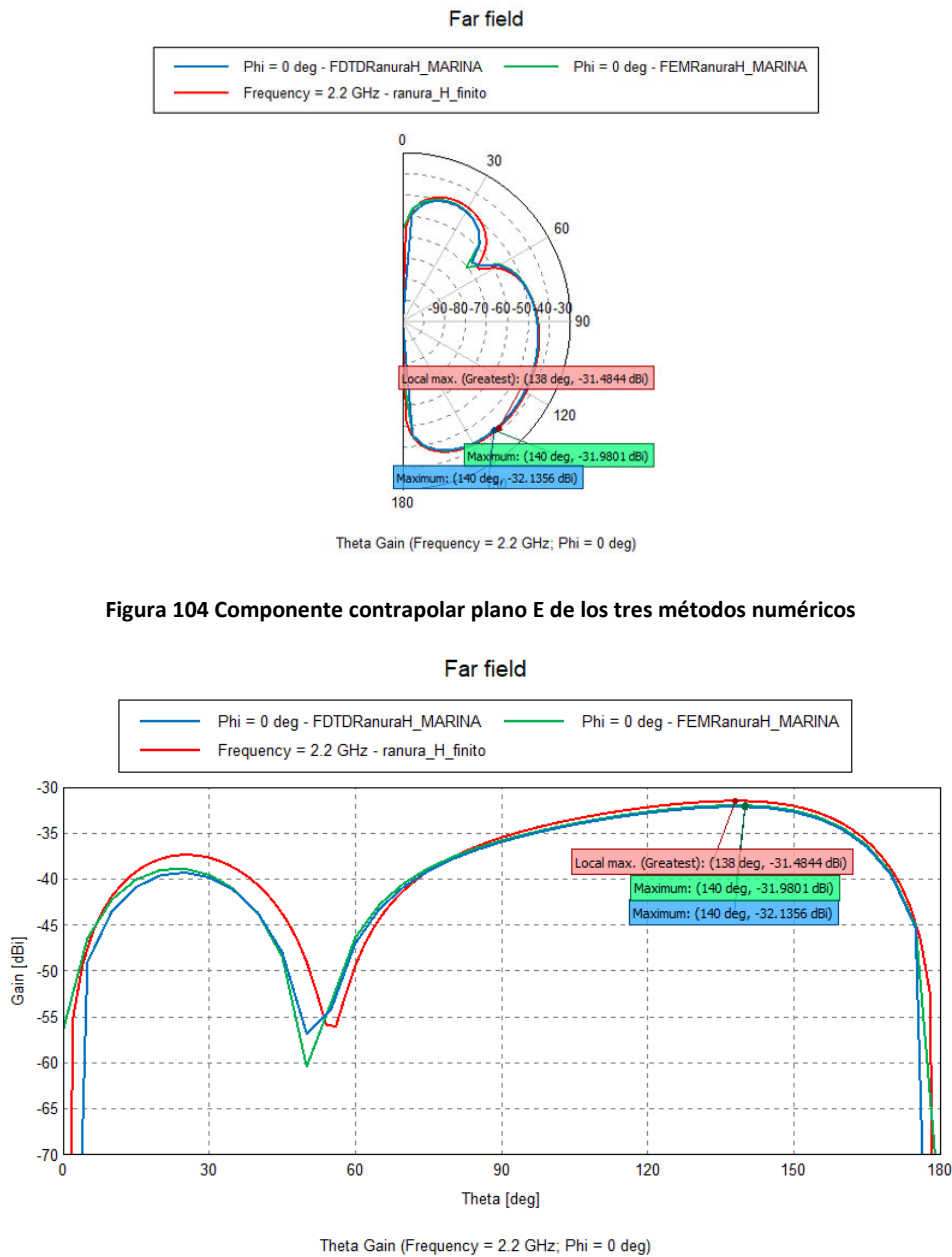


Figura 105 Componente contrapolar plano E de MoM FEM FDTD

De los resultados se destaca la similitud de los patrones de radiación para los tres métodos numéricos. La antena presenta niveles óptimos de componente contrapolar siempre por debajo de los -30 dB. Además, se presenta un mínimo de contrapolar en la dirección de máxima radiación de la antena, en $\theta=0^\circ$.

A continuación, en la Figura 106 se representan las componentes polares y las contrapolares de los tres métodos numéricos en el plano E a la frecuencia central.

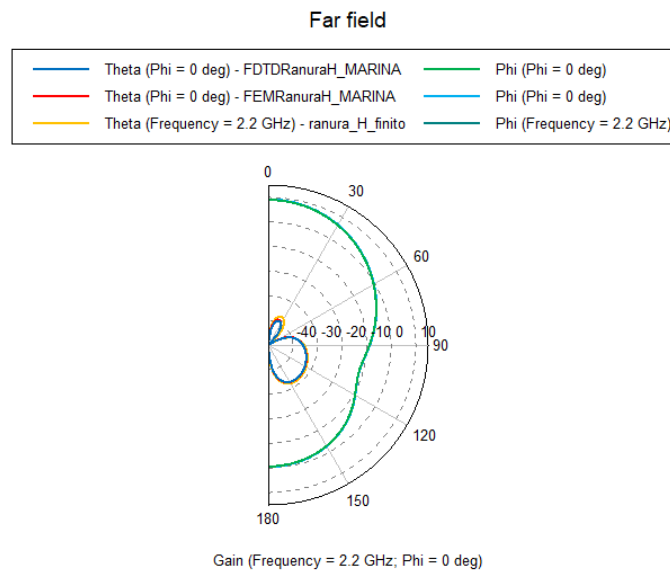


Figura 106 Componentes copolares y contrapolares del plano E de los tres métodos numéricos

El comportamiento de radiación de la antena no presenta diferencias significativas de un método numérico a otro.

Se puede concluir que se cumplen con las especificaciones de diseño con los tres métodos, que las características de radiación de la antena no varían de un método a otro, y se obtiene el mismo comportamiento del coeficiente de reflexión con la frecuencia. De este modo queda validado el diseño.

5.3 Ranura en forma de pajarita

Este diseño de ranura acoplada presenta una geometría algo más novedosa que las dos anteriores. Se procede primeramente a la simulación con plano infinito, para después realizar el diseño con plano finito. Por último, como en todos los apartados, se procede a la validación del diseño utilizando FEM y FDTD.

5.3.1 Plano infinito

En el caso de la pajarita los parámetros de diseño para plano infinito son: la longitud de la ranura, la anchura lateral de la ranura, la anchura central de la ranura, la longitud del parche, la anchura del parche, y la longitud del stub.

- Longitud_ranura= 3,07 cm
- Anchura_ranura_lateral= 0,71 cm
- Anchura_ranura_central= 0,44 cm
- Longitud_parche= 4,2 cm

- Anchura_parche= 6,74 cm
- Stub= 0,51 cm

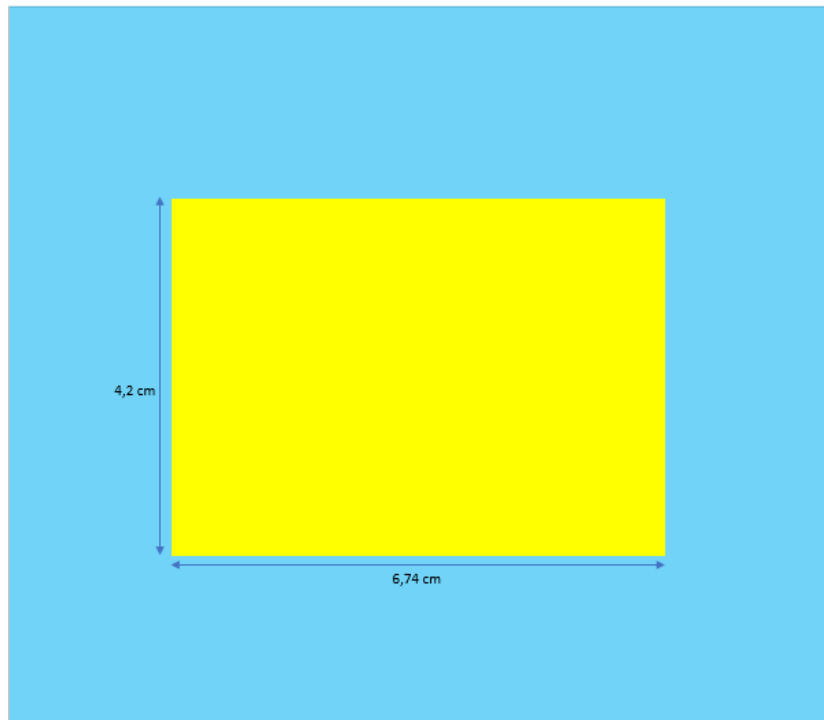


Figura 107 Parche de la antena ranura en forma de pajarita con plano infinito

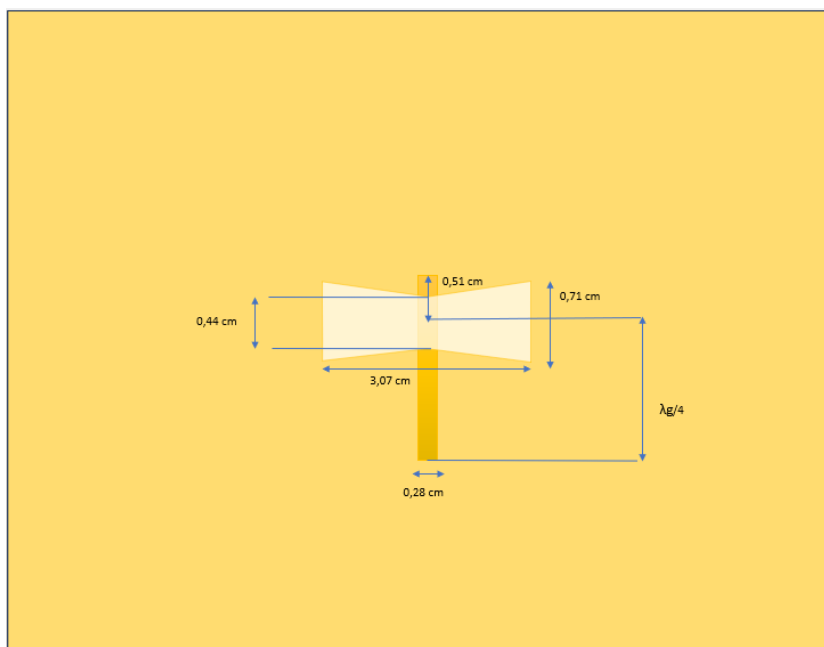


Figura 108 Dimensiones de la ranura en forma de pajarita y alimentación para plano infinito

La Figura 107 muestra las dimensiones y forma de parche utilizadas para la antena con ranura acoplada en forma de pajarita. La Figura 108 muestra la capa inferior de dieléctrico en la antena, en cuya cara de arriba se encuentra la ranura en forma de pajarita y en su cara de

abajo la línea de alimentación. Las dimensiones de todos los parámetros de diseño quedan reflejadas en ambas imágenes.

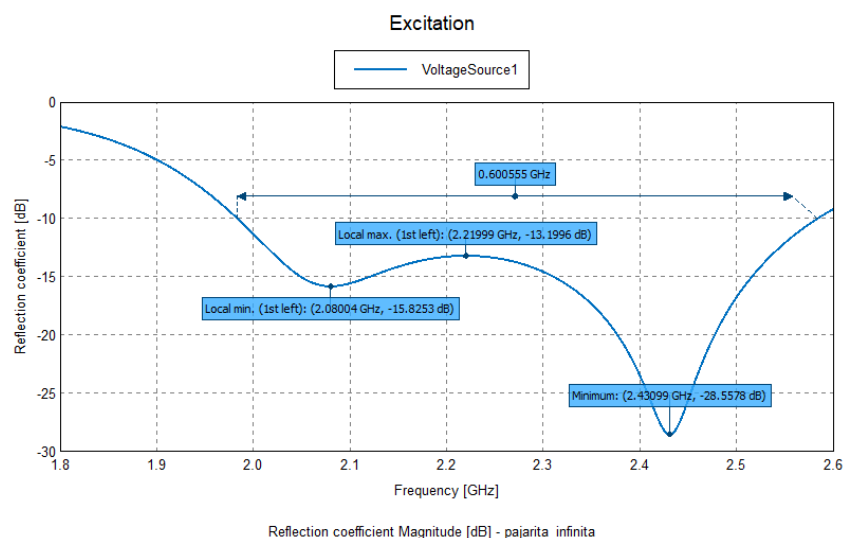


Figura 109 Coeficiente de reflexión ranura en forma de pajarita para plano infinito

La Figura 109 muestra que con esta geometría de ranura se consigue un ancho de banda de adaptación de 0,6 GHz, correspondiente al 27% de la frecuencia central. El valor máximo dentro de ese ancho de banda es de aproximadamente -13,2 dB. La primera resonancia es mucho más suave que la segunda, presenta un valor de -15,82 dB frente a los -28,56 dB de la última.

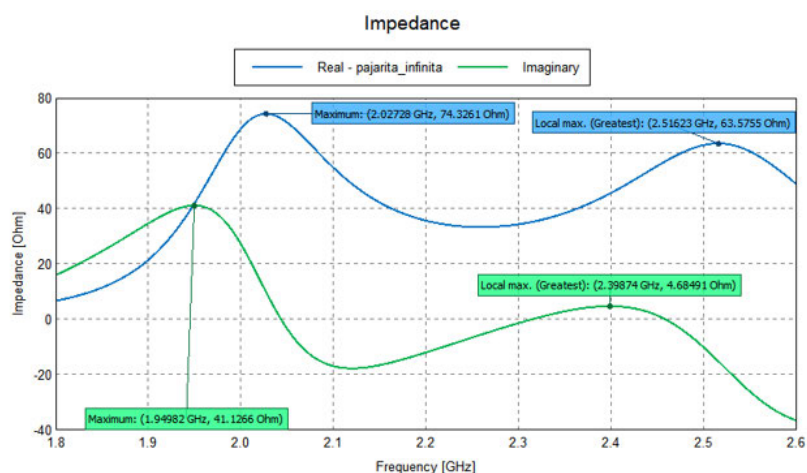


Figura 110 Impedancia ranura en forma de pajarita para plano infinito

La Figura 110 muestra los valores de impedancia en función de la frecuencia. Aunque no es exactamente la impedancia de entrada puesto que las medidas se han realizado $\lambda_g/4$ más allá, los valores obtenidos son muy similares a los que se obtendría exactamente a la entrada. En la Figura 110 se puede apreciar las dos resonancias existentes, y el valor de impedancia que se alcanza a dichas frecuencias. La primera resonancia presenta un valor más elevado de parte real de impedancia que la segunda, siendo 74,32 Ω para la primera y 63,58 Ω para la otra. Se consigue una buena adaptación puesto que ambos valores son próximos a 50 Ω .

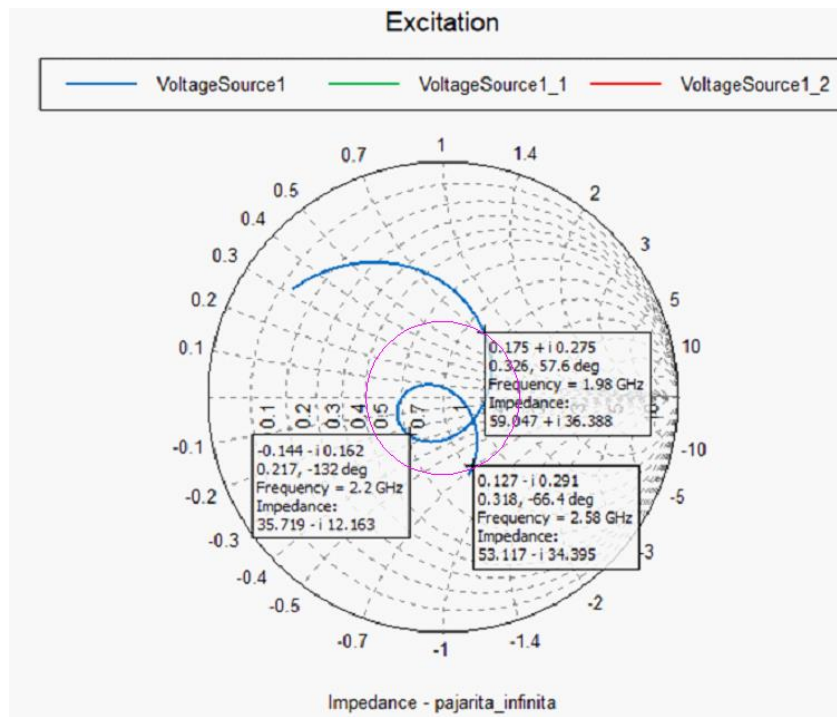


Figura 111 Diagrama de Smith de la ranura en forma de pajarita para plano infinito

En la carta de Smith de la Figura 111 se muestra el recorrido que sigue el coeficiente de reflexión con la frecuencia. El lazo que se dibuja queda cerrado en el interior de la circunferencia magenta, señal que las dos resonancias se encuentran a frecuencias cercanas dentro del ancho de banda. Que el lazo esté centrado, es señal de que existe una buena adaptación. Los tres marcadores indican el valor que toma la impedancia de entrada en los extremos de la banda y a la frecuencia central.

A continuación, la Figura 112, Figura 113 y Figura 114 muestran las componentes copolares de los planos E (azul) y H (verde) a las frecuencias de estudio (2 GHz, 2.2 GHz y 2.4 GHz):

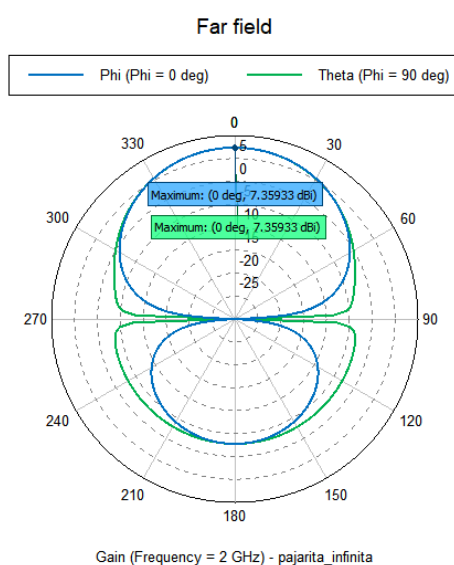


Figura 112 Componentes copolares del plano E y H a 2GHz

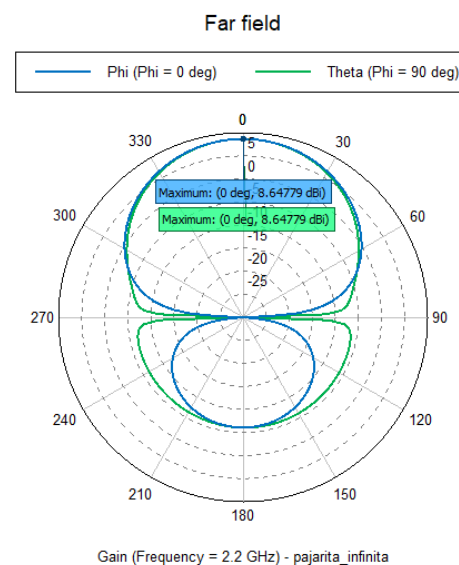


Figura 113 Componentes copolares plano E y H a 2,2 GHz

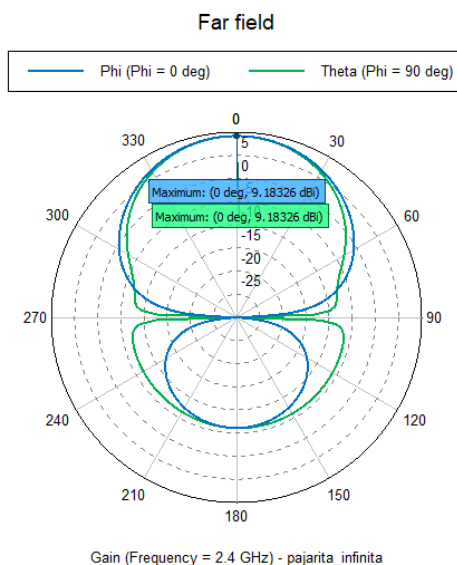


Figura 114 Componentes copolares plano E y H a 2,4 GHz

De nuevo se observa el máximo de radiación en la dirección $\theta=0^\circ$. El valor de la ganancia es un valor de 8,65 dB a la frecuencia central. La antena presenta una relación delante-atrás adecuada, ya que la componente en $\theta=180^\circ$ es menor a 0 dB.

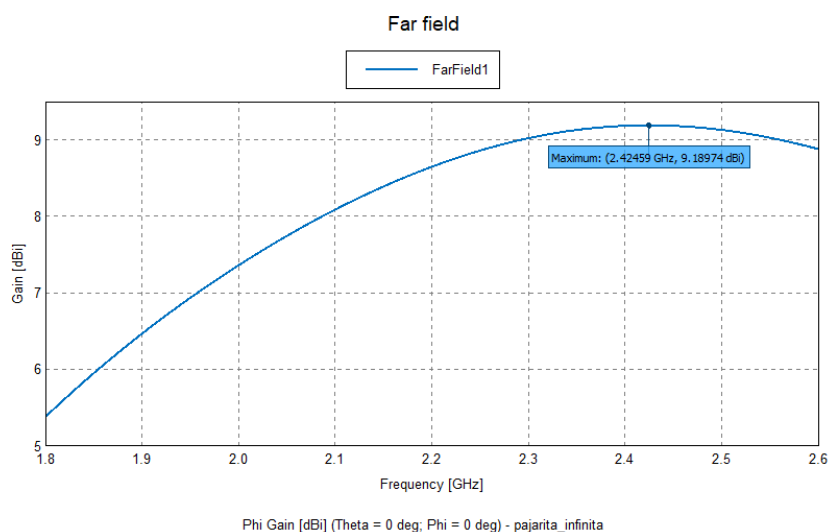


Figura 115 Componente copolar en la dirección de máxima radiación

La Figura 115 evalúa el comportamiento de la ganancia en la dirección de máxima intensidad de campo, $\theta=0^\circ$. Se muestra como la ganancia aumenta su valor con la frecuencia hasta llegar a los 2,42 GHz. A esa frecuencia el valor alcanzado de ganancia es 9,19 dB.

Seguidamente en la Figura 116, Figura 117 y Figura 118 se muestran los valores para las componentes contrapolares de los planos de interés a las frecuencias de estudio:

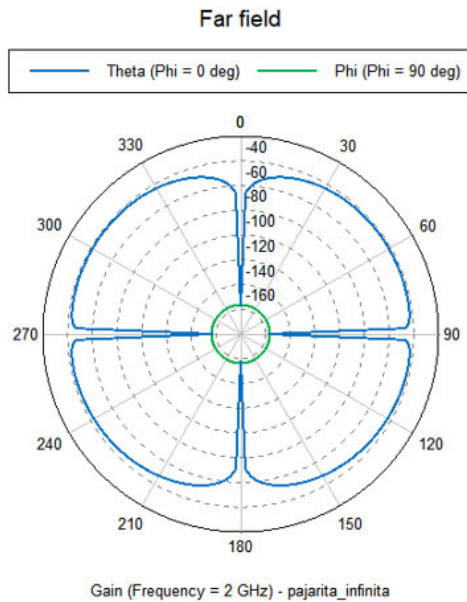


Figura 116 Componentes contrapolares plano E y H a 2 GHz

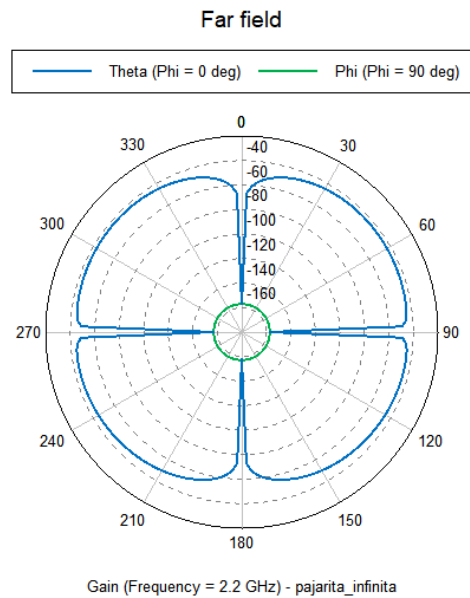


Figura 117 Componentes contrapolares plano E y H a 2,2 GHz

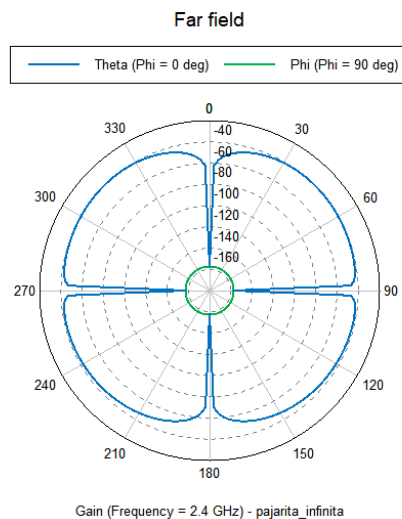


Figura 118 Componentes contrapolares plano E y H a 2,4 GHz

El dibujo en color azul representa la componente contrapolar del plano E, y el verde la componente contrapolar del plano H. La componente contrapolar del plano H es completamente despreciable, ya que se encuentra por debajo de -140 dB. Motivo por el cual se ajustan los ejes para que se refleje de manera más optima las propiedades radiactivas de las componentes contrapolares de más interés.

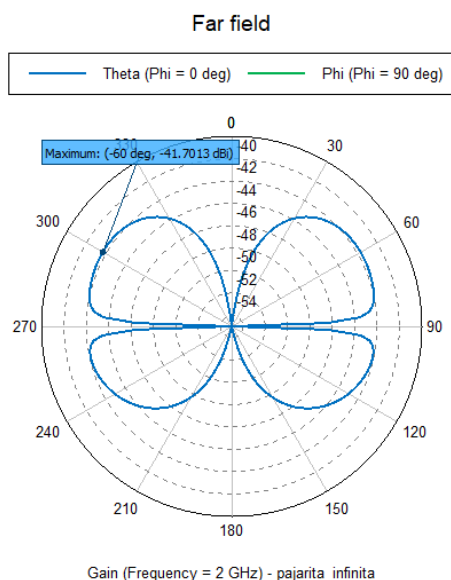


Figura 119 Componentes contrapolares plano E a 2 GHz

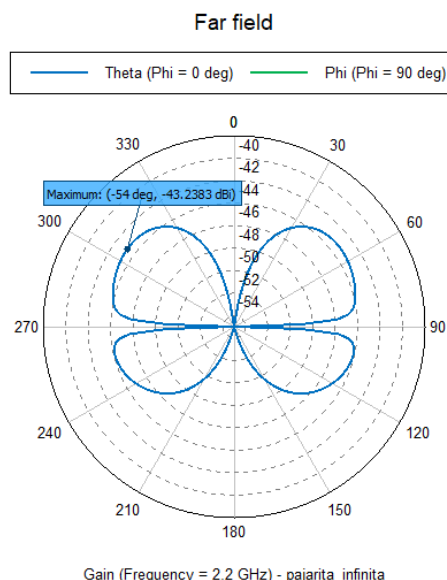


Figura 120 Componentes contrapolares plano E a 2,2 GHz

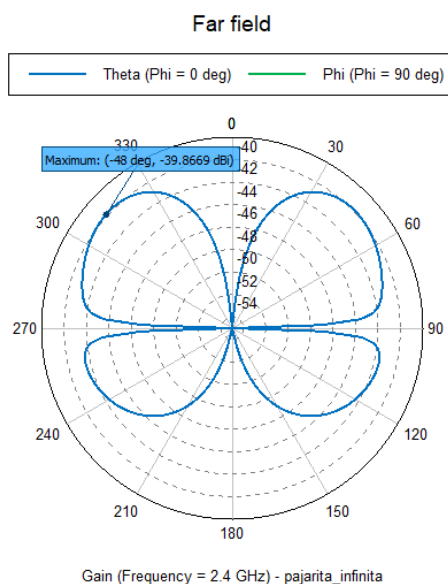


Figura 121 Componentes contrapolares plano E a 2,4 GHz

La antena presenta niveles bajos de componente contrapolar, cuyo valor más alto se encuentra en torno a los -40 dB. Además, en la dirección de máxima radiación, en $\theta=0^\circ$, hay un mínimo de contrapolar.

En la Figura 122 se dibuja la trayectoria de las componentes contrapolares de ambos planos en la dirección de máxima ganancia en función de la frecuencia. Queda plasmado el mínimo que aparecía para esta dirección en los diagramas de radiación anteriores. Para ambos planos los valores de contrapolar son inferiores a los -156 dB.

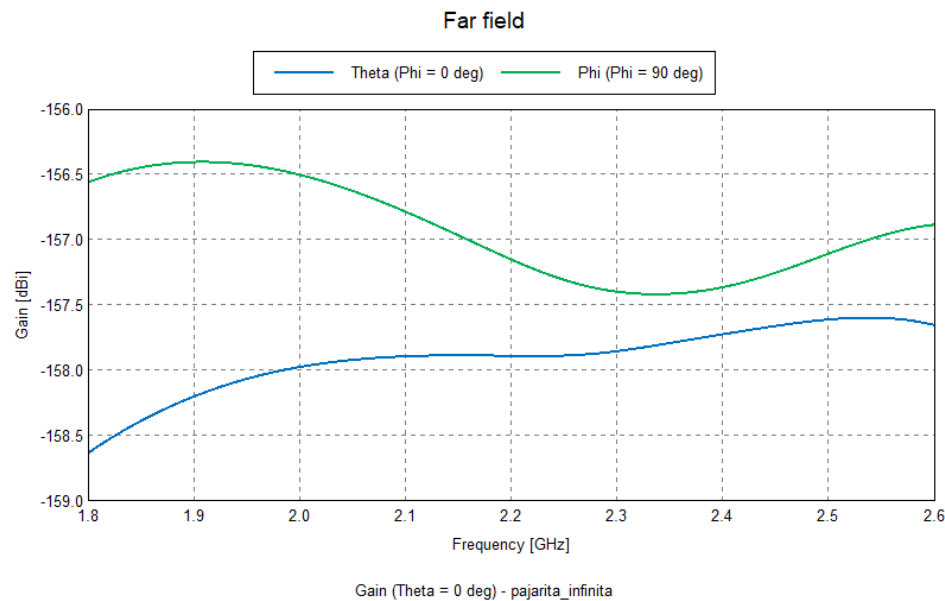


Figura 122 Valor de contrapolar en la dirección de máxima radiación

A continuación, se representa en la Figura 123 y Figura 124 el diagrama de radiación para la frecuencia central del plano E, con sus componentes polares y contrapolares, y del plano H, también con ambas componentes.

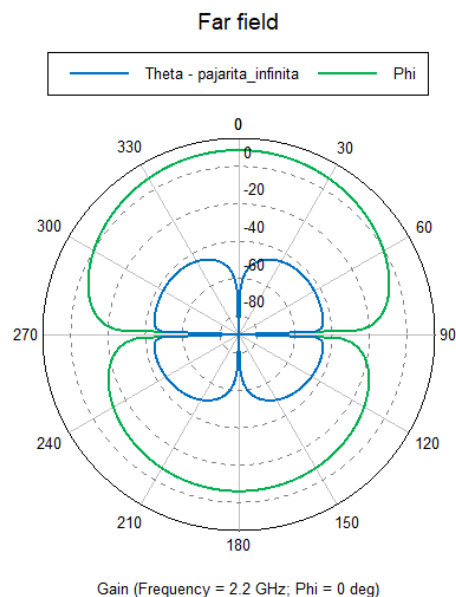


Figura 123 Componentes copolar y contrapolar del PLANO E

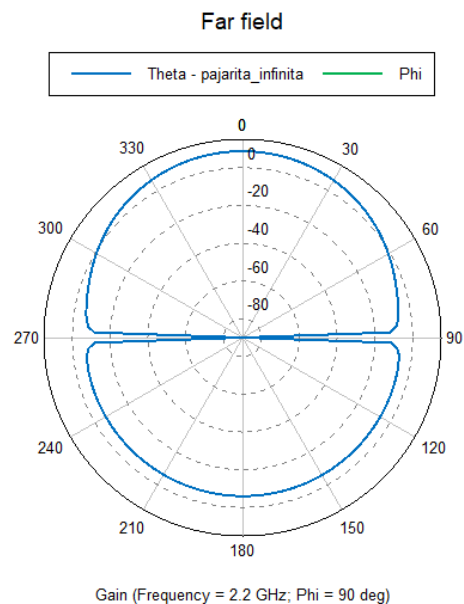


Figura 124 Componentes copolar y contrapolar del PLANO H

5.3.2 Plano finito

En este apartado se realizan las simulaciones con el modelo de plano finito, cuyos resultados son más precisos que los obtenidos para plano infinito, lo que implica un mayor coste computacional.

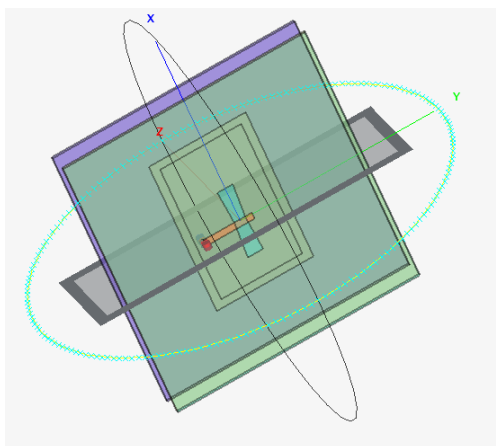


Figura 125 Antena de parche con ranura acoplada en forma de pajarita

La Figura 125 es una imagen tomada de FEKO con un diseño que emplea el MoM. Este diseño emplea plano finito, y consiste en una antena de parche alimentada mediante el acoplamiento a través de una ranura en forma de pajarita. Se puede apreciar en la Figura 125 tanto los cortes de los planos E y H, como el eje de simetría magnética.

Para este modelo de antena los valores que toman los parámetros de diseño optimizados son los siguientes:

- Longitud_ranura= 3,05 cm
- Anchura_ranura_lateral= 0,67 cm
- Anchura_ranura_central= 0,47 cm
- Longitud_parche= 4,2 cm
- Anchura_parche= 6,74 cm
- Stub= 0,47 cm
- Longitud_plano_tierra= 10,5 cm
- Anchura_plano_tierra= 11,34 cm

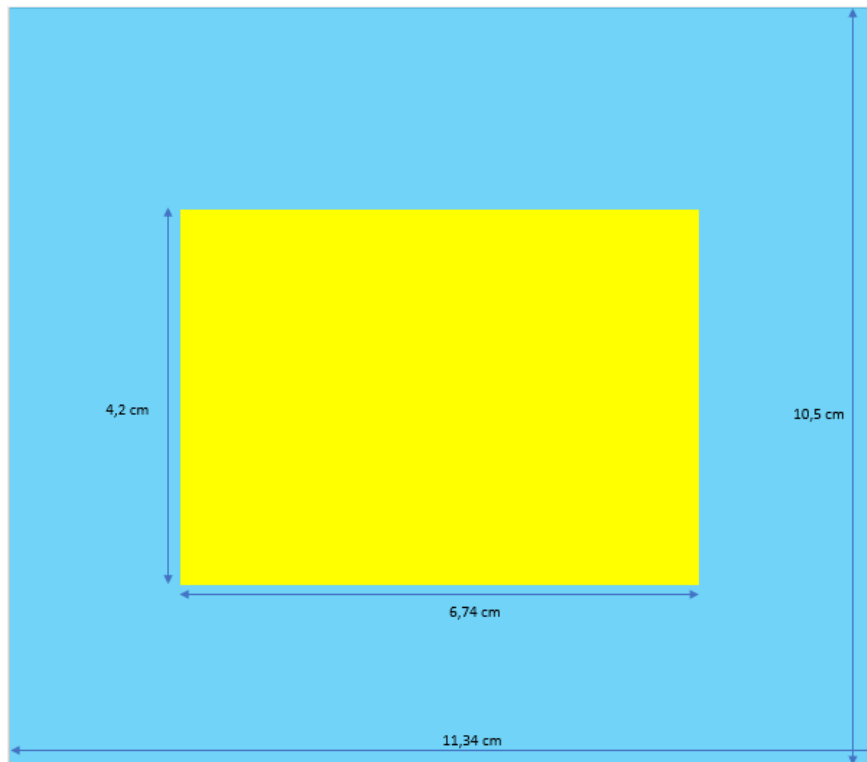


Figura 126 Parche de la antena con ranura acoplada en forma de pajarita para plano finito

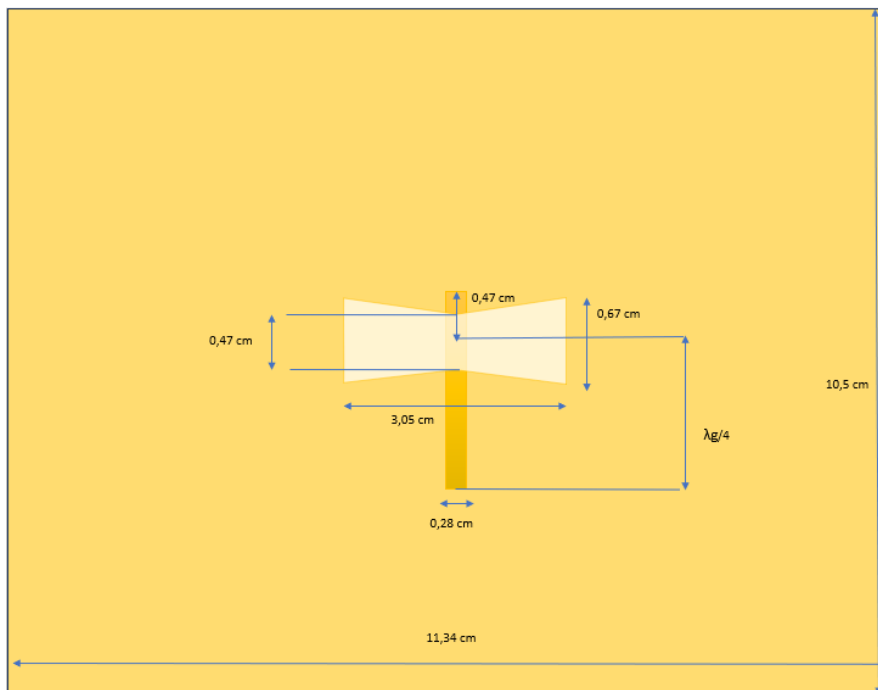


Figura 127 Ranura acoplada en forma de pajarita para plano finito

La Figura 126 representa las dimensiones y forma del parche de la antena alimentada con ranura acoplada en forma de pajarita cuando se emplea un plano finito. La Figura 127 representa las dimensiones y forma de la ranura acoplada en forma de pajarita cuando se emplea plano finito, y la línea de alimentación con la que se alimenta la antena.

	PLANO INFINITO	PLANO FINITO
Longitud_ranura	3,07 cm	3,05 cm
Anchura_ranura_lateral	0,71 cm	0,67 cm
Anchura_ranura_central	0,44 cm	0,47 cm
Longitud_parche	4,2 cm	4,2 cm
Anchura_parche	6,74 cm	6,74 cm
Stub	0,51 cm	0,47 cm

Tabla 3 Dimensiones de la antena con ranura acoplada en forma de pajarita para plano infinito y finito

La Tabla 3 muestra las dimensiones de la antena cuando se utiliza plano infinito, y las dimensiones de la antena cuando se emplea un plano de masa finito. Comparando las dimensiones de cada modelo se observa que apenas sufren variaciones de un modelo a otro.

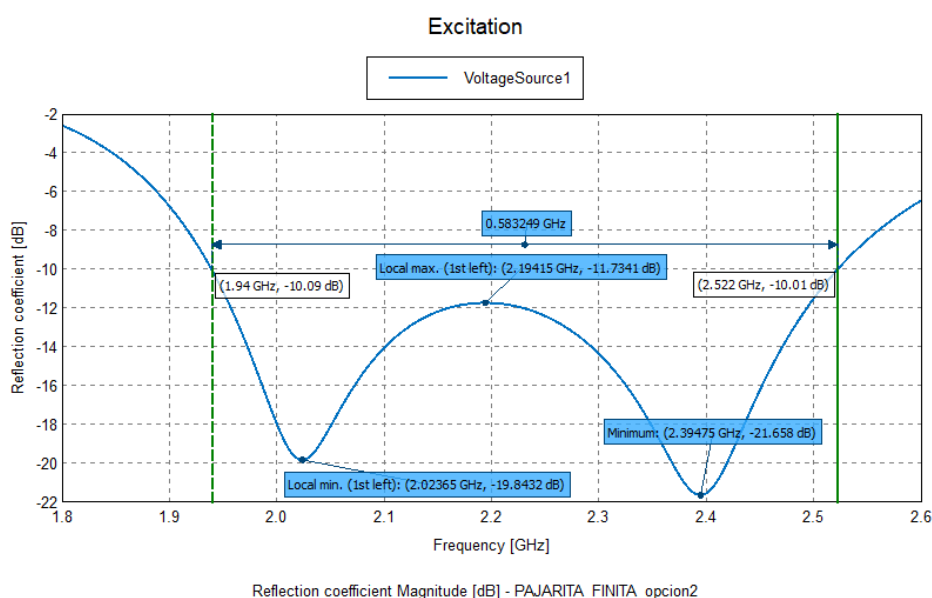


Figura 128 Coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para el modelo de ranura de pajarita acoplada plano finito

La Figura 128 muestra los valores que toma el coeficiente de reflexión con la frecuencia. El ancho de banda es de 0,58 GHz, lo que supone un 26,5% de la frecuencia central. Los extremos de la banda de trabajo son 1,94 GHz y 2,522 GHz. Se puede apreciar en el dibujo dos mínimos de coeficiente de reflexión, que corresponden a las dos resonancias existentes. Ambos mínimos presentan valores muy similares, -19,84 dB para la primera resonancia, que ocurre en 2,02 GHz, y -21,66 dB para la segunda, que sucede en 2,39 GHz. El máximo dentro de la banda de trabajo es de -11,73 dB, y se sitúa a 2,19 GHz.

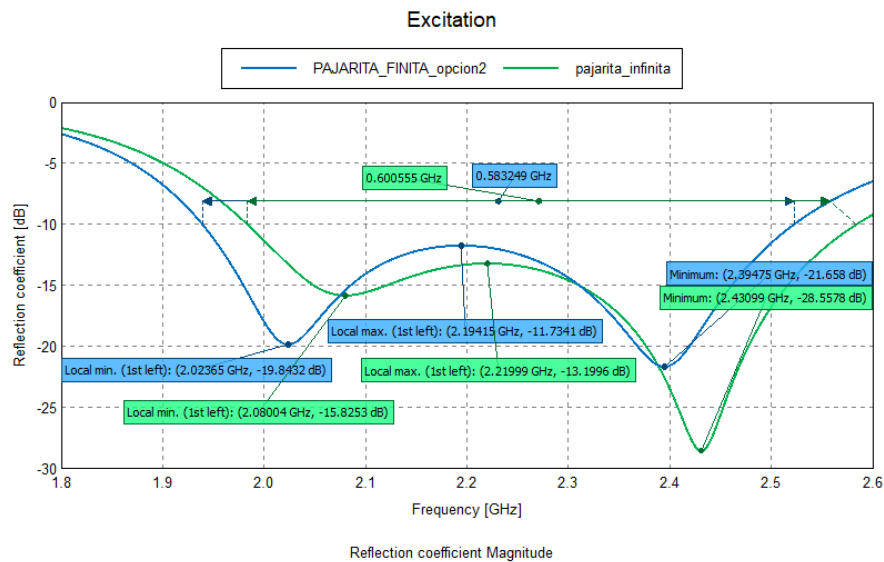


Figura 129 Coeficiente de reflexión ranura de pajarita para plano infinito y finito

La Figura 129 muestra la variación del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para los dos modelos bajo estudio. Realizando una comparativa con el caso anterior, el del plano infinito, se comprueba que los resultados obtenidos han empeorado, aunque muy ligeramente. Mientras que en la primera situación se obtenía un ancho de banda de 0,6 GHz, para este caso se consigue de 0,58 GHz. El máximo de coeficiente de reflexión dentro del ancho de banda operativo es, para plano finito, más elevado (ha pasado de ser -13,2 dB a ser -11,73 dB). En el modelo de plano finito hay un desplazamiento de las resonancias hacia frecuencias inferiores sobre el modelo de plano infinito. Para plano infinito la segunda resonancia es bastante más profunda que la primera, mientras que para plano finito las dos resonancias alcanzan valores de coeficiente de reflexión más parecidos.

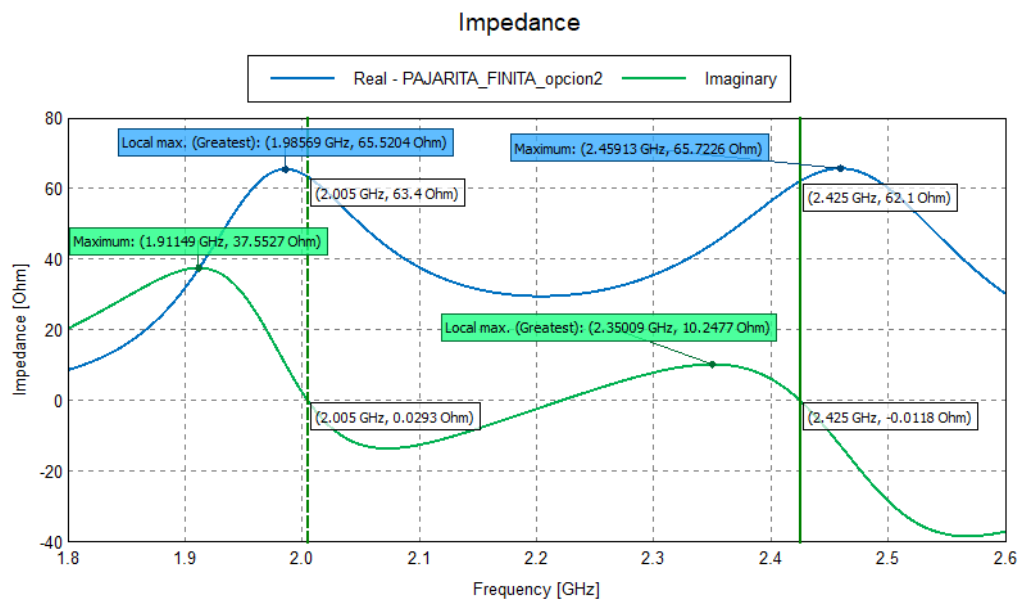


Figura 130 Impedancia de la antena con ranura de pajarita para plano finito

La Figura 130 muestra el valor de impedancia en función de la frecuencia para el modelo de plano finito. En ella se aprecia la adecuada adaptación de la antena, que presenta valores de impedancia próximos a los 65Ω en los picos de resonancia. Se recuerda que, aunque la impedancia no se mide exactamente en el punto de entrada, los valores obtenidos son muy parecidos a los que se obtendría en ese punto.

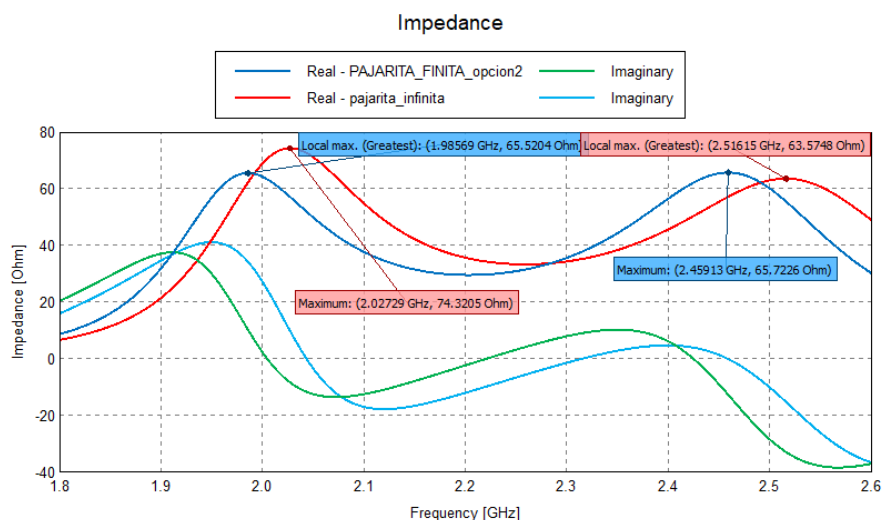


Figura 131 Impedancia en función de la frecuencia para plano infinito y finito

La Figura 131 muestra la evolución de la impedancia con la frecuencia para el modelo de plano finito y para el de plano infinito. Si se compara el caso simplificado (rojo y azul claro) con el modelo real (azul oscuro y verde) no hay grandes diferencias en cuanto al valor de impedancia alcanzado en ambas resonancias. El máximo de la impedancia se obtiene a frecuencias más altas para el caso de plano infinito.

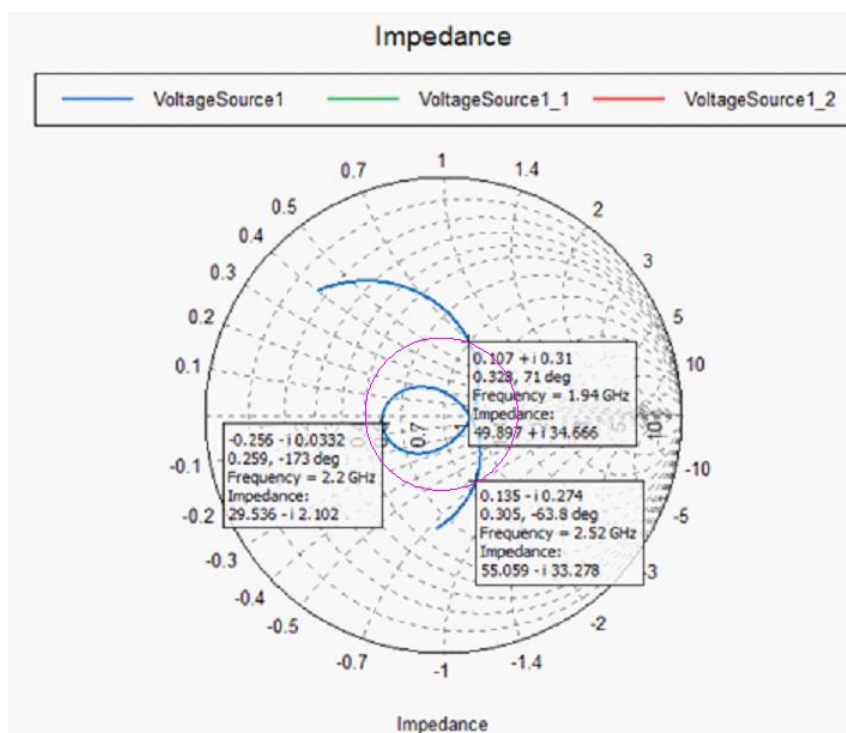


Figura 132 Diagrama de Smith del coeficiente de reflexión plano finito

La Figura 132 muestra la evolución del coeficiente de reflexión con la frecuencia sobre la carta de Smith. El recorrido del coeficiente de reflexión sigue una curva que se cierra en un extremo, alrededor del centro de la carta. Esto muestra la adecuada adaptación que presenta la antenna. La curva que queda dentro de la circunferencia magenta son los pares de valores de coeficiente de reflexión y frecuencia que quedan dentro del ancho de banda de la antenna. Los tres marcadores señalan los valores de impedancia de entrada en el centro y los extremos de la banda.

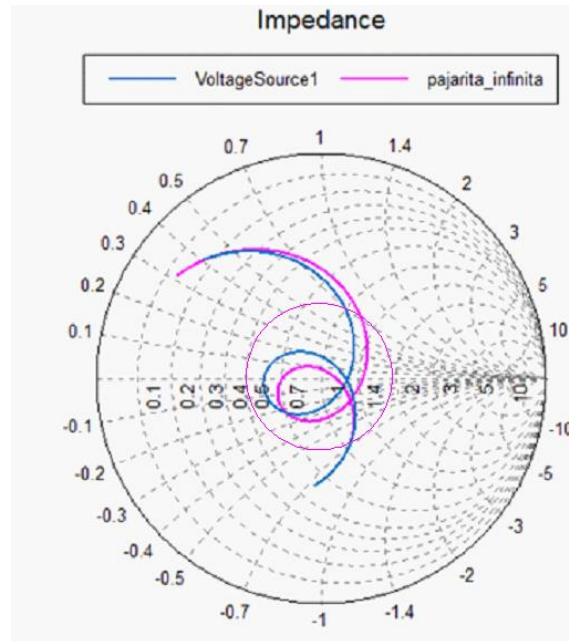


Figura 133 Coeficiente de reflexión de la antenna de plano infinito y finito

En la Figura 133 aparece la curva de coeficiente de reflexión de plano infinito (rosa) y la de plano finito (azul). Ambos modelos presentan similitud en las respuestas: trayectorias centradas en torno al origen de la carta de Smith, lazos estrechos y cerrados. Observando con detalle se puede apreciar que el contorno rosa es ligeramente más estrecho que el azul y que está un poco más ajustado al centro de la carta. Dentro del ancho de banda (lo que queda dentro de la circunferencia magenta), el modelo finito toma valores más altos de coeficiente de reflexión que el modelo infinito.

A continuación, se muestran en la Figura 134, Figura 135 y Figura 136 las componentes copolares para los dos planos de estudio, E en azul, y H en verde, a las frecuencias de 2 GHz, 2,2 GHz y 2,4 GHz:

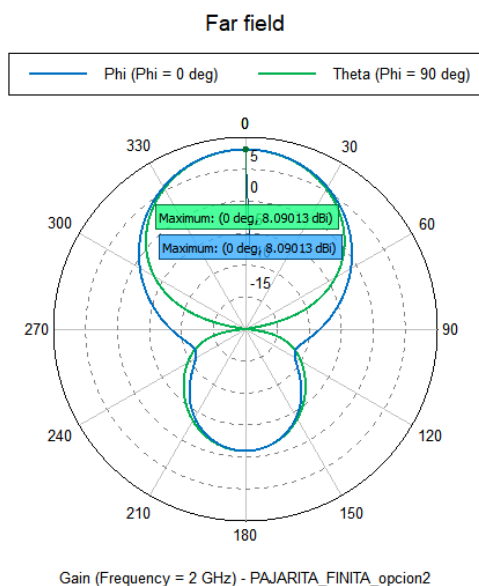


Figura 134 Componentes copolares ranura de pajarita plano finito a 2 GHz

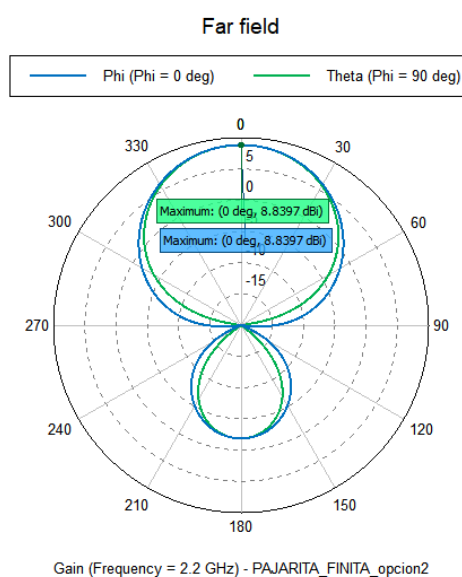


Figura 135 Componentes copolares ranura de pajarita plano finito a 2,2 GHz

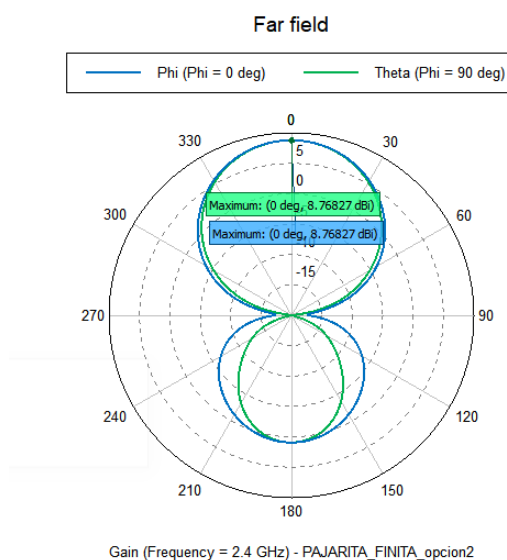


Figura 136 Componentes copolares ranura de pajarita plano finito a 2,4 GHz

La antena presenta un diagrama de radiación broadside. La ganancia alcanza a la frecuencia central un valor de 8,84 dB. Se mantiene una buena relación adelante-atrás, siendo para todos los casos superior a 8 dB.

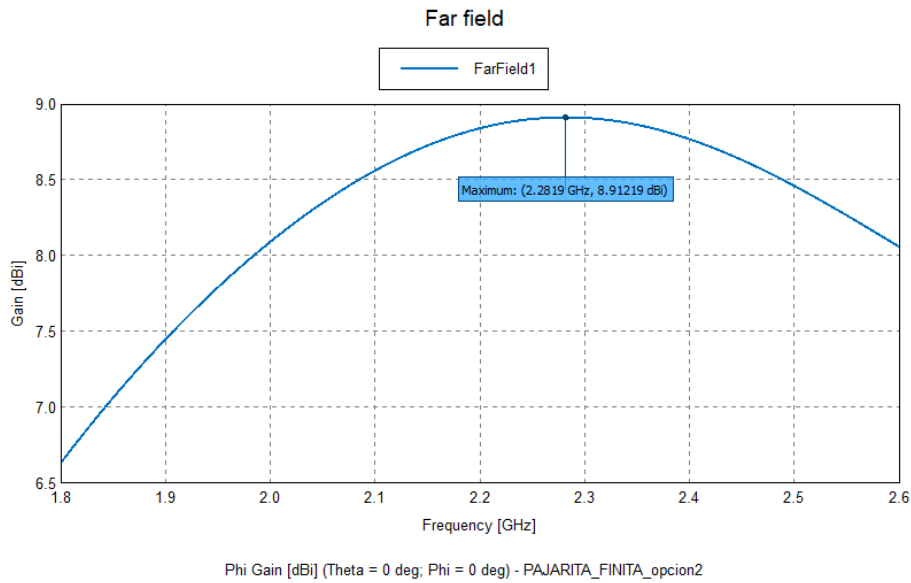


Figura 137 Componente copolar en la dirección de máxima radiación

Por su importancia, se grafica en la Figura 137 la variación de la componente copolar en la dirección de apuntamiento con la frecuencia. La ganancia va aumentando conforme aumenta la frecuencia hasta alcanzar un máximo de 8,91 dB a la frecuencia de 2,28 GHz. A partir de este punto, la ganancia comienza a disminuir.

Seguidamente, en la Figura 138, Figura 139 y Figura 140 se estudia las componentes contrapolares de los dos planos (E en azul y H en verde) a las tres frecuencias de estudio:

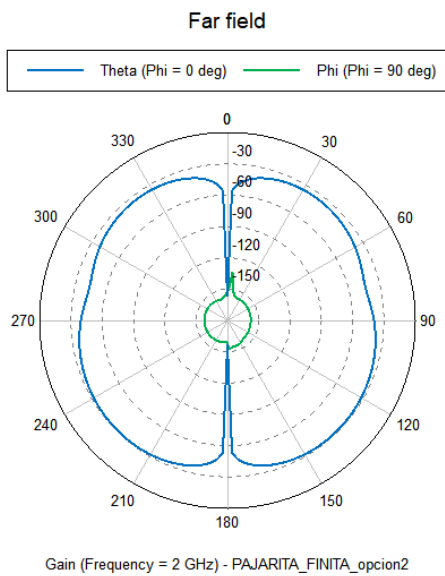


Figura 138 Componentes contrapolares ranura de pajarita plano finito a 2GHz

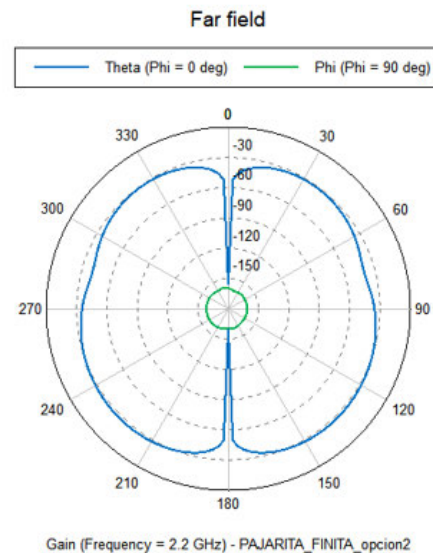


Figura 139 Componentes contrapolares ranura pajarita plano finito a 2,2 GHz

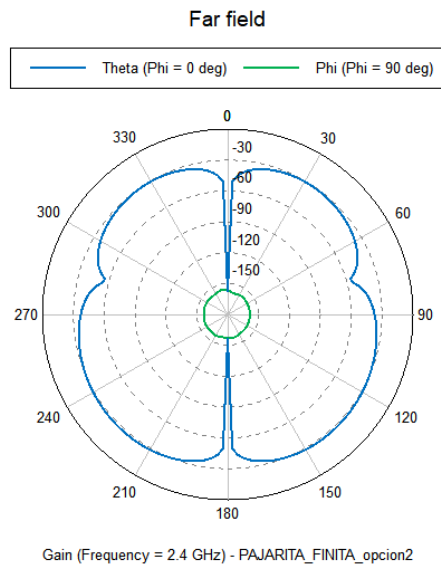


Figura 140 Componentes contrapolares ranura de pajarita plano finito a 2,4 GHz

La componente contrapolar del plano H es completamente despreciable, ya que se encuentra por debajo de los -150 dB. Por este motivo, se ajustan los ejes en la Figura 141, Figura 142 y Figura 143 para ver con más detalle el diagrama de radiación de la componente contrapolar más fuerte.

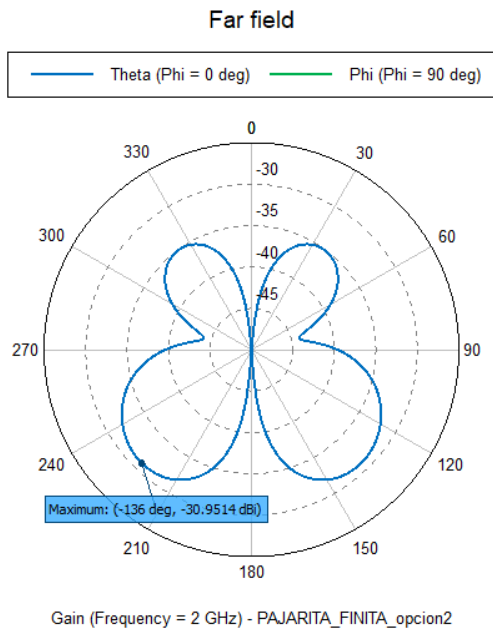


Figura 141 Componentes contrapolares a 2 GHz

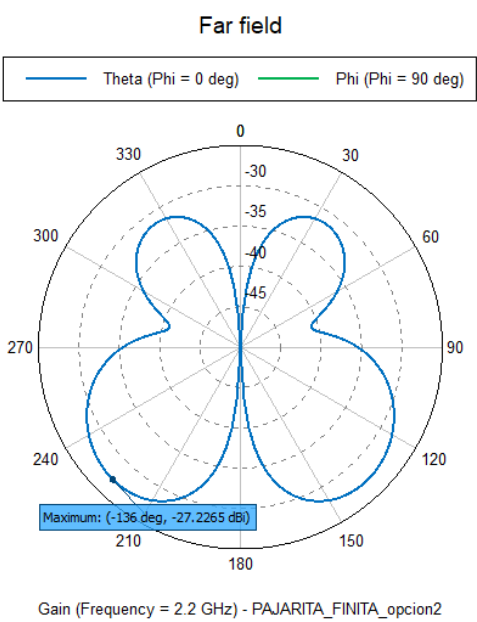


Figura 142 Componentes contrapolares a 2,2 GHz

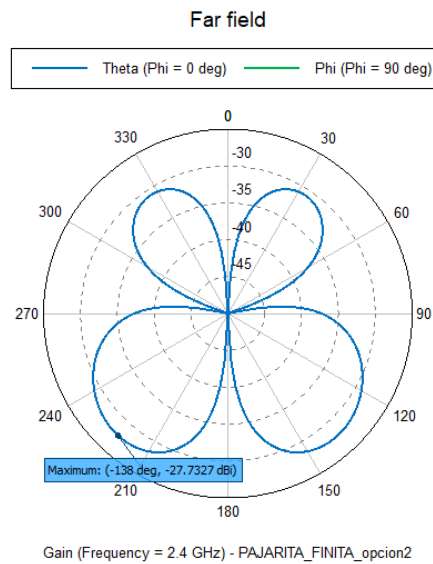


Figura 143 Componentes contrapolares a 2,4 GHz

El nivel de la componente contrapolar se mantiene bajo en toda la banda de frecuencia, siendo en todo momento inferior a -25 dB. Además, presenta un mínimo de radiación en la dirección de apuntamiento.

En la Figura 144 se estudian los niveles de radiación contrapolar para la dirección de apuntamiento, que es la dirección donde interesa mínimos niveles de contrapolar. A todas las frecuencias se consigue en $\theta=0^\circ$, niveles despreciables de contrapolar.

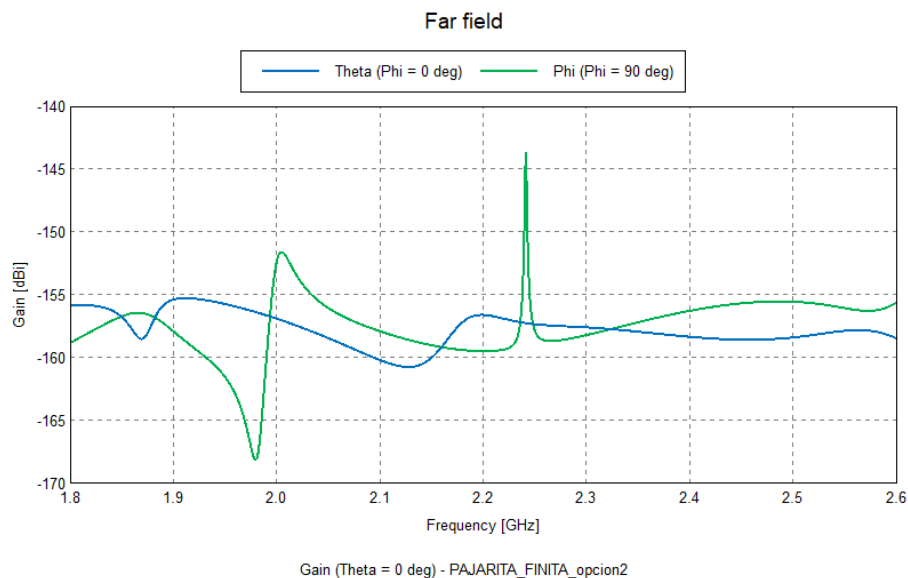


Figura 144 Componentes contrapolares de los dos planos en la dirección de máxima radiación

A continuación, en la Figura 145 y Figura 146 se muestran las dos componentes existentes en cada plano a la frecuencia central, es decir, la componente contrapolar y la componente copolar para los dos planos de estudio:

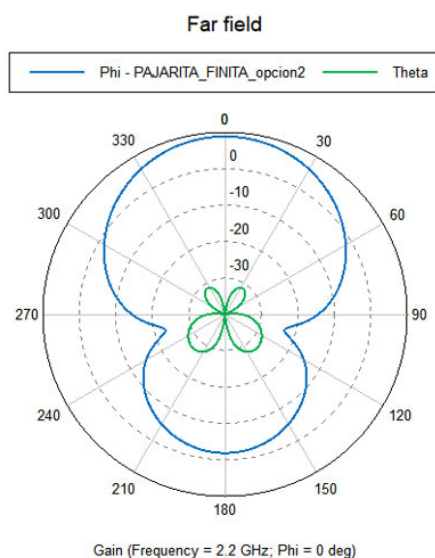


Figura 145 Componentes copolar y contrapolar del plano E de la antena con ranura de pajarita y plano finito

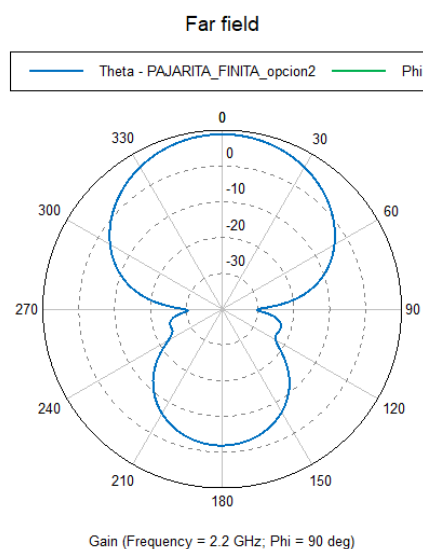


Figura 146 Componentes copolar y contrapolar del plano H de la antena de ranura de pajarita y plano finito

Utilizando los mismos ejes en ambas figuras, la componente contrapolar para plano H ni siquiera aparece representada, por su reducido nivel.

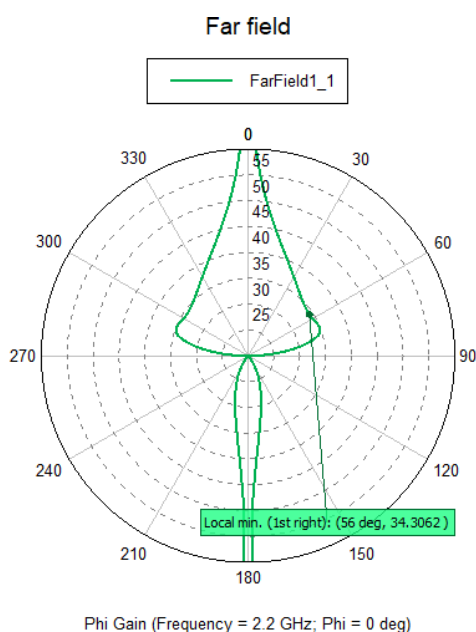


Figura 147 Nivel de componente copolar-contrapolar plano E a la frecuencia central

En la Figura 147 queda dibujada la relación copolar-contrapolar que presenta el plano E a la frecuencia central. Se observa como la relación copolar-contrapolar en la dirección de apuntamiento tiene un crecimiento considerable, llegando a sobrepasar los 60 dB. La parte de diagrama en la que interesa que radie la antena, es la parte superior del diagrama, puesto que la antena ha sido diseñada para que radie hacia adelante. En la parte de interés se consigue un mínimo de relación copolar-contrapolar de 34 dB.

5.3.3 Métodos numéricos: FEM y FDTD

En este apartado se lleva el diseño de la antena a FEM y FDTD para comprobar que la solución es igualmente válida.

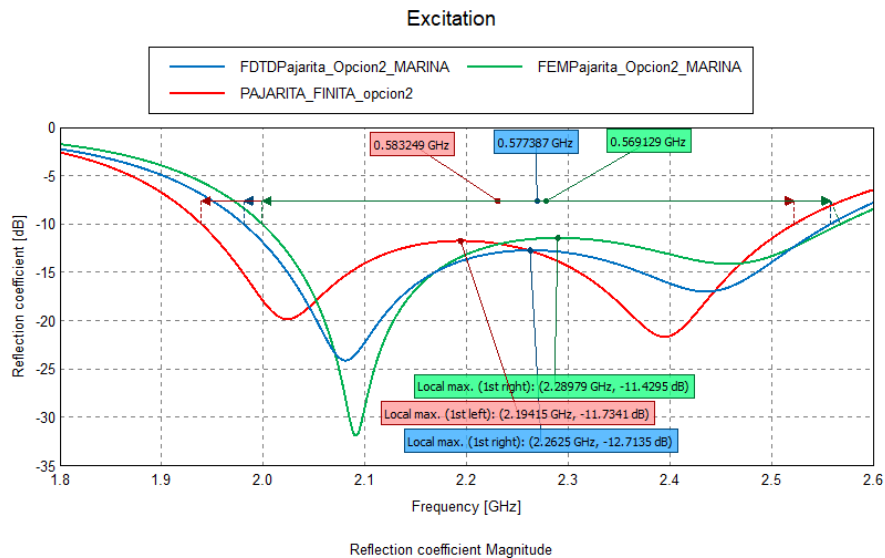


Figura 148 Coeficiente de reflexión de la antena con ranura de pajarita de MoM FEM FDTD

En la Figura 148 se muestran la trayectoria que sigue el coeficiente de reflexión con la frecuencia para los tres métodos numéricos. En azul el modelo de FDTD, en verde el de FEM, y en rojo el del MoM. Se resalta que para los tres métodos numéricos se obtiene un comportamiento de la antena muy similar. El FEM es el que consigue un ancho de banda ligeramente menor, de 0,569 GHz, seguido de FDTD que llega a alcanzar los 0,577 GHz, frente a los 0,58 GHz conseguidos con MoM. Ninguna de las tres curvas queda demasiado ajustada a los -10 dB, siendo FEM la curva que presenta el máximo de mayor valor con -11,43 dB. Que las curvas no queden muy ajustadas a los -10 dB, es algo recomendado, ya que así se dispone de un mayor margen de funcionamiento en caso de interferencia o cambio de las condiciones del entorno.

Las curvas más parecidas entre sí son las de FEM y FDTD porque en ambas el mínimo de coeficiente de reflexión se alcanza en la primera resonancia, siendo la segunda resonancia de carácter más suave. Entre los tres métodos existe un desplazamiento en la frecuencia de resonancia, siendo más evidente en MoM. En este último método las resonancias se alcanzan a frecuencias inferiores que en los otros dos. En este sentido, es FEM el que presenta las frecuencias de resonancia más altas de los tres métodos.

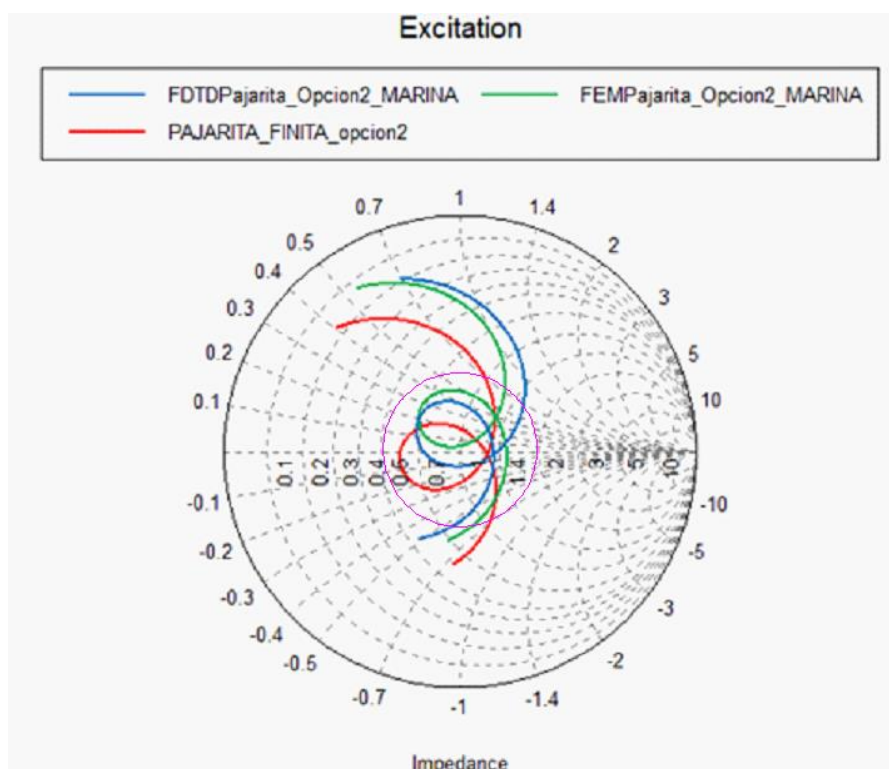


Figura 149 Diagrama de Smith antenna ranura de pajarita para MoM FEM FDTD

En la Figura 149 se representan las curvas de coeficiente de reflexión sobre la carta de Smith obtenidas con los tres métodos numéricos. Se comprueba como MoM es el método que presenta una mejor adaptación, pues es el método utilizado para el diseño de la antenna. En los tres métodos numéricos se observa similitud del comportamiento de la impedancia con la frecuencia: lazos estrechos, cerrados y centrados.

A continuación, se muestran en la Figura 150 y Figura 151 las componentes copolares del plano E a la frecuencia central obtenidas en los tres métodos.

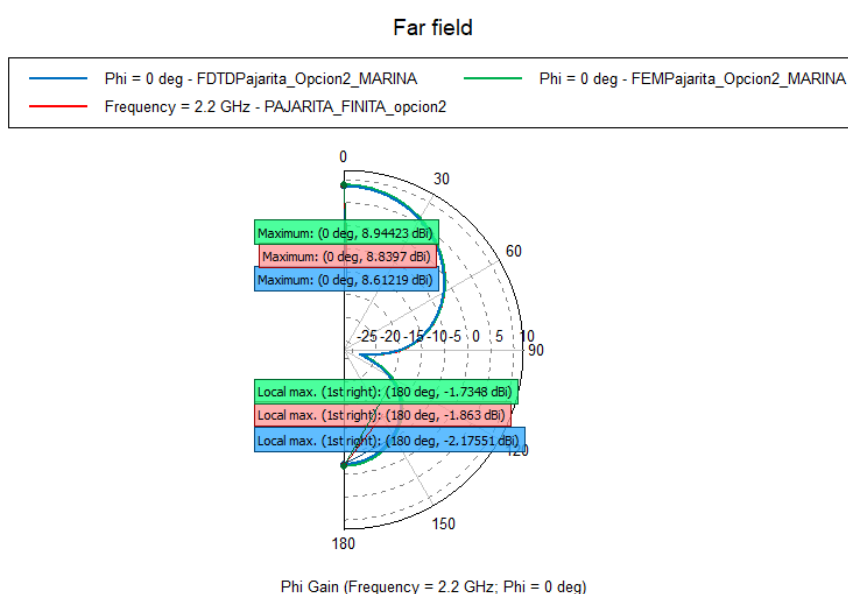


Figura 150 Componentes copolares plano E de la antenna de ranura de pajarita para MoM FEM FDTD

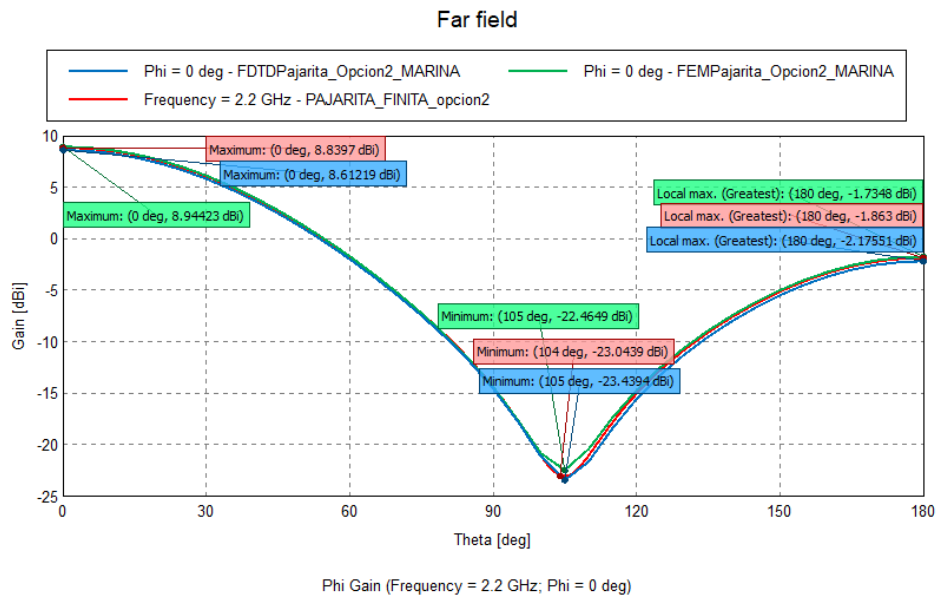


Figura 151 Componentes copolares plano E para MoM FEM FDTD

En los tres métodos se obtienen diagramas de radiación broadside prácticamente iguales. El valor de la ganancia prácticamente es el mismo, ya que oscila entre los 8,61 dB, obtenidos para FDTD, y los 8,94 dB, obtenidos para FEM. Los tres métodos mantienen una buena relación adelante-atrás, siendo para todos los casos aproximadamente de 10 dB.

Seguidamente se representa en Figura 152 el nivel de las componentes copolares en la dirección de apuntamiento, $\theta=0^\circ$, en función de la frecuencia para los tres métodos numéricos utilizados.

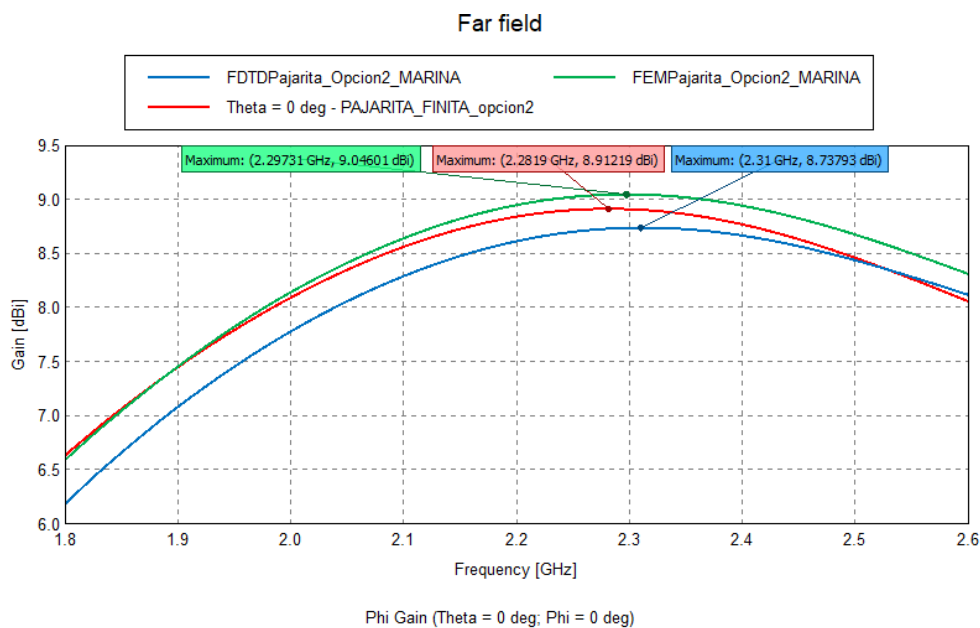


Figura 152 Nivel de copolar en la dirección de máxima radiación de MoM FEM FDTD

En los tres casos se observa como el valor de copolar crece significativamente con la frecuencia hasta alcanzar su máximo, punto en el cual comienza a decrecer. El valor máximo de ganancia obtenido es similar para los tres casos, siendo el más alto para FEM, de 9,05 dB, y el más bajo para FDTD, de 8,74 dB. Los tres máximos se consiguen a frecuencias muy cercanas.

Se sigue con la representación de las componentes contrapolares para plano E a la frecuencia central de los tres métodos numéricos utilizados en la Figura 153 y Figura 154.

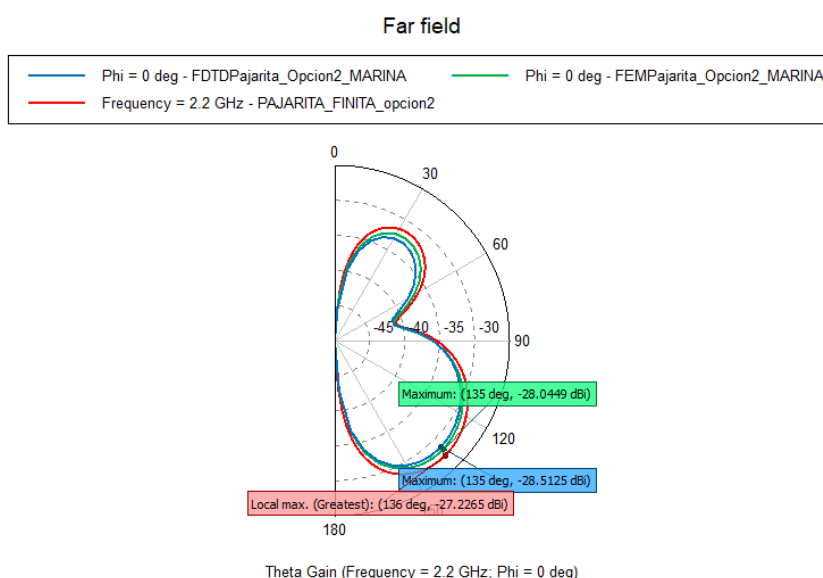


Figura 153 Componentes contrapolares para plano E de la antena con ranura de pajarita para MoM FEM FDTD

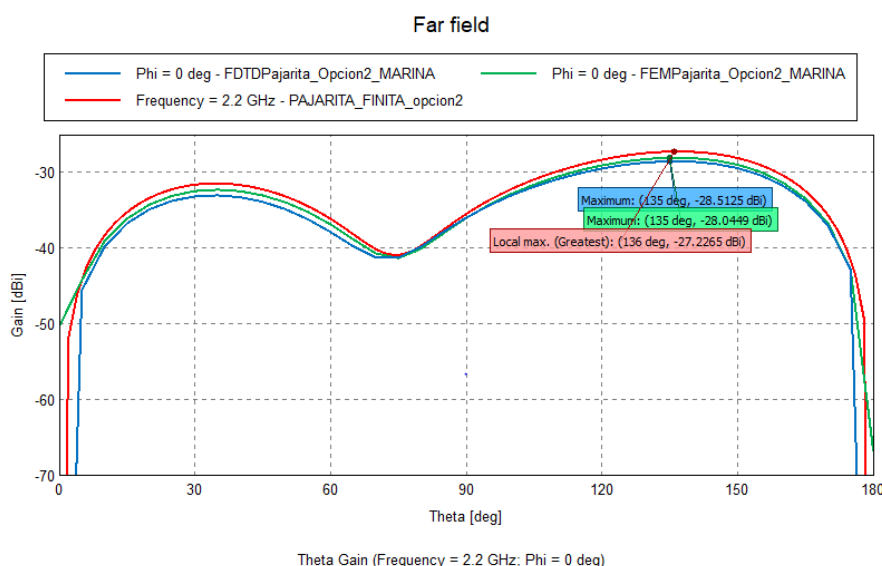


Figura 154 Componentes contrapolares del plano E en MoM FEM FDTD

En los tres métodos se obtiene las mismas propiedades de radiación contrapolar. Los niveles obtenidos en los tres casos para la componente contrapolar son muy bajos, y oscilan entre los -28,51 dB obtenidos en FDTD, y los -27,23 dB de MoM. Se obtiene un mínimo de contrapolar en la dirección de apuntamiento.

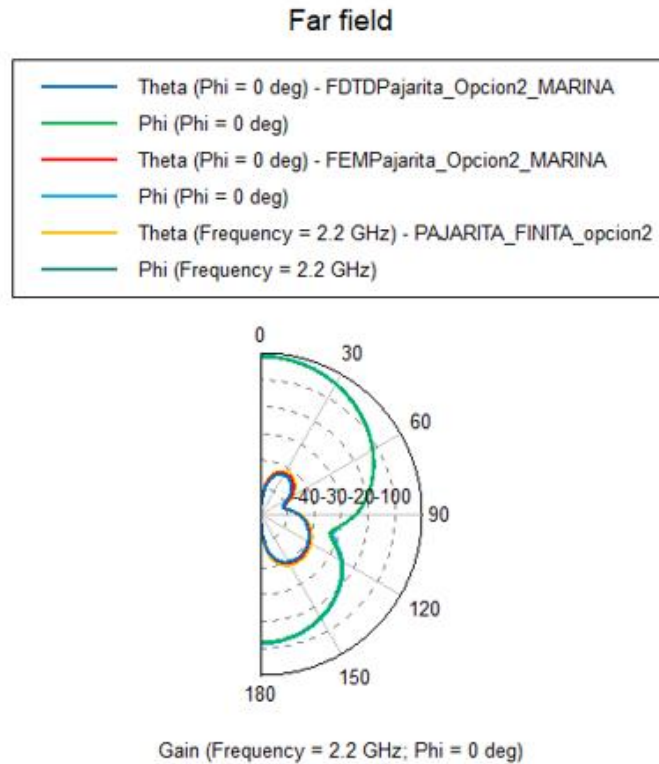


Figura 155 Componentes copolar y contrapolar del plano E de MoM FEM FDTD

En el diagrama polar de la Figura 155 se dibujan las componentes copolares y contrapolares en el plano E obtenidos con los tres métodos numéricos a la frecuencia central. Las propiedades de radiación se conservan de un método a otro, manteniéndose también la adecuada relación copolar-contrapolar obtenida en MoM.

Se concluye que con los tres métodos se cumple con las especificaciones de la antena, que todos los métodos presentan para la antena propiedades de radiación prácticamente iguales y se obtienen valores similares de coeficiente de reflexión. De este modo queda validado el diseño.

5.4 Ranura en forma de reloj de arena

La geometría de esta ranura y la anterior son muy parecidas, pero esta añade un parámetro más de diseño.

5.4.1 Plano infinito

Para esta ranura las variables de diseño son: la longitud de la ranura, la anchura lateral de la ranura, la anchura central de la ranura, la anchura del brazo de la ranura, la longitud del parche, la anchura del parche, y la longitud del stub.

- Longitud_ranura= 3,04 cm
- Anchura_ranura_lateral= 0,71 cm
- Anchura_ranura_central= 0,55 cm
- Anchura_brazo_ranura= 0,55 cm
- Longitud_parche= 4,2 cm
- Anchura_parche= 6,74 cm
- Stub= 0,51 cm

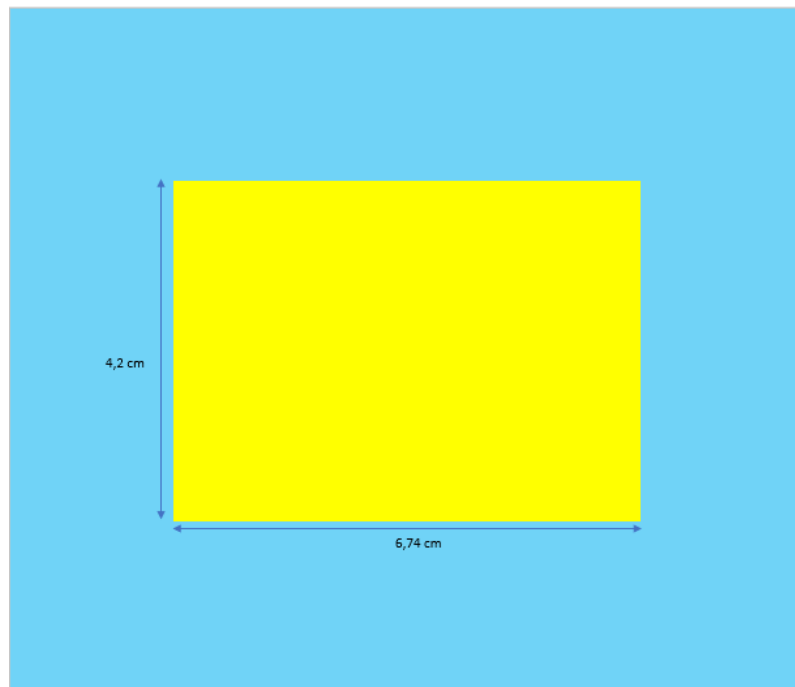


Figura 156 Parche de la antena con ranura de reloj de arena de plano infinito

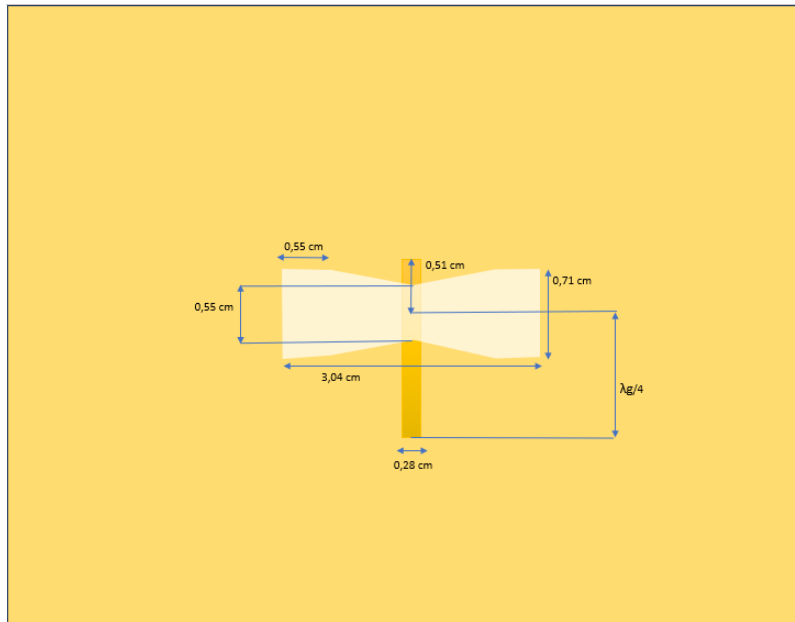


Figura 157 Ranura en forma de reloj de arena y línea de alimentación para plano infinito

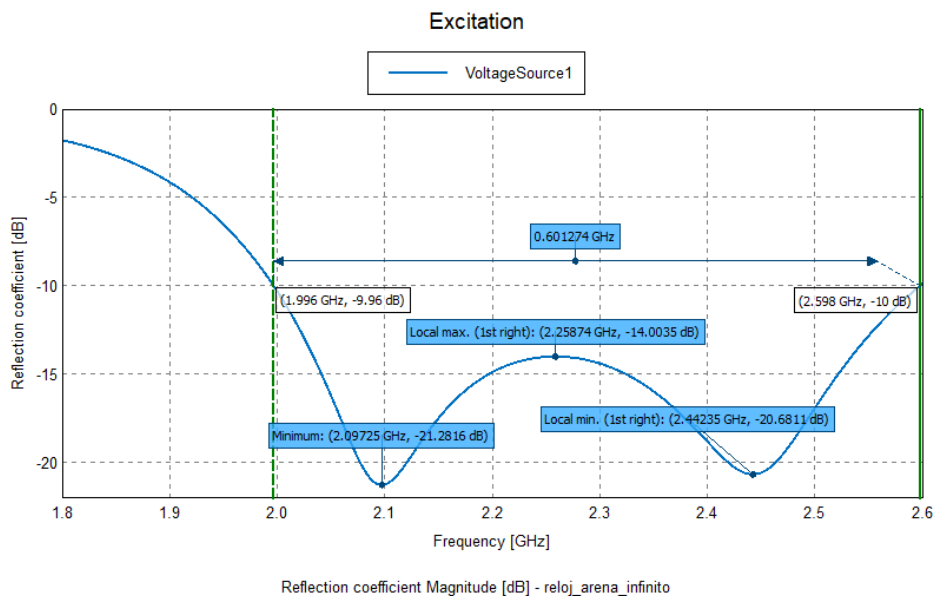


Figura 158 Coeficiente de reflexión de la antena ranura de reloj de arena para plano infinito

La Figura 158 muestra la evolución del coeficiente de reflexión con la frecuencia para la antena alimentada con ranura acoplada en forma de reloj de arena. Con esta última ranura se consigue para plano finito un ancho de banda de 0,6 GHz. El máximo dentro del ancho de banda de adaptación se fijó en un valor de -14 dB. Esta antena presenta dos resonancias en las que se alcanzan valores similares de coeficiente de reflexión, -21,28 dB para la primera y -20,68 dB para la segunda. La primera resonancia tiene lugar a la frecuencia de 2,1 GHz y la segunda a 2,44 GHz. Los extremos de la banda son 2 GHz y 2,6 GHz.

La Figura 159 muestra el comportamiento de la impedancia con la frecuencia. La antena presenta una buena adaptación puesto que resultan valores de parte real de impedancia cercanos a los 50Ω en las dos resonancias.

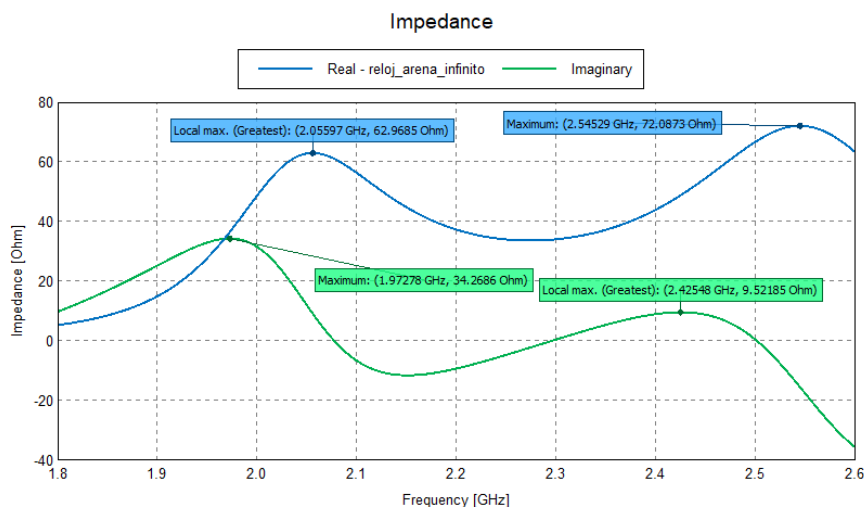


Figura 159 Impedancia de la antena en forma de reloj de arena plano finito

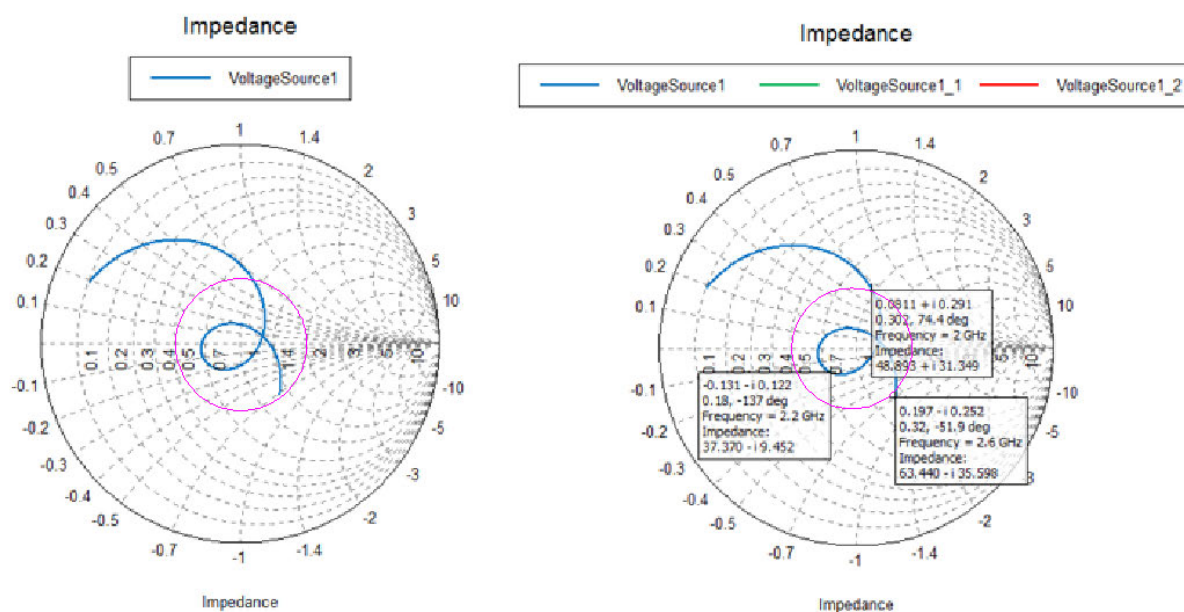


Figura 160 Carta de Smith del coeficiente de reflexión de antena con ranura de reloj de arena plano finito

La Figura 160 muestra el recorrido del coeficiente de reflexión en la carta de Smith. El coeficiente de reflexión dibuja un lazo cerrado y estrecho en torno al centro del diagrama en el interior de la circunferencia magenta, señal de buena adaptación y amplio ancho de banda. La imagen de la derecha tiene tres marcadores, dos de ellos en los extremos de la banda (2 GHz y 2,6 GHz) y el otro a la frecuencia central.

A continuación, se muestran en la Figura 161, Figura 162 y Figura 163 las componentes copolares de plano E (azul) y H (verde) para las frecuencias 2GHz, 2,2 GHz y 2,4 GHz:

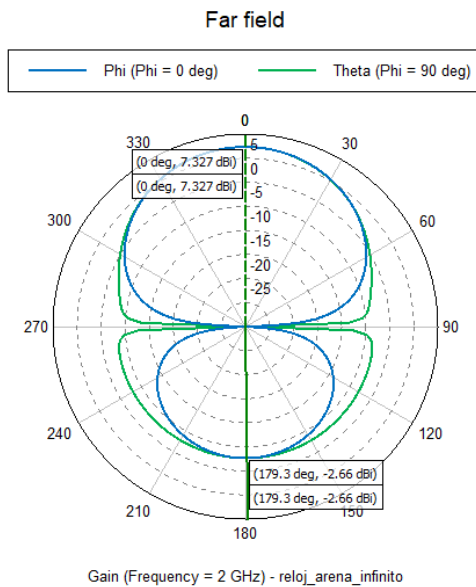


Figura 161 Componente copolar antena ranura de reloj de arena plano infinito a 2 GHz

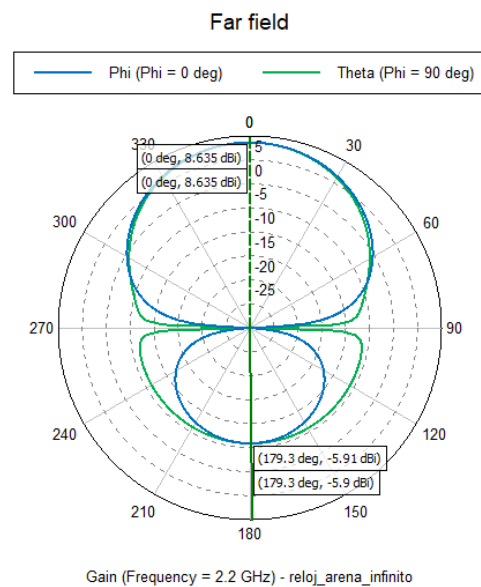


Figura 162 Componente copolar antena ranura de reloj de arena plano infinito a 2,2 GHz

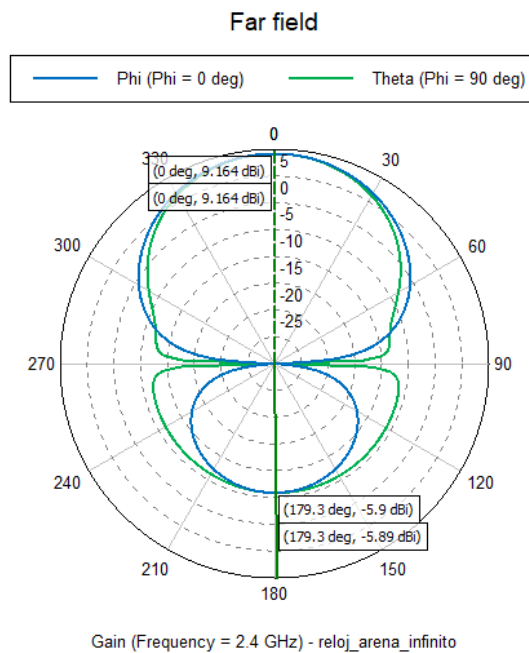


Figura 163 Componente copolar antena ranura de reloj de arena plano infinito a 2,4 GHz

La ganancia de la antena presenta un valor de 8,64 dB a la frecuencia central y su dirección de apuntamiento es $\theta=0^\circ$. El nivel de copolar aumenta con la frecuencia. Existe buena relación delante-atrás, siendo superior a 10 dB para todas las frecuencias estudiadas.

La Figura 164 muestra el comportamiento de la componente copolar con la frecuencia en la dirección de máxima radiación. Analizando la dirección de apuntamiento, se comprueba como

la intensidad de radiación copolar crece a medida que aumenta la frecuencia, hasta alcanzar su máximo en 2,42 GHz donde se tiene 9,16 dB de ganancia.

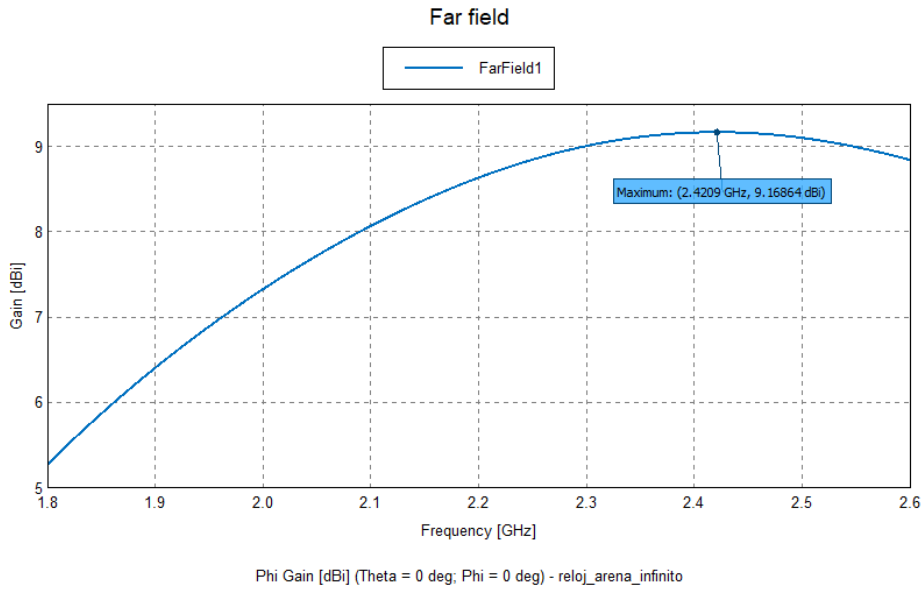


Figura 164 Componente copolar en la dirección de máxima radiación

Se representan seguidamente en la Figura 165, Figura 166 y Figura 167 las componentes contrapolares de los dos planos a estudiar las frecuencias de 2GHz, 2,2 GHz y 2,4 GHz:

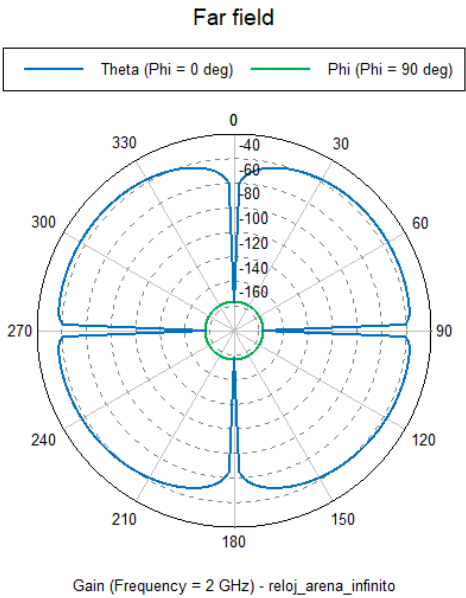


Figura 165 Componente contrapolar de la antena ranura de reloj de arena con plano infinito a 2 GHz

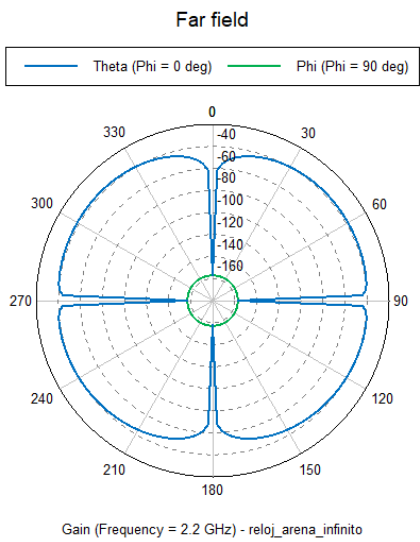


Figura 166 Componente contrapolar de la antena ranura de reloj de arena con plano infinito a 2,2 GHz

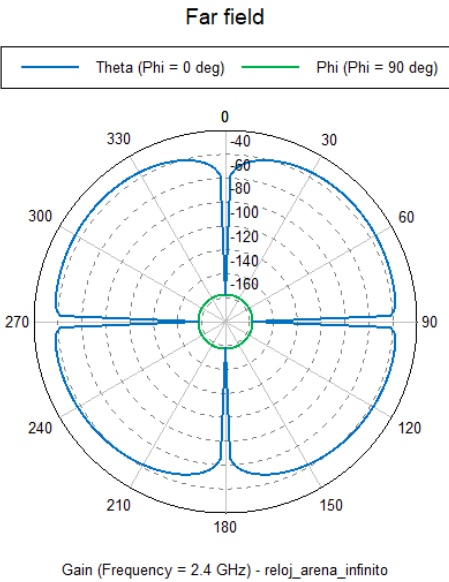


Figura 167 Componentes contrapolares de la antena de ranura de reloj de arena plano infinito a 2,4 GHz

Al ser la componente contrapolar para el plano H despreciable, pues está en torno a los -150 dB en todas las frecuencias estudiadas, se decide ajustar los ejes en la Figura 168, Figura 169 y Figura 170 para observar con más detalle la radiación de la componente contrapolar del plano E, que es mucho más fuerte.

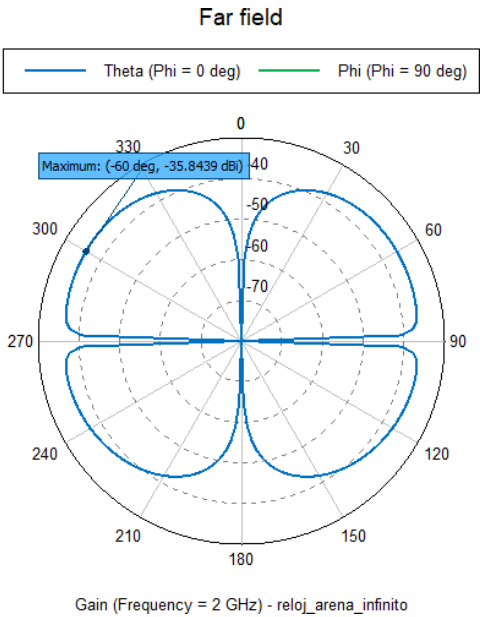


Figura 168 Componente contrapolar a 2 GHz

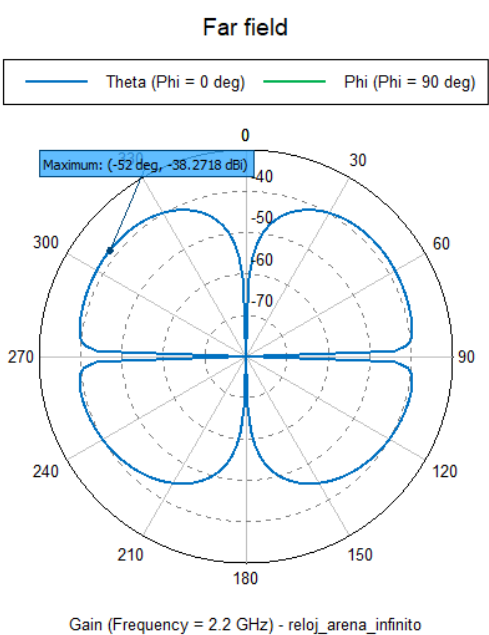


Figura 169 Componente contrapolar a 2,2 GHz

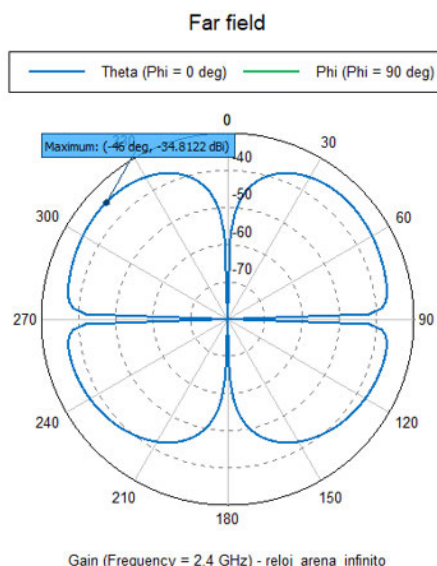


Figura 170 Componente contrapolar a 2,4 GHz

Aunque la componente contrapolar es más fuerte en el plano E que en el plano H, sigue presentando niveles muy bajos, inferiores a los -34 dB. Además, se tiene un mínimo de contrapolar en la dirección de apuntamiento. La Figura 171 analiza el comportamiento de la componente contrapolar en la dirección de apuntamiento, $\theta=0^\circ$, en función de la frecuencia. Para esa dirección, que es donde interesa que haya menos nivel de contrapolar, se tiene para ambos planos niveles inferiores a -155 dB.

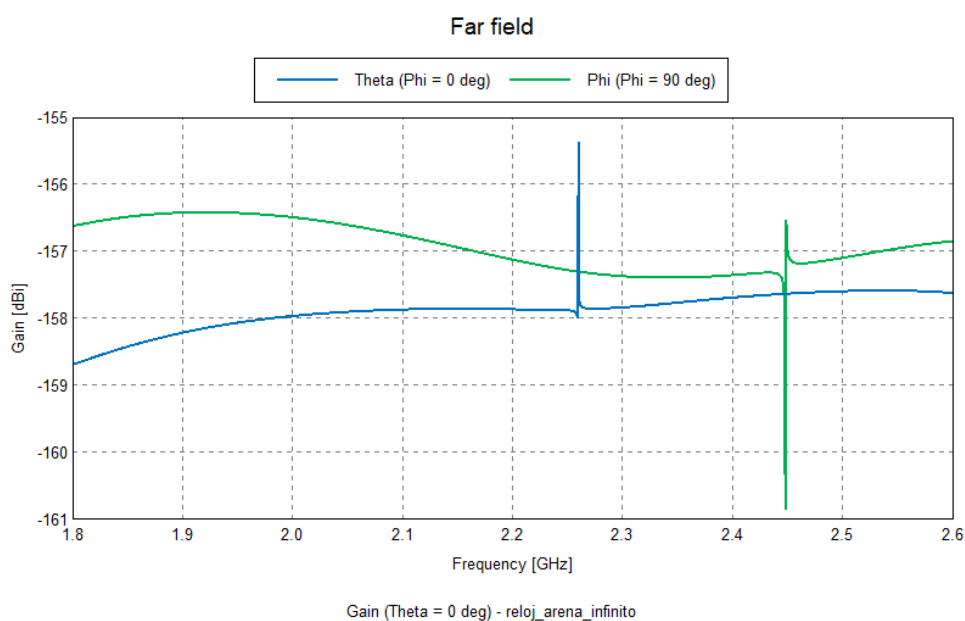


Figura 171 Componentes contrapolares en la dirección de máxima radiación

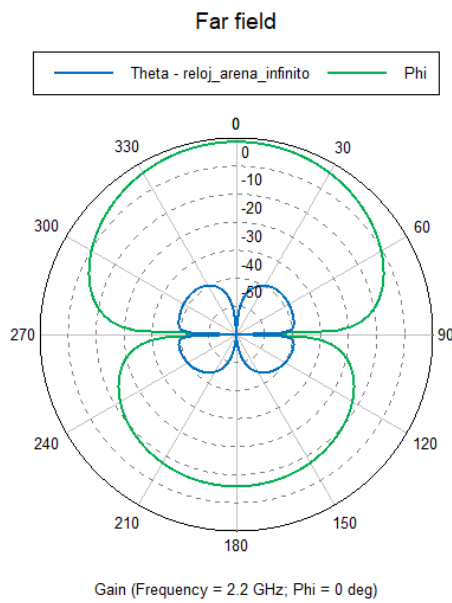


Figura 172 PLANO E de la antena de reloj de arena plano infinito

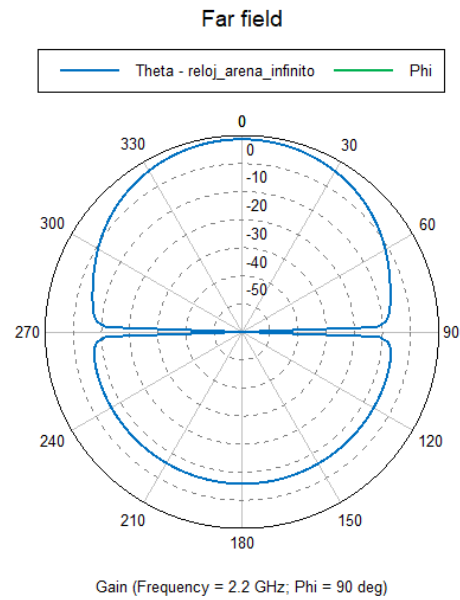


Figura 173 PLANO H de la antena de reloj de arena plano infinito

En la Figura 172 y Figura 173 quedan representadas las componentes contrapolar y copolar de cada plano a la frecuencia central. En el plano H, Figura 173, ni siquiera aparece dibujada la componente contrapolar debido a que está muy por debajo de los -50 dB que muestra el diagrama. En el plano E existe buena relación copolar-contrapolar, ya que el nivel de esta última es muy bajo.

5.4.2 Plano finito

Para el caso de plano finito los valores óptimos de los parámetros quedan de la siguiente manera:

- Longitud_ranura= 3,06 cm
- Anchura_ranura_lateral= 0,74 cm
- Anchura_ranura_central= 0,57 cm
- Anchura_brazo_ranura= 0,55 cm
- Longitud_parche= 4,2 cm
- Anchura_parche= 6,95 cm
- Stub= 0,47 cm
- Longitud_plano_tierra= 10,5 cm
- Anchura_plano_tierra= 11,34 cm

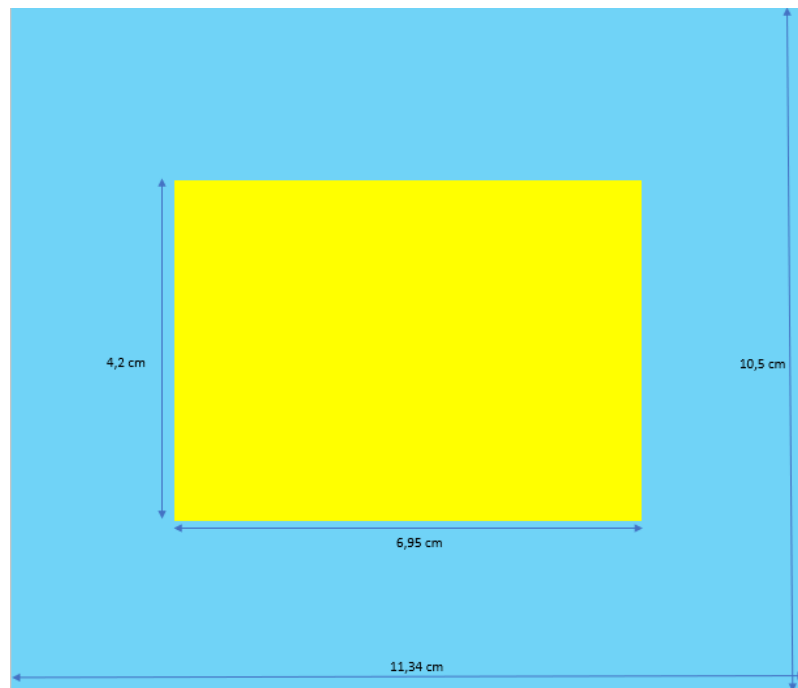


Figura 174 Parche de la antena de reloj de arena plano finito

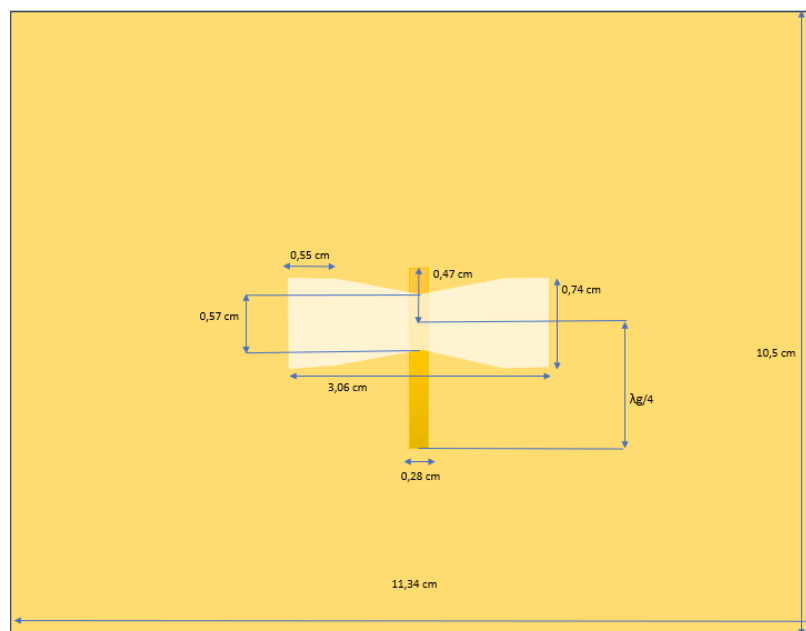


Figura 175 Ranura de reloj de arena para plano finito

En la Figura 174 se muestra la dimensión y forma del parche utilizado para la antena con ranura de reloj de arena acoplada en el modelo de plano finito. La Figura 175 muestra las dimensiones y forma de la ranura de reloj de arena sobre el plano de tierra finito y la línea de alimentación de la antena.

	PLANO INFINITO	PLANO FINITO
Longitud_ranura	3,04 cm	3,06 cm

Anchura_ranura_lateral	0,71 cm	0,74 cm
Anchura_ranura_central	0,55 cm	0,57 cm
Anchura_brazo_ranura	0,55 cm	0,55 cm
Longitud_parche	4,2 cm	4,2 cm
Anchura_parche	6,74 cm	6,95 cm
Stub	0,51 cm	0,47 cm

Tabla 4 Dimensiones antena con ranura de reloj de arena para plano infinito y finito

La Tabla 4 recoge las dimensiones de la antena de ranura de reloj de arena para el modelo de plano infinito y para el modelo de plano finito. Se observa que apenas hay diferencias de un modelo a otro, siendo de nuevo el parámetro ‘Anchura_parche’ el que más variación experimenta.

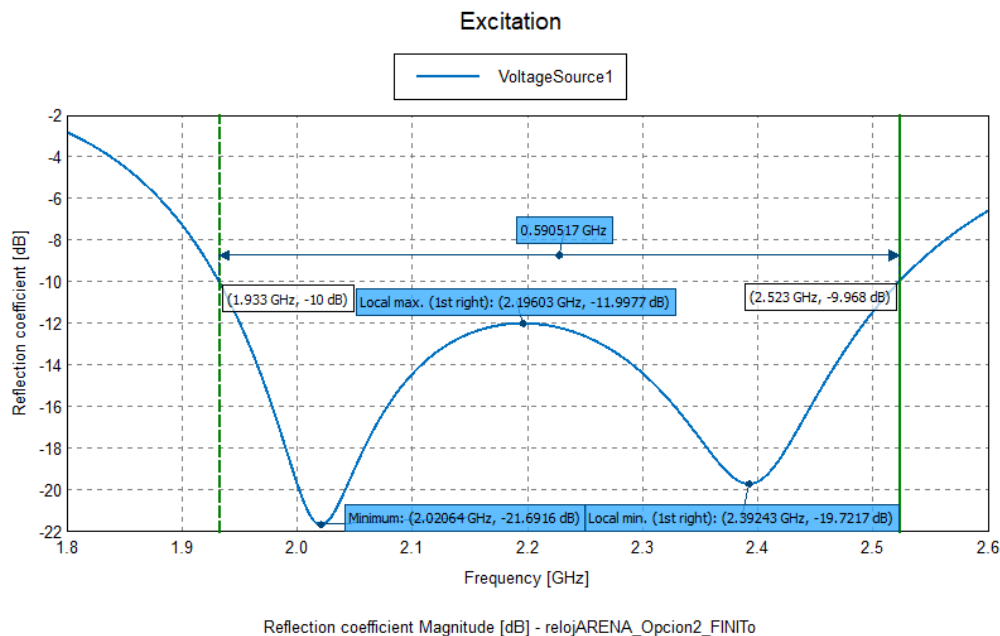


Figura 176 Coeficiente de reflexión antena ranura de reloj de arena plano finito

La Figura 176 muestra el valor que toma el coeficiente de reflexión al variar la frecuencia. Con esta ranura se obtiene un ancho de banda de 0,59 GHz. Los extremos de la banda son 1,93 GHz y 2,52 GHz. A la frecuencia central se consigue un máximo de -12 dB. El mínimo de coeficiente de reflexión se sitúa en la primera resonancia a una frecuencia de 2,02 GHz. La segunda resonancia presenta un valor de coeficiente de reflexión algo más elevado que la primera, siendo de -19,72 dB y localizándose a 2,39 GHz.

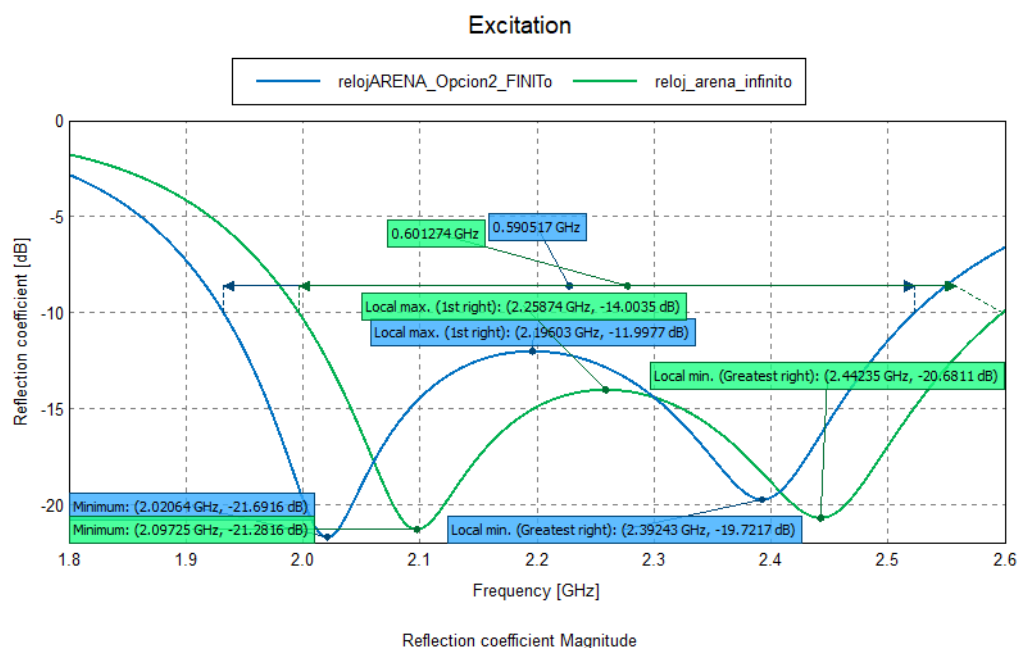


Figura 177 Coeficiente de reflexión de la antena ranura de reloj de arena para plano infinito y finito

La gráfica de la Figura 177 muestra simultáneamente el coeficiente de reflexión para plano infinito y para plano finito. Si se compara con los resultados obtenidos para plano infinito, se observa en el modelo finito se produce un impacto ligeramente negativo sobre las variables simuladas. Esto es, que empeora de manera leve la medida de ancho de banda, pues es más pequeño para el caso de plano finito, de 0,59 GHz, que para el plano infinito, de 0,6 GHz. Se produce también una subida de la curva en el centro de la banda. En el modelo simplificado el máximo dentro de la banda era de -14 dB, pasando ahora a ser de -12 dB.

Por otro lado, existe además un desplazamiento hacia abajo en frecuencia de las resonancias, siendo este desplazamiento mucho más obvio para la primera resonancia. Ese desplazamiento en frecuencia también se pone de manifiesto en los extremos de la banda, que son en el plano finito inferiores a los del plano infinito.

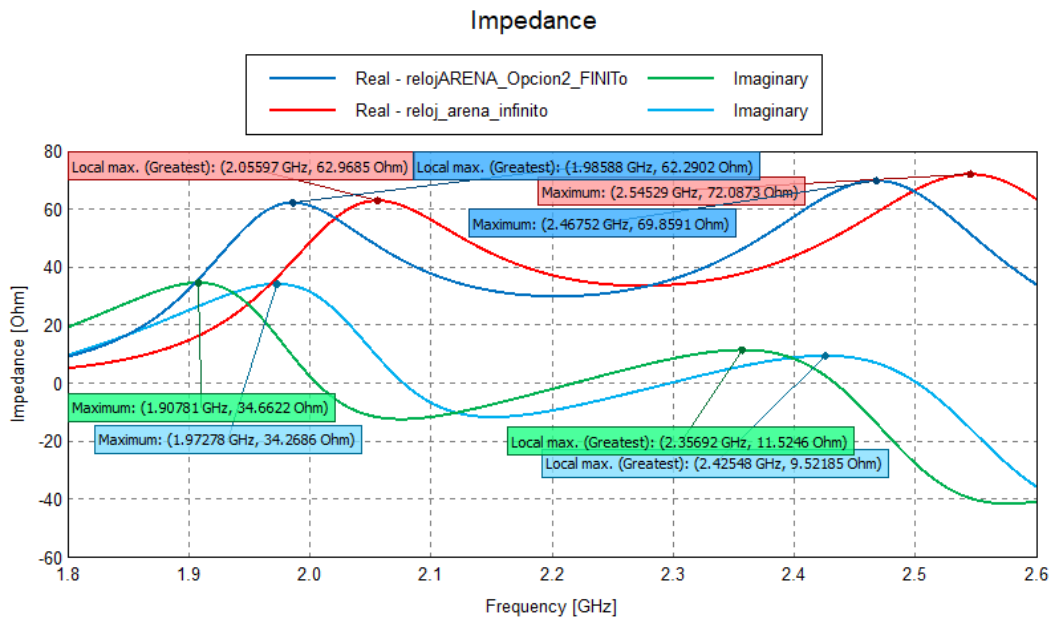


Figura 178 Impedancia de la antena de ranura de reloj de arena

En la Figura 178 se representan los valores de impedancia en función de la frecuencia, tanto para el modelo de plano infinito como para el plano finito. Se obtienen valores óptimos de parte real en las dos resonancias, próximos a los 50 Ω . En la Figura 178 se aprecia igualmente el desplazamiento en frecuencia de las resonancias de un modelo a otro.

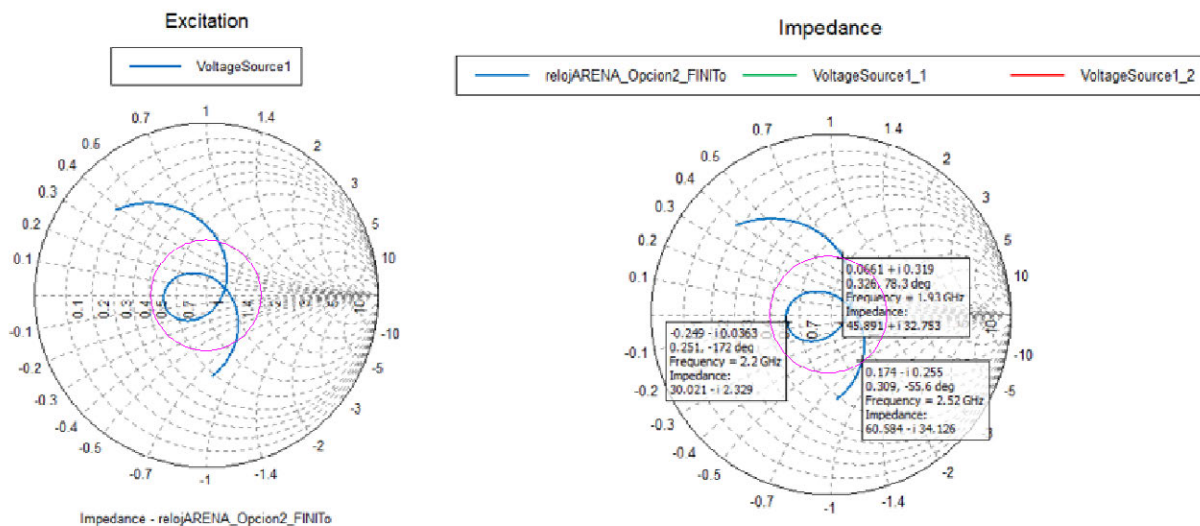


Figura 179 Coeficiente de reflexión sobre la carta de Smith de la antena con ranura de reloj de arena para plano finito

En la Figura 179 queda representado en la carta de Smith el par de valores coeficiente reflexión y frecuencia para las frecuencias bajo estudio. El coeficiente de reflexión sobre la carta de Smith dibuja un lazo estrecho y cerrado, ubicado en mitad del diagrama en el interior del círculo magenta, lo que implica un amplio ancho de banda y una buena adaptación. En la

imagen de la derecha se observan los marcadores correspondientes a los extremos de la banda y la frecuencia central.

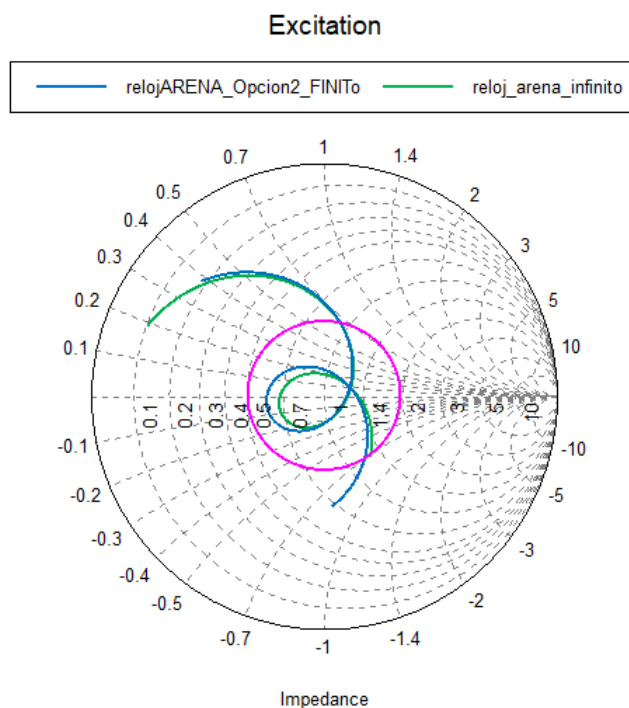


Figura 180 Coeficiente de reflexión de la antena alimentada con ranura de pajarita para plano infinito y finito

La Figura 180 representa el comportamiento del coeficiente de reflexión con la frecuencia para los dos modelos bajo estudio: el modelo de plano infinito (verde) y el modelo de plano finito (azul). Los dos modelos presentan un comportamiento de la impedancia en frecuencia muy similar. Sin embargo, la curva azul por un extremo toma valores más próximos a la circunferencia rosa, ya que su máximo dentro de la banda de funcionamiento es mayor que el máximo dentro de banda del modelo de plano infinito.

En la Figura 181, Figura 182 y Figura 183 quedan representadas las componentes copolares de plano E (azul) y H (verde) para las tres frecuencias de estudio.

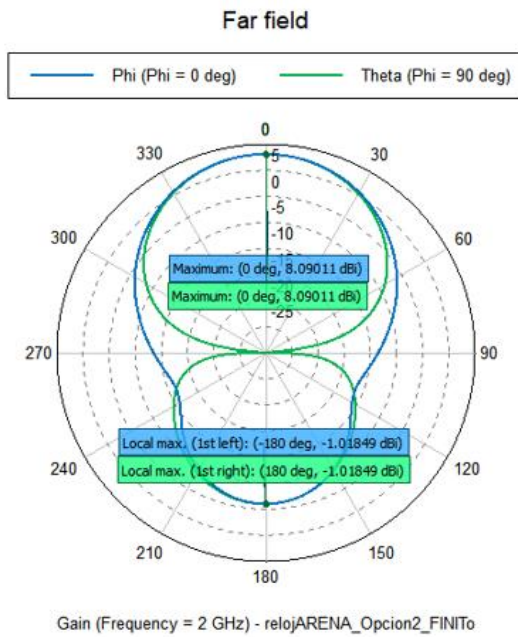


Figura 181 Componentes copolares de la antena ranura de reloj de arena plano finito a 2 GHz

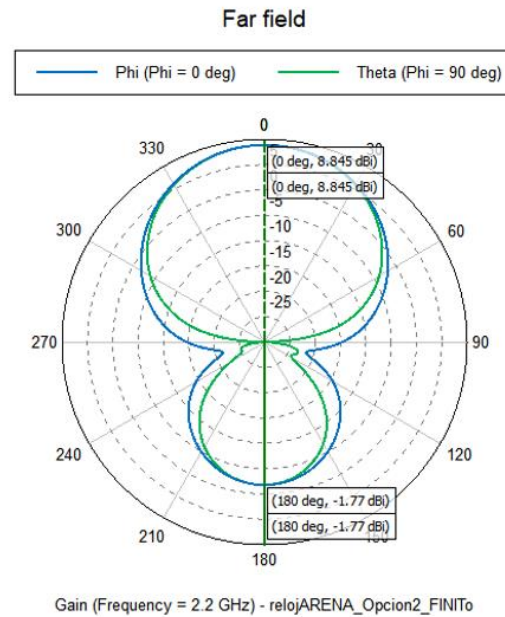


Figura 182 Componentes copolares de la antena ranura de reloj de arena plano finito a 2,2 GHz

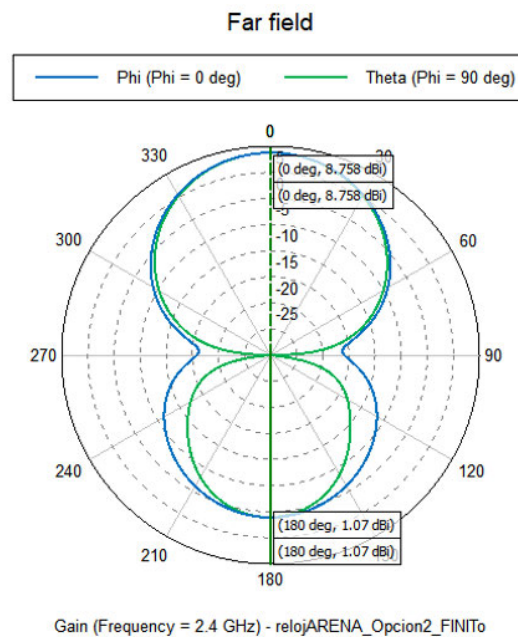


Figura 183 Componentes copolares antena de ranura de reloj de arena plano finito a 2,4 GHz

Ambos planos muestran patrones de radiación similares. La componente copolar presenta un máximo en la dirección $\theta=0^\circ$. El nivel de ganancia sufre ligeras variaciones con la frecuencia, presentando un valor de 8,85 dB a la frecuencia central. Se tiene buena relación delante-atrás, superior a los 9 dB para todas las frecuencias estudiadas.

En la gráfica de la Figura 184 se detalla el comportamiento con la frecuencia de la componente copolar en la dirección de apuntamiento. Se observa como la intensidad de campo aumenta con la frecuencia hasta alcanzar su máximo de 8,91 dB a la frecuencia de 2,28 GHz. A partir de esa frecuencia, el nivel de copolar comienza a disminuir.

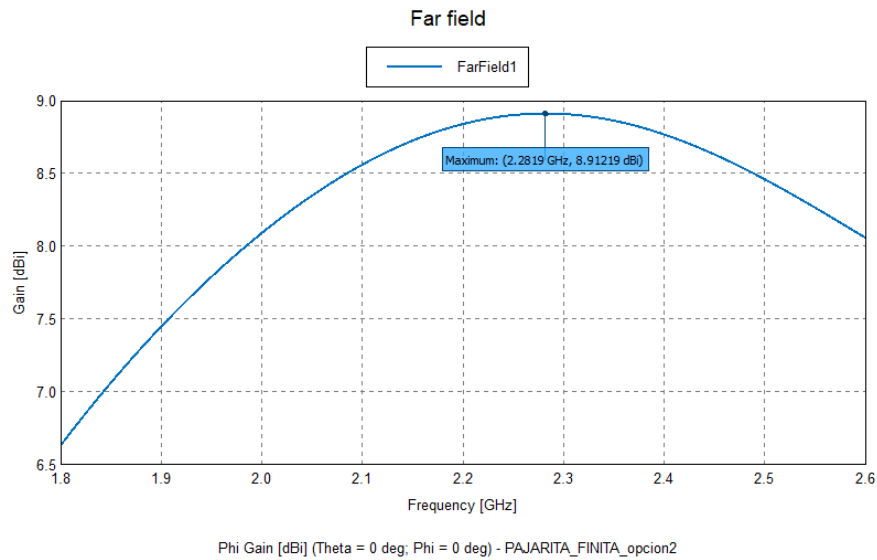


Figura 184 Componentes copolares en la dirección de máxima radiación

A continuación, se representan en la Figura 185, Figura 186 y Figura 187 las componentes contrapolares de los dos planos de interés, el plano E (azul) y H (verde) para las tres frecuencias de estudio.

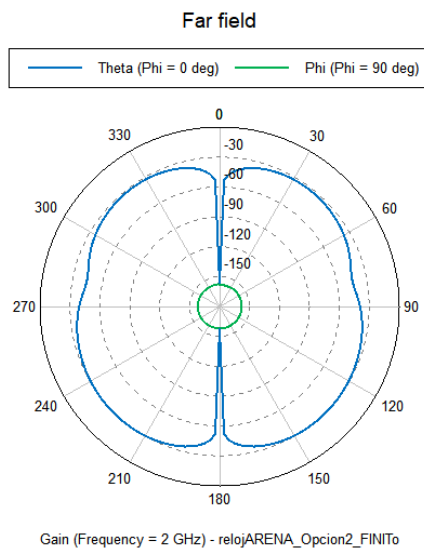


Figura 185 Componentes contrapolares de la antena con ranura de reloj de arena plano finito a 2 GHz

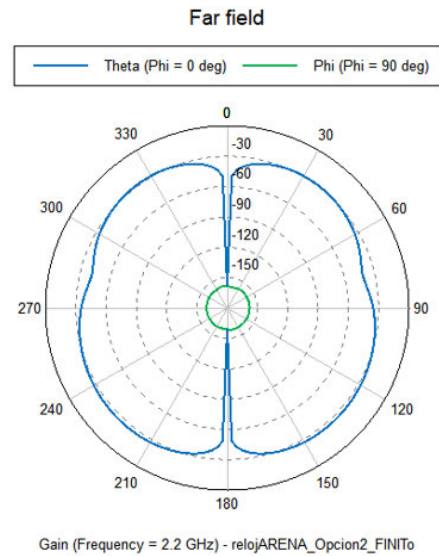


Figura 186 Componentes contrapolares de la antena ranura de reloj de arena plano finito a 2,2 GHz

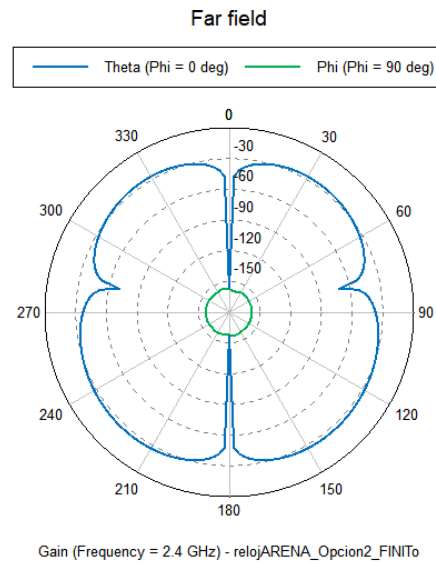


Figura 187 Componentes contrapolares de la antena con ranura de reloj de arena plano finito a 2,4 GHz

La componente contrapolar de plano H es completamente despreciable, ya que se encuentra por debajo de los -140 dB. Razón por la cual se ajustan los ejes del diagrama polar en la Figura 188, Figura 189 y Figura 190 para que se aprecie con más detalle las características de radiación de la componente contrapolar del plano E.

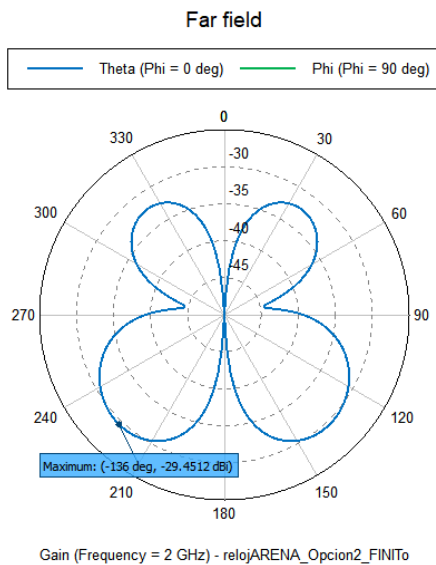


Figura 188 Componentes contrapolares a 2 GHz

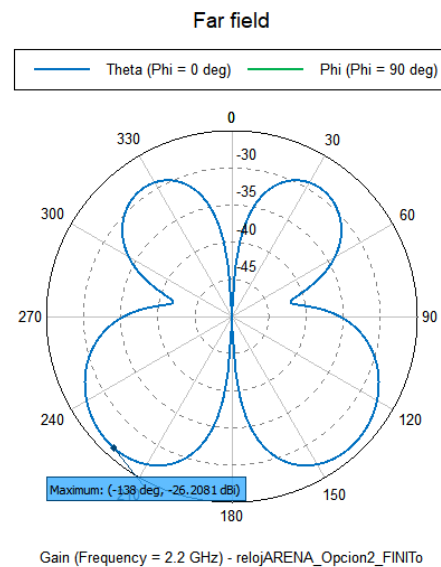


Figura 189 Componentes contrapolares a 2,2 GHz

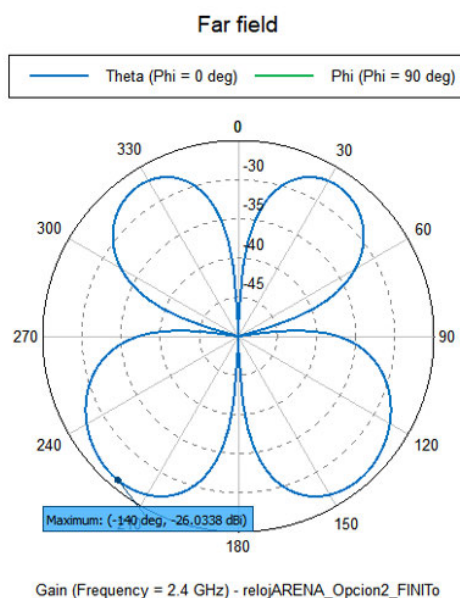


Figura 190 Componentes contrapolares a 2,4 GHz

La antena presenta niveles adecuados de componente contrapolar de plano E puesto que son siempre inferiores a -25 dB, además en la dirección de apuntamiento existe un mínimo de contrapolar.

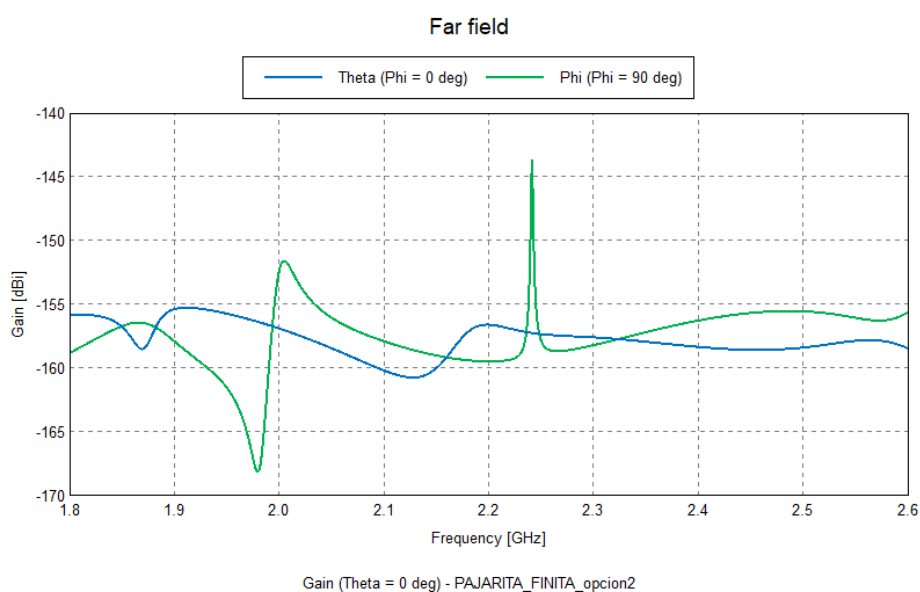


Figura 191 Componentes contrapolares en la dirección de máxima radiación

La Figura 191 muestra el comportamiento con la frecuencia de las componentes contrapolares en ambos planos en la dirección de apuntamiento. Se observa que para $\theta=0^\circ$ el nivel de contrapolar es inferior a los -140 dB en todas las frecuencias estudiadas, por lo que se consigue un valor de contrapolar insignificante.

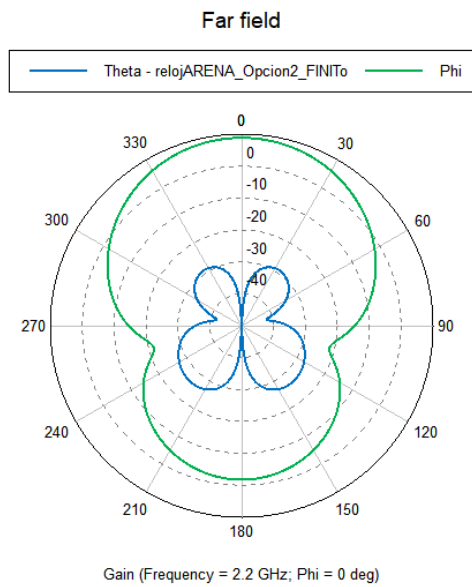


Figura 192 PLANO E de la antena con ranura de reloj de arena plano finito

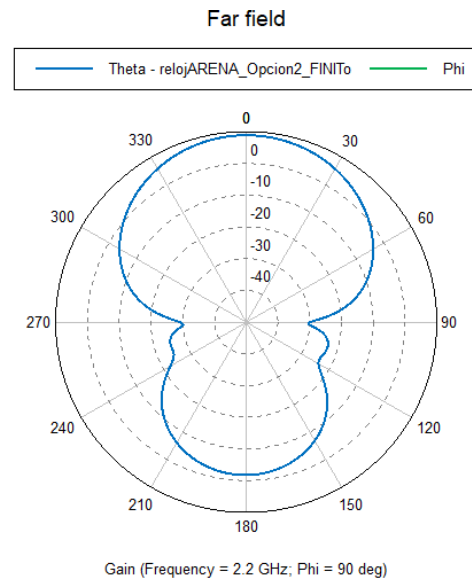


Figura 193 PLANO H de la antena con ranura de reloj de arena de plano finito

En la Figura 192 y Figura 193 aparecen los diagramas polares con las componentes copolar y contrapolar de cada plano (E y H) a la frecuencia central. Con el rango de cuadrícula utilizado la componente contrapolar de plano H no se dibuja.

En la Figura 194 se dibuja la relación copolar-contrapolar del plano E a la frecuencia central. Se observa buena relación copolar-contrapolar, puesto que, la zona de diagrama que interesa es la mitad superior, que es la zona en la que la antena ha sido diseñada para radiar. En dicha zona la relación copolar-contrapolar es superior a los 30 dB.

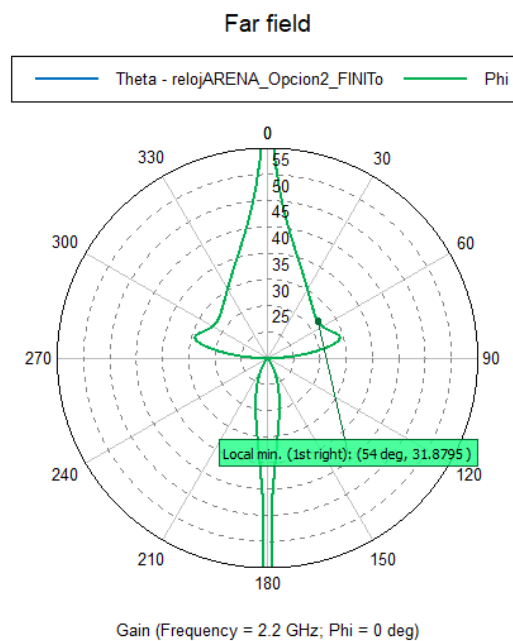


Figura 194 Nivel de copolar-contrapolar de antena con ranura de reloj de arena a 2,2 GHz

5.4.3 Métodos numéricos: FEM y FDTD

Se procede a validar el diseño de antena demostrando que se cumple con las especificaciones con los otros dos métodos numéricos, FEM y FDTD.

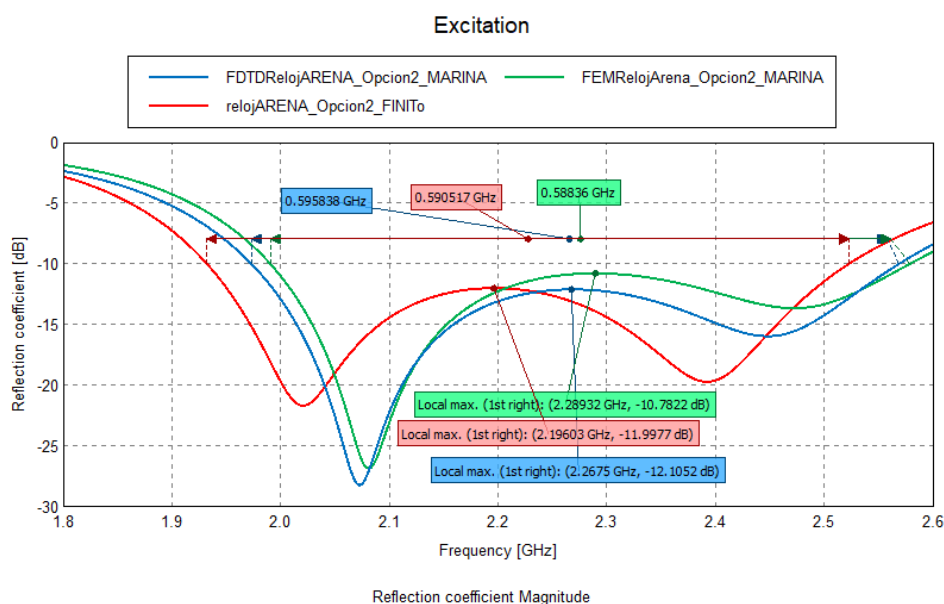


Figura 195 Coeficiente de reflexión antena con ranura de reloj de arena en MoM FEM FDTD

La Figura 195 representa la evolución del coeficiente de reflexión con la frecuencia para cada uno de los tres métodos numéricos utilizados. Con todos los métodos se obtiene comportamientos de impedancia similares, especialmente en el caso de FEM y FDTD en los que la trayectoria del coeficiente de reflexión es muy semejante. Tanto para FEM como para FDTD la primera resonancia es más profunda que la segunda, contrariamente a MoM. Existe un desplazamiento hacia arriba en frecuencia de las resonancias en los métodos FEM y FDTD sobre MoM.

El ancho de banda conseguido es muy parecido en los tres casos, con un valor que oscila entre los 0,588 GHz alcanzados con FEM y los 0,596 GHz obtenidos con FDTD. El máximo dentro de banda también presenta valores similares, siendo el valor más bajo el de FDTD, de -12,1 dB, y el más alto el de MoM, de -10,78 dB.

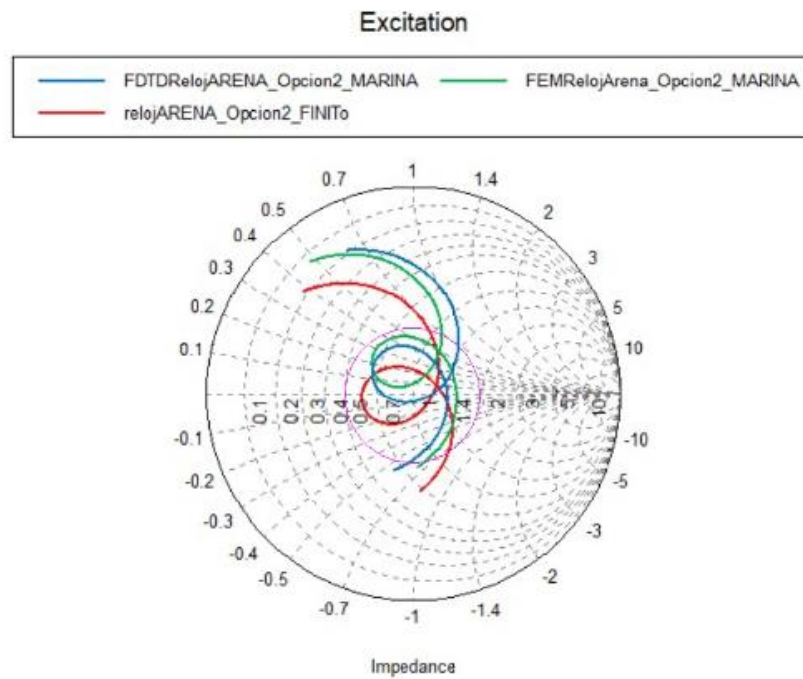


Figura 196 Coeficiente de reflexión en la carta de Smith de la antena con ranura de reloj de arena para MoM FEM FDTD

En la Figura 196 se representa el valor alcanzado por el coeficiente de reflexión según la frecuencia en los tres métodos numéricos. De nuevo destacar la similitud de la respuesta, lazos cerrados y estrechos dibujados en el interior de la circunferencia magenta, lo que se traduce en amplio ancho de banda. La curva verde de FEM es la que se encuentra más cercana a la circunferencia magenta, ya que es FEM el que presentaba en la Figura 195 el valor más alto del máximo dentro de banda.

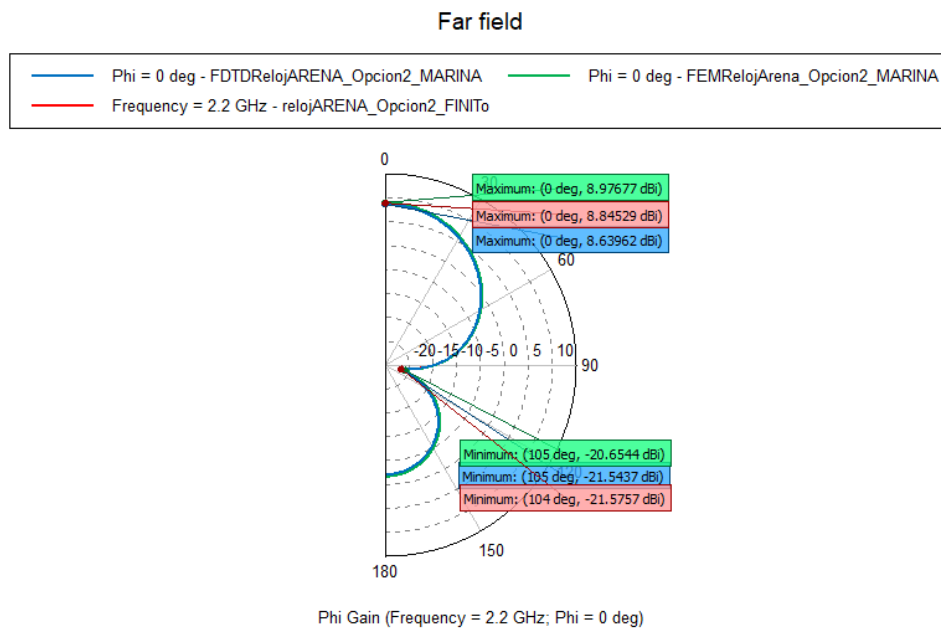


Figura 197 Diagrama de radiación componentes copolares plano E para MoM FEM FDTD

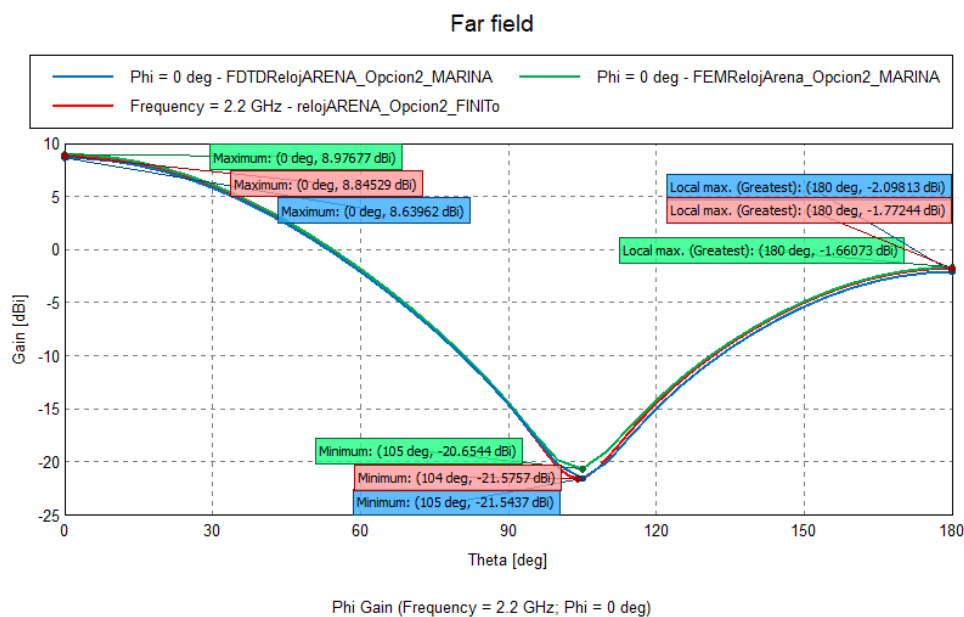


Figura 198 Componentes copolares del plano E para MoM FEM FDTD

La Figura 197 y Figura 198 muestran el nivel de componente contrapolar del plano E a la frecuencia central para los tres métodos numéricos, y se puede concluir que las características de radiación copolar es prácticamente la misma para las tres situaciones. La dirección de máxima radiación es $\theta=0^\circ$, y se obtiene una ganancia con los tres métodos en torno a los 9 dB a la frecuencia central. La relación adelante-atrás es muy adecuada, superior a los 10,5 dB a la frecuencia central.

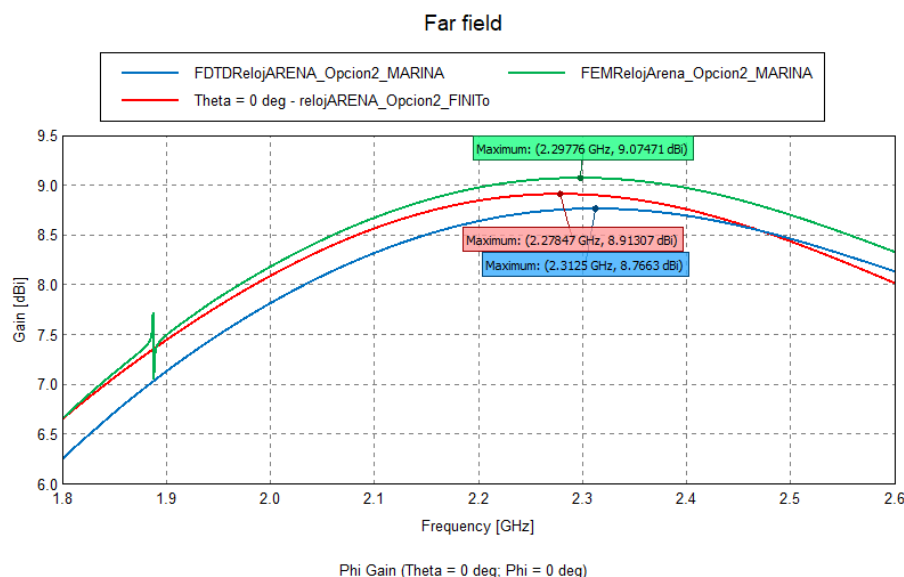


Figura 199 Componentes copolares en la dirección de máxima radiación para MoM FEM FDTD

La Figura 199 representa los niveles que alcanza la componente copolar en función de la frecuencia en la dirección de apuntamiento para los tres métodos numéricos utilizados. Los

Resultados

tres casos siguen la misma pauta, el nivel de copolar aumenta con la frecuencia hasta alcanzar un máximo a partir del cual empieza a decaer. El valor de ganancia alcanzado por las tres curvas es similar, siendo el valor más pequeño el de 8,77 dB, perteneciente a FDTD, y más elevado el de 9,07 dB alcanzado por FEM. La máxima ganancia se consigue a frecuencias semejantes.

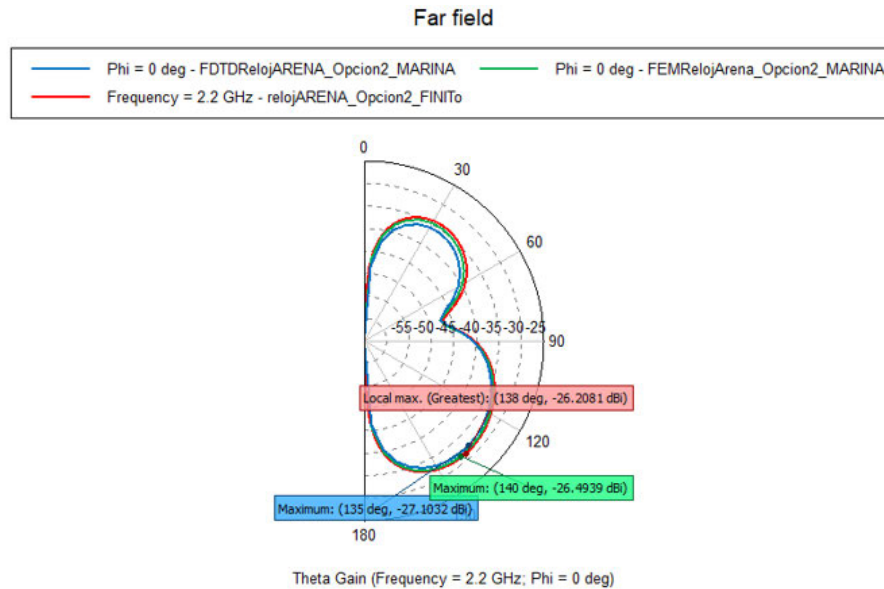


Figura 200 Componentes contrapolares de plano E a 2,2 GHz para MoM FEM FDTD

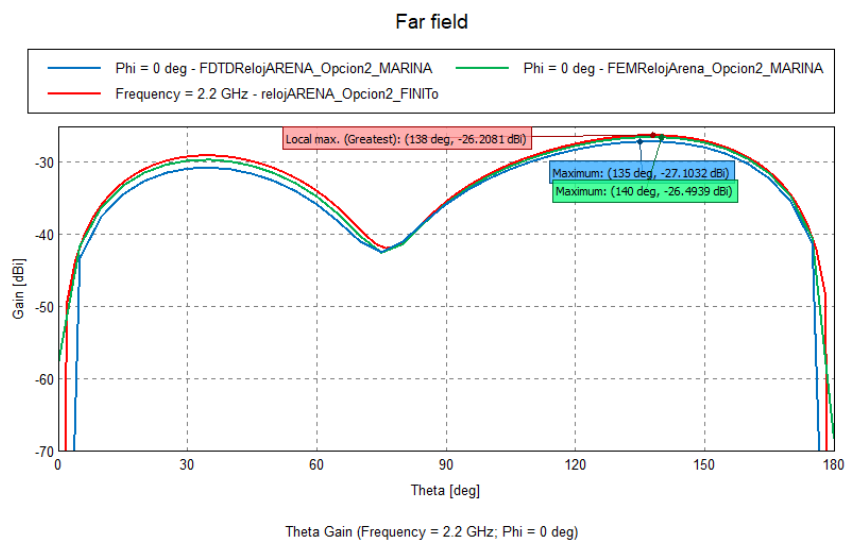


Figura 201 Componentes contrapolares plano E MoM FEM FDTD

En la Figura 200 y Figura 201 se dibujan las componentes contrapolares del plano E a la frecuencia central para los tres métodos numéricos utilizados. Se obtiene en todos los casos las mismas características de radiación, con niveles por debajo de los -26 dB y presentando un mínimo de intensidad de campo en la dirección de apuntamiento.

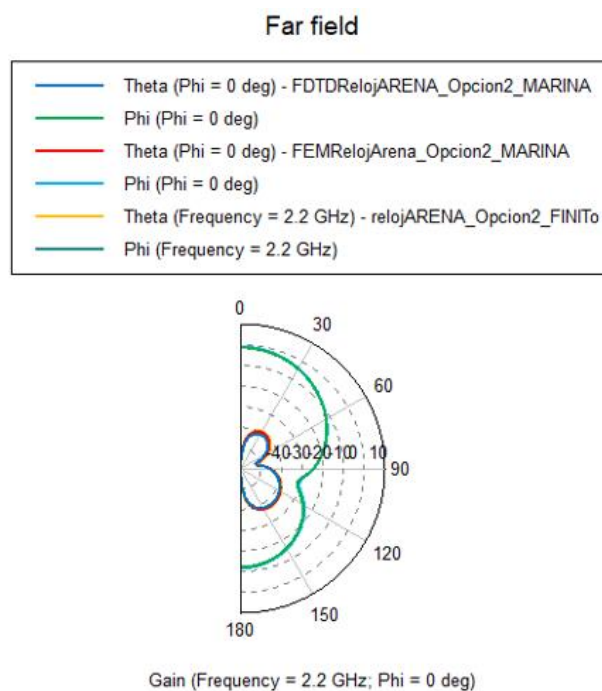


Figura 202 Componentes copolares y contrapolares del plano E para MoM FEM FDTD

En el diagrama polar de la Figura 202 se dibujan las componentes copolares y contrapolares en el plano E a la frecuencia central obtenidos con los tres métodos numéricos. El patrón de radiación se mantiene de un método a otro, conservándose también la adecuada relación copolar-contrapolar conseguida en MoM.

Se concluye que con los tres métodos se cumple con las especificaciones de la antena y que con todos los métodos se muestra el mismo patrón de radiación para la antena, así como un comportamiento de la impedancia en frecuencia similar. De este modo queda validado el diseño.

5.5 Evaluación de las cuatro antenas

En esta sección se realiza una evaluación comparativa de los resultados obtenidos para las cuatro ranuras cuando se utiliza MoM y el modelo de plano finito.

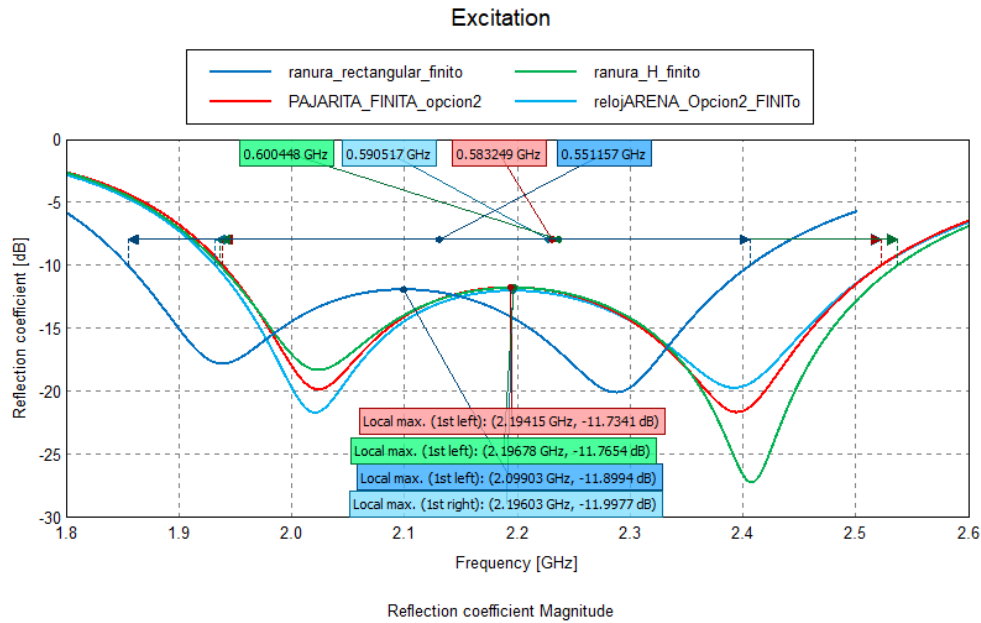


Figura 203 Coeficiente de reflexión de las cuatro ranuras

En la Figura 203 se muestra cómo varía el coeficiente de reflexión de las cuatro ranuras bajo estudio con la frecuencia. Las cuatro ranuras presentan una respuesta muy similar, sobre todo la ranura en H, la ranura en forma de pajarita y la ranura en forma de reloj de arena. Estas tres últimas ranuras presentan las dos resonancias prácticamente a la misma frecuencia. Para el caso de la ranura rectangular, la ranura en H y la ranura de pajarita la segunda resonancia es más profunda que la primera. Contrario a lo que ocurre en el caso de la ranura reloj de arena, donde la primera resonancia alcanza niveles de coeficiente de reflexión más bajos.

	RANURA RECTANGULAR	RANURA EN FORMA DE H	RANURA DE PAJARITA	RANURA DE RELOJ ARENA
Ancho de banda de adaptación	0,55 GHz	0,6 GHz	0,58 GHz	0,59 GHz
Máximo de banda	-11,9 dB	-11,77 dB	-11,73 dB	-12 dB

Tabla 5 Anchos de banda de las cuatro ranuras

La Tabla 5 muestra los anchos de banda y el máximo dentro de la banda de todas las ranuras bajo estudio. Se observa que no hay grandes diferencias en los valores alcanzados de una ranura a otra, siendo la ranura en H la que presenta el ancho de banda más alto (0,6 GHz), seguida de la ranura en forma de reloj de arena (0,59 GHz) y la ranura en forma de pajarita (0,58 GHz). La ranura rectangular es la que menos ancho de banda consigue (0,55 GHz).

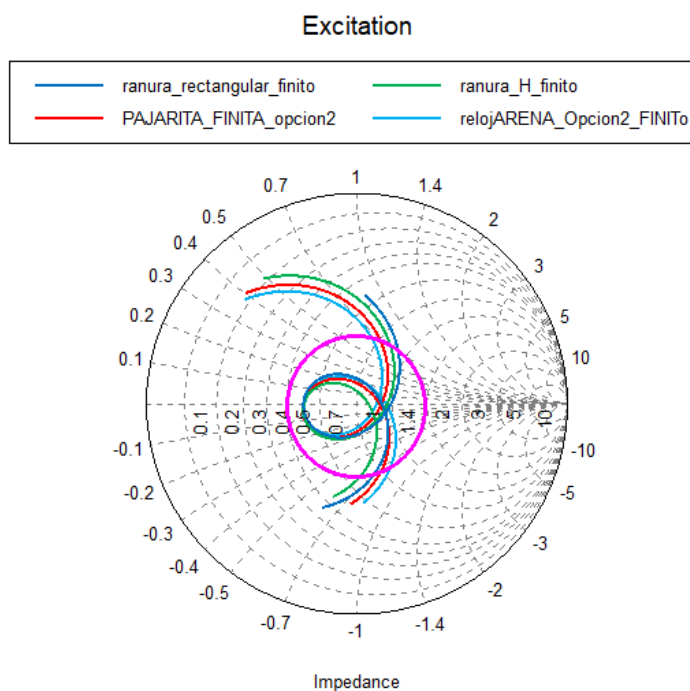
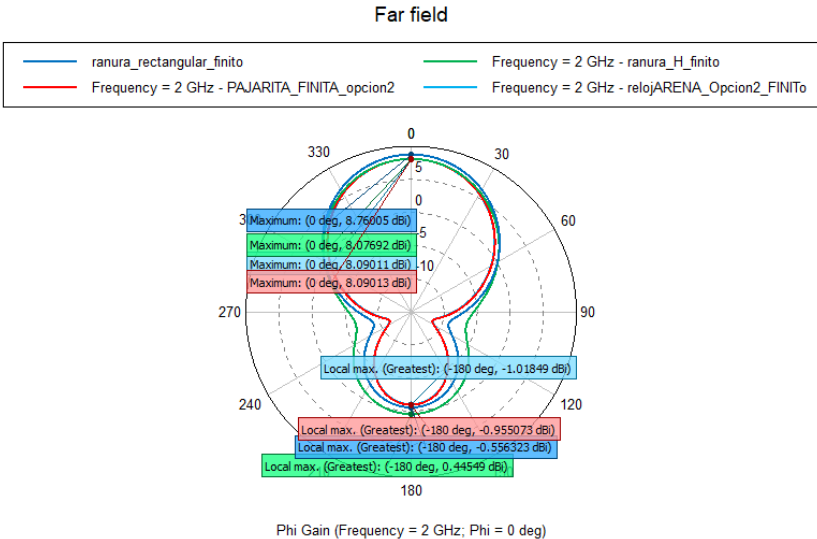


Figura 204 Diagrama de Smith de las cuatro ranuras

La Figura 204 es la representación del coeficiente de reflexión sobre la carta de Smith. Se puede observar la similitud de las respuestas de las cuatro ranuras, todas las curvas presentan un lazo estrecho, cerrado y centrado en el origen dibujados en el interior de la circunferencia magenta. El lazo verde, que es el que corresponde a la ranura en H, es el más estrecho ya que es esta ranura la que tiene un mayor ancho de banda. Por el contrario el lazo más ancho es el que corresponde a la ranura rectangular, que es la que obtiene un menor ancho de banda.

A continuación en la Figura 205, Figura 206 y Figura 207 se representan las componentes copolares del plano E a las tres frecuencias de estudio.



Seguidamente se presentan en la Figura 208, Figura 209 y Figura 210 los diagramas de radiación de las componentes copolares de plano H a las tres frecuencias estudiadas.

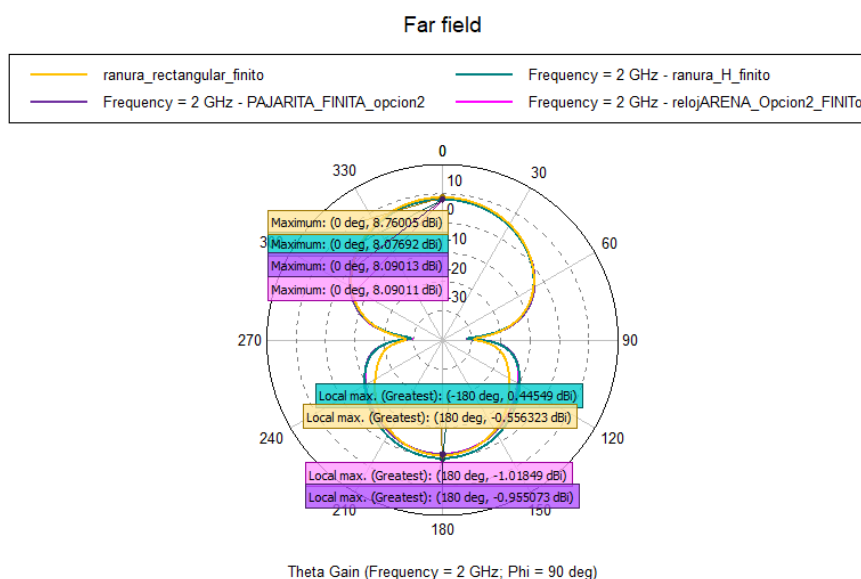


Figura 208 Componentes copolares plano H de las cuatro ranuras a 2 GHz

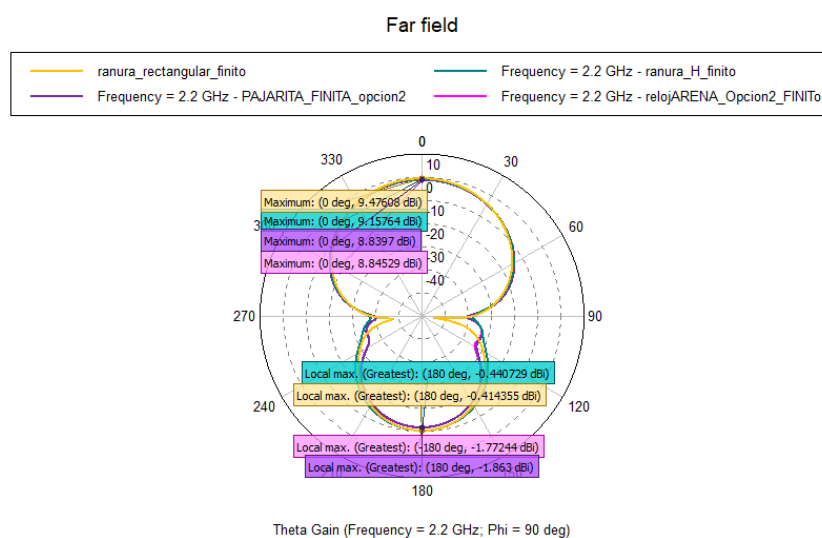


Figura 209 Componentes copolares plano H de las cuatro ranuras a 2,2 GHz

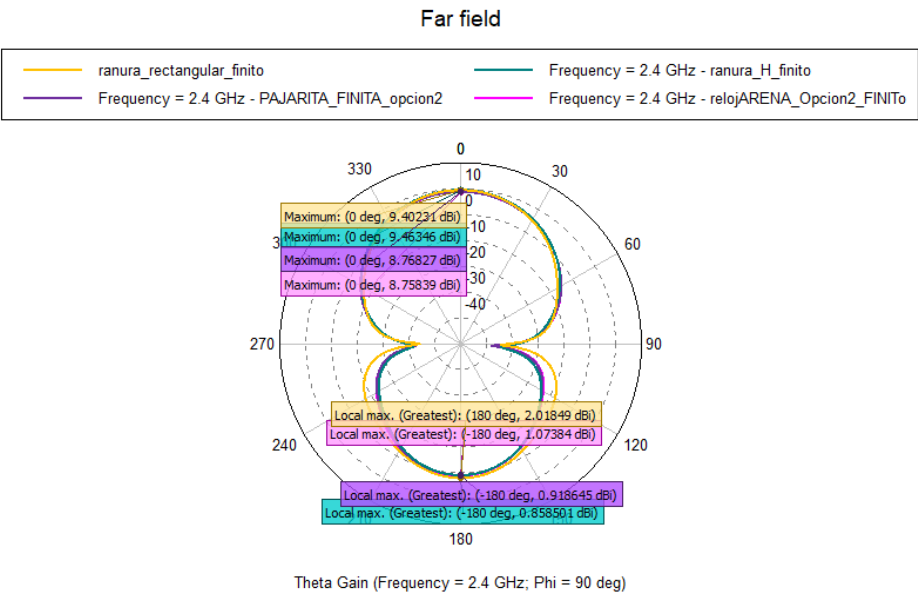


Figura 210 Componentes copolares plano H de las cuatro ranuras a 2,4 GHz

Todas las ranuras presentan las mismas características de radiación, los diagramas de radiación de las componentes copolares tanto en plano E como en plano H de cada una de ellas son prácticamente iguales.

	RANURA RECTANGULAR			RANURA EN FORMA DE H			RANURA DE PAJARITA			RANURA DE RELOJ ARENA		
	2 GHz	2,2 GHz	2,4 GHz	2 GHz	2,2 GHz	2,4 GHz	2 GHz	2,2 GHz	2,4 GHz	2 GHz	2,2 GHz	2,4 GHz
Ganancia (dB)	8,76	9,48	9,4	8,08	9,16	9,46	8,09	8,84	8,77	8,09	8,85	8,76
Relación delante-atrás (dB)	9,32	9,89	7,38	7,63	9,6	8,6	9,05	10,7	7,85	9,11	10,62	7,69

Tabla 6 Ganancia y relación delante-atrás de las cuatro ranuras

La Tabla 6 muestra los niveles de ganancia y de relación delante-atrás de las cuatro ranuras en las tres frecuencias estudiadas (2GHz, 2,2 GHz y 2,4 GHz). Aunque no existen diferencias significativas entre los valores medidos de una antena a otra, se puede concluir que la antena con ranura rectangular y la antena con ranura en forma de H son las que presentan un mayor nivel de ganancia, superior a 9 dB a frecuencias superiores e iguales a la central. Las antenas con ranura acoplada en forma de pajarita y de reloj de arena consiguen valores próximos a los 8,84 dB a la frecuencia central. Sin embargo, son estas dos últimas antenas las que tienen una relación delante-atrás ligeramente más alta, superior a 10,6 dB a la frecuencia central.

A continuación, en la Figura 211 se analiza la evolución de la componente copolar con la frecuencia en la dirección de apuntamiento para las cuatro ranuras. Se observa que la curva que corresponde a la antena con ranura acoplada en forma de pajarita es casi exacta a la que corresponde a la antena con ranura acoplada en forma de reloj de arena, ambas tienen una ganancia máxima de 8,91 dB alcanzada a la frecuencia de 2,28 GHz. Las curvas de las antenas de ranura acoplada rectangular y en forma de H alcanzan niveles levemente superiores, llegando hasta los 9,46 dB.

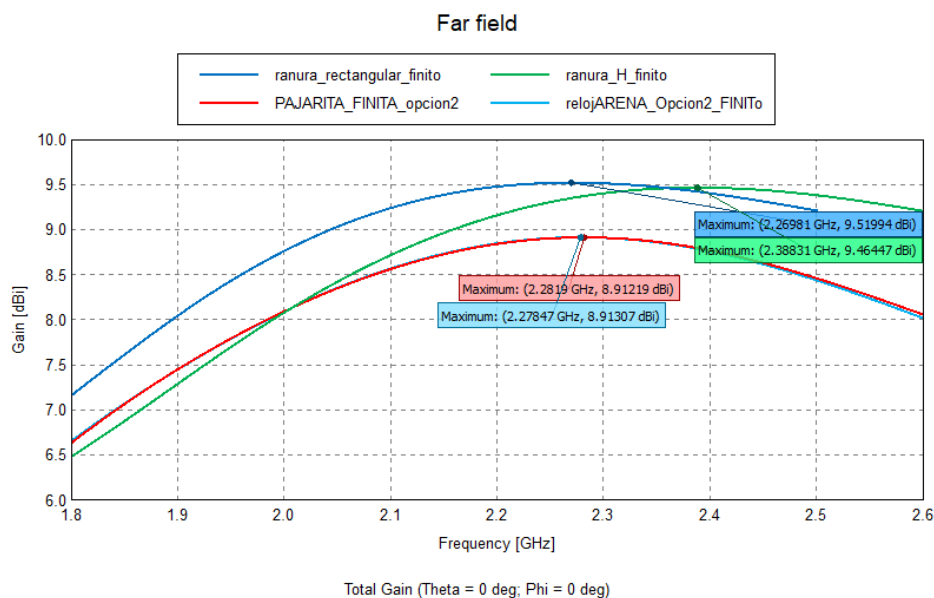


Figura 211 Componentes copolares de las cuatro ranuras en la dirección de máxima radiación

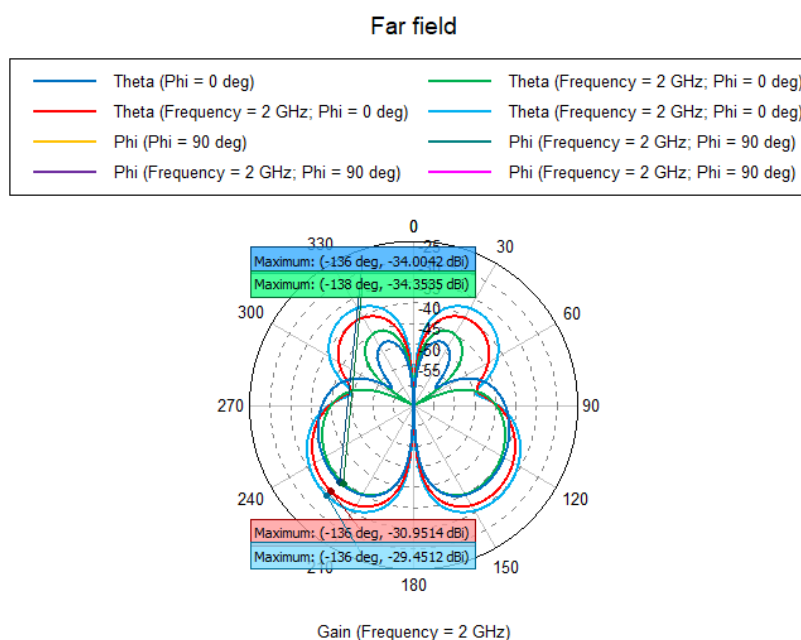


Figura 212 Componentes contrapolares en plano E y plano H para las cuatro ranuras a 2 GHz

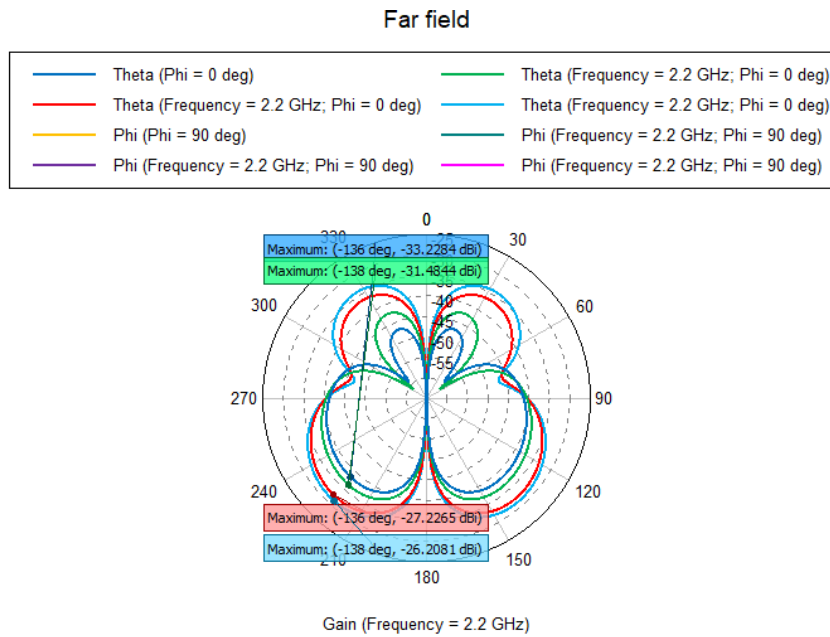


Figura 213 Componentes contrapolares en plano E y plano H para las cuatro ranuras a 2,2 GHz

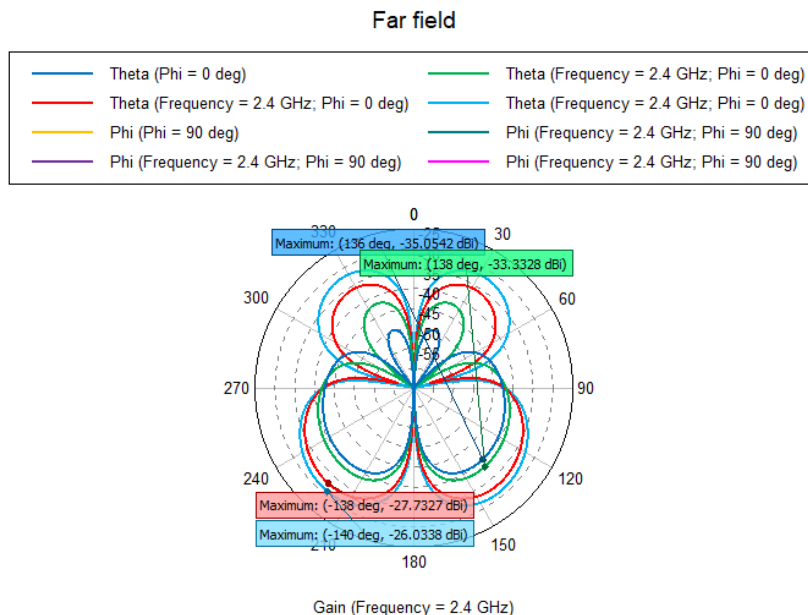


Figura 214 Componentes contrapolares en plano E y plano H de las cuatro ranuras a 2,4 GHz

En la Figura 212, Figura 213 y Figura 214 se analizan las componentes contrapolares de los dos planos de interés a las tres frecuencias estudiadas para las cuatro geometrías de ranura acoplada. Siendo la trayectoria azul oscura la obtenida para la ranura rectangular, la verde la que corresponde a la ranura en H, la roja a la ranura de pajarita y la azul clara a la ranura de reloj de arena. Con los ejes utilizados la componente contrapolar del plano H ni siquiera aparece dibujada debido al bajo nivel que presenta, por debajo de los -60 dB. En cuanto a la componente contrapolar del plano E, se puede decir que presenta niveles adecuados con valores inferiores a los -26 dB para todas las ranuras en todas las frecuencias estudiadas. La componente contrapolar es algo más fuerte en el caso de las geometrías de ranura de pajarita

y de reloj de arena. Todas las geometrías presentan un mínimo de contrapolar en la dirección de apuntamiento.

En la Figura 215 se representa la componente contrapolar en la dirección de apuntamiento para las cuatro ranuras, y se comprueba que para todas las frecuencias y geometrías estudiadas el nivel está por debajo de los -150 dB.

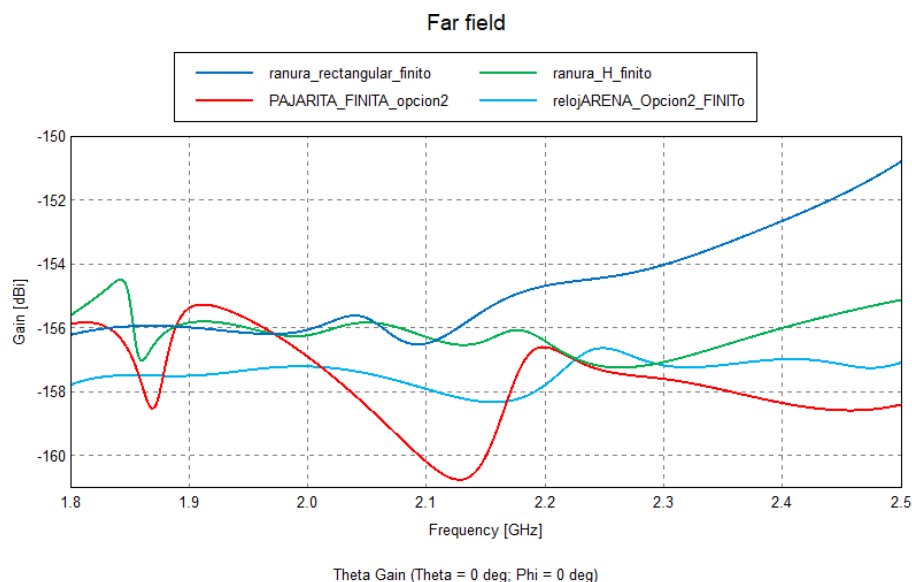


Figura 215 Componentes contrapolares de las cuatro ranuras en la dirección de máxima radiación

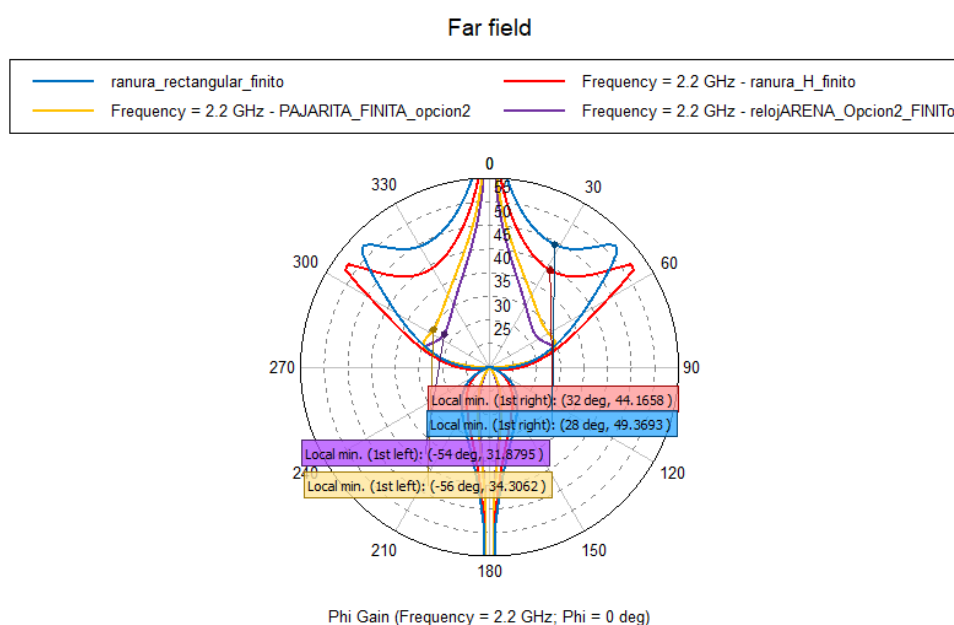


Figura 216 Relación copolar-contrapolar de las cuatro geometrías de ranura

La Figura 216 muestra la relación copolar-contrapolar de las cuatro geometrías de ranura a la frecuencia central. De nuevo aparecen semejanzas entre el comportamiento de radiación

entre la antena con ranura acoplada de pajarita y la antena con ranura de reloj de arena. Para las cuatro geometrías aparecen niveles adecuados de copolar-contrapolar, resultando para todos los casos superior a los 31 dB. En la dirección de apuntamiento, las cuatro antenas tienen niveles superiores a los 60 dB.

Se puede concluir que todas las antenas tienen un comportamiento similar de la impedancia con la frecuencia, siendo la ranura en H la que presenta el mayor ancho de banda y la ranura rectangular la que presenta el menor. Tampoco hay diferencias significativas entre las propiedades de radiación de cada antena, siendo las geometrías de ranuras de pajarita y reloj de arena las que presentan rendimientos de radiación más iguales.

6. Presupuesto

En este apartado se detallan los costes derivados de la realización del proyecto, pudiéndose dividir en recursos hardware, recursos software y mano de obra.

Para el desarrollo del proyecto no ha sido necesario el desembolso a nivel hardware puesto que el único elemento hardware que se ha utilizado ha sido el ordenador del que ya se disponía previamente a la elaboración del proyecto.

Como recurso software se ha utilizado el programa FEKO que, aunque precisa de una licencia de pago, esta ha sido proporcionada de manera gratuita por parte de la universidad.

En lo que respecta a la mano de obra, para la consecución del proyecto se ha requerido alrededor de 300 horas de trabajo. Los costes de ingeniería se han calculado en función al salario bruto anual de un ingeniero junior, siendo en España de 20.600 € [8]. Si el sueldo anual es de 20.600 €, el sueldo mensual es de 1.716,66 €. Al estar el sueldo referido a 40 horas de trabajo semanales, 300 horas de trabajo suponen un desembolso del sueldo correspondiente a 7,5 semanas. Dado que un mes cuenta con aproximadamente 4,29 semanas, el sueldo relativo a 7,5 semanas es de 3.001,15 €.

Por tanto, al ser el coste de la mano de obra el único gasto que resulta de la elaboración del proyecto, el coste total del proyecto es precisamente de 3.001,15 €.

7. Impacto del proyecto

El desarrollo del estándar CubeSat ha venido ligado a grandes avances en materia social, de seguridad, económica y tecnológica. Todo esto gracias al reducido coste que tiene poner en órbita un nanosatélite.

En cuanto a lo social, la tecnología nanosatelital tiene un elevado potencial para mitigar la brecha digital existente entre los países desarrollados y los que están en vías de desarrollo. Los CubeSat pueden ofrecer servicios de comunicaciones a los países en desarrollo, que de otra manera sería imposible debido a los enormes costes que derivan del despliegue de infraestructuras de comunicación. Ubicado en este marco se encuentra el proyecto “Pearls constellation”, financiado con fondos europeos. Esta futura constelación, pretende contribuir a proporcionar acceso a la información a través de Internet a los habitantes de los países en desarrollo y proporcionarles conectividad tanto de voz como de mensajería [9].

En lo que a seguridad se refiere, ya son varias las misiones realizadas por nanosatélites con el objetivo de monitorear tanto infraestructuras como eventos terrestres con el fin de aplacar desastres. Este es el caso de las misiones SPIRE y GEOSAT-1 de la ESA. Los nanosatélites de SPIRE operan en las bandas S y X, y se encargan de procesar las señales transmitidas por los barcos y aeronaves, para realizar un seguimiento de los mismos con fines de seguridad. La constelación de GEOSAT-1 proporciona imágenes terrestres cuyo objeto es el de vigilar la posible aparición de catástrofes [10].

En el terreno ambiental, la introducción del nanosatélite en el mercado no representa una acción efectiva contra la contaminación. El lanzamiento de satélites expulsa enormes cantidades de carbono a la atmosfera, y por el abaratamiento de costes, la frecuencia de lanzamiento se ha visto incrementada vertiginosamente en los últimos años. La ventaja que presenta el nanosatélite frente al satélite convencional es que, en cuanto a la generación de basura espacial, la cantidad generada por parte del primero es mucho más pequeña. Algo que podría verse contrarrestado debido al lanzamiento masivo de nanosatélites por parte de las empresas [11].

Desde sus inicios CubeSat ha estado vinculado a la ciencia. Multitud de nanosatélites han sido utilizados para áreas de conocimiento tales como astronomía, ciencias de la tierra, ingeniería...Este es el caso del proyecto ASTERIA, una colaboración del MIT (Massachusetts Institute of Technology) y NASA/JPL. Los nanosatélites de ASTERIA operan en la banda S y utilizan antenas de parche. El objetivo de ASTERIA es realizar fotometría de precisión, es decir, efectuar medidas en las estrellas para detectar exoplanetas [12].

Los CubeSat presentan un gran impacto tecnológico. Se han realizado numerosas misiones por parte de los nanosatélites que realizan demostraciones o pruebas sobre algún tipo de tecnología. Estas tecnologías incluyen métodos de propulsión, navegación, equipos de comunicaciones, etc. El bajo coste de un CubeSat permite asumir mayores riesgos en la actividad tecnológica, que no sería posible asumirlos en misiones a gran escala. Es por esto que los CubeSat tienen una alta componente de I+D+i [13].

Por todo ello el proyecto aborda cuatro de los diecisiete Objetivos de Desarrollo Sostenible: educación de calidad, trabajo decente y crecimiento económico, industria, innovación e infraestructura y reducción de las desigualdades [14].

8. Conclusiones

8.1 Conclusiones

A lo largo de este documento se expone la problemática que presentan las comunicaciones espaciales, fundamentalmente en nanosatélites. En general, al tratarse de comunicaciones a grandes distancias requieren una serie de exigencias que se han de cumplir si se pretende que la comunicación transcurra de forma óptima. Esto es asegurando la continuidad en la transmisión/recepción entre los dos nodos a una velocidad adecuada sin interferencias que impidan el intercambio confiable de información. Todo ello sumado a las reducidas dimensiones de los nanosatélites.

Tratando de mejorar estas comunicaciones y paliar, en la medida de lo posible, las limitaciones que presentan, en este proyecto se desarrolla el diseño de una antena de parche con un amplio ancho de banda y una ganancia suficiente como para asegurar el enlace de comunicaciones. En este contexto el diseño planteado es una antena multicapa en la que la alimentación de la antena se realiza mediante una ranura acoplada.

Los resultados obtenidos en las simulaciones muestran que se consigue, para todos los casos, un ancho de banda superior al 15% de la frecuencia a la que opera la antena, muy por encima del que presenta una antena microstrip convencional. Así como una ganancia que sobrepasa los 8 dB, siendo un valor también mejorado con respecto a la antena de parche común. De este modo se da solución al problema planteado.

Igualmente, se incluye un estudio del modo en que afecta la geometría de la ranura acoplada a la impedancia de entrada y a las propiedades de radiación de la antena. Se refleja que un cambio en la geometría de la ranura conlleva a su vez un cambio en las dimensiones de la antena y en sus parámetros de rendimiento. A través de este estudio se puede llegar a la conclusión de que un incremento en el número de variables de diseño de la ranura acoplada implica una ligera mejoría tanto en el ancho de banda como en los patrones de radiación sin suponer, sin embargo, un cambio significativo en las características de la antena.

8.2 Trabajos futuros

Para abordar las crecientes exigencias de las comunicaciones espaciales tales como el requerimiento de comunicarse a distancias cada vez más grandes y con una mayor velocidad de datos se pueden proponer futuras líneas de investigación.

Por ejemplo, para las comunicaciones intersatelitales o de espacio profundo se precisa de un incremento en la ganancia de la antena, ya que de este modo se puede establecer un enlace de comunicaciones entre mayores distancias. Para dar solución a este problema se puede proponer el diseño de un array de parches que, además, con un esfuerzo añadido en el diseño

de la red de alimentación se podrá redirigir el haz de apuntamiento. Esto último es de gran importancia a la hora de mantener el enlace de comunicaciones incluso durante las maniobras del CubeSat. La integración de un array de parches en un nanosatélite es una tarea desafiante. Ante la problemática del espacio se puede optar por estructuras plegables. En este tipo de estructuras tanto la antena como los sustratos permanecen doblados en el CubeSat, y cuando el satélite se encuentra en órbita se activa un complejo mecanismo que permite su despliegue.

Otro posible enfoque para ahorrar espacio en el CubeSat y ganar superficie para la antena es el uso de sustratos transparentes. Estos sustratos permiten la integración de los paneles solares y la antena en la misma área, ya que los sustratos traslúcidos permiten que los rayos de sol lleguen hasta los paneles. Incluso se puede utilizar sustratos de metasuperficie, que redirigen la radiación del lóbulo trasero hacia adelante para aumentar la ganancia.

En cuanto al ancho de banda se refiere, la combinación de la alimentación mediante ranura acoplada y el uso de parches apilados es una buena opción para alcanzar un valor adecuado de coeficiente de reflexión en un mayor rango de frecuencias.

Por último, cabe mencionar el beneficio que supone el diseño de una antena de parche de polarización circular. Al introducir polarización circular se eliminan posibles pérdidas ocasionadas por desajuste de polarización debidas a la incorrecta alineación de la antena. Al eliminar pérdidas se dota de mayor confiabilidad al enlace de comunicaciones. Una manera de conseguir polarización circular en una antena de parche cuadrada es excitar dos modos ortogonales de igual amplitud y desfasados 90° . Es decir, excitando simultáneamente los modos TM_{01} y TM_{10} , esto es realizando dos aperturas iguales pero ortogonales sobre el plano de tierra [15]. Para el diseño estudiado, al tratarse de un parche rectangular, la polarización circular se obtendría excitando los dos modos con distinta amplitud.

9. Referencias

- [1] F. Tubbal, "Antenna Designs for CubeSats: A Review," *IEEE ACCESS*, vol. 9, March 2021.
- [2] Alen Space. (2023, Jul 26). Programa de CubeSats para universidades. [Online]. Available: <https://alen.space/es/universidades-y-centros-tecnologicos/>
- [3] A. Cardama Aznar, LL. Jofre Roca and J. M. Rius Casals. *Antenas*, 2ª ed. Barcelona: Universidad Politécnica de Barcelona, 2002.
- [4] D. M. Pozar. *Microwave engineering*, 4ª ed. Massachusetts: John Wiley & Sons, Inc, 2011.
- [5] Z. N. Chen et al. (eds.). *Handbook of Antenna Technologies*. Singapore: National University of Singapore (2016).
- [6] P. Yadav, K. Singh, and P. Ray, "A Comparative Investigation on Effect of Coupling in Aperture Coupled Microstrip Antennas", *Progress In Electromagnetics Research C*, vol.124, Sept 2022.
- [7] C. A. Balanis. *Antenna theory análisis and design*, 3ª ed. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [8] jobted. "Sueldo del Ingeniero de Telecomunicaciones en España". [Online]. 2024. Available: <https://www.jobted.es/salario/ingeniero-telecomunicaciones>
- [9] CORDIS. "Nanosatélites para dar cobertura de internet a los países en desarrollo". [Online]. Abril 2020. Available: <https://cordis.europa.eu/article/id/415777-nanosatellites-set-to-provide-internet-coverage-to-developing-world/es>
- [10] ESA. [Online]. Available: <https://earth.esa.int/eogateway/search?text=nanosatellite&category=missions>
- [11] Balmori, Alfonso. "Nuevas amenazas sobre el ecosistema que envuelve a todos los demás". *Revista Ecologista*. [Online]. 2022, núm. 113. Available: <https://www.ecologistasenaccion.org/210785/nuevas-amenazas-sobre-el-ecosistema-que-envuelve-a-todos-los-demas/>
- [12] eoportal. "ASTERIA (Arcsecond Space Telescope Enabling Research in Astrophysics)". 2017. [Online]. Available: <https://www.eoportal.org/satellite-missions/asteria#asteria-arcsecond-space-telescope-enabling-research-in-astrophysics>
- [13] NASA. "Basic Concepts and Processes for First-Time CubeSat Developers". 2017. [Online]. Available: https://www3.nasa.gov/sites/default/files/atoms/files/nasa_csl_i_cubesat_101_508.pdf
- [14] Naciones Unidas. Objetivos de Desarrollo Sostenible. [Online]: <https://www.un.org/sustainabledevelopment/es/objetivos-de-desarrollo-sostenible/>

- [15] Misao Haneishi and Megumi Konno, "Dual-Polarized Planar Antenna Fed by Dog-Bone Slots", *International Conference on Antennas and Propagation*, num 480, 2001.
