



TELECOMUNICACIÓN

Campus Sur
POLITÉCNICA

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA Y SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN

PROYECTO FIN DE GRADO

TÍTULO: ANTENAS BÁSICAS PARA COMUNICACIONES MÓVILES

AUTOR: JORGE SANZ NOGUERALES

TITULACIÓN: GRADO EN INGENIERÍA DE SISTEMAS DE
TELECOMUNICACIÓN

TUTOR (o Director en su caso): IGNACIO GÓMEZ REVUELTO

DEPARTAMENTO: TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES



Miembros del Tribunal Calificador:

PRESIDENTE: CARMEN COUSIDO MARTÍNEZ-CONDE

VOCAL: IGNACIO GÓMEZ REVUELTO

SECRETARIO: VICENTE GONZÁLEZ POSADAS

Fecha de lectura: 15 de julio de 2015

Calificación:

El Secretario,

Resumen

Debido al gran auge en las comunicaciones móviles, los terminales cada vez son más finos a la par que más grandes, pues cada vez los usuarios quieren tener terminales delgados pero con pantallas mayores. Por ello, el objetivo principal del proyecto es aprender y analizar las antenas usadas en los teléfonos móviles, concretamente las antenas impresas.

En los últimos años con el aumento de los servicios ofrecidos por los terminales móviles se han ido añadiendo distintas bandas de frecuencia en las que trabajan estos terminales. Por ello, ha sido necesario diseñar antenas que no funcionen únicamente en una banda de frecuencia, sino antenas multibanda, es decir, antenas capaces de funcionar en las distintas bandas de frecuencias.

Para realizar las simulaciones y pruebas de este proyecto se utilizó el software FEKO, tanto el CAD FEKO como el POST FEKO. El CAD FEKO se empleó para el diseño de la antena, mientras que el POST FEKO sirvió para analizar las simulaciones. Por último, hay que añadir que FEKO aunque está basado en el Método de los Momentos (MoM) es una herramienta que puede utilizar varios métodos numéricos. Además del MoM puede utilizar otras técnicas (por separado o hibridizadas) como son el Métodos de Elementos Finitos (FEM), Óptica Física (PO), Lanzamiento de rayos con Óptica Geométrica (RL-GO), Teoría Uniforme de la Difracción (UTD), Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD), ...

Abstract

Because of the boom in mobile communications, terminals are thinner and so large, because users want to thin terminals but with large screens. Therefore, the main objective of the project is to learn and analyse the antennas used in mobile phones, specifically printed antennas.

In recent years with the rise of the services offered by mobile terminals have been adding different frequency bands in which these terminals work. For that reason, it has been necessary to design antennas that not work only in a frequency band, but multiband antennas, i.e., antennas capable of operating in different frequency bands.

For performing simulations and testing in this project will be used software FEKO, as the CAD FEKO and POST FEKO. The CAD FEKO is used for the design of the antenna, whereas the POST FEKO is used for simulation analysis. Finally, it has to add that FEKO is based on the Method of Moments (MoM) but also it can use several numerical methods. Besides the MoM, FEKO can use other techniques (separated or hybridized) such as the Finite Element Method (FEM), Physical Optics (PO), Ray-launching Geometrical Optics (RL-GO), Uniform Theory of Diffraction (UTD), Finite Difference Time Domain (FDTD) ...

Índice de contenidos

Índice de figuras	3
Índice de tablas	7
Lista de acrónimos	9
1. - Introducción	11
1.1. - Marco tecnológico.....	11
1.2.- Objetivos del proyecto	13
1.3.- Estructura de la memoria	13
2.- Antenas lineales monobanda.....	15
2.1.- Monopolo situado en un plano infinito de tierra	16
2.2.- Tipo de mallado.	21
2.3.- Monopolo en planos finitos de tierra	22
2.3.1.- Planos de tierra cuadrados.....	23
2.3.2.- Planos de tierra circulares	26
2.3.3.- Plano de tierra finito de tamaño 12,38x5,86 cm	31
2.3.4.- Comparación de los resultados obtenidos.....	41
2.4.- Otras antenas lineales monobanda estudiadas.....	42
2.4.1.- Antena L invertida	42
2.4.2.- Antena F invertida.....	45
3.- Antenas impresas monobanda	59
3.1.- Medida de la permitividad relativa del substrato	59
3.2.- Monopolo impreso	62
3.3.- Antena impresa L invertida.....	66
3.4.- Antena impresa F invertida	69
3.4.1.- IFA a 850 MHz	70
3.4.2.- IFA a 2400 MHz	76
4.- Construcción de la antena impresa monobanda	83
4.1.- Implementación física y primeras medidas.....	83
4.2.- Pruebas sobre la IFA impresa diseñada	85
5.- Antenas lineales multibanda	97
5.1.- Antena multibanda F invertida en plano infinito	97
5.2.- Antena multibanda en plano finito	106
6.- Conclusiones y trabajos futuros	117
7.- Referencias.....	119

Índice de figuras

Figura 1. Monopolo situado en un plano infinito de tierra.....	16
Figura 2. Coeficiente de reflexión del monopolo en un plano infinito de tierra.	17
Figura 3. Coeficiente de reflexión ajustado del monopolo en un plano infinito de tierra.	18
Figura 4. Impedancia de entrada del monopolo en un plano infinito de tierra.....	20
Figura 5. Diagrama de radiación del monopolo en un plano infinito de tierra.....	20
Figura 6. Variación del coeficiente de reflexión según el mallado empleado.....	21
Figura 7. Variación de la parte real de la impedancia de entrada según el mallado empleado.	22
Figura 8. Coeficientes de reflexión del monopolo sobre planos cuadrados.	23
Figura 9. Impedancia de entrada del monopolo sobre planos cuadrados.	24
Figura 10. Diagramas de radiación del monopolo en el plano vertical ($\phi = 0^\circ$).....	25
Figura 11. Diagramas de radiación del monopolo en el plano vertical ($\phi = 45^\circ$).....	25
Figura 12. Diagramas de radiación del monopolo en el plano horizontal ($\theta = 90^\circ$).....	26
Figura 13. Diagramas de radiación en los planos vertical y horizontal del dipolo $\lambda/2$	27
Figura 14. Situación del monopolo en un plano de tierra circular.	27
Figura 15. Coeficientes de reflexión del monopolo sobre planos circulares.....	28
Figura 16. Impedancia de entrada del monopolo sobre planos circulares.....	29
Figura 17. Diagramas de radiación del monopolo en el plano vertical sobre planos circulares.....	30
Figura 18. Diagramas de radiación del monopolo en el plano horizontal sobre planos circulares.	30
Figura 19. Posiciones del monopolo en el plano de tamaño 12,36 x 5,86 cm.....	31
Figura 20. Coeficientes de reflexión del monopolo en las 9 posiciones diferentes.....	32
Figura 21. Parte real de la impedancia de entrada del monopolo en las 9 posiciones diferentes.....	33
Figura 22. Parte imaginaria de la impedancia de entrada del monopolo en las 9 posiciones diferentes.....	33
Figura 23. Diagramas de radiación, en el plano XZ, del monopolo en las 9 posiciones diferentes.....	35
Figura 24. Diagramas de radiación, en el plano YZ, del monopolo en las 9 posiciones diferentes.....	35
Figura 25. Diagramas de radiación, en el plano XY, del monopolo en las 9 posiciones diferentes.....	36
Figura 26. Diagramas de radiación, en el plano XZ, del monopolo al variar la coordenada y.	36
Figura 27. Diagramas de radiación, en el plano YZ, del monopolo al variar la coordenada y.	37
Figura 28. Diagramas de radiación, en el plano XY, del monopolo al variar la coordenada y.....	37
Figura 29. Diagramas de radiación, en el plano XZ, del monopolo al variar la coordenada x.	38
Figura 30. Diagramas de radiación, en el plano YZ, del monopolo al variar la coordenada x.	38
Figura 31. Diagramas de radiación, en el plano XY, del monopolo al variar la coordenada x.....	39
Figura 32. Diagramas de radiación, en el plano XZ, del monopolo al ir desplazándose hacia la esquina.	39
Figura 33. Diagramas de radiación, en el plano YZ, del monopolo al ir desplazándose hacia la esquina.	40
Figura 34. Diagramas de radiación, en el plano XY, del monopolo al ir desplazándose hacia la esquina.	40
Figura 35. Esquema de la antena L invertida.	42
Figura 36. Situación de la antena L invertida (ILA).	43
Figura 37. Coeficientes de reflexión de la ILA en un plano finito e infinito de tierra.	44
Figura 38. Impedancias de entrada de la ILA en un plano finito e infinito de tierra.....	44
Figura 39. Esquema de la IFA.....	45
Figura 40. Situación de la antena F invertida (IFA).....	46
Figura 41. Coeficientes de reflexión de la IFA en un plano finito e infinito de tierra.	46
Figura 42. Impedancia de entrada de la IFA en un plano finito e infinito de tierra.	47
Figura 43. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de una ILA, una IFA y un monopolo en un plano infinito de tierra.....	48

Figura 44. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de una ILA, una IFA y un monopolo en un plano infinito de tierra.	48
Figura 45. Diagramas de radiación, en el plano XY, de una ILA, una IFA y un monopolo en un plano infinito de tierra.	49
Figura 46. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la ILA, de la IFA y del monopolo, en un plano finito de tierra.	50
Figura 47. Diagramas de radiación de la ILA, de la IFA y del monopolo, en un plano finito de tierra, en el plano YZ.	50
Figura 48. Diagramas de radiación de la ILA, de la IFA y del monopolo, en un plano finito de tierra, en el plano XY.	51
Figura 49. Diagrama de radiación, en 3D, de la ILA en un plano finito de tierra.	51
Figura 50. Diagrama de radiación, en 3D, de la IFA en un plano finito de tierra.	52
Figura 51. Segunda resonancia de la ILA y de la IFA en planos infinitos de tierra.	53
Figura 52. Situación de la IFA que trabaja a 2400 MHz.	53
Figura 53. Coeficientes de reflexión de la IFA a 2400 MHz en un plano finito e infinito de tierra.	54
Figura 54. Impedancias de entrada de las IFA a 2400 MHz en un plano finito e infinito de tierra.	55
Figura 55. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de las IFAs y el monopolo en planos infinitos de tierra.	55
Figura 56. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de las IFAs y el monopolo en planos infinitos de tierra.	56
Figura 57. Diagramas de radiación, en el plano XY, de las IFAs y el monopolo en planos infinitos de tierra.	56
Figura 58. Diagrama de radiación, en el plano XZ, de la IFA a 2400 en un plano finito de tierra.	57
Figura 59. Diagrama de radiación, en el plano YZ, de la IFA a 2400 MHz en un plano finito de tierra. .	57
Figura 60. Diagrama de radiación, en el plano XY, de la IFA a 2400 MHz en un plano finito de tierra. .	58
Figura 61. Circuito resonante para medir la permitividad relativa de la placa.	60
Figura 62. Parámetro S21 del circuito resonante diseñado.	60
Figura 63. Layout del circuito resonante diseñado.	60
Figura 64. Circuito impreso para medir la permitividad relativa.	61
Figura 65. Comparación del parámetro S21 de la simulación en AWR y de la medida en el analizador de redes.	61
Figura 66. Esquema del monopolo impreso.	62
Figura 67. Cara superior del monopolo impreso con línea de transmisión.	63
Figura 68. Cara inferior del monopolo impreso.	63
Figura 69. Cara superior del monopolo impreso sin línea de transmisión.	64
Figura 70. Coeficientes de reflexión del monopolo con y sin línea de transmisión.	64
Figura 71. Impedancias de entrada del monopolo con y sin línea de transmisión.	65
Figura 72. Diagramas de radiación del monopolo en el plano 1.	66
Figura 73. Diagramas de radiación del monopolo en el plano 2.	67
Figura 74. Esquema de la ILA impresa.	67
Figura 75. Situación de la antena impresa L invertida con línea de transmisión.	68
Figura 76. Situación de la ILA impresa sin la línea de transmisión.	68
Figura 77. Coeficientes de reflexión de la ILA impresa con y sin línea de transmisión.	69
Figura 78. Impedancias de entrada de la ILA impresa con y sin línea de transmisión.	70
Figura 79. Esquema de la IFA impresa.	71
Figura 80. Situación del modelo inicial de la IFA impresa.	71
Figura 81. Situación de la IFA impresa a 850 MHz con línea de transmisión.	72
Figura 82. Situación de la IFA impresa a 850 MHz sin línea de transmisión.	73

Figura 83. Coeficientes de reflexión de la IFA impresa a 850 MHz con y sin línea de transmisión.	73
Figura 84. Impedancias de entrada de la IFA impresa a 850 MHz con y sin línea de transmisión.	74
Figura 85. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la ILA e IFA impresas a 850 MHz.	75
Figura 86. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la ILA e IFA impresas a 850 MHz.	75
Figura 87. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la ILA e IFA impresas a 850 MHz.	76
Figura 88. Situación de la IFA impresa a 2400 MHz con línea de transmisión.	77
Figura 89. Situación de la IFA impresa a 2400 MHz sin línea de transmisión.	78
Figura 90. Coeficientes de reflexión de la IFA impresa a 2400 MHz con y sin línea de transmisión.	78
Figura 91. Impedancias de la IFA impresa a 2400 MHz con y sin línea de transmisión.	79
Figura 92. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la IFA a 2400 MHz en sustratos de tamaños distintos.	80
Figura 93. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la IFA a 2400 MHz en sustratos de tamaños distintos.	80
Figura 94. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la IFA a 2400 MHz en sustratos de tamaños distintos.	81
Figura 95. Situación de la IFA impresa a 2400 MHz en un sustrato de tamaño reducido.	83
Figura 96. Coeficientes de reflexión de la IFA a 2400 MHz en un sustrato de tamaños distintos.	84
Figura 97. Cara superior de la IFA impresa a 2400 MHz.	85
Figura 98. Cara inferior de la IFA impresa a 2400 MHz.	85
Figura 99. Medidas del coeficiente de reflexión de la IFA en la cámara semianecoica y en el laboratorio.	86
Figura 100. Medida del coeficiente de reflexión en la cámara semianecoica.	86
Figura 101. Coeficientes de reflexión de la IFA impresa a 2400 MHz con mallados fine y standard.	87
Figura 102. Dimensiones del conector hembra SMA diseñado.	88
Figura 103. IFA impresa con el conector SMA diseñado.	88
Figura 104. Coeficientes de reflexión de la IFA impresa a 2400 MHz usando MoM, FEM y FDTD.	89
Figura 105. Diagrama de radiación (plano XZ) de la IFA impresa 2400 MHz usando MoM, FEM y FDTD.	89
Figura 106. Diagrama de radiación (plano YZ) de la IFA impresa a 2400 MHz usando MoM, FEM y FDTD.	90
Figura 107. Diagrama de radiación (plano XY) de la IFA impresa a 2400 MHz usando MoM, FEM y FDTD.	90
Figura 108. Coeficientes de reflexión de las IFAs a 2200 MHz y a 2400 MHz.	91
Figura 109. Coeficientes de reflexión de las IFAs construidas a 2200 MHz.	92
Figura 110. Montaje realizado para las medidas de potencia.	93
Figura 111. Potencias recibidas en el plano XZ.	94
Figura 112. Potencias recibidas en el plano YZ.	94
Figura 113. Situación de la antena receptora.	95
Figura 114. Situación de la antena transmisora.	95
Figura 115. Esquema de la IFA multibanda.	97
Figura 116. Situación de la IFA multibanda.	98
Figura 117. Coeficiente de reflexión de la IFA multibanda.	99
Figura 118. Coeficientes de reflexión de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 850 MHz.	100
Figura 119. Coeficientes de reflexión de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 2400 MHz.	100
Figura 120. Impedancia de entrada de la IFA multibanda.	101
Figura 121. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la IFA multibanda.	102
Figura 122. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la IFA multibanda.	102
Figura 123. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la IFA multibanda.	103

Figura 124. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 850 MHz.....	103
Figura 125. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 850 MHz.....	104
Figura 126. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 850 MHz.....	104
Figura 127. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 2400 MHz.....	105
Figura 128. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 2400 MHz.....	105
Figura 129. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 2400 MHz.....	106
Figura 130. Coeficiente de reflexión de la IFA multibanda en un plano finito e infinito.	108
Figura 131. Coeficientes de reflexión de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 850 MHz.	108
Figura 132. Coeficientes de reflexión de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 2400 MHz.....	109
Figura 133. Impedancia de entrada de la IFA multibanda en el plano finito.	110
Figura 134. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la IFA multibanda en 850 MHz y en 2400 MHz.	111
Figura 135. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la IFA multibanda en 850 MHz y en 2400 MHz.	111
Figura 136. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la IFA multibanda en 850 MHz y en 2400 MHz.	112
Figura 137. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la IFA multibanda y monobanda en 850 MHz.	112
Figura 138. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la IFA multibanda y monobanda en 850 MHz.	113
Figura 139. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la IFA multibanda y monobanda en 850 MHz.	113
Figura 140. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la IFA multibanda y monobanda en 2400 MHz.	114
Figura 141. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la IFA multibanda y monobanda en 2400 MHz.	114
Figura 142. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la IFA multibanda y monobanda en 2400 MHz.	115
Figura 143. Antena Plana F Invertida (PIFA) construida físicamente [16].....	118

Índice de tablas

Tabla 1. Tabla de atribución de frecuencias resumida.	12
Tabla 2. Comparación de resultados de los planos cuadrados.....	24
Tabla 3. Comparación de los resultados de las simulaciones entre planos cuadrados y circulares.....	29
Tabla 4. Tabla de posiciones.	32
Tabla 5. Comparación de los resultados obtenidos al simular el monopolo en 9 posiciones distintas.....	34
Tabla 6. Comparación de los resultados obtenidos al simular la ILA.	43
Tabla 7. Comparación de los resultados obtenidos al simular la IFA a 850 MHz.	47
Tabla 8. Comparación de los diseños de las IFAs a 850 MHz y 2400 MHz.....	52
Tabla 9. Comparación de los resultados obtenidos al simular la IFA a 850 MHz y a 2400 MHz.	58
Tabla 10. Comparación de los resultados obtenidos al simular el monopolo impreso con y sin línea de transmisión.	65
Tabla 11. Comparación de los resultados obtenidos al simular la ILA con y sin línea de transmisión.....	69
Tabla 12. Comparación de los resultados obtenidos al simular la IFA impresa a 850 MHz.....	74
Tabla 13. Comparación de los resultados obtenidos al simular la IFA impresa a 2400 MHz con y sin línea de transmisión.	79
Tabla 14. Sensibilidad de la frecuencia del diseño de la IFA respecto a la longitud de su conductor.	92
Tabla 15. Medidas del esquema de la IFA multibanda.	97
Tabla 16. Parámetros a optimizar del diseño de la IFA multibanda.....	98
Tabla 17. Comparación de los resultados obtenidos al simular la IFA multibanda.	101
Tabla 18. Parámetros a optimizar del diseño de la IFA multibanda.....	107
Tabla 19. Comparación de los resultados obtenidos al simular la IFA multibanda.	109

Lista de acrónimos

FDTD – Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo

FEM – Método de los Elementos Finitos

GPS – Global Positioning System

GSM – Global System for Mobile Communications

IFA – Antena F Invertida

ILA – Antena L Invertida

LTE – Long Term Evolution

MoM – Método de los Momentos

SAR – Tasa de Absorción específica

TDT – Televisión Digital Terrestre

UMTS – Universal Mobile Telecommunications Systems

WLAN – Wireless Local Area Network

WPAN – Wireless Personal Area Network

1. - Introducción

Debido al aumento de la demanda de servicios en los terminales móviles, se han desarrollado distintas tecnologías para dar soporte a estos servicios. Por ello, los terminales móviles necesitan utilizar antenas que funcionen a las frecuencias de trabajo donde los servicios están asignados.

Entre estos servicios, se encuentran la comunicación mediante voz o el envío de datos. Para llevar a cabo la comunicación entre usuarios, se han creado distintos estándares. Entre estos estándares se pueden citar *Global System for Mobile Communication* (GSM), *Universal Mobile Telecommunications System* (UMTS), o bien, *Long Term Evolution* (LTE), es decir, los estándares 2G, 3G o 4G. Dentro de estas tecnologías la más reciente en España es la tecnología LTE, o 4G. Este estándar solamente funcionaba en España, en las bandas de 1800 y 2600 MHz, hasta el año 2014. Mediante el establecimiento del dividendo digital, se establece la liberación de la banda de frecuencias situada en 800 MHz. En esta banda, anteriormente ocupada por la Televisión Digital Terrestre (TDT), se estableció la nueva banda asignada para 4G.

Por otro lado, hay que tener en cuenta que los terminales móviles pueden demandar otros tipos de servicios como pueden ser WiFi, Global Positioning System (GPS), Bluetooth, etc. Para todos estos servicios, al igual que las distintas tecnologías, es necesario instalar en el teléfono móvil antenas que funcionen a sus respectivas frecuencias de trabajo. En el caso que trata el proyecto, se pensó en estudiar antenas que trabajaran a las frecuencias en las que funciona el sistema WiFi. Las frecuencias de trabajo del sistema WiFi son distintas dependiendo de la zona geográfica en la que se encuentre el usuario. Normalmente, este sistema suele trabajar a dos frecuencias una es 2400 MHz y la otra es 5000 MHz. En estas dos frecuencias, están presentes todos los estándares ofrecidos por el *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) que establecen como debe de funcionar en cada uno de ellos el sistema WiFi [1].

Este proyecto proporciona una visión global del funcionamiento de algunas de las antenas básicas que se utilizan en algunos de los terminales móviles actuales, como pueden ser las antenas impresas. Además, profundiza en un software que lleva ya más de veinte años en desarrollo, pues se empezó a desarrollar en 1994.

1.1. - Marco tecnológico

Para situar este proyecto en un marco tecnológico hay que indicar que el ámbito que trata el de las comunicaciones móviles está en continuo desarrollo. Por ello, se decide explicar el marco existente en el momento de la aparición de la tecnología LTE.

Con el desarrollo de los primeros servicios de telefonía móvil se fue cubriendo el espectro radioeléctrico, ya que estos servicios fueron ocupando distintas bandas de frecuencia. Con el paso de los años, fueron apareciendo más servicios y las tecnologías de los móviles siguieron avanzando y desarrollándose.

En la Tabla 1 se pueden observar los distintos sistemas que ocupaban el espectro radioeléctrico antes de la aparición de la tecnología LTE [1]. Entre estas tecnologías se encuentran por ejemplo, algunos sistemas que dieron inicio a 1G, a 2G y a 3G, en concreto los sistemas AMPS, GSM o UMTS, respectivamente. En esta tabla se pueden visualizar las distintas frecuencias, tanto la de transmisión como la de recepción. También, se puede comprobar a qué frecuencia funcionan los distintos estándares 802.11.x de la IEEE

(las redes de área local -WLAN- o WiFi) en determinadas zonas geográficas o bandas de radiofrecuencias. Por último, también aparecen otros sistemas inalámbricos como el Zigbee (*Wireless Personal Area Network* –WPAN-), el Bluetooth, el GPS, el UWB (WPAN de alta velocidad) y el WiMax.

Al ser las comunicaciones móviles una tecnología en constante desarrollo, los operadores móviles necesitan poder ofertar servicios que permitan a sus usuarios mayores velocidades de descarga de datos. Por este motivo, desarrollan y lanzan al mercado la tecnología LTE. El estándar 4G permite obtener, a todos sus usuarios, las mayores tasas de velocidad posibles en este momento. Para poder desplegarlo, en profundidad, es necesario liberar la banda de 800 MHz debido a la saturación del espectro radioeléctrico.

Por estas razones, este proyecto trata sobre antenas monobanda y multibanda. Pueden trabajar en la banda en la que funciona la tecnología LTE, o bien lo hacen en la banda de WiFi, o bien son antenas multibanda que puedan trabajar en ambas a la vez.

Tabla 1. Tabla de atribución de frecuencias resumida.

<u>Band Designation</u>	<u>Alternate Description(s)</u>	<u>Transmit Frequency</u> (Uplink) (MHz)	<u>Receive Frequency</u> (Downlink) (MHz)
GSM 800 or GSM 850	AMPS, DAMPS	824-849	869-894
P-GSM 900	Primary GSM 900	890-915	935-960
E-GSM 900	Extended GSM 900	880-915	925-960
GSM-R 900	Railways GSM 900	876-915	921-960
T-GSM 900	TETRA GSM 900	870,4-915	915,4-921
GPS		N/A	1565,42-1585,42
GSM 1800	DCS 1800	1710-1785	1805-1880
GSM 1900	PCS 1900	1850-1910	1930-1990
UMTS		1885-2025 1710-1755 (US)	2110-2200 2110-2155 (US)
802.11 b/g/n	WiFi; ISM	2400 -24835 ISM	
802.11 a/h/j	WiFi; UNII	5150-5350 (UNII) 5470-5725 5725-5825 (ISM/UNII) 4900-5000 (Japan) 5030-5091 (Japan)	
802.15.4	Zigbee	898 915 2400(ISM)	
802.15.1 1a	Bluetooth	2400-2483,5 ISM	
802.15.3	UWB	Typically > 500 MHz bands within the 3100-10600 MHz spectrum	
802.16	WiMax	Various bands within the 2-11 GHz spectrum. Mobile Networks: 2-6 GHz Fixed Network: < 11GHz	

1.2.- Objetivos del proyecto

Los principales objetivos de este proyecto son los siguientes:

- Estudiar el funcionamiento de alguna de las antenas básicas monobanda utilizadas en comunicaciones móviles. Estas antenas son modeladas de dos formas: hilo e impresa.
- Estudiar los efectos provocados en una antena al utilizar un plano de tierra. Los planos estudiados tienen formas y tamaños distintos.
- Estudiar las diferencias ocasionadas en el funcionamiento de las antenas al utilizar dos frecuencias distintas.
- Estudiar cómo afecta la posición de la antena en un determinado lugar de un plano de tierra de tamaño parecido al de un terminal móvil.
- Estudiar el funcionamiento ideal de antenas de hilo multibanda, en planos finitos e infinitos de tierra.
- Analizar algunas de las antenas impresas que se utilizan en los teléfonos móviles y comprobar algunas de sus características.
- Emplear un nuevo entorno de diseño y simulación de antenas (FEKO).
- Implementar físicamente y medir una antena impresa.

1.3.- Estructura de la memoria

En este apartado se realiza una breve descripción de todos los apartados en los que se divide la memoria del proyecto.

El primer apartado es la **introducción**. En este apartado se enmarca el proyecto dentro del tema de las comunicaciones móviles y se comenta brevemente el marco tecnológico en el que se encuentra. Además, se explican los objetivos que se quieren conseguir al realizar este proyecto.

El segundo apartado se llama **antenas lineales monobanda**. Trata sobre antenas lineales monobanda y queda dividido en cuatro subapartados. En primer lugar, se simula el monopolo situado en un plano infinito de tierra para comprobar su funcionamiento ideal. Posteriormente, se comprueba cómo afectan los tamaños y las formas del plano de tierra, así como la posición del monopolo en el plano de tierra. Finalmente, se estudia el funcionamiento de dos antenas que suelen emplearse en los terminales móviles, como son la antena L invertida (ILA) y la antena F invertida (IFA). Para estudiar su funcionamiento, se simulan dichas antenas en un plano finito e infinito de tierra.

El tercer apartado se denomina **antenas impresas monobanda**. En él se estudian las diferencias producidas en las propiedades eléctricas de las antenas estudiadas en el apartado anterior, al cambiar de tecnología.

El cuarto apartado se llama **construcción de la antena impresa monobanda**. Se elige que antena construir físicamente y se implementa físicamente la antena escogida. Se comprueba si su funcionamiento corresponde a lo simulado y se realizan las medidas en la cámara semianecoica.

El quinto apartado se denomina **antenas lineales multibanda**. En él se estudia una IFA lineal multibanda en el plano finito e infinito. Esta antena trabaja a las frecuencias de la tecnología LTE y del sistema WiFi.

El último apartado es **conclusiones y trabajos futuros**. En este apartado se detallan los resultados y objetivos conseguidos y se proponen posibles trabajos que realizar a partir de este proyecto.

2.- Antenas lineales monobanda

Los primeros resultados que se presentan en este proyecto corresponden a monopolos, antena L invertida y antena F invertida. Estas antenas se simulan mediante hilos conductores y se denominan, genéricamente, como antenas lineales.

Existen dos tipos de antenas lineales, la antena de onda progresiva y la antena resonante. La antena de onda progresiva es una antena lineal de gran tamaño (la longitud de estas antenas suele variar desde λ hasta 10λ). Se suelen implementar con hilos conductores eléctricamente largos terminados en cargas adaptadas o con guías dieléctricas. Las antenas resonantes son aquellas que presentan dimensiones del orden de $\lambda/2$. Este tipo de antena se puede utilizar en todas las bandas de frecuencias y se caracterizan por presentar una impedancia de entrada puramente resistiva a la frecuencia de resonancia [2].

La parte imaginaria de la impedancia de entrada de las antenas resonantes varía rápidamente con la frecuencia. Por ello, se dice que estas antenas se pueden comportar como dos tipos de circuito resonante. La antena resonante se comporta como un circuito RLC serie cuando la parte imaginaria de la impedancia va desde valores negativos hasta valores positivos. Sin embargo, se comporta como un circuito RLC paralelo cuando la parte imaginaria de la impedancia va de valores positivos a valores negativos [1].

Sin embargo, la resonancia de una antena no es una característica imprescindible. Esto significa que existen antenas que no resuenan a ninguna frecuencia, y sin embargo funcionan de una forma correcta. A pesar de todo, la condición de resonancia en estos casos interesa porque facilita la transferencia de la energía transmitida entre la línea y la propia antena, sobre todo si la parte real de la impedancia de entrada de la antena es la impedancia característica de la línea de transmisión. Con esta condición, se consigue transferir la máxima potencia posible [2-5].

Los modelos de antenas lineales simulados han sido escogidos por alguna característica. Por ejemplo, en el caso del monopolo se conoce cómo es su campo eléctrico lejano radiado en un plano infinito de tierra. Además permite realizar comparaciones entre una antena básica, cómo es el monopolo, con antenas más complejas. En los casos de las antenas L invertida y F invertida, fueron elegidas ya que ambas partieron del monopolo. Mientras que la antena L invertida surgió de doblar el monopolo para reducir su altura, la antena F invertida resulta de evolucionar la antena L invertida, al añadir un *stub* que permita a la nueva antena conseguir una mayor impedancia de entrada que la antena L invertida [1].

Una nueva consideración que hay que añadir a las anteriores, es que las antenas se han simulado para trabajar a la frecuencia de 850 MHz. Esta frecuencia ha sido seleccionada ya que está dentro de la nueva banda de frecuencias admisibles para la tecnología 4G. Esta banda de frecuencias fue liberada en el año 2014 mediante el dividendo digital aplicado en la Unión Europea. Esta razón propició el estudio de algunas de las antenas básicas empleadas en los terminales móviles, siendo éste el principal motivo de la elección de la frecuencia de 850 MHz [6].

La otra frecuencia seleccionada fue 2400 MHz, donde principalmente funcionan los sistemas WiFi. Esta frecuencia es una de las resonancias del coeficiente de reflexión del monopolo (realmente la resonancia aparece en torno a 2400-2500 MHz). Además, permite desarrollar antenas que se pueden medir en la cámara semianecoica de la universidad.

Finalmente, es de especial interés aclarar el tamaño de los planos de tierra. Este hecho es muy relevante pues se quiere estudiar cómo se modifican las propiedades de las antenas en función del tamaño del plano

de tierra y de su posición en el plano. En este apartado se realizaron pruebas sobre planos de tierra de tamaños reducidos ya que las antenas colocadas en los terminales móviles están conectadas a este tipo de planos. Los planos estudiados fueron los siguientes:

- Plano infinito
- Planos finitos de forma cuadrada: lados 12cm, 25 cm y 100 cm.
- Planos finitos de forma circular: radios 12cm, 25cm y 100cm.

Igualmente, se ha simulado un plano más, un plano rectangular de tierra del tamaño de un terminal móvil común. En este caso se han tomado las medidas del iPhone 5 que son 12,38x5,86 cm [7]. Este plano se ha utilizado principalmente en los siguientes apartados, porque se quiere estudiar el funcionamiento de una antena básica en un terminal móvil.

2.1.- Monopolo situado en un plano infinito de tierra

Los primeros resultados que se muestran son los obtenidos al simular un monopolo de longitud $\lambda/4$ situado en un plano infinito de tierra. La longitud de onda, definida de la siguiente forma, nos permite obtener la longitud exacta del monopolo:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1)$$

Es decir, la longitud del monopolo simulado con el software FEKO es de 88 mm. El monopolo se ha modelado con un hilo que cuyo radio es 1 mm y se ha colocado de forma perpendicular al plano de tierra en el origen de coordenadas (ver figura 1).

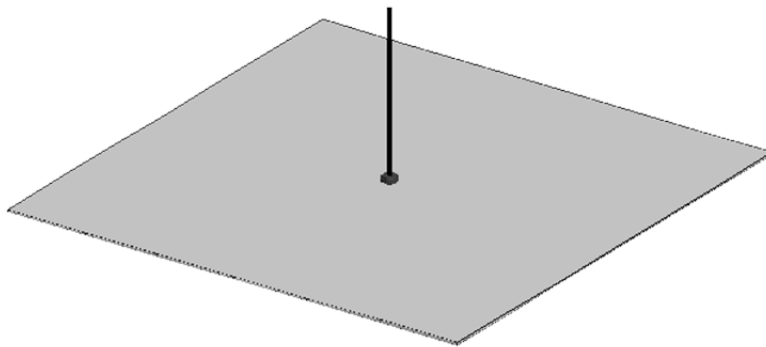


Figura 1. Monopolo situado en un plano infinito de tierra.

En la figura 2, se muestra el coeficiente de reflexión de este monopolo. Esto se debió a que se quería comprobar si aplicando la longitud exacta, es decir, $\lambda/4$ (88 mm), el monopolo tendría su resonancia a la frecuencia deseada de 850 MHz. Se puede ver al coeficiente de reflexión en un gran intervalo de frecuencias (400 MHz- 4000 MHz) para poder visualizar las resonancias de la antena.

Se observa que las frecuencias de resonancia no coinciden ni con la primera ni con la segunda frecuencias de trabajo deseadas. Por esta razón, fue necesario ajustar la longitud real del monopolo para que la frecuencia de resonancia fuese igual a 850 MHz. Para conseguir aumentar la frecuencia de resonancia es necesario disminuir la longitud de la antena, (ver ecuación 1). Disminuyendo la longitud de la antena a 83 mm se consiguió ajustar la frecuencia de resonancia, tal y como se muestra en la figura 3.

Debido a que se quiere estudiar el monopolo a la frecuencia de 850 MHz, en este apartado no se tuvo en cuenta la otra resonancia que aparece en la banda de frecuencias de 2400 a 2600 MHz (en torno a 2500 MHz), sino que se utilizó en posteriores apartados.

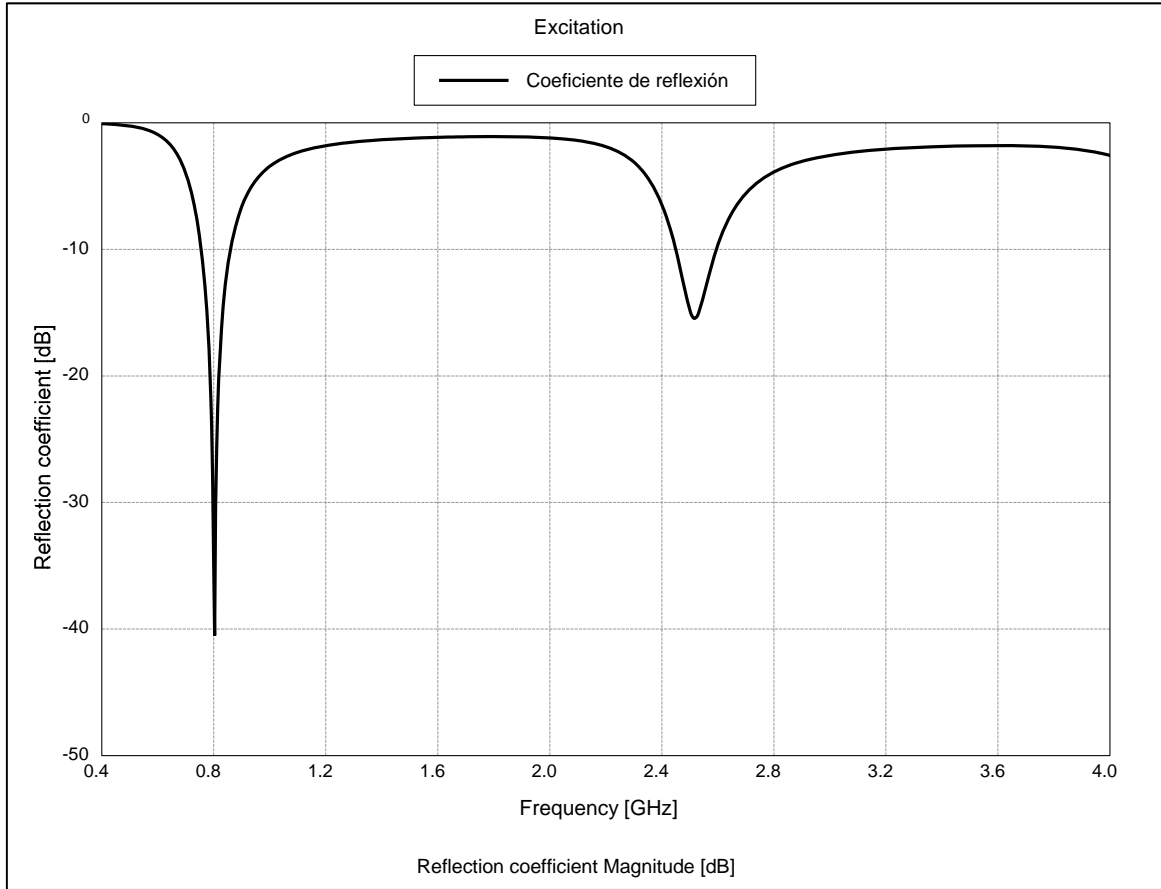


Figura 2. Coeficiente de reflexión del monopolo en un plano infinito de tierra.

Un parámetro fundamental de las antenas es su ancho de banda. Para calcularlo se tiene que definir el umbral, es decir, el máximo del coeficiente de reflexión permitido. Este tipo de antenas presenta una gran variación de la impedancia de entrada con la frecuencia, por ello, es necesario utilizar un umbral alto como pueden ser 6 dB. Para poder demostrar razonadamente este umbral elegido, es necesario definir los siguientes parámetros:

- **La impedancia característica (Z_0):** se denomina impedancia característica de una línea de transmisión infinita a la relación existente entre la tensión y la corriente en un punto de la línea, siendo esta relación independiente de la distancia “z”, tal que [8]:

$$Z_0 = \frac{V^+(z)}{I^+(z)} = \frac{V_0^+}{I_0^+} \quad (2)$$

- **El coeficiente de reflexión (ρ_L):** el coeficiente de reflexión de una línea de transmisión nos indica la relación que existe entre la onda reflejada y la onda incidente, quedando definido en la carga como [8]:

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3)$$

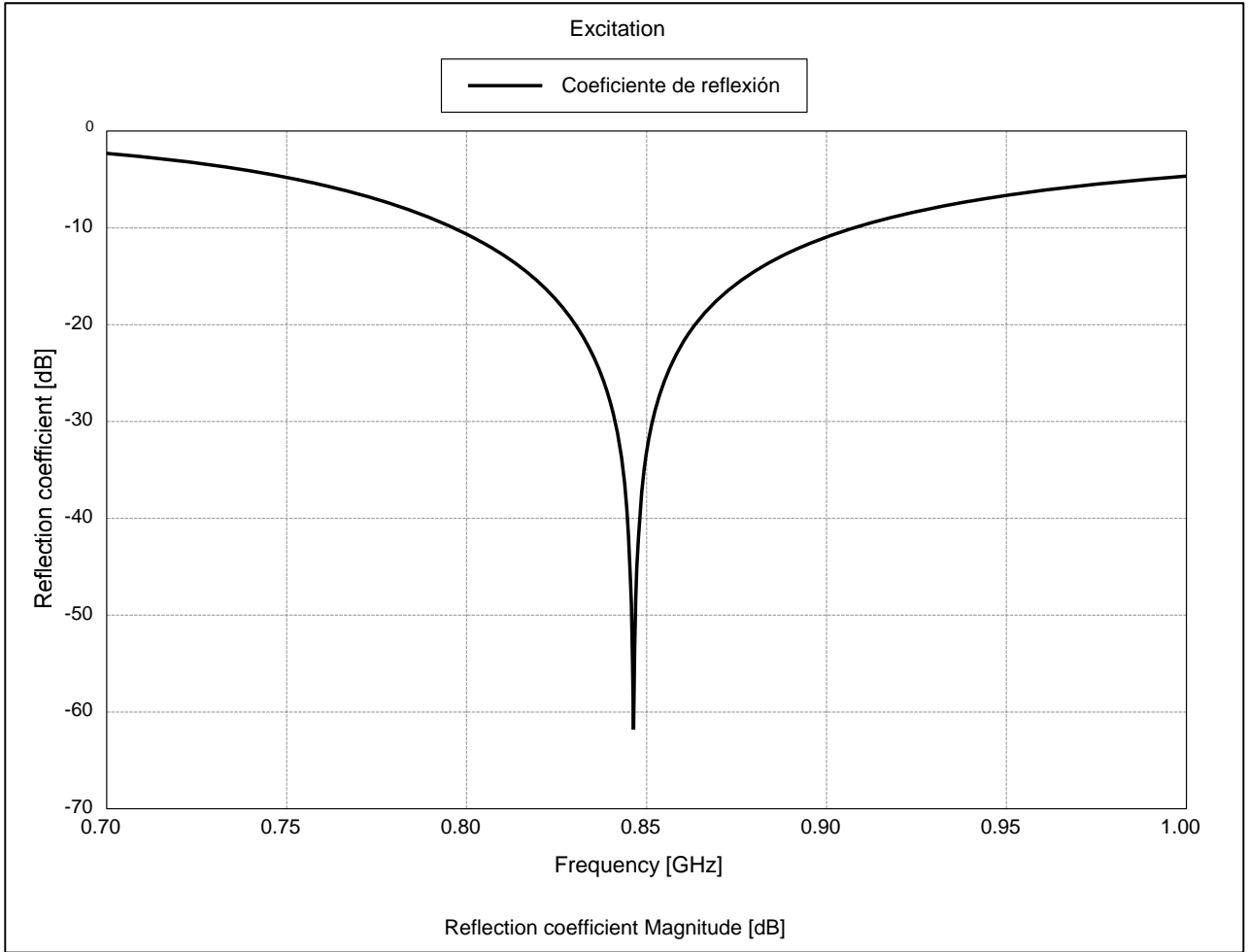


Figura 3. Coeficiente de reflexión ajustado del monopolo en un plano infinito de tierra.

- **Las pérdidas de retorno (RL):** las pérdidas de retorno son las pérdidas producidas entre la onda incidente y la onda reflejada y quedan definidas como [8]:

$$RL = 20 \log |\rho_L| \quad (4)$$

- **El coeficiente de onda estacionaria (ROE):** El coeficiente de onda estacionaria es la relación que se produce, cuando una línea de transmisión no está perfectamente adaptada, entre la tensión de la línea en un máximo y un mínimo. Este coeficiente se presenta como una forma fácil de medir si una línea, en este caso una antena, está adaptada o no. Cuando una línea está acabada en una carga igual a su impedancia característica el ROE vale 1, mientras que cuando una línea está acabada en una carga igual a un cortocircuito ($Z_L = 0$) o en una carga igual a un circuito abierto ($Z_L = \infty$) el ROE de la línea vale ∞ [8]:

$$ROE = \frac{|V|_{max}}{|V|_{min}} = \frac{1+|\rho_L|}{1-|\rho_L|} \quad (5)$$

Partiendo del umbral seleccionado anteriormente, y aplicando las ecuaciones 4 y 5 se puede llegar a:

$$-6 = 20 \log |\rho_L| \Rightarrow |\rho_L| = 0,5 \Rightarrow ROE = 3$$

En consecuencia, de los resultados obtenidos en las simulaciones se puede determinar el ancho de banda usando el umbral establecido [2].

Una vez explicado el umbral escogido, se puede realizar la medida del ancho de banda del monopolo situado sobre un plano infinito de tierra. Introduciendo la impedancia de referencia del monopolo (36Ω) para calcular el coeficiente de reflexión en FEKO, se obtuvieron las figuras 2 y 3, ya comentadas anteriormente. En la figura 3, se observa el módulo del coeficiente de reflexión en el cual la frecuencia de resonancia es prácticamente igual a la frecuencia de trabajo y en el cual ya se puede realizar la medida del ancho de banda a -6 dB. El monopolo presenta un ancho de banda igual a 198 MHz, lo que equivale a un 23,3% respecto a la frecuencia de trabajo.

Antes de corroborar los datos tomados de la simulación de la impedancia, que se muestra en la figura 4, hay que resolver unos fundamentos básicos de la impedancia de la antena. Partiendo de la condición de resonancia se debe describir el concepto de impedancia de entrada de una antena.

En el libro Antenas [2], la impedancia de entrada de una antena queda definida de la siguiente forma:

“Se define la impedancia de entrada de una antena como la relación existente entre la tensión y la corriente en ese punto. En notación fasorial de régimen permanente sinusoidal, poseerá una parte real $R_e(\omega)$ y una imaginaria $X_e(\omega)$, ambas dependientes en general de la frecuencia. Si Z_e no presenta una parte reactiva a una frecuencia, se dice que es una antena resonante.”

También, se definen los elementos resistivos que forman la parte real de la impedancia de entrada. Para ello, emplean los términos de potencia entregada, radiada y de pérdidas.

“Dado que la antena radia energía, hay una pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a radiación, que puede ser asignada a una resistencia de radiación, R_r , definida como el valor de la resistencia que disiparía óhmicamente la misma potencia que la radiada por la antena.”

$$P_{radiada} = I^2 \cdot R_r \quad (6)$$

“Superpuestas a la radiación tendremos las pérdidas que puedan producirse en la antena, habitualmente óhmicas en los conductores, si bien en las antenas de ferrita también se producen pérdidas en el núcleo. La potencia entregada a la antena es la suma de las potencias radiada y de pérdidas en la antena. Todas las pérdidas pueden globalizarse en una resistencia de pérdidas R_Ω . La resistencia de entrada es la suma de la radiación y pérdidas.”

$$P_{entregada} = P_{radiada} + P_{perdidas} = I^2 \cdot R_r + I^2 \cdot R_\Omega \quad (7)$$

En la figura 4, se muestra la variación de la impedancia en un intervalo amplio de frecuencias. La parte real de la impedancia de entrada del monopolo siempre es mayor que cero, mientras que la parte imaginaria va variando a lo largo de la frecuencia presentando reactancias nulas en 850, 1550, 2600 y 3300 MHz. Se comprueba que realmente la resonancia a 2600 MHz era la tercera resonancia. Los tipos de resonancia son circuitos RLC serie (850 y 2600 MHz) y paralelo (1550 y 3300 MHz). Sin embargo, las resonancias a 1550 y 3000 MHz no son visibles en la figura 2, debido al alto valor que presenta la parte real de la impedancia de entrada a esas frecuencias. Consecuentemente, para 850 MHz, cuando la impedancia característica es 36Ω , se consigue adaptar la antena puesto que se consigue un pico del coeficiente de reflexión que alcanza los -60 dB, y además la parte reactiva es cercana a cero, lo que convierte al monopolo en una antena resonante.

Los diagramas de radiación del monopolo se presentan en la figura 5. Se muestran el diagrama del plano vertical (plano XZ) y el diagrama del plano horizontal (plano XY). Sólo se muestra un plano vertical porque el modelo tiene simetría de revolución en el eje z, lo cual provoca que todos los planos verticales sean idénticos. Por esta razón, el plano horizontal es constante para cualquier valor de ϕ .

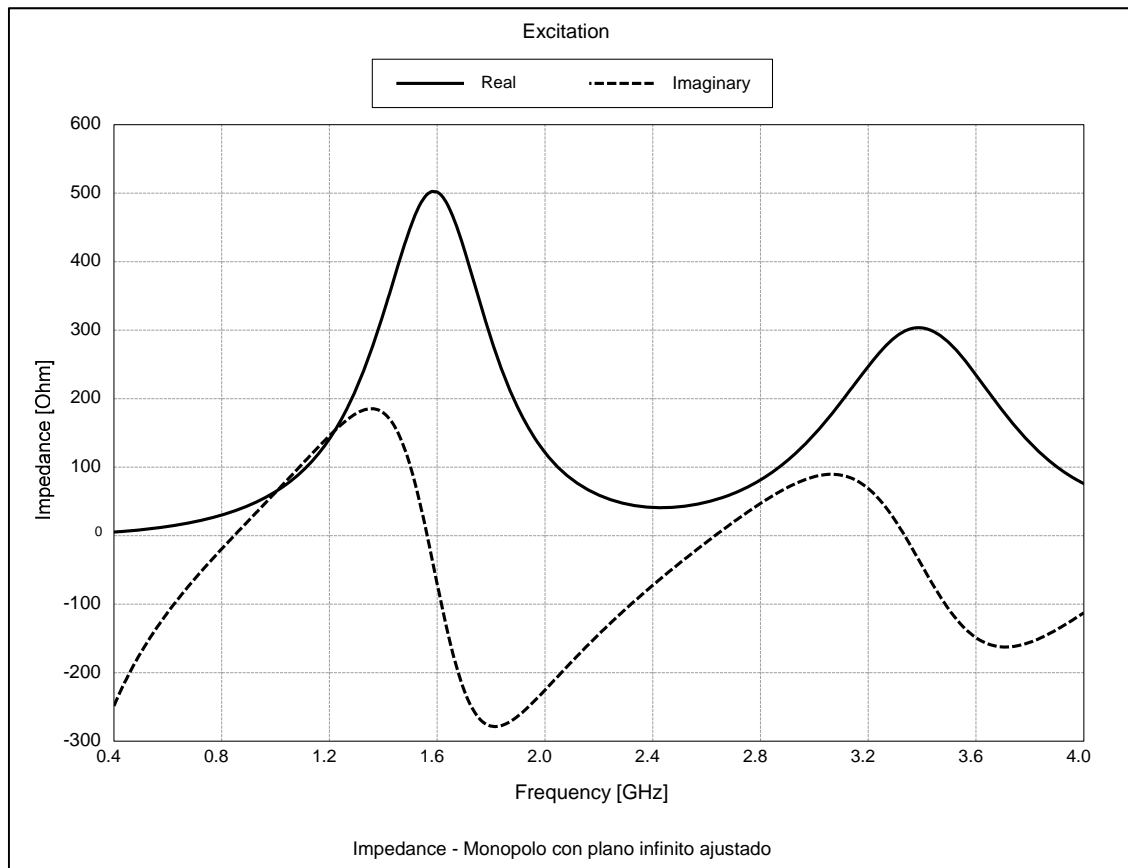


Figura 4. Impedancia de entrada del monopolo en un plano infinito de tierra.

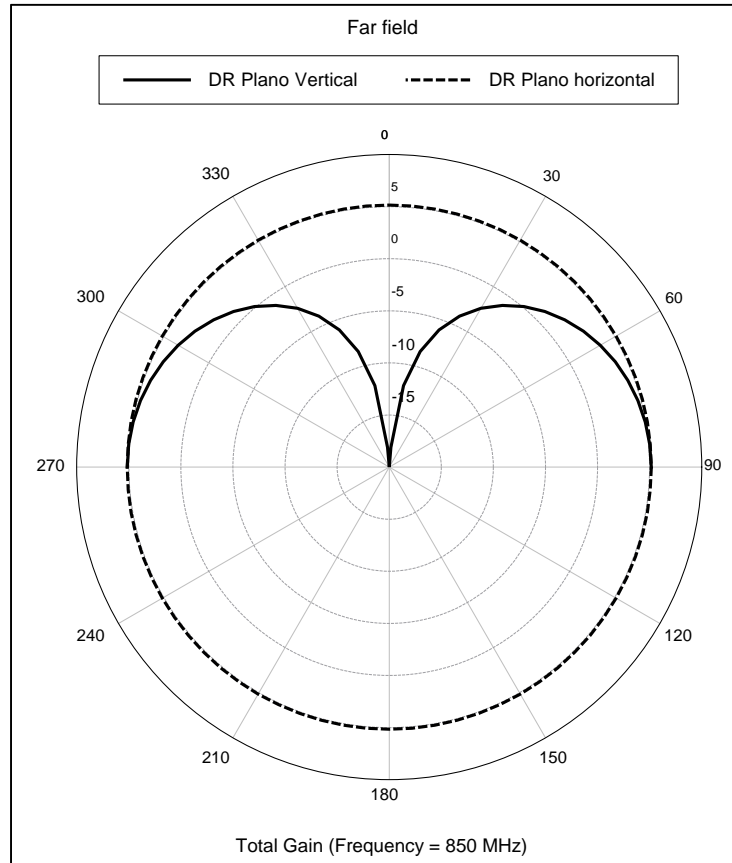


Figura 5. Diagrama de radiación del monopolo en un plano infinito de tierra

2.2.- Tipo de mallado.

En este apartado se ha comprobado qué tipo de mallado del software FEKO es mejor. Para definir el mallado hay que explicar que FEKO utiliza, por defecto, el Método de los Momentos (MoM). MoM es un método numérico que transforma las ecuaciones de Maxwell en una formulación discreta. El mallado es el proceso de convertir el dominio continuo en el dominio discreto para resolver las ecuaciones [9].

Para discretizar las superficies, se suelen utilizar triángulos o rectángulos, en este caso FEKO utiliza triángulos ya que se ajusta mejor para superficies de formas arbitrarias. Los triángulos sirven para aproximar la corriente superficial utilizando las funciones de base Rao-Wilton-Glisson (RWG). Por esta razón, para conseguir unos mejores resultados en la simulación es necesario mallar con mayor densidad de triángulos, las regiones donde la variación de la corriente es la más alta [9].

Dentro del software FEKO se encuentran disponibles cuatro tipos de mallados distintos: *coarse*, *standard*, *fine* y *custom*. El mallado *coarse* es el que emplea un menor número de elementos para dividir la geometría, por lo que es el que utiliza un menor número de incógnitas a costa de reducir la precisión de las simulaciones. El tipo *standard* utiliza un número intermedio de elementos, es decir, emplea menos elementos que el mallado *fine* pero más que el *coarse*. El número de incógnitas que utiliza es un número que FEKO estipula como normal obteniendo una precisión bastante aceptable. El mallado *fine* es el que mayor número de elementos e incógnitas utiliza para dividir la geometría y para realizar las simulaciones. El mallado *custom* permite establecer el tamaño concreto de los triángulos. Es el mallado utilizado cuando se conoce el funcionamiento de las simulaciones a realizar. Sin embargo, no se compara en este apartado pues en este proyecto sólo se utiliza en caso de que aparezcan *warnings* (avisos) o errores.

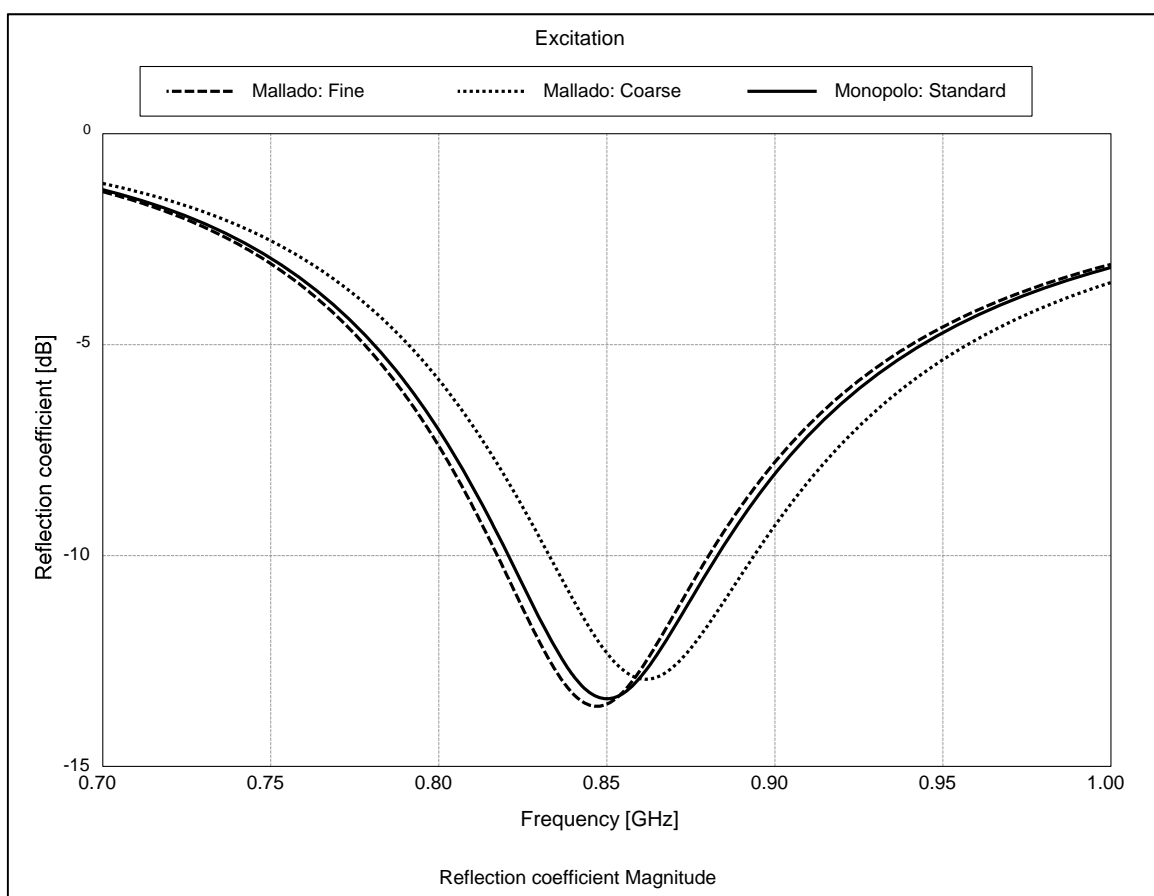


Figura 6. Variación del coeficiente de reflexión según el mallado empleado.

Al realizar el mallado, también se puede determinar el tamaño del radio del hilo a simular. El radio es personalizable en los tres tipos de mallados y, en función de las medidas de la antena, es necesario emplear un radio u otro. Normalmente, el valor del radio está comprendido entre 0,1 mm y 1 mm. Por ejemplo, en el diseño de la antena F invertida a 2400 MHz, al estar separados los *stubs* una distancia de 3 mm pueden surgir errores si se simulan los hilos con radios iguales a 1 mm. Por esta razón, es necesario emplear radios de menor tamaño.

Los resultados que se muestran en la figura 6 son obtenidos al simular el monopolo de longitud $\lambda/4$ en el plano de 12,38 cm de largo y de 5,86 cm de ancho. Para realizar esta comparación, el monopolo se ha colocado en el centro de este plano, con un radio de 1 mm, y se ha aumentado la longitud a 90,3 mm para que resuene a 850 MHz en el tipo de mallado *standard*.

Debido a los resultados de las figuras número 6 y 7, el mallado *standard* ha sido el seleccionado para su utilización en las simulaciones de los siguientes apartados. El mallado *standard* permite conseguir resultados muy próximos a los que genera el mallado *fine*, pero con un menor número de incógnitas (74 frente a 103 incógnitas). Hay que destacar que en la figura 6, el monopolo ha sido ajustado para el mallado *standard*, y a pesar de ello el mallado *fine* también obtiene la resonancia en una frecuencia muy cercana a 850 MHz. Mientras que en la figura 7, la impedancia de entrada del monopolo apenas varía una cantidad muy pequeña de ohmios, aproximadamente un 10%.

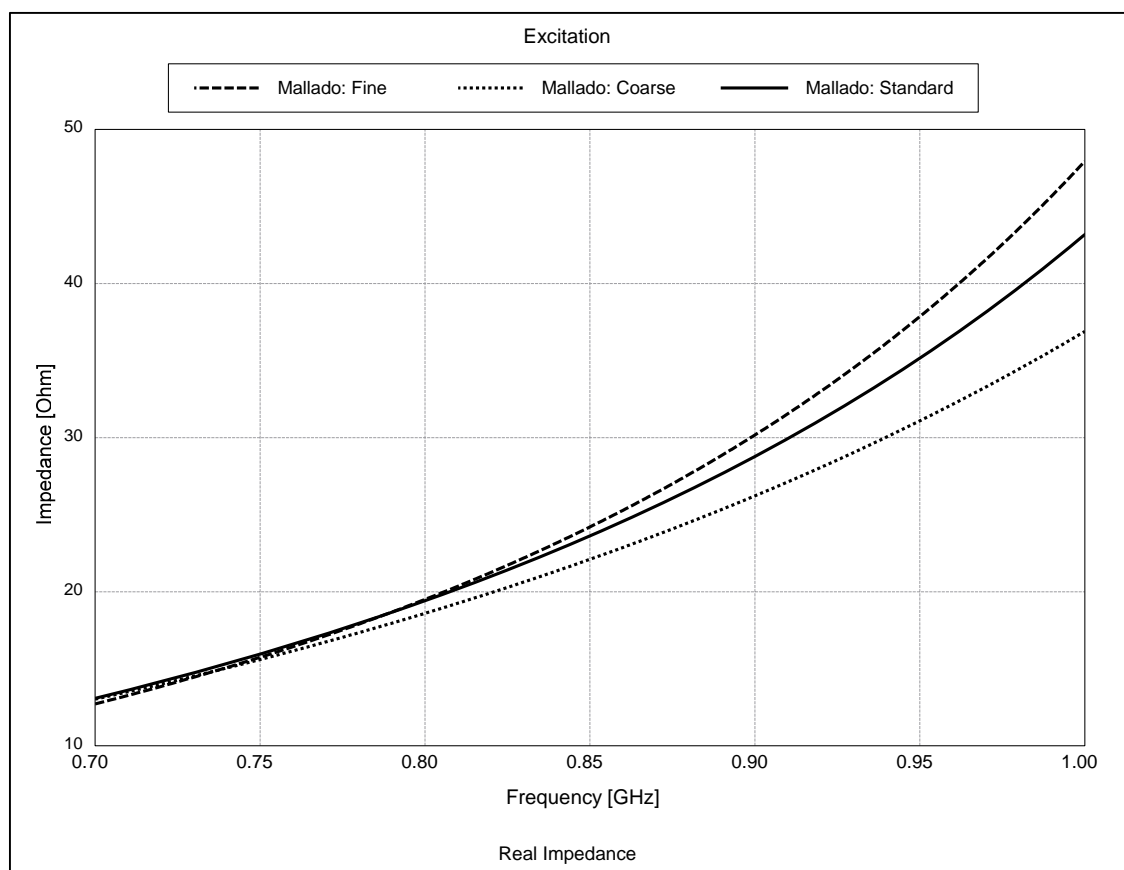


Figura 7. Variación de la parte real de la impedancia de entrada según el mallado empleado.

2.3.- Monopolo en planos finitos de tierra

En este apartado, se presentan los resultados obtenidos al simular un monopolo colocado en diferentes planos de tierra, primero en planos cuadrados y posteriormente en circulares.

En todos los casos, el monopolo se ha colocado en el centro del plano, a la frecuencia de trabajo de 850 MHz, con un radio de 1 mm y como se comentó al principio de este punto, se han desarrollado tres planos de cada tipo.

2.3.1.- Planos de tierra cuadrados

Debido a que se quería estudiar el efecto del plano de tierra finito sobre una antena, se decide colocar el monopolo diseñado para un plano infinito, en un plano finito de tierra de forma cuadrada. El tamaño puede afectar muy significativamente a diferentes parámetros del monopolo, por ello se van a emplear planos con distintas dimensiones.

El plano de tierra de forma cuadrada tiene unos lados iguales a: 12cm, 25cm y 100 cm. Como el monopolo tiene una longitud de $\lambda/4$ (88 mm), se han estudiado casos en los que la longitud del monopolo siempre es inferior al lado de los planos. Su situación es la misma que la que se muestra en la figura 1, obviando que en esa imagen el plano mostrado es un plano infinito y en este apartado los planos empleados son finitos.

Debido al uso de planos conductores de distinto tamaño se produce un desajuste en la primera frecuencia de resonancia del monopolo. Es necesario modificar las dimensiones del monopolo en los tres planos cuadrados para poder reajustarla a 850 MHz (ver longitudes del monopolo en la tabla 2).

En la figura 8 se muestra el coeficiente de reflexión del monopolo, calculado con una impedancia característica igual a 36Ω en los tres casos (ver medidas del ancho de banda a -6 dB en la tabla 2).

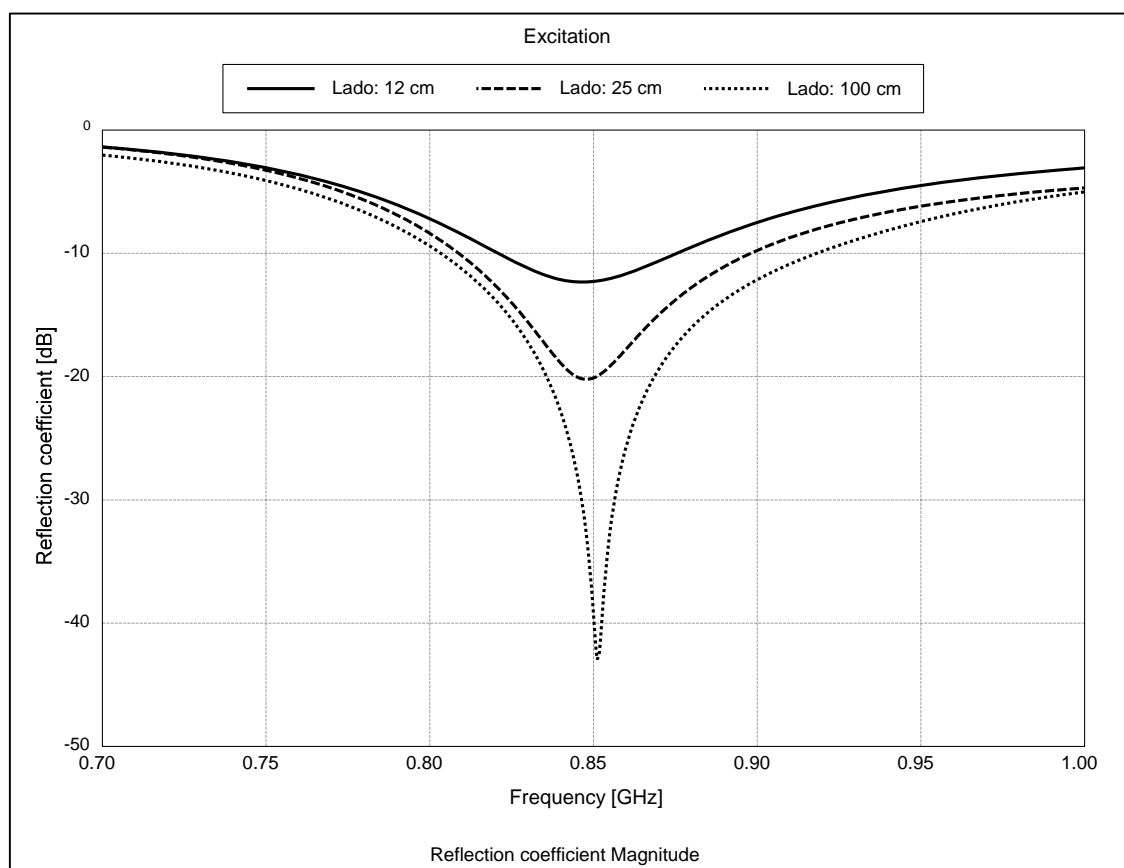


Figura 8. Coeficientes de reflexión del monopolo sobre planos cuadrados.

En la figura 9, se muestra como varía la impedancia de entrada de la antena respecto a la frecuencia. En estos casos, al no variar la posición del monopolo, la impedancia aumenta en una cantidad poco significativa. Sin embargo, no se llega a alcanzar la impedancia de referencia del monopolo de longitud $\lambda/4$, a excepción del plano cuyo lado mide 100 cm que sí lo hace (ya que al ser el lado 10 veces mayor que la longitud del monopolo, el plano se puede considerar infinito), el resto de planos al emplear lados comparables a la longitud del monopolo, la impedancia se ve afectada y no alcanza los 36Ω (ver tabla 2).

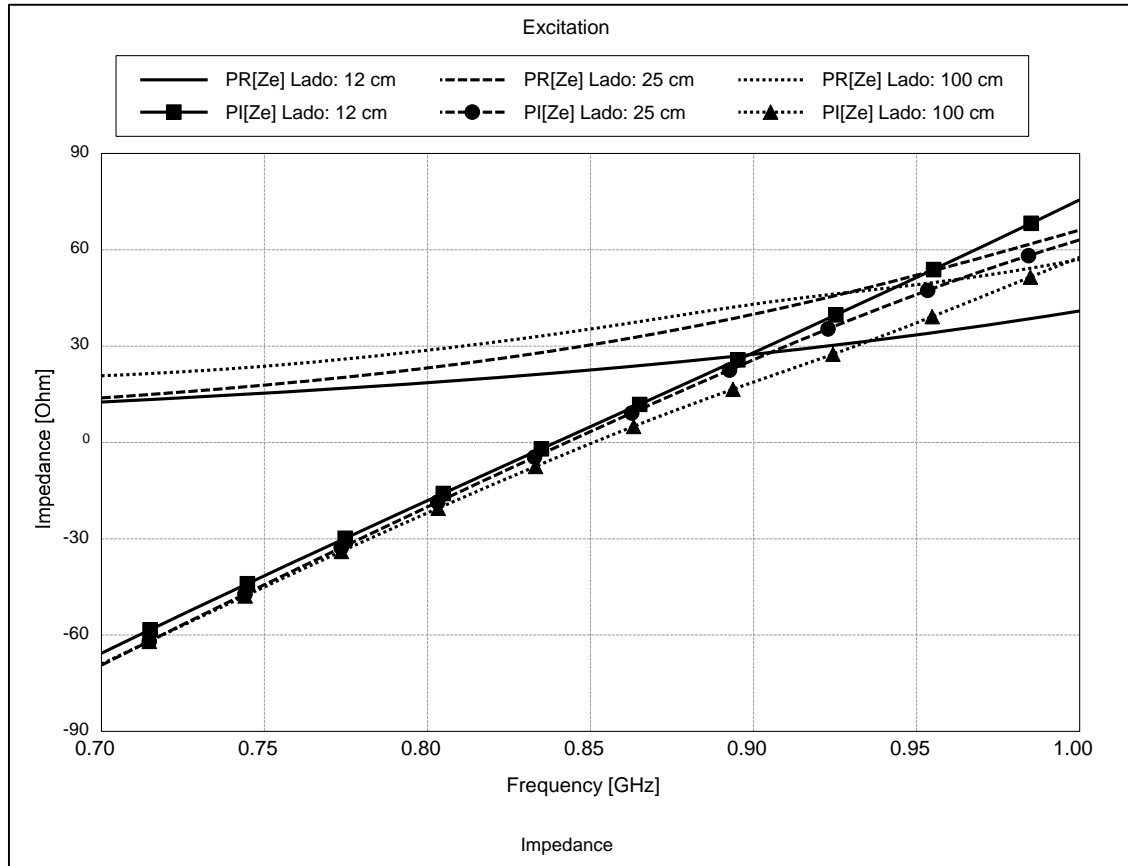


Figura 9. Impedancia de entrada del monopolo sobre planos cuadrados.

Tabla 2. Comparación de resultados de los planos cuadrados

Tamaño de lado (cm)	Longitud del monopolo (mm)	Frecuencia de resonancia (MHz)	Impedancia de entrada a la frecuencia de resonancia (Ω)	Ancho de banda a -6 dB (MHz)
12	84	850	$22,6 + 4,9j$	130 (15,2%)
25	81,5	850	$30,4 + 3,4j$	171 (20,1%)
100	85	850	$35,4 - 0,3j$	200 (23,5%)
∞	83	850	$36,5 + 1,7j$	198 (23,3%)

En la figura 10, se visualiza el diagrama de radiación del plano vertical XZ, los cortes corresponden a los tres planos cuadrados del apartado. El diagrama del plano XZ es igual al diagrama del plano YZ. Esto se debe a que al utilizar planos cuadrados los dos cortes utilizados son idénticos. Sin embargo, aunque estos dos diagramas son iguales, no existe simetría de revolución sobre el eje “z”. No existe simetría ya que los cortes verticales diagonales, por ejemplo, el plano vertical girado 45° sobre el eje “z”, no son iguales a los planos anteriores (ver figura 11).

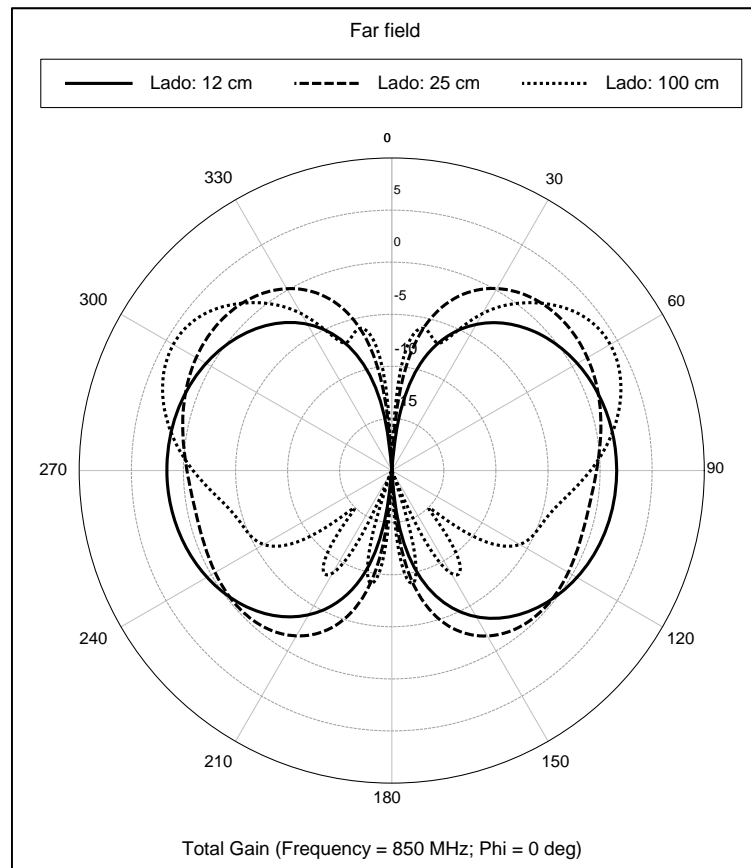


Figura 10. Diagramas de radiación del monopolo en el plano vertical ($\phi = 0^\circ$).

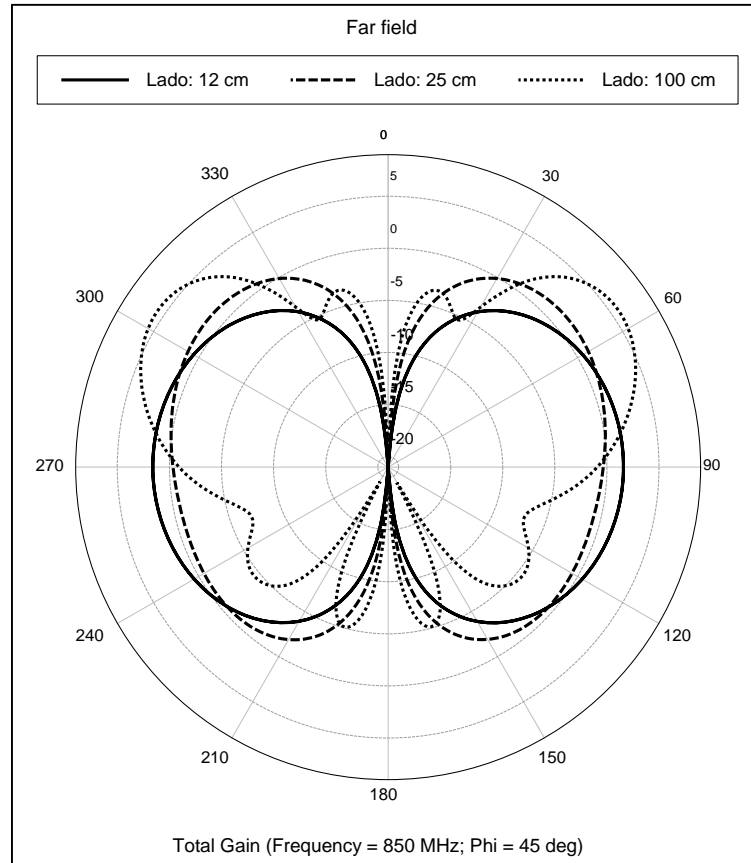


Figura 11. Diagramas de radiación del monopolo en el plano vertical ($\phi = 45^\circ$).

En la figura 12, se muestran los diagramas de radiación del plano horizontal XY, correspondientes a los tres planos cuadrados del apartado. A excepción, del plano cuyo lado mide 100 cm que presenta pequeñas variaciones en el plano horizontal, los diagramas indican que el monopolo, situado en los tres planos, radia por igual en todas las direcciones del plano horizontal.

En los planos verticales se puede observar que el campo llega al semiespacio inferior y que por lo tanto, el monopolo radia en muchas direcciones del semiespacio inferior al plano de tierra.

También se puede observar que, a la par que disminuye el plano de tierra, el diagrama de radiación del monopolo es cada vez más parecido al diagrama de radiación generado por un dipolo en el espacio libre y cuanto más grande es el plano de tierra, más se aprecian las diferencias (ver figura 13).

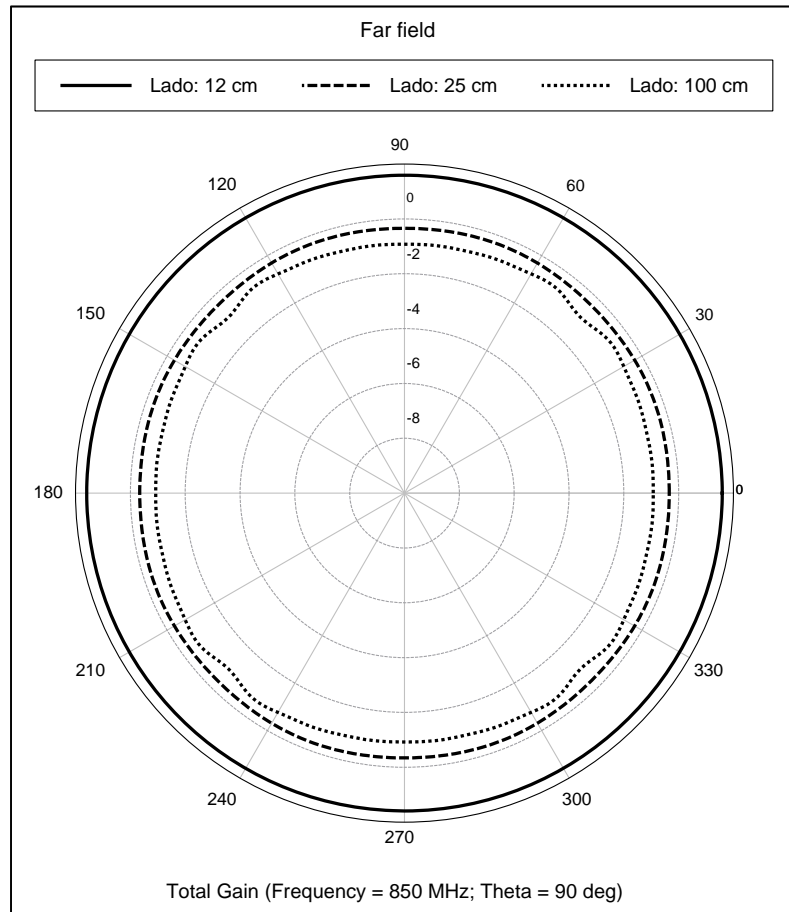


Figura 12. Diagramas de radiación del monopolo en el plano horizontal (theta = 90°).

2.3.2.- Planos de tierra circulares

También se estudió el efecto del plano de tierra finito circular sobre el monopolo. Como el tamaño puede afectar muy significativamente a diferentes parámetros del monopolo, se van a emplear planos con distintas dimensiones.

El radio de los planos de tierra circulares es 12cm, 25cm y 100 cm. Es decir, como el monopolo tiene una longitud de $\lambda/4$ (88 mm), se estudiaron casos en los que la longitud del monopolo siempre es inferior al radio de los planos.

Al utilizar lados de igual valor que el radio, las áreas de los planos no son iguales, ya que el área de un cuadrado no se calcula de la misma forma que el área de un círculo. Por ello, en las comparaciones realizadas, hay que tener en cuenta que el tamaño de los planos puede ser muy distinto.

El monopolo se encuentra en el centro de un plano circular de radio finito, tal y como se muestra en la figura 14. Las dimensiones del plano de tierra hacen variar la frecuencia de resonancia y es necesario volver a ajustarla para que sea igual a 850 MHz.

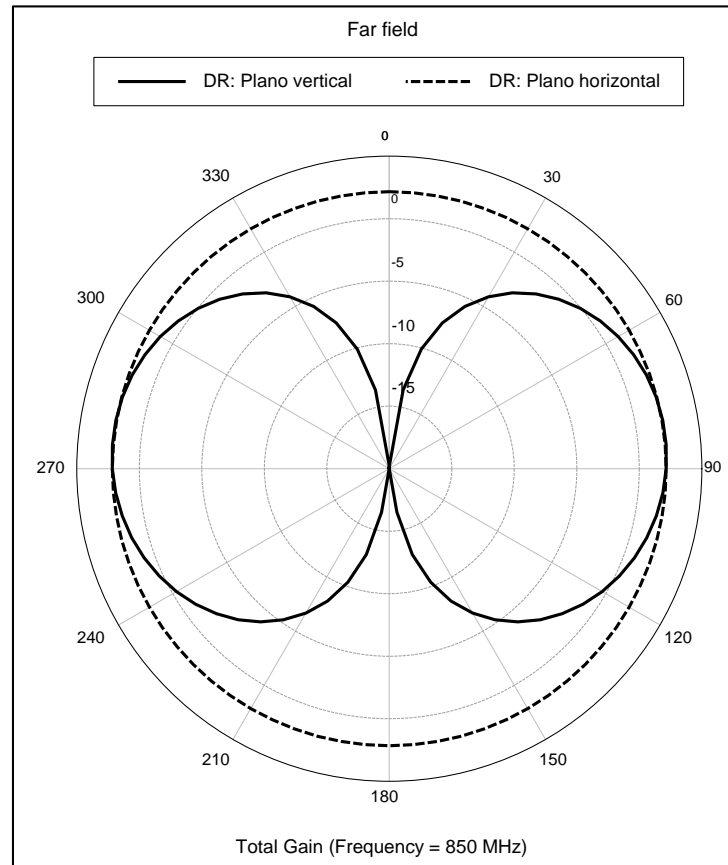


Figura 13. Diagramas de radiación en los planos vertical y horizontal del dipolo $\lambda/2$.

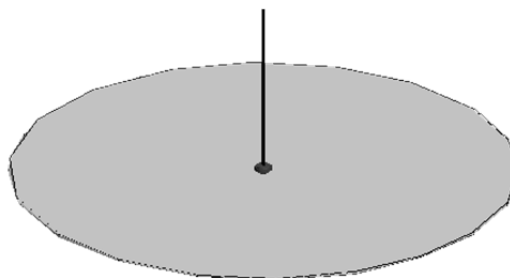


Figura 14. Situación del monopolo en un plano de tierra circular.

Como se puede comprobar en la figura 15, ajustando la longitud del monopolo para cada caso que representa un tamaño distinto del lado del plano de tierra, se consigue ajustar la frecuencia de resonancia a 850 MHz. Para el cálculo de los tres coeficientes de reflexión que se muestran en la figura 15, se utilizó una impedancia característica de 36Ω . Los resultados de las medidas de los anchos de banda a -6 dB de cada plano se pueden ver en la tabla 3.

En la figura 16, se muestra como varía la impedancia de entrada de la antena respecto a la frecuencia. En estos casos, al no variar la posición del monopolo, la impedancia aumenta ligeramente, de unos casos a otros, en una cantidad poco significativa. Sin embargo, al emplear como impedancia característica de la antena 36Ω -la impedancia característica del monopolo en el plano infinito-, únicamente en los planos de tierra significativamente grandes, se obtiene una parte real de la impedancia de entrada cercana a 36Ω .

Los valores de la parte real de la impedancia de entrada difieren muy poco, sólo en los planos sumamente grandes, de la impedancia de referencia del monopolo. Estos planos son aquellos en los que el radio, o lado, tienen un valor muy superior a la longitud del monopolo. En los planos cuyo tamaño de radio, o lado, es equiparable a la longitud del monopolo, la parte real de la impedancia de entrada no alcanza el valor de la impedancia de referencia. La diferencia entre la parte real obtenida y el valor de la impedancia característica, en estos casos, es una cantidad muy significativa (ver tabla 3).

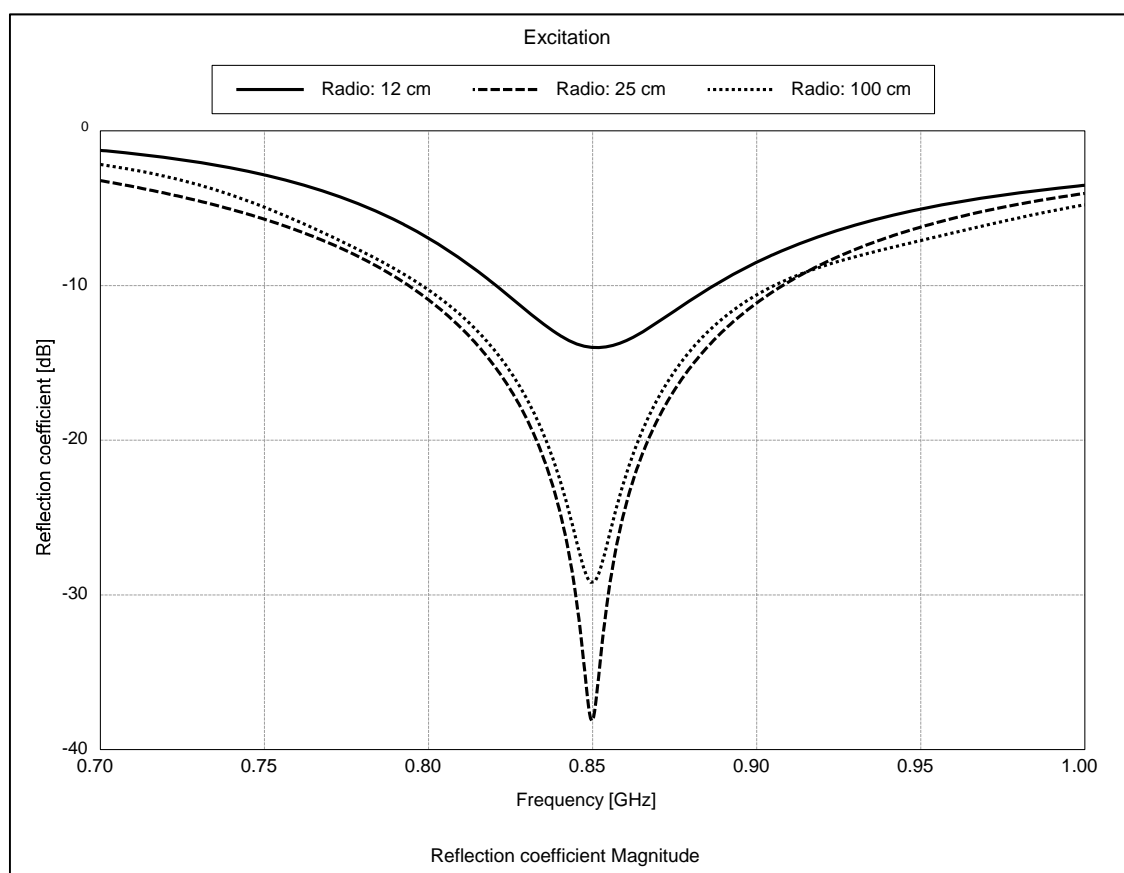


Figura 15. Coeficientes de reflexión del monopolo sobre planos circulares.

El diagrama de radiación en el plano vertical del monopolo es idéntico en todos los planos verticales porque existe simetría de revolución en el eje z , debido a la utilización de planos circulares. Por esta razón, sólo se representa el plano XZ de los planos verticales. En la figura 17, se visualizan los diagramas de radiación del plano vertical correspondientes a los tres planos circulares de radios 12 cm, 25 cm y 100 cm. En la figura 18, se muestran los diagramas de radiación del plano horizontal. Se puede decir que los diagramas de radiación del monopolo situado en planos circulares son más directivos que los diagramas del monopolo situado en planos cuadrados.

También se puede observar que en el plano de tierra cuyo radio vale 12 cm -área equiparable a la de los dos planos cuadrados más pequeños (ver tabla 3)-, el diagrama de radiación del monopolo se parece al diagrama generado por un dipolo en el espacio libre. Los otros dos planos circulares, presentan diagramas más directivos y con mayores diferencias respecto al diagrama de un dipolo $\lambda/2$ (ver figura 13).

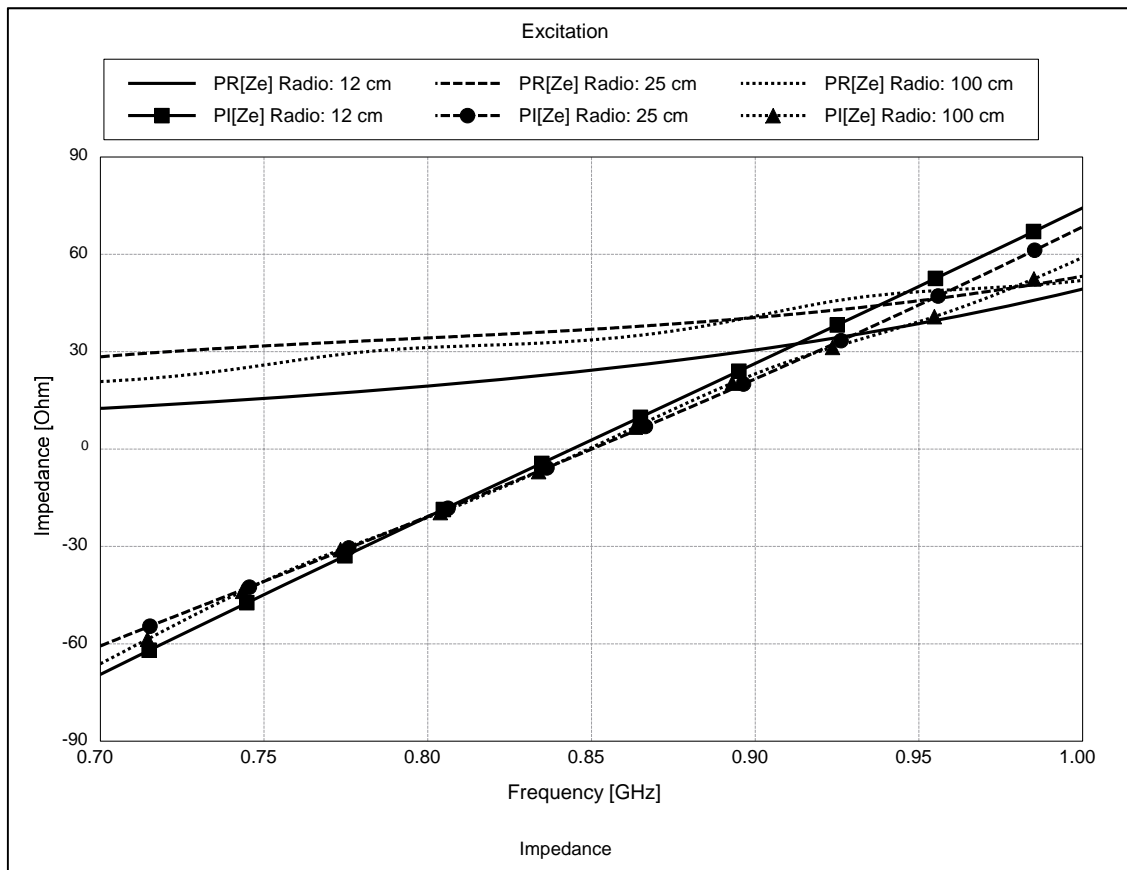


Figura 16. Impedancia de entrada del monopolo sobre planos circulares.

Tabla 3. Comparación de los resultados de las simulaciones entre planos cuadrados y circulares.

Tipo de plano	Tamaño del lado o radio (cm)	Área del plano (cm^2)	Longitud del monopolo (mm)	Frecuencia de resonancia (MHz)	Impedancia de entrada del monopolo (Ω)	Ancho de banda a -6 dB (MHz)
Circular	12	452,4	82,5	850	$24,3 + 2,7j$	140 (16,5%)
Circular	25	1963,5	84,6	850	$36,9 - 0,1j$	200 (23,5%)
Circular	100	31415,9	84	850	$33,6 + 0,4j$	210 (24,7%)
Cuadrado	12	144	84	850	$22,6 + 4,9j$	130 (15,2%)
Cuadrado	25	625	81,5	850	$30,4 + 3,4j$	171 (20,1%)
Cuadrado	100	10000	85	850	$35,4 - 0,3j$	200 (23,5%)
Infinito	∞	∞	83	850	$36,5 + 1,7j$	198 (23,3%)

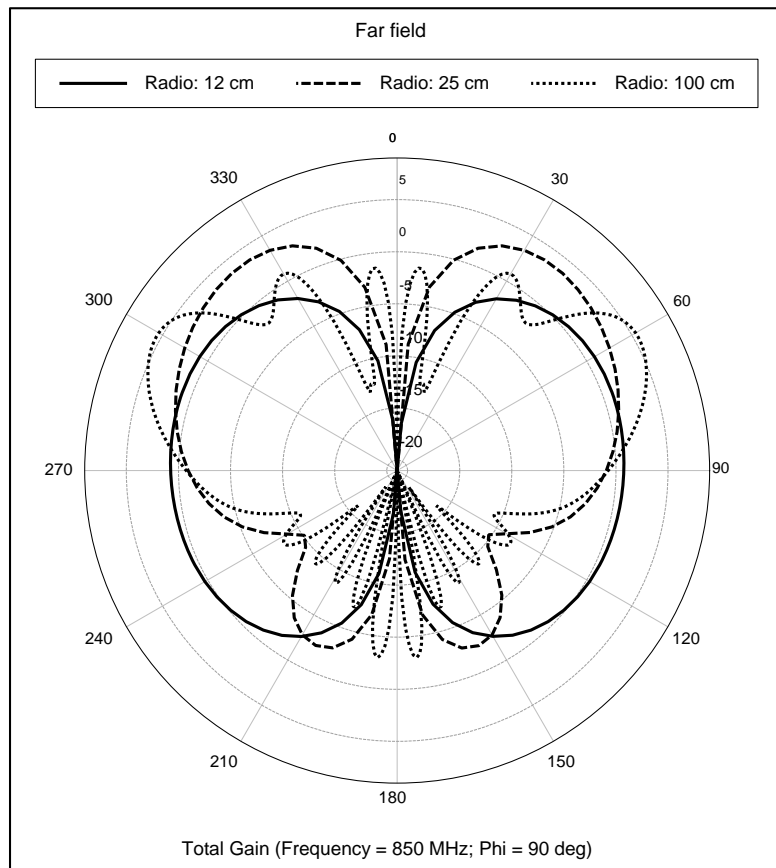


Figura 17. Diagramas de radiación del monopolo en el plano vertical sobre planos circulares.

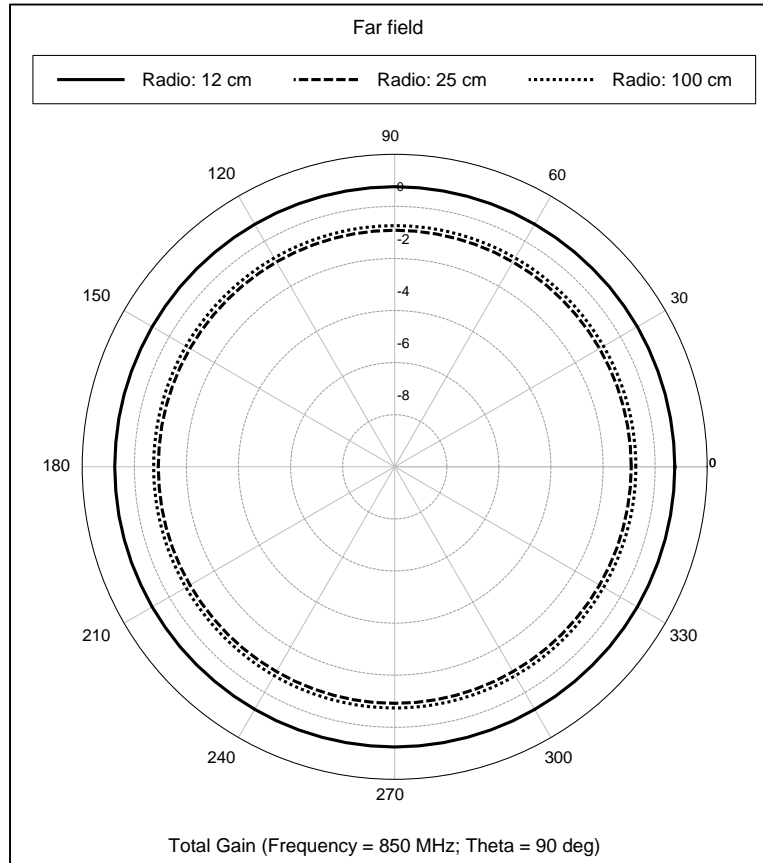


Figura 18. Diagramas de radiación del monopolo en el plano horizontal sobre planos circulares.

2.3.3.- Plano de tierra finito de tamaño 12,38x5,86 cm

En esta sección, se presentan los resultados obtenidos al simular el monopolo $\lambda/4$ en distintas posiciones del plano de tierra, cuyo largo es 12,38 cm y su ancho es 5,86 cm. Además de estudiar el efecto de un plano cuyo tamaño es idéntico al de un terminal móvil común, como es el iPhone 5, se pretende estudiar el efecto de la posición de la antena en un plano finito de tierra.

En este caso, las simulaciones se llevaron a cabo sobre un monopolo cuya frecuencia de trabajo es de 850 MHz y tiene un radio de 1 mm. Las posiciones estudiadas aparecen en la figura 19 y son enumeradas como se muestra en dicha figura. Además, indicar que el único monopolo cuya frecuencia de resonancia es 850 MHz, es el situado en el centro del plano (posición: 0,0), midiendo una longitud igual a 90,3 mm. Para el resto de posiciones, se observa la desviación de la frecuencia de resonancia al variar su posición en el plano de tierra.

Las posiciones escogidas han sido los bordes (0,2; 1,2; 2,0; 2,1) y una de las esquinas (2,2) puesto que son las posiciones que más hacen variar el campo eléctrico lejano, la impedancia y el coeficiente de reflexión [1]. Igualmente, se escogieron las posiciones intermedias (1,0; 0,1; 1,1) para ver cómo iba afectando el desplazamiento de la posición (ver tabla 4).



Figura 19. Posiciones del monopolo en el plano de tamaño 12,36 x 5,86 cm.

En la figura 20, se observa la variación del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para las distintas posiciones del monopolo. La impedancia característica utilizada para el cálculo del coeficiente de reflexión es en todos los casos la misma, 36 Ω . Se muestran todos los casos a la vez para acentuar las diferencias existentes entre ellos. El coeficiente de reflexión del monopolo situado en el centro es el que está remarcado con un negro más fuerte, a partir del cual se realizan algunas comparaciones (ver tabla 5).

En esta figura número 20, se producen grandes variaciones de la frecuencia de resonancia ya que el mínimo del coeficiente de reflexión se mueve desde 700 MHz (posición 2,2) hasta 850 MHz (posición 0,0). Esto indica que la posición de la antena en un terminal móvil va a ser un parámetro muy importante. Por ello, requiere numerosos cálculos para realizar una correcta instalación de la antena y que pueda funcionar a la frecuencia correcta.

Tabla 4. Tabla de posiciones.

Posición (i,j)	Coordenada X (cm)	Coordenada Y (cm)
(0,0)	0	0
(1,0)	1,465	0
(2,0)	2,93	0
(0,1)	0	3,095
(0,2)	0	6,19
(1,1)	1,465	3,095
(2,1)	2,93	3,095
(1,2)	1,465	6,19

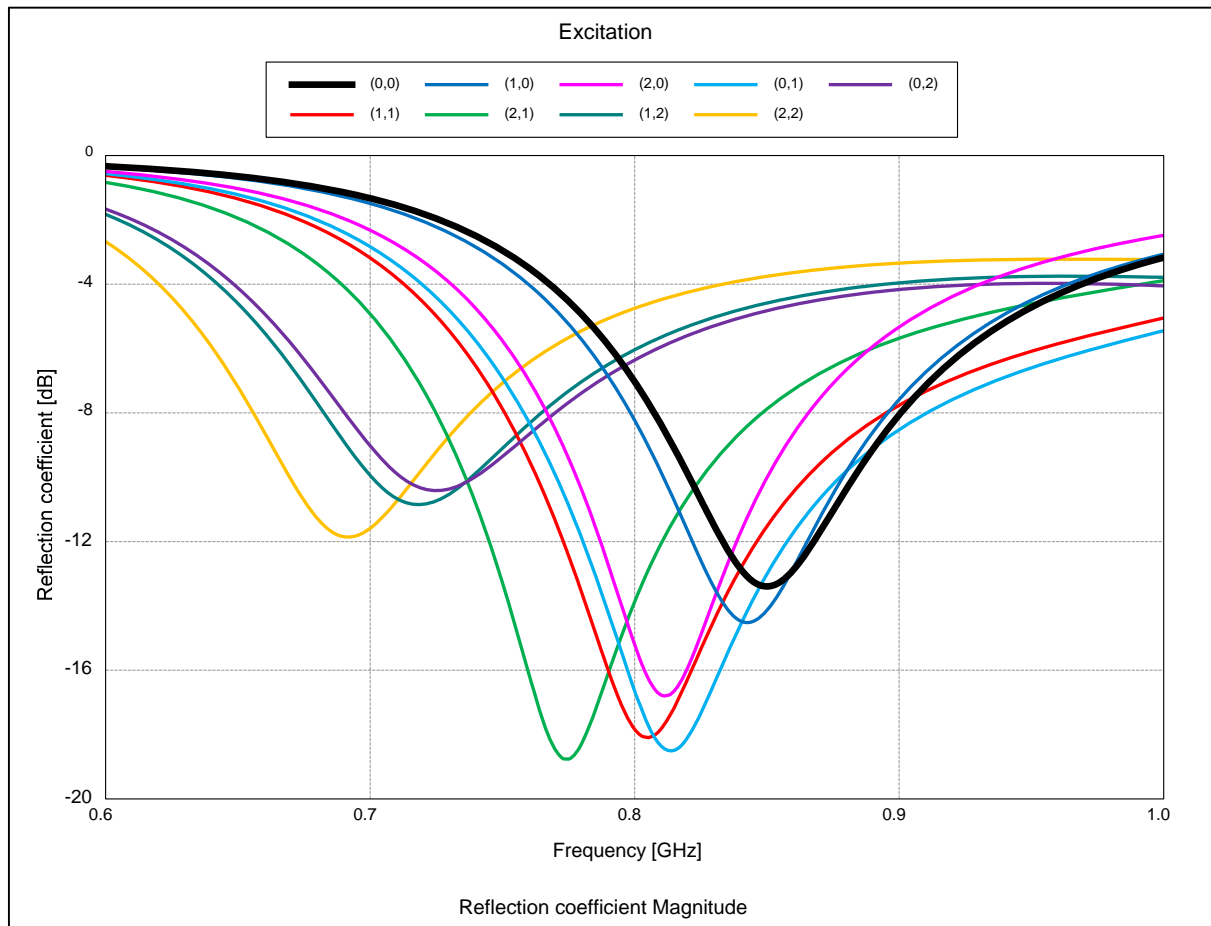


Figura 20. Coeficientes de reflexión del monopolo en las 9 posiciones diferentes.

En las figuras 21 y 22, se presentan los resultados obtenidos de la impedancia de entrada del monopolo en las distintas posiciones. Para diferenciar los resultados, la parte real y la parte imaginaria se muestran en dos gráficas distintas. Los valores exactos de la impedancia de entrada a la frecuencia de resonancia se muestran en la tabla 5.

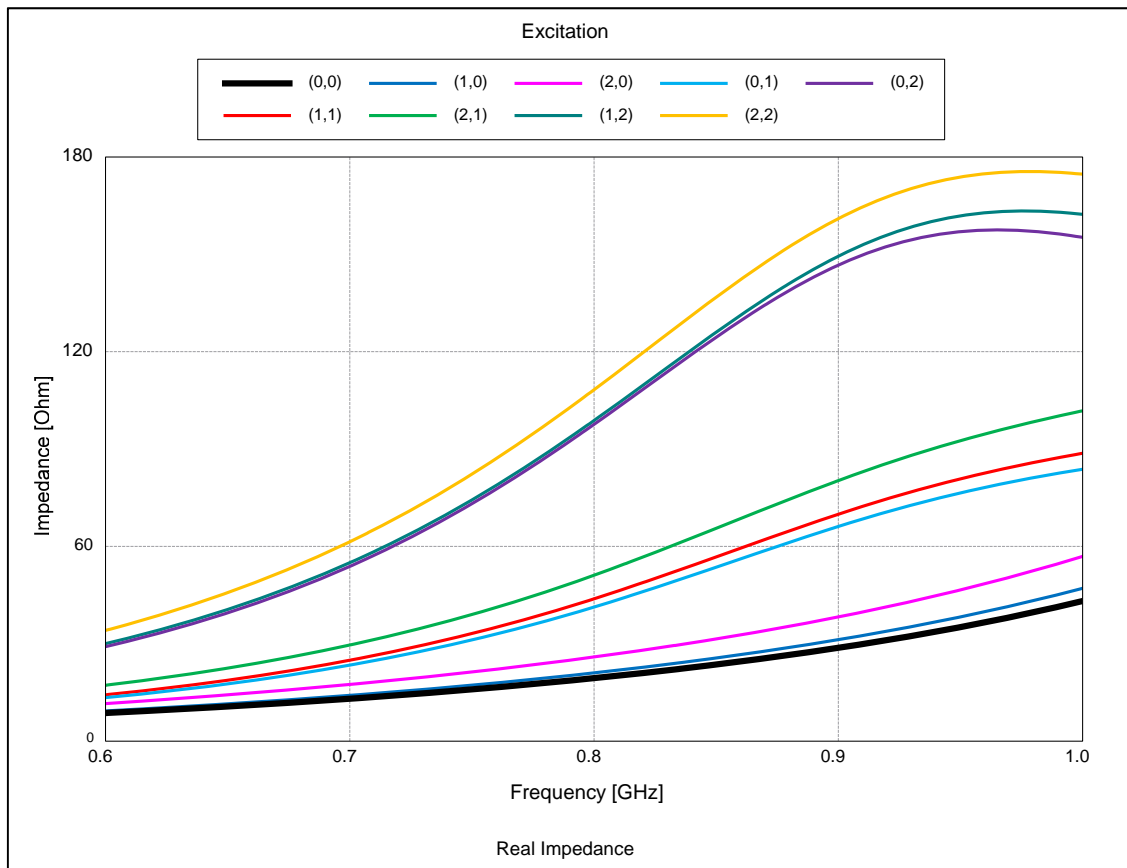


Figura 21. Parte real de la impedancia de entrada del monopolo en las 9 posiciones diferentes.

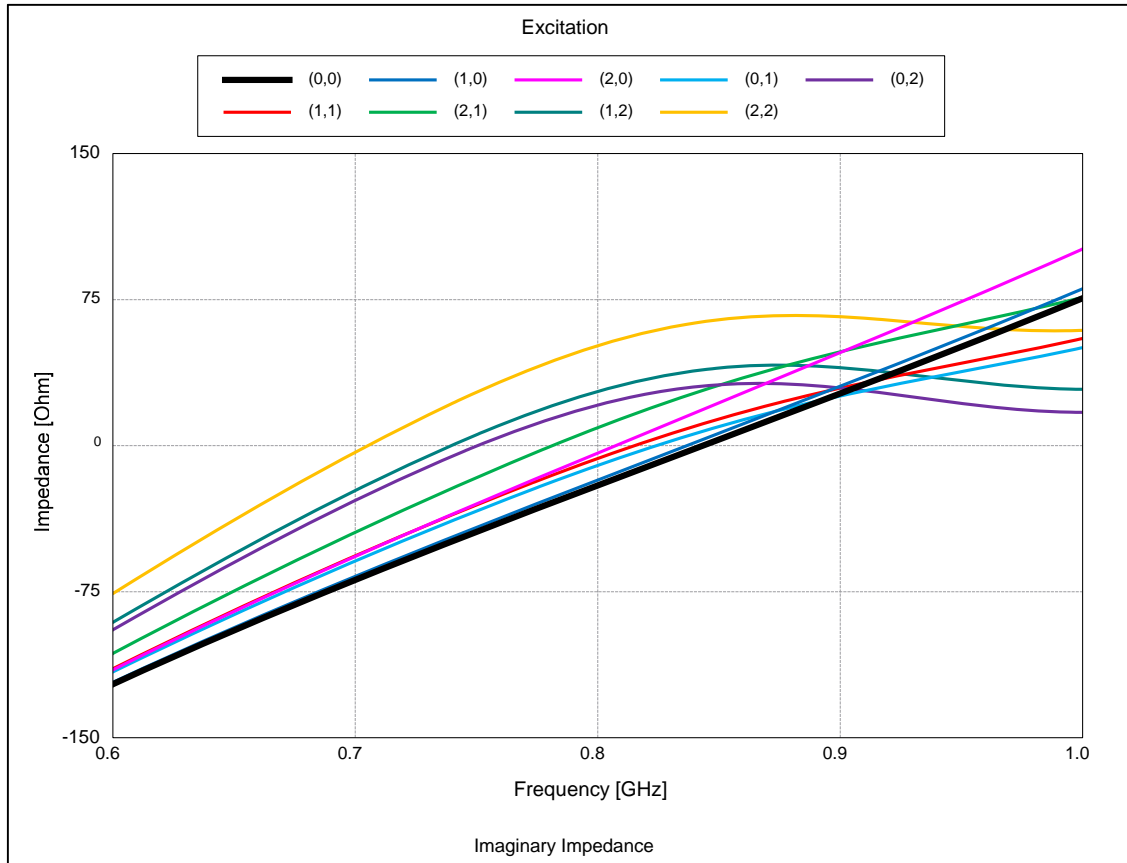


Figura 22. Parte imaginaria de la impedancia de entrada del monopolo en las 9 posiciones diferentes.

Tabla 5. Comparación de los resultados obtenidos al simular el monopolo en 9 posiciones distintas.

Posición	Longitud del monopolo (mm)	Frecuencia de resonancia (MHz)	Impedancia de entrada a 850 MHz (Ω)
(0,0)	90,3	850	23,64 + 3,09j
(1,0)	90,3	842,3	25,66 + 6,33j
(2,0)	90,3	812	31,53 + 21,92j
(0,1)	90,3	814,1	53,66 + 9,78j
(0,2)	90,3	725,3	124,6 + 31,24j
(1,1)	90,3	803,6	56,84 + 13,66j
(2,1)	90,3	774,6	65,65 + 31j
(1,2)	90,3	718,2	126,1 + 39,83j
(2,2)	90,3	691,3	136,9 + 64,67j

El diagrama de radiación generado por el monopolo en la posición (0,0) se ha remarcado sobre el resto de diagramas. Se ha elegido mostrar por separado los diagramas que se han considerado más significativos. Se pueden observar para cada caso los tres planos principales, correspondientes a los planos verticales XZ e YZ y al plano horizontal XY.

En las figuras 23, 24 y 25, se observan los diagramas de radiación generados por el monopolo en las 9 posiciones mencionadas anteriormente. En estas imágenes, se pueden observar como al variar la posición del monopolo el diagrama va variando en todos los planos. Sin embargo, los diagramas muestran que el monopolo sigue radiando en casi todas las direcciones del plano horizontal, pues aparecen mínimos de radiación, pero en ningún caso aparecen nulos.

Por otro lado, las posiciones intermedias se seleccionaron para comprobar cómo se modifica el diagrama de radiación, hasta llegar a los bordes o a la esquina del plano de tierra finito. Por esta razón, para resaltar como se modifica el diagrama de radiación cuando el monopolo se desplaza en una dirección, todas estas posiciones son seleccionadas en los resultados de los diagramas que se muestran en las siguientes figuras.

Los diagramas de radiación de las posiciones (0,0), (0,1) y (0,2) se muestran en las figuras 26, 27 y 28. Al utilizar estas posiciones únicamente se varía la coordenada y , que va desde el centro del plano de tierra hasta el borde más largo. Estas figuras muestran los diagramas de radiación de los planos verticales XZ e YZ y del plano horizontal XY.

Las posiciones (0,0), (1,0) y (2,0) proporcionan la variación de la coordenada x hasta llegar al borde más próximo al centro del plano de tierra. Los diagramas de radiación de estas posiciones se muestran en las figuras 29, 30 y 31 y representan los planos XZ, YZ y XY, respectivamente.

Por último, también se presenta la variación hasta llegar a la esquina -posición (2,2)- del plano de tierra, partiendo de la posición central (0,0) y pasando por la posición intermedia (1,1). Los diagramas de radiación de estas posiciones se presentan en las figuras 32, 33 y 34 y muestran los planos XZ, YZ y XY, respectivamente.

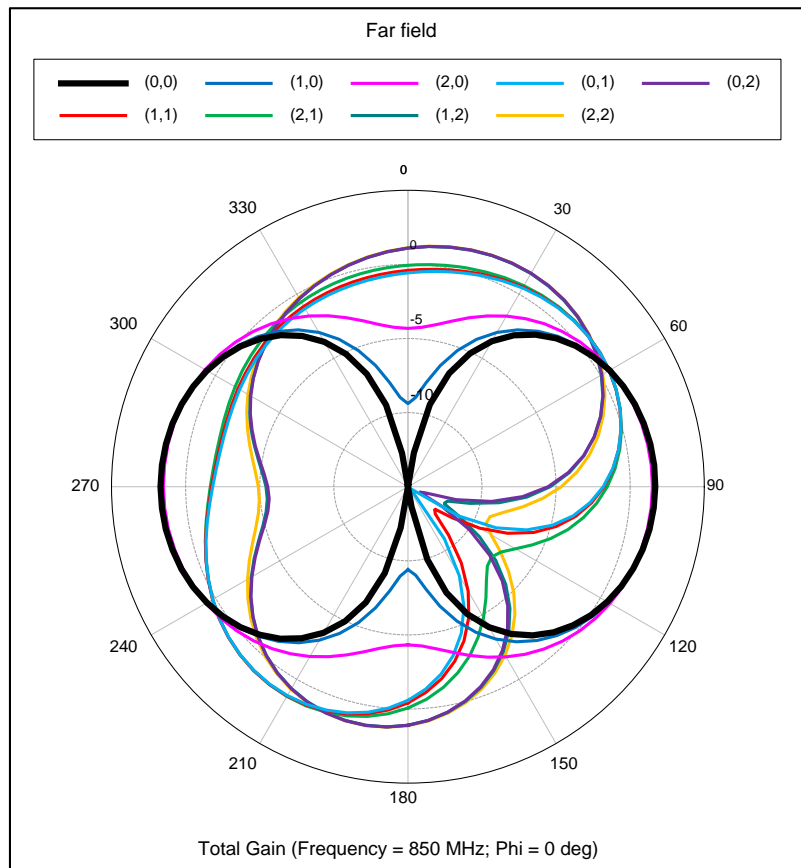


Figura 23. Diagramas de radiación, en el plano XZ, del monopolo en las 9 posiciones diferentes.

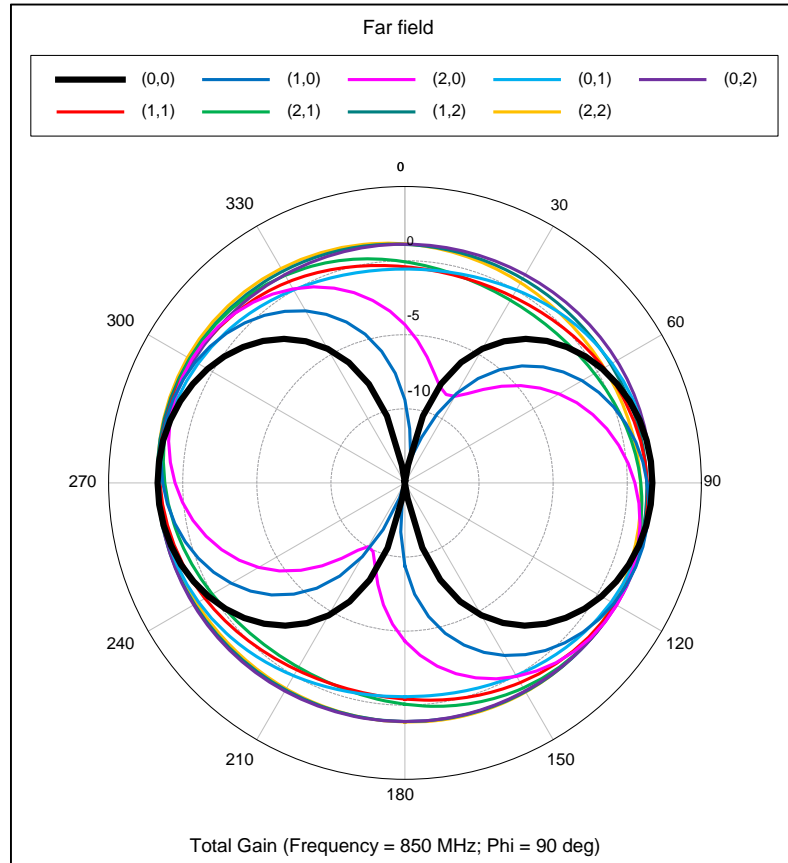


Figura 24. Diagramas de radiación, en el plano YZ, del monopolo en las 9 posiciones diferentes.

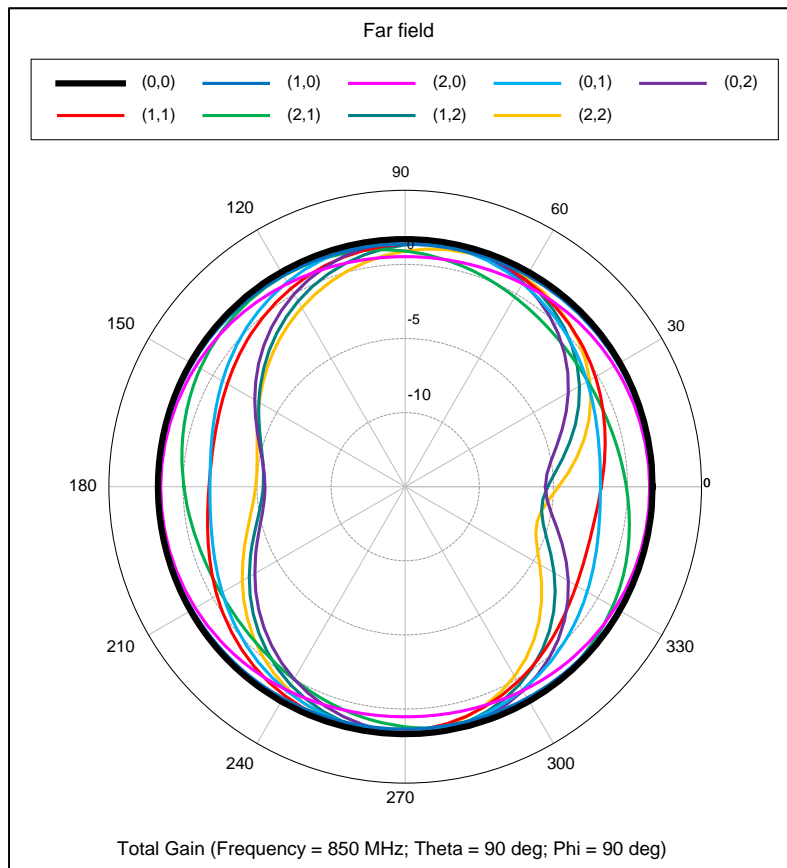


Figura 25. Diagramas de radiación, en el plano XY, del monopolo en las 9 posiciones diferentes.

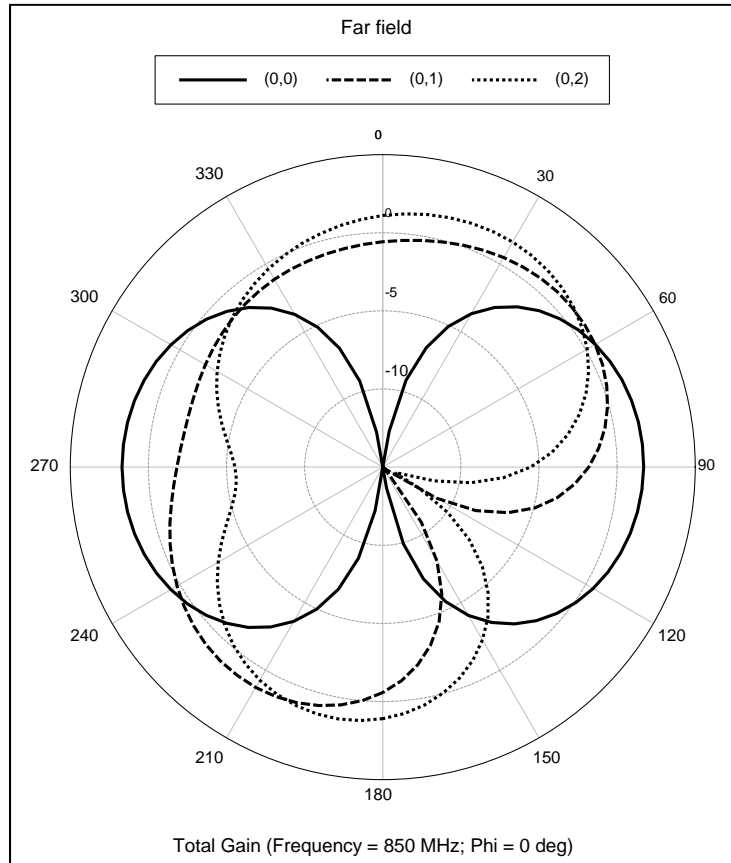


Figura 26. Diagramas de radiación, en el plano XZ, del monopolo al variar la coordenada y.

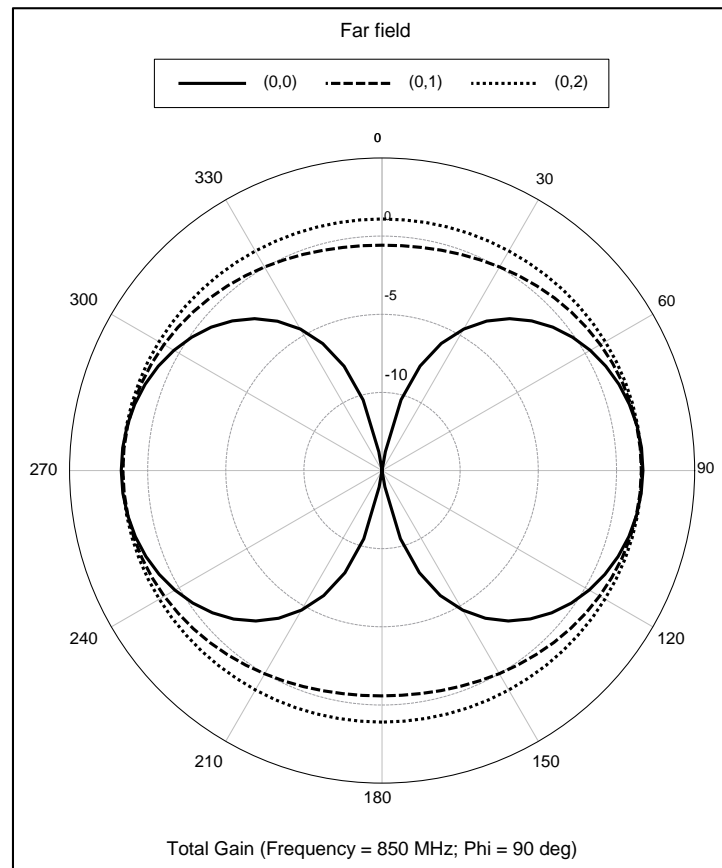


Figura 27. Diagramas de radiación, en el plano YZ, del monopolo al variar la coordenada y.

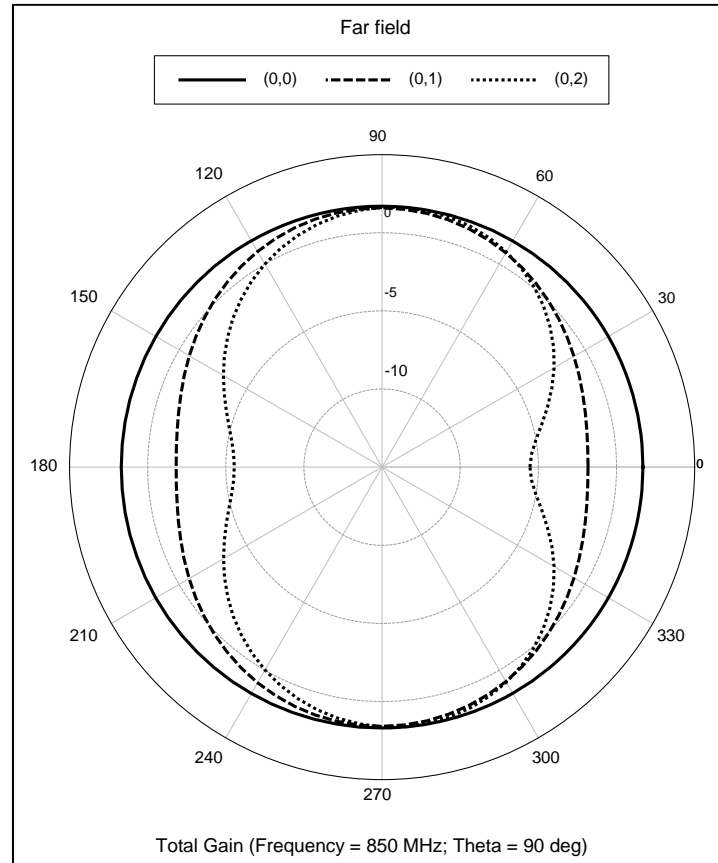


Figura 28. Diagramas de radiación, en el plano XY, del monopolo al variar la coordenada y.

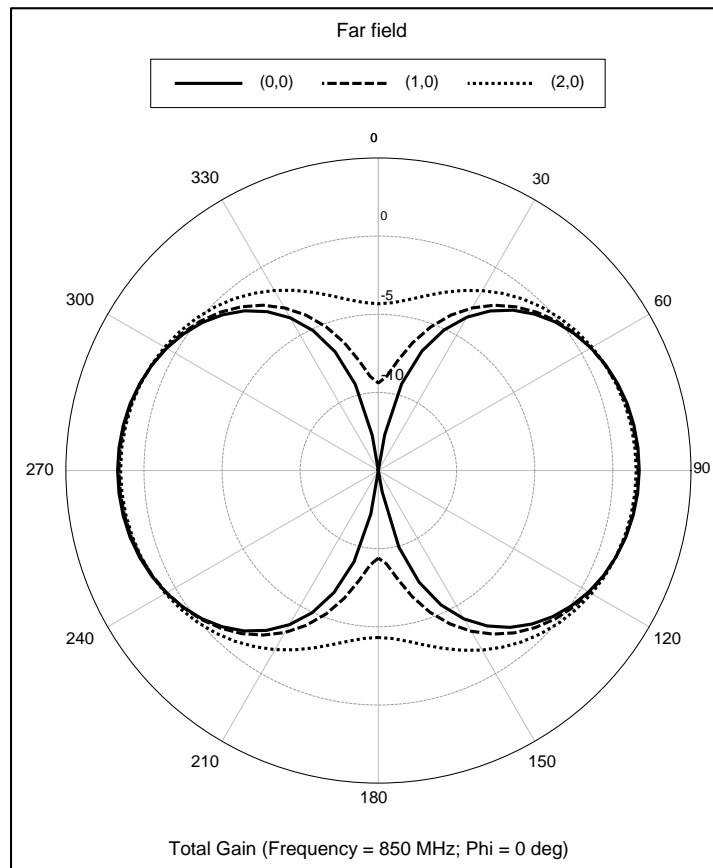


Figura 29. Diagramas de radiación, en el plano XZ, del monopolo al variar la coordenada x.

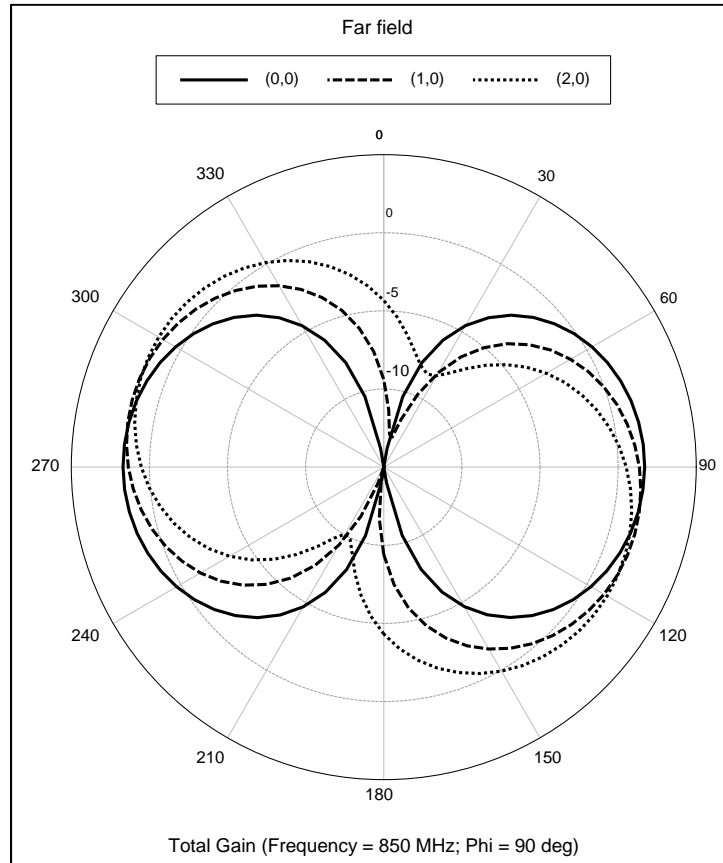


Figura 30. Diagramas de radiación, en el plano YZ, del monopolo al variar la coordenada x.

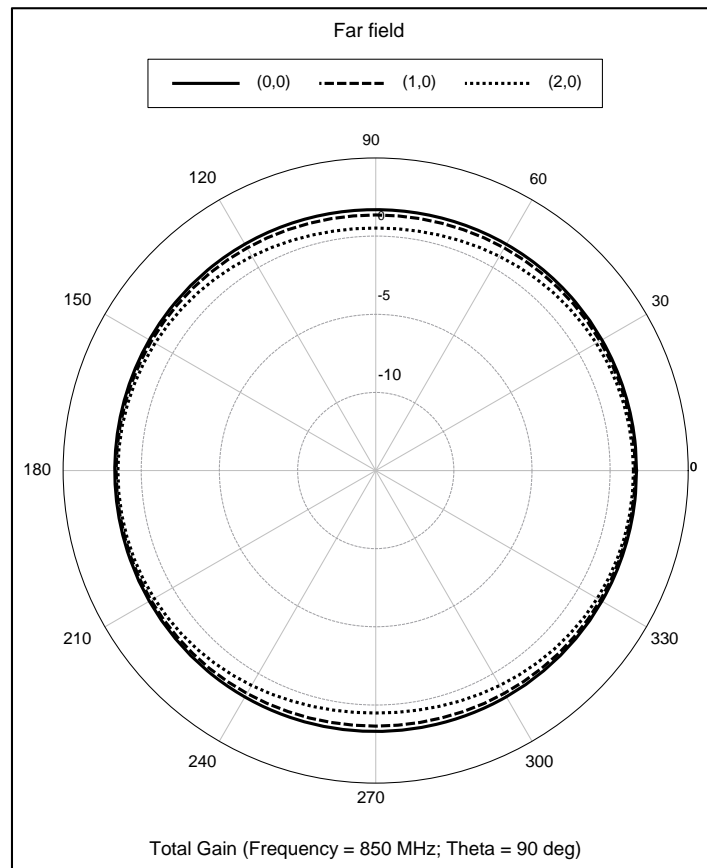


Figura 31. Diagramas de radiación, en el plano XY, del monopolo al variar la coordenada x.

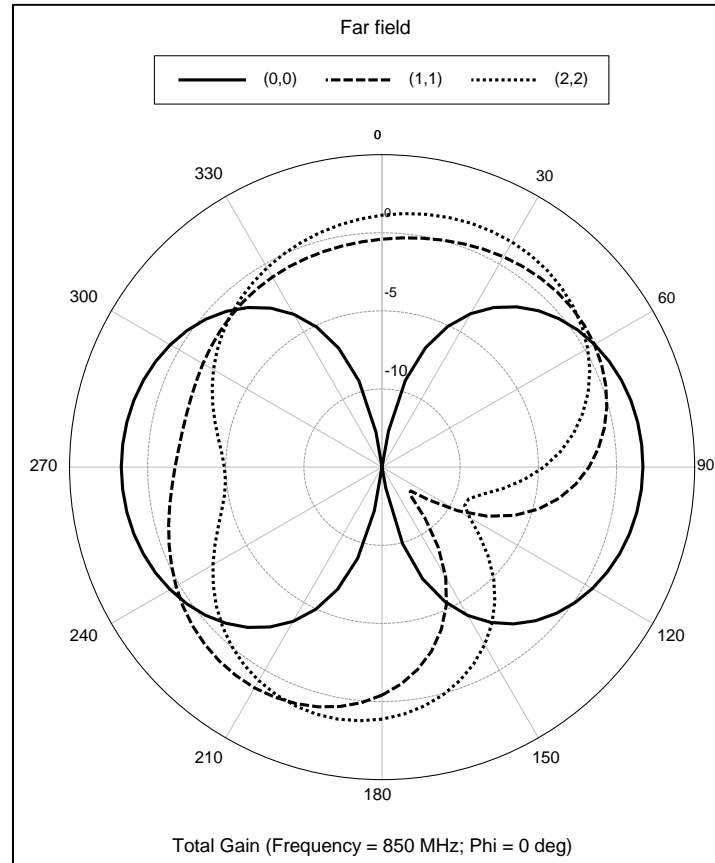


Figura 32. Diagramas de radiación, en el plano XZ, del monopolo al ir desplazándose hacia la esquina.

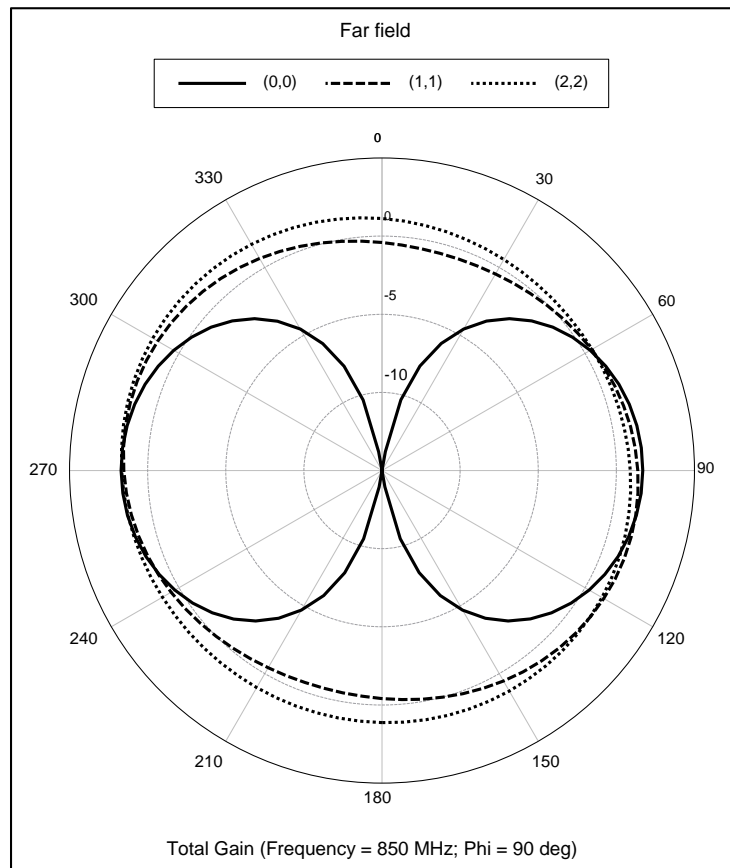


Figura 33. Diagramas de radiación, en el plano YZ, del monopolo al ir desplazándose hacia la esquina.

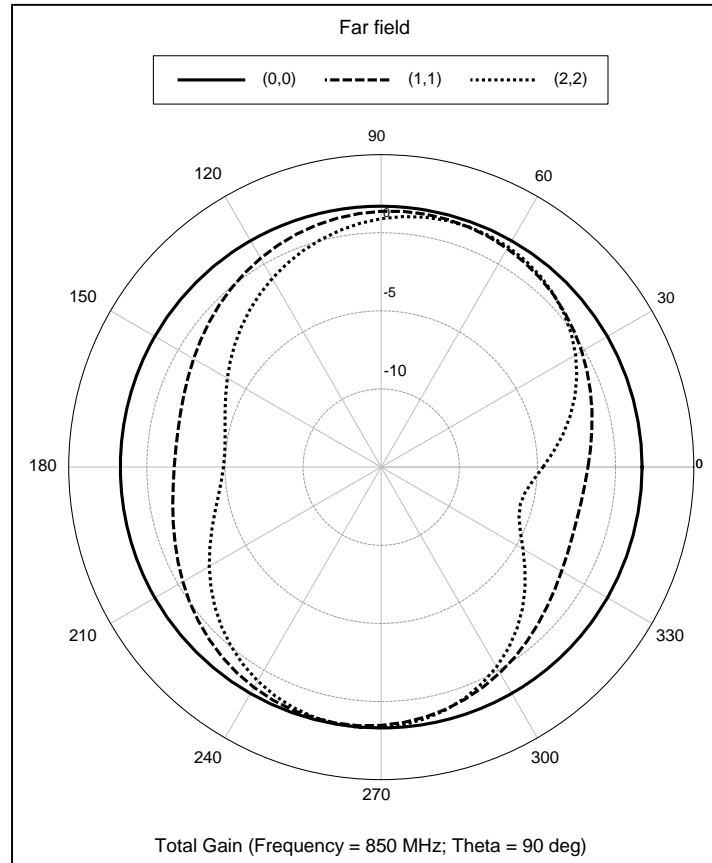


Figura 34. Diagramas de radiación, en el plano XY, del monopolo al ir desplazándose hacia la esquina.

Como conclusión, se puede indicar que la posición del monopolo es un parámetro de gran relevancia a la hora de diseñar las antenas de los terminales móviles. La posición de la antena puede provocar, con una simple variación de alguna de sus coordenadas, que las características más importantes de la antena, como el diagrama de radiación o la frecuencia de resonancia, sufran significativas alteraciones.

Las antenas impresas que se diseñan en posteriores apartados, deberían funcionar en terminales móviles, pues están diseñadas para el funcionamiento en redes LTE. Sin embargo, al ser un proyecto cuya finalidad es más didáctica que práctica, las antenas se han colocado en las posiciones que mejores propiedades eléctricas aporten. Se ha tratado de implementar físicamente una antena con el menor coste de recursos posibles, sin tener en cuenta otros elementos -tanto internos (elementos del propio terminal móvil que puedan influir en el funcionamiento de la antena) como externos (el efecto de la mano, acople de otros elementos metálicos, etc.)- que influyen en el coeficiente de reflexión, en la impedancia o en los diagramas de radiación [1].

2.3.4.- Comparación de los resultados obtenidos

En este apartado se realiza una pequeña comparación entre las simulaciones realizadas, para ver las diferencias que existen al emplear planos finitos cuadrados, rectangulares y circulares. En las comparaciones posteriores, se tiene en cuenta que al utilizar radios que miden lo mismo que los lados de los planos cuadrados, se obtienen planos de mayor tamaño en los planos circulares (ver tabla 3). A estos planos, hay que añadir el plano rectangular del apartado 2.3.3 sabiendo que su área es igual a $73,78 \text{ cm}^2$, y por tanto, es el plano con menor superficie.

En los tres últimos apartados, el 2.3.1, el 2.3.2 y el 2.3.3, se puede comprobar en las simulaciones desarrolladas, que como era previsible al tratar de un monopolo de las mismas características, las gráficas mostradas son parecidas en algunos casos prácticamente idénticas.

Por ejemplo, en los casos que el plano tiene un lado igual a 12 cm, el radio es 12 cm y el plano rectangular del punto anterior, los diagramas de estos planos son muy parecidos al del dipolo $\lambda/2$ situado en el espacio libre. Es debido a que la reducción del tamaño del plano de tierra afecta a la forma de radiar que tenía el monopolo situado en un plano infinito (ver figuras 5, 10, 11, 12, 13, 17, 18, 23, 24 y 25).

También, hay que destacar lo sucedido en los planos cuadrados y circulares cuando se llega a un tamaño de lado o de radio lo suficientemente grande. Al monopolo le afecta en menor medida el plano de tierra y en los diagramas de radiación se empiezan a ver los efectos del plano de tierra. En estos casos, aumenta la directividad, aparecen nuevos mínimos y máximos y por debajo del plano de tierra, el monopolo radia prácticamente como máximo unos -10 dB en las direcciones inferiores a 20° formados con la horizontal (ver figuras 5, 10 y 17).

Respecto a los coeficientes de reflexión, se recalca que se tuvieron que ajustar por separado las longitudes del monopolo situado en los planos cuadrados y circulares, para poder centrar la frecuencia de resonancia. Este hecho provocó que las longitudes exactas del monopolo fueran distintas en los tres tipos de planos distintos (ver tablas 2, 3 y 5). Por lo general, en los planos circulares se consigue una mejor adaptación a la frecuencia de resonancia, mientras que en el plano rectangular -del apartado 2.3.3- se obtiene una adaptación de aproximadamente -14 dB (ver figuras 8 y 15). Esto puede deberse al uso de una impedancia característica determinada (36Ω), pues si se usaran impedancias características iguales a las partes reales de las impedancias de entrada medidas se obtendrían en todos los casos mejores adaptaciones. En cuanto a los anchos de banda, los mayores se han medido en los planos de tamaño más grande, en concreto, en el plano de lado 100 cm y en el plano de radio 100 cm (ver tabla 3).

Por último, al no ajustar la frecuencia de resonancia en las simulaciones del plano rectangular las medidas de impedancia de entrada no se realizan a la frecuencia de resonancia de las posiciones, sino que se realizan a 850 MHz. Por esta razón, es en el plano rectangular donde se obtienen partes reales de la impedancia de entrada que más varían respecto a la impedancia característica del monopolo, y partes imaginarias que más se alejan de cero (ver tabla 5). Respecto a los otros tipos de planos, la parte real de la impedancia de entrada va disminuyendo a la par que disminuye el tamaño del plano de tierra. Obteniéndose partes reales de la impedancia de entrada prácticamente iguales a la impedancia de referencia del monopolo en los planos de mayor tamaño (ver tabla 3).

2.4.- Otras antenas lineales monobanda estudiadas

Aparte de la simulación del monopolo en distintos planos de masa, se va a simular otro tipo de antenas lineales en forma de hilo. Éstas son la antena L invertida, también conocida como ILA, y la antena F invertida, conocida como IFA.

Estas antenas trabajan a 850 MHz, se han modelado mediante un hilo de 1 mm de radio y se han situado en el centro del plano de tierra. Las simulaciones se han realizado en dos tipos de planos diferentes, uno de ellos es el plano infinito de tierra y el otro es el plano de tierra rectangular de las mismas dimensiones que el utilizado en el apartado 2.3.3 (largo de 12,38 cm y ancho de 5,86 cm).

Además, se ha empleado otra frecuencia para el diseño de las antenas, siendo la elegida 2400 MHz. Esta frecuencia fue escogida, entre otras cosas, porque el monopolo presenta otra resonancia en torno a 2400-2600 MHz (ver figuras 3 y 51).

2.4.1.- Antena L invertida

En primer lugar, se comenzó con el diseño de la ILA, pues la IFA es una antena que surge para corregir los defectos de la ILA. La IFA aporta una mayor resistencia de entrada, y por tanto, se supone que permitirá obtener un mejor funcionamiento en frecuencia. El esquema de la ILA (ver figura 35) es básicamente un monopolo doblado a una altura (h) determinada quedando el conductor paralelo (p) respecto al plano de tierra. La longitud total (L) es igual a la altura (h) más la longitud del conductor paralelo (p) [1].

Para diseñar la ILA, se tomó como base una ILA ya diseñada para una frecuencia aproximada de 2,45 GHz [1]. Esta antena tenía un conductor de longitud, $p = 21,8$ mm, y una altura, $h = 8$ mm, presentando una resistencia de entrada de 8Ω .

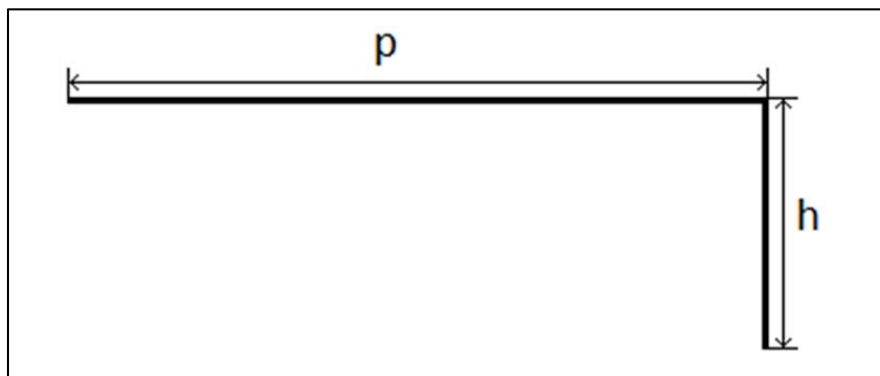


Figura 35. Esquema de la antena L invertida.

Para trasladar en frecuencia los parámetros del diseño se escalan sus longitudes respecto a la longitud de onda. Mediante este escalado, se consigue trasladar en frecuencia los parámetros p y h , siendo iguales a 64,53 mm y 23,68 mm, respectivamente. Quedando como resultado una longitud total ($L = p + h$) igual a 91,21 mm, longitud muy próxima a $\lambda/4$, que era la longitud del monopolo estudiado en los apartados anteriores y que teóricamente se debía de conseguir [1].

El diseño realizado se simuló mediante el software FEKO, situando a la ILA en dos planos de tierra, uno infinito y otro finito (ver figura 36). En el plano finito se trató de situar a la antena en la posición más centrada posible, para ello se centró al conductor paralelo en dicho plano.

Los primeros resultados que se muestran son los de la simulación del coeficiente de reflexión, pues se quería comprobar la exactitud del diseño implementado en frecuencia. Debido a que la frecuencia de resonancia no coincidía con la frecuencia de trabajo fue necesario ajustar la longitud del conductor paralelo ($p = 66,55$ mm para el plano infinito y $p = 65,85$ para el plano finito) hasta que ambas frecuencias coincidiesen.

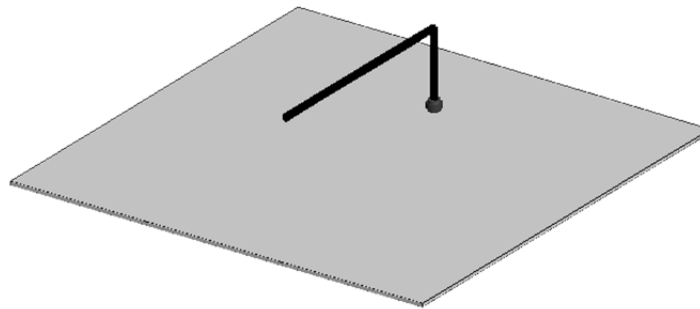


Figura 36. Situación de la antena L invertida (ILA).

En la figura 37, se muestran los coeficientes de reflexión de la ILA situada en dos planos distintos, uno un plano infinito de tierra y el otro un plano finito de tierra. Para calcular estos coeficientes de reflexión se utilizó como impedancia de referencia la resistencia de resonancia del diseño que es igual a 8Ω . Las medidas del ancho de banda se pueden comprobar en la tabla 6.

Mientras que en la figura 38 se pueden observar la variación de las impedancias de entrada de la antena L invertida situada en los planos finito e infinito. Para corroborar los valores de la impedancia de entrada de la antena a la frecuencia de resonancia ver tabla 6.

Tabla 6. Comparación de los resultados obtenidos al simular la ILA.

Tipo de plano	Longitud del conductor paralelo de la ILA (mm)	Frecuencia de resonancia (MHz)	Impedancia de entrada a la frecuencia de resonancia (Ω)	Ancho de banda a -6 dB (MHz)
Plano infinito	66,55	850	$8,6 + 0,5j$	45,7 (5,3%)
Plano finito	65,85	850	$10,3 - 0,1j$	46,3 (5,4%)

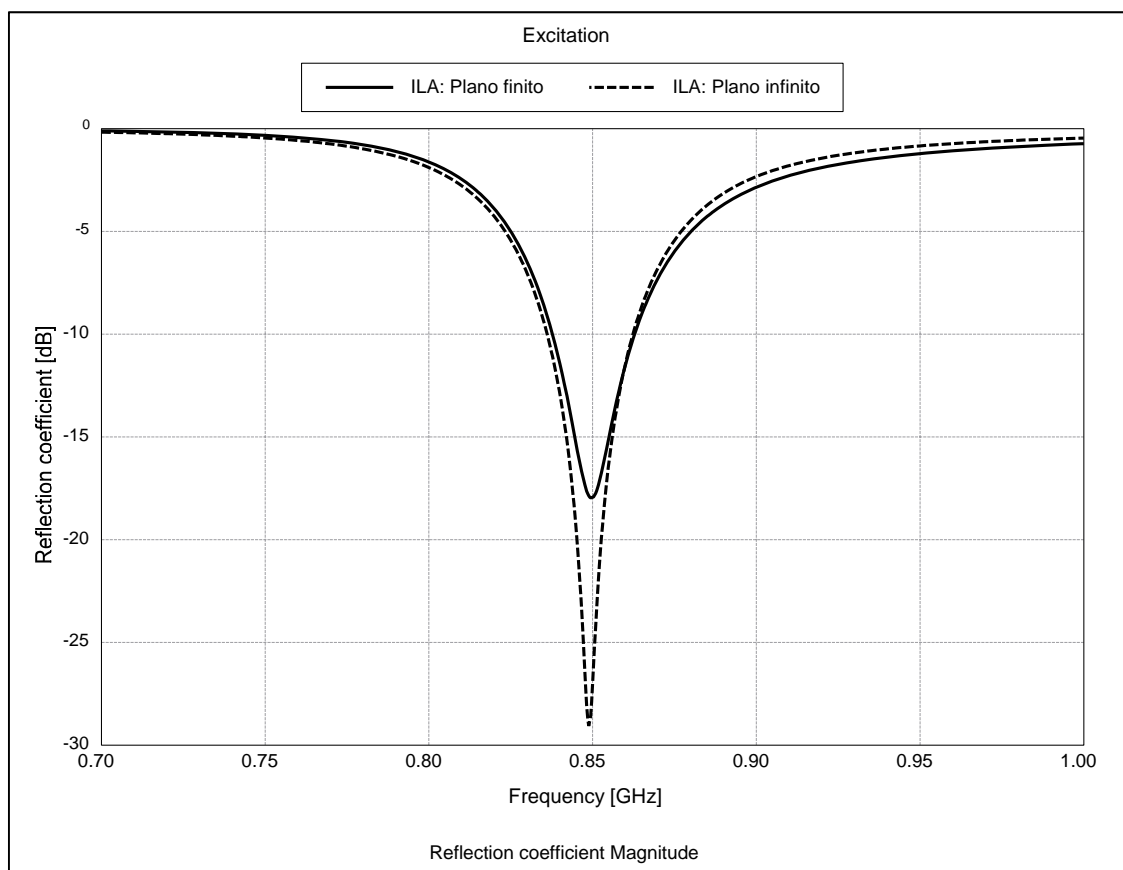


Figura 37. Coeficientes de reflexión de la ILA en un plano finito e infinito de tierra.

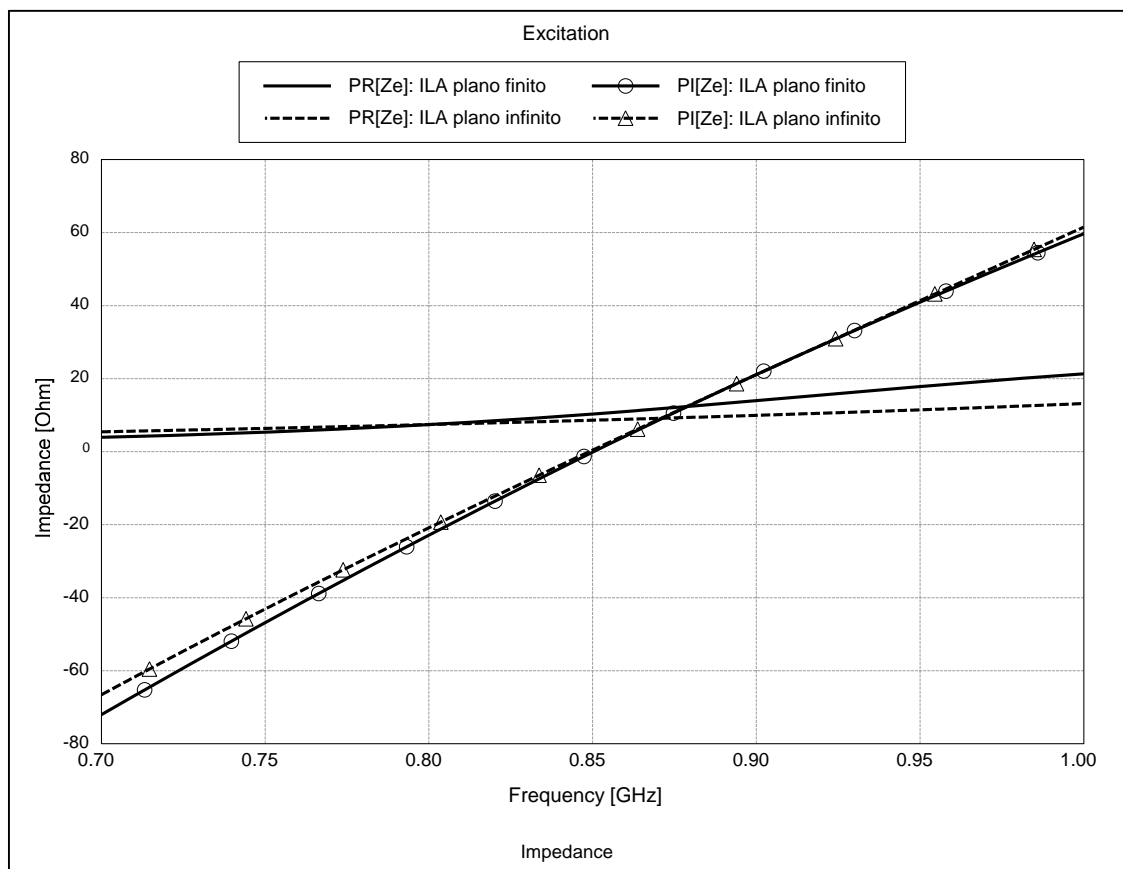


Figura 38. Impedancias de entrada de la ILA en un plano finito e infinito de tierra.

Finalmente, los diagramas de radiación, tanto los correspondientes a la simulación de la ILA en un plano infinito como los de la simulación de la ILA en un plano finito, se muestran en el apartado 2.4.2 junto a los diagramas de la IFA (ver figuras 43-48).

2.4.2.- Antena F invertida

La otra antena a diseñar fue la antena F invertida, también conocida como IFA. La IFA fue diseñada como una evolución de la ILA debido a la baja impedancia que esta última presentaba. Para solucionar el problema de la ILA con la impedancia, se colocó un *stub* a una distancia determinada del conductor vertical. El conductor paralelo (de longitud igual a L) está situado a una altura (h), en paralelo con el plano de tierra. Al inicio del conductor paralelo se coloca el conductor vertical (igual que la ILA), mientras que a una distancia de éste, denominada separación entre *stubs* (S_s), se coloca el *stub* que da forma de F a la antena. Este esquema de la IFA se muestra en la figura 39 [1].

Al igual que en el apartado anterior, tomando el diseño para 2,45 GHz se consigue el diseño deseado trasladándolo en frecuencia [1]. Este diseño presentaba una longitud del conductor, $L' = 27,2$ mm, una altura, $h' = 11$ mm, y una separación entre *stubs*, $S_s = 3,2$ mm. Escalando todos los parámetros del diseño a la frecuencia de 850 MHz se consigue el siguiente diseño: el conductor paralelo presenta una longitud, $L = 78,48$ mm y está situado a una altura (h) de 31,76 mm, mientras que los *stub* están separados una distancia (S_s) de 9,19 mm.

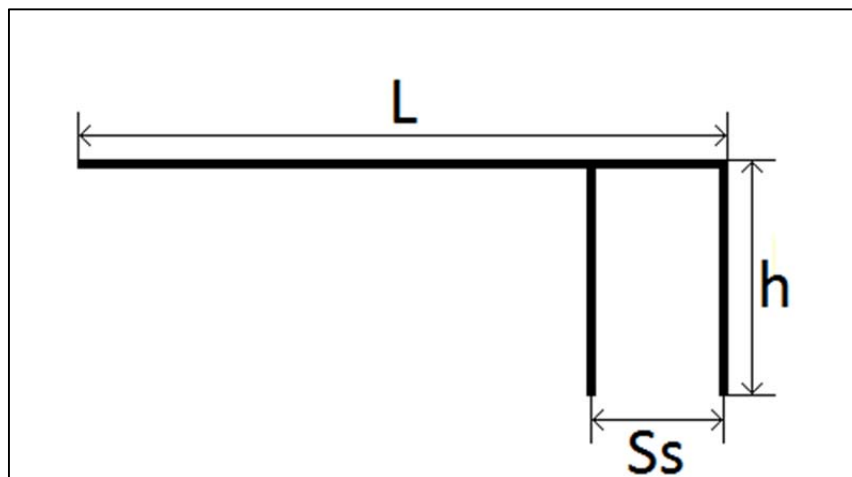


Figura 39. Esquema de la IFA.

El diseño realizado se simuló mediante el software FEKO, situando a la IFA en dos planos de tierra, uno infinito y otro finito (ver figura 40). En el plano finito se trató de situar a la antena en la posición más centrada posible, para ello se centró al conductor paralelo en dicho plano.

Los primeros resultados que se muestran son los de la simulación del coeficiente de reflexión, pues se quería comprobar la exactitud del diseño implementado en frecuencia. Debido a que la frecuencia de resonancia no coincidía con la frecuencia de trabajo fue necesario ajustar la longitud del conductor paralelo ($L = 70,58$ mm para el plano infinito y $L = 71,48$ mm para el plano finito) hasta que ambas frecuencias coincidiesen.

En la figura 41, se muestran los coeficientes de reflexión de la IFA situada en dos planos distintos, uno un plano infinito de tierra y el otro un plano finito de tierra. Para calcular estos coeficientes de reflexión se utilizó como impedancia de referencia la resistencia de resonancia del diseño que es igual a 40Ω . Las medidas del ancho de banda se pueden comprobar en la tabla 7.

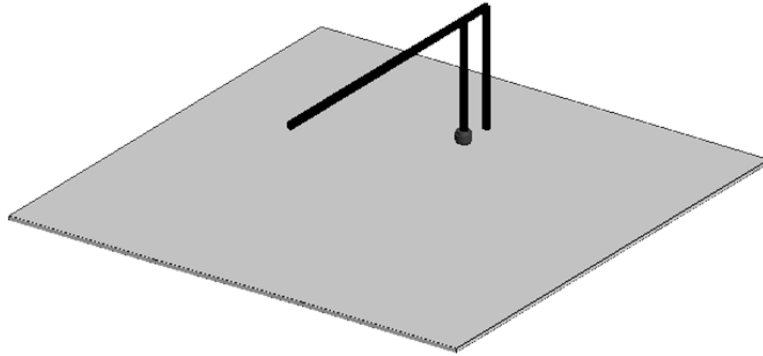


Figura 40. Situación de la antena F invertida (IFA).

Por otro lado, en la figura 42, se muestra la variación de la impedancia de entrada de la antena respecto a la frecuencia (ver tabla 7). Como se puede comprobar en esta gráfica, la IFA presenta dos resonancias en el intervalo situado entre 700 y 1000 MHz. La primera de ellas está en torno a 725 MHz y la segunda en 850 MHz, sin embargo la primera resonancia no aparece en la gráfica del coeficiente de reflexión. Esto se debe a que al calcular el coeficiente de reflexión con una impedancia característica de 40Ω , las impedancias de entrada que presenten partes reales significativamente superiores a esos 40Ω , presentan valores de máximo en el coeficiente de reflexión (ver ecuaciones 3 y 4). Por esta razón, la resonancia que debería aparecer en 725 MHz no aparece en la figura 41.

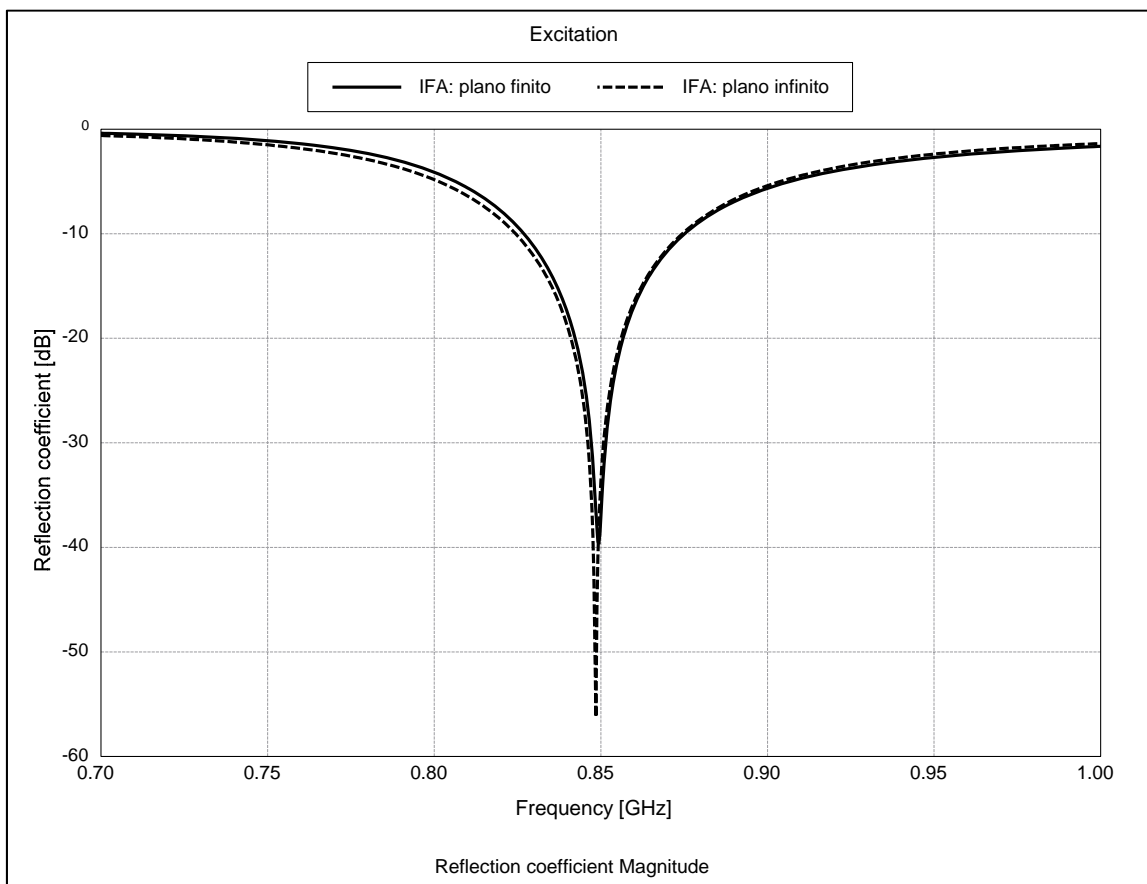


Figura 41. Coeficientes de reflexión de la IFA en un plano finito e infinito de tierra.

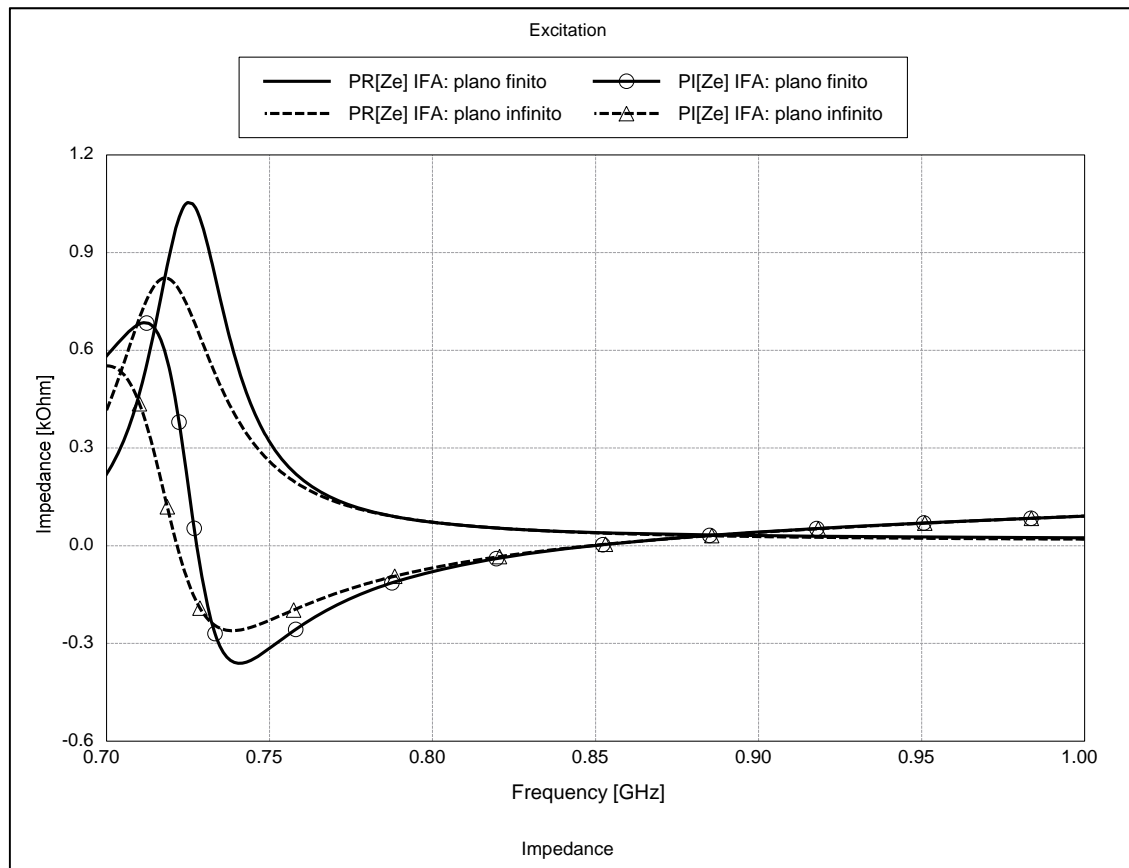


Figura 42. Impedancia de entrada de la IFA en un plano finito e infinito de tierra.

Tabla 7. Comparación de los resultados obtenidos al simular la IFA a 850 MHz.

Tipo de plano	Longitud de la IFA (mm)	Frecuencia de resonancia (MHz)	Impedancia de entrada a la frecuencia de resonancia (Ω)	Ancho de banda a -6 dB (MHz)
Infinito	70,58	850	$40,5 + 1,1j$	87,2 (10,2%)
Finito	71,48	850	$39,5 + 1,7j$	84,7 (10%)

Finalmente, se muestran las comparaciones pertinentes entre los distintos diagramas referidos a las dos antenas anteriormente diseñadas. Las comparaciones se realizaron mostrando tres diagramas en cada figura que se corresponden a la ILA, a la IFA y al monopolo, estando las tres antenas situadas en el mismo tipo de plano de tierra.

Para cada comparación realizada se presentan los diagramas de radiación en los tres cortes principales (los planos verticales XZ e YZ y el plano horizontal XY) de las antenas anteriormente mencionadas. Además, para el caso que trata planos finitos de tierra, se muestran los diagramas de radiación en tres dimensiones tanto de la ILA como de la IFA.

En las figura 43, 44 y 45, se muestran como son los diagramas de radiación, tanto de la ILA como de la IFA en el plano infinito de tierra. Los cortes verticales de los diagramas de radiación de la ILA y de la IFA no presentan el nulo que presentaba el diagrama de radiación del monopolo, por lo que se puede decir que son “casi constantes” en todas las direcciones superiores al plano de tierra.

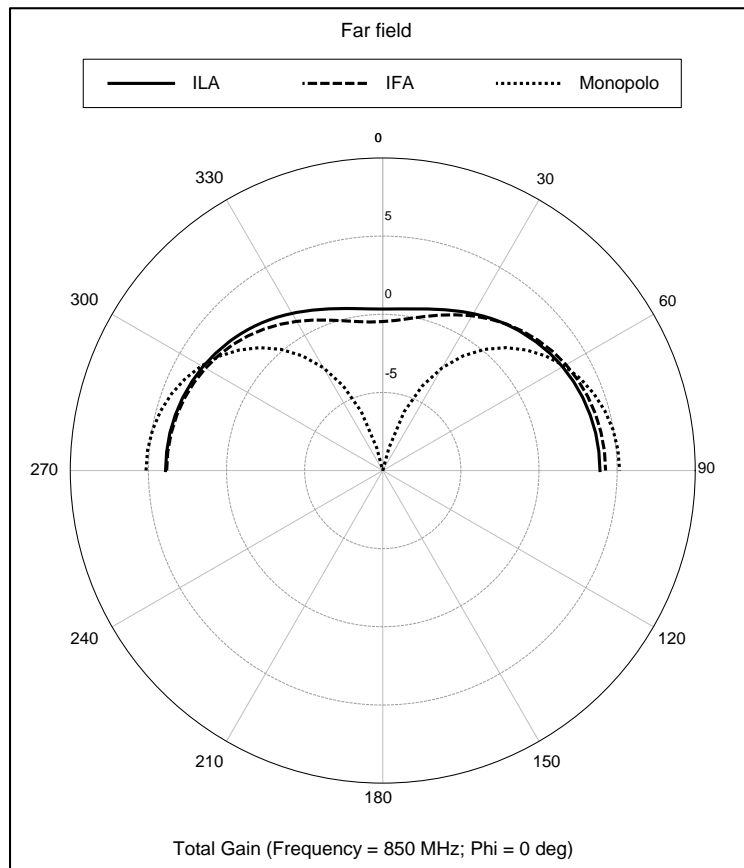


Figura 43. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de una ILA, una IFA y un monopolo en un plano infinito de tierra.

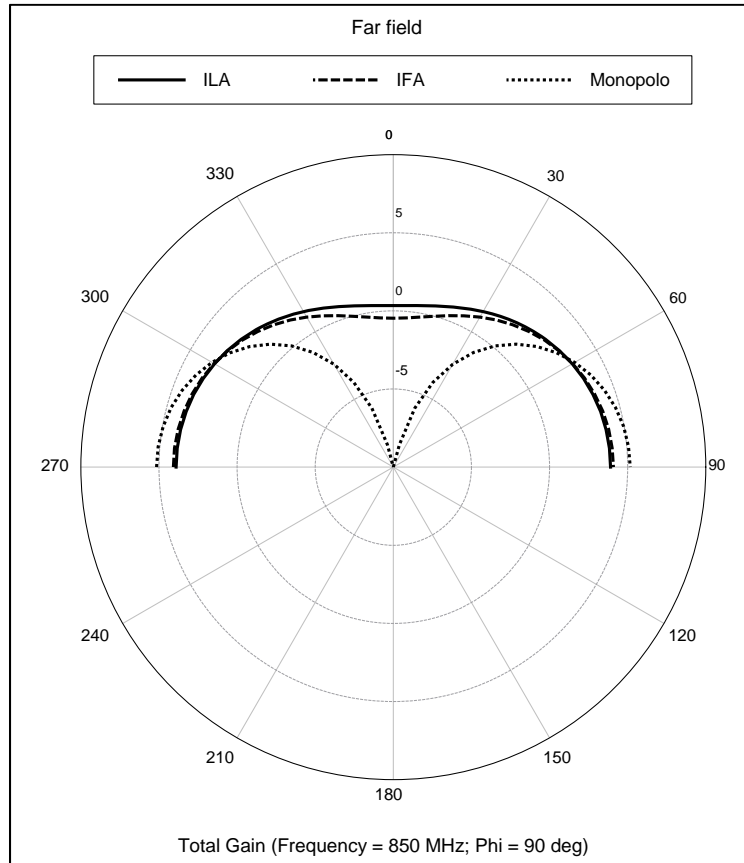


Figura 44. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de una ILA, una IFA y un monopolo en un plano infinito de tierra.

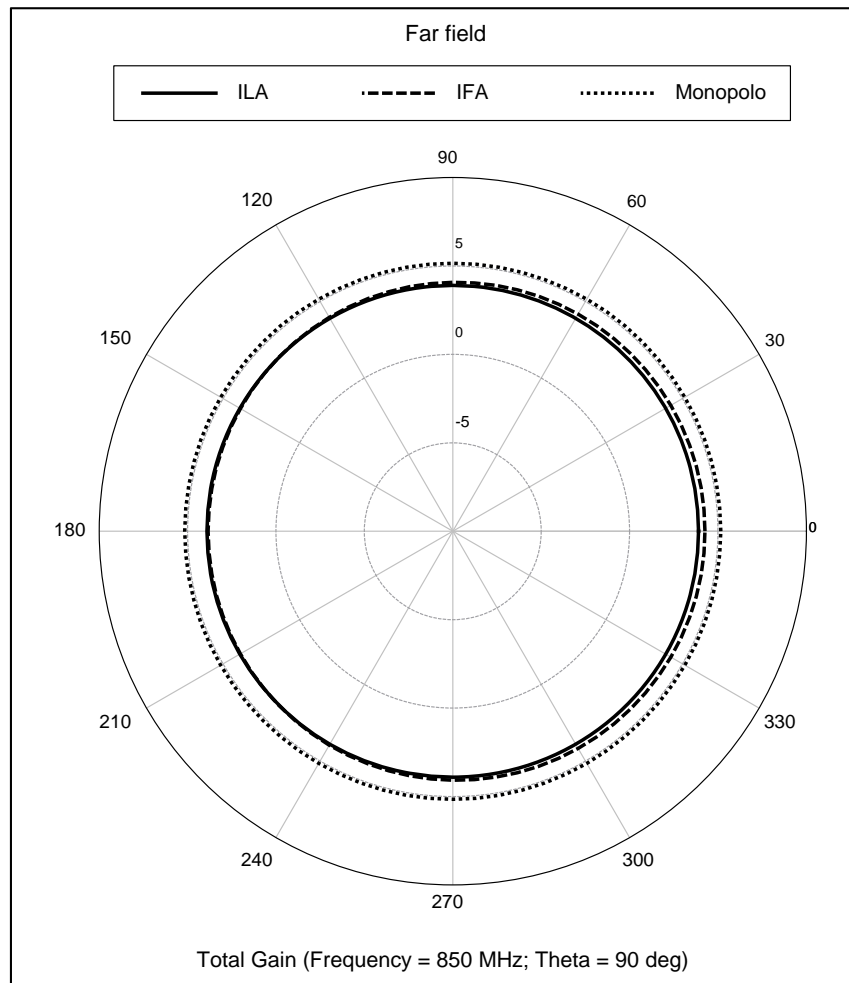


Figura 45. Diagramas de radiación, en el plano XY, de una ILA, una IFA y un monopolo en un plano infinito de tierra.

Por otro lado, los diagramas de radiación de estas antenas situadas en planos finitos de tierra se muestran en las figuras 46, 47 y 48. En ellas a parte de los diagramas de la ILA y de la IFA se presenta el diagrama de radiación generado por el monopolo situado en el centro de ese mismo plano de tierra.

Aquí se presentan más variaciones que en el caso anterior, siendo la IFA y la ILA más sensibles al plano de tierra que el monopolo. Los diagramas muestran que la ILA y la IFA siguen radiando en todas las direcciones del plano horizontal, sin embargo, en los planos verticales presentan mínimos de radiación aunque prácticamente radian en todas las direcciones de los planos verticales, a excepción de una dirección del plano XZ.

Para el caso de las simulaciones de la ILA y la IFA, en planos finitos de tierra se muestran los resultados del diagrama de radiación en tres dimensiones, puesto que la ganancia de la IFA debería ser mayor, en alguna dirección, que la ganancia de la ILA [1]. Esto no sucede en los planos principales debido al plano finito de tierra, por esta razón se muestra el diagrama en tres dimensiones ya que en otros cortes del espacio se pueden medir mayores ganancias de la IFA respecto a la ILA (ver figuras 49 y 50).

Por último, añadir que los diagramas de radiación del monopolo se presentaron para comprobar que las formas, de los diagramas de radiación de las antenas simuladas, eran distintas. En el plano infinito se puede observar que los diagramas de la ILA y de la IFA, en los planos verticales, presentan un ligero mínimo (aunque prácticamente es constante el diagrama) mientras que en el monopolo hay un nulo. En cambio, los diagramas de radiación, de la ILA y de la IFA situadas en el plano finito de tierra, no se parecen en absoluto a los diagramas de radiación del monopolo en dicho plano.

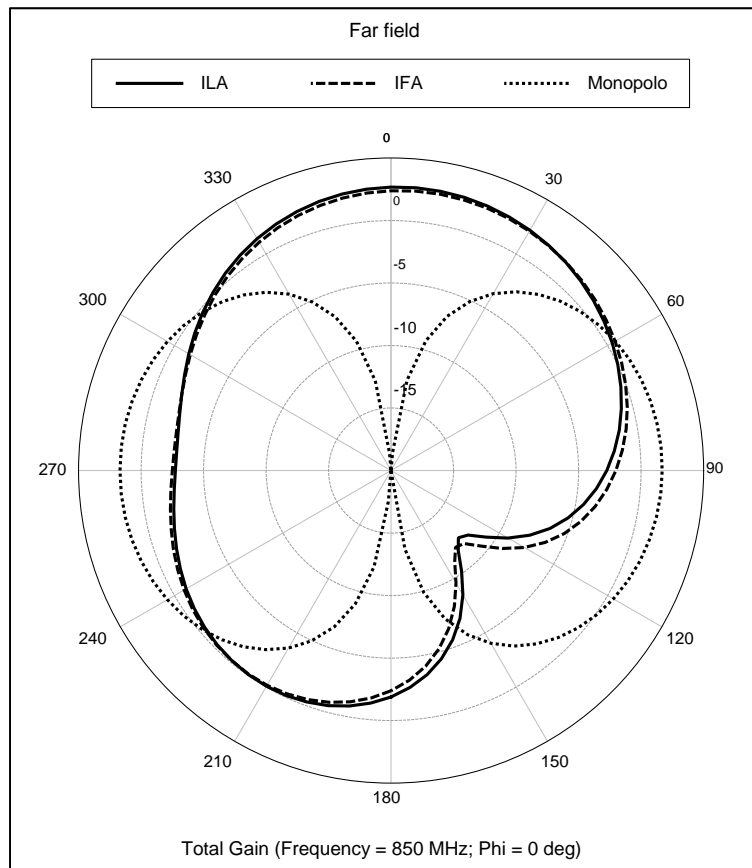


Figura 46. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la ILA, de la IFA y del monopolo, en un plano finito de tierra.

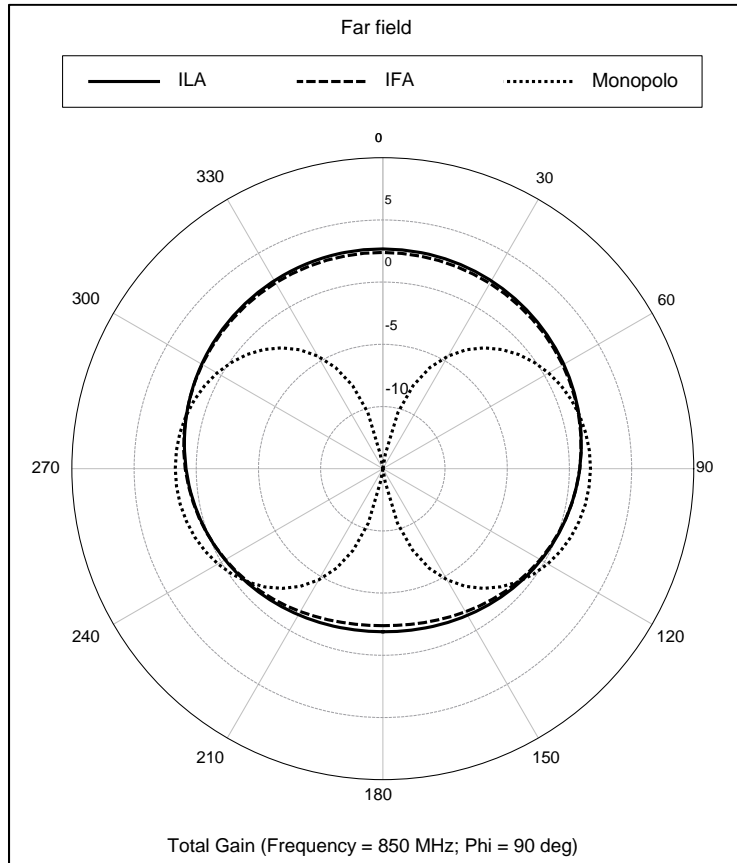


Figura 47. Diagramas de radiación de la ILA, de la IFA y del monopolo, en un plano finito de tierra, en el plano YZ.

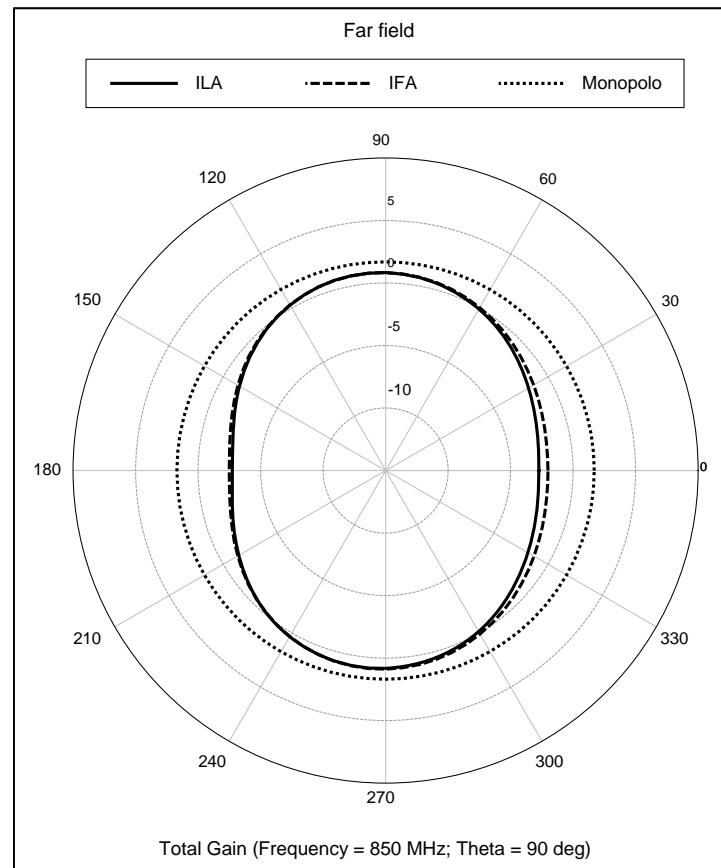


Figura 48. Diagramas de radiación de la ILA, de la IFA y del monopolo, en un plano finito de tierra, en el plano XY.

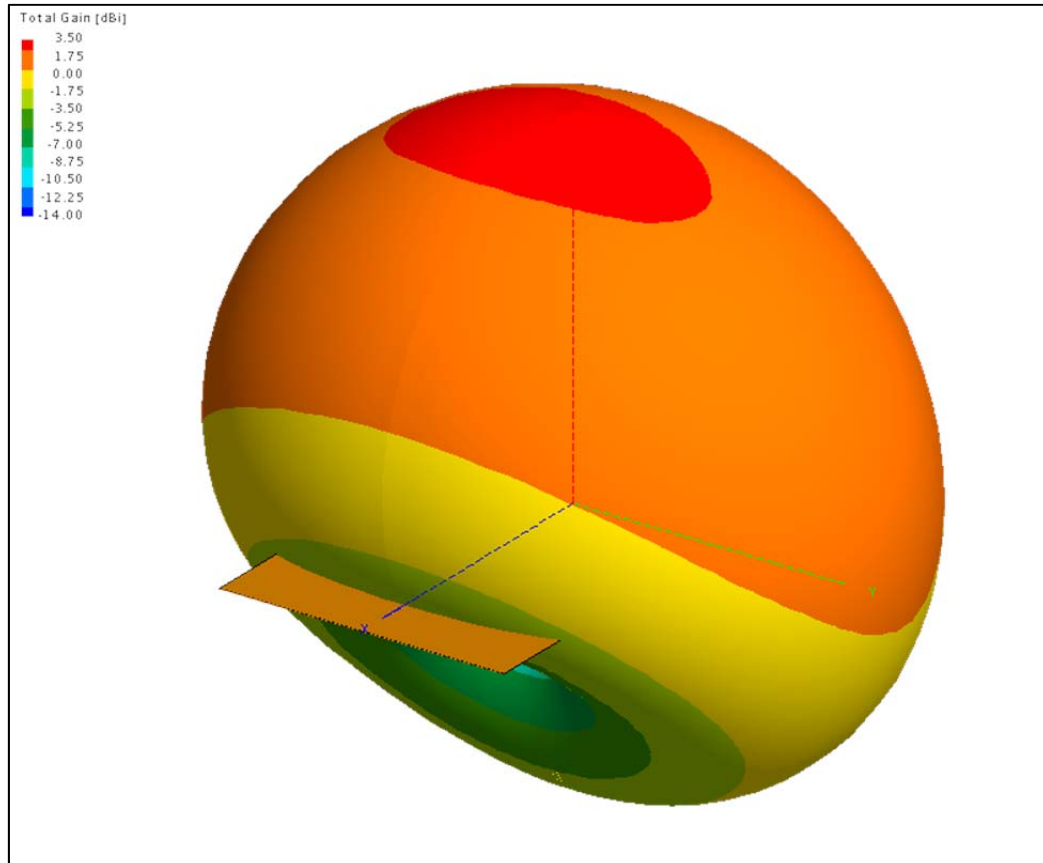


Figura 49. Diagrama de radiación, en 3D, de la ILA en un plano finito de tierra.

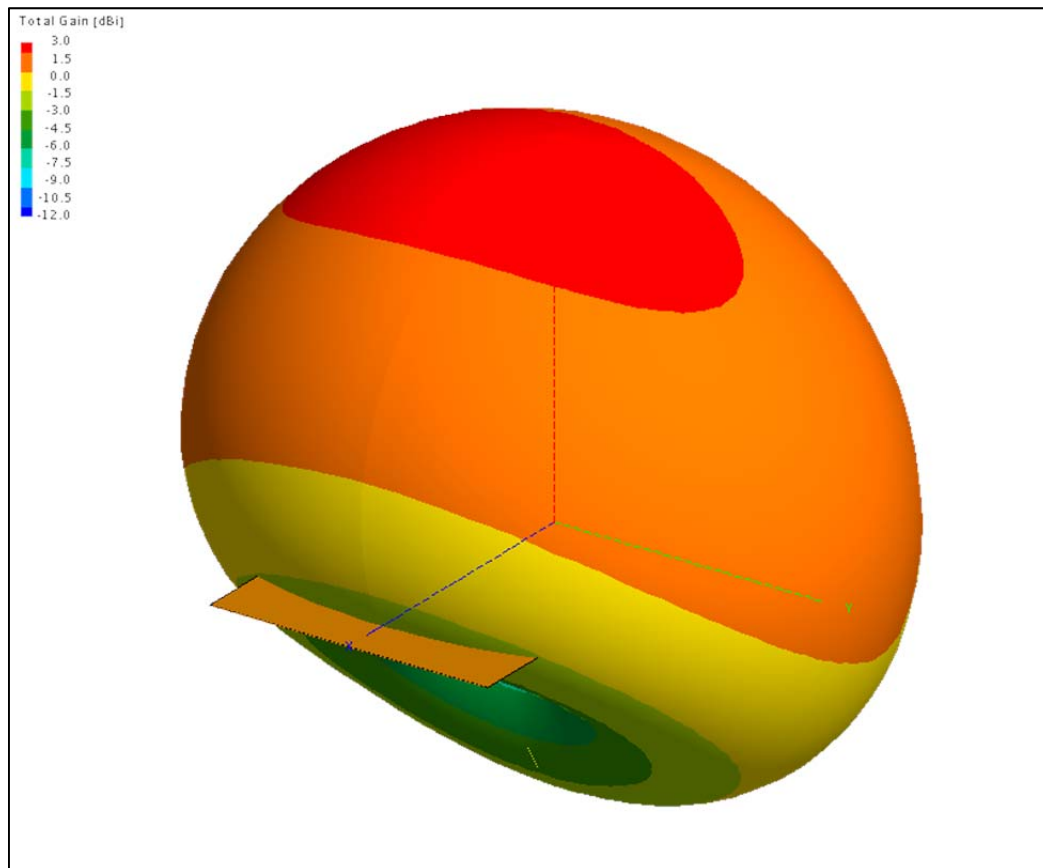


Figura 50. Diagrama de radiación, en 3D, de la IFA en un plano finito de tierra.

Debido a que todas estas antenas presentaban una resonancia en torno a 2400-2600 MHz (ver figura 51), se pensó en diseñar una nueva antena que su frecuencia de resonancia estuviera dentro de esa banda. Ya que el sistema WiFi, en concreto, los estándar 802.11 b/g/n de la IEEE trabajan a 2400 MHz [10], se diseñó una antena que pudiera trabajar a dicha frecuencia. Además, esta frecuencia permite desarrollar antenas que pueden ser medidas en la cámara semianecoica de la universidad. En la figura 51, se muestra el coeficiente de reflexión de la ILA y de la IFA en planos infinitos de tierra. Para calcular el coeficiente de reflexión, se empleó como impedancia característica de la ILA 50Ω y como impedancia característica de la IFA 250Ω , es decir, la resistencia de resonancia a las frecuencias de resonancia superiores.

Para realizar el diseño de esta nueva IFA, el punto de partida fue la IFA diseñada para la frecuencia de 850 MHz, utilizando el esquema de la figura 39. Para trasladar en frecuencia los parámetros del diseño se escalan sus longitudes respecto a la longitud de onda (ver tabla 8). Estas medidas -ya ajustadas- del diseño a 2400 MHz son comparadas en la tabla 8 con las medidas del diseño ajustado a 850 MHz.

Tabla 8. Comparación de los diseños de las IFAs a 850 MHz y 2400 MHz.

Tipo de Plano	Frecuencia de resonancia (MHz)	Longitud del conductor de la IFA (L) (mm)	Separación entre stubs (Ss) (mm)	Altura (h) (mm)
Infinito	850	70,48	9,19	31,76
Finito	850	71,48	9,19	31,76
Infinito	2400	25,75	3,25	11,25
Finito	2400	25,95	3,25	11,25

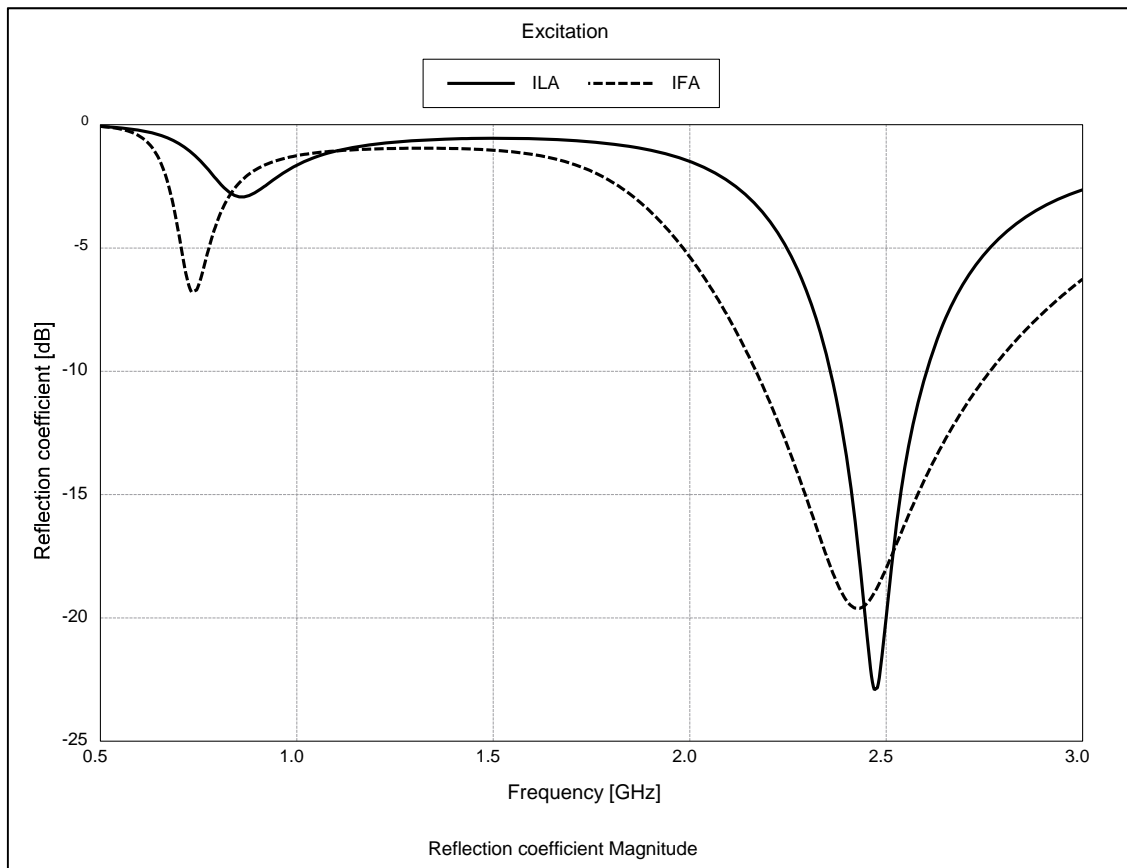


Figura 51. Segunda resonancia de la ILA y de la IFA en planos infinitos de tierra.

Posteriormente, se implementó el diseño de la antena en el software FEKO, con un radio de 0,1 mm (pues el tamaño de la antena era menor) situándola en un plano infinito de tierra (ver figura 52). Además, de simular la nueva IFA en un plano infinito de tierra, también se simuló en un plano finito de tierra.

Para conseguir que los mínimos de los módulos del coeficiente de reflexión queden perfectamente ajustados a 850 MHz, fue necesario ajustar las longitudes de los conductores paralelos de la IFA situada en un plano infinito de tierra y en un plano finito de tierra. El nuevo valor de la longitud del conductor de la IFA en un plano infinito es igual a 25,75 mm, en cambio el valor de la longitud del conductor de la IFA en un plano finito es igual a 25,95 mm (ver figura 53).

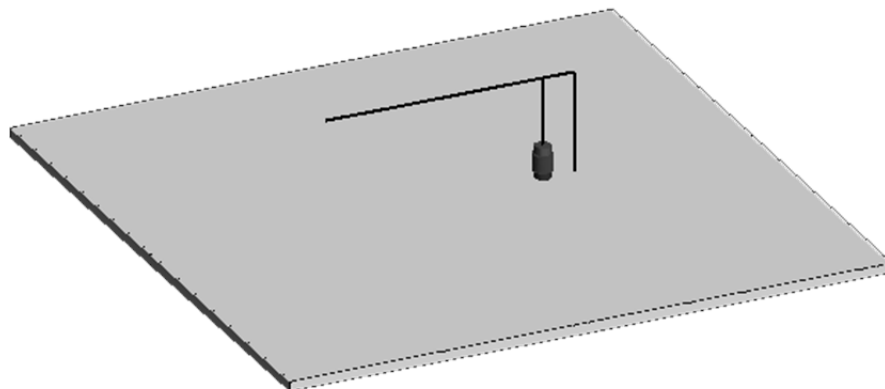


Figura 52. Situación de la IFA que trabaja a 2400 MHz.

Los coeficientes de reflexión, tanto de la IFA situada en un plano infinito de tierra como en un plano finito de tierra, se muestran en la figura 53. Los resultados de las medidas del ancho de banda a -6 dB de la IFA situada en los dos planos de tierra se pueden ver en la tabla 9.

Independientemente del plano utilizado, el ancho de banda a -6 dB de la IFA que trabaja a 2400 MHz es superior al de la IFA que trabaja a 850 MHz. Esto es debido a que al trabajar a frecuencias superiores, se suelen obtener anchos de banda mayores como ocurre en este caso. Sin embargo, aunque se consiga un ancho de banda superior en frecuencia, en porcentaje se consigue un ancho de banda muy pequeño, incluso inferior al ancho de banda en porcentaje de la IFA que trabaja a 850 MHz (ver tabla 9). El obtener medidas de los anchos de banda tan pequeñas respecto a los anchos de banda medidos en la IFA a 850 MHz es debido a la reducción tan significativa del radio del hilo conductor [2-5].

La variación de la impedancia de entrada respecto a la frecuencia se observa en la figura 54. En ella se muestran la impedancia de la IFA situada en un plano finito de tierra junto a la impedancia de la IFA situada en un plano infinito. Para ver los valores exactos de las impedancias de entrada consultar tabla 9.

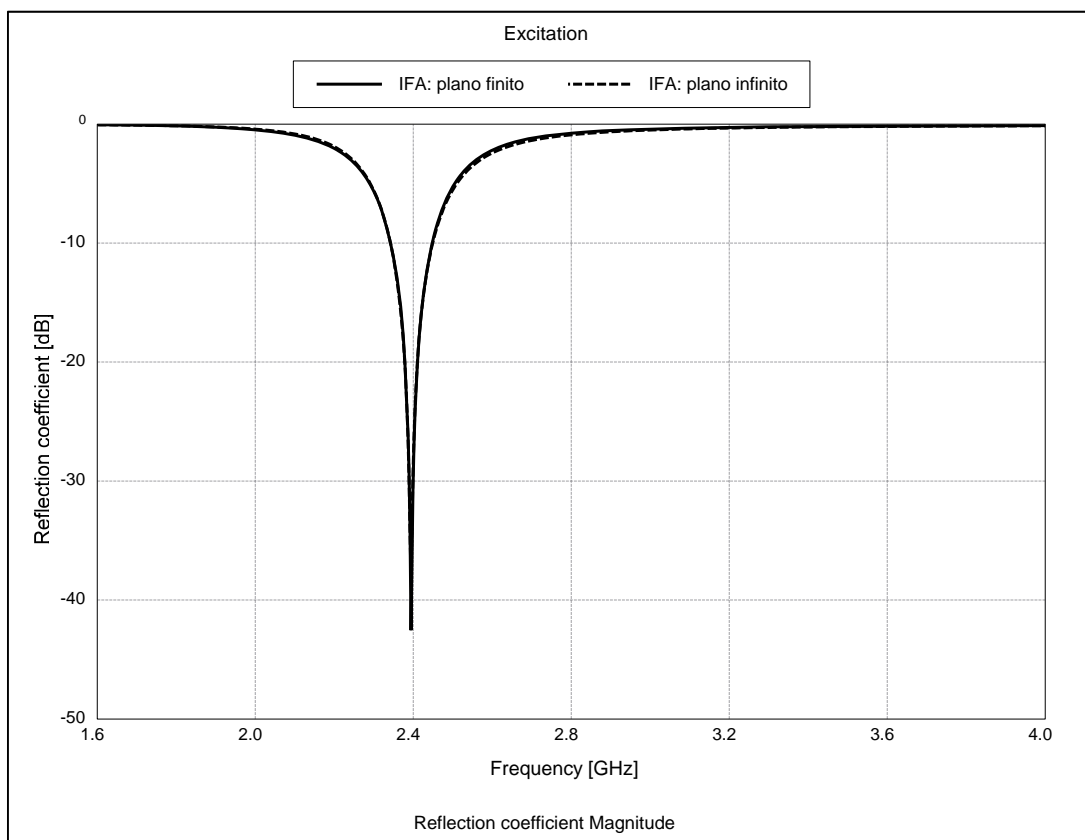


Figura 53. Coeficientes de reflexión de la IFA a 2400 MHz en un plano finito e infinito de tierra.

Para finalizar con los resultados de la simulación de la IFA que trabaja a 2400 MHz se van a presentar los resultados obtenidos que conciernen a los diagramas de radiación. Estos diagramas representan a los tres planos principales, es decir, los planos verticales XZ e YZ y el plano horizontal XY.

Primero se muestran los diagramas de radiación de la IFA a 850 MHz y de la IFA a 2400 MHz, estando ambas antenas situadas en un plano infinito de tierra (ver figuras 55, 56 y 57). Posteriormente, se presentan los diagramas de la IFA a 2400 MHz en el plano finito (ver figuras 58, 59 y 60). Los cortes verticales de los diagramas de radiación de la IFA y de la IFA no presentan el nulo que presentaba el diagrama de radiación del monopolo, por lo que se puede decir que son “casi constantes” -los diagramas presentan una variación aproximada de 3 dB- en todo el semiespacio superior al plano de tierra.

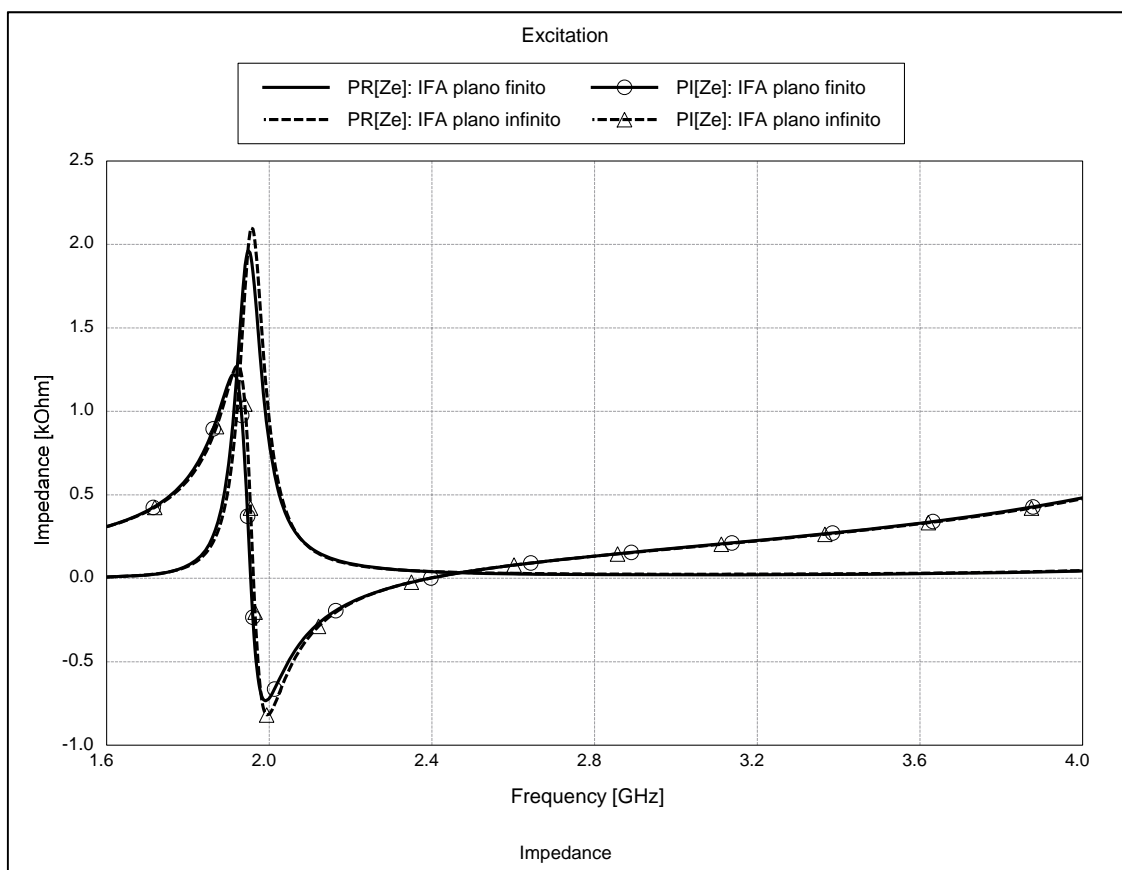


Figura 54. Impedancias de entrada de las IFA a 2400 MHz en un plano finito e infinito de tierra.

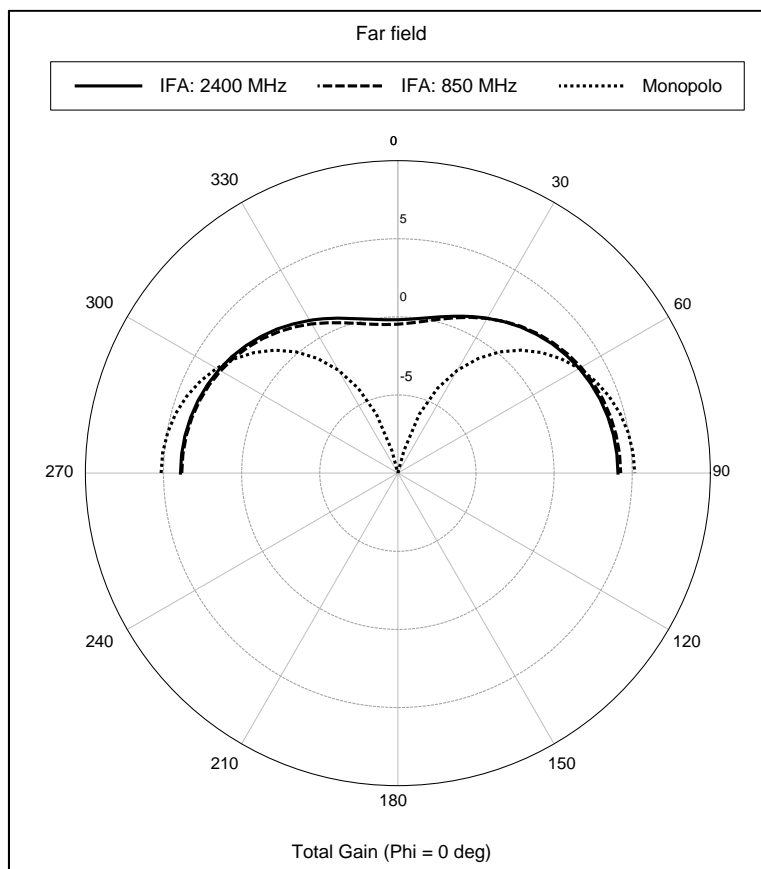


Figura 55. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de las IFAs y el monopolo en planos infinitos de tierra.

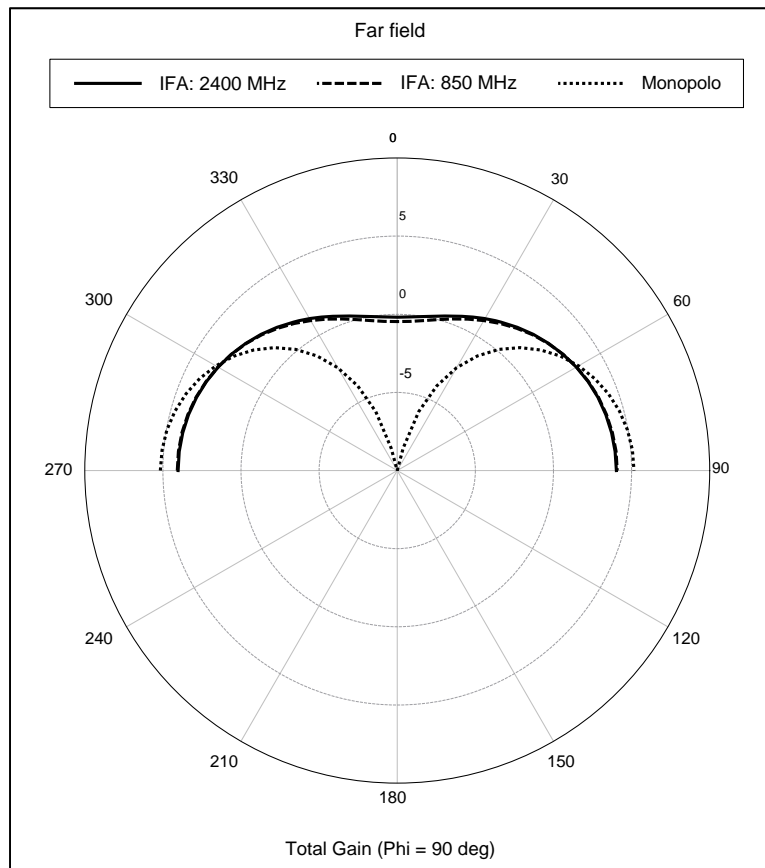


Figura 56. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de las IFAs y el monopolo en planos infinitos de tierra.

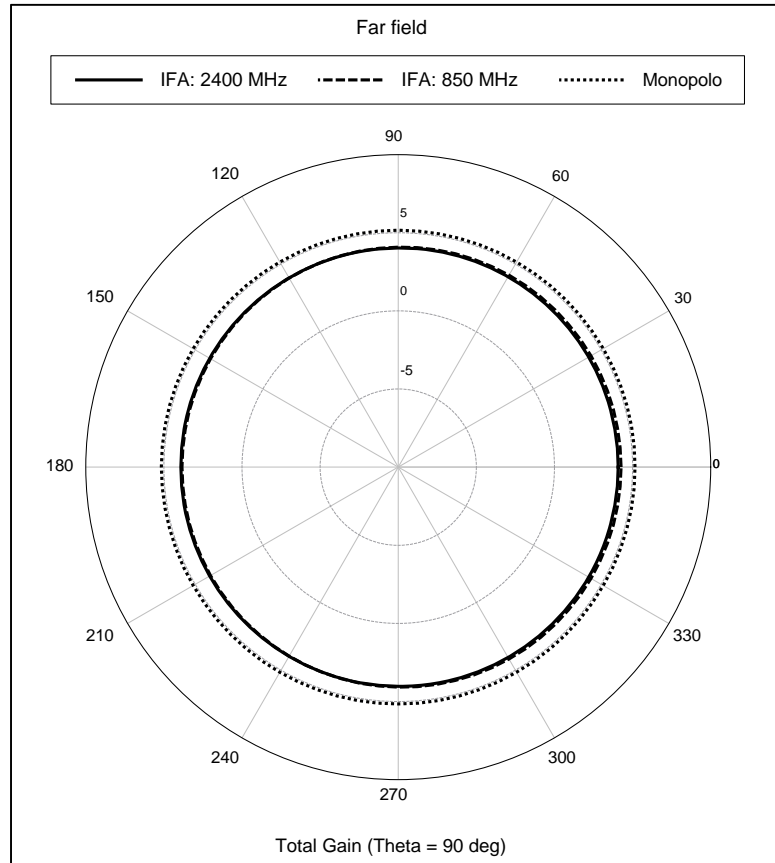


Figura 57. Diagramas de radiación, en el plano XY, de las IFAs y el monopolo en planos infinitos de tierra.

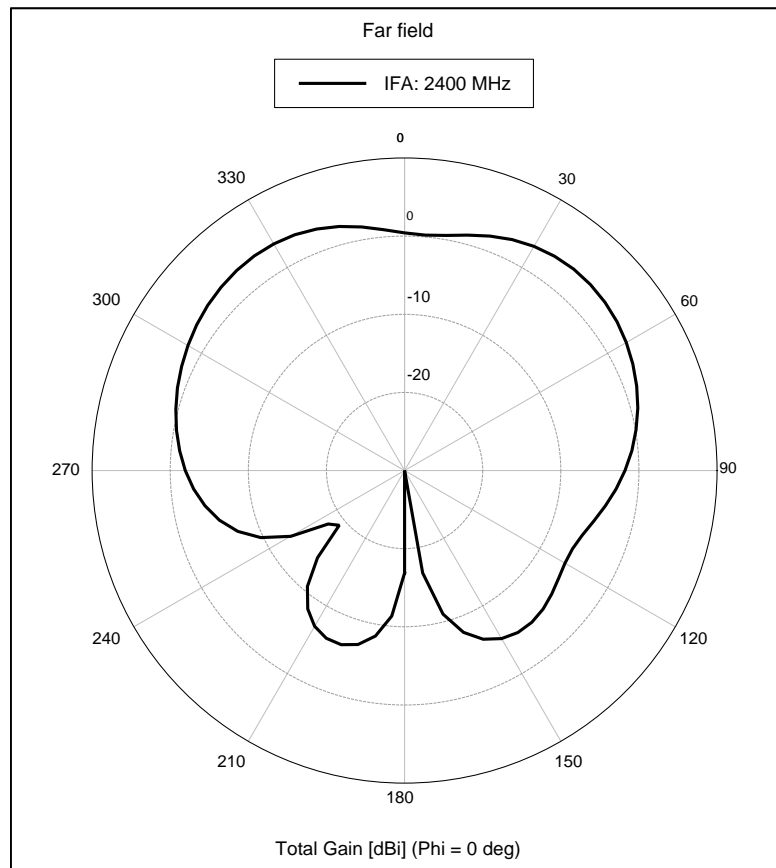


Figura 58. Diagrama de radiación, en el plano XZ, de la IFA a 2400 en un plano finito de tierra.

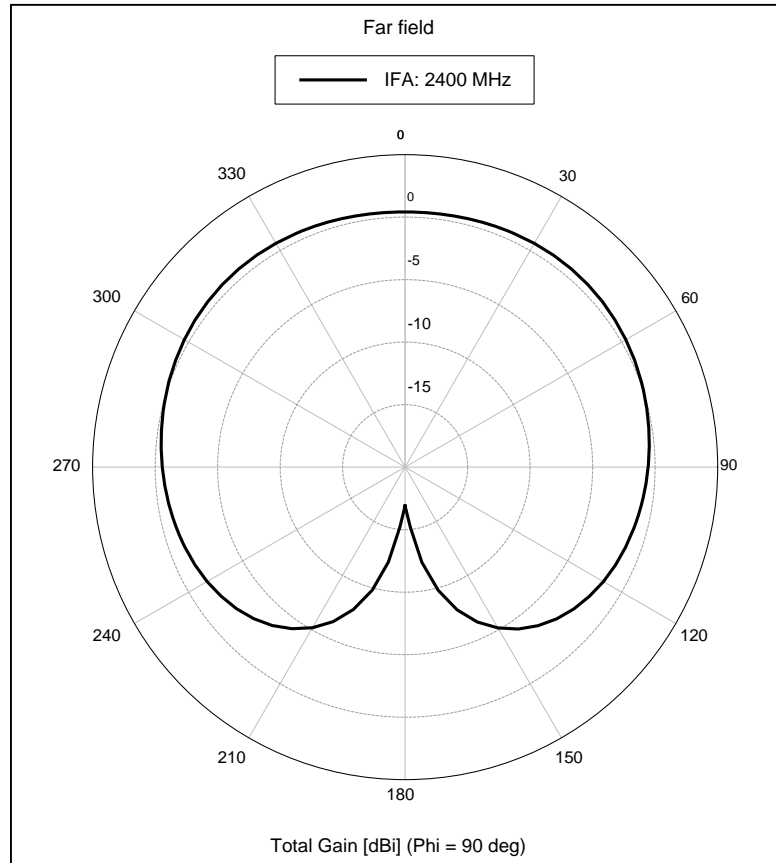


Figura 59. Diagrama de radiación, en el plano YZ, de la IFA a 2400 MHz en un plano finito de tierra.

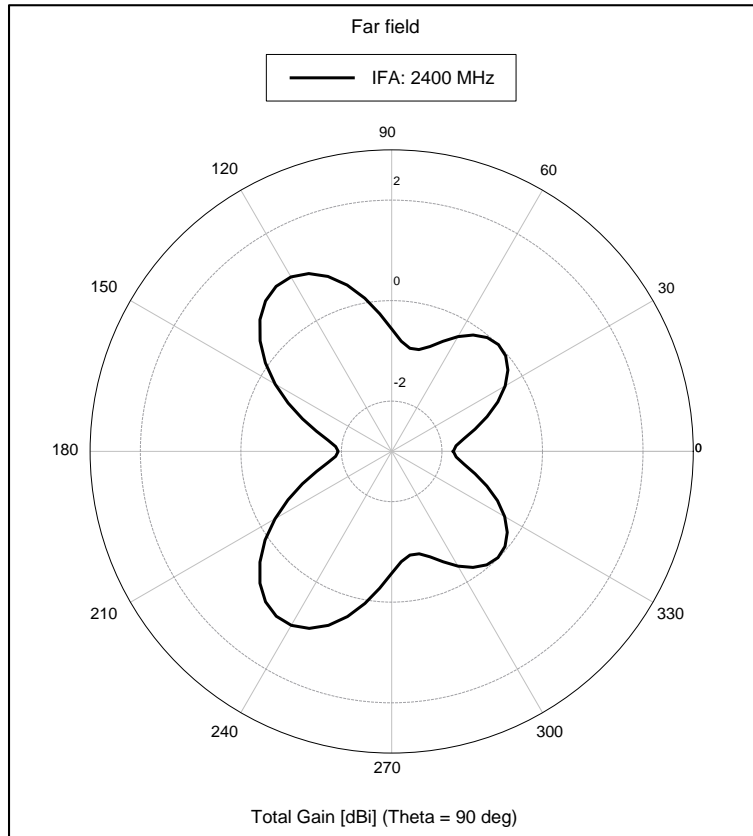


Figura 60. Diagrama de radiación, en el plano XY, de la IFA a 2400 MHz en un plano finito de tierra.

Se puede apreciar que el plano de tierra y la frecuencia afectan significativamente a los diagramas de la antena en comparación con la IFA a 850 MHz. Los diagramas obtenidos al simular la IFA a 2400 MHz presentan diagramas más directivos en las direcciones que están dentro del semiespacio inferior al plano de tierra. Obviando, lo que ocurre por debajo del plano de tierra, hay que decir que los diagramas de la IFA a 2400 MHz situada en el plano infinito y en el plano finito se parecen bastante pues radian en todas las direcciones del semiespacio superior (ver figuras 46, 47 y 48).

Tabla 9. Comparación de los resultados obtenidos al simular la IFA a 850 MHz y a 2400 MHz.

Tipo de antena	Tipo de plano	Frecuencia de resonancia (MHz)	Impedancia de entrada a la frecuencia de resonancia (Ω)	Ancho de banda a -6 dB (MHz)
IFA	Infinito	850	$40,5 + 1,1j$	87,2 (10,2%)
IFA	Finito	850	$39,5 + 1,7j$	84,7 (10%)
IFA	Infinito	2400	$40,4 + 2,9j$	183 (7,6%)
IFA	Finito	2400	$38,8 + 2,3j$	186 (7,7%)

3.- Antenas impresas monobanda

Para continuar con las simulaciones de las antenas básicas de comunicaciones móviles se presentan los resultados de simular antenas impresas monobanda. En este caso las simulaciones se han realizado para dos frecuencias diferentes, 850 MHz y 2400 MHz.

Sin embargo, la única antena impresa que se ha simulado a 2400 MHz es la IFA porque es la antena que mejores prestaciones presentaba en el apartado anterior. Además, dado que esta frecuencia es la utilizada en el apartado 4 para la construcción de una antena monobanda, es necesario medir la permitividad relativa de la placa *microstrip*.

3.1.- Medida de la permitividad relativa del sustrato

En primer lugar, para poder realizar las simulaciones con la mayor exactitud posible hay que medir la permitividad relativa del sustrato *microstrip*. Aunque este circuito se puede simular con el software FEKO, esta simulación se realizó con el software AWR pues permitía obtener directamente el *layout* para la implementación del circuito en la placa fotosensible.

Para diseñar el circuito se ha simulado en AWR el circuito resonante, mostrado en la figura 61. La frecuencia de trabajo es 2400 MHz y se parte de la permitividad relativa inicial dada por el datasheet del material -FR4- del cual está hecha la placa [11]. El circuito es una línea de transmisión *microstrip* cargada en su centro por un *stub* de longitud $\lambda/4$ terminado en circuito abierto. TX-Line es una herramienta de AWR que permite encontrar los valores del ancho (w) y de la longitud (L) de una línea *microstrip* dada su impedancia característica y su longitud eléctrica.

Para conocer el ancho de la pista, todos los parámetros que hay que pasar al TX-Line son:

- La permitividad relativa inicial –en nuestro caso 4,5-,
- La tangente de pérdidas de la placa –0,01-,
- La altura o grosor de la placa –la altura de la placa es 1,5 mm-,
- El material del que está hecha la placa –Fibra de vidrio (FR4) [11]-,
- El material del que están hechas las pistas –las pistas son de cobre-,
- El espesor del conductor –el espesor es 35 μm -
- La frecuencia de trabajo –frecuencia igual a 2400 MHz-, y
- La impedancia característica –en este caso 50 Ω -.

Debido a que la medida de la permitividad de este tipo de placas suele ser inferior al valor proporcionado por el *datasheet*, los valores de la permitividad relativa inicial y de la tangente de pérdidas son tomados de las prácticas del laboratorio de la asignatura Transmisión y Propagación de Ondas porque son valores más cercanos a la realidad. Introduciendo todos estos datos en el TX-Line se obtiene que el ancho de la pista debe ser 2,78 mm.

El parámetro que se utilizó para averiguar la medida de la permitividad relativa fue el parámetro S_{21} (ver figura 62). Fue escogido porque presentaba un nulo en torno a la frecuencia de 2400 MHz, y por lo tanto, se puede medir con mayor facilidad en el analizador de redes.

La figura 63 presenta el *layout* del circuito anterior, cuyo tamaño es 54x30 mm.

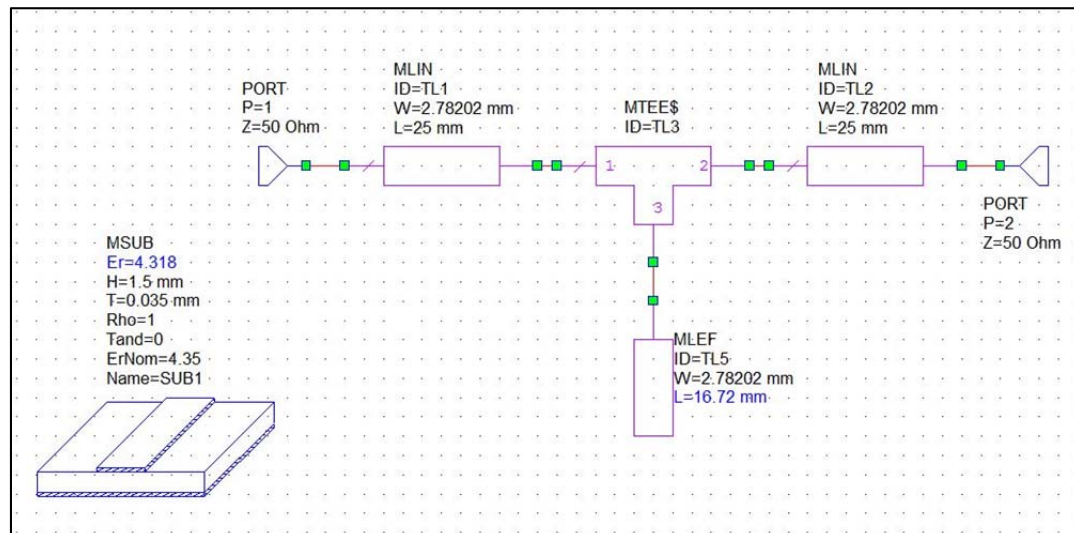


Figura 61. Circuito resonante para medir la permitividad relativa de la placa.

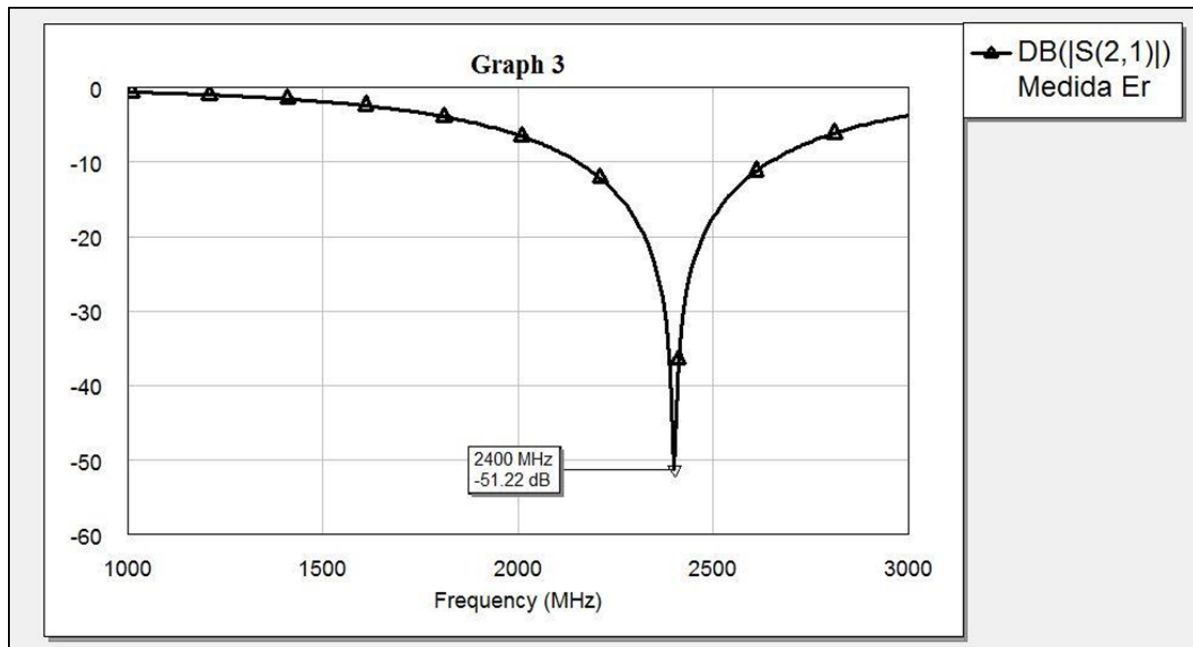


Figura 62. Parámetro S21 del circuito resonante diseñado.

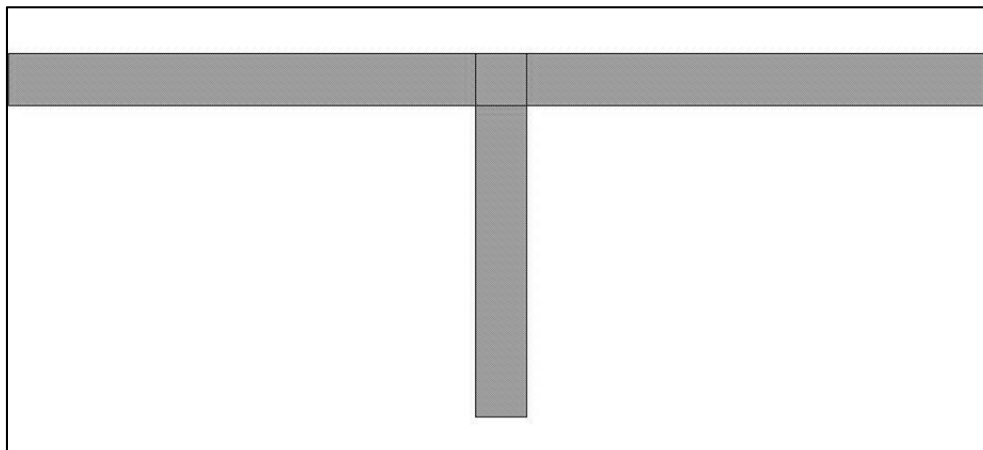


Figura 63. Layout del circuito resonante diseñado.

Una vez sacado el layout, se procedió a imprimir en acetato dicho modelo. Posteriormente, se insoló la placa fotosensible utilizando como máscara el acetato impreso. El tiempo de insolación de la placa fotosensibilizada es de 170 segundos. El siguiente paso fue revelar la placa con una base reveladora compuesta por sosa caustica y agua. Por último, se ataca el cobre visible con una mezcla a partes iguales de ácido clorhídrico estabilizado al 20% y agua oxigenada de 110 volúmenes para que las pistas queden perfectamente definidas. La placa ya construida, con los conectores instalados se observa en la figura 64.

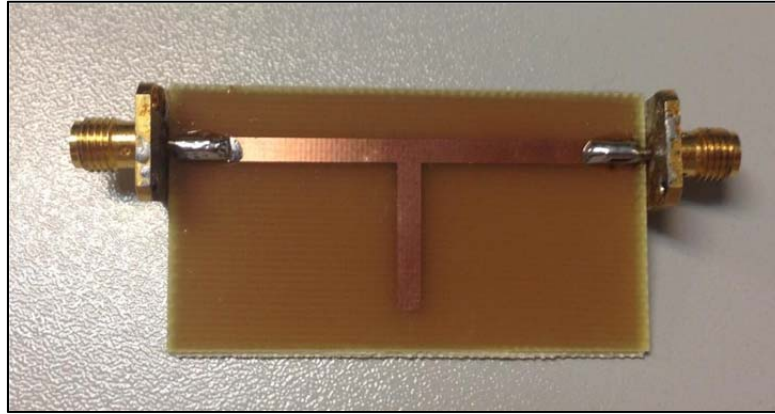


Figura 64. Circuito impreso para medir la permitividad relativa.

Los parámetros “S” del circuito fueron medidos con el analizador de redes del laboratorio calibrado. Ya que la medida del analizador no estaba centrada en los 2400 MHz, fue necesario ajustar la simulación del AWR para que el parámetro S_{21} coincidiese (ver figura 65). Para realizar el ajuste se varía el valor de la permitividad relativa y de la tangente de pérdidas, hasta conseguir que el mínimo de la simulación coincidiera con el mínimo de la placa construida. Estos son los nuevos valores de los parámetros característicos de la placa, que FEKO utiliza para obtener el comportamiento electromagnético del sustrato:

- La permitividad relativa estimada es: 4,31
- La tangente de pérdidas estimada es: 0,025

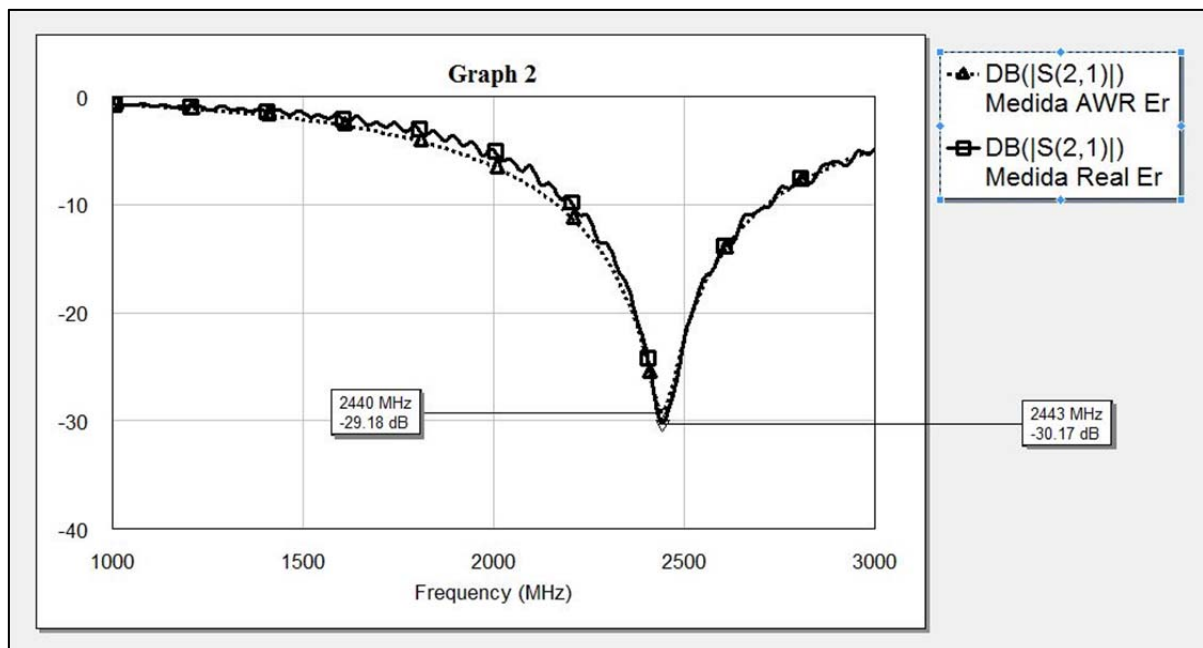


Figura 65. Comparación del parámetro S_{21} de la simulación en AWR y de la medida en el analizador de redes.

A partir este apartado, se han diseñado todas las antenas impresas en el sustrato estudiado. Se diseñó un monopolo a 850 MHz, una antena L invertida a 850 MHz y una antena F invertida a 850 MHz y 2400 MHz.

3.2.- Monopolo impreso

En este apartado se muestran los resultados obtenidos al simular un monopolo impreso. Este monopolo trabaja a la misma frecuencia (850 MHz) que el monopolo modelado mediante un hilo. Las antenas que se presentan, tanto en el apartado 3.2 como en los apartados 3.3 y 3.4, fueron diseñadas sobre el mismo sustrato que se midió en el apartado 3.1. Este sustrato tiene las siguientes características:

- Largo del sustrato, $L = 12,38$ cm,
- Ancho del sustrato, $a = 5,86$ cm,
- Grosor del sustrato, $h_s = 1,5$ mm,
- Permitividad relativa, $\epsilon_r = 4,31$,
- Tangente de pérdidas, $\delta = 0,025$.

Para llevar a cabo el diseño se va a partir del modelo diseñado en el apartado 2.1 (ver figura 1). Las medidas iniciales del monopolo impreso (ver figura 66) son las siguientes:

- Longitud del monopolo (L_m) igual a 88 mm,
- Longitud de la línea de transmisión (L_t) igual a 26,5 mm,

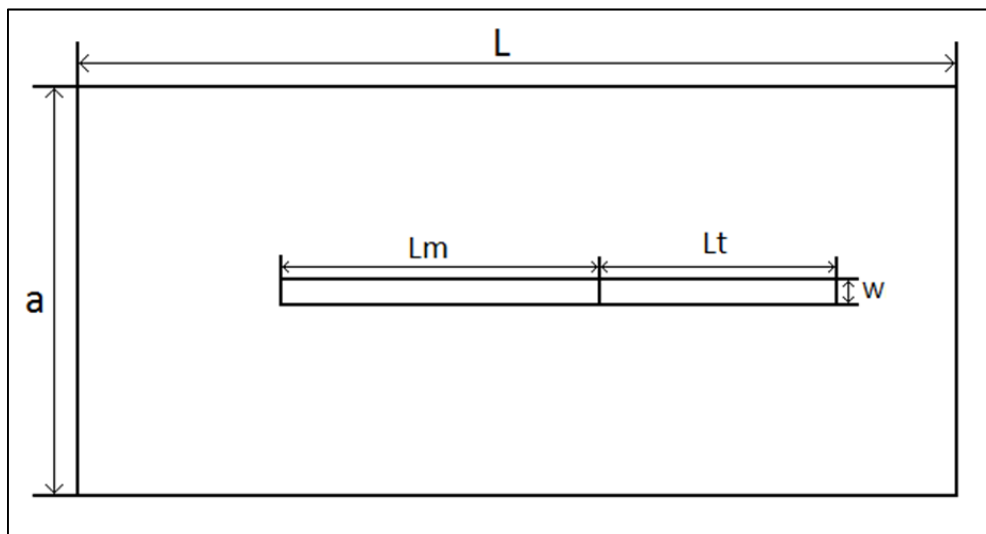


Figura 66. Esquema del monopolo impreso.

Del esquema anterior queda por explicar el valor del ancho de las pistas. Los anchos de pista se calculan, como se realizó al inicio del apartado 3, con la herramienta TX-Line del software AWR. Es necesario volver a calcular el ancho de la pista, ya que a pesar de utilizar en el diseño pistas de 50Ω , la frecuencia de trabajo, la permitividad relativa y la tangente de pérdidas son distintas. Estos nuevos valores permiten obtener en el TX-Line, el nuevo ancho de las pistas que es:

- Ancho de las pistas (w) igual a 2,872 mm.

A partir de las medidas iniciales y usando el software FEKO se diseñó el monopolo impreso. La parte superior de la antena se muestra en la figura 67, que se ha centrado en la placa que simula al sustrato. En

ella, se puede ver que la parte superior consta de una línea de transmisión y la propia antena quedando separadas por la línea que cruza la placa. También se observa, que al inicio de la línea de transmisión se ha colocado el puerto para la alimentación de la antena. Este puerto es un *edge port* que es el recomendado por FEKO para las simulaciones en tecnología *microstrip*. La cara inferior de la antena es dividida en dos sectores: uno conductora (gris oscuro) y otro que es el propio sustrato (gris claro) (ver figura 68).

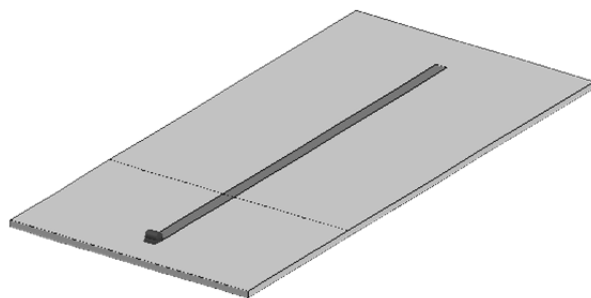


Figura 67. Cara superior del monopolo impreso con línea de transmisión.

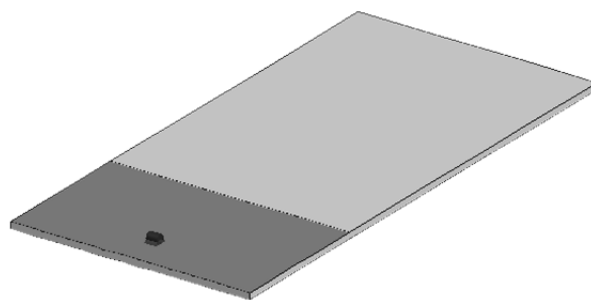


Figura 68. Cara inferior del monopolo impreso

Ahora bien, ya que las impedancias características de la línea de transmisión y del monopolo son distintas, los resultados obtenidos en la simulación de la impedancia de entrada se ven afectados. Esto provoca que se cometa un error al calcular la impedancia de entrada a la frecuencia en la que se encuentra el mínimo del coeficiente de reflexión (ver figura 71).

Además, como se observa en la figura 70, el mínimo del módulo del coeficiente de reflexión vale -16 dB sobre una impedancia característica de 50 Ω . Esto discrepa con lo obtenido a lo largo del apartado 2, donde la impedancia característica empleada para el cálculo del coeficiente de reflexión fue 36 Ω y los valores del mínimo eran distintos.

Al no permitir FEKO trasladar la posición del plano de referencia -donde se realiza la medida-, se comete un error al medir el coeficiente de reflexión y la impedancia de entrada de la antena, ya que se miden al inicio de la línea de transmisión -donde se coloca el puerto-. Por esta razón, también se añade la simulación de la antena en tecnología *microstrip* sin la línea de transmisión. Esta antena emplea pistas cuyos anchos son los calculados para 50 Ω y es alimentada mediante una fuente de alimentación conectada a un *edge port*. El puerto está situado justo en el punto en el cual finalizaba la línea de transmisión, o lo que es lo mismo, al inicio de la antena (ver figura 69). Este nuevo modelo permite medir tanto el coeficiente de reflexión como la impedancia de entrada de la antena, tal y como se realizó en todo el apartado 2.

En ambos casos fue necesario ajustar las longitudes del monopolo porque la frecuencia del mínimo del coeficiente de reflexión no era 850 MHz. Para ello, se redujo el tamaño del conductor para subir la frecuencia de dicho mínimo (ver figura 70). Para el cálculo del coeficiente de reflexión se emplearon $50\ \Omega$ para el monopolo con línea de transmisión (Monopolo con LT) y $36\ \Omega$ para el monopolo sin línea de transmisión (Monopolo sin LT). Los resultados obtenidos de los anchos de banda a $-6\ \text{dB}$ se muestran en la tabla 10.

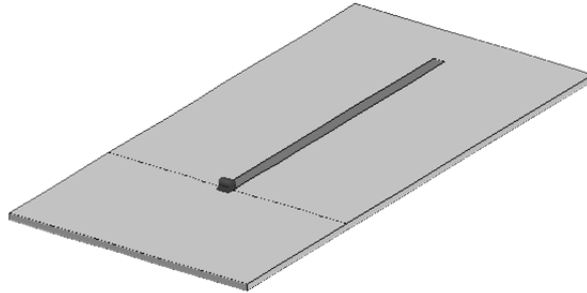


Figura 69. Cara superior del monopolo impreso sin línea de transmisión.

Finalmente, las impedancias de entrada de las antenas se observan en la figura 71. En ella, se puede comprobar que la impedancia de entrada de la antenna con línea de transmisión (Monopolo + LT en la figura 71) varía respecto a la impedancia de entrada de la antenna sin línea de transmisión (Monopolo en la figura 71) (ver tabla 10). Aunque la línea cambie el plano de referencia donde se realiza la medida y haga empeorar al mínimo del coeficiente de reflexión, éste sigue apareciendo en la figura 70.

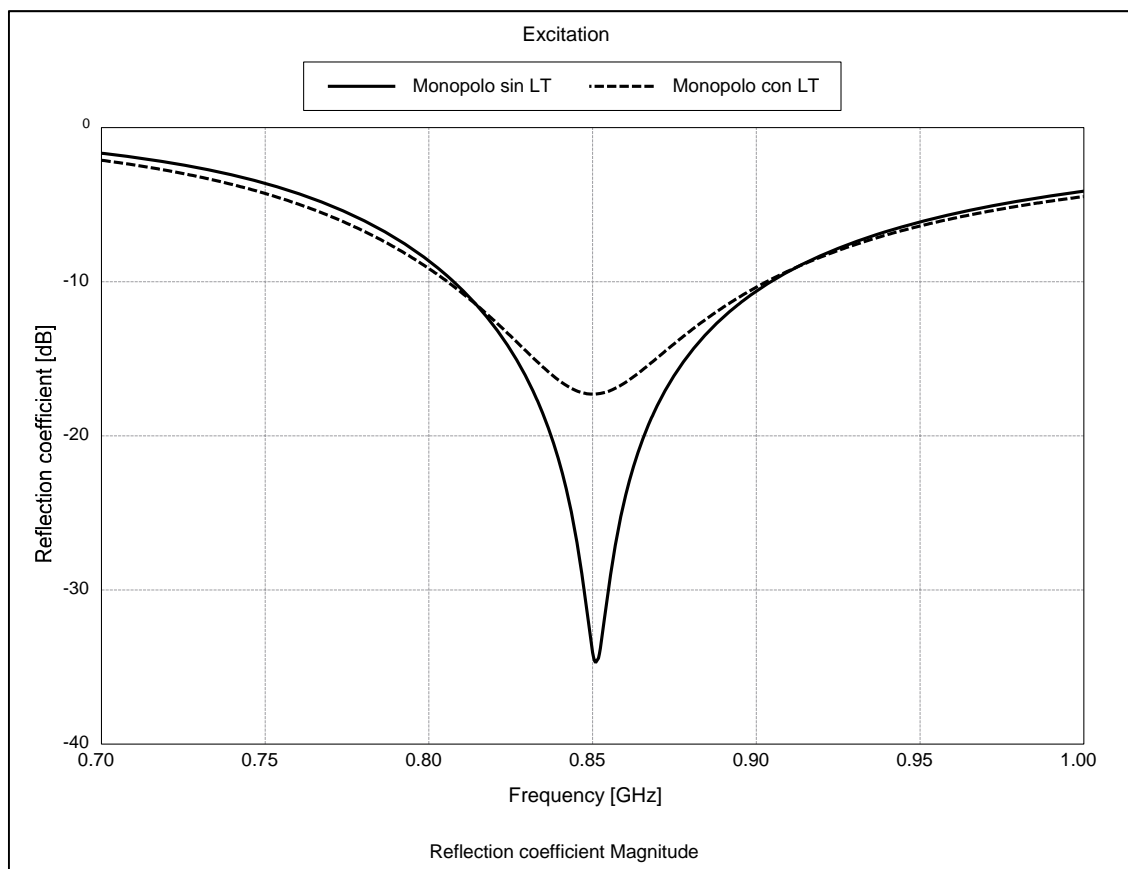


Figura 70. Coeficientes de reflexión del monopolo con y sin línea de transmisión.

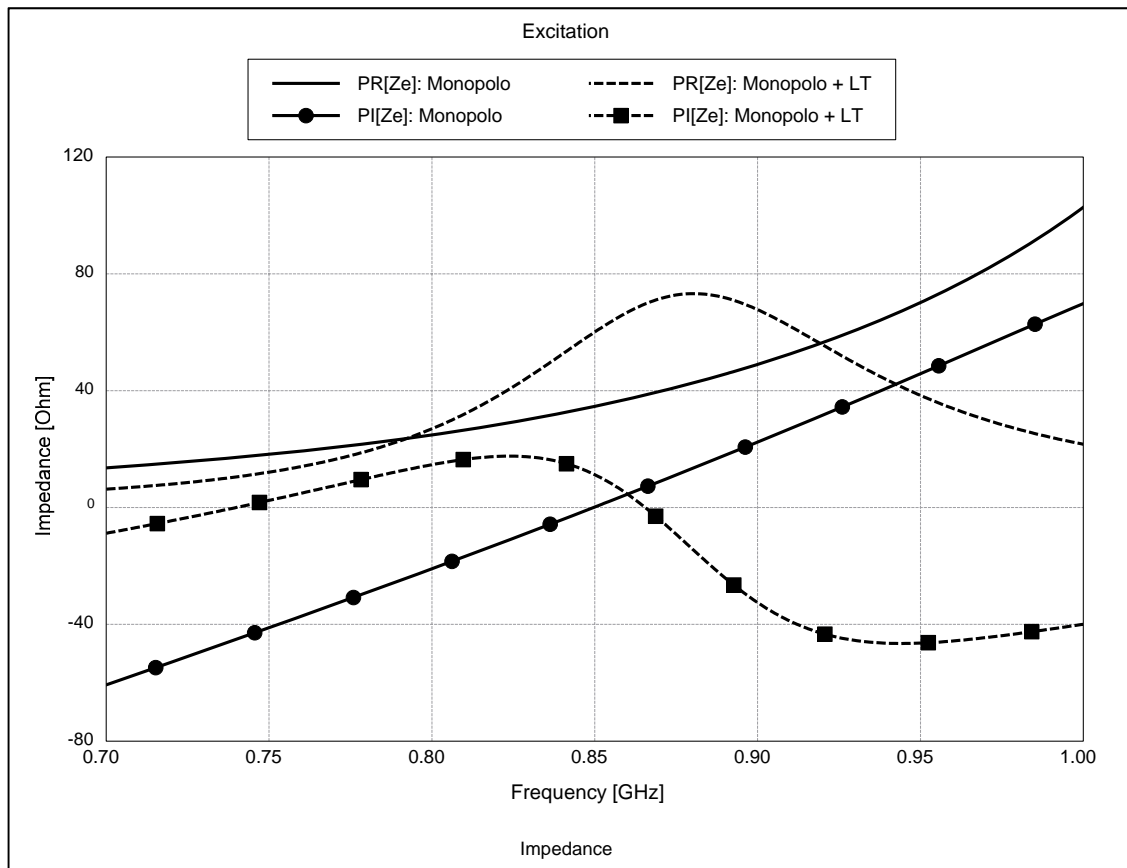


Figura 71. Impedancias de entrada del monopolio con y sin línea de transmisión.

Tabla 10. Comparación de los resultados obtenidos al simular el monopolio impreso con y sin línea de transmisión.

Línea de transmisión	Longitud del monopolio (mm)	Frecuencia de resonancia (MHz)	Impedancia de entrada a la frecuencia de resonancia (Ω)	Ancho de banda a -6 dB (MHz)
Sí	76	850	$60,1 + 11,2j$	185,1 (21,8%)
No	75,55	850	$34,6 + 0,1j$	172,4 (20,3%)

En las próximas figuras se va a poder comprobar si el diseño realizado está radiando como un monopolio. Por ello, se van a mostrar en las figuras 72 y 73, los diagramas de radiación en los planos YZ y XY del monopolio impreso. El plano XZ no se representa ya que el diagrama del monopolio impreso en ese plano es idéntico al diagrama de dicho monopolio en el plano XY. Sin embargo, ya que el monopolio impreso está diseñado horizontalmente para poder comparar los diagramas hay que confrontar los planos correspondientes. Como se apreciaba en el apartado 2.3.3, los planos verticales del monopolio vertical en forma de hilo eran idénticos. Por tanto, los planos que se compararon fueron los siguientes:

- En el plano 1 se comparó: el plano XY del monopolio impreso con el plano XZ del monopolio en forma de hilo (ver figura 72).
- En el plano 2 se comparó: el plano YZ del monopolio impreso con el plano XY del monopolio en forma de hilo (ver figura 73).

Los diagramas de radiación muestran que ambos monopolo están radiando de la misma forma. Obviamente, debido a que su orientación es distinta, están radiando en diferentes direcciones. Los diagramas presentan mayores similitudes con el diagrama del dipolo $\lambda/2$ en el espacio libre que con el diagrama del monopolo $\lambda/4$ situado en un plano infinito. En ambos casos están radiando por debajo del plano de tierra o del sustrato y presentan los mismos nulos que el diagrama del dipolo. En lo que sería el diagrama de radiación en el plano de la dirección del monopolo -plano vertical YZ en el monopolo impreso y plano XY en el monopolo con forma de hilo- el monopolo presenta un diagrama constante para todas las direcciones.

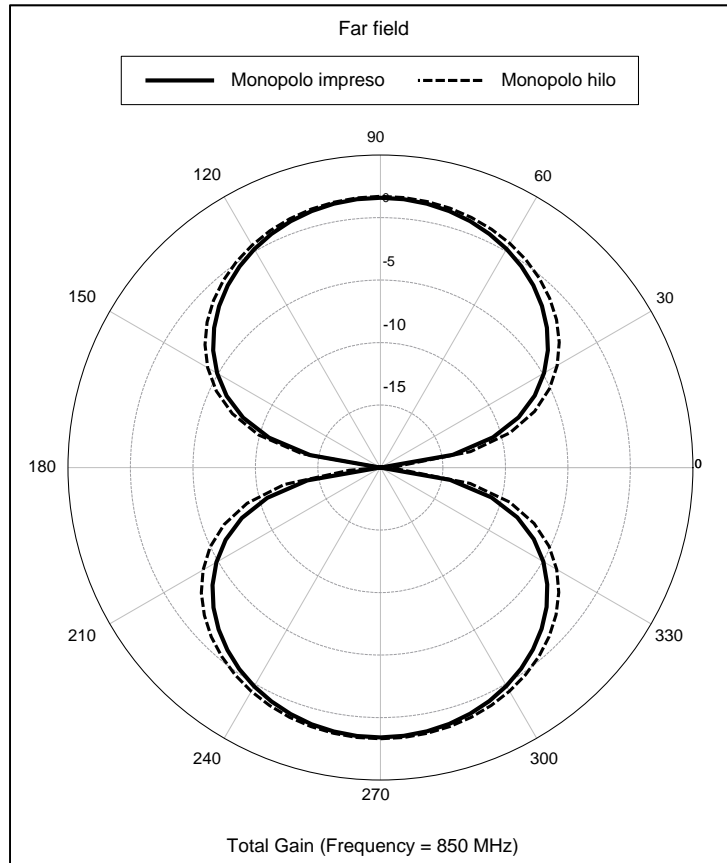


Figura 72. Diagramas de radiación del monopolo en el plano 1.

3.3.- Antena impresa L invertida

En este apartado se presenta el diseño de una antena impresa L invertida (ILA). Se denomina así porque posee una geometría similar a la de una L invertida. La antena se ha diseñado sobre un sustrato de las mismas dimensiones y características que el empleado en el apartado 3.2. Además, al igual que en el monopolo, la frecuencia de trabajo es 850 MHz. Por esta razón, y al emplear pistas de 50Ω , el ancho de las pistas es el mismo que el ancho del monopolo ($w = 2,872 \text{ mm}$).

Para llevar a cabo el diseño, se partió del modelo diseñado en el apartado 2.4.1 (ver figura 35). Las medidas iniciales de la ILA impresa (ver figura 74) fueron las siguientes:

- Altura (h) igual a 23,68 mm.
- Longitud del conductor (L_c) igual a 64,53 mm.
- Longitud de la línea de transmisión (L_t) igual a 26,5 mm.

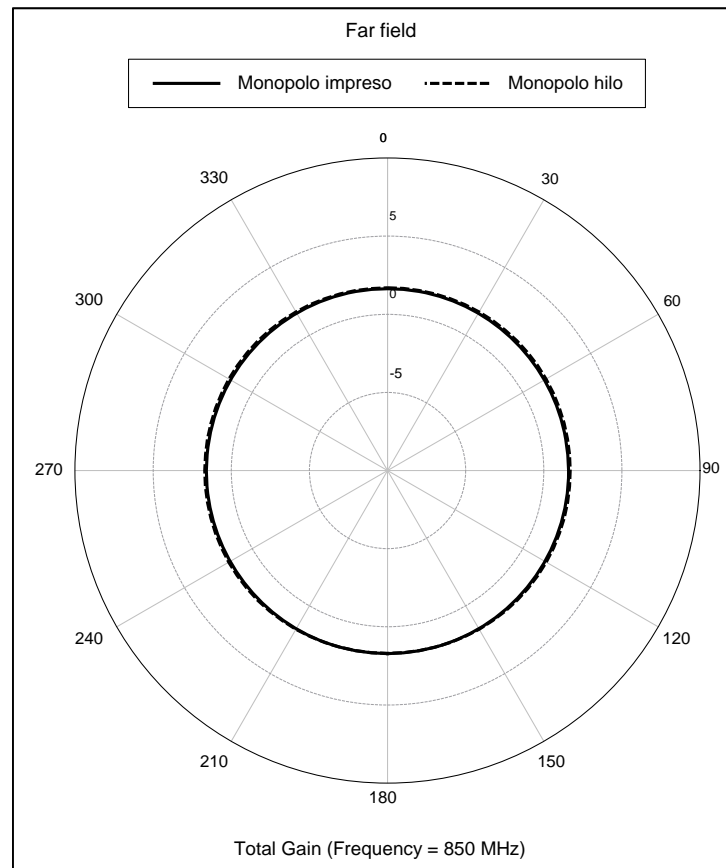


Figura 73. Diagramas de radiación del monopolo en el plano 2.

A partir de las medidas iniciales y usando el software FEKO se diseñó la ILA impresa. La parte superior de la antena se muestra en la figura 75, la cual se ha centrado en el sustrato. Se puede ver que la parte superior consta de una línea de transmisión y la propia antena quedando separadas por la línea que cruza la placa. Al inicio de la línea de transmisión se ha colocado el puerto para la alimentación de la antena. Este puerto es un *edge port* ya que es el recomendado por FEKO para las simulaciones en tecnología *microstrip*. Anteriormente, en el apartado 3.1, se observaba la cara inferior del monopolo en la figura 68, que es igual a la cara inferior de la ILA impresa a 850 MHz. Esta parte de la ILA impresa quedó dividida en dos sectores: uno conductor (gris oscuro) y otro que es el propio sustrato (gris claro) (ver figura 68).

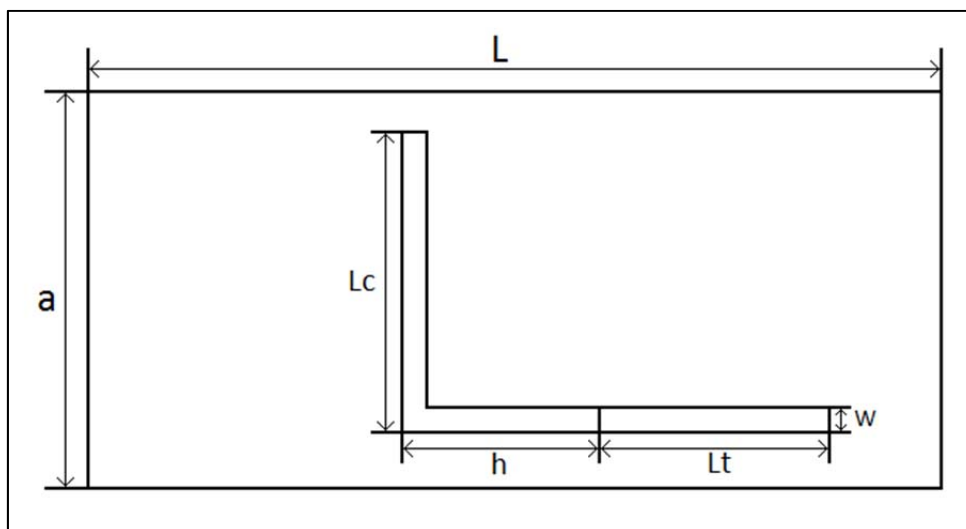


Figura 74. Esquema de la ILA impresa.

Ahora bien, ya que las impedancias características de la línea de transmisión y de la ILA impresa son distintas, los resultados obtenidos en la simulación de la impedancia de entrada se ven alterados. Esto provoca que se cometa un error al calcular la impedancia de entrada a la frecuencia de resonancia (ver figura 78).

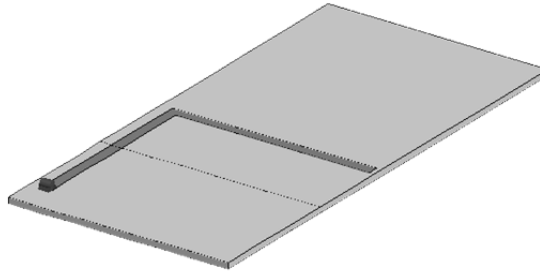


Figura 75. Situación de la antena impresa L invertida con línea de transmisión.

Además, como se observa en la figura 77, el mínimo del módulo del coeficiente de reflexión (850 MHz) vale -4 dB sobre una impedancia característica de 50Ω . Esto discrepa con lo obtenido a lo largo del apartado 2.4.1 donde la impedancia característica empleada para el cálculo del coeficiente de reflexión fue 9Ω .

Al no permitir FEKO trasladar la posición del plano de referencia, se comete un error al medir el coeficiente de reflexión y la impedancia de entrada de la antena, ya que se miden al inicio de la línea de transmisión. Por esta razón, también se añade la simulación de la ILA en tecnología *microstrip* sin la línea de transmisión. Esta antena emplea pistas cuyos anchos son los calculados para 50Ω y es alimentada mediante una fuente de alimentación conectada a un *edge port*. El puerto está situado justo en el punto en el que finalizaba la línea de transmisión, o lo que es lo mismo, al inicio de la antena (ver figura 76). Este nuevo modelo permite medir tanto el coeficiente de reflexión como la impedancia de entrada de la antena, tal y como se realizó en el apartado 2.4.1.

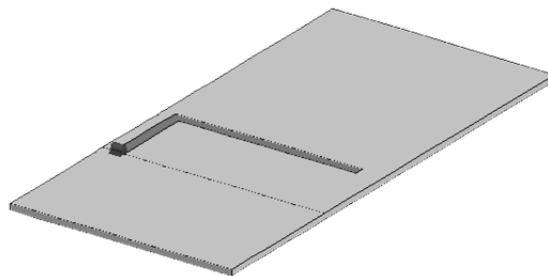


Figura 76. Situación de la ILA impresa sin la línea de transmisión.

En ambos casos fue necesario ajustar las longitudes de los conductores de las ILAs impresas porque los mínimos de los coeficientes de reflexión no estaban en 850 MHz. A fin de aumentar la frecuencia de resonancia, se redujeron los respectivos tamaños de los conductores (ver figura 77). Las impedancias características empleadas para el cálculo del coeficiente de reflexión son 50Ω para la ILA con línea de transmisión (ILA con LT en la figura 77) y 9Ω para la ILA sin línea de transmisión (ILA sin LT). Los resultados obtenidos al medir el ancho de banda a -6 dB de la ILA con y sin línea de transmisión se muestran en la tabla 11.

En la figura 78, se puede comprobar que al introducir la línea de transmisión, la impedancia de entrada varía respecto a la impedancia de la antena sin la línea de transmisión (ver tabla 11). Aunque la antena con línea de transmisión presenta una ligera resonancia en su coeficiente de reflexión, al cambiar el plano de referencia, su reactancia no es nula en 850 MHz -hecho que sí ocurre quitando la línea de transmisión-.

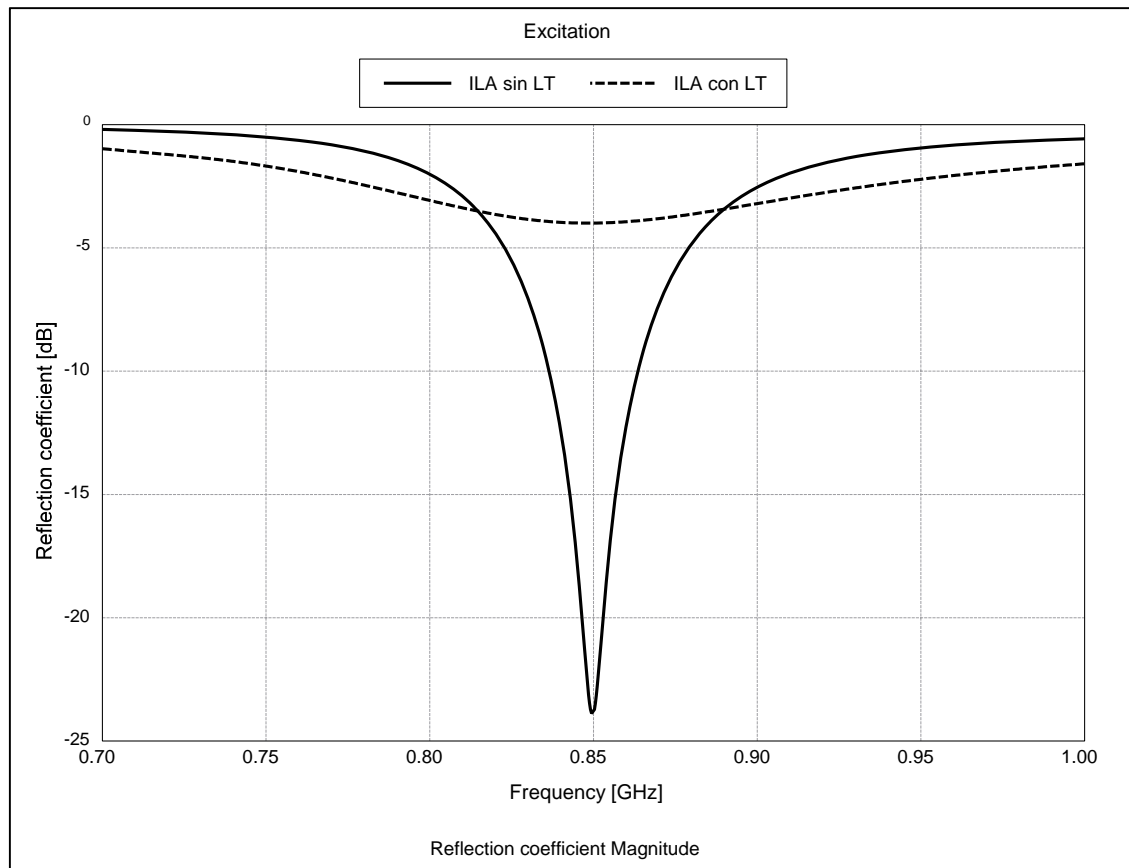


Figura 77. Coeficientes de reflexión de la ILA impresa con y sin línea de transmisión.

Finalmente, indicar que los diagramas de radiación de la antena impresa L invertida, se muestran en el apartado 3.4.1, para compararlos con los diagramas de la antena impresa F invertida que trabaja a 850 MHz.

Tabla 11. Comparación de los resultados obtenidos al simular la ILA con y sin línea de transmisión.

Línea de transmisión	Longitud del conductor de la ILA (mm)	Frecuencia de resonancia (MHz)	Impedancia de entrada a la frecuencia de resonancia (Ω)	Ancho de banda a -6 dB (MHz)
Sí	55,43	850	$63,5 + 90,7j$	No se puede medir
No	50,2	850	$10,2 + 0,06j$	47,6 (5,6%)

3.4.- Antena impresa F invertida

Como se realizó en el apartado 2.4.2, los resultados de la antena F invertida (IFA) son los correspondientes a dos simulaciones para dos frecuencias diferentes. Una de ellas es 850 MHz y la otra es 2400 MHz.

La primera de ellas, 850 MHz, fue escogida porque el resto del proyecto empleaba esta frecuencia. Además, en este apartado era de mayor importancia utilizarla ya que estas antenas impresas son las usadas en los terminales móviles. 850 MHz está dentro de la nueva banda de frecuencias en las que trabaja la tecnología LTE en España. Esta tecnología es un servicio que en España lleva disponible muy poco tiempo en todo su territorio. Por todo ello, es de especial interés estudiar cómo funciona una antena que puede emplear un teléfono móvil y que trabaja en la nueva banda de frecuencias disponible mediante la liberación del espectro de frecuencias que realizó el dividendo digital [6].

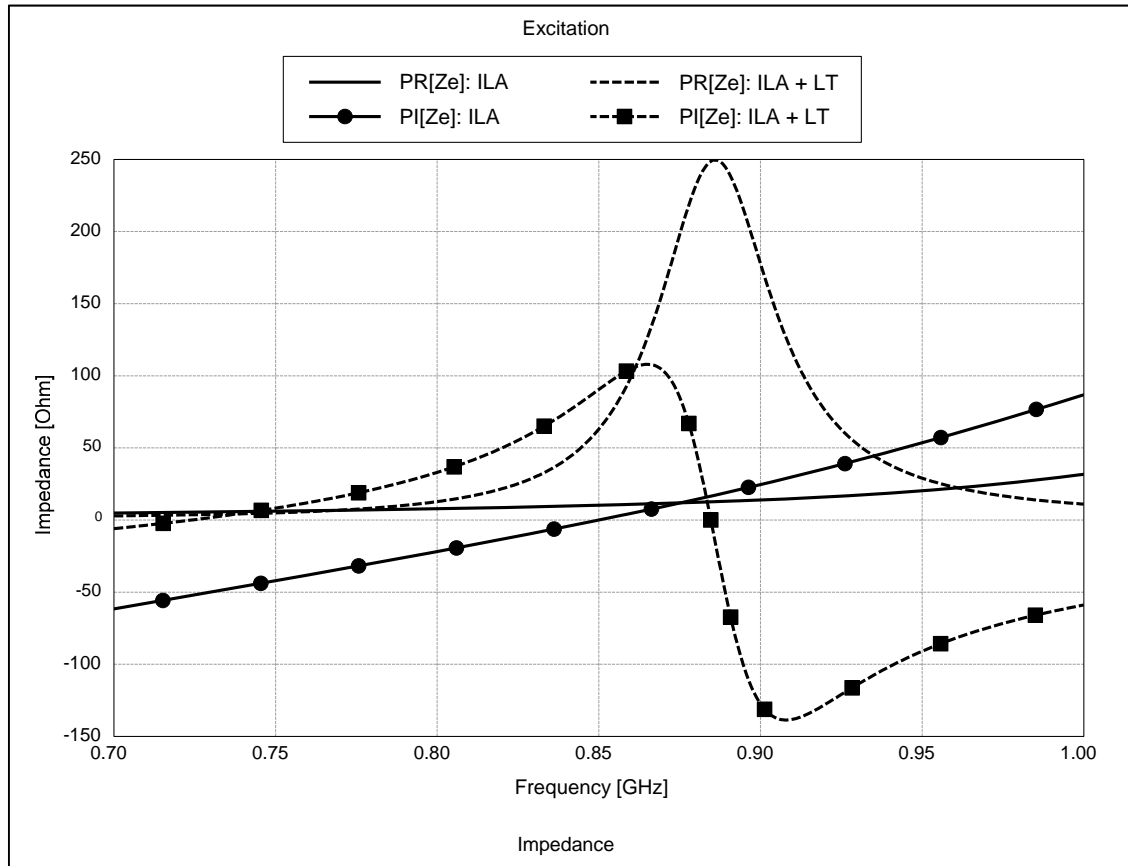


Figura 78. Impedancias de entrada de la ILA impresa con y sin línea de transmisión.

La segunda frecuencia seleccionada, 2400 MHz, fue seleccionada porque es la frecuencia de trabajo del WiFi y por la facilidad que permite a la hora de medir antenas físicas en la universidad. De los muchos estándares que tiene el sistema WiFi, tres de ellos trabajan en la banda de 2400 MHz. Estos estándares son el 802.11 b/g/n y permiten establecer conexiones inalámbricas, de distintas velocidades de transmisión de datos, en la banda anteriormente mencionada [5]. Este mecanismo de conexión inalámbrica es un sistema muy utilizado por la sociedad en los terminales móviles. Por ello, se decidió probar su funcionamiento en las antenas que emplean dichos terminales.

3.4.1.- IFA a 850 MHz

En este apartado se va a presentar el diseño de una antena impresa F invertida (IFA) que trabaja a 850 MHz. Esta antena se llama de este modo porque presenta una geometría similar a la de una F invertida. La IFA impresa se ha diseñado sobre un sustrato de las mismas dimensiones y características que el empleado en los apartados 3.2 y 3.3. Además, al ser las pistas de nuevo de 50Ω , y trabajar a la misma frecuencia que en los apartados 3.2 y 3.3, el ancho de ellas es el mismo, 2,872 mm.

Para realizar el diseño se partió del primer modelo diseñado en el apartado 2.4.2 (ver figura 39). Las medidas iniciales de la IFA impresa (ver figura 79) son las siguientes:

- Longitud del conductor (L_c) igual a 78,48 mm,
- Altura (h) igual a 31,76 mm,
- Separación entre *stubs* (S_s) igual a 9,19 mm.
- Longitud de la línea de transmisión (L_t) igual a 26,5 mm,
- Ancho de las pistas (w) igual a 2,872 mm.

A partir de estas medidas iniciales y empleando FEKO se diseñó la IFA impresa. Sin embargo, debido a la longitud del conductor, fue necesario realizar un diseño nuevo con diferentes medidas. La longitud del conductor era superior al ancho del sustrato, la parte final del conductor quedaba fuera del sustrato (ver figura 80).

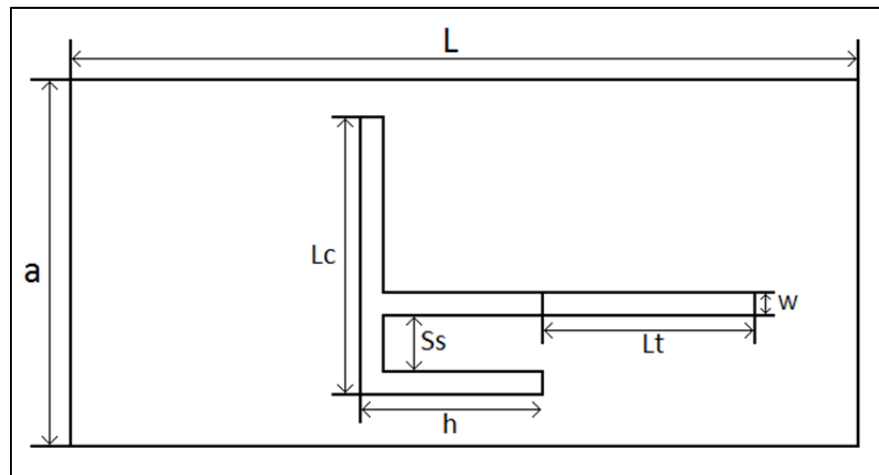


Figura 79. Esquema de la IFA impresa.

En consecuencia fue necesario diseñar una nueva antena F invertida, cuyo conductor quedara completamente dentro del sustrato. Para realizar el nuevo diseño se empleó el optimizador de FEKO. Esta herramienta permite modificar las medidas del modelo para conseguir un objetivo concreto. Para el nuevo diseño de la IFA se pidió modificar las siguientes medidas:

- Longitud del conductor (L_c) desde 48 mm hasta 58 mm (para que el conductor quedara completamente dentro del sustrato que simula la placa *microstrip*).
- Separación entre *stubs* (S_s) desde 3 mm hasta 15 mm,
- Altura (h) desde 28 mm hasta 40 mm.

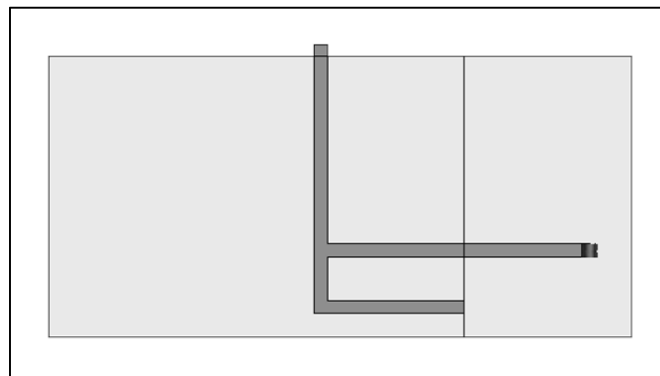


Figura 80. Situación del modelo inicial de la IFA impresa.

El optimizador modificó estas tres variables hasta encontrar un punto en el cual se generara un mínimo del módulo del coeficiente de reflexión menor a -20 dB, que estuviera situado en 850 MHz. Los nuevos valores de las variables ofrecidos por el optimizador de FEKO son:

- Longitud del conductor (L_c) igual a 56,16 mm,
- Altura (h) igual a 38,44 mm,
- Separación entre *stubs* (S_s) igual a 4,15 mm.

La parte superior de la IFA impresa que trabaja a 850 MHz se muestra en la figura 81, que se ha centrado en el sustrato que simula a la placa *microstrip*. En esta parte superior, se pueden diferenciar dos partes, la propia antena F invertida y la línea de transmisión. Al inicio de la línea de transmisión se ha colocado el puerto para la alimentación de la antena. Este puerto es un *edge port* ya que es el recomendado por FEKO para las simulaciones *microstrip*. Anteriormente, en el apartado 3.2, se observaba la cara inferior del monopolo en la figura 68, que es igual a la cara inferior de la IFA impresa a 850 MHz. Esta parte de la IFA impresa quedó dividida en dos sectores: uno conductor (gris oscuro) y otro que es el propio sustrato (gris claro) (ver figura 68).

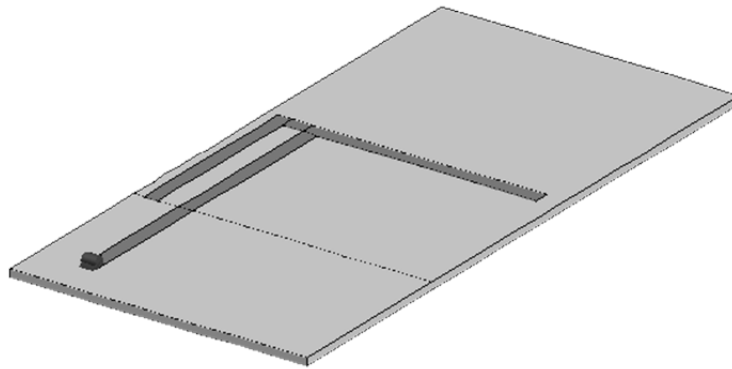


Figura 81. Situación de la IFA impresa a 850 MHz con línea de transmisión.

En esta ocasión, las impedancias características de la antena y de la línea de transmisión son prácticamente iguales. La IFA impresa presenta una impedancia característica en torno a 40-50 Ω , y la línea presenta una impedancia de 50 Ω . Es decir, aunque la línea de transmisión siga modificando el plano de referencia, al tener una impedancia característica prácticamente igual, el módulo del coeficiente de reflexión, que es lo que realmente se muestra en las gráficas del coeficiente de reflexión no varía [8].

También se simuló la antena F invertida impresa sin la línea de transmisión. Esta antena emplea pistas cuyos anchos son los calculados para 50 Ω y es alimentada mediante una fuente de alimentación conectada a un *edge port*. El puerto está situado justo en el punto en el cual finalizaba la línea de transmisión, o lo que es lo mismo, al inicio de la antena (ver figura 82).

Los coeficientes de reflexión no presentaban su mínimo en 850 MHz, por tal motivo, fue necesario ajustar las longitudes del conductor para que coincidiesen ambos factores (ver figura 83). En este caso al emplear impedancias características de 50 Ω para los dos casos, los coeficientes de reflexión de la antena con y sin línea de transmisión son muy parecidos. La única diferencia se encuentra en el valor del mínimo. La IFA sin línea de transmisión (IFA sin LT) tiene un mínimo del coeficiente que alcanza -23 dB, mientras que la IFA con línea de transmisión (IFA con LT) alcanza los -20 dB. Esto es debido al diseño de la antena con el optimizador y a que las impedancias características son prácticamente iguales. Para comprobar los resultados obtenidos del ancho de banda a -6 dB ver tabla 12.

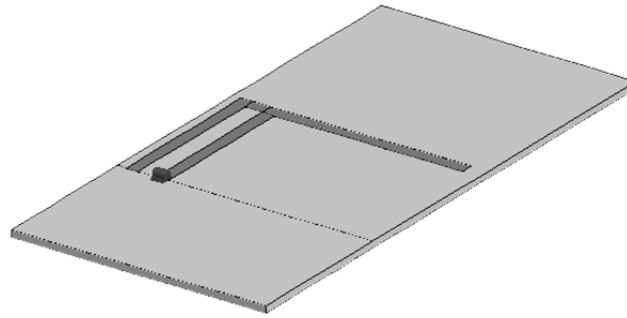


Figura 82. Situación de la IFA impresa a 850 MHz sin línea de transmisión.

Finalmente, las impedancias de entrada de las antenas se observan en la figura 84. En ella, el valor de la impedancia de entrada a la frecuencia de resonancia varía al introducir, o no, la línea de transmisión. Sin embargo, al ser las impedancias características tan parecidas, la resonancia se puede ver en ambos casos, porque a pesar de cambiar el plano de referencia, la parte imaginaria sigue siendo próxima a cero (ver tabla 12). Las etiquetas utilizadas en la figura 84 significan: IFA con línea de transmisión (IFA + LT) e IFA sin línea de transmisión (IFA).

Las impedancias de entrada que menos han variado, son las impedancias de entrada de la IFA impresa, en comparación a las impedancias de entrada del monopolo y la ILA impresos. A pesar de que las reactancias sufran variaciones, la parte resistiva de la impedancia de entrada tiene un valor muy próximo a la impedancia característica con la que se calculó el coeficiente de reflexión (50Ω) y permite obtener coeficientes parecidos.

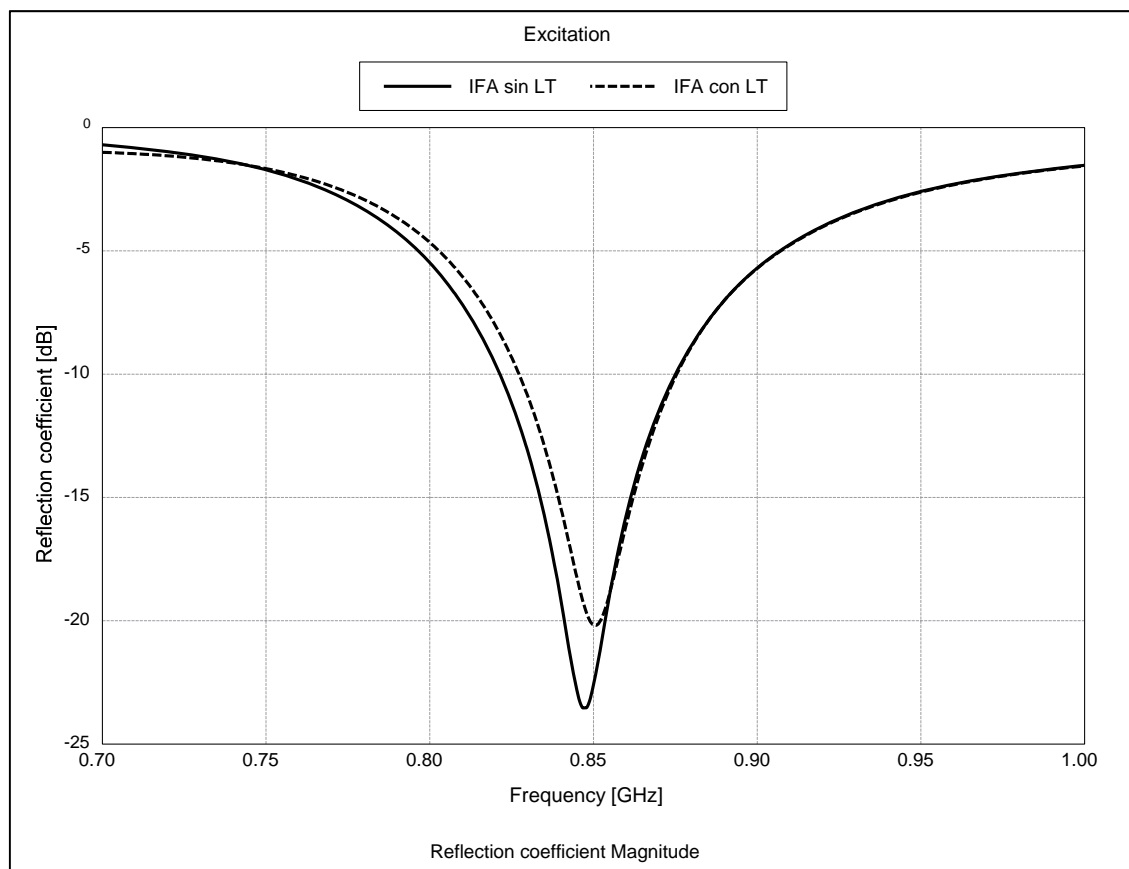


Figura 83. Coeficientes de reflexión de la IFA impresa a 850 MHz con y sin línea de transmisión.

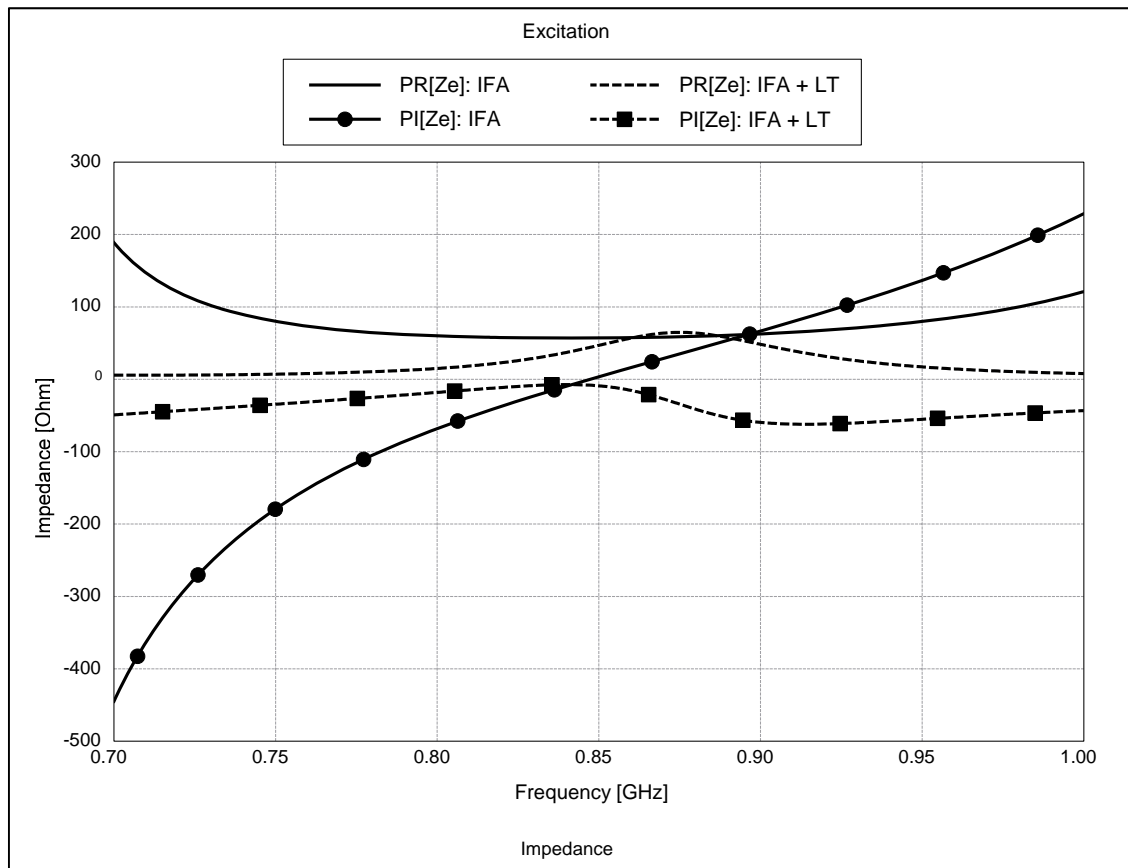


Figura 84. Impedancias de entrada de la IFA impresa a 850 MHz con y sin línea de transmisión.

Tabla 12. Comparación de los resultados obtenidos al simular la IFA impresa a 850 MHz.

Línea de transmisión	Longitud del conductor de la IFA (mm)	Frecuencia de resonancia (MHz)	Impedancia de entrada a la frecuencia de resonancia (Ω)	Ancho de banda a -6 dB (MHz)
Sí	53,65	850	47 – 9,1j	87,7 (10,3%)
No	53,78	845	57,1 + 3,6j	79,7 (9,4%)

Para acabar con los resultados obtenidos al simular la IFA a 850 MHz, se muestran los diagramas de radiación. En las figuras 85, 86 y 87 se observan estos diagramas junto a los diagramas de la ILA impresa diseñada en el apartado 3.3. Los diagramas representados corresponden a los planos verticales XZ, YZ y al plano horizontal XY, respectivamente.

A diferencia de lo ocurrido en el apartado 2.4.2 cuando la IFA presentaba diagramas de radiación que tenían peores ganancias en determinadas direcciones que los de la ILA, en este apartado, la IFA impresa presenta idénticos diagramas que los de la ILA impresa (ver figuras 45, 46, 47, 48 y 49). Puede ser debido a la posición de la IFA en el plano o al cambio de tecnología, de hilo a *microstrip*. Esto era lo que se esperaba porque la IFA, como se comentó al inicio del apartado 2.4.1, es desarrollada a partir de la ILA y por tanto son resultados como los obtenidos en [1].

También, añadir que la IFA y la ILA impresas presentan diagramas en los que se aprecian bastantes diferencias respecto a la ILA y la IFA lineales situadas en planos finitos ya que éstas eran más directivas.

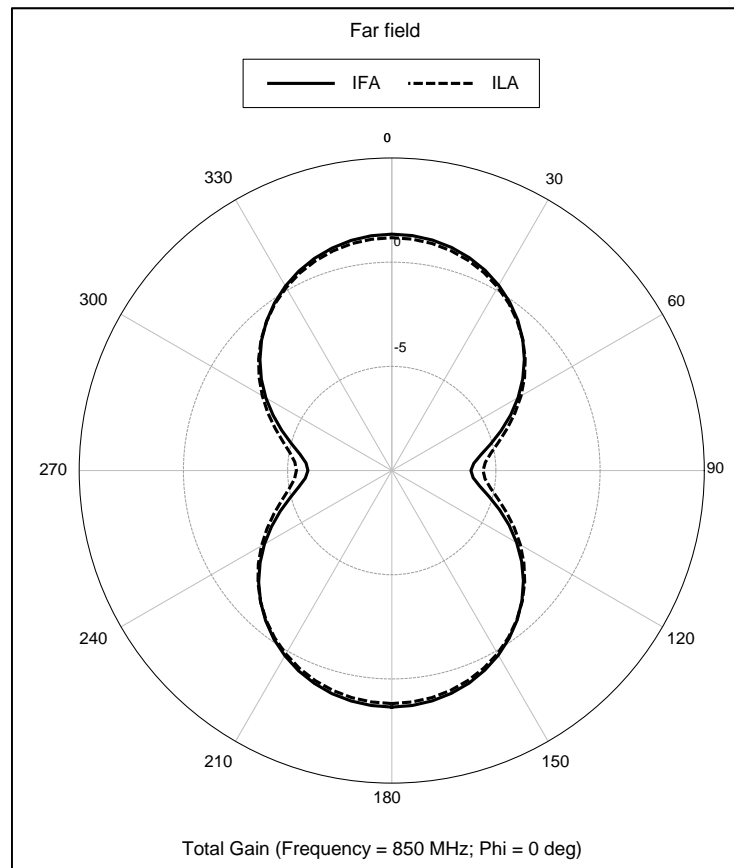


Figura 85. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la ILA e IFA impresas a 850 MHz.

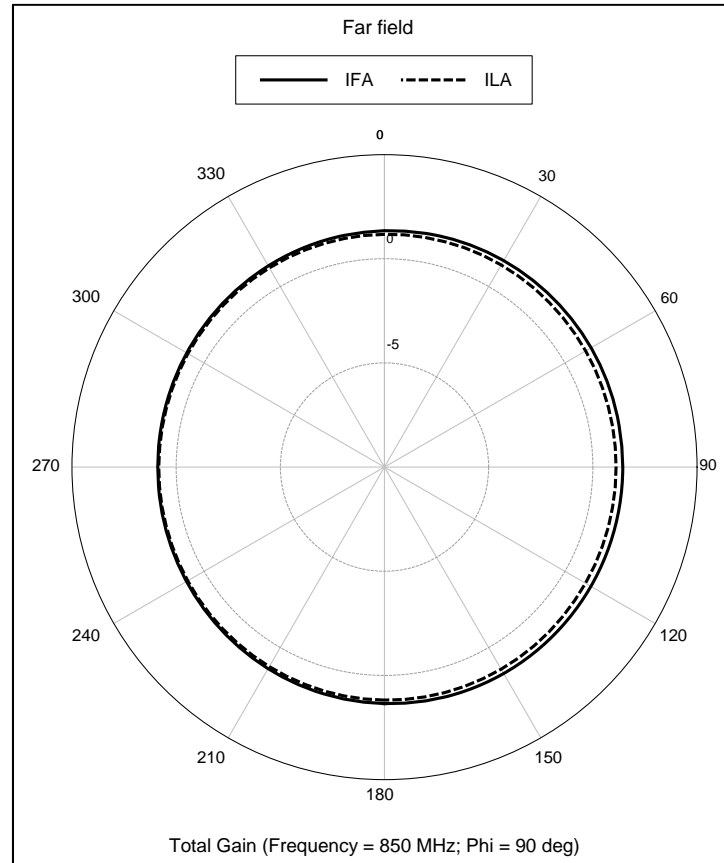


Figura 86. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la ILA e IFA impresas a 850 MHz.

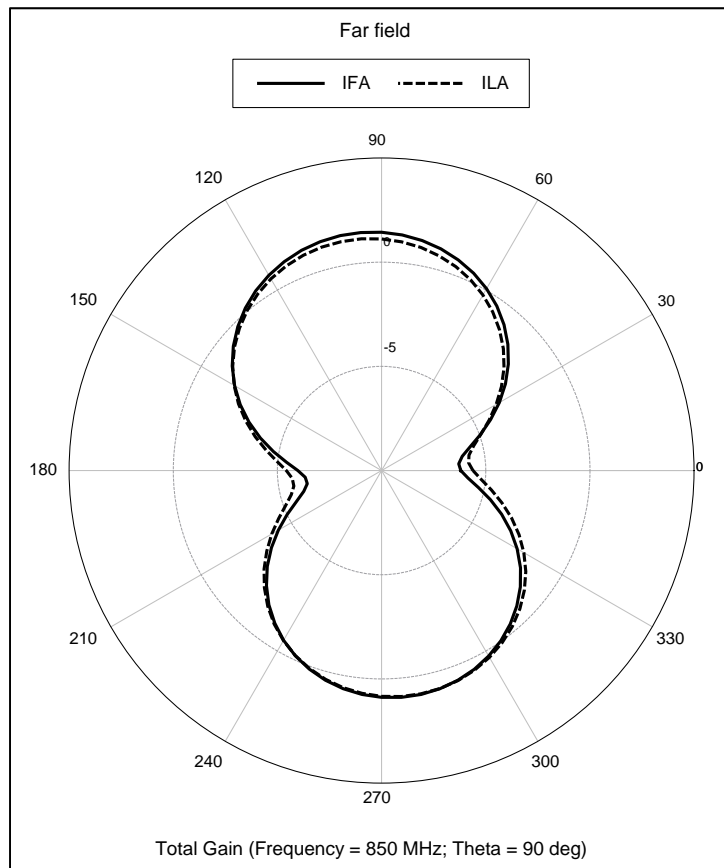


Figura 87. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la ILA e IFA impresas a 850 MHz.

3.4.2.- IFA a 2400 MHz

En este apartado se presenta el diseño de una antena impresa F invertida (IFA) que trabaja a 2400 MHz. La IFA impresa se ha diseñado sobre un sustrato de las mismas dimensiones y características que el empleado a lo largo del apartado 3. Sin embargo, al trabajar a una nueva frecuencia el ancho de las pistas es distinto. Para calcularlo, mediante TX-Line, hay que pasar los siguientes valores:

- La permitividad relativa real –en nuestro caso 4,31-,
- La tangente de pérdidas de la placa – la tangente vale 0,025-,
- La altura o grosor de la placa –la altura de la placa es 1,5 mm-,
- El material del que está hecha la placa –Fibra de vidrio (FR4)-,
- El material del que están hechas las pistas –las pistas son de cobre-,
- El espesor del conductor –el espesor es 35 μm -
- La frecuencia de trabajo –frecuencia igual a 2400 MHz-, y
- La impedancia característica –en este caso 50 Ω -.

Una vez calculado el valor del ancho de la pista (2,873 mm), se llevó a cabo el diseño de la antena. Se partió del segundo modelo diseñado en el apartado 2.4.2 (ver figura 39). Las medidas iniciales de la IFA impresa (ver figura 79) son las siguientes:

- Altura, $h = 11,25$ mm,
- Longitud total del conductor, $L = 24,54$ mm,
- Longitud de la línea de transmisión (L_t) igual a 26,5 mm,
- Separación entre *stubs*, $S_s = 3,25$ mm. (ver tabla 8).

A partir de estas medidas iniciales y empleando FEKO se diseñó la IFA impresa. Sin embargo, al realizar la simulación del coeficiente de reflexión, la frecuencia del mínimo del coeficiente era distinta a 2400 MHz. Además, no fue posible reducir dicha frecuencia, a la par que se obtenía un buen mínimo (aproximadamente -20 dB) del módulo del coeficiente de reflexión. Por todos estos motivos, se tuvo que recurrir al optimizador de FEKO para diseñar un nuevo modelo de IFA. Para el nuevo diseño de la IFA se pidió modificar las siguientes medidas:

- Longitud del conductor (L_c) desde 18 mm hasta 23 mm,
- Separación entre *stubs* (S_s) desde 2 mm hasta 4 mm,
- Altura (h) desde 7 mm hasta 11 mm.

El optimizador modificó estas tres variables hasta encontrar un punto en el cual se generara un mínimo del módulo del coeficiente de reflexión menor a -20 dB, que estuviera situado en 2400 MHz. Los nuevos valores de las variables ofrecidos por el optimizador de FEKO son:

- Longitud del conductor (L_c) igual a 19,48 mm,
- Separación entre *stubs* (S_s) igual a 2,99 mm,
- Altura (h) igual a 7,19 mm.

La parte superior de la IFA impresa se observa en la figura 88, que se ha colocado en una posición menos centrada, respecto a las posiciones de la ILA y de la IFA impresa a 850 MHz. Esto se debe a que la altura de la antena es más pequeña. Por esta razón, se escogió una posición más cercana al borde del sustrato que simula la placa *microstrip*. Anteriormente, en el apartado 3.2, se observaba la parte inferior del monopolo en la figura 68, que es igual a la parte inferior de la IFA impresa a 2400 MHz. La parte inferior de la IFA impresa quedó dividida en dos sectores: uno conductor (gris oscuro en la figura 68) y otro que es el propio sustrato (gris claro en la figura 68).

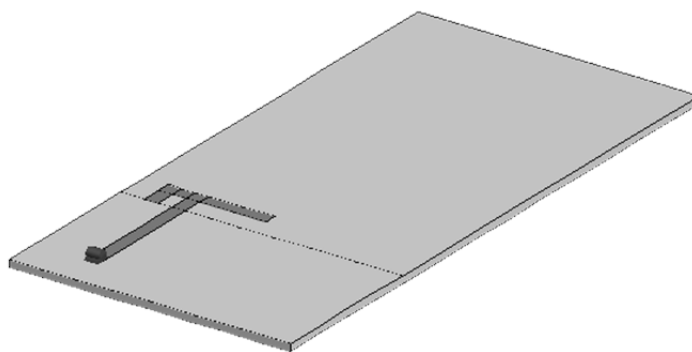


Figura 88. Situación de la IFA impresa a 2400 MHz con línea de transmisión.

Aunque la línea de transmisión siga modificando el plano de referencia, al tener una impedancia característica prácticamente igual, el módulo del coeficiente de reflexión, que es lo que realmente se muestra en las gráficas del coeficiente de reflexión no varía [8].

También se simuló la antena F invertida impresa sin la línea de transmisión. Esta antena emplea pistas cuyos anchos son los calculados para 50Ω y es alimentada mediante una fuente de alimentación conectada a un *edge port*. El puerto está situado justo en el punto en el que finalizaba la línea de transmisión, o lo que es lo mismo, al inicio de la antena (ver figura 89).

Los coeficientes de reflexión no presentaban su mínimo a la frecuencia de 2400 MHz, por tal motivo, fue necesario ajustar las longitudes del conductor para que coincidiesen ambos factores (ver figura 90).

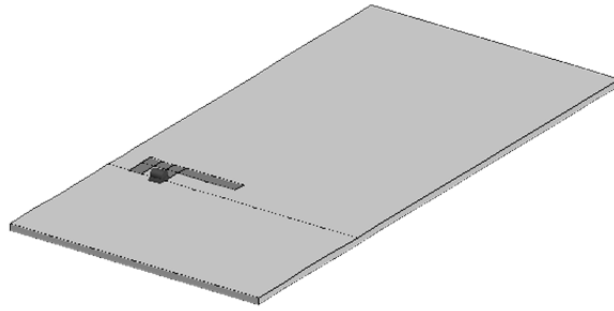


Figura 89. Situación de la IFA impresa a 2400 MHz sin línea de transmisión.

El coeficiente de reflexión de la antena con línea de transmisión, presenta un mínimo más parecido a lo simulado sin línea de transmisión en los apartados 3.2 y 3.3. Esto es debido al diseño de la antena con el optimizador y a que las impedancias características son prácticamente iguales. Son distintos pero por una cantidad muy poco significativa (alrededor de 1 dB) en los dos modelos -con y sin línea de transmisión-.

Las etiquetas utilizadas en la figura 90 significan: IFA con línea de transmisión (IFA con LT) e IFA sin línea de transmisión (IFA sin LT). Para los cálculos de los coeficientes de reflexión se utilizó 50Ω como impedancia característica de los dos modelos de IFA diseñados en este apartado. Se pueden comprobar los resultados obtenidos del ancho de banda a -6 dB en la tabla 13.

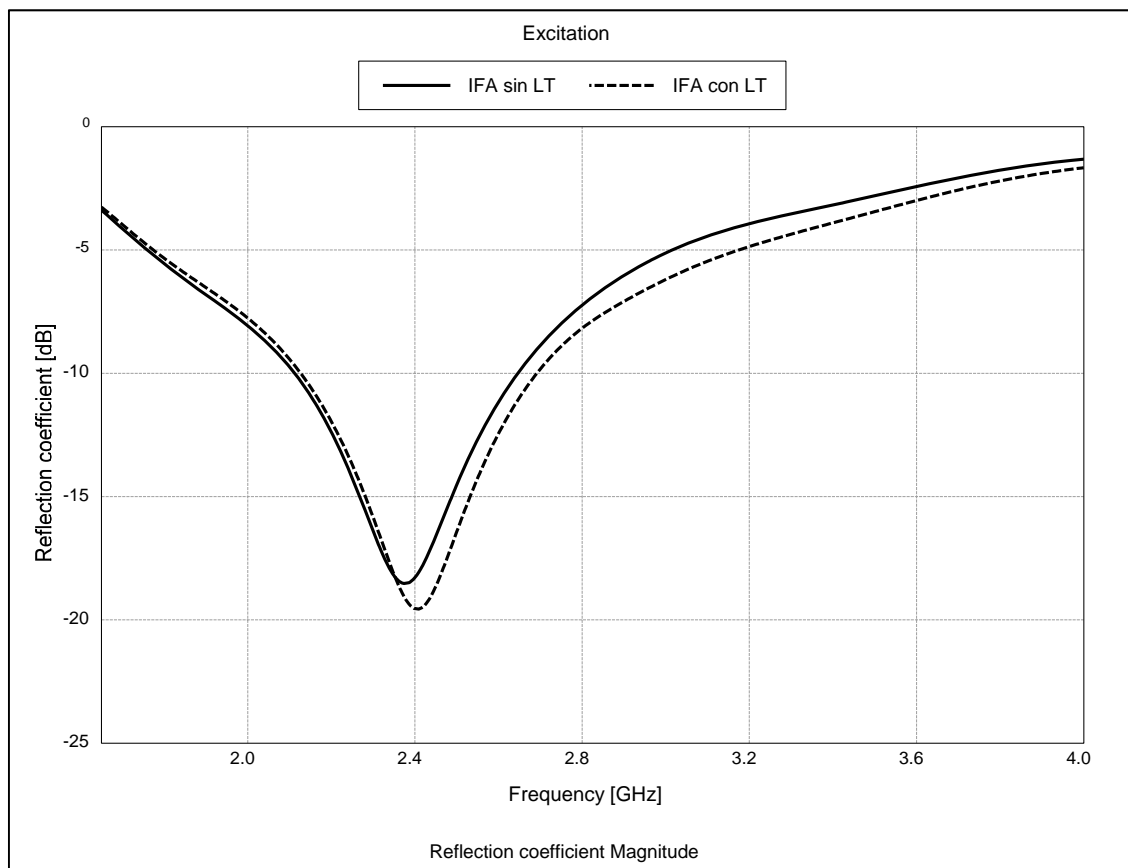


Figura 90. Coeficientes de reflexión de la IFA impresa a 2400 MHz con y sin línea de transmisión.

Finalmente, las impedancias de entrada de las antenas se observan en la figura 91. En ella, el valor de la impedancia de entrada a la frecuencia de resonancia varía al introducir, o no, la línea de transmisión. Sin embargo, al ser las impedancias características tan parecidas, la resonancia se puede ver en ambos casos

ya que a pesar de cambiar el plano de referencia la parte imaginaria sigue siendo próxima a cero (ver tabla 13). Las etiquetas utilizadas en la figura 91 significan: IFA con línea de transmisión (IFA con LT) e IFA sin línea de transmisión (IFA sin LT).

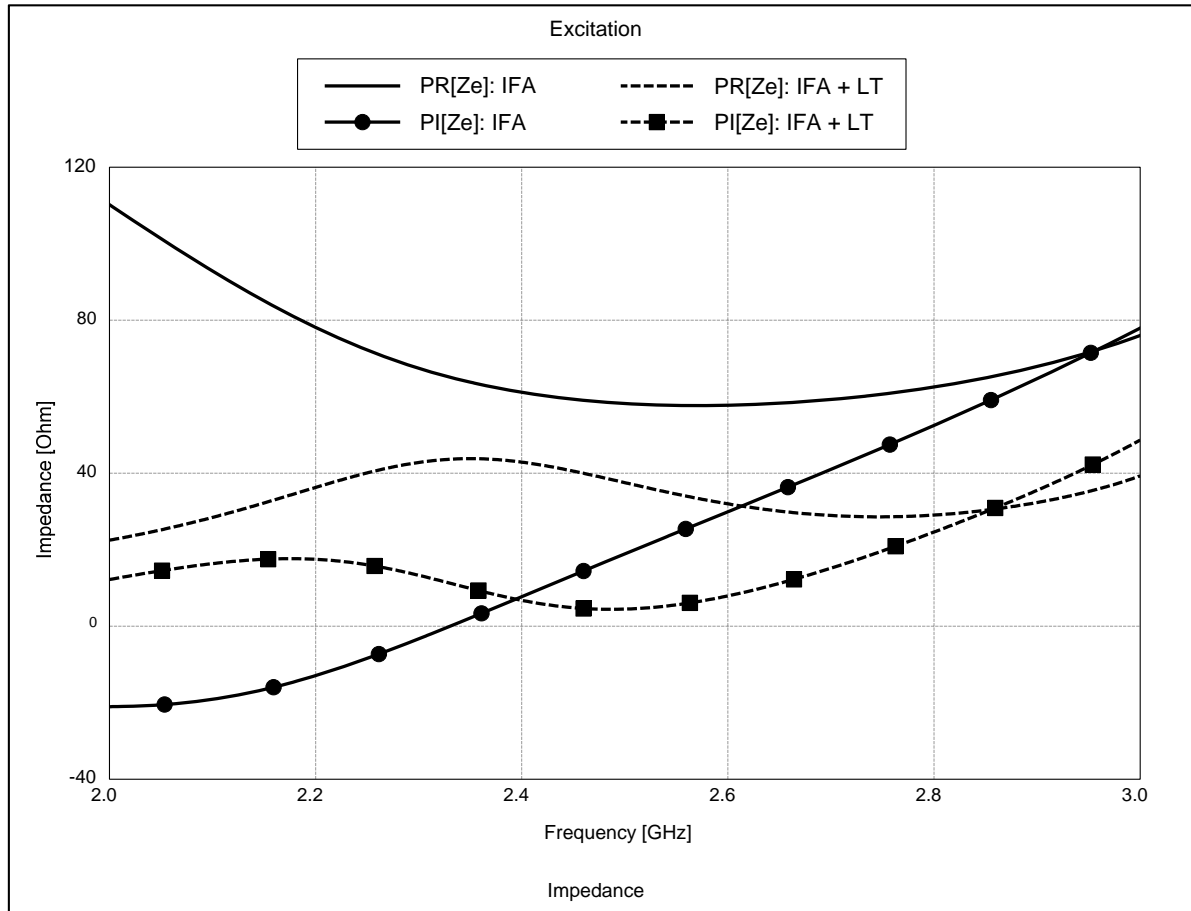


Figura 91. Impedancias de la IFA impresa a 2400 MHz con y sin línea de transmisión.

Tabla 13. Comparación de los resultados obtenidos al simular la IFA impresa a 2400 MHz con y sin línea de transmisión.

Línea de transmisión	Longitud del conductor de la IFA (mm)	Frecuencia de resonancia (MHz)	Impedancia de entrada a la frecuencia de resonancia (Ω)	Ancho de banda a -6 dB (MHz)
Sí	22,75	2400	$42,9 + 6,7j$	1170 (48,75%)
No	22,35	2400	$61,1 + 7,7j$	839 (34,9%)

Para finalizar con las simulaciones de la antena F invertida que trabaja a 2400 MHz, se presentan los resultados obtenidos de los diagramas de radiación de los tres planos principales. Estos diagramas se muestran en las figuras 92, 93 y 94, y representan los planos XZ, YZ y XY, respectivamente.

En estos diagramas se pueden ver los de la IFA impresa a 2400 MHz (ver figura 88) y los de una IFA, también diseñada a 2400 MHz, pero situada en un sustrato de menor tamaño (ver figura 95). La razón por la que aparecen estos diagramas se explica al inicio del apartado 4 cuando se hable de la construcción de la IFA impresa situada en una placa de tamaño reducido.

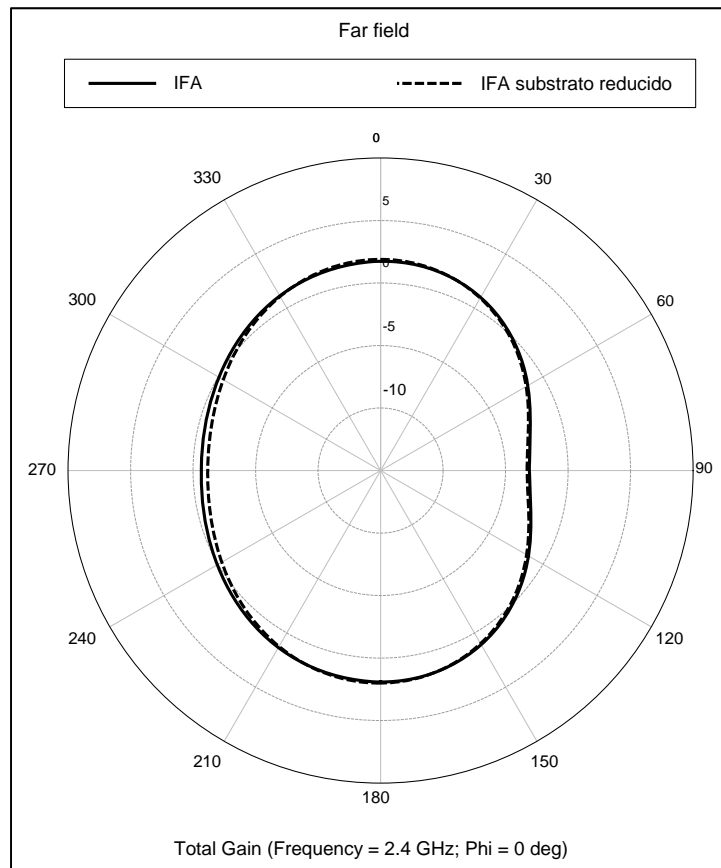


Figura 92. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la IFA a 2400 MHz en substratos de tamaños distintos.

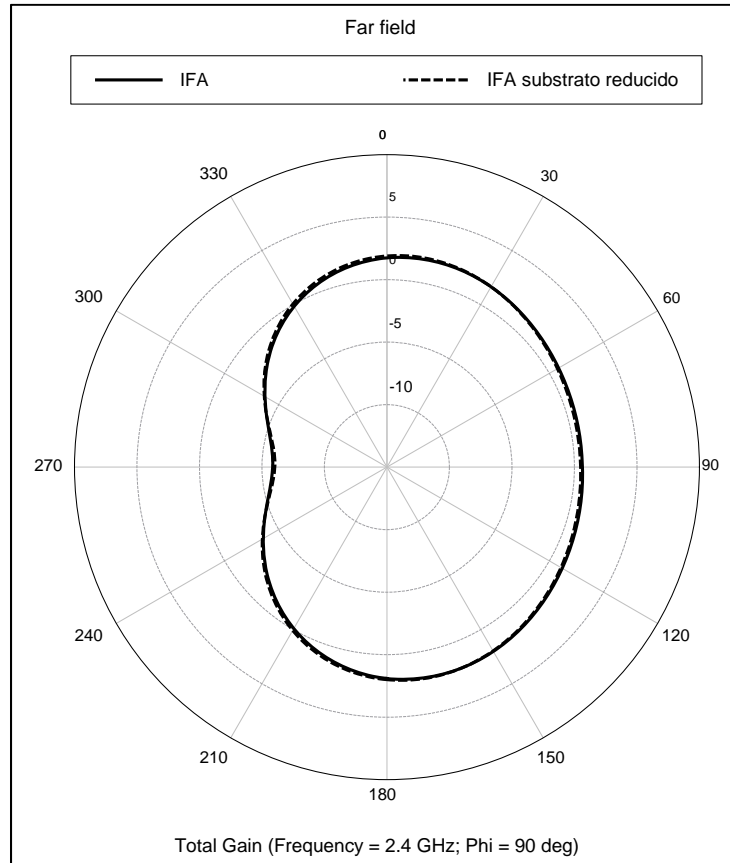


Figura 93. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la IFA a 2400 MHz en substratos de tamaños distintos.

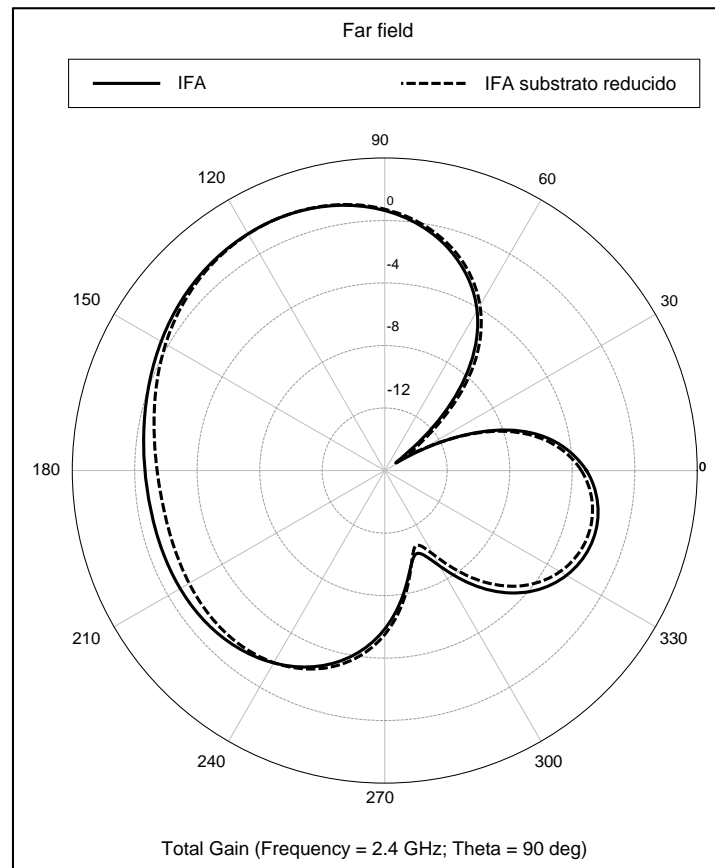


Figura 94. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la IFA a 2400 MHz en substratos de tamaños distintos.

Los diagramas representados muestran que la IFA impresa diseñada a 2400 MHz es una antena más directiva que las antenas impresas que trabajan a 850 MHz. Esta antena es más directiva por la existencia del lóbulo secundario que aparece en el plano horizontal. Para finalizar, los diagramas de radiación de la IFA a 2400 MHz presentan significativas diferencias con respecto a los diagramas de la antena simulada a 850 MHz.

4.- Construcción de la antena impresa monobanda

Para finalizar las antenas monobanda se construyó una de las antenas impresas diseñadas anteriormente. La implementación física de una antena es el siguiente paso después de su diseño. En este apartado, además de seleccionar la antena impresa monobanda a construir y describir su construcción, se va a medir en la cámara semianecoica de la universidad.

4.1.- Implementación física y primeras medidas

La antena impresa monobanda seleccionada fue la antena impresa F invertida que trabajaba a 2400 MHz (ver apartado 2.4.2). Se eligió implementar una IFA porque las propiedades eléctricas de esta antena eran mejores que las de la ILA y las del monopolo.

Se decidió que trabajara a 2400 MHz porque al diseñarla a una frecuencia superior el diseño sería más pequeño lo que significa un ahorro en costes de materiales. Además, a esta frecuencia, como se comentó al inicio del apartado 3.4, trabajan algunos de los estándares más importantes del sistema WiFi

La antena diseñada sería la que se observa en la figura 88, pero sin embargo no fue la que finalmente se implementó. La antena que se implementó presenta el diseño de la figura 95, es decir, se construyó la misma IFA pero en un sustrato de tamaño reducido (6,19x5,86 cm). Reducir el tamaño del sustrato fue posible gracias a que las propiedades eléctricas de la antena prácticamente no variaron nada al simular un sustrato de un tamaño u otro (ver figuras 92, 93 y 94 para los diagramas de radiación y 96 para el coeficiente de reflexión). En la figura 96, la etiqueta IFA hace referencia a la IFA que se observa en la figura 88, es decir, a la IFA situada sobre un sustrato de 12,38x5,86 cm, mientras que la etiqueta IFA sustrato reducido hace referencia a la IFA de la figura 95.

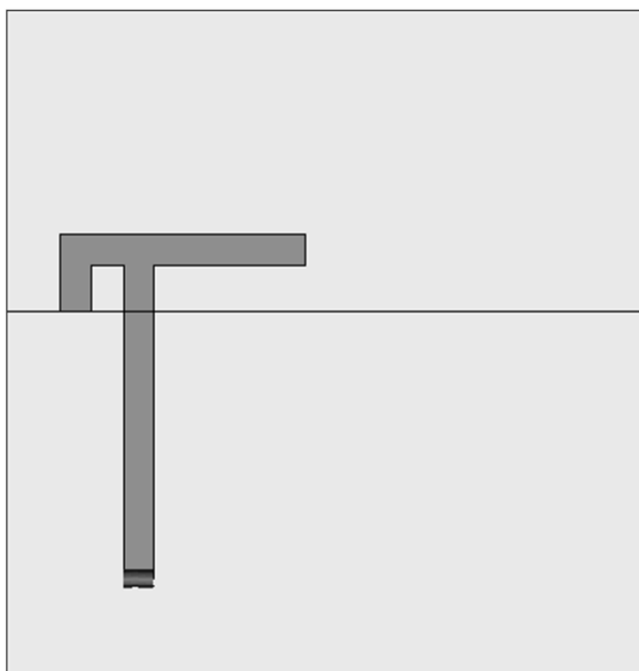


Figura 95. Situación de la IFA impresa a 2400 MHz en un sustrato de tamaño reducido.

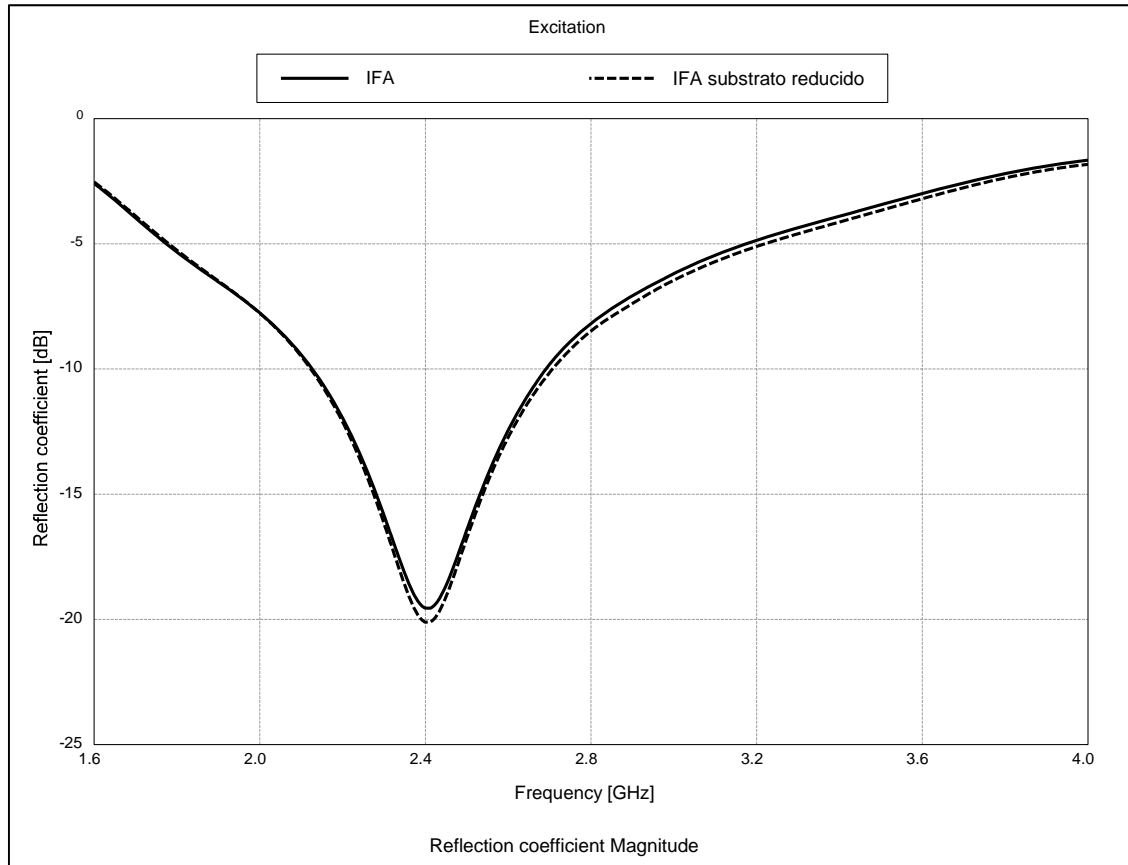


Figura 96. Coeficientes de reflexión de la IFA a 2400 MHz en un sustrato de tamaños distintos.

El proceso de construcción de la placa se ha descrito en el apartado 3.1, así que únicamente se comentan las dos diferencias existentes entre las dos construcciones. La primera diferencia reside en el entorno en el cual se realizan las simulaciones y la segunda en las dos caras que presenta la antena.

En el apartado 3.1 las simulaciones se realizaron en AWR que permite sacar el *layout* directamente, mientras que en el apartado 3.4 las simulaciones se realizaron en FEKO. FEKO no permite obtener directamente el *layout* para poder imprimir la máscara de la antena en acetato. Por ello, fue necesario usar el software Autocad para generar el *layout* para que pudiera ser impreso.

La otra diferencia se encuentra a la hora de insolar la placa. Al tener la antena dos caras distintas –la superior y la inferior-, en las cuales aparecen la antena, y la separación entre el conductor y el sustrato, respectivamente, fue necesario insolar las dos caras simultáneamente.

La antena ya construida se muestra en la figuras 97 y 98. En ellas, se puede observar que el puerto empleado está situado al inicio de la línea de transmisión y es un conector SMA.

Para comprobar el funcionamiento de la antena impresa se mide el coeficiente de reflexión ya que es la medida más fácil de realizar con los dispositivos disponibles en el laboratorio de alta frecuencia de la universidad. Las medidas realizadas se guardaron en ficheros .S1P que permiten ser abiertos en el software AWR. Estos ficheros nos permiten comparar las medidas en los distintos lugares en los que se realizó, es decir, tanto dentro como fuera de la cámara semianecoica del laboratorio de alta frecuencia.

En la figura 99, se muestran las dos primeras medidas realizadas del coeficiente de reflexión de la antena construida. La primera medida fue llevada a cabo en el mismo laboratorio y la segunda se realizó en la cámara semianecoica del laboratorio de alta frecuencia (ver figura 100). Ambas medidas indican que se

ha producido un desplazamiento muy significativo en frecuencia del mínimo del módulo del coeficiente de reflexión. Este desplazamiento es igual a 200 MHz, situando la frecuencia de dicho mínimo en torno a 2600 MHz.

Estos cambios en el coeficiente de reflexión no eran esperados, puesto que el diseño en FEKO se suponía que estaba bien realizado. Por esta razón, para comprobar la causa del error, se volvió a simular con una mayor exactitud la IFA impresa que trabaja a 2400 MHz situada sobre una placa *microstrip* de tamaño reducido.

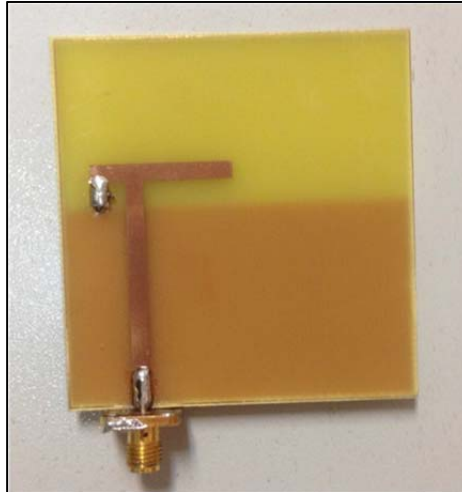


Figura 97. Cara superior de la IFA impresa a 2400 MHz.

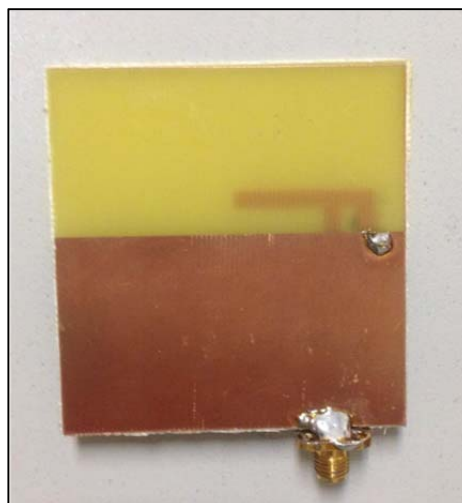


Figura 98. Cara inferior de la IFA impresa a 2400 MHz.

4.2.- Pruebas sobre la IFA impresa diseñada

Debido al desplazamiento en frecuencia del apartado 4.1, se volvió a simular en FEKO la IFA impresa que trabaja a 2400 MHz. En esta ocasión se buscaba obtener unos resultados más exactos que explicaran este resultado.

Las primeras pruebas, que se realizaron sobre la IFA impresa para buscar donde se encontraba el fallo, trataron acerca del tipo de mallado. Se cambió el tipo de mallado *standard* por un mallado *fine*. Sin embargo, los resultados obtenidos mostraron un coeficiente de reflexión muy parecido al anterior (ver

figura 101). La IFA impresa simulada con el mallado *fine* presentaba la frecuencia del mínimo en 2440 MHz, pero no tan desplazada como la medida real. Por tanto, esta prueba permitió descartar el mallado empleado como la causa del desplazamiento en frecuencia.

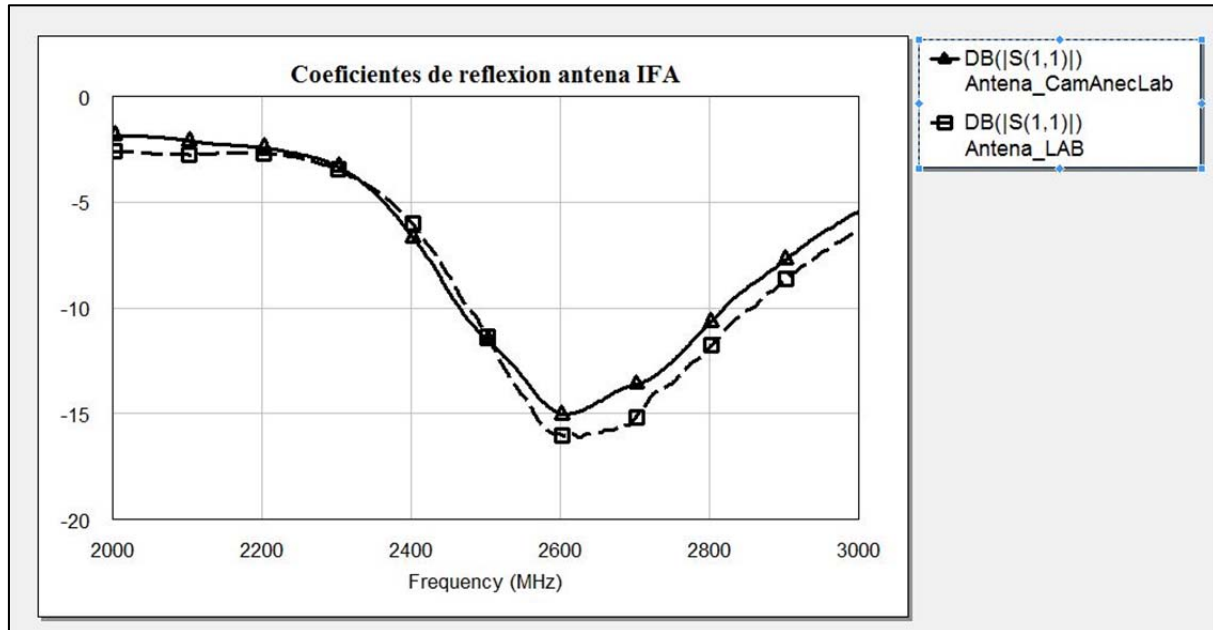


Figura 99. Medidas del coeficiente de reflexión de la IFA en la cámara semianecoica y en el laboratorio.



Figura 100. Medida del coeficiente de reflexión en la cámara semianecoica.

Posteriormente, se decidió emplear distintos métodos de simulación a la hora de resolver las ecuaciones del electromagnetismo [5, 8]. FEKO, por defecto, discretiza las ecuaciones con el Método de los Momentos (MoM). Además, se puede emplear el Método de Elementos Finitos (FEM), que permite incluso simular el conector SMA (ver figuras 102 y 103), y el Método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD).

Para simular el Método de Elementos Finitos, fue necesario establecer todas las regiones FEM y cambiar el puerto. En cuanto a la utilización de otro tipo de puerto, FEKO permite resolver las ecuaciones electromagnéticas utilizando FEM por medio de dos tipos distintos de puertos.

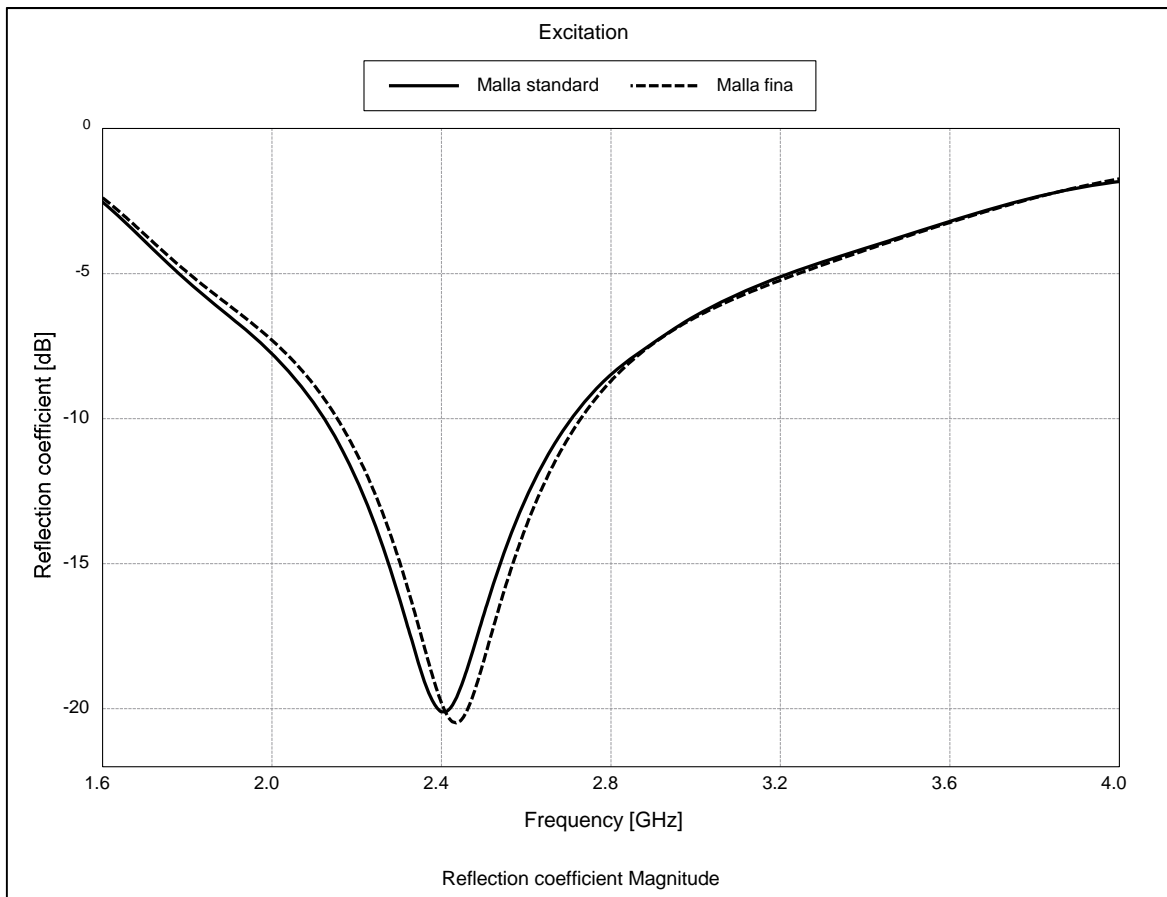


Figura 101. Coeficientes de reflexión de la IFA impresa a 2400 MHz con mallados fine y standard.

El primero que se empleó fue el puerto *FEM Line Port*. Este puerto es básicamente una fuente lineal de corriente que conecta la parte inferior del sustrato con el inicio de la línea de transmisión. Esto permite realizar la simulación con FEM modificando levemente la geometría del diseño.

El segundo puerto que FEKO recomienda es el *FEM modal port*. Este puerto permite simular el conector SMA. En cambio, al emplear este puerto es necesario variar la geometría pues hay que introducir el modelo del conector SMA. En la figura 102, se muestran las medidas del esquema del conector [12].

Para diseñar el conector SMA fue necesario crear un nuevo tipo de sustrato, que simularía al dieléctrico del conector. Este sustrato posee una permitividad relativa igual a 2,2 [13]. En la figura 103 se muestra el modelo FEM de la IFA impresa con el puerto *FEM modal port*.

Para llevar a cabo la simulación con el método FDTD, fue necesario establecer tres cambios respecto a la simulación realizada con MoM. En primer lugar, se cambió el tipo de frecuencia introducido en FEKO

frecuencias, es decir, se tuvo que introducir el número de frecuencias sobre las cuales se quería realizar la simulación. Las frecuencias simuladas fueron desde 1600 MHz hasta 4000 MHz, con saltos de 24 MHz. En segundo lugar, fue necesario establecer las condiciones de contorno. Para ello, se usó el manual de FEKO, que aconsejaba unas determinadas condiciones de contorno para modelos *microstrip*. Por último, lo más importante, se tuvo que activar la función FDTD de FEKO.

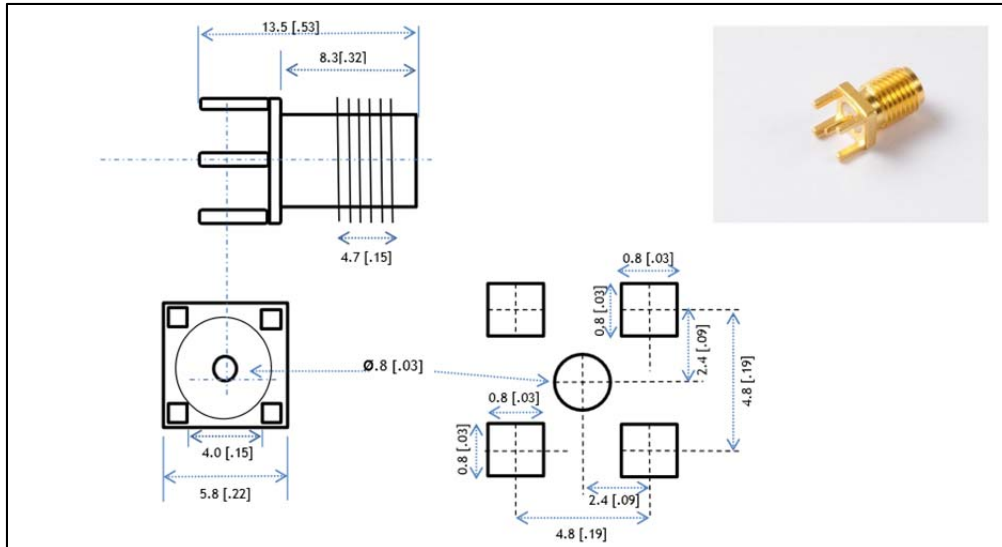


Figura 102. Dimensiones del conector hembra SMA diseñado.

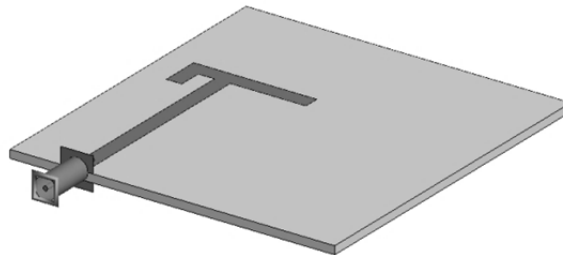


Figura 103. IFA impresa con el conector SMA diseñado.

Con estos tres nuevos modelos, se consiguió simular la antena F invertida por los nuevos métodos de resolución de ecuaciones diferenciales. Los resultados obtenidos del coeficiente de reflexión se muestran en la figura 104. En ella, se observa que no es problema del método empleado para la simulación de la antena ya que todas coinciden en la misma frecuencia del mínimo del coeficiente de reflexión.

Además, los diagramas de radiación obtenidos, en los tres planos principales $-XZ$, YZ y XY -, al utilizar los distintos métodos para resolver las ecuaciones del electromagnetismo son idénticos (ver figuras 105, 106 y 107).

Para seguir buscando posibles causas al fallo obtenido, se decidió realizar otra prueba que se denomina “prueba y error”. Esta prueba consiste en realizar simulaciones e implementarlas físicamente para comprobar hacia donde se desplaza el mínimo del coeficiente de reflexión. Para llevar a cabo esta prueba, se volvió a diseñar la IFA pero centrando su mínimo del coeficiente en 2200 MHz, 200 MHz por debajo de la frecuencia de trabajo original. Con este razonamiento se estudió si al diseñar la antena a otra frecuencia, el coeficiente de reflexión de la nueva construcción volvía a estar desplazado en frecuencia 200 MHz.

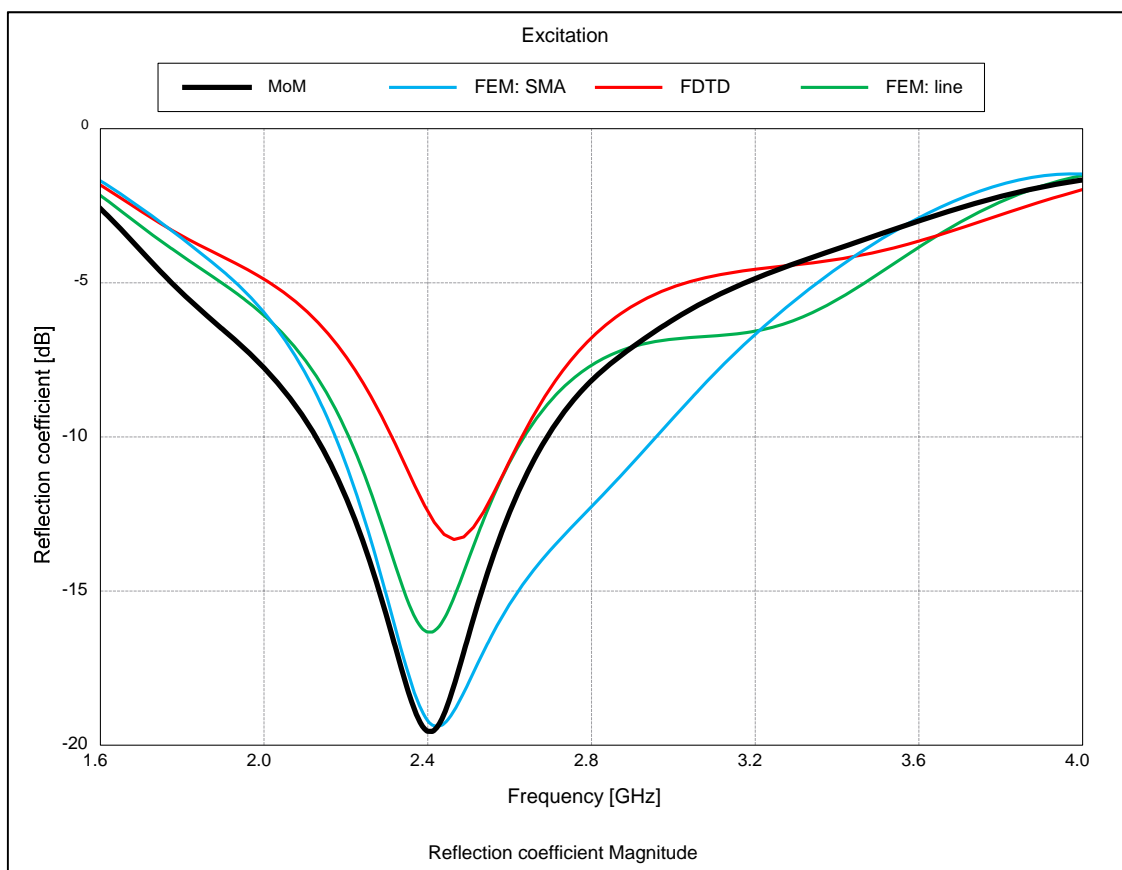


Figura 104. Coeficientes de reflexión de la IFA impresa a 2400 MHz usando MoM, FEM y FDTD.

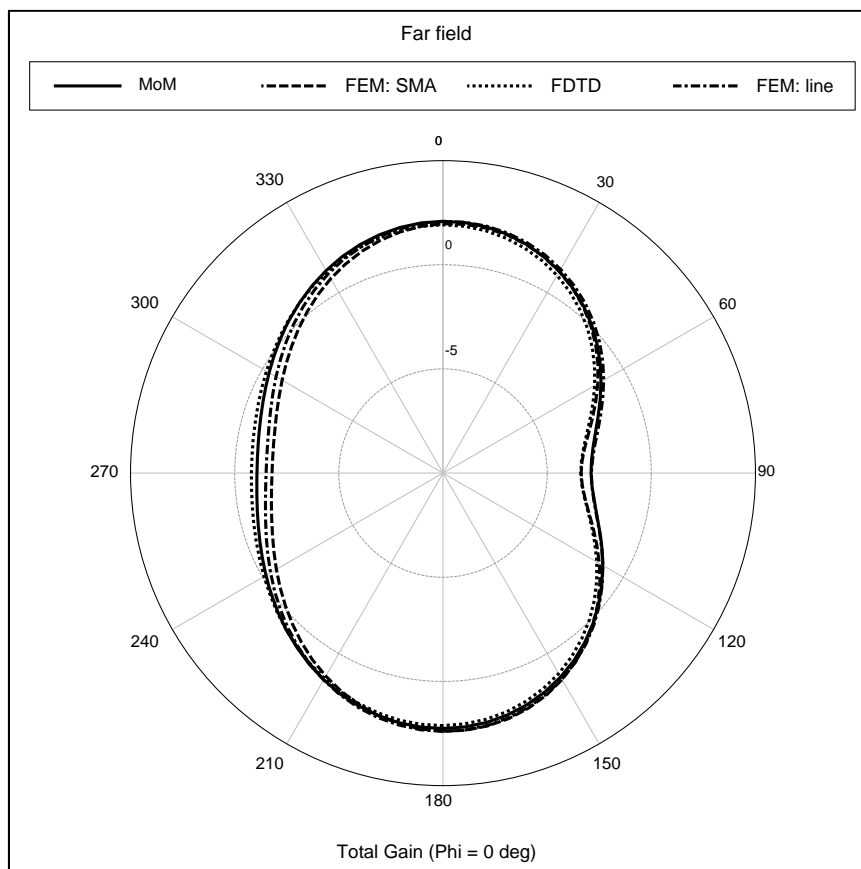


Figura 105. Diagrama de radiación (plano XZ) de la IFA impresa 2400 MHz usando MoM, FEM y FDTD.

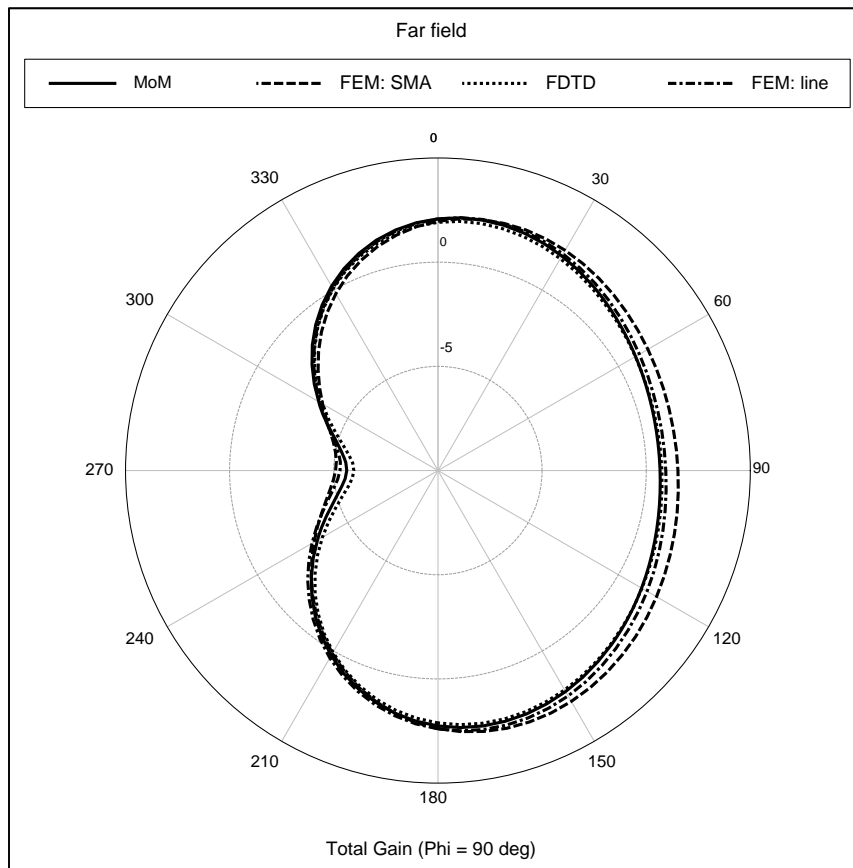


Figura 106. Diagrama de radiación (plano YZ) de la IFA impresa a 2400 MHz usando MoM, FEM y FDTD.

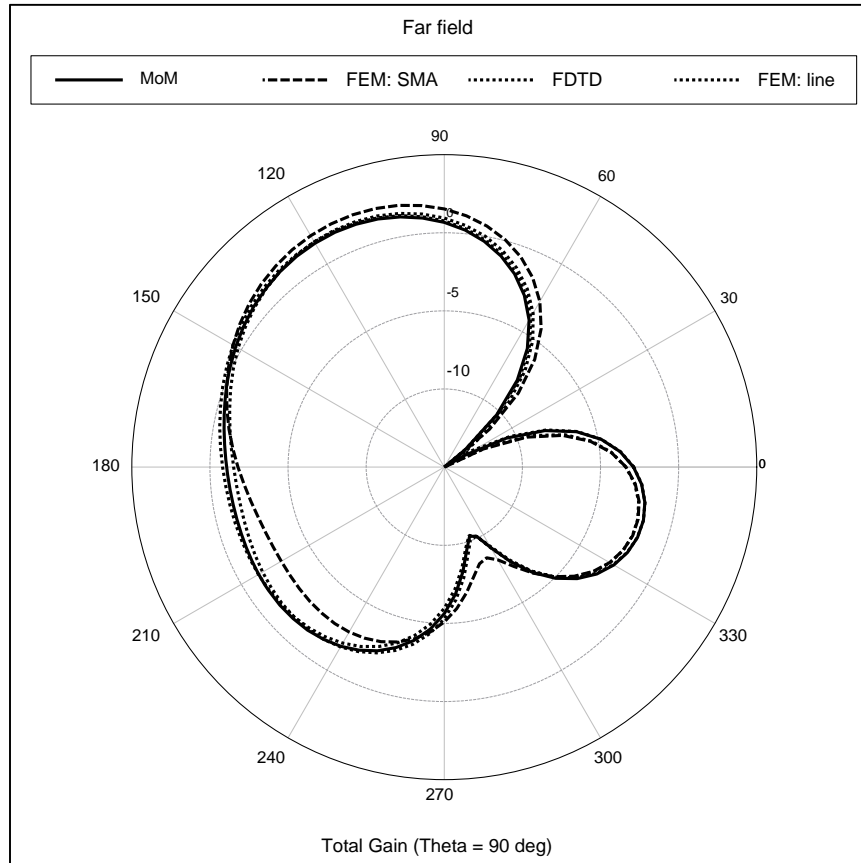


Figura 107. Diagrama de radiación (plano XY) de la IFA impresa a 2400 MHz usando MoM, FEM y FDTD.

En esta ocasión, se vuelve a emplear el método de los momentos para la resolución de las ecuaciones del electromagnetismo. El modelo simulado, para hacer funcionar la antena a 2200 MHz, es el que aparece en la figura 95. Para que la frecuencia de resonancia fuera igual a 2200 MHz, fue necesario aumentar las dimensiones del conductor de la IFA impresa, ya que en FEKO la frecuencia de resonancia era 2400 MHz (ver figura 108).

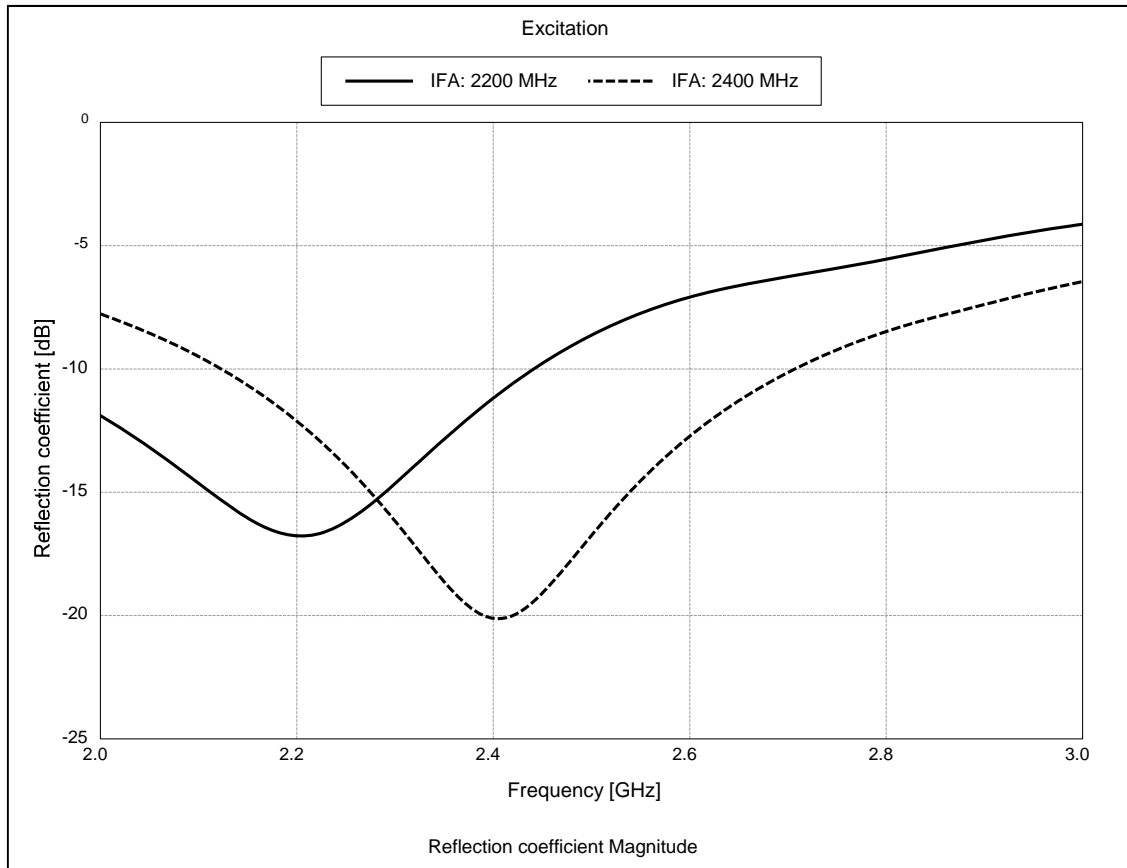


Figura 108. Coeficientes de reflexión de las IFAs a 2200 MHz y a 2400 MHz.

Para comprobar lo que ocurría, se construyeron dos antenas F invertidas con el mismo modelo diseñado para la frecuencia de 2200 MHz. Estas dos antenas tenían todas las medidas iguales que la IFA diseñada para 2400 MHz, a excepción del conductor que para 2200 MHz era 23,95 mm. Las antenas construidas presentan la misma forma que la IFA impresa mostrada en la figura 97 y 98.

Los coeficientes de reflexión medidos de estas antenas se muestran en la figura 109. Estas medidas fueron realizadas en el laboratorio de alta frecuencia. En dicha figura, se puede observar que los mínimos del coeficiente están desplazados en frecuencia, en torno a 150 MHz. Sin embargo, la IFA impresa construida que presenta su mínimo del coeficiente de reflexión en 2370 MHz, era muy sensible al acoplo de otros elementos radiantes. Por ello, esta antena tuvo que volver a ser medida en la cámara semianecoica del laboratorio de alta frecuencia obteniendo que el mínimo del coeficiente estaba realmente en 2500 MHz.

Debido a que volvía a producirse una variación en la frecuencia del mínimo del coeficiente de reflexión, se decidió estudiar la sensibilidad del diseño respecto a la frecuencia. La sensibilidad en este caso quiere decir, cuánto se modifica la frecuencia del mínimo del coeficiente de reflexión si se varían las dimensiones del diseño de la IFA a 2400 MHz, situada en un sustrato de tamaño reducido.

Para ello, se simuló en FEKO la antena para que presentara el mínimo del coeficiente de reflexión a otras frecuencias distintas variando únicamente la longitud del conductor. La longitud del conductor se

modificó como máximo en un 10%, tanto hacia arriba como hacia abajo, tomando pasos intermedios y se vio a que frecuencias se presentaba el mínimo del coeficiente de reflexión para esas longitudes (ver tabla 14).

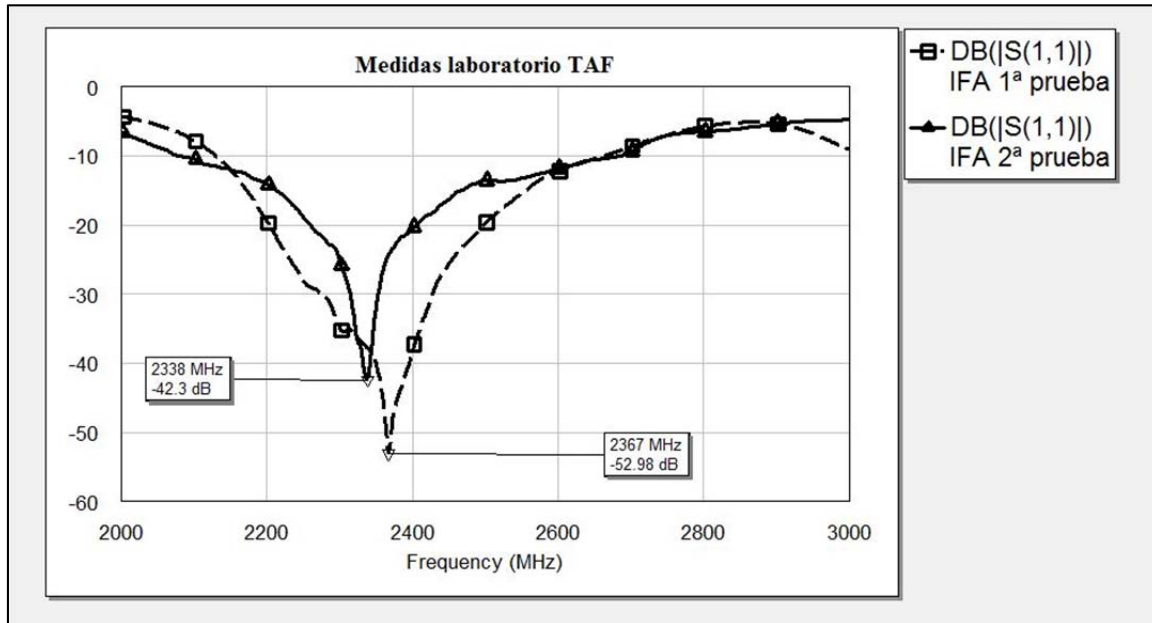


Figura 109. Coeficientes de reflexión de las IFAs construidas a 2200 MHz.

Tabla 14. Sensibilidad de la frecuencia del diseño de la IFA respecto a la longitud de su conductor.

Longitud del conductor (mm)	24,9	23,95	22,635	21,3	20,4
Frecuencia del mínimo del coeficiente de reflexión (MHz)	2110	2200	2400	2530	2650

Como se puede comprobar en la tabla 14, el diseño implementado presenta una gran sensibilidad de la frecuencia del mínimo del coeficiente de reflexión respecto a la longitud del conductor del diseño de la IFA diseñada a 2400 MHz. Esto es así porque modificando la longitud un 1 mm, se obtienen variaciones en frecuencia de más de 100 MHz.

Por esta razón, pensamos que el error cometido al finalizar el apartado 4.1 se produce al colocar la máscara de la antena en el sustrato. El colocar el acetato en una posición milimétricamente distinta a la simulada en el software FEKO produce que se varíe la posición de la antena en el sustrato, lo cual provoca el desplazamiento en frecuencia del mínimo del coeficiente de reflexión de la antena construida físicamente.

Por último, para comprobar como radiaba la antena se realizó el montaje de la figura 110. Básicamente, el montaje consta de dos de las antenas construidas confrontadas entre sí. Ambas antenas estaban separadas una distancia de 3,5 m. Una de las antenas, en concreto la antena que presenta el mínimo de su coeficiente de reflexión en 2340 MHz, se colocó como antena transmisora conectada al generador de radiofrecuencia. La antena receptora fue la antena que presenta el mínimo de su coeficiente de reflexión en 2500 MHz y se conectó al analizador de espectros. Con este montaje, se conseguía medir la potencia recibida en la antena receptora al enviar a través de la antena transmisora una señal de 10 dBm.

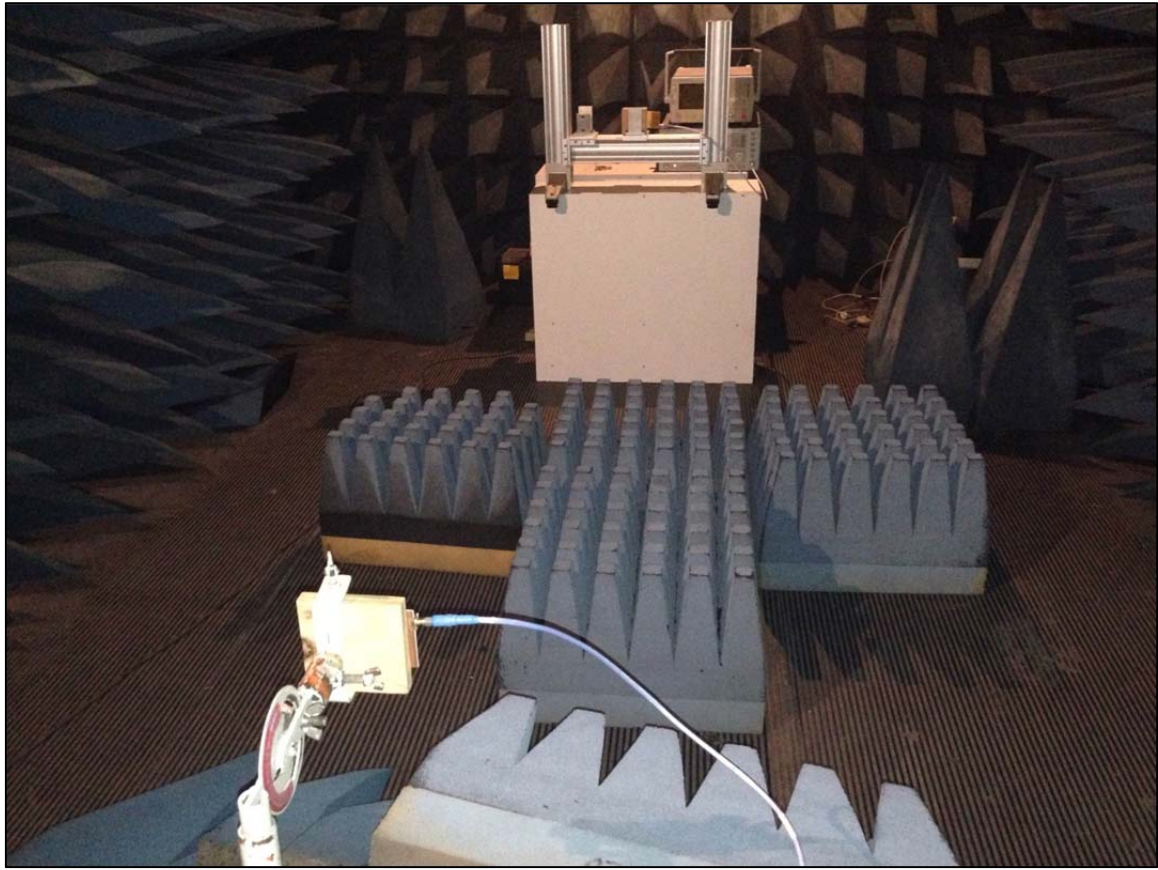


Figura 110. Montaje realizado para las medidas de potencia.

En primer lugar, se comprobó que tanto el analizador de espectros como el generador de señal de radiofrecuencia funcionaban correctamente. Al generar una señal de 0 dBm, se obtenía en el analizador de espectros una señal de -4 dB. Esto era debido a los cables y a los conectores utilizados para unir ambos aparatos, por lo que dichos elementos introducían unas pérdidas de 4 dB.

Las medidas llevadas a cabo se realizaron con la antena transmitida y receptora, estando ambas en la misma posición, en posición vertical y en posición horizontal. Los planos medidos son los planos XZ e YZ. Para obtener la potencia recibida en el plano XZ, ambas antenas fueron colocadas en posición horizontal, para que al variar su posición se variara la coordenada x . Por su parte, para obtener la potencia recibida en el plano YZ, ambas antenas fueron colocadas en posición vertical, para que al variar su posición se variara la coordenada y .

Para poder comparar las medidas que se tenían en FEKO con las potencias medidas al emplear el montaje de la figura 110, se utilizó el software Matlab. Debido a que FEKO proporcionaba las ganancias y las componentes del campo eléctrico, theta y phi, y no la potencia era necesario usar la fórmula de Friis para conseguir la potencia recibida en la simulaciones [9, 17].

La fórmula de Friis define la potencia recibida por una antena, en vatios, como:

$$P_R = \frac{P_T \cdot \lambda^2}{(4\pi \cdot r)^2 \cdot L_{TT}} \cdot G_T(\theta_T, \phi_T) \cdot G_R(\theta_R, \phi_R) \cdot |\hat{\rho}_T \cdot \hat{\rho}_R|^2 \quad (8)$$

En Matlab, mediante la ecuación 8 e introduciendo todas las condiciones iniciales impuestas anteriormente (potencia entregada $-P_T$ -, distancia entre antenas $-r$ - y pérdidas en los cables $-L_{TT}$ -), se consigue la potencia recibida por la antena receptora en los planos XZ e YZ.

Las medidas que se muestran en las figuras 111 y 112, muestran las potencias recibidas por la antena F invertida que trabaja a 2400 MHz. Hay una diferencia significativa entre las potencias medidas y simuladas. Esto puede ser debido principalmente a tres hechos: a la cámara semianecoica, a los obstáculos presentes en la cámara semianecoica y al diagrama de radiación de las antenas.

El lugar donde se realizó la medida es una cámara semianecoica. Por lo tanto, esto quiere decir que la superficie inferior produce una onda reflejada importante. Esto se potencia porque ambas antenas son poco directivas, lo que provoca que las ondas reflejadas interfieran con la onda transmitida. Para minimizar los efectos provocados por las señales reflejadas se colocó, de la forma que se muestra en la figura 110, material aislante en la principal zona causante de estas reflexiones.

Los obstáculos que se encontraban dentro de la cámara y que modifican el diagrama de radiación de la antena son: los posicionadores, aparatos de medida y el técnico. Los posicionadores utilizados para soportar las antenas son metálicos en la región cercana a la antena (ver figura 113 y 114). Los aparatos de medida estaban dentro de la cámara, aunque se intentó reducir su influencia colocando material absorbente a su alrededor. Por último, el técnico de medida que a esta frecuencia posee una permitividad eléctrica muy alta y por lo tanto afecta a la medida realizada. También, se intentó minimizar su efecto colocándose detrás de material absorbente.

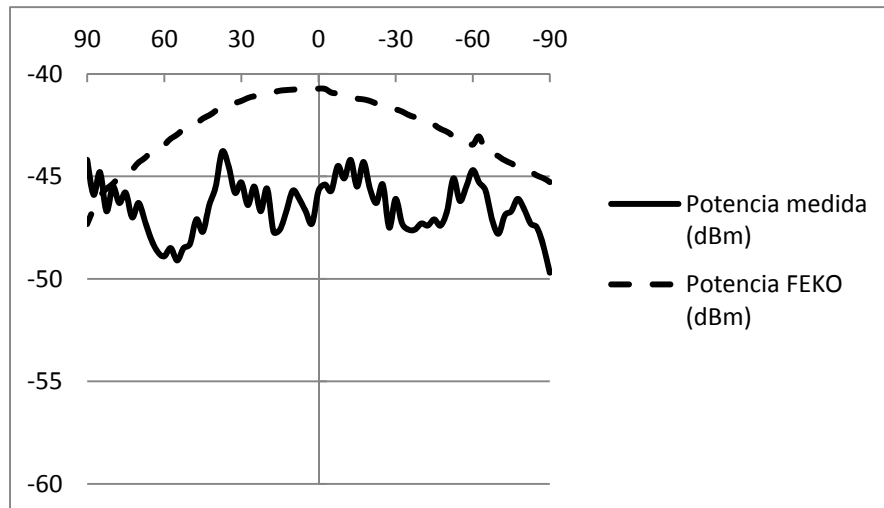


Figura 111. Potencias recibidas en el plano XZ.

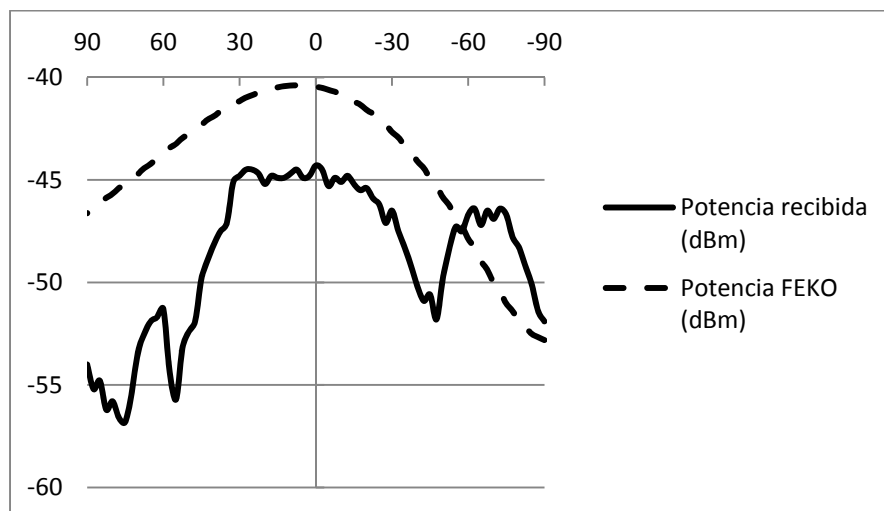


Figura 112. Potencias recibidas en el plano YZ.

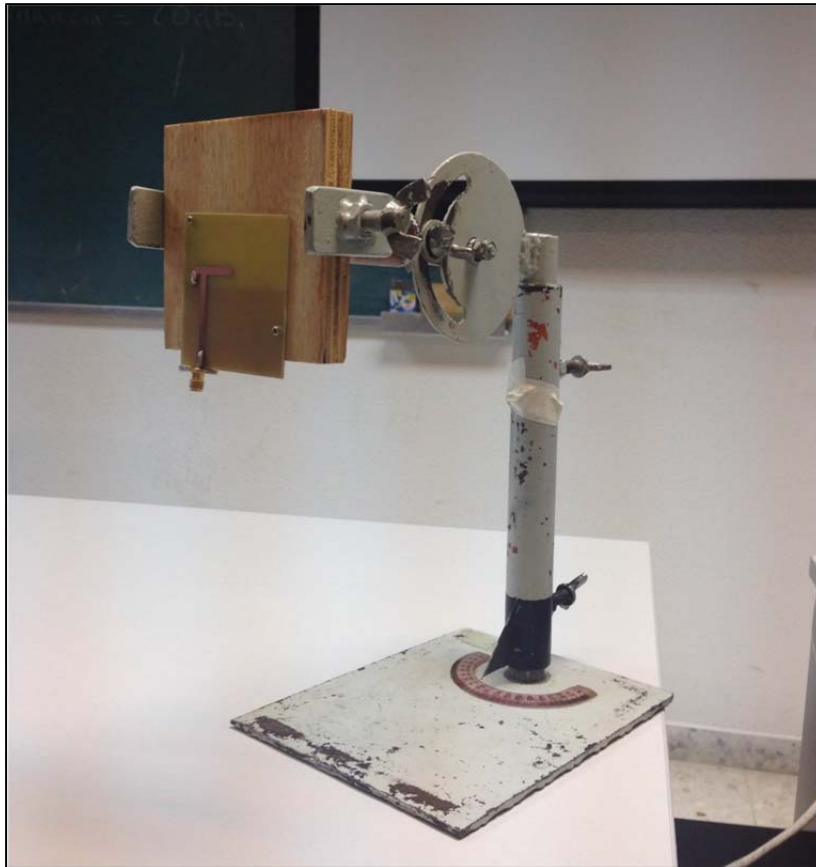


Figura 113. Situación de la antena receptora.

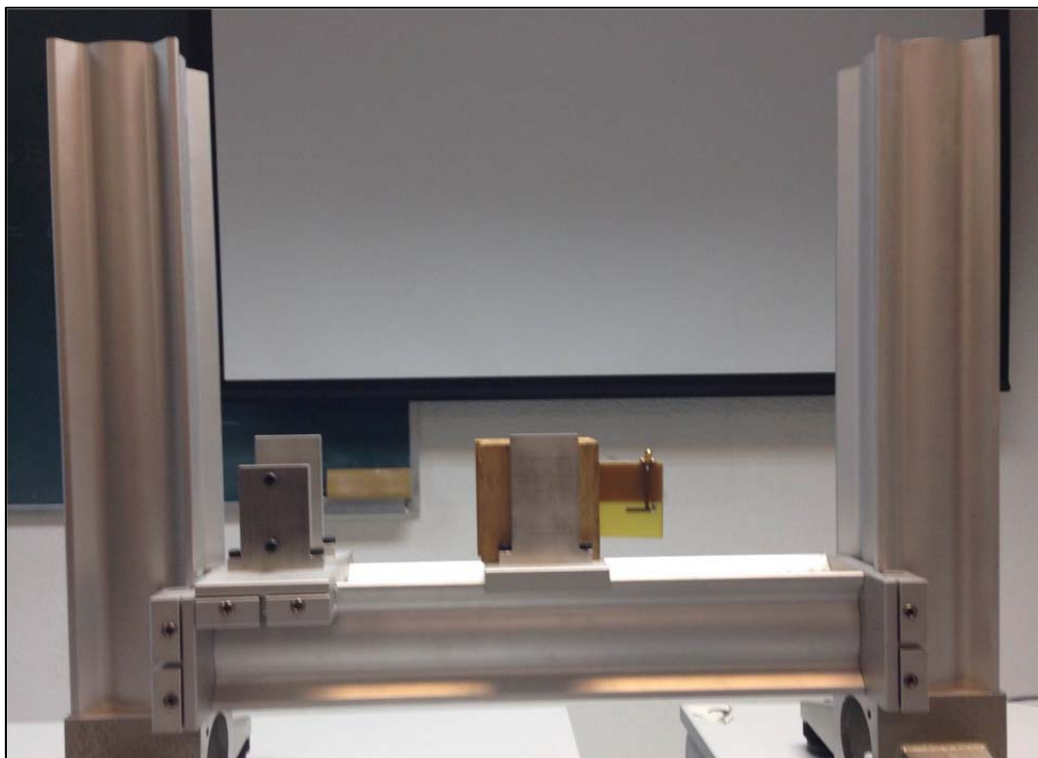


Figura 114. Situación de la antena transmisora.

5.- Antenas lineales multibanda

A lo largo del apartado 5 se estudian las antenas lineales multibanda. La principal característica de estas antenas es que pueden trabajar a más de una frecuencia. De las muchas antenas lineales existentes se estudió la antena multibanda F invertida pues ya se estudió la antena monobanda F invertida en el apartado 2.4.

La antena multibanda F invertida presenta una geometría que simula una doble F, como se puede apreciar en la figura 115, y es capaz de trabajar en dos bandas de frecuencia. Estas bandas son las estudiadas en los apartados anteriores, es decir, la antena multibanda trabaja a 850 MHz y 2400 MHz.

Para estudiar estas antenas se han empleado dos tipos de plano de tierra. En primer lugar, se estudió la antena situándola en el plano infinito de tierra, y posteriormente en el plano de tierra rectangular de las mismas dimensiones que el utilizado en el apartado 2.3.3 (largo de 12,38 cm y ancho de 5,86 cm).

5.1.- Antena multibanda F invertida en plano infinito

En el apartado 5.1, la antena ha sido modelada mediante hilos cuyo radio es 0,1 mm y es situada en un plano infinito de tierra. Este radio ha sido escogido porque la antena F invertida a 2400 MHz presenta un tamaño muy pequeño y un grosor superior podría provocar fallos en las simulaciones (ver figura 116).

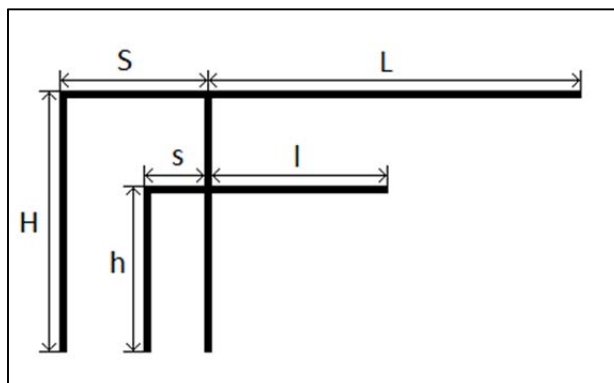


Figura 115. Esquema de la IFA multibanda.

La geometría simulada por el software FEKO ha sido la unión de las IFAs monobanda (a 850 MHz y a 2400 MHz) situadas en el plano infinito que tenían sus dimensiones ajustadas para que proporcionasen un coeficiente de reflexión cuyo mínimo estuviese situado a las dos frecuencias de trabajo (ver figura 115 y tabla 15).

Tabla 15. Medidas del esquema de la IFA multibanda.

Parámetro del esquema	Valor (mm)
H	31,76
h	11,25
S	9,19
s	3,25
L	61,29
l	22,5

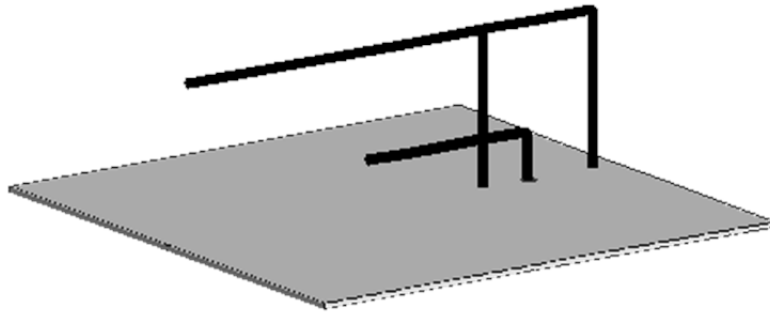


Figura 116. Situación de la IFA multibanda.

Sin embargo, al juntar ambas antenas se producen variaciones en el coeficiente de reflexión de la antena, debidas al acoplo entre los conductores que forman la antena. Con lo cual, el coeficiente de reflexión se modifica de forma significativa. Debido a que al modificar un parámetro lo que se hace es mover las frecuencias de los dos mínimos, hay que utilizar el optimizador para que vaya cambiando todos los parámetros simultáneamente. Para el nuevo diseño de la IFA multibanda se pidió optimizar las siguientes medidas (ver tabla 16):

Tabla 16. Parámetros a optimizar del diseño de la IFA multibanda.

Parámetro a optimizar	Frecuencia de la IFA a modificar (MHz)	Valor inicial	Valor mínimo	Valor máximo
Longitud del conductor (mm)	850	70,48 (L + S)	65	85
Altura (mm)	850	31,76	21	35
Separación entre stubs (mm)	850	9,19	5	18
Longitud del conductor (mm)	2400	25,75 (l + s)	20	36
Altura (mm)	2400	11,25	1	15
Separación entre stubs (mm)	2400	3,25	1	5

Después de iterar varias veces, los parámetros del esquema presentan las siguientes diferencias con las medidas de partida:

- Altura de la IFA a 850 MHz igual a 22,96 mm,
- Altura de la IFA a 2400 MHz igual a 4,75 mm,
- Longitud del conductor de la IFA a 850 MHz igual a 84,25 mm ($L = 61,29$ mm),
- Longitud del conductor de la IFA a 2400 MHz igual a 31,91 mm ($l = 27,16$ mm),
- Separación entre stubs de la IFA a 850 MHz igual a 13,95 mm,
- Separación entre stubs de la IFA a 2400 MHz igual a 4,99 mm.

La solución ofrecida por el optimizador generaba un coeficiente de reflexión cuyos mínimos estaban situados en frecuencias iguales a 850 MHz y 2380 MHz (ver figura 117). Para calcular este coeficiente de reflexión se utilizó una impedancia característica de 50 Ω . Era una solución bastante buena porque ambas frecuencias eran muy próximas a las frecuencias de trabajo requeridas. Para comprobar los anchos de banda a 6 dB obtenidos ver tabla 17.

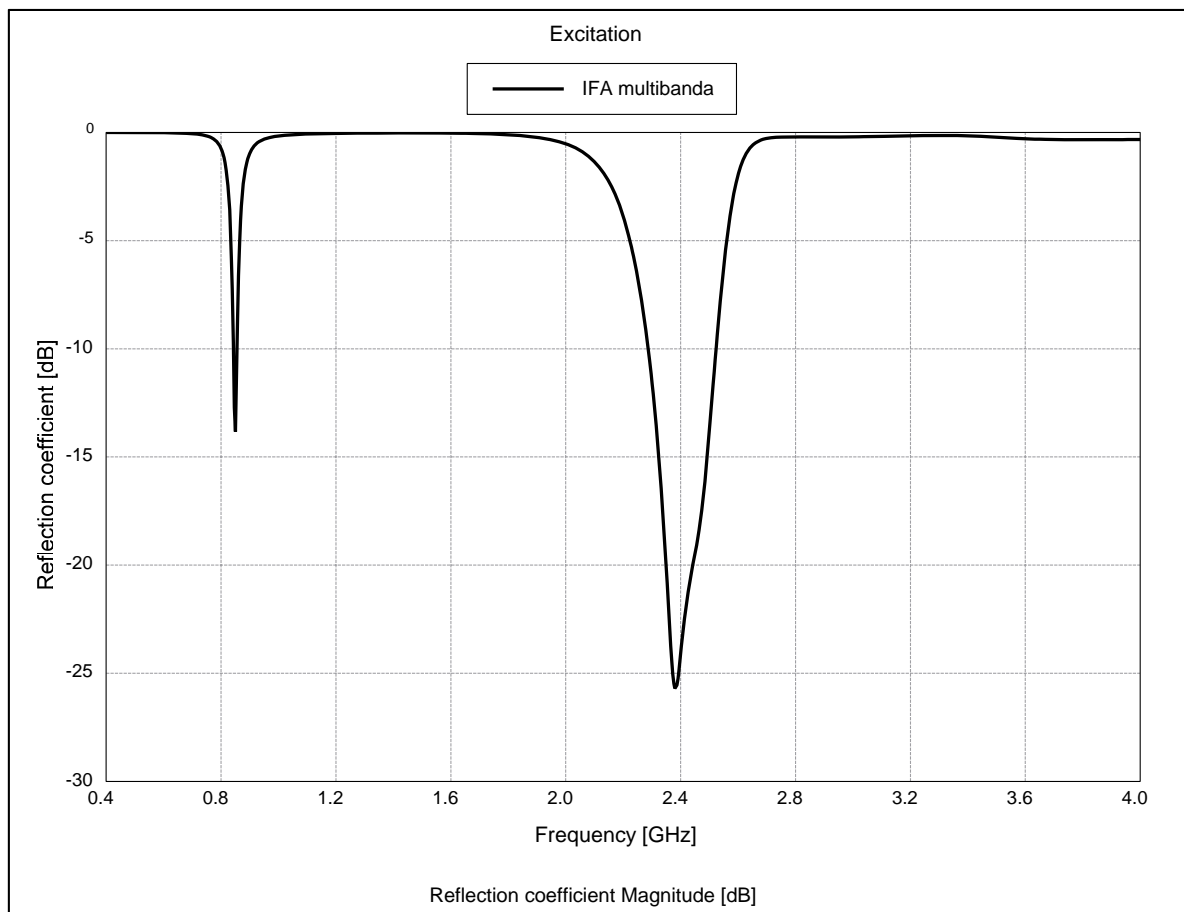


Figura 117. Coeficiente de reflexión de la IFA multibanda.

En la figura 118, se pueden observar los coeficientes de reflexión de la antenna multibanda y de la antenna monobanda diseñada para trabajar a 850 MHz. Ambos coeficientes han sido calculados con una impedancia característica igual a 50 Ω . Debido al distinto radio empleado en la antenna multibanda (0,1 mm) respecto a la antenna monobanda (radio de 1 mm) se obtiene un peor ancho de banda en la antenna multibanda. Los anchos de banda dependen, de forma significativa, del radio del hilo empleado [3].

Por su parte, en la figura 119 aparecen los coeficientes de reflexión de la antenna multibanda y de la antenna monobanda diseñada para trabajar a 2400 MHz. En este caso, se obtiene un ancho de banda superior ya que existen varias resonancias muy próximas en frecuencia y a que la resonancia en 2400 MHz es muy alargada (ver figura 120).

La variación de la impedancia de entrada de la antenna respecto a la frecuencia se muestra en la figura 120. En ella, se puede observar que aparecen dos resonancias en torno a los 2000 MHz (una en 2100 MHz y otra en 2400 MHz), sin embargo en el coeficiente de reflexión aparece un único mínimo del coeficiente de reflexión. Esto es debido a que el valor de la parte real de la impedancia de entrada en 2100 MHz es muy superior al de la parte real de la impedancia en 2400 MHz. Para ver los valores exactos de la impedancia de entrada consultar tabla 17.

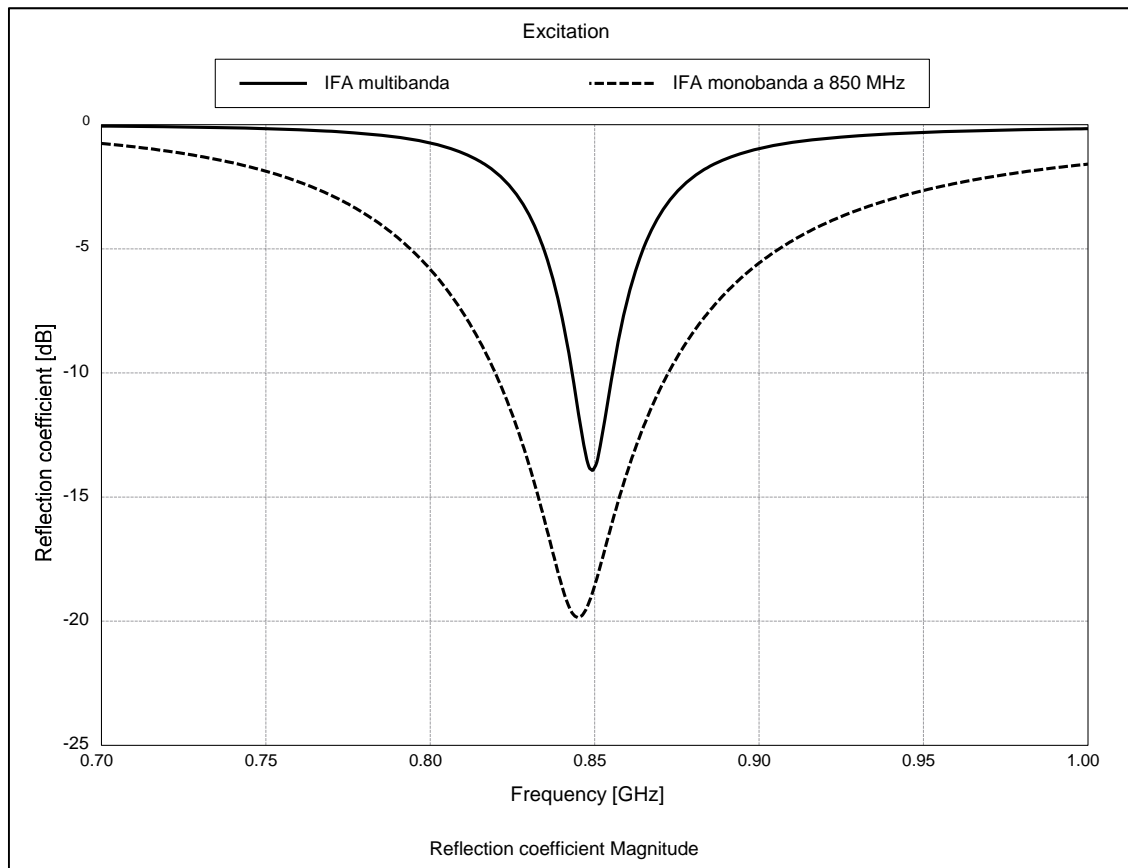


Figura 118. Coeficientes de reflexión de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 850 MHz.

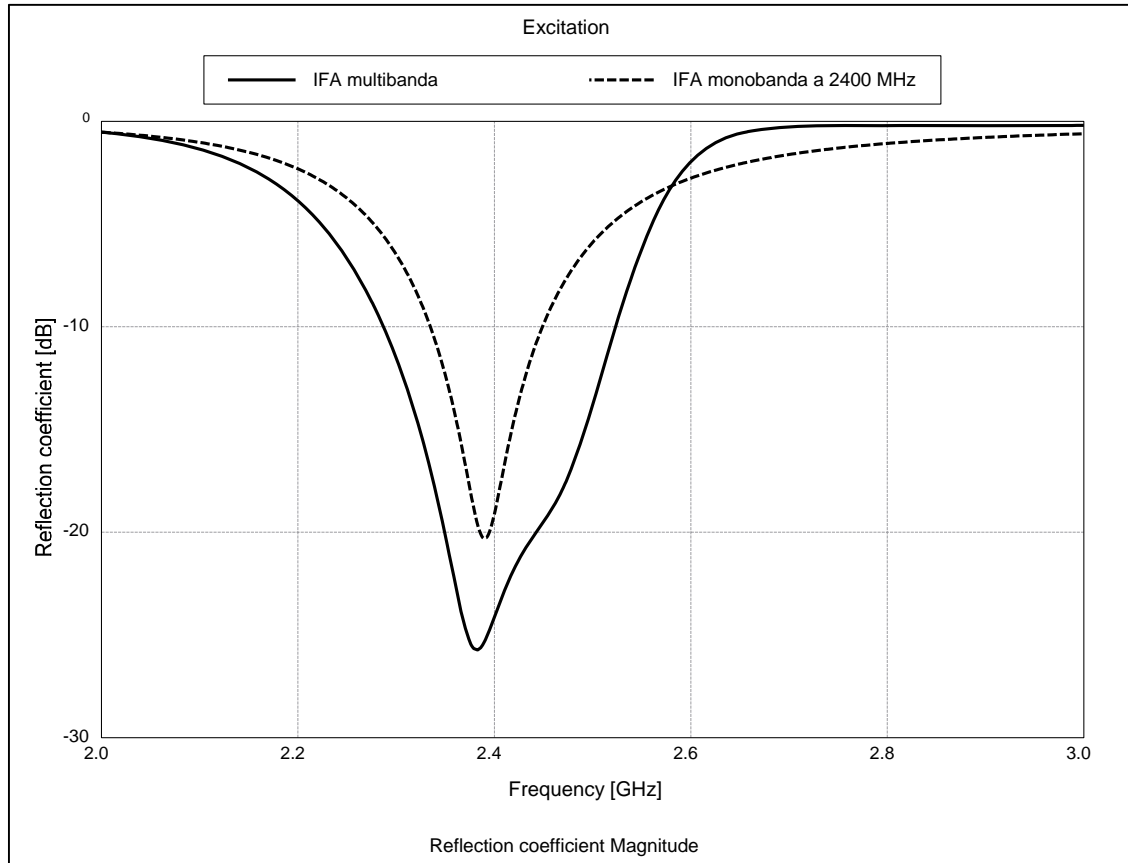


Figura 119. Coeficientes de reflexión de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 2400 MHz.

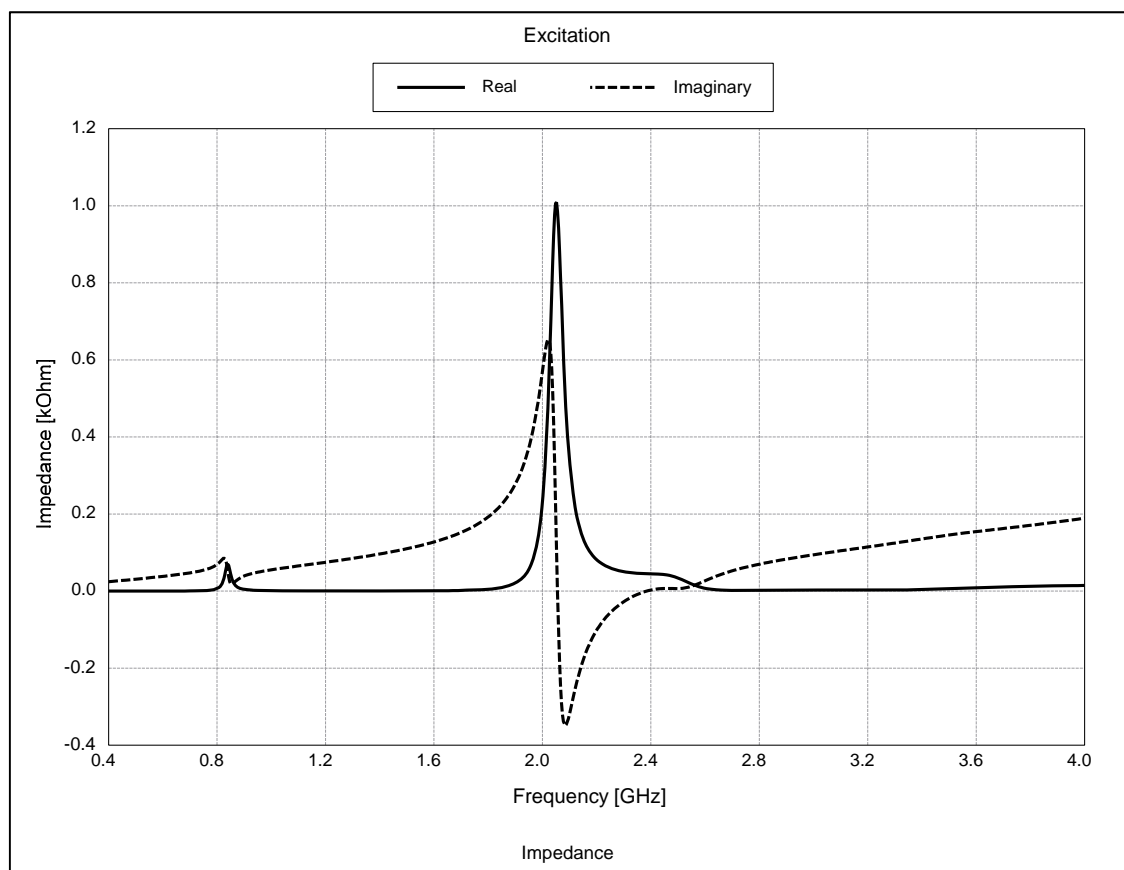


Figura 120. Impedancia de entrada de la IFA multibanda.

Tabla 17. Comparación de los resultados obtenidos al simular la IFA multibanda.

Tipo de antena	Frecuencia de resonancia (MHz)	Impedancia de entrada a la frecuencia de resonancia (Ω)	Ancho de banda a -6 dB (MHz)
Monobanda	850	$40,5 + 1,1j$	87,2 (10,2%)
Monobanda	2400	$40,4 + 2,9j$	183 (7,6%)
Multibanda	850	$49,4 + 21,2j$	25,4 (3%)
Multibanda	2400	$44,7 + 2,8j$	312 (13%)

Finalmente, las imágenes 121, 122 y 123 muestran los diagramas de radiación de la antena lineal F invertida multibanda. Estos diagramas representan los tres planos principales, los planos verticales XZ y YZ, y el plano horizontal XY. En estas figuras aparecen dos diagramas de radiación diferentes pues son los diagramas de las dos frecuencias de trabajo de la antena, 850 MHz y 2400 MHz. Los diagramas de radiación, de la antena a las distintas frecuencias, en los planos YZ y XY son similares. Aunque presentan una pequeña diferencia –inferior a 2 dB– en las distintas direcciones de estos planos. El plano XZ presenta una clara diferencia pues aparecen dos nulos en el diagrama de la antena en la frecuencia de 2400 MHz que a la frecuencia de 850 MHz no existían.

Desde la figura 124 hasta la figura 129, se comparan los diagramas de la IFA multibanda con los de la IFA monobanda. Los diagramas de radiación, a la frecuencia de 850 MHz, de ambas antenas son prácticamente idénticos. Sin embargo, a la frecuencia de 2400 MHz, los diagramas presentan significativas diferencias.

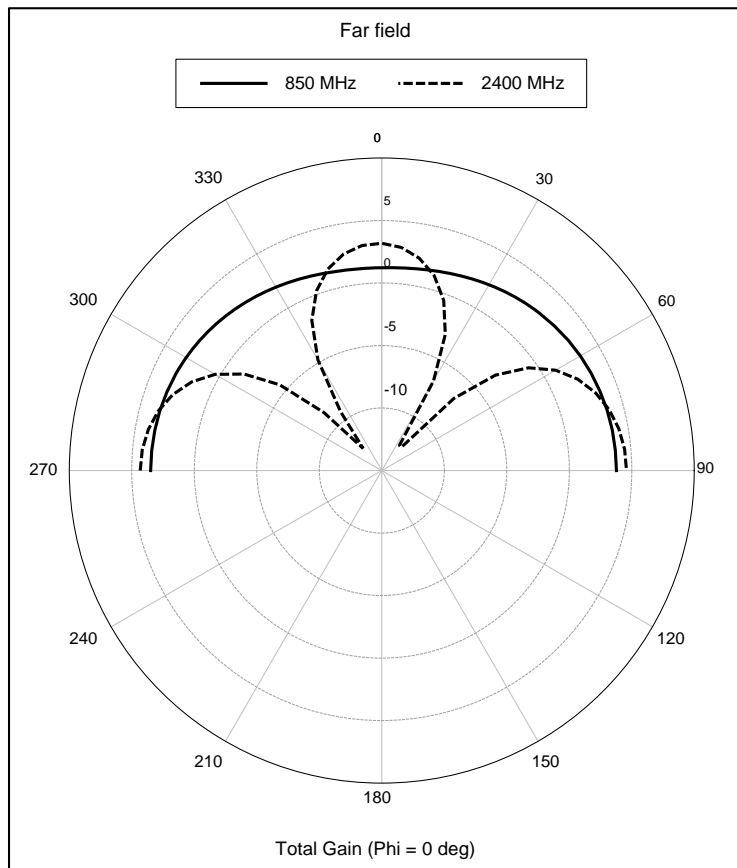


Figura 121. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la IFA multibanda.

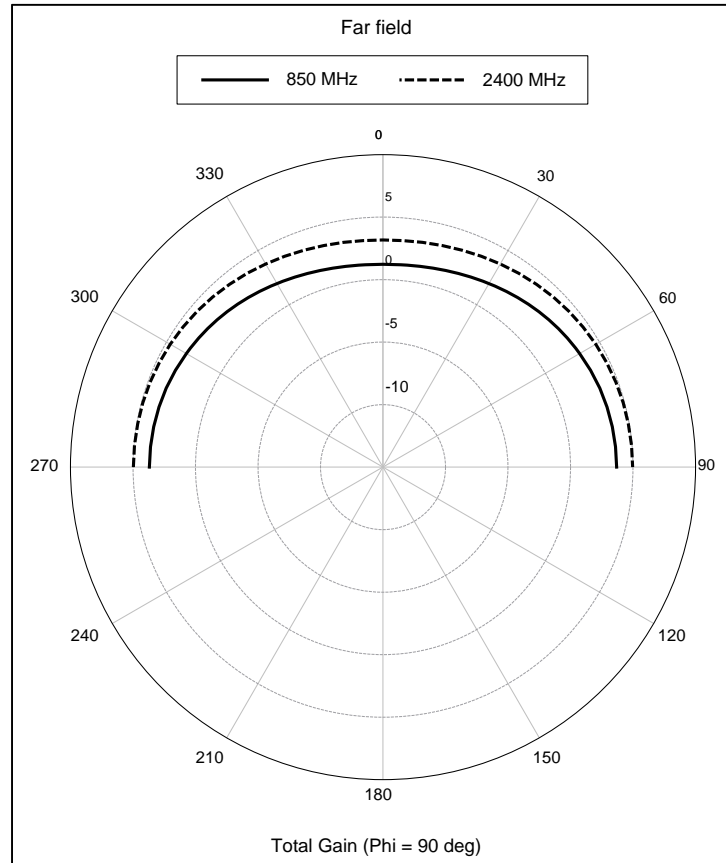


Figura 122. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la IFA multibanda.

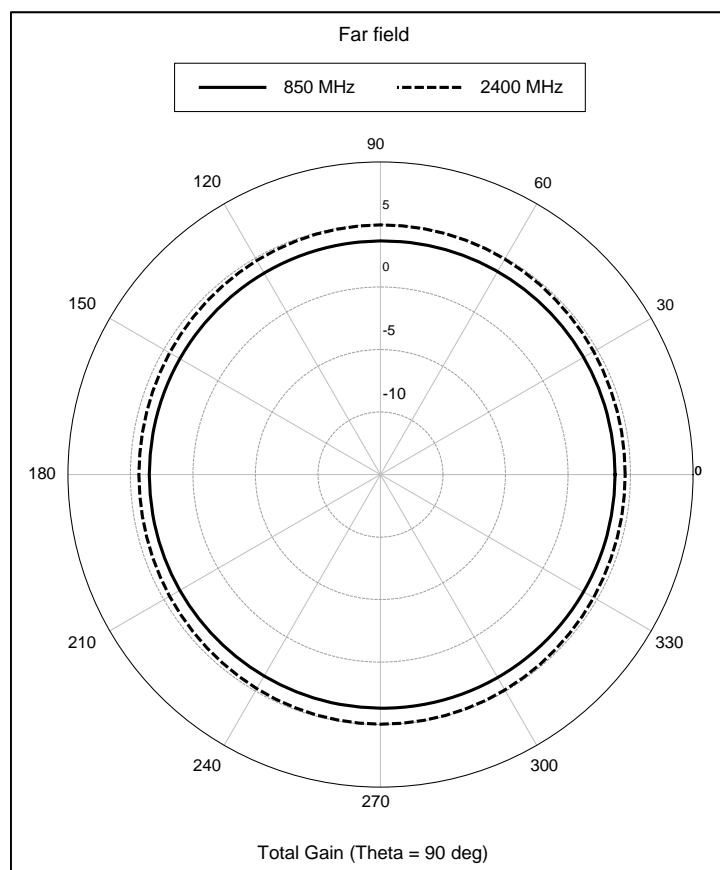


Figura 123. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la IFA multibanda.

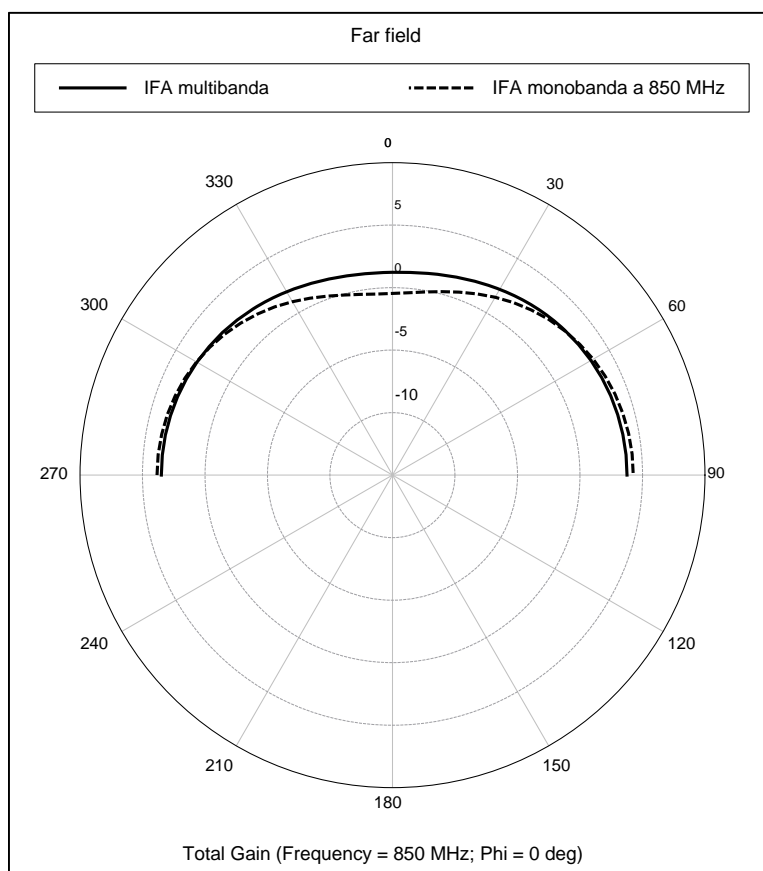


Figura 124. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 850 MHz.

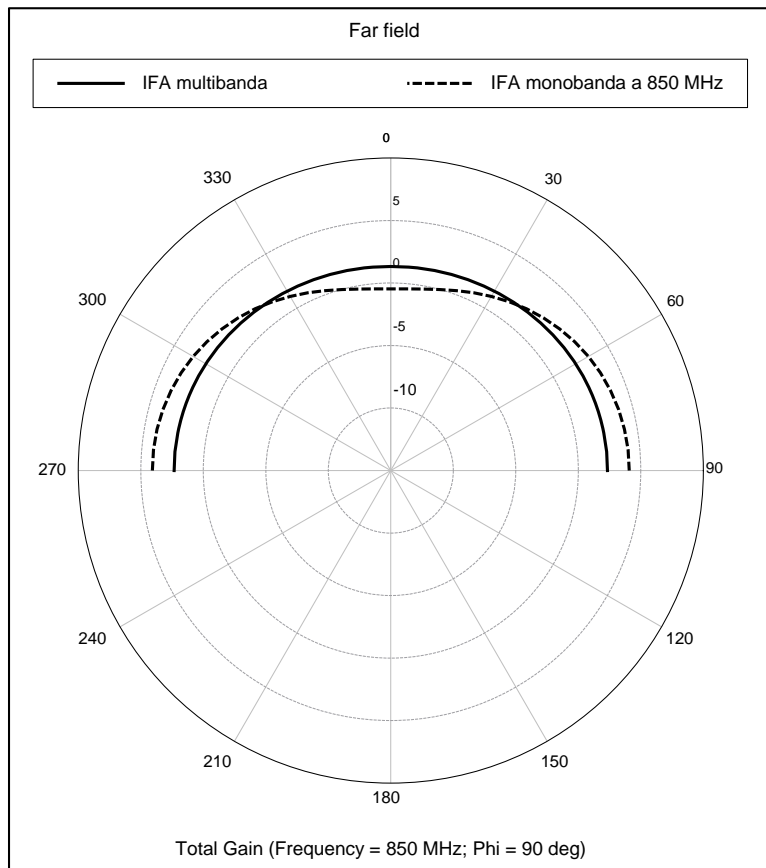


Figura 125. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 850 MHz.

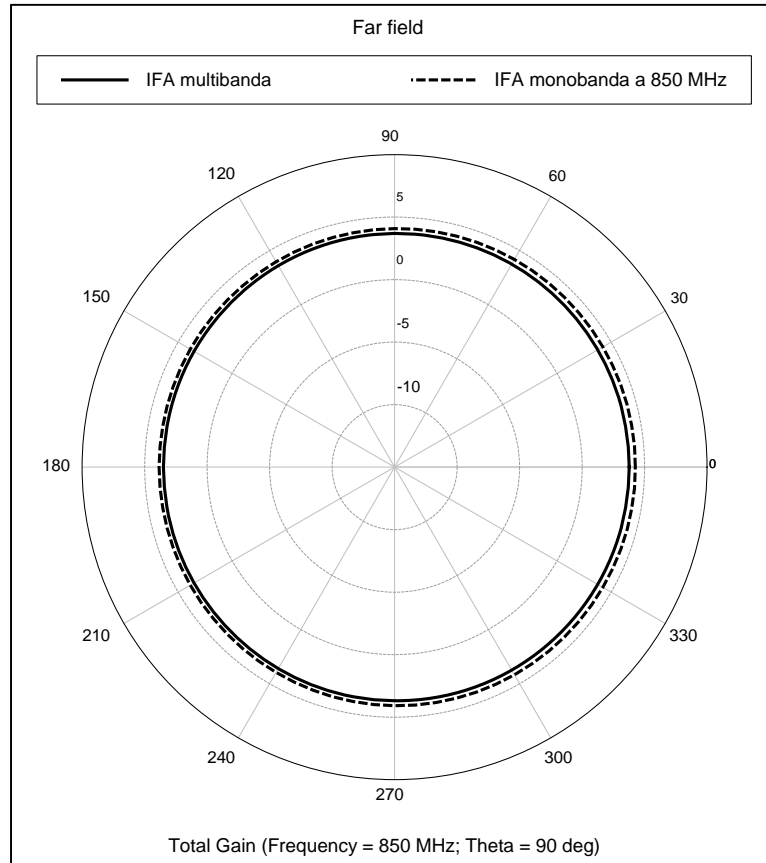


Figura 126. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 850 MHz.

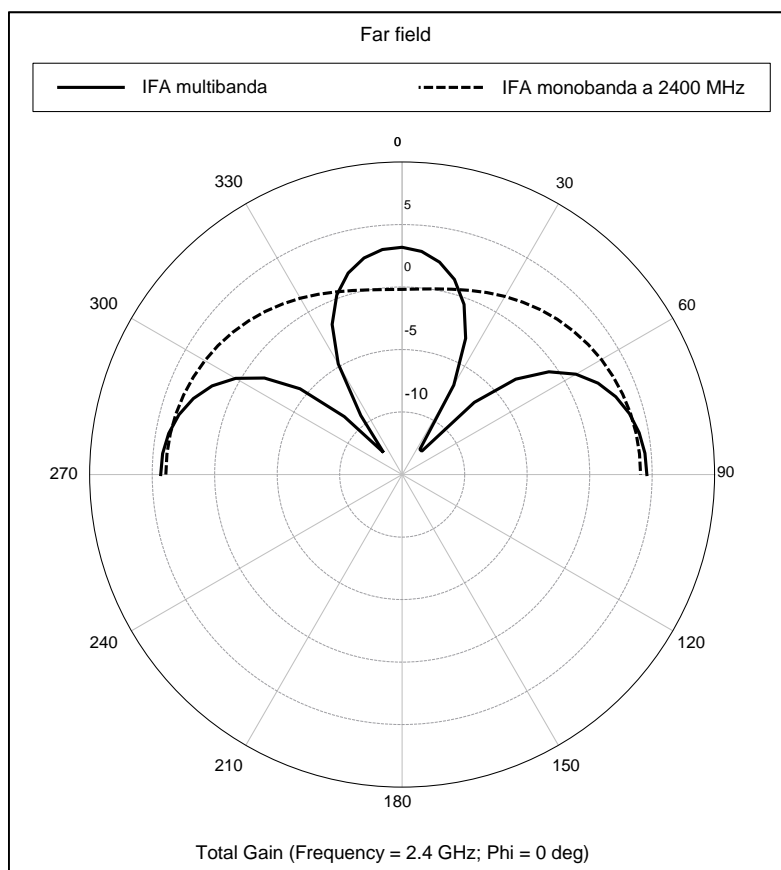


Figura 127. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 2400 MHz.

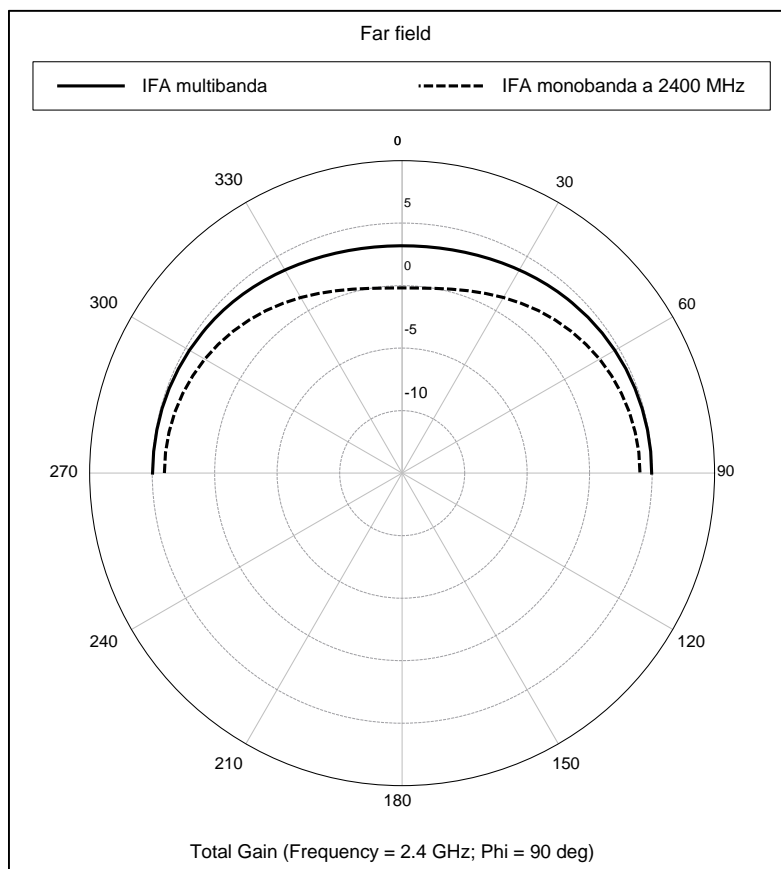


Figura 128. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 2400 MHz.

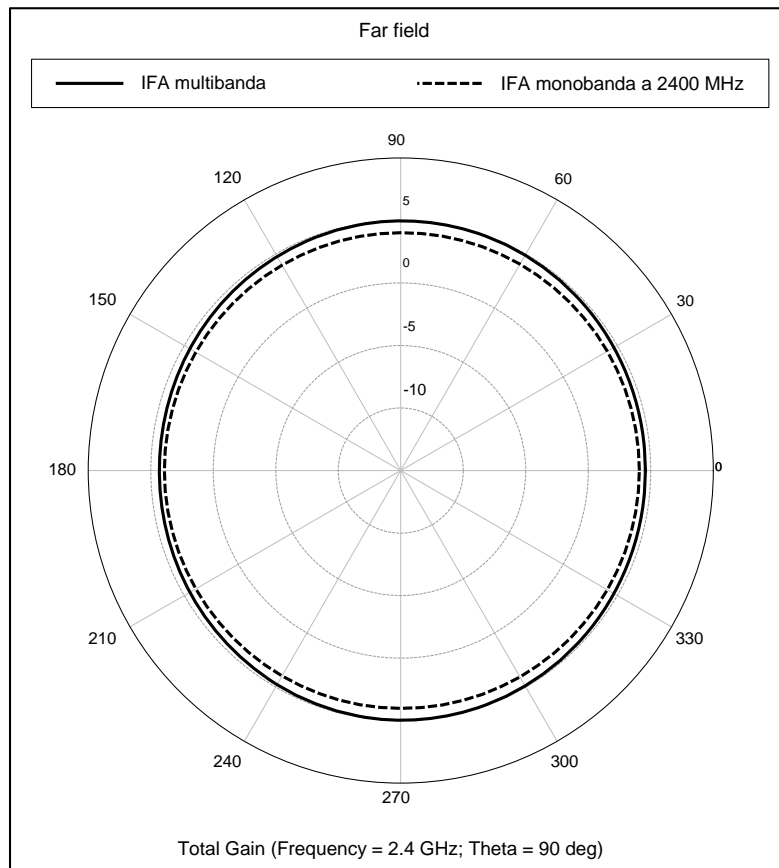


Figura 129. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 2400 MHz.

En este caso se aprecia que a la frecuencia de 850 MHz, ambas antenas presentan diagramas muy poco directivos pues están radiando en todas las direcciones del semiespacio superior. En algunas direcciones longitudinales al plano de tierra, la IFA monobanda presenta ganancias superiores a las ganancias que presenta la IFA multibanda, aunque hay que decir que son prácticamente iguales. Sin embargo, la IFA multibanda presenta una ganancia superior en la dirección transversal al plano de tierra.

Los diagramas de radiación de la antena multibanda y de la antena monobanda a 2400 MHz presentan diferencias muy significativas. La antena multibanda presenta dos nulos en el eje x , por lo que presenta diagramas más directivos que la antena monobanda a 2400 MHz. Los otros dos planos son muy similares ya que los diagramas presentan la misma forma, teniendo la antena multibanda una ganancia superior entre 1 y 3 dB.

5.2.- Antena multibanda en plano finito

Al igual que en el apartado anterior, la antena ha sido modelada mediante hilos cuyo radio es 0,1 mm, pero en este caso, la antena es situada en un plano finito de tierra. Este radio ha sido escogido porque la antena F invertida a 2400 MHz presenta un tamaño muy pequeño y un grosor superior podría provocar *warnings* en las simulaciones (ver figura 115).

A pesar de utilizar el mismo esquema para modelar la antena en FEKO, en este apartado se partió de los datos de las IFAs monobanda situadas en planos finitos de tierra (ver apartado 2.4.2). Sin embargo, debido al acople de los elementos, las frecuencias de los mínimos del coeficiente de reflexión de la IFA multibanda no eran iguales ni a 850 MHz ni a 2400 MHz.

Debido al acople existente entre los distintos elementos, al modificar un parámetro lo que se hace es mover las frecuencias de los dos mínimos. Por ello, hay que utilizar el optimizador para que vaya cambiando todos los parámetros simultáneamente. Para el nuevo diseño de la IFA multibanda se pidió optimizar las medidas que aparecen en la tabla 18.

Tabla 18. Parámetros a optimizar del diseño de la IFA multibanda.

Parámetro a optimizar	Frecuencia de la IFA a modificar (MHz)	Valor inicial	Valor mínimo	Valor máximo
Longitud del conductor (mm)	850	87,9 (L + S)	82	100
Altura (mm)	850	29,5	20	35
Separación entre <i>stubs</i> (mm)	850	12,8	5	30
Longitud del conductor (mm)	2400	26,4 (l + s)	15	40
Altura (mm)	2400	7,85	3	30
Separación entre <i>stubs</i> (mm)	2400	4,99	1	15

Después de iterar varias veces, los parámetros del esquema presentan las siguientes diferencias con las medidas de partida:

- Altura de la IFA a 850 MHz igual a 30,65 mm,
- Altura de la IFA a 2400 MHz igual a 12,9 mm,
- Longitud del conductor de la IFA a 850 MHz igual a 87,23 mm ($L = 62,74$ mm),
- Longitud del conductor de la IFA a 2400 MHz igual a 35,9 mm ($l = 24,35$ mm),
- Separación entre *stubs* de la IFA a 850 MHz igual a 24,49 mm,
- Separación entre *stubs* de la IFA a 2400 MHz igual a 11,55 mm.

La solución ofrecida por el optimizador generaba un coeficiente de reflexión cuyos mínimos estaban situados en las frecuencias de 850 MHz y 2380 MHz (ver figura 130). En esta figura se presentan los coeficientes de la IFA en los dos tipos de planos. Para calcular estos coeficientes de reflexión se utilizó una impedancia característica de 50 Ω .

En la figura 131, se pueden observar los coeficientes de reflexión de la IFA multibanda y de la IFA monobanda diseñada para trabajar a 850 MHz. Mientras que en la figura 132, se observan los coeficientes de reflexión de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 2400 MHz. Todos estos coeficientes han sido calculados con una impedancia característica igual a 50 Ω .

Los anchos de banda de la IFA multibanda, en el plano finito, son inferiores en la primera banda de trabajo y superiores en la segunda, respecto a los anchos de banda de las IFAs monobanda (ver tabla 19). En la banda inferior, los anchos de banda son inferiores porque los radios de los hilos de la IFA multibanda son menores que los radios empleados en la IFA monobanda a 850 MHz. En la banda superior aparece una resonancia en 2400 MHz muy alargada -la reactancia tiene un valor próximo a cero desde 2200 hasta 2400 MHz- presentando por esta razón un ancho de banda superior la antena IFA multibanda respecto al ancho de banda de la IFA monobanda a 2400 MHz.

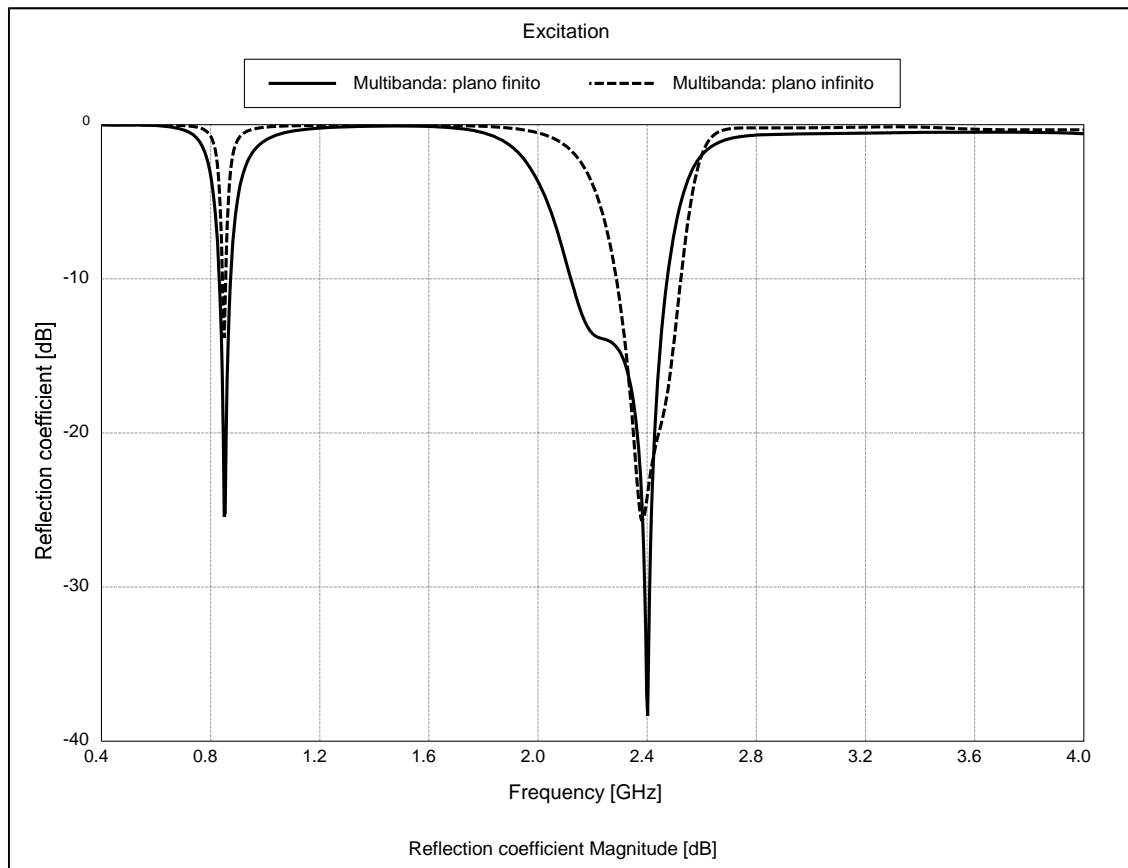


Figura 130. Coeficiente de reflexión de la IFA multibanda en un plano finito e infinito.

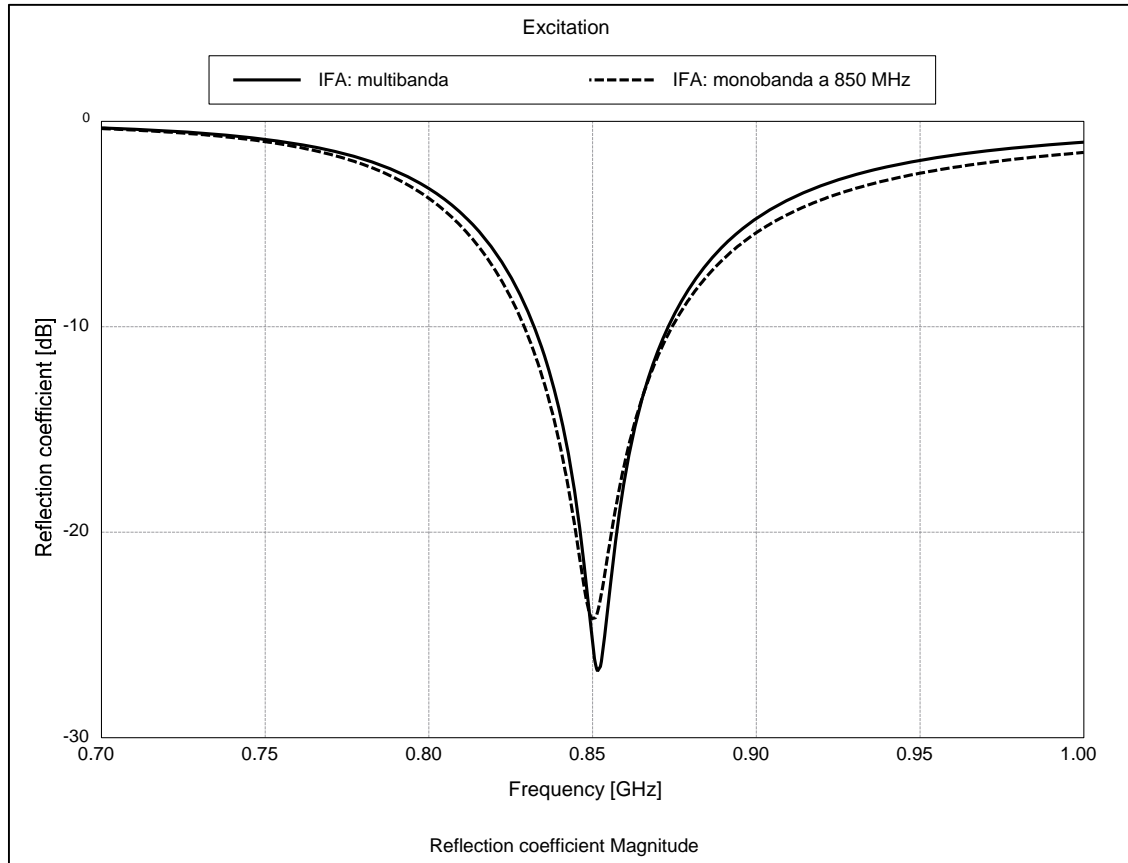


Figura 131. Coeficientes de reflexión de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 850 MHz.

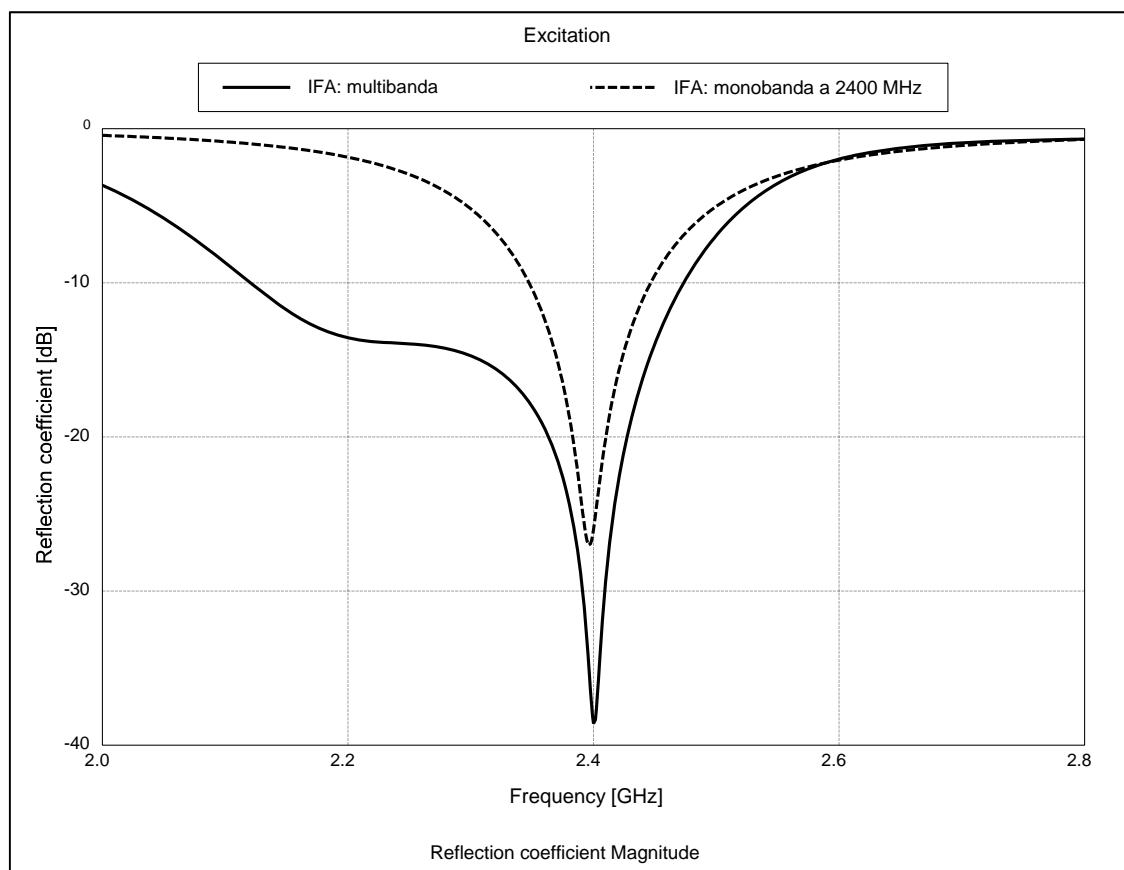


Figura 132. Coeficientes de reflexión de la IFA multibanda y de la IFA monobanda a 2400 MHz

La variación de la impedancia de entrada de la antena respecto a la frecuencia se muestra en la figura 133. En ella, se puede observar que aparecen tres resonancias en el intervalo de 400 MHz a 4000 MHz. La primera corresponde a la primera frecuencia de resonancia (850 MHz), la segunda a 1800 MHz y la tercera desde 2200 MHz hasta 2400 MHz. La resonancia presente en 1800 MHz no aparece en el coeficiente de reflexión debido al alto valor de la parte real que tiene la impedancia de entrada de la antena a dicha frecuencia. Para ver los valores exactos de la impedancia de entrada consultar tabla 19.

Tabla 19. Comparación de los resultados obtenidos al simular la IFA multibanda.

Tipo de antena	Tipo de plano	Frecuencia de resonancia (MHz)	Impedancia de entrada a la frecuencia de resonancia (Ω)	Ancho de banda a -6 dB (MHz)
Multibanda	Infinito	850	$49,4 + 21,2j$	25,4 (3%)
Multibanda	Finito	850	$57,3 + 1,4j$	71,8 (8,4%)
Multibanda	Infinito	2400	$44,7 + 2,8j$	312 (13%)
Multibanda	Finito	2400	$50,5 - 1,4j$	456 (19%)
Monobanda	Infinito	850	$40,5 + 1,1j$	87,2 (10,2%)
Monobanda	Finito	850	$39,5 + 1,7j$	84,7 (10%)
Monobanda	Infinito	2400	$40,4 + 2,9j$	183 (7,6%)
Monobanda	Finito	2400	$38,8 + 2,3j$	186 (7,7%)

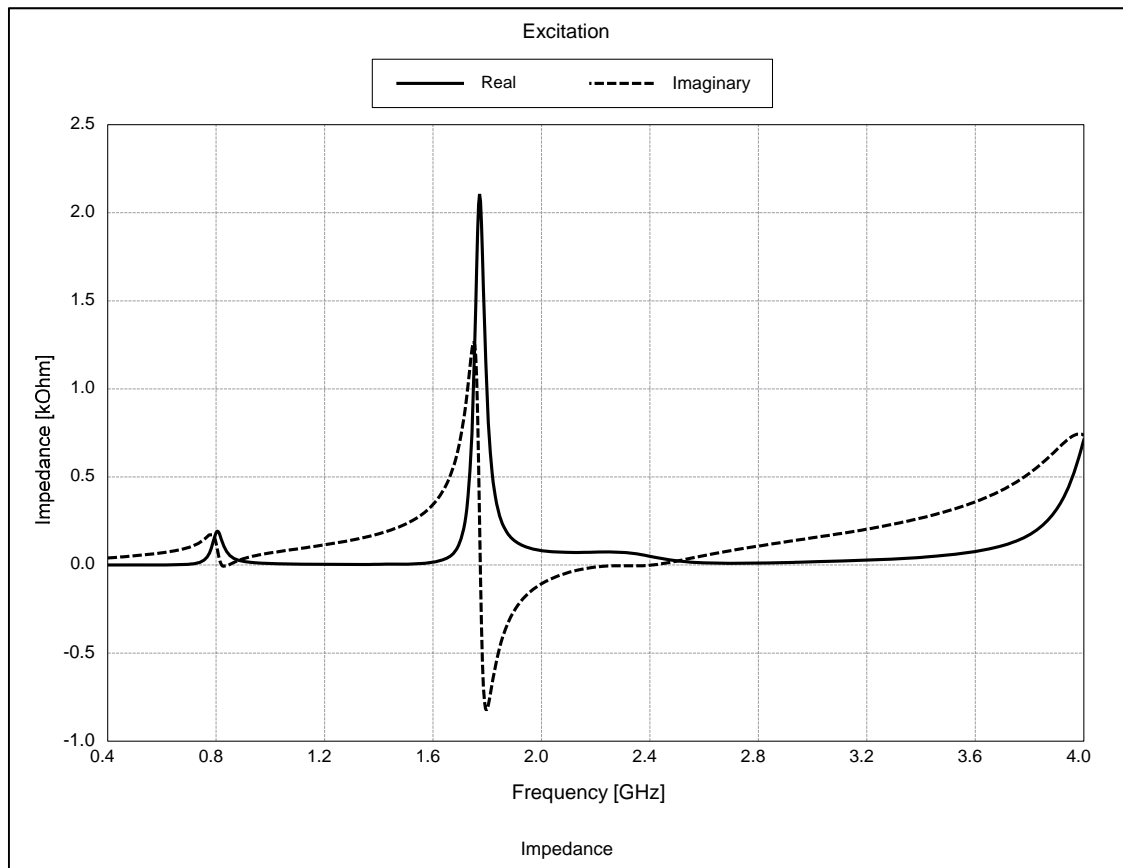


Figura 133. Impedancia de entrada de la IFA multibanda en el plano finito.

Finalmente, las imágenes 134, 135 y 136 muestran los diagramas de radiación de la antena lineal F invertida multibanda. Estos diagramas representan los tres planos principales, los planos verticales XZ e YZ, y el plano horizontal XY. En estas figuras aparecen dos diagramas de radiación diferentes pues son los diagramas de las dos frecuencias de trabajo de la antena, 850 MHz y 2400 MHz.

Al igual que ocurría en los diagramas de la IFA en el plano infinito, los diagramas de radiación, de la IFA en el plano finito a las dos frecuencias, son similares en los planos YZ y XY. Los diagramas en estos planos presentan la misma forma (se diferencian en unos pocos dB) y son muy pocos directivos. El diagrama de la antena a 2400 MHz en el plano XZ presenta una clara diferencia pues aparte del nulo existente en el diagrama de la antena a 850 MHz, aparecen dos mínimos de radiación, por lo que aparecen nuevos lóbulos secundarios que antes no aparecían.

Por otro lado, se compararon estos diagramas con los obtenidos en el apartado 2.4.2 cuando se simuló la IFA monobanda en el plano finito (ver figuras 137-142). Los diagramas obtenidos de la IFA multibanda a 850 MHz en el plano finito son similares a los obtenidos en el apartado 2.4.2 cuando se simuló la IFA monobanda a 850 MHz en el plano finito.

Los diagramas obtenidos de la IFA multibanda a 2400 MHz en el plano finito son significativamente distintos. Los diagramas del plano XZ de las IFAs diseñadas son diagramas directivos ya que presentan un nulo y al menos un mínimo de radiación. En el plano YZ, el diagrama de radiación es similar en el semiplano superior pues las IFAs están radiando en todas las direcciones de este semiplano. En el semiplano inferior del plano YZ, se aprecia un nulo perteneciente al diagrama de la IFA monobanda que el diagrama de la IFA multibanda no presenta. Por último, los diagramas de radiación en el plano XY son muy poco directivos ya que ambas antenas radian en todas las direcciones del plano XY.

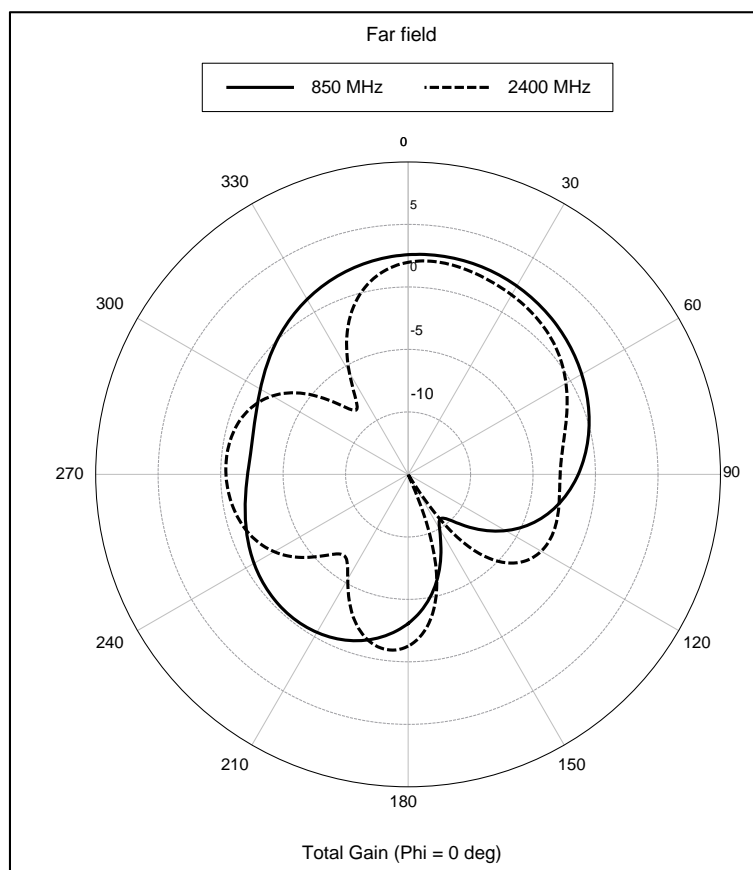


Figura 134. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la IFA multibanda en 850 MHz y en 2400 MHz.

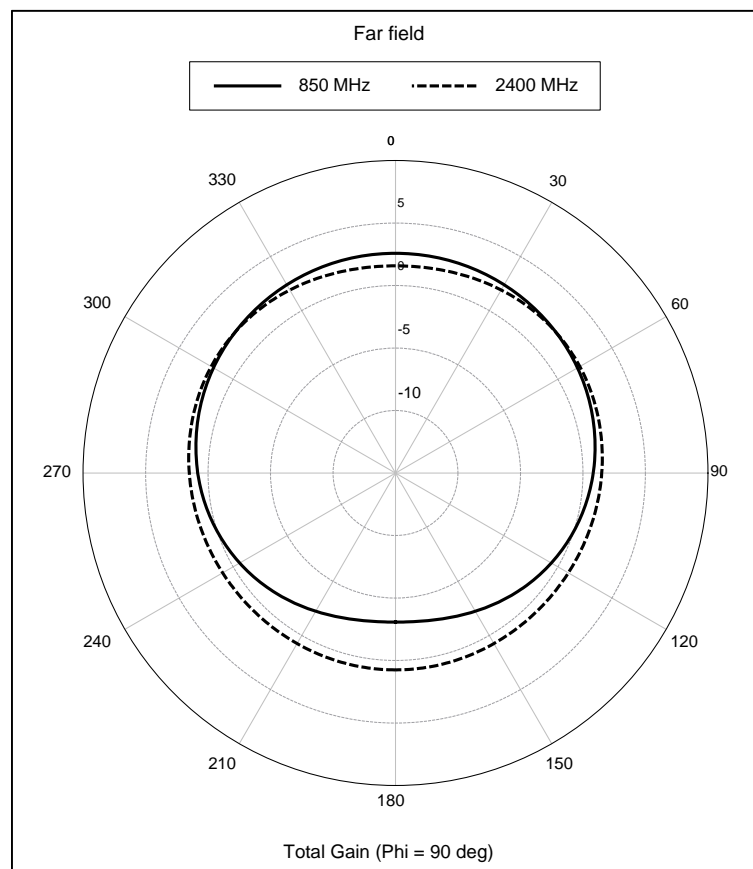


Figura 135. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la IFA multibanda en 850 MHz y en 2400 MHz.

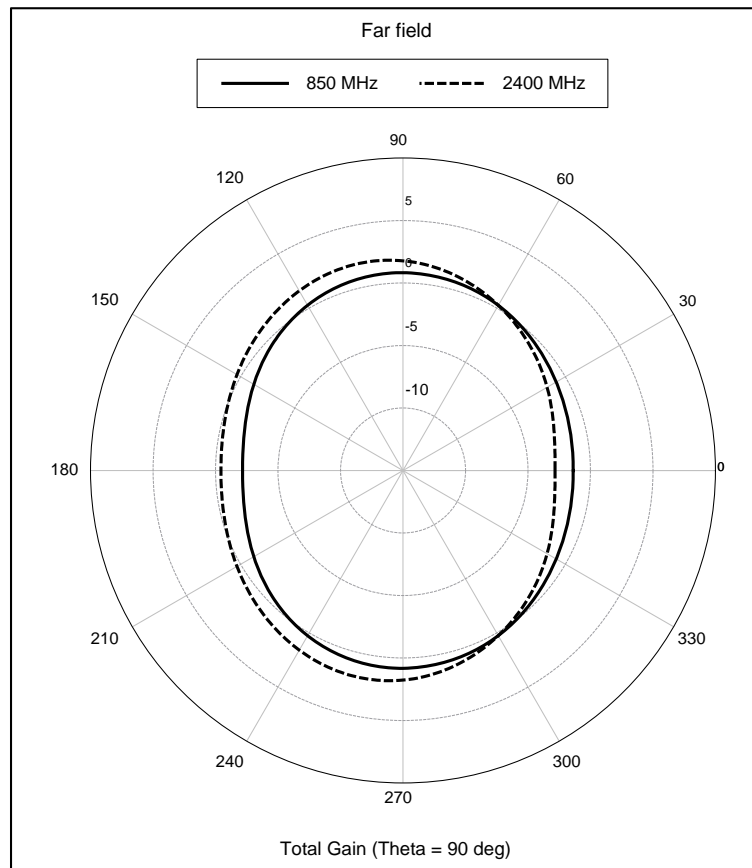


Figura 136. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la IFA multibanda en 850 MHz y en 2400 MHz.

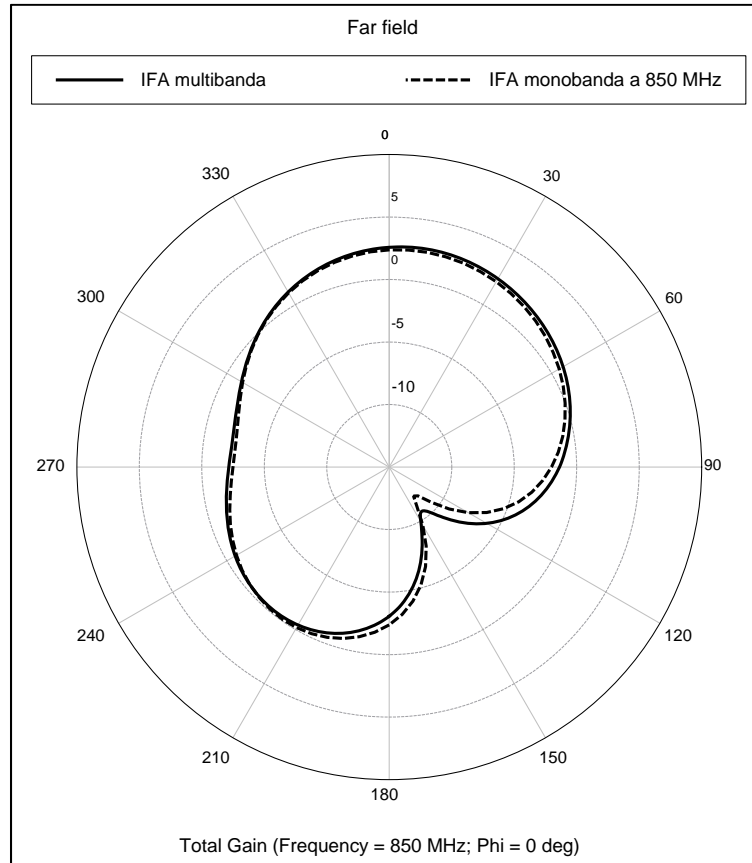


Figura 137. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la IFA multibanda y monobanda en 850 MHz.

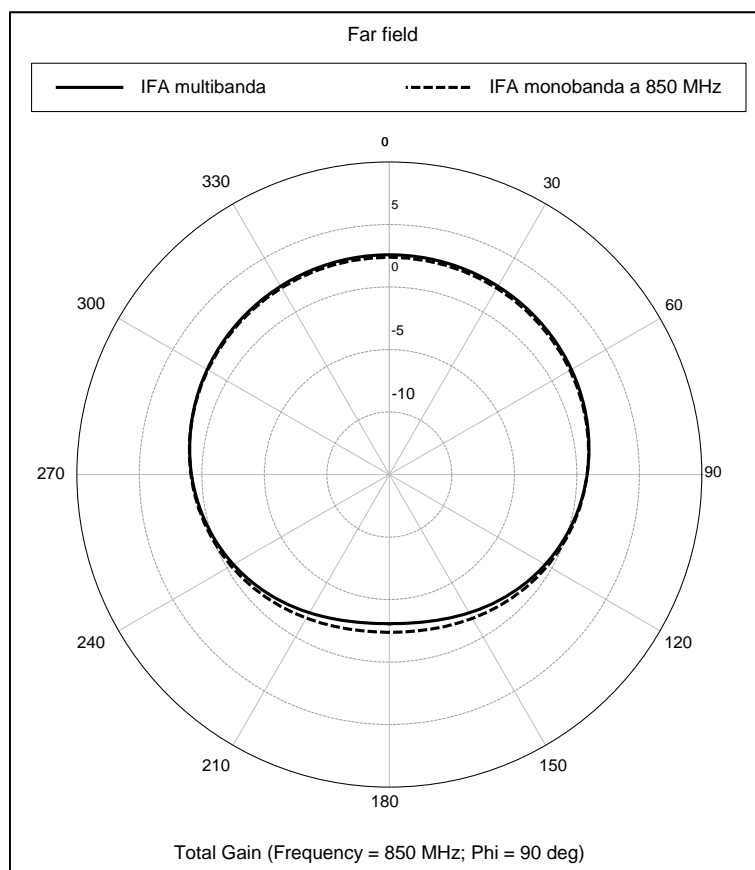


Figura 138. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la IFA multibanda y monobanda en 850 MHz.

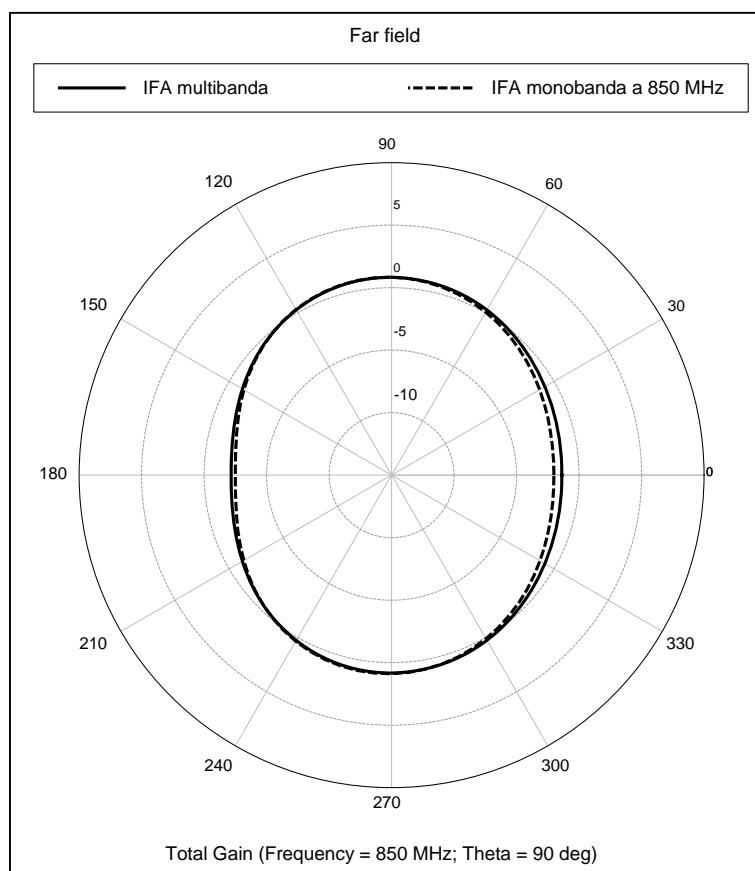


Figura 139. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la IFA multibanda y monobanda en 850 MHz.

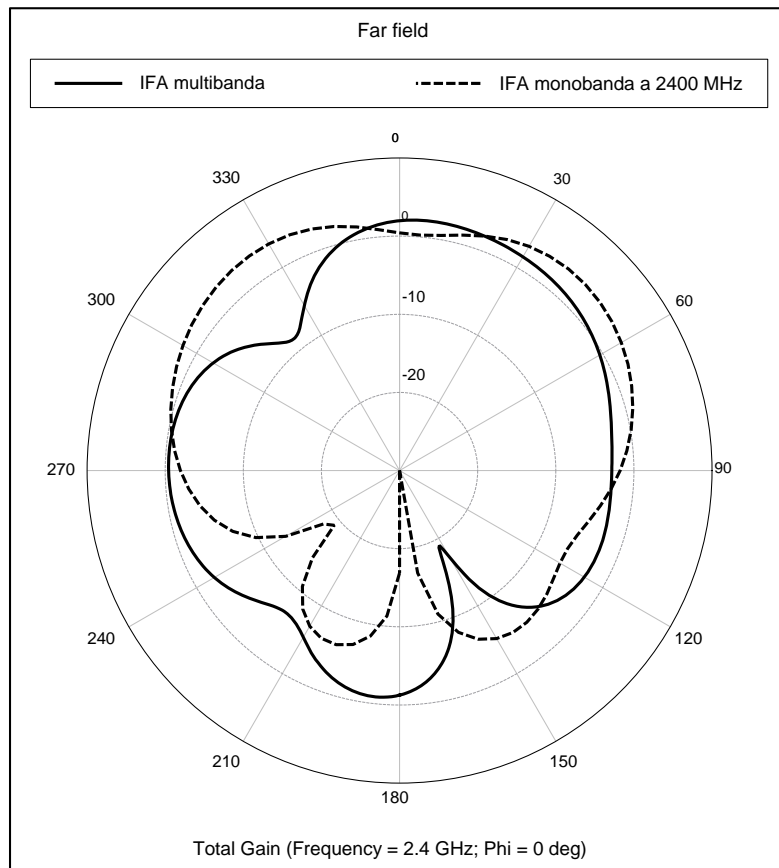


Figura 140. Diagramas de radiación, en el plano XZ, de la IFA multibanda y monobanda en 2400 MHz.

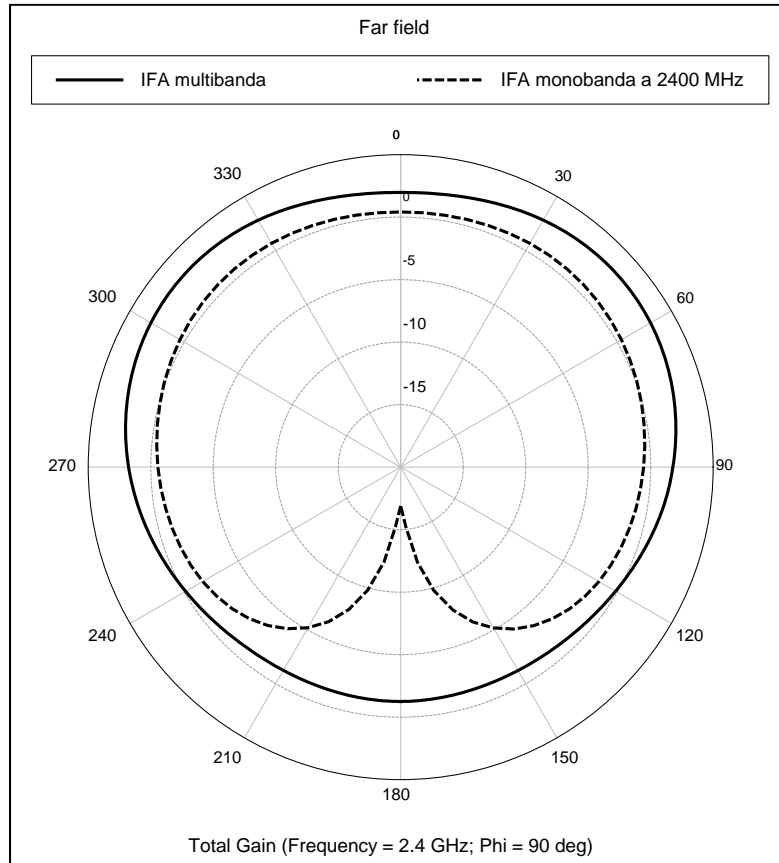


Figura 141. Diagramas de radiación, en el plano YZ, de la IFA multibanda y monobanda en 2400 MHz.

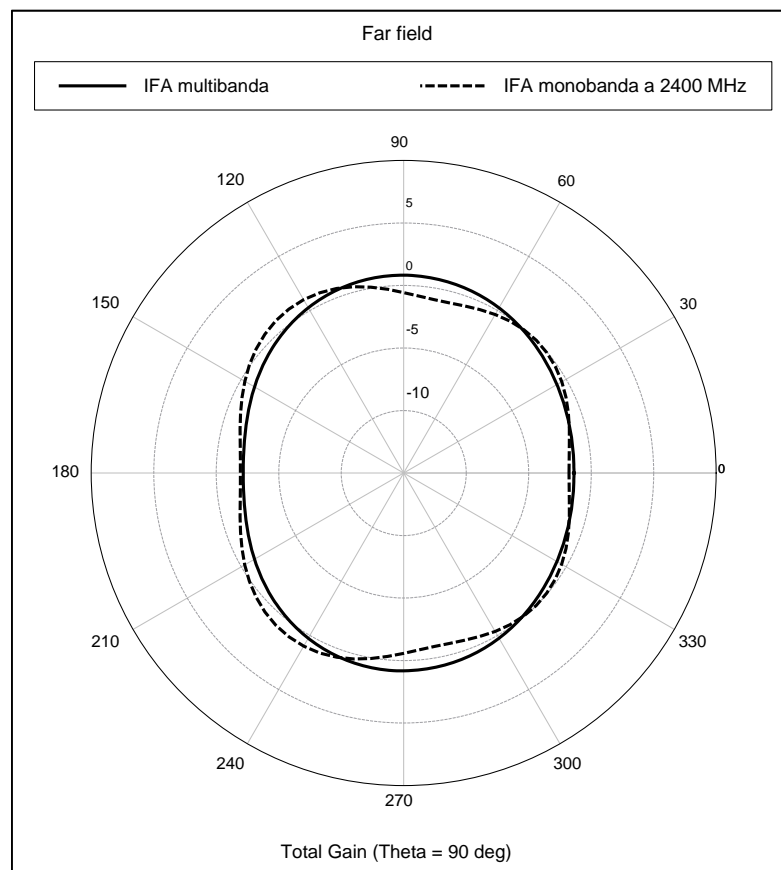


Figura 142. Diagramas de radiación, en el plano XY, de la IFA multibanda y monobanda en 2400 MHz.

6.- Conclusiones y trabajos futuros

Con este proyecto se ha tratado de introducirse en el estudio de las antenas que llevan los terminales móviles en la actualidad. Para ello, se han estudiado primero las antenas en planos de tierra de diferentes tamaños y con tecnología lineal. El tamaño del plano de tierra provoca alteraciones en las propiedades eléctricas de las antenas, ya que hace variar el coeficiente de reflexión, la impedancia de entrada de la antena y los diagramas de radiación [14].

Además, se ha estudiado la posición de la antena en un plano de tierra, aunque no se han tenido en cuenta las otras antenas del teléfono, ni cualquiera de los otros elementos que puedan modificar el comportamiento de la antena bajo estudio. La posición de la antena en el terminal móvil es un parámetro del diseño muy importante ya que hace variar la frecuencia de resonancia de las antenas muy significativamente. Por esta razón, al diseñar un teléfono móvil, es muy importante la elección de la posición de la antena para que el terminal pueda dar uso a las distintas tecnologías existentes.

Posteriormente, se estudiaron las mismas antenas pero en tecnología impresa. El cambio de tecnología provoca que se obtengan resultados parecidos, como se ha visto a lo largo de los apartados 2 y 3. También, hay que destacar que ocupan un espacio significativamente inferior, manteniendo las mismas propiedades eléctricas. Por estas razones, las antenas que llevan los terminales móviles utilizan antenas de tecnología impresa.

Con la implementación física de una antena impresa, se inició el aprendizaje de la medida del diagrama de radiación de una antena en una cámara anecoica. Esta cámara es una sala diseñada para minimizar las reflexiones producidas por las ondas electromagnéticas y asilar a la antena del exterior. Con ello, se logra simular las condiciones de espacio libre en su interior [15].

Además, se aprendió a utilizar los dispositivos disponibles en la universidad para la medida de los diagramas de radiación y de los coeficientes de reflexión. Los coeficientes de reflexión presentaban las diferencias ya comentadas en el apartado 4.2. Mientras que los diagramas de radiación no pudieron ser medidos como tal, ya que se tuvo que medir la potencia recibida en los distintos planos (ver apartado 4.2).

En último lugar, se simuló una antena multibanda en un plano infinito. Esta antena multibanda era una doble antena F invertida. Debido a los acoples de los distintos conductores de la antena, se producían diferencias tanto en el coeficiente de reflexión como en los diagramas de radiación (ver figuras desde la 119 hasta la 124, ambas inclusive, para los coeficientes de reflexión, y figuras 113 y 114 para los diagramas de radiación).

Continuando con lo desarrollado en este proyecto, se podría seguir estudiando la antena F invertida multibanda. Se podría seguir empleando dicha antena, con tecnología lineal, y situándola en un plano finito de tierra, para luego simularla en tecnología impresa en el sustrato estudiado.

También, se podrían estudiar otras antenas, tanto monobanda como multibanda, que presentaran distintas formas. Estas nuevas antenas podrían tener formas de T o M. O bien, emplear antenas F invertidas impresas con meandros, es decir, antenas F invertidas que, gracias al empleo de curvas en su conductor paralelo, ocupen menos espacio para poder entrar en el espacio disponible en los terminales móviles [1, 14].

También, se podría implementar físicamente algún otro diseño de la antena F invertida. Por ejemplo, un nuevo diseño que presentara una menor sensibilidad, o bien realizar un estudio más preciso de la sensibilidad de la antena F invertida.

Algunas de las antenas más empleadas en los terminales móviles son la antena F invertida, situadas en la parte central del teléfono, y la antena plana F invertida (PIFA) situada tanto en la parte inferior como en la superior [14]. Por ello, se podrían estudiar antenas como la PIFA, muy empleadas en los terminales móviles de la actualidad, aunque su implementación sea más costosa al ser una antena que presenta conductores en las tres dimensiones del espacio (ver figura 143) [1].

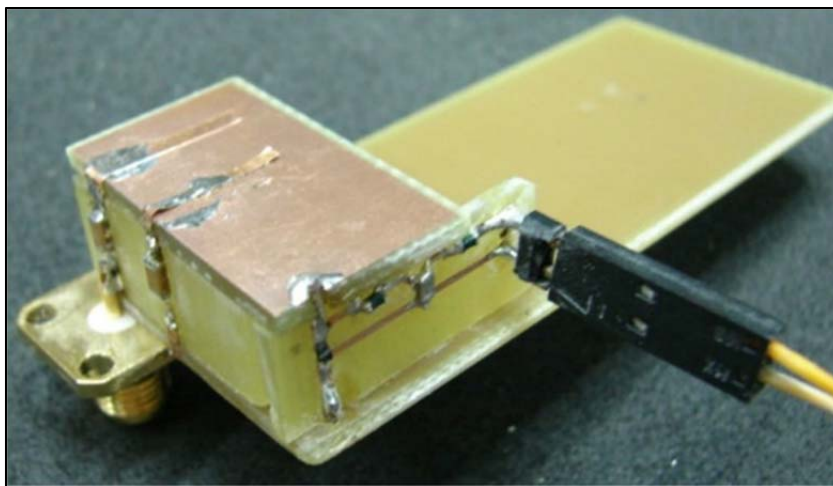


Figura 143. Antena Plana F Invertida (PIFA) construida físicamente [16].

También se podría estudiar cómo afecta el cuerpo humano en los parámetros principales de las antenas. Principalmente, se tendría que estudiar cómo afecta la mano y la cabeza ya que son las partes del cuerpo humano que más cerca están del terminal cuando se está utilizando.

Por último, se podría realizar un estudio de la tasa de absorción específica (SAR). Este parámetro mide la cantidad de energía absorbida en el tejido biológico cuando el cuerpo se expone a radiación electromagnética [14].

7.- Referencias

- [1] - Sánchez-Hernández, D.A. (2008). Multiband Integrated Antennas for 4G Terminals. Artech House, Inc.
- [2] - Cardama, A., Roca, J.L. (2002). Antenas (Segunda edición) UPC
- [3] - Balanis, C.A. (2005). Antenna Theory: Analysis and Design (Tercera edición). Wiley.
- [4] - Volakis, J.L. (2009). Antenna Engineering Handbook (Cuarta edición). McGrawHill-Companies.
- [5] - Balanis, C.A. (2008). Modern Antenna Handbook (Primera edición). Wiley.
- [6] - <http://www.televisiondigital.gob.es/DividendoDigital/Paginas/dividendo-digital.aspx>
- [7] - https://support.apple.com/kb/SP655?locale=es_ES&viewlocale=es_ES
- [8] - Pozar, D.M. (2011). Microwave engineering (Cuarta edición). Wiley
- [9] - User's Guide Matlab – Antenna Toolbox
- [10] - <http://standards.ieee.org/about/get/802/802.11.html>
- [11] - <http://www.farnell.com/datasheets/1644697.pdf>
- [12] - <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/124d/0900766b8124d658.pdf>
- [13] - https://en.wikipedia.org/wiki/Relative_permittivity
- [14] - Fujimoto, K. (2008). Mobile Antenna Systems Handbook (Tercera edición). Artech House, Inc.
- [15] - <https://rfingeniumantenas.wordpress.com/2013/05/10/la-camara-anecoica-de-atl-telecomunicaciones/>
- [16] - http://file.scirp.org/Html/6-6101326_35442.htm
- [17] - Hernando, J.M. (2008). Transmisión por radio (Sexta edición) Editorial universitaria Ramón Areces.