



Escuela
Politécnica
Superior

Diseño y Análisis de un Array de Antenas tipo Parche en Tecnología Microstrip



Grado en Ingeniería en Sonido e
Imagen en Telecomunicación

Trabajo Fin de Grado

Autor:

Javier Martínez Manzano

Tutor/es:

Stephan Marini

Miguel Angel Sanchez Soriano

Diciembre 2019

Diseño y Análisis de un Array de Antenas tipo Parche en Tecnología Microstrip

Autor

Javier Martínez Manzano

Tutor/es

Stephan Marini

Dpto. de Física, Ing. Sistemas y Teoría de la Señal

Miguel Angel Sanchez Soriano

Dpto. de Física, Ing. Sistemas y Teoría de la Señal



Grado en Ingeniería en Sonido e Imagen en Telecomunicación



Escuela
Politécnica
Superior



Universitat d'Alacant
Universidad de Alicante

ALICANTE, Diciembre 2019

Preámbulo

Poner aquí un texto breve que debe incluir entre otras:

“las razones que han llevado a la realización del estudio, el tema, la finalidad y el alcance y también los agradecimientos por las ayudas, por ejemplo apoyo económico (becas y subvenciones) y las consultas y discusiones con los tutores y colegas de trabajo. (?)”

Agradecimientos

Este trabajo de final de grado pone punto y seguido a mis cuatro años como estudiante de telecomunicaciones, y es aquí donde me es imposible no mirar atrás y observar con vértigo hasta donde he podido llegar. Pero todo este camino ha tenido muchos nombres y apellidos a los que me gustaría agradecer su apoyo y confianza:

A mis padres, Javier Martínez y Rosa Manzano, mi hermano, Alejandro y toda mi familia, cuyo cariño, apoyo y confianza desde 1996 han hecho que pueda llegar hasta donde hoy me encuentro.

A todos aquellos docentes que, desde infantil hasta la universidad, me han servido como referentes, aportándome nuevas formas de ver el mundo y haciéndome ver cual es mi camino en la vida: La tecnología y las telecomunicaciones.

A Stephan Marini y Miguel Angel Sanchez Soriano, mis dos tutores, por brindarme la oportunidad de realizar este proyecto sobre la materia que más me apasiona: Las antenas, y haberme ofrecido en todo momento su ayuda y conocimientos.

A mis compañeros de clase por haber hecho que estos cuatro años de clase hayan sido un poco más fáciles. En especial a Quique, cuyo apoyo y compañía durante estos cuatro años llevaré para el resto de mi vida, y a Plens, porque su dedicación y sus ganas de ayudar a los demás han marcado la forma de ser de una generación entera de telecos, y gracias a ello este TFG va a quedar precioso.

A Pablo Mateos por todos su ayuda para este TFG. Quién diría de cuatro años después de que la selectividad nos separara fuires a elegir el mismo camino que yo.

Y a Anaida, por literalmente: TODO.

*Wio, alguien en una terraza ha gritado, "Te amo"
Una suave interferencia, culpa al viento solar
Un poema embotellado que en estéreo ha aterrizado en mi inconsciente,*

"Wio, Antenas y Pijamas" - Love Of Lesbian

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Las Telecomunicaciones	1
1.2. Teoría de ondas y señales	2
1.3. Las comunicaciones móviles	6
1.3.1. Las primeras generaciones de telefonía	6
1.3.2. La tercera generación	8
1.3.3. Actualidad, la cuarta generación	8
1.3.4. El futuro, la quinta generación	9
1.4. Motivación	10
1.5. Estructura del proyecto y metodología	11
2. Teoría de Antenas	13
2.1. Conceptos básicos	13
2.2. Caracterización de antenas	16
2.2.1. Polarización	16
2.2.2. Impedancia	18
2.2.3. Diagrama de Radiación	19
2.2.4. Directividad	21
2.2.5. Ganancia	22
2.2.6. Eficiencia	22
2.2.7. Ancho de banda y pérdidas de retorno	23
2.3. Tipos de antenas	24
2.3.1. Antenas de hilo	24
2.3.1.1. Antena dipolo	24
2.3.1.2. Antena Yagi-Uda	24
2.3.1.3. Monopolio	25
2.3.2. Antenas de apertura	26
2.3.2.1. Bocinas	26
2.3.2.2. Reflectores	28
2.3.3. Antenas Microstrip	31
3. Antenas Microstrip	33
3.1. Introducción	33
3.2. Características básicas	33
3.3. Ondas en antenas microstrip	35
3.4. Métodos de alimentación	36
3.4.1. Métodos de alimentación directa	37
3.4.1.1. Alimentación por línea microstrip	37
3.4.1.2. Alimentación por sonda coaxial	37

3.4.2. Métodos de alimentación indirecta	37
3.4.2.1. Alimentación por proximidad	38
3.4.2.2. Alimentación por ranura	38
3.5. Métodos de análisis	39
3.5.1. Método de análisis y diseño por línea de transmisión	40
3.6. Otros parámetros de análisis	45
3.6.1. Ancho de la línea de transmisión	45
3.6.2. Altura de la línea de transmisión	45
4. Arrays de Antenas	47
4.1. Introducción	47
4.2. Array de dos elementos	48
5. Diseño y análisis de arrays de parches microstrip	49
5.1. Introducción	49
5.2. Cálculos iniciales con MATLAB	49
5.3. Diseño y Análisis en Ansys HFSS	51
5.3.1. Consideraciones previas de Ansys HFSS	52
5.3.2. Proceso de diseño en HFSS	54
5.3.3. Análisis de los diseños	67
5.3.3.1. Parche simple	68
5.3.3.2. Array 2x1 Paralelo	68
5.3.3.3. Array 2x1 Serie	69
5.3.3.4. Array 2x2 Paralelo	69
5.3.3.5. Array 4x1 Paralelo	70
5.3.3.6. Array 4x2 Paralelo	71
5.3.3.7. Array 4x4 Paralelo	72
6. Análisis de los resultados	75
6.1. Parche Simple a 6 GHz	75
6.1.1. Pérdidas de retorno	75
6.1.2. Reactancia	76
6.1.3. Resistencia	76
6.1.4. Patrón de radiación	77
6.1.4.1. Plano E	77
6.1.4.2. Plano H	77
6.1.5. Radiación 3D	78
6.1.6. Campo eléctrico	79
6.1.7. Resumen	79
6.2. Array 2x1 a 2.4 GHz	80
6.2.1. Pérdidas de retorno	80
6.2.2. Reactancia	81
6.2.3. Resistencia	81
6.2.4. Patrón de radiación	82
6.2.4.1. Plano E	82
6.2.4.2. Plano H	82

6.2.5.	Radiación 3D	83
6.2.6.	Campo eléctrico	84
6.2.7.	Resumen	84
6.3.	Array 2x1 a 6 GHz	85
6.3.1.	Pérdidas de retorno	85
6.3.2.	Reactancia	86
6.3.3.	Resistencia	86
6.3.4.	Patrón de radiación	87
6.3.4.1.	Plano E	87
6.3.4.2.	Plano H	87
6.3.5.	Radiación 3D	88
6.3.6.	Campo eléctrico	89
6.3.7.	Resumen	89
6.4.	Array 2x2 a 2.4 GHz	90
6.4.1.	Pérdidas de retorno	90
6.4.2.	Reactancia	91
6.4.3.	Resistencia	91
6.4.4.	Patrón de radiación	92
6.4.4.1.	Plano E	92
6.4.4.2.	Plano H	92
6.4.5.	Radiación 3D	93
6.4.6.	Campo eléctrico	94
6.4.7.	Resumen	94
6.5.	Array 2x2 a 6 GHz	95
6.5.1.	Pérdidas de retorno	95
6.5.2.	Reactancia	96
6.5.3.	Resistencia	96
6.5.4.	Patrón de radiación	97
6.5.4.1.	Plano E	97
6.5.4.2.	Plano H	97
6.5.5.	Radiación 3D	98
6.5.6.	Campo eléctrico	99
6.5.7.	Resumen	99
6.6.	Array 4x1 a 2.4 GHz	100
6.6.1.	Pérdidas de retorno	100
6.6.2.	Reactancia	101
6.6.3.	Resistencia	101
6.6.4.	Patrón de radiación	102
6.6.4.1.	Plano E	102
6.6.4.2.	Plano H	102
6.6.5.	Radiación 3D	103
6.6.6.	Campo eléctrico	104
6.6.7.	Resumen	104
6.7.	Array 4x1 a 6 GHz	105
6.7.1.	Pérdidas de retorno	105

6.7.2. Reactancia	106
6.7.3. Resistencia	106
6.7.4. Patrón de radiación	107
6.7.4.1. Plano E	107
6.7.4.2. Plano H	107
6.7.5. Radiación 3D	108
6.7.6. Campo eléctrico	109
6.7.7. Resumen	109
6.8. Array 4x2 a 2.4 GHz	110
6.8.1. Pérdidas de retorno	110
6.8.2. Reactancia	111
6.8.3. Resistencia	111
6.8.4. Patrón de radiación	112
6.8.4.1. Plano E	112
6.8.4.2. Plano H	112
6.8.5. Radiación 3D	113
6.8.6. Campo eléctrico	114
6.8.7. Resumen	114
6.9. Array 4x2 a 6 GHz	115
6.9.1. Pérdidas de retorno	115
6.9.2. Reactancia	116
6.9.3. Resistencia	116
6.9.4. Patrón de radiación	116
6.9.4.1. Plano E	116
6.9.4.2. Plano H	116
6.9.5. Radiación 3D	116
6.9.6. Campo eléctrico	117
6.9.7. Resumen	117
Bibliografía	119
Lista de Acrónimos y Abreviaturas	121
A. Anexo I - Dimensiones de los arrays de parches microstrip diseñados	123
A.1. Parche Simple @ 2 GHz	124
A.2. Parche Simple @ 6 GHz	125
A.3. Array 2x1 @ 2 GHz	126
A.4. Array 2x1 @ 6 GHz	127
A.5. Array 2x2 @ 2.4 GHz	128
A.6. Array 2x2 @ 6 GHz	129
A.7. Array 4x1 @ 2.4 GHz	130
A.8. Array 4x1 @ 6 GHz	131
A.9. Array 4x2 @ 2.4 GHz	132
A.10. Array 4x4 @ 2.4 GHz	133
A.11. Array 4x4 @ 6 GHz	134

Índice de figuras

1.1. James Clerk Maxwell (1831 - 1879). (Stodart, Circa. 1890)	2
1.2. Ejemplo de función senoidal	3
1.3. Representación esquemática de una Onda Electromagnética	5
1.4. Martin Cooper (Motorola) junto a teléfonos móviles de primera generación. (Huffaker, 2009)	7
1.5. Stadika: Concepto de diseño de Small Cells 5G para la ciudad de Helsinki. (Muesa y cols., 2019)	11
2.1. Proceso de separación de campo eléctrico	14
2.2. Antenas dipolo de media onda	15
2.3. Onda electromagnética polarizada linealmente	16
2.4. Onda electromagnética polarizada circularmente	17
2.5. Onda electromagnética polarizada elípticamente	17
2.6. Circuito equivalente de una antena transmisora	18
2.7. Ejemplo de patrones de radiación en los planos E y H para antena dipolo. (Yavuz, 2015)	20
2.8. Comparación de los parámetros del diagrama de radiación en planos cartesianos y polares	21
2.9. Principales patrones de radiación	21
2.10. Representación gráfica de curva de parámetro S y ancho de banda de la antena	23
2.11. Conjunto de antenas dipolo (Ideal-Antenas, 2008)	25
2.12. Diagramas de radiación del dipolo según su longitud	26
2.13. Antenas Yagi	27
2.14. Esquema de instalación de un monopolo. (Frenzel, 2013)	27
2.15. Monopolo para transmisión de AM. (Sagdejev, 2008)	28
2.16. Bocina para comunicación satelital construida en 1959 por los laboratorios Bell. (NASA, 1962)	29
2.17. Antena parabólica del IRAM en Sierra Nevada, parte del proyecto Event Horizon para capturar la primera fotografía de un agujero negro. (MICIU, 2019)	30
3.1. Satélite IOV Galileo. (Pippes, 2011)	34
3.2. Partes de una antena microstrip	36
3.3. Tipos de alimentación de antenas microstrip	39
3.4. Modelo equivalente del circuito de la antena microstrip	40
3.5. Antena microstrip según el modelo de línea de transmisión	41
3.6. Modelado del incremento de longitud debido al efecto <i>fringing</i>	42
3.7. Altura del <i>inset</i> para adaptar las impedancias	44
3.8. Circuito con adaptador $\lambda/4$	46

5.1. Creación del substrato	56
5.2. Creación del plano de masa	56
5.3. Creación del parche	57
5.4. Creación del feed principal	57
5.5. Asignación de material conductor al parche y al plano de masa	58
5.9. Configuración del simulador	58
5.6. Creación del Wave-Port	59
5.7. Proceso de creación de los <i>insets</i>	59
5.8. Creación del la caja de radiación	60
5.10. Tetraedros creados por HFSS para calcular el comportamiento del sistema . .	61
5.11. Datos sobre la simulación actual	62
5.12. Pérdidas de retorno	63
5.13. Componente óhmica de la impedancia	64
5.14. Componente reactiva de la impedancia	64
5.15. Patrón de radiación del plano E	65
5.16. Patrón de radiación del plano H	65
5.17. Patrón de radiación 3D	66
5.18. Campos eléctricos en la superficie de la antena	67
 6.1. Parámetro S para el parche simple a 6 GHz	75
6.2. Reactancia para el parche simple a 6 GHz	76
6.3. Resistencia para el parche simple a 6 GHz	76
6.4. Radiación en el plano E para el parche simple a 6 GHz	77
6.5. Radiación en el plano H para el parche simple a 6 GHz	77
6.6. Radiación 3D para el parche simple a 6 GHz	78
6.7. Distribución de campos eléctricos para el parche simple a 6 GHz	79
6.8. Parámetro S para el array 2x1 a 2.4 GHz	80
6.9. Reactancia para el array 2x1 a 2.4 GHz	81
6.10. Resistencia para el array 2x1 a 2.4 GHz	81
6.11. Radiación en el plano E para el array 2x1 a 2.4 GHz	82
6.12. Radiación en el plano H para el array 2x1 a 2.4 GHz	82
6.13. Radiación 3D para el array 2x1 a 2.4 GHz	83
6.14. Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x1 a 2.4 GHz	84
6.15. Parámetro S para el array 2x1 a 6 GHz	85
6.16. Reactancia para el array 2x1 a 6 GHz	86
6.17. Resistencia para el array 2x1 a 6 GHz	86
6.18. Radiación en el plano E para el array 2x1 a 6 GHz	87
6.19. Radiación en el plano H para el array 2x1 a 6 GHz	87
6.20. Radiación 3D para el array 2x1 a 6 GHz	88
6.21. Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x1 a 6 GHz	89
6.22. Parámetro S para el array 2x2 a 2.4 GHz	90
6.23. Reactancia para el array 2x2 a 2.4 GHz	91
6.24. Resistencia para el array 2x2 a 2.4 GHz	91
6.25. Radiación en el plano E para el array 2x2 a 2.4 GHz	92
6.26. Radiación en el plano H para el array 2x2 a 2.4 GHz	92

6.27. Radiación 3D para el array 2x2 a 2.4 GHz	93
6.28. Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x2 a 2.4 GHz	94
6.29. Parámetro S para el array 2x2 a 6 GHz	95
6.30. Reactancia para el array 2x2 a 6 GHz	96
6.31. Resistencia para el array 2x2 a 6 GHz	96
6.32. Radiación en el plano E para el array 2x2 a 6 GHz	97
6.33. Radiación en el plano H para el array 2x2 a 6 GHz	97
6.34. Radiación 3D para el array 2x2 a 6 GHz	98
6.35. Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x2 a 6 GHz	99
6.36. Parámetro S para el array 4x1 a 2.4 GHz	100
6.37. Reactancia para el array 4x1 a 2.4 GHz	101
6.38. Resistencia para el array 4x1 a 2.4 GHz	101
6.39. Radiación en el plano E para el array 4x1 a 2.4 GHz	102
6.40. Radiación en el plano H para el array 4x1 a 2.4 GHz	102
6.41. Radiación 3D para el array 4x1 a 2.4 GHz	103
6.42. Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x1 a 2.4 GHz	104
6.43. Parámetro S para el array 4x1 a 6 GHz	105
6.44. Reactancia para el array 4x1 a 6 GHz	106
6.45. Resistencia para el array 4x1 a 6 GHz	106
6.46. Radiación en el plano E para el array 4x1 a 6 GHz	107
6.47. Radiación en el plano H para el array 4x1 a 6 GHz	107
6.48. Radiación 3D para el array 4x1 a 6 GHz	108
6.49. Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x1 a 6 GHz	109
6.50. Parámetro S para el array 4x2 a 2.4 GHz	110
6.51. Reactancia para el array 4x2 a 2.4 GHz	111
6.52. Resistencia para el array 4x2 a 2.4 GHz	111
6.53. Radiación en el plano E para el array 4x2 a 2.4 GHz	112
6.54. Radiación en el plano H para el array 4x2 a 2.4 GHz	112
6.55. Radiación 3D para el array 4x2 a 2.4 GHz	113
6.56. Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x2 a 2.4 GHz	114
6.57. Parámetro S para el array 4x2 a 6 GHz	115
6.58. Reactancia para el array 4x2 a 6 GHz	116
6.59. Resistencia para el array 4x2 a 6 GHz	116
6.60. Radiación en el plano E para el array 4x2 a 6 GHz	116
6.61. Radiación en el plano H para el array 4x2 a 6 GHz	116
6.62. Radiación 3D para el array 4x2 a 6 GHz	116
6.63. Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x2 a 6 GHz	117
A.1. Dimensiones del parche simple a 2.4 GHz	124
A.2. Dimensiones del parche simple a 6 GHz	125
A.3. Dimensiones del array 2x1 simple a 2.4 GHz	126
A.4. Dimensiones del array 2x1 simple a 6 GHz	127
A.5. Dimensiones del array 2x2 simple a 2.4 GHz	128
A.6. Dimensiones del array 2x2 simple a 6 GHz	129
A.7. Dimensiones del array 4x1 simple a 2.4 GHz	130

A.8. Dimensiones del array 4x1 simple a 6 GHz	131
A.9. Dimensiones del array 4x2 simple a 2.4 GHz	132
A.10. Dimensiones del array 4x4 simple a 2.4 GHz	133
A.11. Dimensiones del array 4x4 simple a 6 GHz	134

Índice de tablas

3.1. Resumen de características de cada tipo de alimentación	39
5.1. Resumen de dimensiones de parche único microstrip	54
5.2. Dimensiones de parche único microstrip a 2.4 GHz	68
5.3. Dimensiones de parche único microstrip a 6 GHz	68
5.4. Dimensiones de array 2x1 microstrip a 2.4 GHz	69
5.5. Dimensiones de array 2x1 microstrip a 6 GHz	69
5.6. Dimensiones de array 2x1 microstrip a 2.4 GHz	70
5.7. Dimensiones de array 2x1 microstrip a 6 GHz	70
5.8. Dimensiones de array 4x1 microstrip a 2.4 GHz	71
5.9. Dimensiones de array 4x1 microstrip a 6 GHz	71
5.10. Dimensiones de array 4x1 microstrip a 2.4 GHz	72
5.11. Dimensiones de array 4x1 microstrip a 6 GHz	72
5.12. Dimensiones de array 4x1 microstrip a 2.4 GHz	73
5.13. Dimensiones de array 4x1 microstrip a 6 GHz	73
6.1. Parámetros característicos del parche único microstrip a 6 GHz	80
6.2. Parámetros característicos para el array 2x1 a 2.4 GHz	84
6.3. Parámetros característicos del array 2x1 a 6 GHz	89
6.4. Parámetros característicos del array 2x2 a 2.4 GHz	95
6.5. Parámetros característicos del array 2x2 a 6 GHz	100
6.6. Parámetros característicos del array 4x1 a 2.4 GHz	104
6.7. Parámetros característicos del array 4x1 a 6 GHz	109
6.8. Parámetros característicos del array 4x2 a 2.4 GHz	114
6.9. Parámetros característicos del array 4x2 a 6 GHz	117

Índice de Códigos

5.1. Declaración de variables iniciales	50
5.2. Parámetros de diseño de la antena	50
5.3. Parámetros de diseño de la línea de alimentación	50
5.4. Parámetros de diseño del <i>inset</i>	50

1. Introducción

A lo largo de este trabajo de final de grado se van hacer alusiones a parte de los conceptos básicos de Ingeniería de Telecomunicaciones que han sido impartidos durante el grado. Es por ello que en esta introducción se realizará un repaso de estos conceptos, términos y teorías imprescindibles para poder realizar y entender este estudio.

Se realizará también una breve contextualización del proyecto para dar a entender la necesidad de esta tecnología de antenas para la nueva generaciones de comunicación móvil en actual desarrollo: El 5G.

1.1. Las Telecomunicaciones

Para entender el concepto de "Telecomunicación" es importante fijarse en cómo la etimología de la palabra nos lleva hasta su raíz: *Comunicación*. La comunicación, en su significado más primitivo, es el proceso de intercambio de información entre dos sujetos definidos: Un emisor que genera y emite esta información, y un receptor que la recibe y la procesa. Además, en el proceso de comunicación siempre vamos a encontrar un tercer interviniente: El medio, encargado de transportar la información entre ambos sujetos. Por otro lado, nos queda el prefijo *Tele*, proveniente del Griego: Lejos o Distancia. Se si regresa a la palabra original se puede definir el concepto de *telecomunicación* como: El proceso de intercambio de información a distancia, y aunque es una definición correcta, dista del concepto de "Telecomunicaciones" que es utilizado día a día el cual, trae consigo la incursión de la tecnología en él. Es por ello que la Real Academia Española (RAE) define el concepto de *telecomunicación* como:

Sistema de transmisión y recepción a distancia de señales de diversa naturaleza por medios electromagnéticos.

En esta nueva definición incluimos un nuevo concepto imprescindible para poder adentrarnos a las telecomunicaciones actuales: El electromagnetismo o la interacción entre campos eléctricos y magnéticos. Este último concepto hace que se pueda entender actualmente a las telecomunicaciones como una rama científica que estudia la transmisión de información, no entre sujetos personales como se han entendido hasta ahora, sino entre máquinas. Cualquier máquina ahora podrá actuar como un sujeto transmisor, que podrá emitir información codificada de una manera determinada de forma que uno o más receptores sean capaces de recibir, decodificar y procesar esta información de manera automática.

El electromagnetismo es la rama de la ciencia encargada de estudiar la interacción entre partículas. El conjunto de fenómenos electromagnéticos que se conocen hoy en día fueron estudiados por científicos como H.C. Ørsted, André-Marie Ampère o Michael Faraday y unificados por James Clerk Maxwell (Fig: 1.1) en su obra de 1865, *A dynamical theory of the*

cargadas con
campos eléctri-
cos y magnéti-
cos

electromagnetic field, donde se recogen las cuatro ecuaciones denominadas como "Ecuaciones de Maxwell". La transmisión de la comunicación entre máquinas se realizará mediante impulsos eléctricos que, dada su naturaleza a variar con el tiempo y teniendo en cuenta esta teoría, se transformaran en impulsos magnéticos y viceversa. Estos impulsos electromagnéticos se transmitirán a través de un medio, en forma de ondas electromagnéticas. A lo largo de los siguientes capítulos se estudiará con más detenimiento los conceptos relacionados con las ondas y el medio.



Figura 1.1: James Clerk Maxwell (1831 - 1879). (Stodart, Circa. 1890)

1.2. Teoría de ondas y señales

Como se mencionó anteriormente, en el proceso de comunicación en el ámbito de las telecomunicaciones la información se envía en forma de señales. Se consideran las señales como un conjunto de impulsos electromagnéticos transmitidos por un emisor y codificados de una manera determinada para que el o los receptores a los que vaya dirigido puedan procesar la información contenida en una señal o conjunto de ellas. Esta información transmitida en forma de señales es el mensaje.

Una señal electromagnética se caracteriza por el hecho de variar su intensidad en el dominio temporal. El ejemplo más básico lo encontramos en la onda Seno o Coseno de la figura 1.2. De esta señal es posible obtener tres parámetros básicos imprescindibles para describir

cualquier señal: Amplitud, frecuencia y fase. Se define la amplitud como la variación máxima respecto a un origen determinado y es medido en una magnitud física concreta, en el caso mencionado, la amplitud sería de una unidad, pudiendo ser esta voltios o vatios entre otros. Al tratarse de una señal oscilante aparece el concepto de frecuencia como el número de veces que la señal vuelve a su origen en un tiempo determinado de 1 segundo, la unidad de medida de este parámetro es el **hertzio (Hz)**, para el caso mencionado, la frecuencia de la onda es de 1 Hz, puesto que en un segundo la onda realiza un ciclo completo. Finalmente, se denomina fase al concepto de adelanto o retraso de la onda en el dominio temporal con respecto a un origen determinado, normalmente es representado mediante el símbolo *phi* (Φ) y es medido en grados o radianes según sea conveniente, para el caso mencionado la fase sería 0° , puesto que se conoce que una onda seno tiene origen en este valor y no se aprecia ningún adelanto o retraso en la onda mencionada con respecto a este.

Es posible agrupar estos parámetros en forma de ecuación analítica para el caso de una onda simple sin perdidas físicas ni amortiguación y con un movimiento armónico simple como:

$$x(t) = A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t + \phi) \quad (1.1)$$

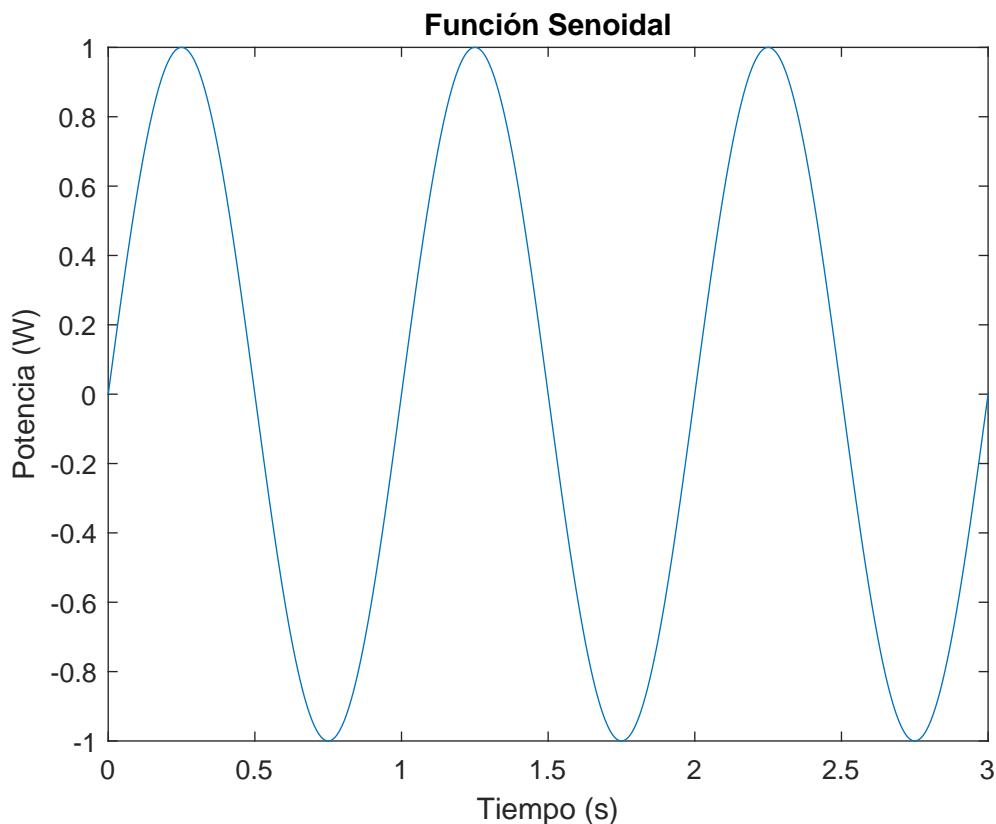


Figura 1.2: Ejemplo de función senoidal

A partir de los parámetros básicos de las ondas es posible el desarrollo de otros parámetros alternativos que facilitan su comprensión y análisis como son: La longitud de onda, definida como la distancia entre los picos o valles de una onda o el periodo, definido como el tiempo que tarda una onda en recorrer un ciclo completo. Estos dos nuevos parámetros se representan en las ecuaciones 1.2a y 1.2b donde c es la velocidad de la onda y f la frecuencia de esta.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1.2a)$$

$$T = \frac{1}{f} \quad (1.2b)$$

Pero ondas como la que se hacen referencia en la figura 1.2, cuyo tipo de movimiento es el movimiento armónico simple, no reflejan la realidad y la complejidad de las ondas reales que se usarán para la transmisión de información mediante ondas electromagnéticas. Otros conceptos como la atenuación o la amortiguación han de ser tomados en cuenta para describir con mayor precisión el comportamiento de las ondas en medios de transmisión reales como el aire. Si nos centramos en las Ondas Electromagnéticas (O.E.M), encargadas de transportar los mensajes en forma de energía electromagnética, encontramos que el medio en el que se propagan, no tiene ser necesariamente el aire, ya que estas se pueden propagar en el vacío. En este medio, las O.E.M se propagarán a una velocidad de 300 000 000 m/s, o más conocida como la velocidad de la luz, ya que la luz en sí es una onda electromagnética.

porque por qué

Cuando analizamos un conjunto de partículas subatómicas (electrones o protones) se puede comprobar como a sus alrededores se producen campos eléctricos debido a la interacción entre estos, de repulsión o atracción. A su vez, esta interacción en forma de movimiento de las partículas, produce un campo magnético sobre estas. Es entonces donde, la suma de ambos campos debido a las interacciones entre partículas producen campos electromagnéticos, medio donde se propagaran las O.E.M.

Las O.E.M poseen ciertas características que las describen como son su velocidad de fase y grupo, no teniendo por qué ser iguales, ni a su vez iguales a la velocidad de propagación en el vacío. Su vector de propagación, el cual apunta la dirección en la que se dirige una onda y cuya magnitud es el número de onda. O su polarización, propiedad que aparecen en las ondas transversales como es el caso de las electromagnéticas. Por convención, cuando se habla de polarización de una O.E.M nos referimos a la dirección del campo eléctrico. Existen tres tipos de polarizaciones principales: Lineal, circular y elíptica, y es importante remarcar que a lo largo de este estudio todas las antenas a analizar y estudiar serán diseñadas para trabajar con polarización lineal, si una O.E.M de una polarización distinta a la acordada intentara resonar en nuestra antena esta no llegaría a ser captada correctamente y la atenuación producida no permitiría una posible de codificación de esta.

Hasta el momento solo se ha mencionado las señales como mensajes codificados en O.E.M que varían en el dominio temporal, pero gracias al matemático *Joseph Fourier* (1768 - 1830), se pudo empezar a estudiar las ondas desde otro dominio: La frecuencia. Fourier desarrolló una serie de transformaciones matemáticas capaces de convertir las expresiones analíticas descritas en un dominio temporal a un dominio frecuencial y viceversa, a las que se deno-

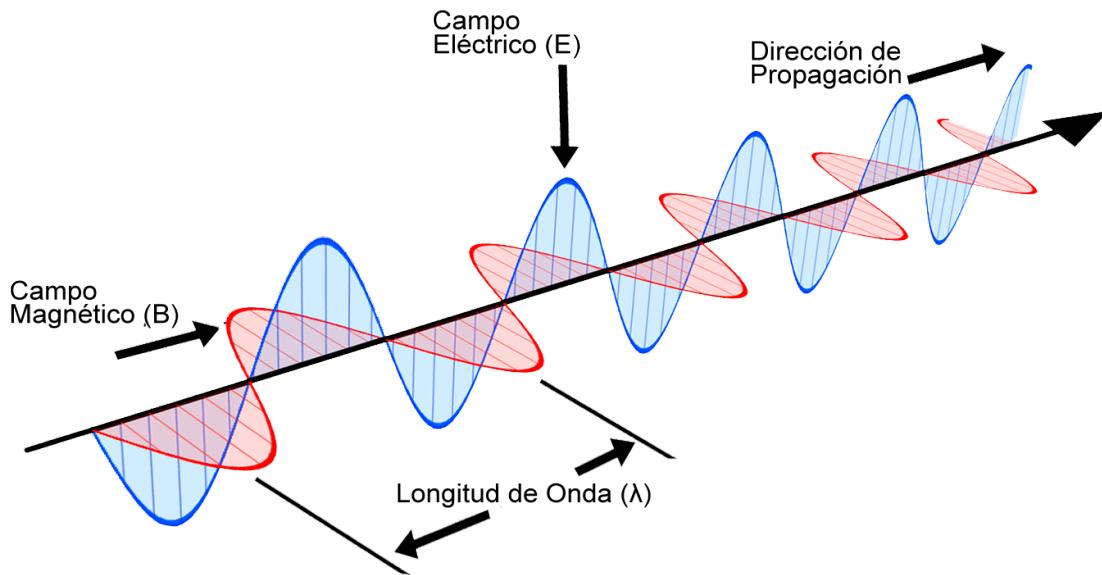


Figura 1.3: Representación esquemática de una Onda Electromagnética

minaron como: *Transformadas de Fourier*, basadas en el *Teorema de Fourier* el cual señala que cualquier señal periódica puede descomponerse mediante una suma infinita de funciones de tipo sinusoidal ponderadas de forma determinada en amplitud y fase y cuyas frecuencias estén relacionadas armónicamente con la frecuencia fundamental de la onda a analizar.

Gracias a la Transformada de Fourier podemos analizar y sintetizar cualquier onda independientemente de su naturaleza física o matemática, y aunque no será usada como tal a lo largo de este trabajo, se hace necesario remarcar la importancia de este desarrollo matemático y la imprescindible contribución hacia el desarrollo de áreas como la acústica o las telecomunicaciones ya que todo avance realizado en esta materia tiene intrínseca la participación de la Transformada de Fourier, como es en nuestro caso, en el que toda representación de señales se realizará en el dominio frecuencial.

Para terminar con el proceso de intercambio de información se hace indispensable mencionar al medio el cual puede tener dos naturalezas: Guiado o radiado. El medio guiado o alámbrico es aquel que depende de una superficie conductora para transmitir la información, por lo general, un cable con propiedades conductoras como cobre u oro, pero también entran en esta categoría la fibra óptica, que transmite por sus filamentos los mensajes codificados en impulsos de luz.

Por otro lado tenemos el medio radiado o también denominado inalámbrico o no guiado, cuyo medio de transporte son los campos electromagnéticos. En este medio no es posible observar las ondas viajar por el espacio, exceptuando el rango de frecuencias correspondiente a la luz visible dentro del espectro electromagnético. Una de las principales propiedades de este medio es que las ondas que viajan a distinta frecuencia son inmunes entre sí a interferirse, lo

que permite que los mensajes lleguen del emisor al receptor sin apenas haber sido afectadas en su trayecto por otros mensajes viajando por el campo electromagnético. A partir de ahora el papel del emisor y receptor será tomado por las antenas, las cuales serán capaces de enviar o recibir señales transmitidas en el campo electromagnético en una o varias frecuencias o longitudes de onda. Es por esto que las antenas quedan ahora como los elementos claves para la transmisión de información inalámbrica.

En la actualidad existen varios tipos de antena, como estudiaremos más detenidamente en el tema 3? y cada uno de ellas se adaptará más específicamente a nuestras necesidades de directividad, ganancia, ancho de banda o eficiencia entre otros. En el estudio que nos ocupa, se diseñará un array de parches en tecnología microstrip que será capaz de trabajar a las frecuencias especificadas para la 5^a Generación (5G) de comunicaciones móviles por el 3rd Generation Partnership Project (3GPP).

1.3. Las comunicaciones móviles

1.3.1. Las primeras generaciones de telefonía

Las comunicaciones inalámbricas han supuesto una revolución desde su aparición a finales del S.XX hasta la actualidad. El avance de la tecnología, la miniaturización de los componentes, la necesidad de comunicación internacional e incluso las competencias económicas han sido factores claves en la evolución de las comunicaciones móviles. Al hablar de comunicaciones móviles se incluyen en su espectro desde aquellas primeras comunicaciones analógicas como el *Walkie Talkie* o la 1^a Generación (1G) hasta los métodos actuales más avanzados como la 4^a Generación (Long Term Evolution) (4G LTE), comunicaciones vía satélite o Voice over IP (VoIP). Si se estrecha el círculo al ámbito de la telefonía móvil se puede observar como desde los años 80 distintos estándares de comunicaciones móviles han sido adoptados de la mano de la tecnología disponible en la época e incluso obligando a esta a mejorar para conseguir unos mejores resultados sobre el estándar.

El 1G fue el primer estándar de telefonía móvil. Fue lanzado en 1979 por la Nippon Telegraph and Telephone (NTT) en Japón, donde rápidamente se extendió su uso desde su comienzo en el área metropolitana de Tokyo hasta cubrir por completo el área de la isla. Dos años más tarde en 1981 la Nordic Mobile Telephone (NMT) empezó a desplegar esta red en países como Finlandia, Dinamarca o Noruega y más tarde extendiéndose hasta Rusia bajo su propio estándar. En Estados Unidos y Australia esta generación se desplegó bajo el estándar Advanced Mobile Phone System (AMPS) desarrollado por Motorola y en Reino Unido como Total Access Communications System (TACS). En España la Compañía Telefónica Nacional de España (CTNE) actualmente conocida como Telefónica, desplegó, bajo el servicio Moviline, su oferta de 1G mediante el estándar ETACS, una actualización del sistema TACS que incluía una nueva banda de frecuencias. Esta primera generación de telefonía móvil se basaba en el uso de la electrónica sólo en los servicios de red de acceso, ya que el resto de la red de comunicación se sostenía sobre la red analógica de telefonía ya existente en cada país, con lo que solo se permitía el tráfico de voz sobre ella.

Tras una década, en el 1992, apareció el siguiente estándar de telefonía fue la 2^a Genera-

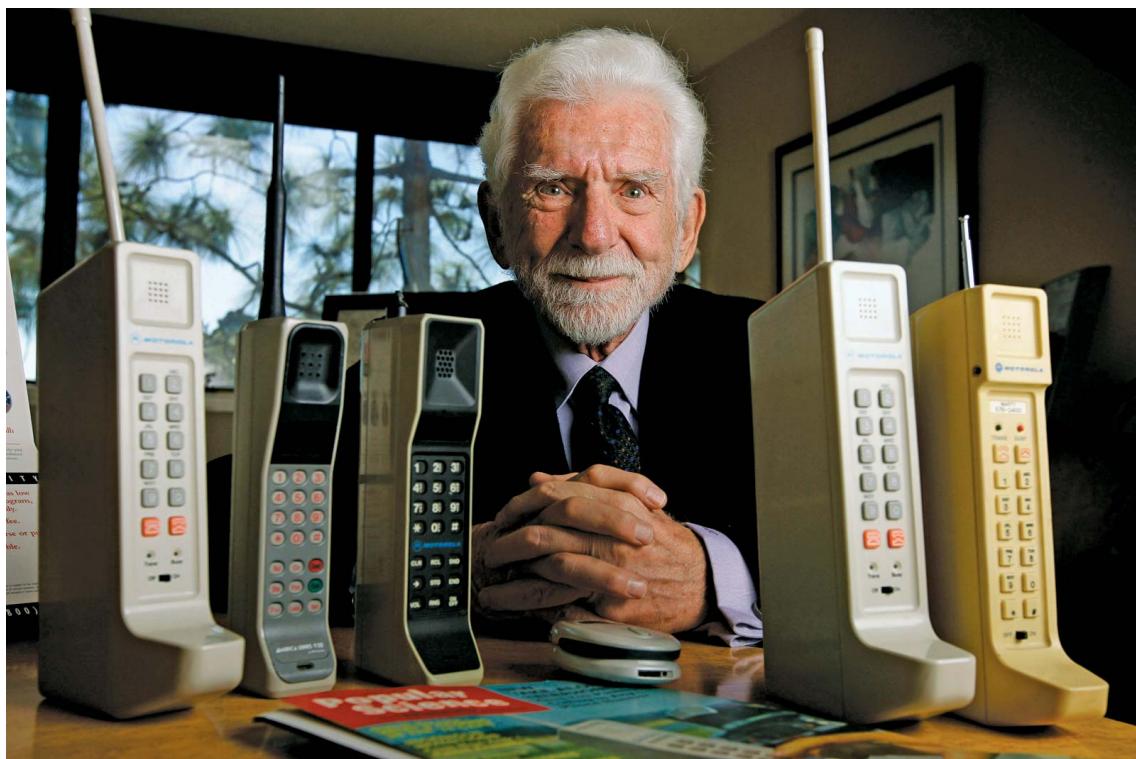


Figura 1.4: Martin Cooper (Motorola) junto a teléfonos móviles de primera generación. (Huffaker, 2009)

ción (2G), donde se adoptaron sistemas digitales tanto en la red de acceso o Radio Access Network (RAN), como en el Core, es decir la parte central de la red de telecomunicaciones donde, entre otras funcionalidades, se enruta el tráfico. El estándar asociado al 2G fue el denominado Global System for Mobile communications (GSM), este era capaz de, además de realizar llamadas, ahora si sobre la red digital, la transmisión de paquetes de datos, lo que permitió el uso de mensajería instantánea con el SMS o las primeras conexiones a Internet móvil, aun más consolidado con la evolución del estándar GSM: el General Packet Radio Service (GPRS), que conseguía throughputs, o tasas de transmisión efectivas de hasta 230 Kbps en su último release (EDGE), también conocido como el 2.5G. Esta generación de telefonía móvil se desplegó sobre las bandas de 900 y 1800 Mhz. En España, tras la desaparición del servicio MoviLine, apareció Movistar, también bajo el mando de Telefónica, con el primer despliegue de red digital móvil. Tras la liberación del mercado de las telecomunicaciones, otras operadoras como Aritel (Vodafone) o Amena (Orange) empezaron a ofrecer sus servicios móviles a nivel nacional.

Otra de las novedades del estándar 2G fue la incursión de la denominada Tarjeta SIM, la cual permitía identificar a cada suscriptor. En su interior era capaz de almacenar la información sobre la suscripción del usuario, un directorio telefónico o los parámetros de la red a la que se debía conectar según la operadora. Actualmente la mayoría de países que adoptaron esta tecnología están en proceso de desconexión de sus estaciones bases 2G puesto que se

considera un estándar ya obsoleto y su uso ha quedado restringido a ciertas zonas donde las operadoras no consideraron conveniente el despliegue de nuevas redes de telefonía como en zonas rurales o carreteras.

1.3.2. La tercera generación

A principios de este siglo, la 3^a Generación (3G) de telefonía fue lanzada por la International Telecommunication Union (ITU) bajo el nombre de IMT-2000. A esta generación de telefonía también se le denominó Universal Mobile Telecommunications System (UMTS), y es que es el primer estándar que aseguraba compatibilidad telefónica entre países ya que el consorcio encargado de velar por el correcto uso del estándar, la 3GPP, estaba formado por empresas tecnológicas internacionales como American Telephone and Telegraph (ATT), Ericsson, Motorola o NTT. Este nuevo servicio de telefonía permitía conectividades de hasta 20 Mbps en su banda de 2100 MHz, lo que permitió la proliferación de los *smartphones*, donde ahora ya era posible acceder fácilmente a Internet, el correo electrónico u otros servicios multimedia online.

El 3G implementaba un nuevo tipo de modulación denominada Wideband Code Division Multiple Access (W-CDMA), el cual permitía una mayor eficiencia espectral debido a que todos los usuarios eran capaces de transmitir simultáneamente, pero separados mediante códigos de identificación únicos. Para separar la señal en el medio de transmisión cada bit era multiplicado por el código de identificación de cada usuario. Conforme pasaron los años, nuevos sub-estándares fueron lanzados mejorando las especificaciones iniciales del 3G, como el High Speed Packet Access (HSPA), que permitía tasas de transmisión de hasta 42 Mbps y 168 Mbps en HSPA+ e introducía por primera vez los conceptos de Multiple Input Multiple Output (MIMO) y beamforming que se explicarán más adelante.

1.3.3. Actualidad, la cuarta generación

Finalmente, en el año 2013 se lanzó oficialmente el 4G LTE, desarrollado también por el 3GPP. El término LTE, en español, "evolución a largo plazo" es adoptado para este estándar puesto que realmente esta generación no añade una arquitectura nueva al sistema sino que se basa en las arquitecturas ya consolidadas del 3G y el 2G. Es por esto que la ITU no consideró que el LTE desplegado actualmente sea una completa nueva generación, en este caso 4^a Generación (4G). Las principales características del Long Term Evolution (LTE) son un incremento de las tasas de transmisión, una mayor eficiencia energética y seguridad, una menor latencia, y más fácil de desplegar por los operadores.

Con el LTE se han llegado a conseguir tasas de hasta 173 Mbps de bajada, y con la implementación de MIMO con 4 antenas en los dispositivos, esta se duplicaba hasta los 300 Mbps. Además, en este nuevo estándar, sólo se utiliza la conmutación de paquetes, es decir, se descartaban por completo en el core de la red, los antiguos sistemas de conmutación de circuitos para transferir las llamadas. La modulación escogida para el LTE fue la Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), la cual transporta la información modulada en Quadrature Amplitude Modulation (QAM) pero multiplexado en un conjunto de diferentes portadoras, lo que permite una mayor eficiencia espectral con respecto al 3G.

1.3.4. El futuro, la quinta generación

El 5G es el nuevo estándar de telefonía móvil, sucesora de la 4G, llevado a cabo por el 3GPP en su Release 15 y 16. Este nuevo estándar de telefonía permitirá:

- Conexiones con throughputs, o tasas de transmisión efectivas de hasta 10 Gbps, es decir, hasta 10 veces más rápido que el 4G.
- La latencia, definida como la suma de retrasos temporales producidas en un sistema de comunicación debido a la velocidad de propagación limitada, perdidas, etc. se reducirán hasta valores de 1 ms en comparación con el rango de entre 30 y 50 ms que obtenemos en redes 4G y (Wi-Fi)
- Capacidad de conexiones masivas para dispositivos Internet Of Things (IoT) lo que permitirá el desarrollo de redes de comunicación Machine To Machine (M2M) aumentando la eficiencia energética de estas, así como su disponibilidad y seguridad, lo que será imprescindible para tecnologías emergentes como la conducción autónoma o las Smart Cities, es decir, el proceso de uso de las Tecnologías de la Información y la Comunicación (TIC) para modernizar el entorno urbano ofreciendo servicios de mejora del transporte público, seguridad ciudadana, ahorro energético, etc.
- Mejora de la diversidad en recepción con respecto al 4G mediante el uso del MIMO Masivo. Esta tecnología aprovecha el uso de múltiples antenas sobre un mismo dispositivo para usarlas como enlaces independientes, de forma que la velocidad de conexión pueda aumentar de forma significativa. Con Massive MIMO (mMIMO) se dispondrán de decenas de antenas por dispositivo para hacer que la conexión sea más rápida y eficiente.
- El uso del beamforming, proceso por el cual se dirige el haz de emisión de la antena y mediante técnicas de procesado digital se calcula en qué dirección se hará más eficiente la comunicación entre la antena y el dispositivo además de poder hacer cálculos sobre ruido e interferencias para mejorar la eficiencia de la antena.

Además, el 5G emitirá sobre nuevas bandas de frecuencia, las cuales categorizaremos como *Bandas Sub-6Ghz* y *Bandas Super-6Ghz*. En el caso del plan nacional para el 5G aprobado por el Ministerio de Industria, Comercio y Turismo (MINETUR), principal responsable de la gestión de los temas referentes a telecomunicaciones a nivel estatal en España, las bandas de frecuencias aprobadas para el 5G son:

- **700 Mhz:** Esta banda antes usada para la retransmisión de la Televisión Digital Terrestre (TDT) y adjudicada para su uso en el 5G mediante el segundo dividendo digital será clave para la retransmisión de señales móviles 5G que necesitan alcanzar los interiores de los hogares y las oficinas puesto que su mayor longitud de onda con respecto a otras bandas la hace apta para penetrar o difractar sobre muros.
 - **3.4-3.8 Ghz:** Estas bandas de frecuencias eran anteriormente usadas para radioenlaces de transporte de señal de televisión, actualmente en desuso. Permitirán mayores tasas de velocidad con respecto a los 700 Mhz, pero su atenuación será mayor, lo que la hace adecuada para transmisión en zonas urbanas o carreteras.
-

- **26 Ghz:** En este rango de frecuencias entramos en las denominadas como Milimeter Wave (mmWave) es decir, ondas cuya longitud de onda esté en el orden de milímetros. Esta banda de frecuencia presume de tener mayor disponibilidad en cuanto a ancho de banda lo que permitirá conexiones de banda ancha ultrarrápidas.

Como se puede, la tendencia futura en cuanto a comunicaciones móviles de alta velocidad va de la mano y es directamente proporcional a la frecuencia a la que se emita la señal, pero a su vez, este incremento de frecuencia hace más vulnerables a las transmisiones de ser interferidas o atenuadas durante su retransmisión, lo que haría muy difícil el uso de las redes 5G cuando la antena se sitúa en el exterior y los dispositivos en interiores. En este escenario surge el concepto, ya existente en el 4G del uso de Small Cells. Las Small Cells son pequeñas estaciones base que se sitúan en puntos estratégicos tanto en interiores como oficinas o centros comerciales, como en exteriores en sitios con una gran afluencia de personas y por ende, de dispositivos móviles.

En el 5G, el concepto de Small Cell (fig. 1.5) es imprescindible. Debido al crecimiento exponencial del uso de dispositivos por parte de usuarios y empresas cada vez se hará más difícil el hecho de que una sola estación base pueda dar cobertura y una tasa de transmisión aceptables al estándar a estos dispositivos. Es por ello que en los nuevos despliegues de 5G las operadoras se inclinarán más por el uso de muchas Small Cells a lo largo de la ciudad que den servicio a los usuarios de un rango muy limitado de espacio, pero con muy buena cobertura y tasas de transmisión, que a la instalación de estaciones base convencionales que dan cobertura en radios muy amplios de distancia, lo que en grandes urbes puede suponer la saturación de la propia estación base.

Bajo todo este nuevo escenario de comunicaciones avanzadas que plantea para un futuro muy cercano se han de plantear qué tecnologías se usarán para cubrir las metas y especificaciones marcadas de la manera más robusta y eficiente. El 5G tendrá una completa dependencia de los sistemas informáticos diseñados para alcanzar estas metas, mediante técnicas de procesado digital y nuevos algoritmos podremos ir añadiendo características e incluso mejorando las ya existentes sin necesidad de alterar todo el sistema ya instalado en la red.

1.4. Motivación

Ante todo este nuevo escenario de tecnología móvil que se plantea para los próximos años cabe la necesidad de adaptar la tecnología existente para ser compatible con las nuevas especificaciones. En el fondo la pieza clave de toda comunicación inalámbrica digital es la antena, y es importante que un correcto diseño de esta para asegurar que los parámetros de funcionamiento de están aseguren una correcta adaptación al estándar.

Las antenas de parche de tipo microstrip llevan siendo usadas durante décadas para la transmisión de información entre dispositivos móviles y las estaciones base, así como en comunicaciones aéreas, satelitales, o aeroespaciales, debido a la flexibilidad respecto a su tamaño, peso, coste, rendimiento e incluso facilidad de instalación. En este proyecto se diseñarán y analizarán una serie de arrays o conjunto de antenas, que nos permitirán mejorar ciertas características del sistema, para trabajar a las frecuencias de 2.4, 6, e incluso 27 Ghz, bandas usadas en las comunicaciones Wi-Fi actuales y que se prevén usar en comunicaciones 5G en el futuro.



Figura 1.5: Stadika: Concepto de diseño de Small Cells 5G para la ciudad de Helsinki. (Muesa y cols., 2019)

1.5. Estructura del proyecto y metodología

Este proyecto estará dividido en dos partes fundamentales, un marco teórico, donde se realizará una completo resumen sobre los conceptos básicos de las líneas de transmisión: Adaptación e impedancias, tecnología microstrip en líneas de transmisión, etc. Antenas: Tipos de antena, parámetros de estudio básicos, etc. Y en un marco más específico, sobre las antenas de tipo parche en tecnología microstrip: Métodos de alimentación, componentes, tipos, análisis, etc. Finalmente se expondrá la parte de experimentación, donde se estudiarán y analizarán los diseños de distintos tipos de configuraciones de arrays para antenas de tipo parche con tecnología microstrip.

Para realizar la parte experimental del proyecto se hará uso del software de análisis electromagnético 3D: Ansys®HFSS (High Frequency Structure Simulator). Este software es usado para diseñar y simular componentes electrónicos de alta frecuencia como antenas, arrays, filtros o placas de circuito impreso. Con el, se diseñarán las configuraciones de antenas especificadas y se simularán sus efectos electromagnéticos como si se tratara de una cámara anecóica, para finalmente poder analizar los resultados obtenidos y los valores de los parámetros característicos de la antena así como comprobar la viabilidad del producto final en términos de rendimiento o dimensiones.

Por otro lado, se hará uso de la herramienta de cálculo matemático MathWorks®MATLAB,

con la que realizaremos cálculos básicos sobre las dimensiones de la antena a diseñar en función a los parámetros de construcción de esta.

2. Teoría de Antenas

En este capítulo se realizará una breve contextualización sobre el concepto de antena así como un repaso a los parámetros que las caracterizan. Estos conceptos son, por lo general, aplicables a cualquier tipo de antena, en capítulos posteriores se especificará lo aprendido para el caso de las antenas en tecnología microstrip.

2.1. Conceptos básicos

Las antenas son transductores entre un medio guaiado y uno radiado. En su diseño más simplificado se analizaría un conductor metálico por el cual fluye una corriente variable en el tiempo. Se entiende como medio guiado a cualquier tipo de línea de transmisión: Cable coaxial, fibra óptica así como guías de onda. Y como medio radiado el aire o el espacio. Las antenas transmisoras serán las encargadas de transformar estas las corrientes eléctricas a O.E.M, mientras que las receptoras tomarán las O.E.M desde el medio radiado y las convertirán de nuevo a impulsos eléctricos para su posterior procesado. Las primeras antenas fueron diseñadas en 1888 por *Heinrich Hertz* pero no fue hasta 1895 cuando *Guglielmo Marconi* empezó a desarrollar antenas con el objetivo de transmitir información a largas distancias.

Como se explica en el , cualquier variación de un campo eléctrico generará un campo magnético y viceversa. Cuando ambos campos conviven y existen variaciones de estos campos se dice que existe una radiación electromagnética. Para entender el principio de funcionamiento de una antena se tomará como ejemplo el caso de hilo conductor cerrado. Si se introdujera una corriente eléctrica fluctuante en el tiempo dentro del conductor, por el principio de inducción electromagnética (Tercera ecuación de Maxwell, Ley de Faraday-Lenz) se produciría un campo magnético fluctuante y un campo eléctrico asociado a su alrededor, estaríamos hablando de un campo electromagnético. Pero este campo electromagnético no se propagaría y estaría siempre al rededor del conductor cerrado. Para poder propagar las O.E.M se debe conseguir separar la onda electromagnética del conductor.

Para entender el efecto de separación se tomará como referencia dos cargas eléctricas de distintas polaridades separadas a una distancia determinada (fig. 2.1a), a esto se le conoce como dipolo eléctrico y producirán un campo eléctrico cuyas líneas de fuerza irán del positivo al negativo. Estás dos cargas intentarán juntarse debido al efecto de atracción. En el momento de mayor separación de las cargas, su velocidad será nula y su aceleración máxima. Conforme se vayan acercando la velocidad irá aumentando y la aceleración disminuyendo hasta que en el punto donde se encuentran la velocidad será máxima y la aceleración nula. Suponiendo un escenario teórico sin pérdidas estas cargas estarían fluctuando e intercambiando sus posiciones indefinidamente. Si se analiza el campo eléctrico producido por las cargas mientras estas están fluctuando se observaría como, en vez de seguir encontrando un campo eléctrico

simple de menor intensidad, este se deforma debido a la aceleración presente en las cargas. Esta deformación es también conocida como efecto *kink* (fig. 2.1b).

Continuando con el experimento se observa como pasado un lapso de un $1/4$ del periodo de la oscilación, momento en el que las dos cargas se cruzan en el mismo punto, el campo eléctrico producido es nulo, cerrándose así las líneas de campo que habían sido producidas cuando las partículas estaban aún separadas (fig. 2.1c). Es entonces cuando se produce la propagación y generación del frente de onda del campo eléctrico, con su respectivo campo magnético asociado. Se debe observar como la longitud de la O.E.M propagada es exactamente el doble de la longitud existente entre las dos cargas (fig. 2.1d).

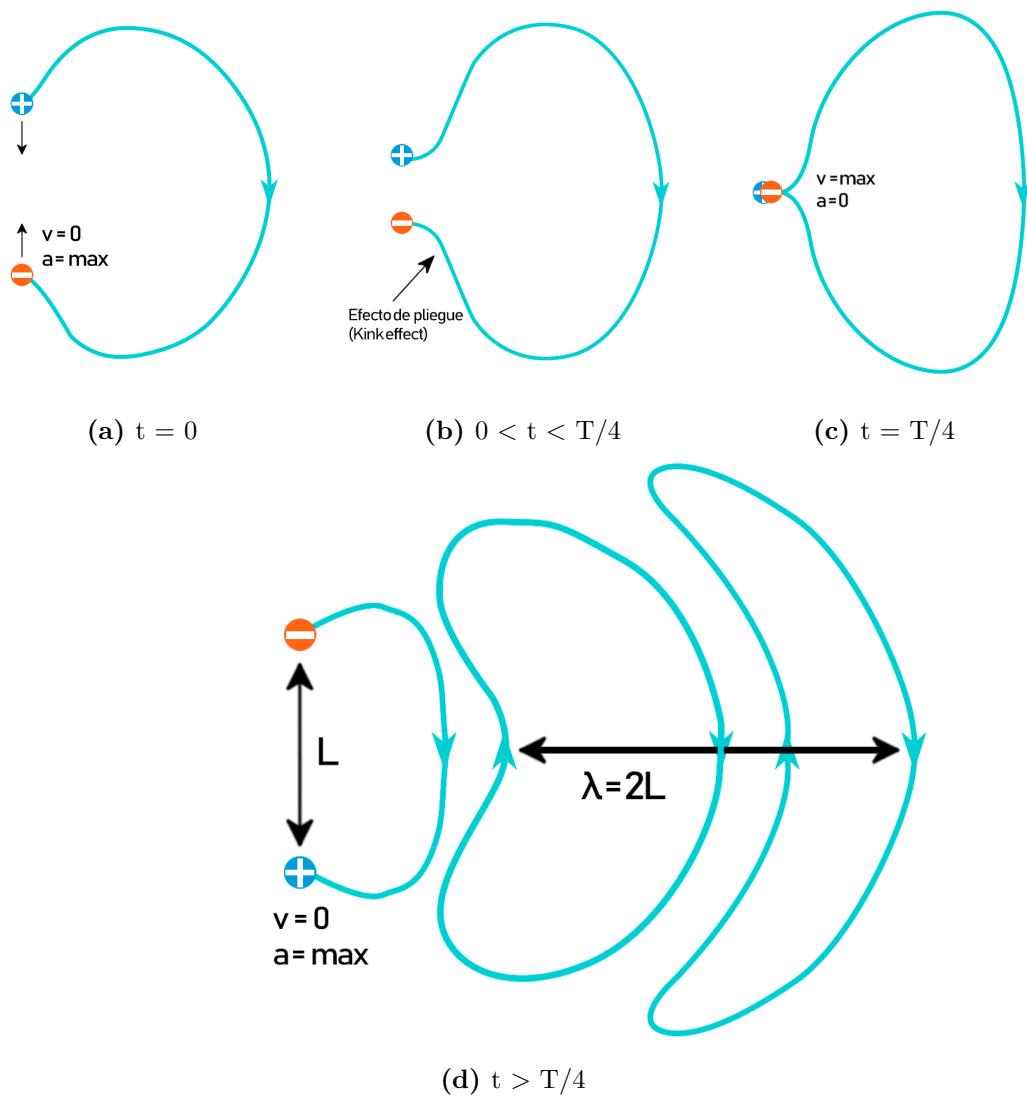


Figura 2.1: Proceso de separación de campo eléctrico

En la práctica se puede simular el experimento en lo que se denomina como antena dipolo, la antena más básica existente, que será estudiada con mayor detenimiento a lo largo de este capítulo. En una antena dipolo, al aplicar una tensión variable sobre los bornes de esta, las cargas irán oscilando de un extremo a otro según la polaridad del generador en ese instante, produciendo campos eléctricos capaces de separarse de la antena, con su consiguiente generación de campos magnéticos. El conjunto de la propagación de ambos campos son los campos electromagnéticos en los que se propagará la O.E.M. En la figura 2.2 se pueden observar ejemplos de antenas dipolo.

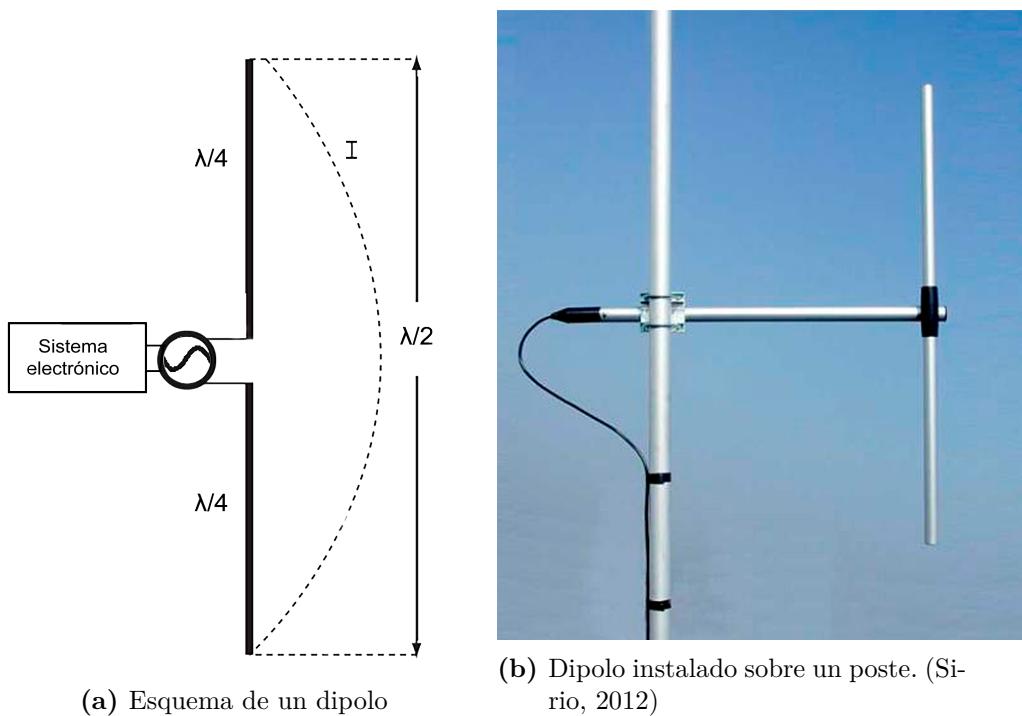


Figura 2.2: Antenas dipolo de media onda

El principio básico de diseño de antenas se basa en la geometría de estas. Es importante remarcar que para que la transmisión de la señal aplicada por el generador y que se desea convertir en O.E.M, la longitud de los lados del dipolo deben estar relacionados con la longitud de onda de la señal que se desea transmitir. En el caso del dipolo, los extremos tendrán una longitud de $\lambda/4$. Al juntan ambos extremos se puede observar que la antena tendrá una dimensión total de $\lambda/2$, y si se tiene en cuenta que la longitud de onda de la O.E.M generada es el doble de la longitud de la antena, se obtendrá una O.E.M radiada cuya frecuencia sea idéntica a la aplicada por el generador.

Aunque se ha analizado el caso de una antena para que funcione como transmisora, el mismo principio de funcionamiento se aplica cuando queremos que esta funcione como receptora de señales. Una O.E.M que viaje por el espacio será capaz de hacer oscilar las cargas de una antena receptora cuando su frecuencia y las longitud de la antena estén directamente relacionadas y se produzca la resonancia sobre esta. La diferencia es que a la salida de la antena

receptora no tendremos un generador, sino lo que denominaremos como carga, pudiendo ser esta cualquier tipo de componente eléctrico o electrónico que sea capaz de trabajar con las corrientes eléctricas producidas por la fluctuación de cargas eléctricas en el interior de la antena.

2.2. Caracterización de antenas

Para saber qué tipo de antena se puede hacer más conveniente para un uso concreto se ha de tener en cuenta sus características. Las principales características de las antenas son:

2.2.1. Polarización

Como se hizo mención en el , las O.E.M pueden estar polarizadas. Si se secciona a una O.E.M perpendicularmente a su vector de propagación y vemos el dibujo que va formando campo eléctrico en dicha sección conforme pasa el tiempo observaríamos qué tipo de polarización tiene la O.E.M. Las tres polarizaciones más comunes son: Lineal, circular y elíptica.

- **Polarización lineal:** Cuando se observa que la figura trazada por el campo eléctrico es una recta, se dirá que esta está polarizada linealmente. Analíticamente se producirá polarización lineal cuando las fases de las componentes ortogonales del campo eléctrico difieran en un múltiplo entero de π radianes. La variación temporal de los campos eléctricos con polarización lineal se puede representar fasorialmente como:

$$\vec{E} = \hat{x}e^{j(\omega t - kz)} \quad (2.1)$$

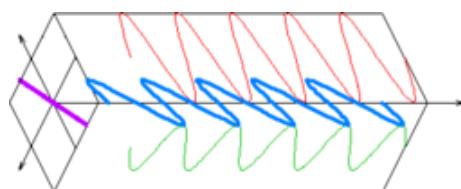


Figura 2.3: Onda electromagnética polarizada linealmente

- **Polarización circular:** Cuando se observa que la figura trazada por el campo eléctrico es un círculo, se dirá que esta está polarizada circularmente. Analíticamente se producirá polarización circular cuando las fases de las componentes ortogonales del campo eléctrico sean $\pi/2$ o $3\pi/2$ y las amplitudes sean iguales. La variación temporal de los campos eléctricos con polarización circular se puede representar fasorialmente como:

$$\vec{E} = (\hat{x} + j\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \quad (2.2a)$$

$$\vec{E} = (\hat{x} - j\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \quad (2.2b)$$

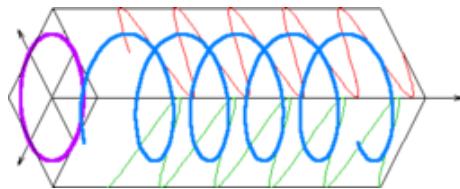


Figura 2.4: Onda electromagnética polarizada circularmente

En este caso el signo que se encuentra en el interior de la suma de componentes indicará el sentido de giro en la polarización circular: Positivo será una rotación levógiro y negativo una rotación dextrógiro.

- **Polarización elíptica:** Cuando se observa que la figura trazada por el campo eléctrico es una elipse, se dirá que esta está polarizada elípticamente. El resto de casos en los que la polarización no sea ni circular ni lineal serán polarizaciones elípticas. La variación temporal de los campos eléctricos con polarización elíptica se puede representar fasorialmente como:

$$\vec{E} = ((2 + j)\hat{x} - 3j\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \quad (2.3)$$

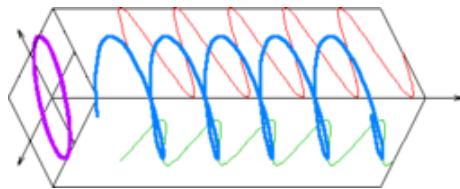


Figura 2.5: Onda electromagnética polarizada elípticamente

En las ámbitos de las radiocomunicaciones y en concreto de la telefonía móvil, la polarización más común en la que se emiten y reciben las O.E.M es la lineal-vertical. En otros casos como la transmisión de televisión se utiliza polarización lineal-horizontal. En comunicaciones vía satélite se alternan las polarizaciones lineales horizontales y verticales para reducir la interferencia entre señales que transmiten en el mismo rango de frecuencias.

Se ha de tener en cuenta que cada antena se diseña para trabajar con una polarización concreta y las señales recibidas cuya polarización sea distinta a esta serán atenuadas debido al *factor de pérdidas por polarización* (C_p):

$$C_p = |\hat{u}_{tx} \cdot \hat{u}_{rx}| \quad (2.4)$$

Donde \hat{u}_{tx} es el vector unitario del campo eléctrico incidente y \hat{u}_{rx} es el vector unitario del campo eléctrico de la antena receptora.

2.2.2. Impedancia

Cualquier antena se puede expresar como una carga en un circuito eléctrico, lo que facilita su análisis de impedancias, potencias y adaptación (fig. 2.6). Existen varios parámetros de impedancia que caracterizan a la antena. Por lo general, teniendo en cuenta la *Ley de Ohm*, se define la impedancia de una antena como la relación entre la tensión y la corriente en los bornes de esta.

$$Z_a = \frac{V_i}{I_i} = R_a + jX_a \quad (2.5)$$

Donde R_a es la componente real u óhmica de la impedancia y jX_a es la parte imaginaria o reactiva de la impedancia. La componente real puede ser a su vez descompuesta en dos términos: La resistencia de radiación y la resistencia óhmica o de pérdidas. La resistencia de radiación se define como la relación entre la potencia total radiada y la corriente eficaz en los terminales de la antena al cuadrado. La resistencia ohmica de la antena se define como la relación entre la potencia disipada debido a las pérdidas resistivas y la corriente que circula por sus terminales al cuadrado. Por otro lado la parte reactiva de la impedancia dependerá de sus dimensiones, la frecuencia de resonancia o el tipo de antena que estemos usando.

$$Z_a = (R_r + R_\Omega) + jX_a \quad (2.6)$$

Si se analizan las potencias según el tipo de resistencia, de radiación y óhmica, se obtiene que:

$$P_r = \frac{1}{2} |I_o|^2 R_r \quad (2.7a)$$

$$P_\Omega = \frac{1}{2} |I_o|^2 R_\Omega \quad (2.7b)$$

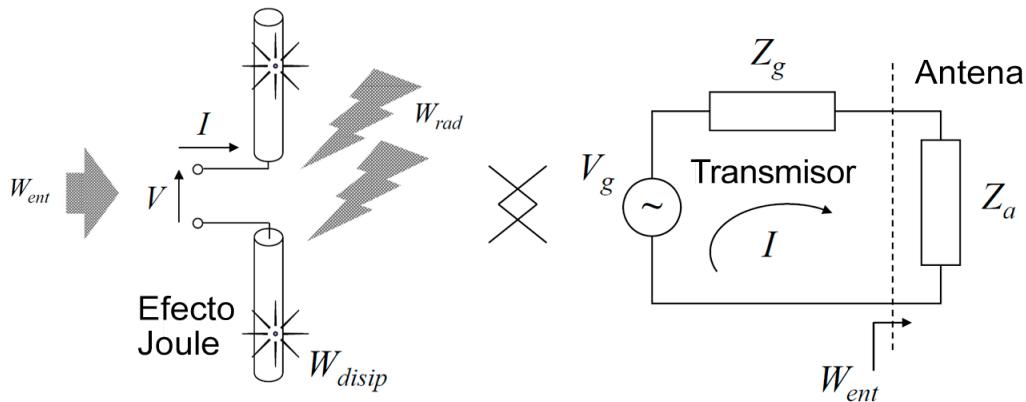


Figura 2.6: Circuito equivalente de una antena transmisora

Otro concepto importante es la denominada adaptación de impedancias. Para que las pérdidas de la antena sean mínimas y conseguir así una máxima transferencia de potencia entre las líneas de transmisión y la antena es importante que las impedancias de cada sistema conectado sean iguales. Cuando las impedancias de nuestros circuitos difieren se pueden producir réplicas o ecos que se reflejan en el sistema entrante e interfieren con la señal que intenta propagarse por la línea de transmisión. Para solucionarlo se debe recurrir a métodos de adaptación como transformadores $\lambda/4$ o circuitos en serie o stub.

2.2.3. Diagrama de Radiación

El diagrama de radiación es usado para representar gráficamente las propiedades de la radiación de una antena en función de unas coordenadas angulares espacias, a una distancia fija. Para su representación se usan coordenadas esféricas o polares. Es una manera muy efectiva de conocer en qué direcciones concentra su radiación nuestra antena así como posibles radiaciones no deseadas que puedan existir un diseño particular. Para representar sobre un plano polar el diagrama de radiación aplicaremos la siguiente ecuación:

$$t(\theta, \phi) = \frac{|E(r, \theta, \phi)|^2}{|E_{max}(r)|^2} = \frac{P(r, \theta, \phi)}{P_{max}(r)} \quad (2.8)$$

El consistir en un plano de dos dimensiones: Ángulo de radiación (θ) e intensidad de radiación ($t(\theta, \phi)$), debemos tener en cuenta que solo obtendremos el diagrama de radiación para un solo ángulo de transmisión de la antena. Es mediante el ángulo ϕ con el que podremos ir variando los resultados en el diagrama de radiación para poder observar como se propaga la antena en diferentes planos como son comúnmente el plano E y H (fig. 2.7).

- **Plano E:** Es el plano donde podemos encontrar el vector del campo eléctrico y su dirección de máxima radiación (XZ). Este plano se encuentra en $\phi = 0^\circ$.
- **Plano H:** Es el plano donde podemos encontrar el vector del campo magnético y su dirección de máxima radiación (XY). Este plano se encuentra en $\phi = 90^\circ$.

Existen ciertos parámetros que caracterizan a una antena que pueden ser localizados y calculados con facilidad gracias al diagrama de radiación tanto en coordenadas polares como en cartesianas (fig. 2.9). Estos parámetros son:

- **Lóbulos:** Son los haces de radiación. Se dividen en:
 - **Lóbulo principal:** Se define siempre como la dirección de máxima radiación, siendo este siempre el haz con mayor intensidad de radiación.
 - **Lóbulos secundarios:** Son los primeros haces de menor intensidad que aparecen en los laterales del lóbulo principal.
 - **Lóbulos menores:** Son el resto de haces de radiación los cuales son, normalmente, indeseados. Cuanto más directiva sea la antena, mayor será su número.
 - **Lóbulos trasero:** Es el haz de radiación que encontraremos siempre a 180° respecto al lóbulo principal. Normalmente, suele ser indeseado y su presencia puede producir interferencia con otras antenas del entorno así como una menor eficiencia para el propósito de nuestra antena.

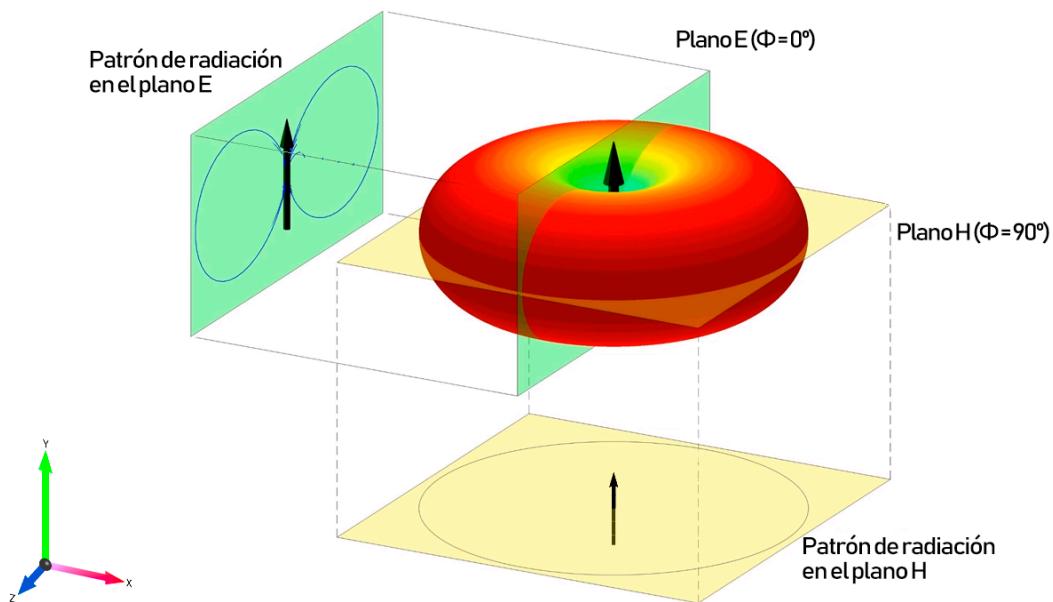


Figura 2.7: Ejemplo de patrones de radiación en los planos E y H para antena dipolo. (Yavuz, 2015)

- **Ancho de haz a -3dB (HPBW):** Se define como el ángulo recorrido por el lóbulo principal desde sus dos pasadas por -3dB de potencia, es decir, la mitad de la potencia máxima radiada.
- **Ancho de haz entre nulos (FNBW):** Ángulo recorrido desde los dos nulos localizados a los laterales del lóbulo principal.
- **Nivel de lóbulos laterales (SLL):** Se define como la diferencia de niveles entre el nivel del lóbulo principal y el primer lóbulo secundario.
- **Relación delante/atras (F/B):** Diferencia de niveles entre el lóbulo principal y el trasero:

$$F/B(dB) = -10 \log_{10} t(\theta + 180^\circ) \quad (2.9)$$

Los patrones principales de radiación son:

- **Isotrópico:** La radiación de la antena fluye en todas las direcciones del espacio. Esta antena es completamente teórica ya que es imposible simular su patrón de directividad en una antena real. Se tiene como referencia para el cálculo de directividad de una antena.
- **Omnidireccional:** Se dice que la antena es omnidireccional cuando el patrón de radiación es simétrico y equidistante en todos los ángulos del plano para uno o varios planos de radiación.

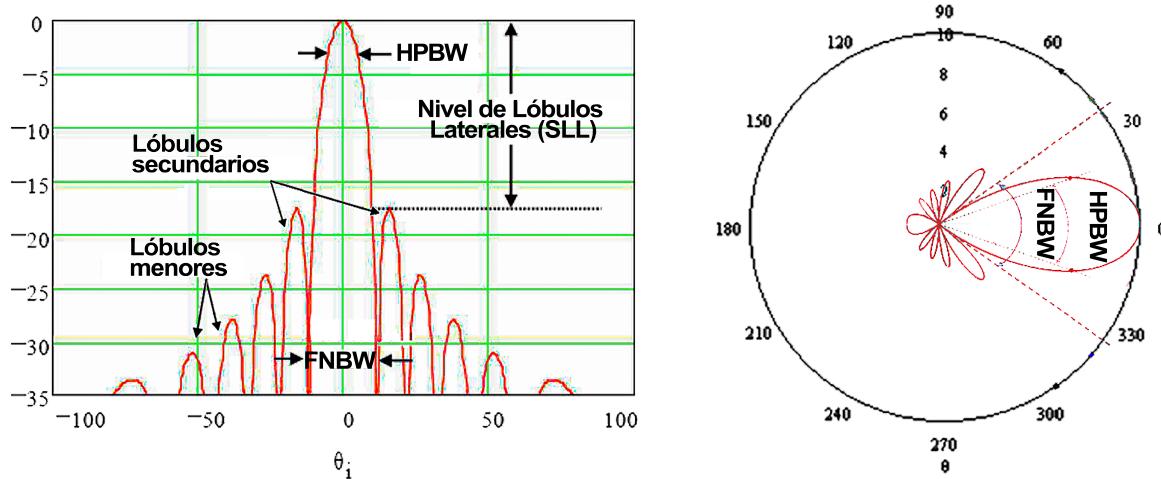


Figura 2.8: Comparación de los parámetros del diagrama de radiación en planos cartesianos y polares

- **Directiva:** Una antena es directiva cuando uno o varios de sus haces destacan sobre los demás. Esto puede ocurrir de manera intencionada, donde buscamos que el haz apunte hacia una dirección concreta, ej: Radioenlaces. O involuntariamente, cuando por ejemplo, tenemos lóbulos traseros o secundarios de bastante intensidad radiando a la vez que el principal.

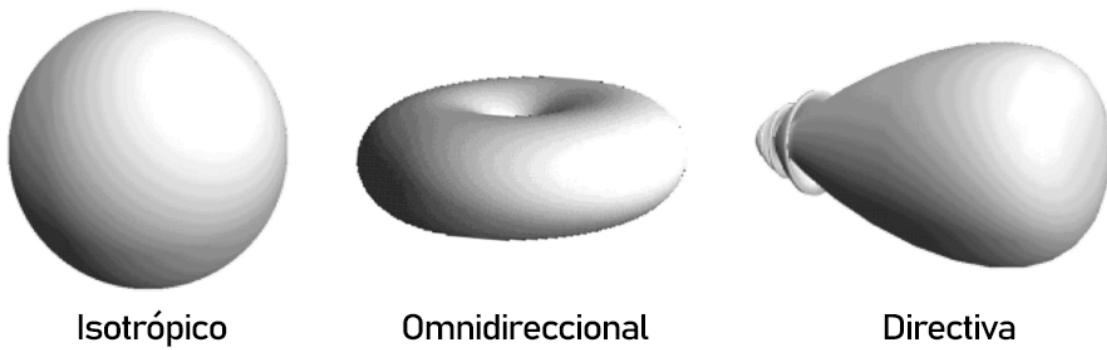


Figura 2.9: Principales patrones de radiación

2.2.4. Directividad

La directividad de una antena se define como la relación entre la intensidad de potencia de radiación en una dirección y distancia concretas, y la misma potencia radiada en caso de que la antena fuera isotrópica, es decir, cuya potencia radiada sea igual en todas las direcciones del espacio (eq. 2.10). Este parámetro es muy importante para caracterizar la antena ya que nos representa la capacidad de una antena para concentrar la intensidad de radiación en una

dirección determinada. Es posible obtener analíticamente el valor de directividad para un ángulo completo en el plano polar mediante:

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(r, \theta, \phi)}{P_{iso}} = \frac{P(r, \theta, \phi)}{\frac{W_{rad}}{4\pi r^2}} \quad (2.10)$$

Si nos fijamos en el patrón de radiación de una antena, se dirá que esta es más directiva cuanto mayor sea el nivel de intensidad de un haz así como menor sea la anchura del mismo. Para el caso de las antenas directivas ($D > 20dB$), se puede obtener una directividad considerando que la radiación es uniforme sobre el ángulo sólido definido sobre el HPBW (Ancho de haz a -3dB) mediante la aproximación:

$$D = \frac{4\pi}{\Delta\theta_{-3dB}\Delta\phi_{-3dB}} \quad (2.11)$$

2.2.5. Ganancia

La ganancia de una antena se define como la relación entre la intensidad radiada en una dirección concreta y la intensidad de radiación que se recibiría en caso de que la antena fuera isotrópica (eq. 2.12a). Este parámetro se relaciona proporcionalmente con la directividad mediante la eficiencia de transmisión de la antena.(eq. 2.12b)

$$G(\theta, \phi) = \frac{P(r, \theta, \phi)}{\frac{W_{ent}}{4\pi r^2}} \quad (2.12a)$$

$$G(\theta, \phi) = \eta_t D(\theta, \phi) \quad (2.12b)$$

Es importante distinguir la diferencia entre directividad y ganancia. Cuando se trabaja con directividad, se hace referencia a la potencia que está radiando la antena, por otro lado, con la ganancia se hace referencia a la potencia entregada a la antena. Esta diferencia viene marcada por la eficiencia.

2.2.6. Eficiencia

La eficiencia de una antena se define como la relación entre la potencia radiada por la antena y la potencia entregada a esta (eq. 2.13). Es un factor clave para caracterizar las pérdidas óhmicas de las antenas. Como se ha mencionado anteriormente, la eficiencia también relaciona los conceptos de ganancia y directividad.

$$\eta = \frac{W_{rad}}{W_{ent}} = \frac{G}{D} \quad (2.13)$$

Las pérdidas sufridas por una antena pueden ser debidas a una mala adaptación entre el medio guiado y radiado, desacoplamientos, y otro tipo de pérdidas durante la conducción, externas a la antena. Se puede también definir un parámetro de eficiencia global en el que se introduzca el coeficiente de desadaptación de impedancias (eq. 2.14):

$$\eta_t = \eta_r(1 - |\rho|^2) \quad (2.14)$$

2.2.7. Ancho de banda y pérdidas de retorno

El ancho de banda de la antena es el rango de frecuencias del espectro electromagnético para los que se cumplen las características anteriormente mencionadas en las antenas: Radiación, directividad, impedancia, eficiencia, etc.

$$BW = f_2 - f_1 \quad (2.15)$$

Las pérdidas de retorno de una antena o parámetros S (Scattering parameter) definen la relación entre los puertos de entrada y salida del sistema. Un puerto se describe como el lugar en el que se entrega energía en forma de voltaje o corriente. En un sistema de comunicación radio transmisor, compuesto por una línea de transmisión, que provee de energía a una antena, el parámetro principal que describe la capacidad de transmisión de la antena es el parámetro S11. Este parámetro indica cuanta de la energía proporcionada a la antena esta siendo devuelta por esta a la linea de transmisión. Cuanto menor sea este parámetro mejor será nuestro sistema de comunicaciones puesto que significará que la mayor parte de la energía transmitida por el medio guiado habrá sido transmitida por la antena al medio radiado.

A la hora de realizar este estudio, el parámetro S11 ha sido el determinante para determinar la calidad de la antena así como para definir su ancho de banda, ya que se ha definido el ancho de banda de las antenas diseñadas como el rango de frecuencias abarcado por el gráfico del parámetro S11 cuando este está por debajo de los 10dB (fig. 2.10).

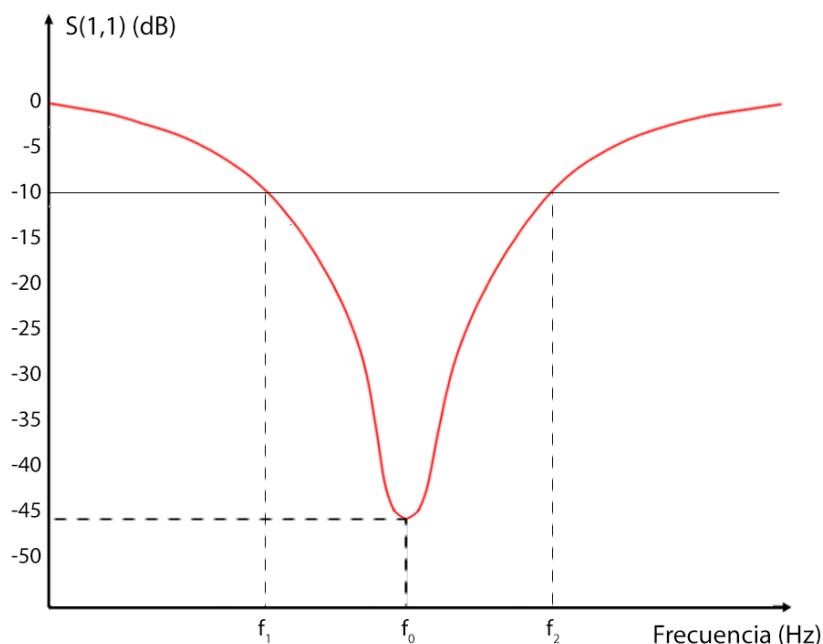


Figura 2.10: Representación gráfica de curva de parámetro S y ancho de banda de la antena

Además, dentro del rango de ancho de banda de la antena, se encontrará el mínimo de la curva del parámetro S. Este mínimo se definirá como la frecuencia de trabajo de la antena e intentaremos centrarlo siempre según las necesidades de nuestro diseño.

2.3. Tipos de antenas

En la práctica existen una gran variedad de tipos de antenas disponibles en el mercado, cada una de ellas es más conveniente según la aplicación para la que vaya a ser usada. Los parámetros descritos anteriormente serán fundamentales para diferenciar los tipos de antenas disponibles y saber identificar cual se adapta mejor a unas necesidades específicas. A continuación se mencionaran los tipos de antenas más comunes así como una breve descripción, resumen de las características principales y usos más comunes.

2.3.1. Antenas de hilo

2.3.1.1. Antena dipolo

Como se ha ido mencionado a lo largo del proyecto, el concepto más básico de antena se define como un dipolo (fig. 2.11). En la práctica un dipolo no es más que una linea de transmisión abierta cuyos extremos han de estar relacionados con la longitud de onda de la frecuencia a la que se quiera emitir para que la antena así posea resonancia. El patrón de radiación de un dipolo es, por lo general, omnidireccional en el plano H y con dos lóbulos en el plano E, obteniendo así un patrón de radiación tridimensional con forma toroidal cuyo radio interno es el diametro de los extremos del dipolo y con directividades entre los 1dB y 4dB. Según la longitud de los extremos abiertos del dipolo, el diagrama de radiación podrá ir variando e incluso llegaremos a observar la aparición de lóbulos secundarios y menores en ciertos múltiplos de la frecuencia a la que se quiera emitir (fig. 2.12). Por ello, lo más común es que estos extremos midan en conjunto la mitad de la longitud de onda a la que se necesite emitir. A esta variación se le conoce como: Dipolo de media onda (Half-wave dipole).

En su interior, a la frecuencia de resonancia, la distribución de corrientes muestra nulos en los extremos y un viento en el centro y su polarización dependerá de la perspectiva según la localización del plano de masa: Si el campo eléctrico es perpendicular al plano de masa se observará una polarización lineal vertical, mientras que si se sitúa paralelo, se obtendrá una polarización lineal horizontal. La impedancia de estas antenas suele situarse sobre los 73Ω .

En la práctica, podemos encontrar derivaciones del dipolo según el caso de uso específico. Las modificaciones más usadas son:

2.3.1.2. Antena Yagi-Uda

La Antena Yagi-Uda (fig. 2.13a), inventada por *Hidetsugu Yagi* y *Shintaro Uda* en la cual se agrupan un conjunto de elementos parásitos aumentando así la directividad y el ancho de banda de la antena. Esta antena se compone de tres partes principales: Los elementos directores, los reflectores y el dipolo. Los elementos directores son los encargados de incrementar la intensidad del campo en su dirección y reducirlas hacia el lado del reflector, por

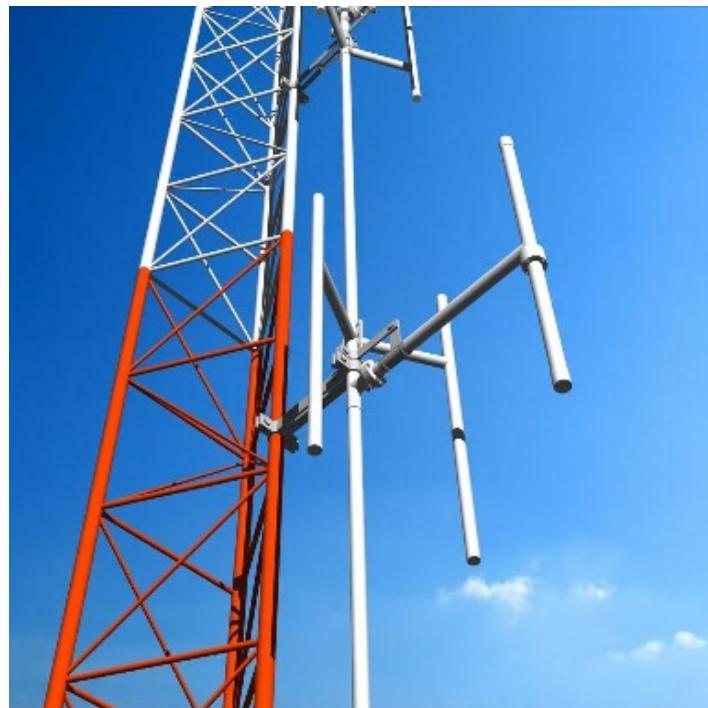


Figura 2.11: Conjunto de antenas dipolo (Ideal-Antenas, 2008)

otro lado el reflector es el encargado de concentrar la radiación incidente en el dipolo.

Estos elementos parásitos no se conectan a ninguna línea de transmisión sino que funcionan a través de inducción electromagnética mutua. En las antenas Yagi la ganancia puede llegar hasta los 40 dB por lo que es comúnmente usada para la recepción de transmisiones de TDT y radio de Frecuencia Modulada (FM) en hogares situados en las lejanías del repetidor local.

2.3.1.3. Monopolio

Otra variación conocida del dipolo es el monopolio, antena de Marconi o antena de cuarto de onda. En él, obviamos uno de los extremos del dipolo y lo sustituimos por un plano de masa lo cual hará la simulación electromagnética del extremo anulado del dipolo (fig. 2.14). El concepto original de Marconi para el monopolio se basaba en un cable de cuya longitud fuera un cuarto de la longitud de onda a la que se iba a transmitir ($\lambda/4$) situada sobre un plano de tierra que actuase como espejo electromagnético, obteniendo así una recreación de un dipolo de media onda.

A efectos prácticos, obtendremos un dipolo de media onda con una impedancia igual a la mitad del dipolo original. El diagrama de radiación contendrá solo la parte superior del toroide obtenido en el dipolo pero con el doble de intensidad de radiación que en este, es decir, con una ganancia 3dB mayor.

La polarización de la antena será siempre lineal vertical, puesto que el plano de masa co-

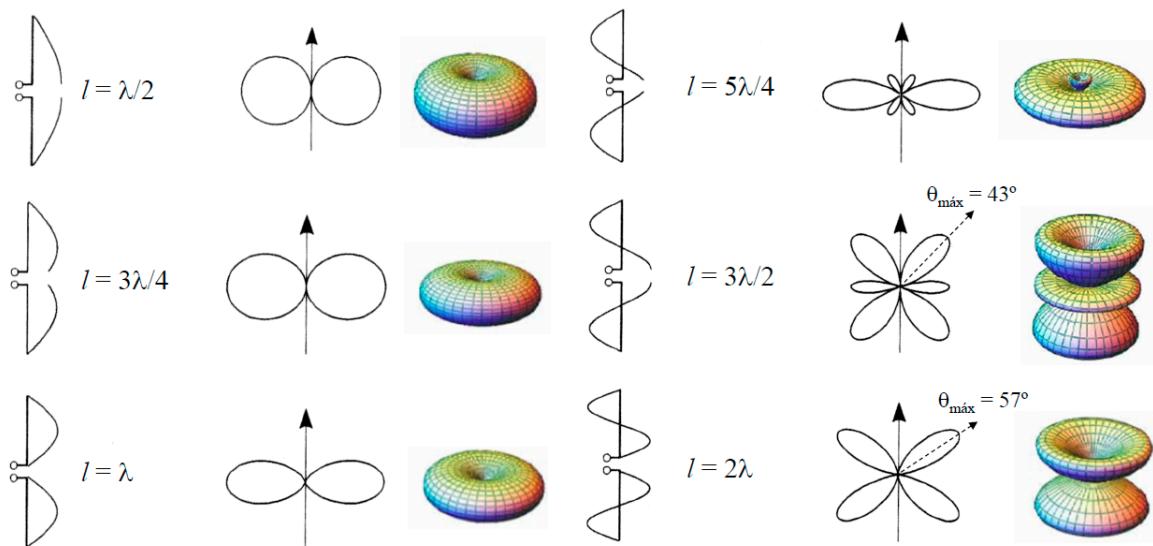


Figura 2.12: Diagramas de radiación del dipolo según su longitud

múnamente usado está instalado sobre el suelo terrestre. Esta masa debe ser buena conductora ya que es de vital importancia para la correcta reflexión de las O.E.M procedentes del extremo radiante. Estas antenas suelen ser instaladas sobre los techos de barcos, donde el agua actúa sobre una perfecta masa conductora, o sobre el techo de los coches, que al ser metálico, también ayuda a la correcta reflexión de las O.E.M.

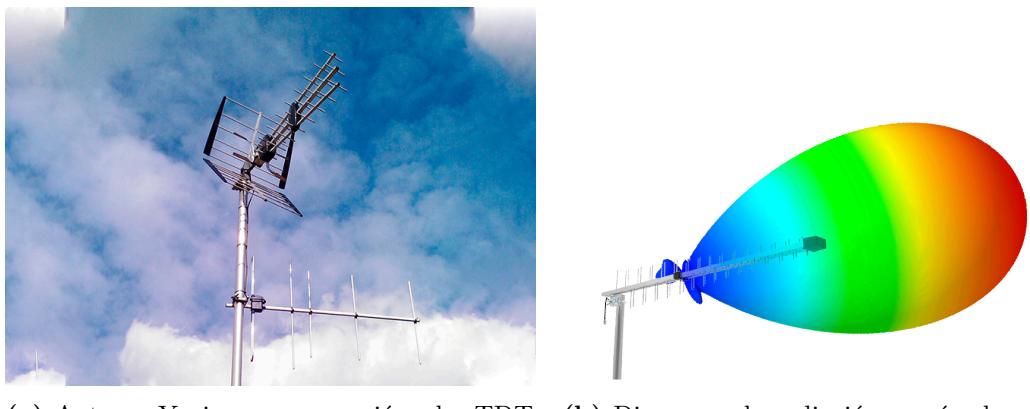
En caso de que la antena se instale sobre superficies no conductoras, existen distintas alternativas como humedecer la tierra o instalar radios conductores. Los radios son tiras metálicas dispuestas concentricamente al rededor del monopolio. Cuanto mayor sea la longitud de las tiras, mejor simulación del dipolo obtendremos. Unas tiras muy pequeñas resultarán en un diagrama de radiación muy separado del suelo.

La ventaja principal de estas antenas es la reducción a la mitad de la longitud necesaria para el funcionamiento de la antena. En situaciones como las antenas de los coches, barcos o aviones, es importante reducir al máximo la longitud de las antenas para que no afecten al uso del vehículo. Otro uso muy importante es para la baja frecuencia, por ejemplo, en transmisiones de Amplitud Modulada (AM), donde la frecuencia de transmisión ronda entre los 500 y 900 KHz, la longitud de la antena dipolo de media onda necesaria para la retransmisión sería de entre 100 y 200 metros, mientras que con el monopolio, estas distancias se reducen a la mitad, facilitando su construcción, instalación y mantenimiento (fig. 2.15).

2.3.2. Antenas de apertura

2.3.2.1. Bocinas

Las antenas de tipo bocina se caracterizan por su forma cónica o rectangular parecida a la de un altavoz. Su uso se remonta a finales del año 1800, pero este tipo de antenas adquirió



(a) Antena Yagi para recepción de TDT (Pearce, 2010) (b) Diagrama de radiación común de antena yagi

Figura 2.13: Antenas Yagi

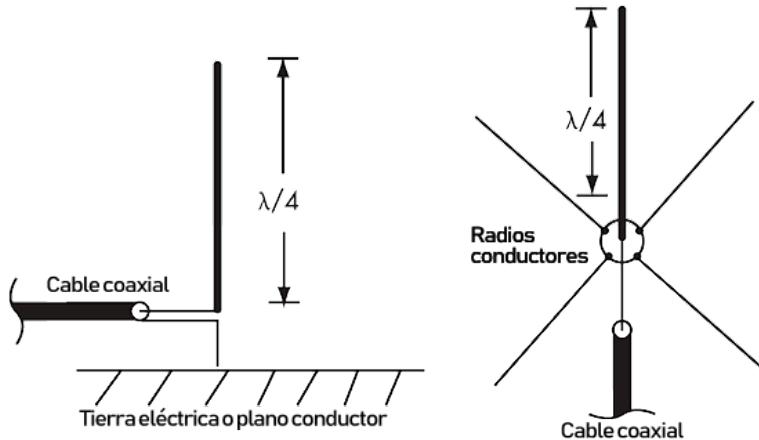


Figura 2.14: Esquema de instalación de un monopolio. (Frenzel, 2013)

popularidad durante la segunda guerra mundial (fig. 2.16). La diferencia de estas antenas con respecto a las antenas de tipo cable es que estas son alimentadas mediante una guía de onda. Una guía de onda es una estructura física capaz de transportar modos electromagnéticos en su interior. Suelen usarse para la guiado de emisiones de alta frecuencia, más en concreto de microondas debido a su baja atenuación en estas magnitudes. En el interior de las guías de ondas, las O.E.M viajan confinadas de modo que no hay pérdidas por radiación en el espacio y se consiguen evitar las interferencias electromagnéticas externas durante su guiado.

Por lo general, las bocinas son usadas para la radiación de microondas y tienen un papel importante en campos como la radio astronomía o seguimiento satelital, además de ser usado junto a otros elementos como reflectores o lentes y sirven como estándar universal para la calibración de antenas de alta ganancia. En el caso de las bocinas piramidales, las dimensiones de los lados de la apertura definen qué plano de radiación es más efectivo en la antena. Si la longitud mayor es la del plano horizontal se denominarán bocinas de plano H, y en el

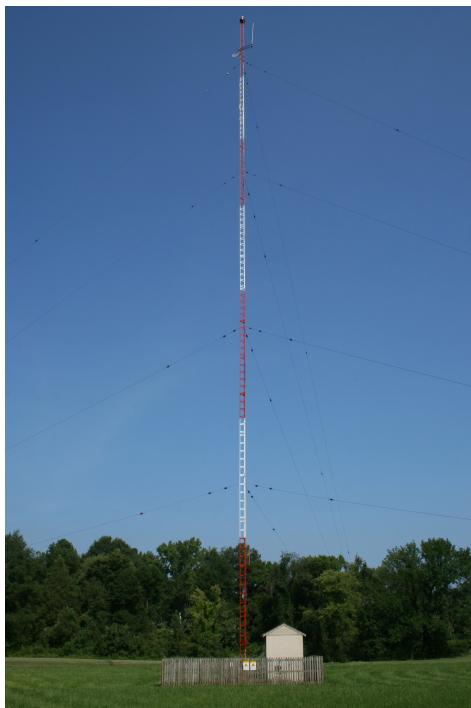


Figura 2.15: Monopolo para transmisión de AM. (Sagdejev, 2008)

plano vertical, bocinas de plano E. El modo de propagación siempre es el Transversal Eléctrico (TE) 10. En el caso en el que la bocina sea circular, el modo de propagación será el TE11.

La directividad de este tipo de antenas es una de sus principales ventajas siendo esta muy moldeable solo variando las dimensiones de la apertura de la bocina. Su principal desventaja llega en su eficiencia, que suele rondar entre el 50% y el 60%.

2.3.2.2. Reflectores

Las antenas reflectoras han sido usadas desde el descubrimiento de la propagación electromagnética en 1888 por *Hertz*, quien realizó sus primeros experimentos con reflectores en forma de cilindro parabólico. Durante el período de la segunda guerra mundial, este tipo de antenas fueron estudiadas para numerosas aplicaciones radar. Con el paso del tiempo, este tipo de antena son muy comunes en ámbitos como la radio astronomía, comunicaciones por microondas, y seguimiento satelital. Aunque los reflectores puedan tomar cualquier forma, es común observarlos en formas planas, cónicas o curvas, en especial en forma parabólica.

Aunque los reflectores se puedan diseñar y analizar mediante técnicas del campo de la óptica como la óptica geométrica y el trazado de rayos, lo más común es usar la teoría geométrica de la difracción o Geometric Theory of Diffraction (GTD). Cada tipo de reflector nos brindará una serie de características diferentes a la antena que pueden ser convenientes según el uso final de esta, como el área efectiva de radiación, la relación delante/atrás, o los diagramas de radiación y ganancias.

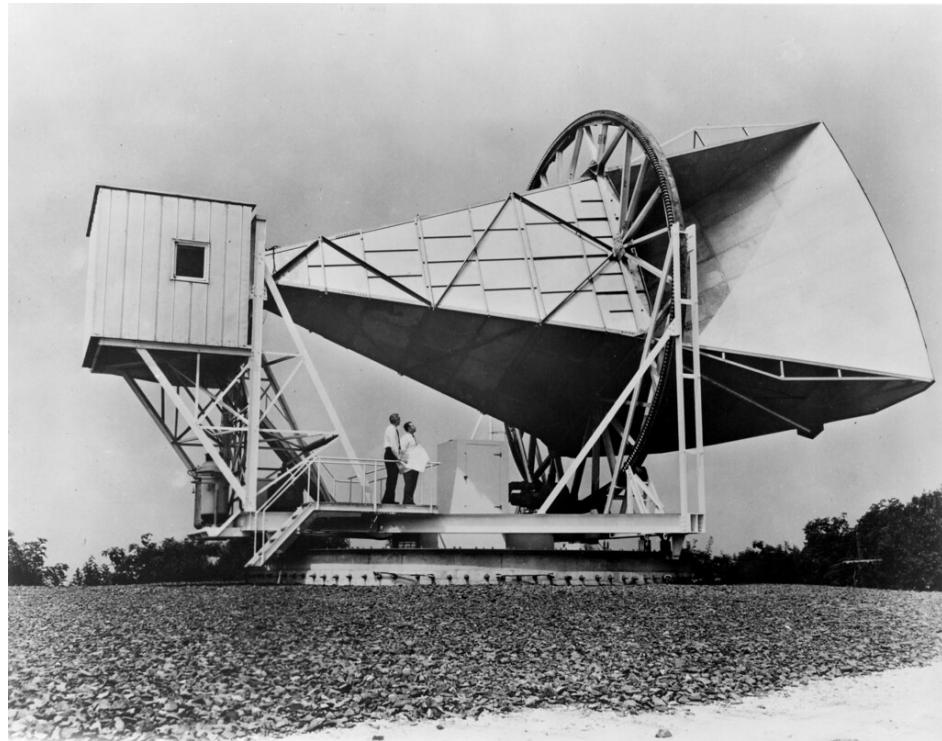


Figura 2.16: Bocina para comunicación satelital construida en 1959 por los laboratorios Bell. (NASA, 1962)

En la actualidad uno de las superficies reflectoras más usada es la curva parabólica, o como se conoce popularmente, antena parabólica. Esta antena se caracteriza por su superficie reflectora, una parábola de revolución. Lo interesante de esta geometría es su capacidad de concentración de los haces electromagnéticos sobre el foco de la parábola. Existen distintos tipos de antenas parabólicas según el diseño de la posición del foco respecto a la superficie reflectora:

- **Parabólica de foco centrado:** La superficie reflectora es parabólica y el alimentador está sobre el foco.
- **Parabólica off-set:** La superficie reflectora es una sección del reflector parabólico normal y se encuentra desplazado con respecto al foco. Este variación de antenas parabólicas son más eficientes que las de foco centrado puesto que el alimentador no hace sombra sobre la superficie reflectora
- **Parabólica Cassegrain:** En esta variación, encontramos dos superficies reflectoras: Una superficie parabólica cóncava y una superficie hiperbólica convexa. Con este sistema se consigue un alto nivel de ganancia, lo que lo hace útil para aplicaciones astronómicas.

Por lo general, este tipo de antenas se caracterizan por su patrón de radiación, en donde la mayor parte de la energía radiada se concentra sobre un lóbulo principal estrecho. La

potencia restante se disipa en forma de lóbulos secundarios en otras direcciones. Además, podemos encontrar un lóbulo trasero debido al efecto spillover, es decir, la parte de la radiación procedente del alimentador que sobresale al reflector, el cual puede ser reducido añadiendo material capaz de absorber microondas o aumentando el tamaño del reflector.



Figura 2.17: Antena parabólica del IRAM en Sierra Nevada, parte del proyecto Event Horizon para capturar la primera fotografía de un agujero negro. (MICIU, 2019)

En la actualidad podemos encontrar este tipo de antenas comúnmente en balcones y tejados en los edificios de las ciudades puesto que durante décadas este tipo de antenas han sido usadas para la recepción de televisión por satélite. También son muy usadas para radio enlaces, ofreciendo servicios de internet WiMax, operadores VoIP o comunicaciones rurales. Finalmente, otra de las aplicaciones más importantes de los reflectores parabólicos se encuentra en la radio astronomía, donde estas antenas son instaladas en conjunto formando arrays.

Un array de antenas es un conjunto de estas diseñadas para trabajar de forma conjunta y así obtener resultados que con una sola antena sería imposible de conseguir. El último ejemplo más destacado lo encontramos con la fotografía del primer agujero negro por parte del proyecto *Event Horizon Telescope*. En este proyecto se usaron varios radio telescopios instalados en distintas partes del mundo como el Alfonso Serrano en Mexico, el South Pole Telescope en el Polo Sur, el James Clerk Maxwell Telescope en Hawaí o el Instituto Radio Astronómico Milimétrico (IRAM) (fig. 2.17) 30-m en España. La finalidad de la utilización de estos telescopios es la de actuar como un solo radio telescopio cuyo diámetro sería imposible de alcanzar mediante uno solo.

2.3.3. Antenas Microstrip

Las antenas microstrip son una extensión de las líneas de transmisión por tecnología microstrip cuyo extremo queda abierto y con unas dimensiones específicas de forma que el parche disipa energía en forma de radiación. Este tipo de antenas serán las utilizadas para el desarrollo de este estudio debido a sus características de construcción y sus capacidades técnicas y serán analizadas a fondo en el .

3. Antenas Microstrip

3.1. Introducción

Las antenas de parche o antenas microstrip son un tipo de antenas de tipo planar que utilizan la tecnología microstrip para su funcionamiento. En el año 1953 *G. A. Deschamps* y *W. Sichak* presentaron ante el Tercer Simposio sobre Investigación y Desarrollo de Antenas organizado por las Fuerzas Aéreas de los Estados Unidos su trabajo "Microstrip Microwave Antennas" (Antenas de Microondas Microstrips), lo que se considera como el primer *paper* sobre este tipo de antenas, pero no fue hasta dos décadas más tarde, en 1970 cuando, gracias al desarrollo de los Printed Circuit Board (PCB), se pudieron empezar a realizar los primeros desarrollos de líneas de transmisión y antenas con tecnología microstrip. Desde entonces, las antenas microstrip se han convertido en uno de los tipos de antena más usado para un alto abanico de aplicaciones.

Entre sus principales ventajas se encuentra su delgadez y capacidad de adaptación a distintos tipos de superficies, incluso pudiendo ser conformadas en superficies curvas y no planares. Además son antenas simples, muy ligeras, fáciles de diseñar, con un coste de producción bajo, fáciles de transportar, y preparadas para ser integradas en arrays. Por estas razones, los circuitos y antenas microstrip son comúnmente usados para la fabricación de circuitos monolíticos integrados para microondas (MMICs) en aplicaciones civiles, militares, gubernamentales y comerciales como identificación por radio frecuencia (RFID), retransmisión de radio, sistemas de comunicaciones móviles, Global Positioning System (GPS), televisión, comunicaciones satelitales (fig. 3.1), sistemas de vigilancia, radar, y guiado de misiles entre otros.

Por otra parte, las antenas microstrip son muy versátiles en términos de resonancia y polarización, con obtención de buenos patrones de radiación y fácil adaptación de impedancias. Si además sumamos al circuito elementos adaptativos como diodos varicap, se pueden llegar a diseñar antenas microstrip con frecuencias, impedancias, y patrones de radiación variables. En contra, el uso de antenas microstrip conlleva ciertas limitaciones como su alto factor de calidad (*Q*), necesidad de limitar la potencia que atraviesa el circuito, baja eficiencia, baja pureza de polarización y ancho de banda limitado. En ciertas aplicaciones, estas limitaciones pueden ser usadas a favor, como el hecho de tener bajos anchos de banda puede ser deseado a la hora de usar las antenas microstrip en aplicaciones de seguridad gubernamental puesto que se limita el rango de penetración externa por parte de posibles atacantes.

3.2. Características básicas

Las antenas microstrip están formadas por tres elementos básicos: Una capa conductora muy fina, hasta tres órdenes de magnitud menor a la longitud de onda en el espacio de la

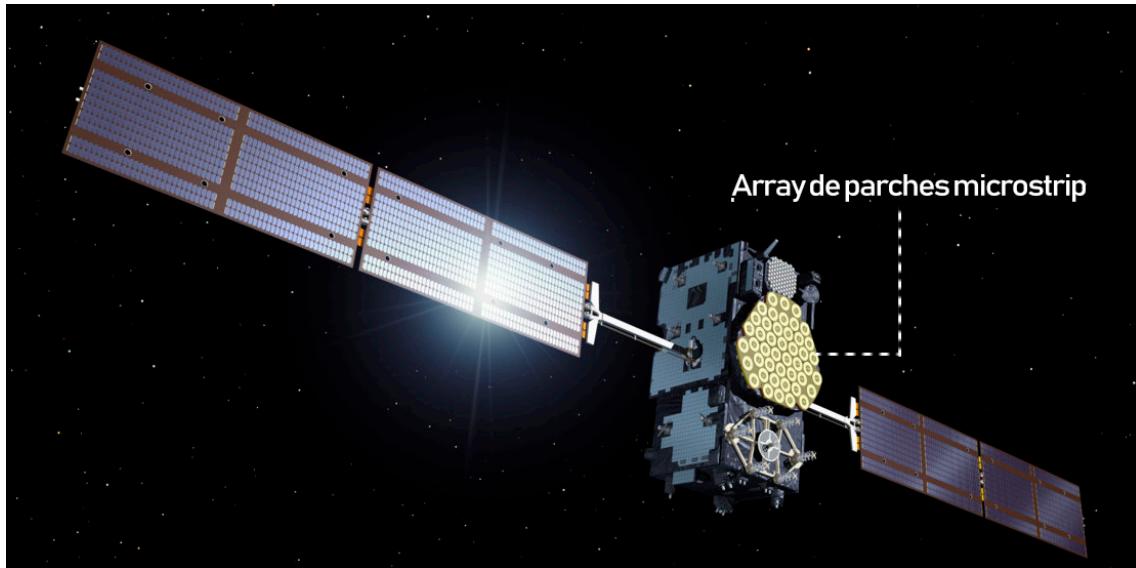


Figura 3.1: Satélite IOV Galileo. (Pippes, 2011)

señal que se desea transmitir por ella, a la que denominaremos como parche. Este arreglo metálico está situado a, aproximadamente, la centésima parte de la longitud de onda en el espacio, del plano de tierra o masa de la antena, que consistirá en una superficie metálica normalmente, del mismo grosor que el parche. Para que un parche rectangular resuene a una frecuencia concreta, la longitud de este debe ser de entre la mitad y un tercio de la longitud de onda de la señal deseada.

Entre el parche y el plano de masa se sitúa el dieléctrico o substrato, encargado de aislar ambos materiales previamente mencionados. El substrato se caracteriza por su permitividad relativa o constante dieléctrica (ϵ_r), y para la construcción de antenas microstrip, esta suele oscilar entre valores de 2.2 y 12. Cuanto más grueso sea el substrato, mejores resultados respecto a ancho de banda y eficiencia obtendremos en el diseño, sacrificando la pérdida de espacio ocupado por el substrato correspondiente, la cual puede ser muy limitada en ciertas aplicaciones. Por otro lado, substratos finos con valores de permitividad relativa alta son usados para aplicaciones de microondas ya que estas requieren contornos muy finos para evitar radiaciones indeseadas y acoplamientos.

Normalmente, las antenas microstrip están integradas en otros circuitos de microondas, con lo que es necesario llegar a un compromiso entre las características de diseño requeridas por la aplicación y el buen rendimiento de la antena. Además de parches rectangulares, las antenas microstrip pueden tomar diversidad de formas para adaptarse a las limitaciones de diseño especificadas por la aplicación. Entre las formas más comunes que toman las antenas microstrip se encuentran cuadrados, círculos, elipses, sectores circulares, triángulos, o dipolos. Diseños específicos como los círculos los normalmente utilizados para conseguir características más específicas como polarización circular. Otro método para conseguir este tipo de polarizaciones así como aumentar el ancho de banda o la directividad es el uso de arrays de antenas microstrip.

Las características de sintonización y adaptación de las antenas de parche microstrip residen principalmente en las dimensiones de los elementos que la componen. En la figura 3.2 se puede observar cómo se organiza una antena microstrip de un solo elemento y las denominación común que se le dan a las variables que definen la dimensión de estos elementos. Las variables más importantes a la hora de diseñar una antena microstrip rectangular son los siguientes:

- **L:** Longitud del parche
- **W:** Anchura del parche
- **h:** Altura o espesor del dieléctrico
- **t:** Altura o espesor del parche y de la tierra
- ϵ_r : Constante dieléctrica

3.3. Ondas en antenas microstrip

Durante el proceso de normal funcionamiento de las antenas microstrip, diferentes tipos de ondas pueden aparecer en sus líneas y superficies. Algunas de estas ondas son indeseadas puesto que pueden causar interferencias sobre los campos eléctricos que proceden del generador que nosotros hayamos instalado, y es de vital importancia diseñar la la antena de forma que su aparición sea mínima. Existen cuatro tipos de ondas principales:

- **Ondas espaciales:** Estas tipo de O.E.M son las que serán radiadas al final del proceso de funcionamiento de la antena. Estas ondas abandonarán la estructura de la antena y se propagarán en el espacio libre y se irán atenuando conforme se alejen de la antena. La propagación de estas ondas es normal y completamente deseada cuando la estructura microstrip es una antena, sin embargo, si las ondas comienzan a propagarse en la línea de alimentación de la antena, también en tecnología microstrip, significará que nuestro diseño tiene pérdidas y se deberá encontrar una solución a este problema de fugas.
- **Ondas superficiales:** Las ondas superficiales producen pérdidas que limitan el rendimiento de la línea de transmisión o de la antena. Suelen aparecer en substratos gruesos y normalmente debido a la diferencia de densidades entre dos medios que se intentan conectar. Estas ondas se quedan atrapadas entre los dos medios debido a efecto reflejivos sin llegar a ser radiadas, lo que se conoce como "reflexión interna total". Estas ondas suelen quedar atrapadas en los substratos de las antenas microstrip y producen acoplamientos que disminuyen su rendimiento. En el caso de que estas ondas llegaran a los límites de la estructura de la antena, estas podrían llegar a ser radiadas por efectos difractivos en los ejes, lo que supondría una posible interferencia con las ondas radiadas por la antena, y la consecuente degradación del rendimiento y patrón de radiación de la antena.

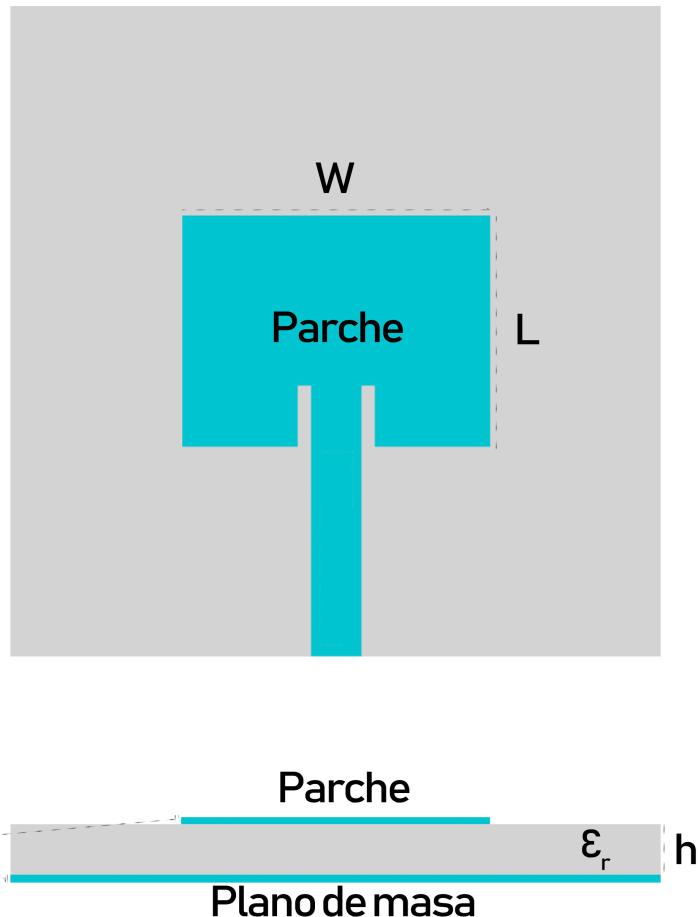


Figura 3.2: Partes de una antena microstrip

- **Ondas guiadas:** Este tipo de ondas aparecen cuando la tira microstrip está siendo usada como línea de transmisión o guía de onda. Estas ondas comienzan a viajar dentro del substrato cuando este está llenado casi en la totalidad de su superficie por tiras microstrip eléctricas, lo que provoca que se queden revolviendo entre las tiras superiores y el plano de masa.

3.4. Métodos de alimentación

Existen diversas maneras de alimentar una antena en tecnología microstrip. Denominamos alimentación a proceso de interconexión entre el parche y el resto del circuito integrado, incluyendo en el cualquier otro elemento pasivo, generadores, etc. Los métodos de alimentación para antenas microstrip se pueden agrupar por categorías como: Métodos de alimentación

directo, alimentación por proximidad y alimentación por apertura.

3.4.1. Métodos de alimentación directa

Los métodos de alimentación directa son aquellos en los que se interconectan físicamente las dos estructuras que componen el sistema de comunicaciones: La estructura dedicada a la alimentación, procesado y/o filtrado de la señal, y el elemento radiante. Dentro de este método de alimentación, existen dos técnicas principales: La alimentación por línea de transmisión microstrip y la alimentación por sonda coaxial.

3.4.1.1. Alimentación por línea microstrip

La línea de alimentación microstrip se basa en una tira de tecnología microstrip que se conecta directamente a la antena. Esta tira se caracteriza por su anchura, cuya variación definirá la impedancia que al final de la línea, verá la antena. Su espesor es igual al del parche microstrip y se sitúa, de igual manera sobre el substrato. En esta técnica de alimentación se ha de tener especial cuidado a la hora de diseñar el alimentador, puesto que ciertas configuraciones de las dimensiones de la tira pueden llevar a resonancias que propaguen la señal que se está intentando llevar a la antena.

Este tipo de línea es el más fácil de fabricar e integrar en el circuito, además de su facilidad de adaptación de impedancias mediante el diseño del *Inset* o inserciones que se realizan dentro del parche para encontrar el punto donde las impedancias de la línea y la antena son idénticas y así conseguir la máxima transferencia de potencia. Entre sus limitaciones principales está el hecho de que al aumentar el grosor del substrato aparezcan ondas superficiales y ondas espaciales, lo que en términos prácticos significa una limitación del ancho de banda del 2% al 5% de la frecuencia de la onda que se desea emitir.

3.4.1.2. Alimentación por sonda coaxial

La alimentación por línea coaxial consiste en conectar el vivo de un cable coaxial directamente al parche microstrip y su malla de tierra al plano de tierra de la antena. Este método también es sencillo de construir e implica una baja radiación espuria. También es un método que permite una fácil adaptación entre la línea y la antena, para ello se irá variando la posición de instalación de la sonda respecto al radiador de la misma forma en la que actuaban los inset en la alimentación por línea microstrip. Su principal dificultad de implementación reside en el hecho de tener que perforar el radiador para colocar y soldar el vivo del coaxial a este.

3.4.2. Métodos de alimentación indirecta

En estos métodos de alimentación, no existe un material conductor que toque físicamente el parche sino que este se alimentará por acoplamiento electromagnético entre un material conductor instalado cerca de él. Estos métodos de alimentación solucionan ciertas limitaciones que producen las alimentaciones directas, como el hecho de producir radiaciones con polarizaciones cruzadas.

3.4.2.1. Alimentación por proximidad

Para este método se hará uso de dos substratos, un substrato entre el plano superior donde se instalará el parche microstrip y un plano central donde se encontrará la línea de alimentación también en tecnología microstrip. El segundo substrato separará el plano central de alimentación con un plano de tierra situado en la parte inferior de toda la infraestructura. El principio de funcionamiento se basa en el acoplamiento electromagnético entre la línea de transmisión situado como un sándwich entre los dos substratos, y el parche en la capa superior. Las constantes dieléctricas de los distintos substratos son distintas y esto será de ayuda a la hora optimizar la penetración entre capas

Además, este método de alimentación permite la obtención de mejores anchos de banda, menor radiación espuria, mejor supresión del paso de modos de orden superior, y facilidad para adaptar la línea microstrip al parche. La principal desventaja de este método reside en la utilización de dos substratos, lo que incrementa notablemente el grosor del sistema de antena, lo que en ciertas aplicaciones puede no ser viable.

3.4.2.2. Alimentación por ranura

El método de alimentación indirecta por ranura o alimentación por apertura se basa en el principio de funcionamiento del método de alimentación por proximidad. En este método también se utilizan dos substratos, pero en una configuración distinta, en la que los planos de tierra y de alimentación, se intercambian las posiciones. Ahora en el plano inferior se encontrará la línea de alimentación microstrip mientras que en el plano central encontraremos el plano de tierra. Lo que caracteriza a este método de alimentación es que el plano de tierra central, tendrá una pequeña ranura o apertura cuyas dimensiones y posición serán claves para la adaptación de impedancias entre la línea y el parche, que seguirá instalado en el plano superior.

Con el mismo principio de funcionamiento que la alimentación por proximidad, el parche será alimentado electromagnéticamente por la línea a través de la ranura del plano central. Este tipo de alimentación por apertura se aventaja con respecto a la alimentación por proximidad en que, al estar la línea de alimentación en el plano inferior y separada por el plano central de masa, se evitan interferencias electromagnéticas entre las radiaciones de cada plano.

Al igual que en la alimentación por proximidad, este método de alimentación ayuda a obtener una mejor pureza de polarización, un mayor ancho de banda, y una mayor facilidad de adaptación a costa de un mayor grosor del sistema de comunicación.

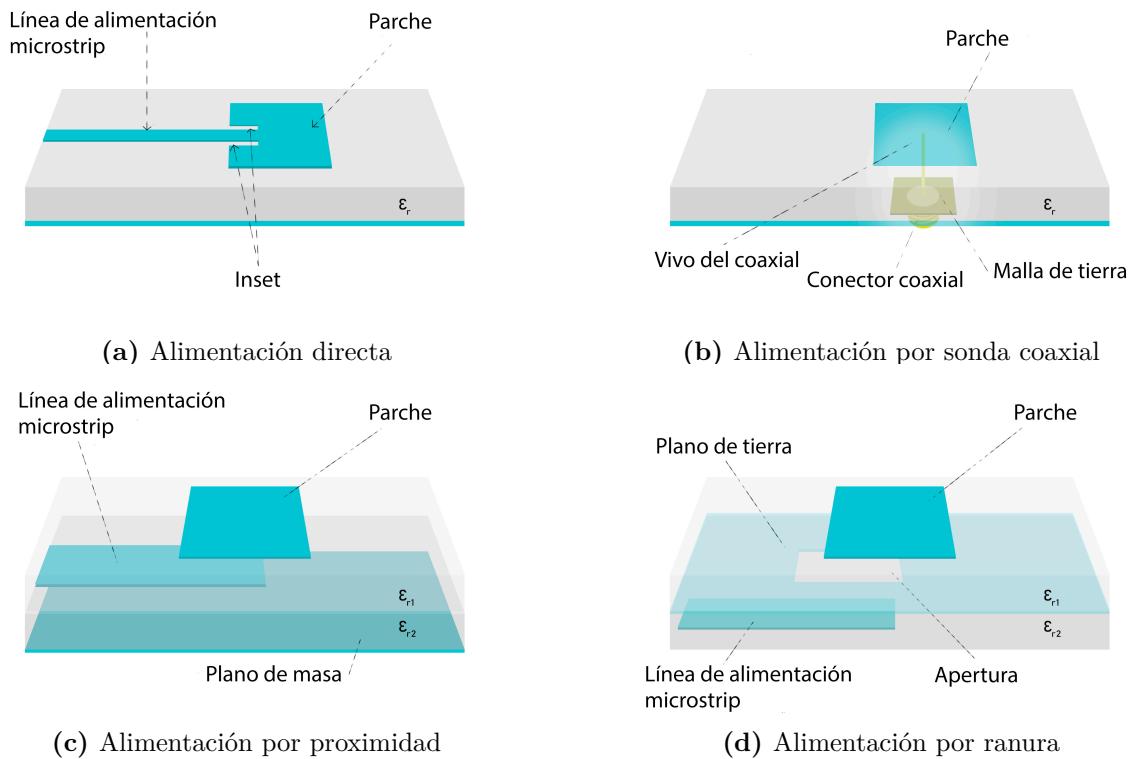


Figura 3.3: Tipos de alimentación de antenas microstrip

Característica	Línea microstrip	Mi- crostrip	Sonda Coaxial	Proximidad	Ranura
Radiación del Feed	Poca	Poca	Poca	Poca	Mínima
Fiabilidad	Máxima	Alta	Alta	Alta	Alta
Fabricación	Fácil	Requiere soldadura	Requiere alineación	Requiere alineación	Requiere alineación
Adaptación de impedancias	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil
Ancho de Banda	2-5%	2-5%	2-5%	2-5%	13-15%

Tabla 3.1: Resumen de características de cada tipo de alimentación

3.5. Métodos de análisis

Existen diferentes métodos para analizar el comportamiento de una antena en tecnología microstrip. Cada uno nos ofrece una diferente relación entre complejidad y precisión entre los resultados empíricos y los que se obtienen en la realidad. Los métodos más comunes de análisis son el método de línea de transmisión, el método de cavidad, y el método de onda completa.

El método de línea de transmisión es más sencillo pero con una menor exactitud a la hora de obtener los resultados así como una menor facilidad para modelar el acoplamiento. Este método además, solo es útil a la hora de diseñar y analizar parches rectangulares. Comparado con el, el método de cavidad nos ofrece una mayor precisión sacrificando la complejidad a la hora de realizar los cálculos. El método de onda completa es usado para obtener los resultados más exactos, versátiles, y con mayor facilidad para tratar elementos finitos, así como arrays infinitos, pilas, y antenas microstrip con formas completamente aleatorias, pero sacrificando la facilidad en el análisis ya que se trata de un método muy complejo y no nos ofrece una buena visión física para entender los fenómenos físicos que ocurren en la antena.

En este proyecto se ha usado principalmente el método de línea de transmisión para el diseño de las antenas microstrip, con lo que se procederá a profundizar en la explicación de este método obviando los métodos de cavidades y onda completa dada su complejidad.

3.5.1. Método de análisis y diseño por línea de transmisión

El método de línea de transmisión, es un método de análisis del comportamiento físico de una antena microstrip que ofrece una manera sencilla de modelar la antena, con unos cálculos más rápidos y una visión más sencilla de lo que ocurre físicamente en la antena, a costa de unos resultados menos precisos que los que encontraríamos en otros métodos de análisis. Este método de análisis modela la antena microstrip como dos ranuras, separadas por una línea de transmisión de baja impedancia Z_c y de longitud L (fig. 3.4).

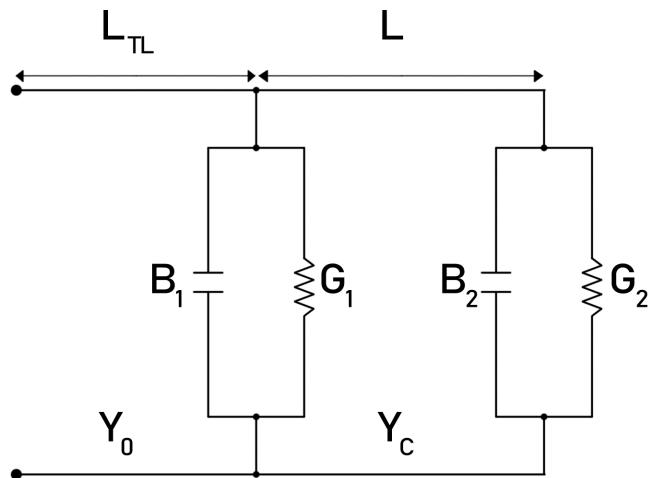
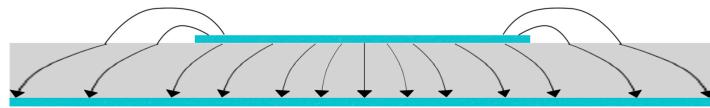


Figura 3.4: Modelo equivalente del circuito de la antena microstrip

Para explicar el modelo de línea de transmisión tomaremos como ejemplo el análisis de un parche rectangular. Debido a que las longitudes de ancho W y alto L del parche son limitadas, los campos eléctricos en los ejes producen el efecto *fringing* en el parche. Este efecto es de vital importancia a la hora del diseño de las dimensiones de los ejes ya que influye en la frecuencia

de resonancia de la antena. Para el plano E, el efecto *fringing* se comporta en función de la relación entre la longitud del parche L y la altura del substrato h y su constante dieléctrica ϵ_r .

Para el caso en el que la antena original se sustenta sobre el plano superior de un substrato con dieléctrico ϵ_r y y por encima del parche solo se encuentra el aire, se puede observar cómo el flujo de las líneas de campo eléctrico viajan en primer lugar por el aire, para luego concentrar su flujo en el substrato (fig. 3.5a). Esto hace que la antena se pueda modelar como una línea microstrip sumergida en un substrato cuya constante dieléctrica es ϵ_{reff} , también denominada *constante dieléctrica efectiva* (fig. 3.5b). Se puede obtener la constante dieléctrica efectiva mediante la ecuación 3.1.



(a) Distribución de las líneas de campo eléctrico

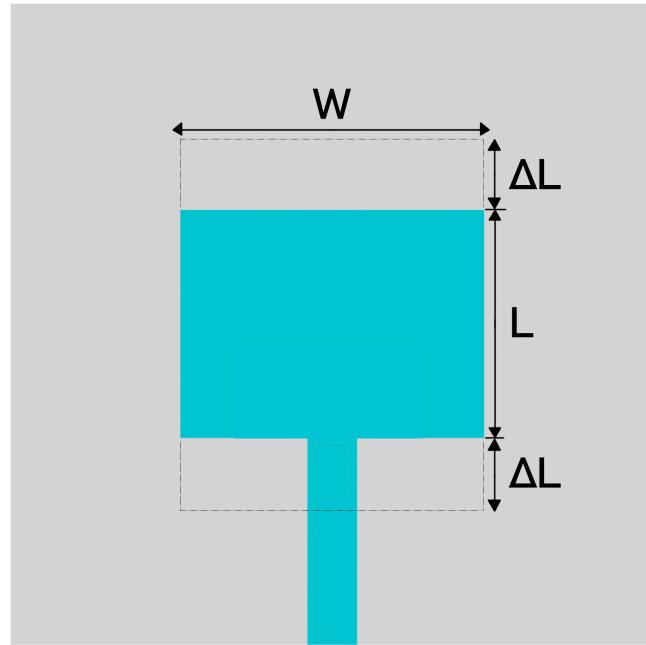


(b) Modelado de la constante dieléctrica efectiva

Figura 3.5: Antena microstrip según el modelo de línea de transmisión

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.1)$$

En efectos prácticos, el efecto *fringing* produce que las dimensiones eléctricas vistas por la antena sean mayores a las dimensiones físicas reales. Este incremento de distancia ΔL (fig. 3.6), queda en función de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} , y la relación entre la anchura y la altura de la antena (eq. 3.2). El hecho de añadir este incremento de longitud hará que los cálculos respecto al diseño de la antena tengan que estar en función de esta nueva longitud (eq. 3.3).



(a) Vista de alzado



(b) Vista de perfil

Figura 3.6: Modelado del incremento de longitud debido al efecto *fringing*

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\varepsilon_{refr} + 0.3)(\frac{W}{h} + 0.264)}{(\varepsilon_{refr} - 0.258)(\frac{W}{h} + 0.8)} \quad (3.2)$$

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (3.3)$$

Otra variable que será importantes a la hora de diseñar la antena o el array de antenas será la longitud de onda en el medio guiado λ_g :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{refr}}} \quad (3.4)$$

Una vez que se ha tenido en cuenta los conceptos de longitud efectiva y *fringing* se puede proceder al diseño del parche microstrip. Se trata de un proceso de diseño sencillo según el

método de línea microstrip, en el cual solo necesitaremos especificar de antemano los valores de constante dieléctrica del substrato elegido ε_r , la altura de este h y la frecuencia a la que se pretende que trabaje la antena f_r . Con estos parámetros se calcularán las dimensiones del parche W y L . Para ello es común seguir el siguiente flujo de trabajo:

1. Calcular la anchura del parche W :

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (3.5)$$

Donde v_0 es la velocidad de la luz en el vacío.

2. Calcular la constante dieléctrica efectiva ε_{ref} mediante la eq. 3.1.
3. Calcular el incremento de longitud debido al efecto *fringing* mediante la ecuación 3.2.
4. Finalmente obtener la longitud del parche L :

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{ref}}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} - 2\Delta L \quad (3.6)$$

Una vez que se han calculado las dimensiones del parche, vamos a proceder a su adaptación. Para ello, es muy común el uso de pequeñas inserciones de la línea de alimentación microstrip dentro del parche, abriendo dos ranuras alrededor de esta. Con esto se consigue que la línea de alimentación con una impedancia característica Z_c esté completamente adaptado en impedancias con el parche. Estas pequeñas ranuras o *insets* tendrán una longitud específica en la que se sabe que la posición en la que se encuentra el final de la línea concuerda con la misma impedancia dentro del parche. .

explicar mejor?

Para hallar la longitud del *inset* se necesita tener en cuenta las admitancias Y , conductancias G y susceptancias B de las ranuras y así poder calcular cuál es la resistencia de entrada resonante donde buscar la adaptación entre *feed* y parche. Para ello primera se calcula la conductancia G_1 :

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (3.7)$$

Donde I_1 se calcula mediante:

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin(\frac{k_0 W}{2}) \cos \theta}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (3.8)$$

Las dos ranuras producirán una conductancia mutua G_{12} cuyos efectos han de ser tenidos en cuenta para calcular la resistencia de entrada:

$$G_1 = \frac{I_{12}}{120\pi^2} \quad (3.9)$$

Donde I_{12} se calcula mediante:

$$I_{12} = \int_0^\pi \left[\frac{\sin(\frac{k_0 W}{2}) \cos \theta}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin(\theta)) \sin^3 \theta d\theta \quad (3.10)$$

Donde se entiende por J_0 como la función de Bessel de orden cero.

Se obtendrá la resistencia de entrada resonante R_{in} mediante:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (3.11)$$

Finalmente, hallaremos la distancia con la que se ha de diseñar el *Inset* y_0 (fig. 3.7), para conseguir la adaptación de impedancias entre la alimentación directa por línea microstrip y el parche.

$$y_0 = \left(\frac{L}{\pi} \right) \arccos \left(\sqrt{\frac{R_{in}(y = y_0)}{R_{in}}} \right) \quad (3.12)$$

Donde $R_{in}(y = y_0)$ es la impedancia característica de la línea de alimentación microstrip.

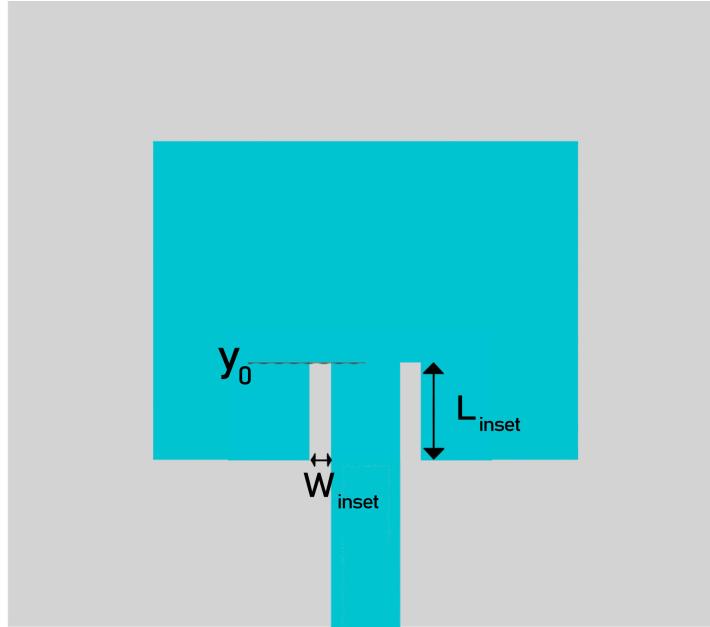


Figura 3.7: Altura del *Inset* para adaptar las impedancias

Tras realizar el análisis se obtendrán unos parámetros característicos de la antena con leves márgenes de error sobre los inicialmente buscados en el diseño. Esto se debe a la simplicidad de análisis del modelo de línea de transmisión, pero estos parámetros ya estarán dentro de los órdenes de magnitud buscados y se hará muy sencilla la corrección de ciertas dimensiones para conseguir adaptar el diseño del todo a nuestras especificaciones.

3.6. Otros parámetros de análisis

Además de los parámetros que se han calculado anteriormente para diseñar la antena microstrip, la construcción del sistema completo necesitará de otras características para su correcto funcionamiento. Estos nuevos parámetros están relacionados con las líneas de transmisión microstrip que alimentarán la antena y darán forma al array. Es importante que las líneas de transmisión tengan unas dimensiones específicas puesto que son estas las que definen sus características. Un buen diseño de las líneas de transmisión será de ayuda para una sencilla adaptación de impedancia entre la antena, la fuente y otras líneas de transmisión adyacentes.

3.6.1. Ancho de la línea de transmisión

El ancho de la línea de transmisión W_{feed} es clave para el diseño de esta puesto que es quien define su impedancia característica. En una configuración de línea de transmisión en tecnología microstrip, podemos sintetizar el ancho de la antena según la impedancia que se desea obtener para un diseño específico. Es necesario conocer de antemano cuál va a ser la altura del sustrato. A partir de ahí aplicaremos la siguiente ecuación:

$$\frac{W_{feed}}{h} \approx \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2}, & \frac{W_{feed}}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right) \right], & \frac{W_{feed}}{h} > 2 \end{cases} \quad (3.13)$$

Donde A y B pueden ser calculados mediante las ecuaciones:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (3.14)$$

$$B = \frac{337\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.15)$$

Donde Z_0 representa la impedancia que deseamos obtener en la línea de transmisión. Para que esta síntesis llegue a cumplirse, la altura o espesor de la línea de transmisión debe ser muy pequeña en comparación a las dimensiones de la anchura que se pretende obtener W_{feed} y la altura del substrato donde se sostiene la tira microstrip h .

3.6.2. Altura de la línea de transmisión

La altura o longitud L_{feed} de la tira de alimentación microstrip puede, en principio, tener cualquier valor, y este queda reservado para nuestras necesidades de diseño. Pero existe un

caso especial en el que es necesario especificar una altura de la línea concreta.

Cuando, por razones de diseño de cualquier tipo de circuito electrónico, necesitamos realizar una adaptación de impedancias entre dos sistemas cuyas impedancias son puramente reales u óhmicas y de distinto valor, existe un método de adaptación de estas, muy sencillo de implementar, denominado "Transformador $\lambda/4$ ".

El transformador $\lambda/4$ se basa en la adición de una línea de transmisión cuya longitud sea igual a la cuarta parte de la longitud de onda en el medio guiado de la señal a la que se pretende transmitir. Esta línea de transmisión además deberá de tener una impedancia característica de:

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_0 R_L} \quad (3.16)$$

Donde Z_0 es la impedancia característica de la línea del circuito alimentador y R_L es la carga del sistema que se desea adaptar al circuito anterior (fig. 3.8).

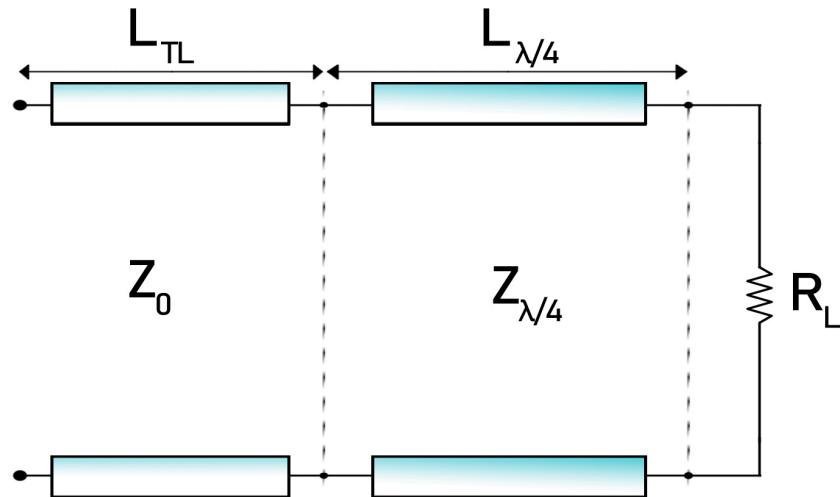


Figura 3.8: Circuito con adaptador $\lambda/4$

En el caso de que cualquiera de las impedancias, ya sea de la parte del generador o de la carga, no sea puramente óhmica deberemos añadir otro tipo de adaptadores, como elementos pasivos en serie o paralelo, cuya función es anular la parte reactiva de las impedancias de estos circuitos.

4. Arrays de Antenas

4.1. Introducción

Un array o vector de antenas se basa en la agrupación de un cierto número de elementos individuales de antenas para conseguir que trabajen como una sola, mejorando así las prestaciones globales de esta e incluso llegar a obtener parámetros característicos que serían imposibles de conseguir con el trabajo de una sola antena.

En cierto tipo de aplicaciones, necesitamos patrones de radiación o ganancias que antenas de un único elemento no nos pueden ofrecer, ya que los patrones de directividad de estos suelen ser anchos y muy poco directivos. Cuando se necesitan antenas con ganancias más elevadas o patrones de directividad estrechos y concentrados para, por ejemplo, radio enlaces, o patrones estrechos en un plano, pero muy extendidos en su perpendicular, como se hace necesario en aplicaciones de telefonía móvil donde se intenta concentrar el haz hacia las calles y las casas y evitar propagar la señal al cielo, se hace indispensable el uso de agrupaciones de antenas para modelar la radiación de la señal según nuestras especificaciones.

Normalmente un array de antenas está formado por la agrupación del mismo tipo y modelo de antenas dispuestas en una geometría específica. Aunque esto no es estricto, y diferentes tipos de antenas pueden actuar como array para conseguir configuraciones más específicas o cuando otro tipo de limitaciones, como factores de diseño o económicos, no nos permiten usar el mismo tipo de antenas.

Cuando se dispone de un array de antenas, lo común es que este se diseñe para que el campo electromagnético radiado total sea la suma de los campos individuales trabajando en forma de interferencia constructiva para el lóbulo principal, y en forma de interferencia destructiva para el resto del espacio, de forma que la máxima transferencia de potencia se centre en el lóbulo principal. Para conseguir un correcto funcionamiento de un array de antenas según las especificaciones marcadas para nuestra aplicación se deberán tener en cuenta una serie de factores clave en el diseño:

- **La configuración geométrica:** Se deberá conocer de antemano qué tipo de configuración geométrica se aplicará a la hora de distribuir los elementos individuales: Lineal, circular, rectangular, etc. Esta distribución es clave para la correcta aproximación a los parámetros finales deseados.
- **Distancia entre elementos:** La distancia entre elementos afectará a como los campos electromagnéticos interfieren entre si y estos son sumados en el campo lejano.
- **La amplitud de excitación:** Una incorrecta intensidad de excitación a uno o varios de los elementos que conformen el array puede llevar a superposiciones indeseadas que deformen por completo el patrón de radiación de nuestra antena global.

- **La fase de excitación:** La fase con la que se alimenta cada elemento individual es un factor clave para modelar el comportamiento global de la antena. Si se alimenta cada elemento siempre con la misma fase se obtendrá un patrón de radiación concreto y estático mientras que el hecho de variar la fase a cada elemento de forma individual hará que el patrón de radiación varíe según las necesidades. Esta variación de fase es normalmente llevada a cabo por ordenador y son también conocidos como *Phased arrays*
- **El patrón de radiación de cada elemento:** Para que un elemento llegue a interferir constructiva o destructivamente sobre la radiación de otro, es necesario que sus patrones lleguen a mezclarse físicamente, para ello, el patrón de radiación de cada elemento individual debe estar controlado para así poder predecir cual será el resultado de la antena global.

4.2. Array de dos elementos

Para explicar la teoría detrás de los arrays de antenas se comenzará por la agrupación más simple: Un array de dos dipolos simples. Suponiendo que no existe acoplamiento mutuo entre ambos, se deduce que el campo radiado total por el array es igual a la suma de los campos de los elementos individuales. Comenzaremos definiendo la amplitud E_i de la señal producida por una única antena cuya radiación es esférica o isotrópica.

$$E_i = I_0 \frac{e^{-jkr_i}}{4\pi r_i} \quad (4.1)$$

Con la suma de ambas ondas de igual valor y fase pero diferente localización espacial podremos obtener el valor del campo en una posición concreta del espacio. Cuando la diferencia de caminos entre las dos ondas es múltiplo entero de la longitud de onda en el espacio λ_0 , se obtendrá una interferencia constructiva en el punto donde se realiza la suma de campos, mientras que si la diferencia de caminos es múltiplo de π , la interferencia será destructiva. La señal se basa en la original pero proporcional a un factor de interferencia.

$$E_t = I_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi} (1 + e^{jkd \cos \theta}) \quad (4.2)$$

Donde el término $d \cos \theta$ denota la diferencia de caminos recorrida por las ondas de los dos elementos a una distancia r .

$$E_t = E_1 + E_2 = \frac{e^{kr_1 - (\beta/2)}}{4\pi r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{kr_2 + (\beta/2)}}{4\pi r_2} \cos \theta_2 \quad (4.3)$$

5. Diseño y análisis de arrays de parches microstrip

5.1. Introducción

En este capítulo se va a abordar la realización del diseño inicial de un conjunto de configuraciones de arrays de antenas microstrip para las frecuencias de 2.4 Ghz, 6 Ghz y 27 Ghz. Como se mencionó en la sección 1.5, el diseño y simulación de estas configuraciones se realizará mediante la herramienta Ansys®HFSS y MathWorks®MATLAB.

Todos las antenas de parche microstrip individuales y las posibles configuraciones de array que se diseñen con el conjunto de estas, estarán basadas en unos criterios y especificaciones de construcción común:

- **Polarización:** Lineal
- **Tipo de alimentación:** Directa por línea microstrip
- **Impedancia de entrada:** 50Ω
- **Altura del substrato:** 1.52 mm
- **Altura de los planos conductores:** 12 μm
- **Substrado:** Rogers 4003 (RO4003)
- **Constante dieléctrica del substrato:** 3.55

no me acuerdo

5.2. Cálculos iniciales con MATLAB

En primer lugar, se realizará un síntesis de las ecuaciones necesarias para diseñar parches microstrip en MATLAB. Para ello usaremos las ecuaciones recogidas en la sección 3.5. Se explicará paso a paso el código implementado para la obtención de estos resultados.

En primer lugar se realizará la declaración inicial de variables, donde se almacenarán en la memoria del computador los valores de las constantes que se usarán a lo largo de los cálculos. La única variable que tendrá que ser introducida a mano por el usuario es la frecuencia en Ghz a la que se desea realizar el diseño de la antena. Además, desde aquí se realizará el cálculo de otros parámetros que necesitaremos más adelante, como la longitud de onda λ_0 o el número de onda k .

Código 5.1: Declaración de variables iniciales

```

1 %% Input Variables
2 f = input('Introduzca la frecuencia de trabajo deseada (Ghz): '); % Frecuencia a la que se van a realizar los cálculos
3
4 er = 3.55; % Constante dieléctrica
5 h = 1.52; % Altura del substrato
6
7 % Otras variables
8 c = physconst('LightSpeed'); % Velocidad de la luz
9 f = f*1e9; % Frecuencia en Ghz
10 h = h*1e-3; % Longitud en mm
11 lambda = c/f; % Longitud de onda en el vacío
12 ko = 2*pi/lambda; % Número de onda
13 Zo = 50; % Impedancia de entrada

```

A continuación se procederán calcular los parámetros característicos del diseño de la antena como son su anchura W , longitud L , etc.

Código 5.2: Parámetros de diseño de la antena

```

1 %% Cálculos del Parche
2
3 W = (c/(2*f))*sqrt(2/(er+1)); % Ancho del Parche (Width)
4 erff = ((er+1)/2) + ((er-1)/2)*(1+12*h/W)^(-1/2); % Coeficiente del dieléctrico efectiva
5 Leff = c/(2*f*sqrt(erff)); % Longitud efectiva
6 Al = (((0.412*h*(erff+0.3)*((W/h)+0.264))/((erff-0.258)*((W/h)+0.8))); % Incremento de Longitud
    ↪ normalizada
7 L = Leff - 2*Al; % Longitud del parche
8 a = 0.7*lambda; % Separacion entre parches

```

También calcularemos la anchura W_{feed} y longitud L_{feed} necesaria para las líneas de transmisión microstrip así como la longitud para las líneas que actúen como transformadores $\lambda/4$. La anchura de las líneas microstrip será calculada en base a la variable Z_0 , la cual ha sido declarada anteriormente con un valor de 50 (Ω), este valor puede ser cambiado en el código para obtener la anchura de la línea para sintetizar cualquier impedancia que necesitemos en esta.

Código 5.3: Parámetros de diseño de la línea de alimentación

```

1 %% Cálculos de línea de alimentación
2
3 lambdaguided = lambda/sqrt(erff); % Longitud de onda en medio guiado
4 Lfeed = lambdaguided/4; % Longitud lambda cuartos
5
6 %Calculo de la anchura de la línea
7 A = (Z0/60)*(sqrt((er+1)/2))+((er-1)/(er+1))*(0.23+(0.11/er));
8 B = (377*pi)/(2*Z0*sqrt(er));
9 Coef = (8*exp(A))/((exp(2*A))-2);
10 if (Coef <= 2)
11     Wline = Coef*h; % Anchura si W/h <= 2
12 elseif (Coef > 2)
13     Coef = (2/pi)*(B-1-log(2*B-1)+((er-1)/(2*er))*(log(B-1)+0.39-(0.61/er)));
14     Wline = Coef*h; % Anchura si W/h > 2
15 end

```

Finalmente, se calculará la longitud que deberán tener las ranuras o *insets* para adaptar que la línea de alimentación encuentre la posición dentro de la antena donde se adaptan sus impedancias.

Código 5.4: Parámetros de diseño del *inset*

```

1 %% Inset
2
3 I1 = @(theta) (sin((ko*W/2)*cos(theta))./cos(theta)).^2.*sin(theta).^3;
4 G1 = integral(I1,0,pi); % Admitancia de la TL
5 I2 = @(theta) ((sin((ko*W/2)*cos(theta))./cos(theta)).^2).*besselj(0,ko*L*sin(theta)).*sin(theta).^3;
6 G12 = (1/(120*pi.^2)).*integral(I2,0,pi); % Admitancia mutua
7 Rin = 1./2*(G1+G12); % Impedancia de entrada
8 yo = (L/pi).*acos(sqrt(Zo/Rin)); % Longitud del inset

```

Con todos estos parámetros calculados se podrá proceder a diseñar y analizar los arrays de antenas en HFSS.

5.3. Diseño y Análisis en Ansys HFSS

Es el momento de comenzar con el diseño de las antenas y los arrays de antenas en tecnología micorstrip mediante Ansys HFSS. Se han escogido una serie de configuraciones a diseñar que varían desde un solo elemento hasta un array compuesto de 16 elementos en disposición de array bidimensional. De esta manera, podrá analizarse al final del proyecto, qué tipo de configuración es la más adecuada para nuestras características, en conceptos como directividad, patrón de radiación, eficiencia o dimensiones.

Las configuraciones elegidas son las siguientes:

- Antena de parche de un único elemento
- Array de parches **2x1** (2 antenas) dispuestas en serie
- Array de parches **2x1** (2 antenas) dispuestas en paralelo
- Array de parches **2x2** (4 antenas) dispuestas en paralelo
- Array de parches **4x1** (4 antenas) dispuestas en paralelo
- Array de parches **4x2** (8 antenas) dispuestas en paralelo
- Array de parches **4x4** (16 antenas) dispuestas en paralelo

Estas configuraciones serán repetidas en diferentes análisis para las frecuencias de: **2.4 GHz**, frecuencia usada para aplicaciones comunes como Wi-Fi o Bluetooth, donde la cobertura es uno de los principales factores de calidad en su uso. **6 GHz**, banda prevista para el despliegue de redes 5G de alta velocidad en el futuro. Y **27 GHz**, banda ya adjudicada para aplicaciones 5G de ultra-rápida velocidad y mínima latencia. Para este último caso, solo se realizará el diseño para el caso de una antena parche de un único elemento

camviar si ha-
go ams

Antes de empezar con el diseño, se va a proceder a mencionar ciertos parámetros de configuración de la herramienta Ansys HFSS, los cuales son necesarios a tener en cuenta para entender los resultados obtenidos, así como a explicar ciertos conceptos básicos sobre el funcionamiento de HFSS y realizar paso por paso, como ejemplo, el diseño de la antena parche básica.

5.3.1. Consideraciones previas de Ansys HFSS

Las consideraciones previas en cuanto a configuración y diseño en común a todas las antenas a diseñar son:

Todos los diseños serán realizados en el plano XY, donde el eje Y estará dedicado a las alturas y el eje X a las anchuras. La alimentación de la línea de transmisión será realizada mediante la técnica denominada Wave-port. Mediante los wave-port HFSS asume que la alimentación del sistema esta siendo realizada por una guía de onda semi-infinita cuya sección y propiedades son las mismas que se le asignen a este wave-port. A la hora de realizar el análisis de los parámetros de pérdidas de retorno (S), HFSS asume que el wave-port excitará el sistema con los modos naturales asociados a la sección de esa guía de onda. Cada modo con el que se excita el puerto contiene un vatio de potencia. Por otra parte, los parámetros S serán referenciados a la impedancia que le sea asignada a este puerto en el momento de su declaración en el programa, en nuestro caso 50Ω .

Los planos conductores, es decir, el conjunto de parche y alimentación y el plano de tierra tendrán la propiedad de *PerfectE*, lo que le proporciona las características de superficie conductora perfecta. A esta propiedad también se le denomina *boundary* y no ha de confundirse con el material asignado a los elementos conductores. Esta propiedad obliga al campo eléctrico a ser perpendicular a la superficie. Otro *boundary* o contorno esencial que encontraremos en nuestros diseños es el *Radiation*. La propiedad *boundary* de *radiation*, la cual será asignada a la caja de radiación que rodee el sistema completo en sus tres dimensiones, será capaz de simular la propagación de la radiación a una distancia infinita, pudiendo analizar así nuestra antena como si nos encontráramos en la región de campo lejano.

En cuanto a los materiales asignados a cada elemento, la configuración será la misma para todos los diseños: La caja de radiación será asignada a vacío, así asumiremos que no hay ningún tipo de pérdidas de propagación a la hora de realizar el análisis. El substrato será asignado a *Rogers RO4003*, diseñado para circuitos de alta frecuencia y fabricado con láminas de cerámicas de hidrocarburos, cuya constante dieléctrica ϵ_r es de 3.55, y su factor de pérdidas tan δ es de 0.0021 a 2.5 GHz.

El proceso de análisis que realiza HFSS para simular el comportamiento eléctrico de los diseños se basa en el Finite Element Method (FEM) o método de elementos finitos. Para ello, HFSS crea una malla de tetraedros a lo largo de las diferentes superficies de nuestro diseño. HFSS irá realizando iteraciones de la simulación donde en cada una de ellas, los tetraedros irán reduciendo su tamaño y adaptándose automáticamente a la forma de nuestro diseño. De esta forma, nuestro diseño es discretizado y en cada uno de estos tetraedros serán calculadas las ecuaciones de Maxwell en forma diferencial. En cada iteración se compararán los resultados obtenidos en cuanto a la dispersión de los puertos con la iteración anterior, la diferencia entre ambas comparaciones se denominará *delda S*. Cuanto mayor sea este parámetro, mayor diferencia entre los resultados de las iteraciones, lo que significará que nuestro análisis aun necesita realizar más iteraciones, en las que los tetraedros se adapten del todo con el diseño, de forma que no exista variación de los resultados entre iteraciones.

Para ello, a la hora de configurar el *solver*, en nuestras simulaciones hemos elegido un número máximo de pasadas de 30, el cual siempre ha sido suficiente para que las simulaciones llegaran a converger y un valor de error de convergencia, *delta S*, de 0.002. Cuanto menor sea el valor, más precisos serán los resultados obtenidos, y por tanto, mayores cálculos tendrá que realizar nuestro computador. Este ha sido importante a la hora de realizar el proyecto, puesto que, no siempre se ha podido simular con tanta precisión debido a las limitaciones de la computadora en la que se está trabajando, con lo que se ha tenido que llegar a una solución de compromiso para el caso de los diseños más complejos: El array de 4x2 y de 4x4. En estos casos hemos tenido que aumentar la convergencia hasta valores de 0.02, puesto que simulaciones con menor convergencia llevaban al proyecto de HFSS a tardar varios días en completarse.

Otro ajuste previo a la simulación en HFSS es el *Frequency sweep* o barrido en frecuencia. Con él se ajustará cuál será el margen de frecuencias para el que se realizarán los cálculos de la simulación. En nuestro caso siempre será en un margen de ± 0.1 GHz con respecto a la frecuencia a la que se va a realizar la simulación. Este valor es suficiente para poder observar la curva de pérdidas de retorno completa para esta frecuencia. Además, se puede ajustar el intervalo de discretización del eje de frecuencias, para poder obtener así una mayor resolución en las gráficas que se vayan a analizar. En nuestro caso se ha elegido un intervalo de 0.0001. Por ejemplo, si nuestra frecuencia de diseño es de 2.4 GHz, la gráfica se mostrará desde los 2.3 GHz hasta los 2.5 GHz, cada 0.00001 GHz, lo que nos dará un total de 2001 puntos de resolución.

Para el análisis de los resultados, nos basaremos principalmente en las gráficas y parámetros que HFSS nos ofrece. Usaremos los reportes de las soluciones modales para graficar las pérdidas de retorno o parámetros S y comprobar así el ancho de banda, la frecuencia de trabajo y la calidad de nuestra antena. También nos fijaremos en las gráficas que analizan la parte real e imaginaria (óhmica y reactiva) de la impedancia, para así conocer el grado de adaptación de las impedancias de nuestra antena.

En cuanto a los reportes sobre el campo lejano de la antena, analizaremos los patrones de radiación 2D para los dos planos de radiación de la antena, E y H, es decir, cuando $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ y el diagrama de radiación polar en 3D, en ambos casos se mostrará la directividad de la antena en dBs. Otras características que HFSS ofrece para analizar el comportamiento de la antena, y que también se usarán en este proyecto, es la representación sobre la antena del comportamiento de los campos eléctrico y magnético, así como la visualización de los tetraedros usados por HFSS para analizar la antena. Para terminar, usaremos la HFSS para calcular automáticamente los valores de los parámetros característicos de la antena tales como directividad, eficiencia, etc.

Finalmente, cabe mencionar que todos los diseños estarán parametrizados. Esto quiere decir que cada parámetro de anchura y altura de cualquier sección del conjunto del parche estará asociado a una variable o a la derivación del cálculos entre otras variables. Se ha seguido una serie de patrones a la hora de declarar estas variables de forma que sea sencillo entender a qué sección pertenece cada una:

- **W/L:** Anchura/Altura del parche

- **Ws/Ls:** Anchura/Altura del substrato
- **Wwp/Lwp:** Anchura/Altura del *Waveport*
- **h:** Grosor del substrato
- **Linset/Winset:** Anchura/Altura del *inset*
- **W25/L25:** Anchura/Altura para línea con impedancia de 25Ω
- **W35/L35:** Anchura/Altura para línea con impedancia de 35.35Ω
- **W50/L50:** Anchura/Altura para línea con impedancia de 50Ω
- **W70/L70:** Anchura/Altura para línea con impedancia de 70.71Ω
- **W100/L100:** Anchura/Altura para línea con impedancia de 100Ω

En caso de que se necesiten otras variables estás tendrán una codificación del tipo: "Xdesc". Donde X es W o L según si la variable referencia a una anchura o a una altura respectivamente y desc será una palabra corta o acrónimo que defina el objeto al que hace referencia, por ejemplo: *feed*.

5.3.2. Proceso de diseño en HFSS

A continuación se va a explicar detenidamente el proceso de diseño y configuración de HFSS para el caso de la antena de parche única a 2.4 GHz, así como a analizar los resultados obtenidos. Para ello empezaremos usando el script diseñado en MATLAB anteriormente mostrado. Los resultados obtenidos son los que serán usados en HFSS para diseñar la primera aproximación de la antena. En este caso:

Parámetro	Dimensión
W	41.40 mm
L	32.73 mm
Linset	11.89 mm
Winset	1 mm
W50	3.36 mm
Ws/Ls	70 mm
h	1.52 mm

Tabla 5.1: Resumen de dimensiones de parche único microstrip

Crearemos un nuevo proyecto en HFSS y empezaremos creando un *box*, definiendo las variables que le dará dimensiones y centrándolo en el visualizador del proyecto. Para ello, como se ha mencionado anteriormente, se usarán las variables creadas o los cálculos derivados de ellas para obtener los resultados deseados (fig. 5.1). Observaremos que el cubo aparece ahora en la lista de sólidos del proyecto. Desde allí le asignaremos el material que le corresponde mediante la opción *Assign Material*.

El plano de masa se creará mediante un plano simple. Para ello se usará la herramienta *Draw Rectangle*, de igual manera que con el substrato, se le asignarán las variables idénticas a las asignadas al substrato, puesto que ambos tendrán el mismo ancho y alto, y se configurará su posición para que este esté centrado y pegado al plano inferior del substrato (fig. 5.2).

A continuación, se volverá al plano superior del substrato, y volviendo a usar la herramienta *Draw Rectangle* se creará un rectángulo con las medidas de W y L como ancho y alto respectivamente. Este rectángulo será nuestro parche (fig. 5.3). Cabe destacar como, todo lo relacionado con el parche, y el resto de circuitos de alimentación estarán situados sobre el substrato, es decir, a 1.52 mm sobre el origen de coordenadas del diseño del HFSS. Se volverá a repetir el proceso para el feed de alimentación, que unirá en uno de los lados que definen la anchura del parche al lado paralelo más próximo que define el ancho del substrato (fig. 5.4).

Seleccionando ahora los planos correspondientes a el *feed* y el parche se procederá a pulsar el botón *Unite*, que se encargará de unirlos como si fuera un solo material. Con este nuevo sólido que se habrá creado y seleccionando simultáneamente el rectángulo creado para el plano de masa se accederá a sus opciones y se pulsará sobre la opción *Assign Boundary>Perfect E*. De esta forma le daremos el comportamiento de conductor perfecto al conjunto de *feed* y parche y al plano de masa (fig. 5.5).

Para excitar el sistema crearemos el *Wave port*. Para ello se cambiará el plano de diseño de XY a ZX, para poder crear planos perpendiculares a los ya existentes en la antena. El *Wave port* consistirá en un rectángulo que rebose centrado sobre el extremo del substrato donde se puede acceder al *feed*. Este debe tener unas dimensiones para cubrir el *feed* por completo, así como tocar el plano de masa (fig. 5.6). De la misma manera que se usó para asignar la propiedad de conductor al parche, se seleccionará sobre el plano creado para el *Wave port* y en sus opciones aplicaremos: *Assign Excitation>WavePort*.

Los dos ranuras o *insets* que adaptarán el *feed* y la antena, se crearán como rectángulos sobre el substrato y pegados al *feed* dentro del parche (fig. 5.7a). Después, seleccionando el parche y ambos rectángulos se procederá, mediante el botón *subtract* a eliminar la superficie ocupada por los rectángulos, del plano del parche (fig. 5.7b). De esta forma se obtendrán las dos ranuras necesarias para conseguir la adaptación.

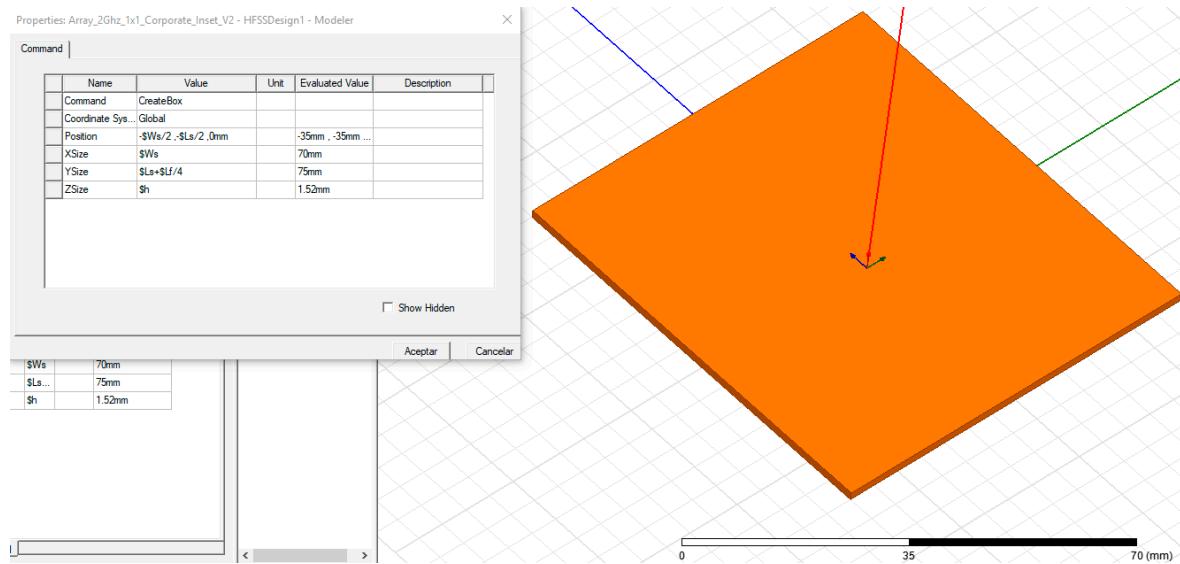


Figura 5.1: Creación del substrato

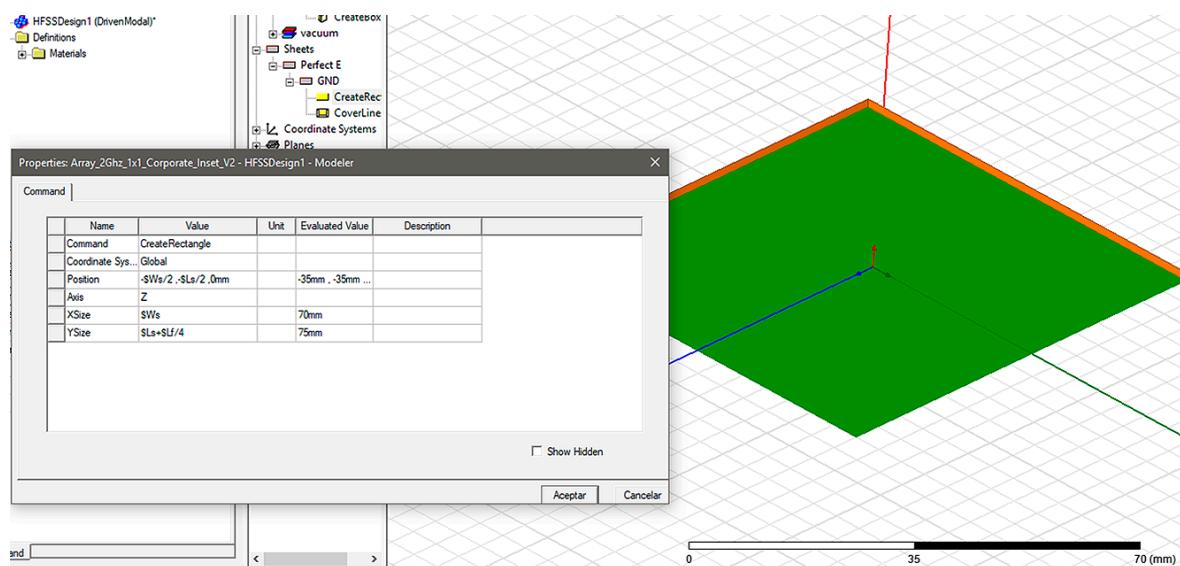


Figura 5.2: Creación del plano de masa

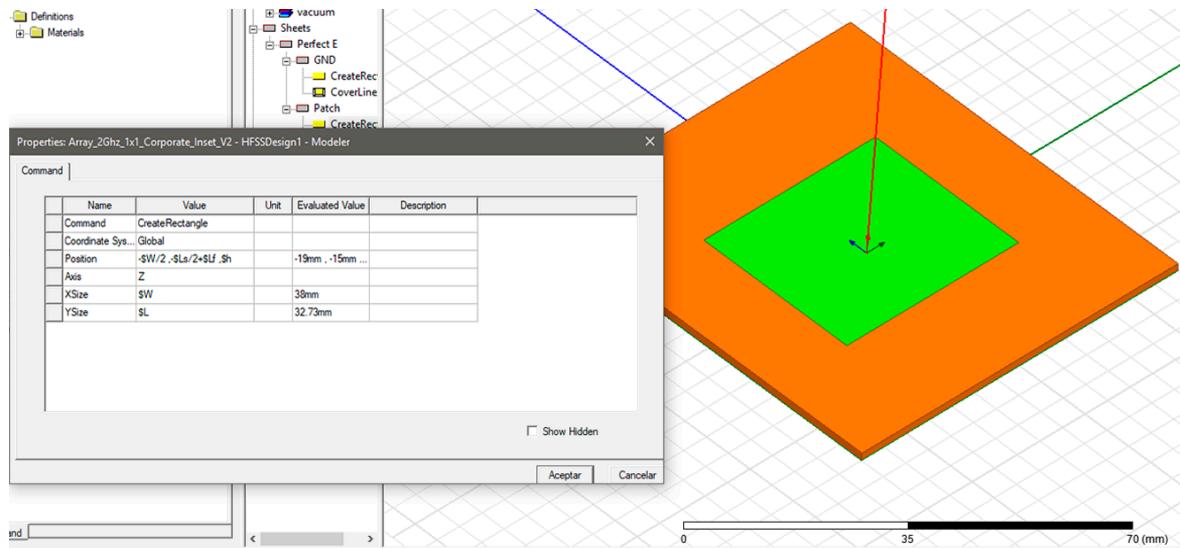


Figura 5.3: Creación del parche

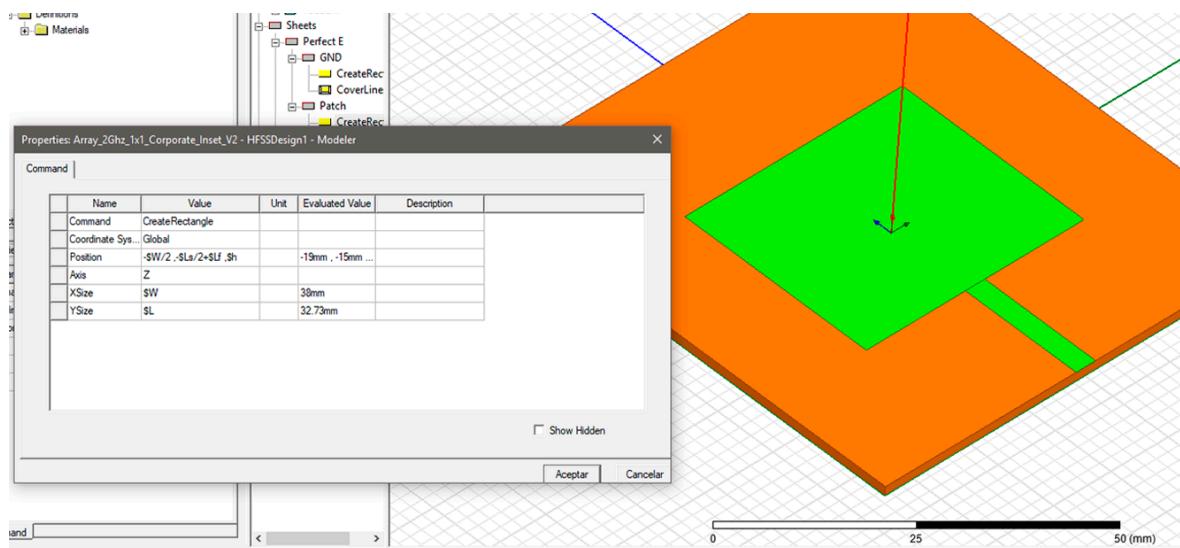


Figura 5.4: Creación del feed principal

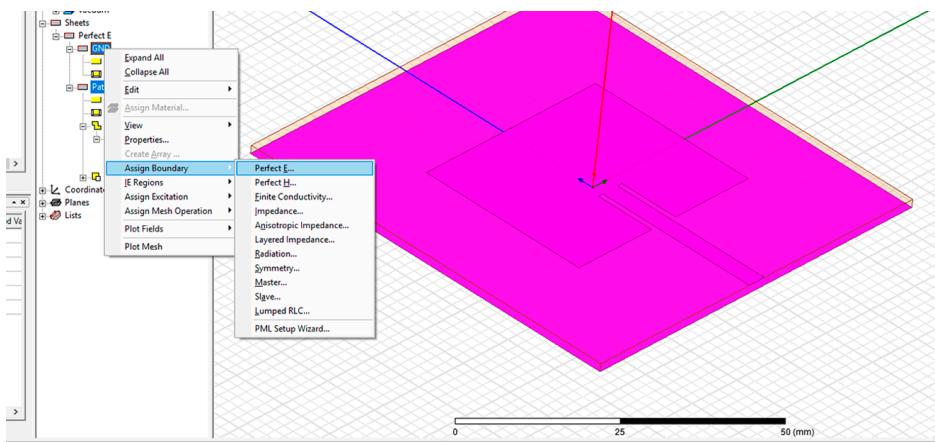
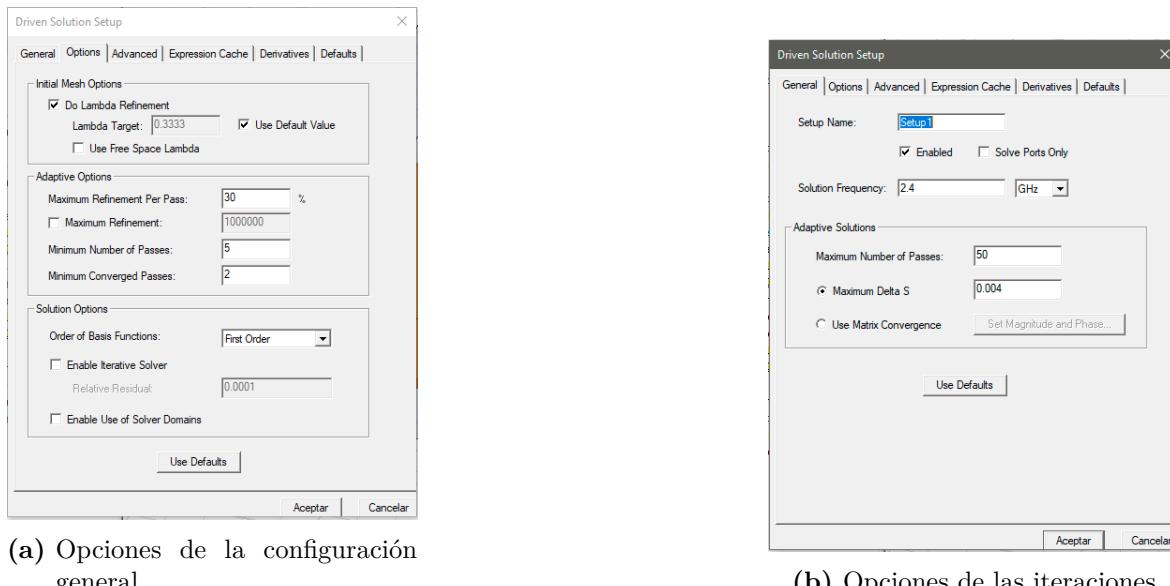
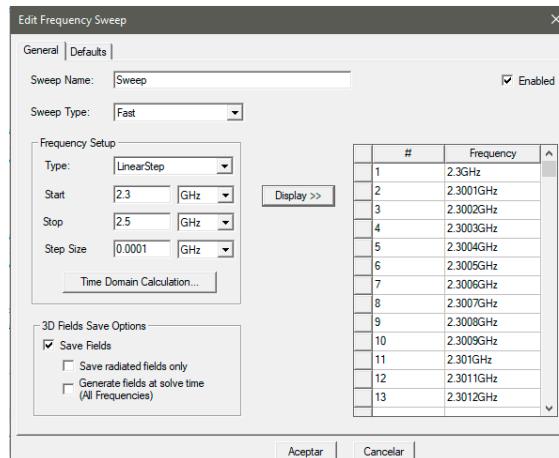


Figura 5.5: Asignación de material conductor al parche y al plano de masa



(a) Opciones de la configuración general

(b) Opciones de las iteraciones



(c) Creación del barrido en frecuencia

Figura 5.9: Configuración del simulador

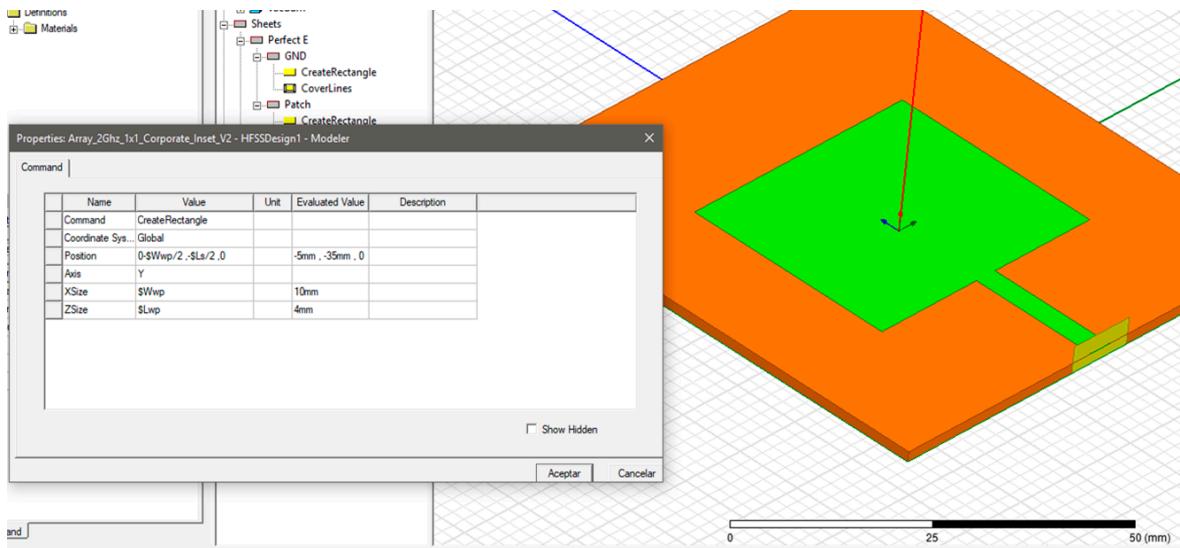
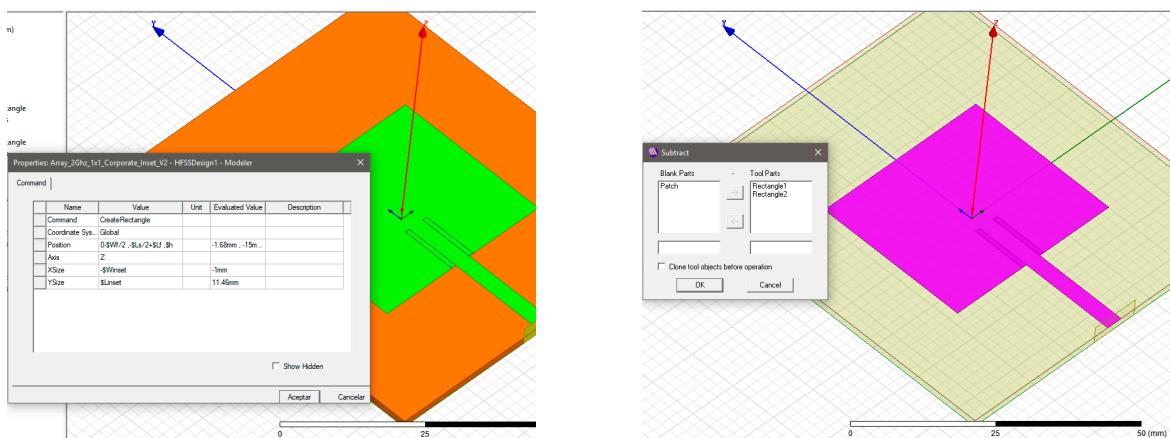


Figura 5.6: Creación del Wave-Port



(a) Creación del *Inset* izquierdo

(b) Resta de la superficie de los *insets*

Figura 5.7: Proceso de creación de los *insets*

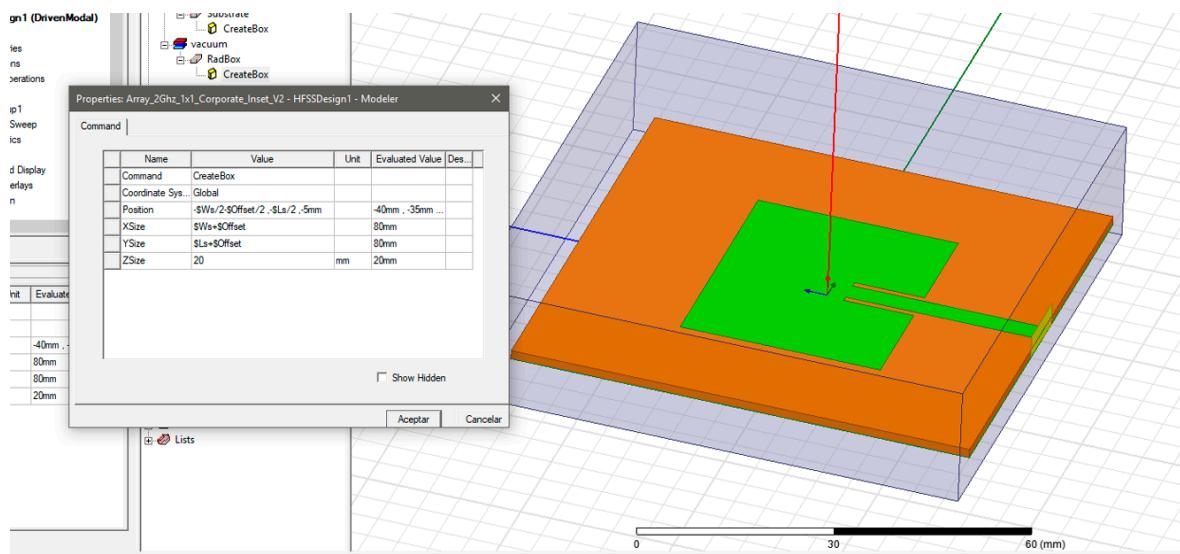


Figura 5.8: Creación del la caja de radiación

El último elemento de diseño que se implementará será la caja de radiación. Esta se creará mediante la herramienta *Draw box*, como se hizo con el substrato, y sus dimensiones deben ser capaces de cubrir el sistema entero que antena que se ha diseñado. Además, es importante el lado de la caja de radiación en el que se encuentra el *Wave port* esté en el superpuesto en el plano de este (fig. 5.8). Además, de la misma forma que se hizo con elementos anteriores, se le asignará a este caja la propiedad de caja de radiación mediante: *Assign Boundary>Radiation* y como material: vacío.

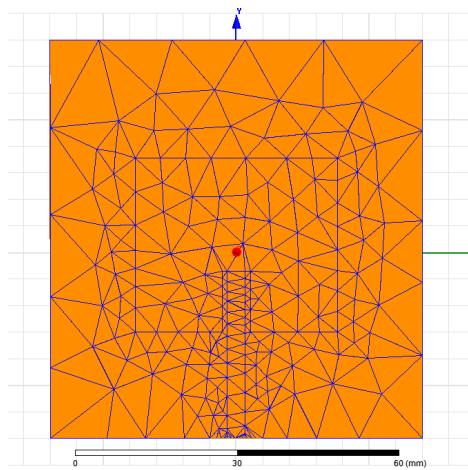
Llega el momento de configurar la simulación. Todas las opciones respecto a las iteraciones que va a realizar HFSS sobre el diseño se encuentran en la opción *Analysis*, en sus opciones pulsaremos sobre *Add Solution Setup*. En ella se introducirán los parámetros que se consideren necesarios para la correcta simulación del sistema. La frecuencia se ha establecido a 2.4 GHz, el número máximo de pasadas como 50, y la máxima variación sobre el parámetro S de 0.004 (fig. 5.9a). Si se entra a la pestaña *options* se podrá también configurar parámetros como el número mínimo de pasadas, o el número mínimo de iteraciones consecutivas convergentes (fig. 5.9b).

Una vez creada la configuración del simulador, se añadirá el barrido en frecuencia sobre esta. Para ello, se añadirá un *Frequency Sweep* mediante las opciones disponibles al pulsar sobre la configuración que hemos creado. En nuestro caso se configurará el barrido para crear un vector de frecuencias desde 2.3 GHz hasta 2.5 GHz cada 0.0001 GHz, creando un total de 1001 puntos de frecuencia para así obtener una mayor resolución en las gráficas que se deseen mostrar. El tipo de sweep se seleccionará como *fast*, lo que ayudará a la máquina a agilizar el proceso de cálculo y es importante marcar la opción *Save fields* para poder, más tarde, mostrar los datos relacionados con el campo lejano.

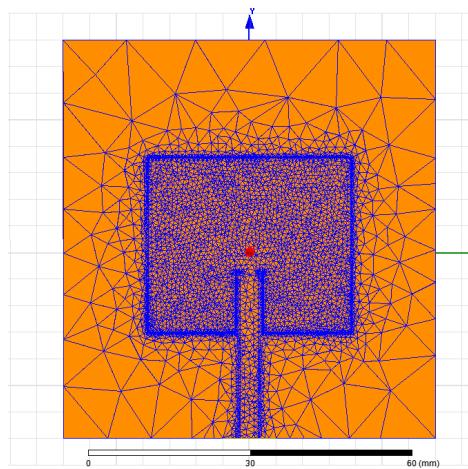
Ya estaría listo el diseño y la configuración del solucionador para lanzar la simulación del

fijarse en todos los GHz, todos lo que termine en "os", Wave-Ports

sistema. Para ello se pulsará primero sobre el botón *Validate* para confirmar que todo está correctamente configurado y no hay errores en el diseño que impidan que HFSS no pueda iniciar la simulación. Tras comprobar que no existen errores, mediante el botón *Analyze all* se podrá iniciar la simulación. Durante la simulación HFSS irá realizando iteraciones en las que los tetraedros se irán adaptando a nuestro parche (fig. 5.10). En cada iteración el número de tetraedros irá creciendo exponencialmente (fig. 5.11), con lo que es posible que en las últimas iteraciones, el simulador tarde más en realizar una pasada completa. Si se pulsa sobre la opción *Convergence* dentro de las opciones del configurador de la simulación, se podrá observar de forma gráfica o anaítica el número de pasadas que ha realizado el simulador (fig. 5.11a) así como otros datos sobre la convergencia de la simulación.

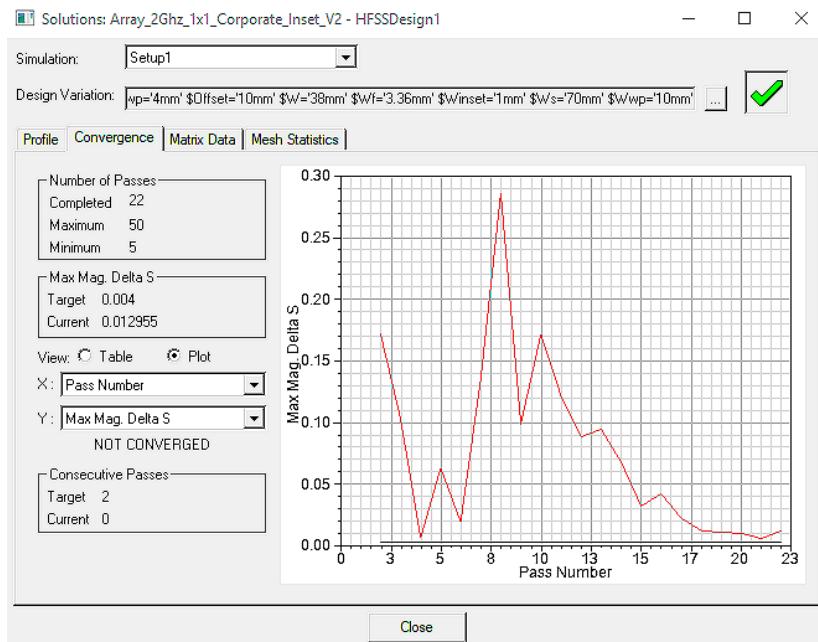
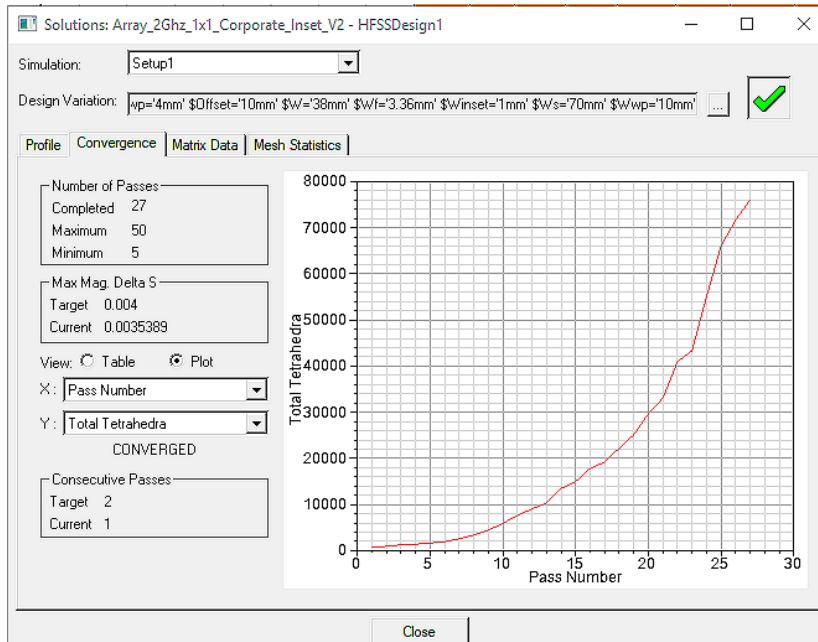


(a) Distribución de tetraedros en la iteración n°5



(b) Distribución de tetraedros en la iteración n°27

Figura 5.10: Tetraedros creados por HFSS para calcular el comportamiento del sistema

(a) Histórico de *Delta S*

(b) Número de tetraedros por iteración

Figura 5.11: Datos sobre la simulación actual

Una vez que la simulación ha convergido, HFSS empezará con otra serie de cálculos. Principalmente cálculos matriciales relacionados con los datos obtenidos de la simulación. Tras su finalización, se podrá proceder a analizar los resultados. Las gráficas de los resultados se obtienen mediante la pestalla *Results*. Allí, al pulsar sobre sus opciones, se podrán acceder

a diferentes tipos de representaciones según la naturaleza de esta: Reportes sobre soluciones modales, reportes sobre el campo lejano, etc. En primer lugar se analizará la curva de pérdida de retorno, o parámetro S, que se puede encontrar dentro de: *Create Modal Solution Data Report>Rectangular Plot*. Se abrirá una ventana donde se podrá seleccionar qué parámetro se quiere graficar, en nuestro caso *S Parameter* en dB. En la misma ventana y dentro de la pesetaña *Families* se podrá seleccionar qué variación de nuestro diseño se quiere graficar, en el caso de que se hayan realizado más de una simulación con cambios en el diseño entre ellas. Finalmente, se pulsará sobre *New Report* para ver el resultado.

Como se mencionó al final de la sección 3.5.1 Los resultados obtenidos mediante las dimensiones proporcionadas por las ecuaciones que se implementaron en MATLAB han de ser refinados, ya que estos no harán que nuestra antena funcione exactamente de la manera en la que se desea. Es necesario un trabajo previo al resultado final, basado en iteraciones propias realizadas por el ingeniero, en las que se modifiquen ciertas dimensiones de la antena para encontrar la solución que este busque. En el caso de esta antena, los resultados obtenidos tras el trabajo previo, en el que se han reducido 2 mm el ancho de la antena, se pueden ver a continuación. Cabe mencionar que, a lo largo del análisis de los resultados de nuestros diseños, se omitirá este proceso de refinado del diseño, y se mostrarán directamente las dimensiones con las que se ha encontrado que la antena trabaja según las especificaciones deseadas.

- **Gráfica de pérdidas de retorno o parámetro S:** Se puede observar un buen comportamiento de la antena, con unas pérdidas de retorno en la frecuencia de trabajo de 2.4 GHz de -39.53 dBs, suficiente para el correcto funcionamiento de la antena a esta frecuencia, así como un ancho de banda a -10 dBs de 36.5 MHz, lo que equivale a un 1.56% sobre la frecuencia de trabajo.

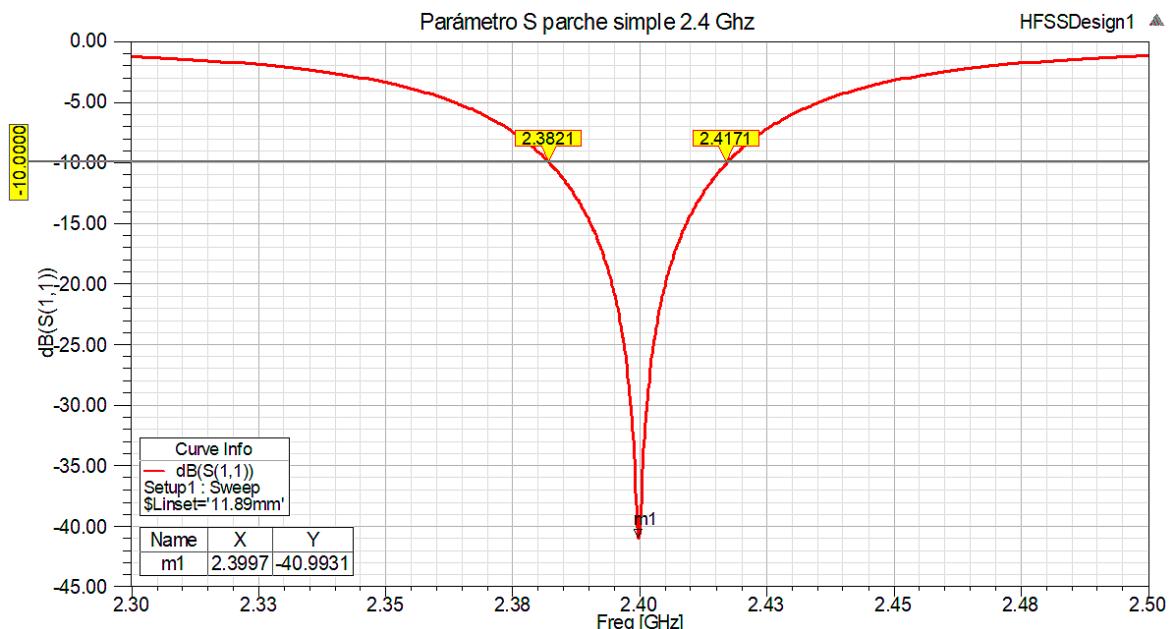


Figura 5.12: Pérdidas de retorno

- Gráfica del componente real de la impedancia:** En esta gráfica el objetivo principal es encontrar un valor de 50Ω para la frecuencia de trabajo de 2.4 GHz. Este valor influencia directamente a la curva del parámetro S. Como se puede observar, el valor obtenido de 51Ω lo que significa que la adaptación final entre el sistema de alimentación y la antena ha sido correcta.

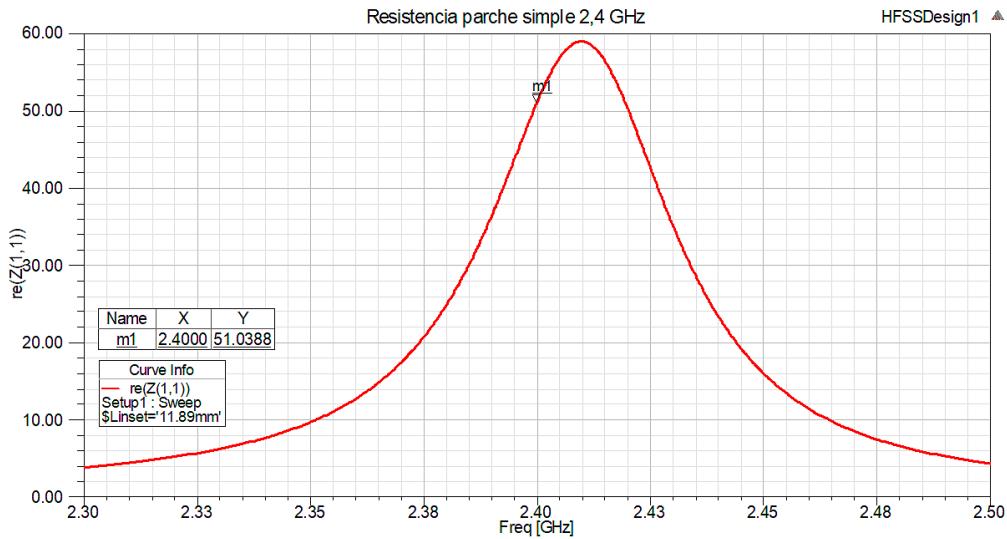


Figura 5.13: Componente óhmica de la impedancia

- Gráfica del componente imaginaria de la impedancia:** En este caso, el cometido es encontrar un nulo de la curva de la componente reactiva de la impedancia para la frecuencia de trabajo. El valor obtenido para este diseño es de 0.23Ω , lo que puede considerarse como un buen resultado en el diseño.

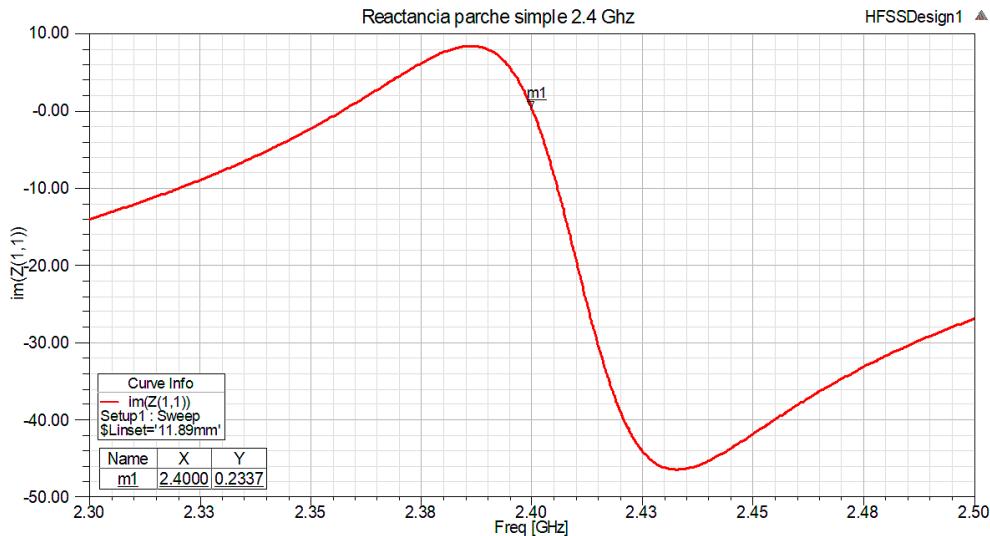


Figura 5.14: Componente reactiva de la impedancia

- Patrón de radiación en el plano E:** El patrón de radiación para el plano E, es aquel en el que se cumple que $\phi = 0^\circ$. En concreto el patrón de radiación que se mostrará a lo largo del proyecto es el correspondiente al de la directividad de la antena, medido en decibelios y en forma polar. Como se puede comprobar, el resultado obtenido es un patrón de radiación omnidireccional a lo largo del plano superior de la antena y un pequeño lóbulo trasero en el plano inferior. La directividad máxima de la antena, donde $\Theta = 0/360^\circ$, es de 5.36 dB.

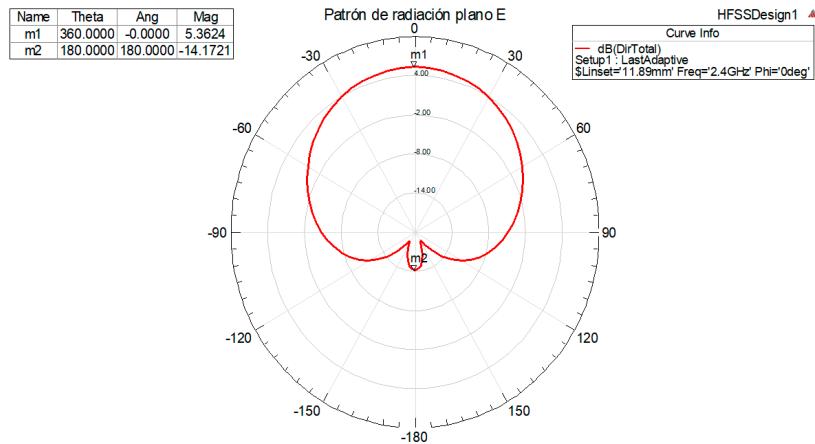


Figura 5.15: Patrón de radiación del plano E

- Patrón de radiación en el plano H:** Repetiremos el proceso seguido para obtener el patrón de radiación en el plano E, pero con la principal diferencia de que el plano H es perpendicular a este, es decir, $\phi = 90^\circ$. Al tratarse de un parche único, no influenciado por otras antenas, el patrón de radiación en este plano es muy parecido al obtenido en la componente eléctrica, con una pequeña variación en la parte derecha del plano superior, producido por efectos conductores en la línea de alimentación microstrip. La directividad máxima obtenida en este plano es de 5.36 dB.

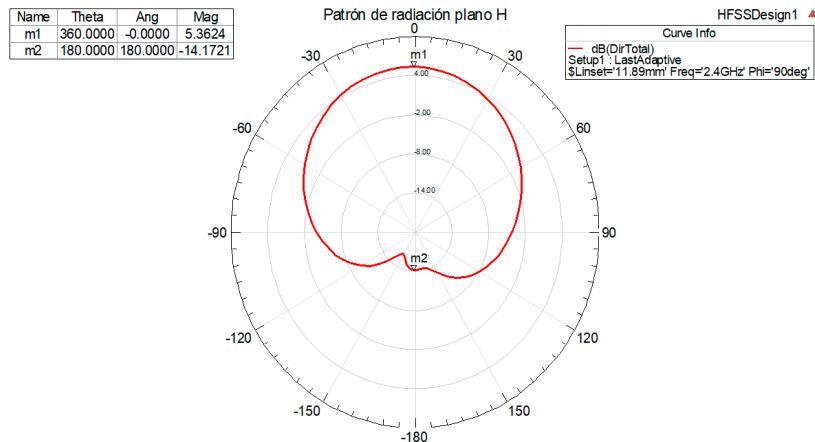


Figura 5.16: Patrón de radiación del plano H

- **Patrón de radiación tridimensional:** Aunque hemos mostrado los patrones de directividad para los ángulos ϕ en 0° y 90° , HFSS los calcula para la circunferencia completa. Se puede recrear el patrón de radiación en tres dimensiones si representamos juntos los patrones de dirección para todos los ángulos de ϕ y Θ . HFSS ofrece una manera sencilla de hacerlo. Como se puede observar en los resultados, hemos obtenido una antena completamente omnidiireccional para el plano superior del parche y una directividad casi nula en el plano inferior, lo que podríamos asimilar a un monopolio. La directividad obtenida siempre coincidirá con uno de los máximos, del campo E o H, en este caso 5.36 dB.

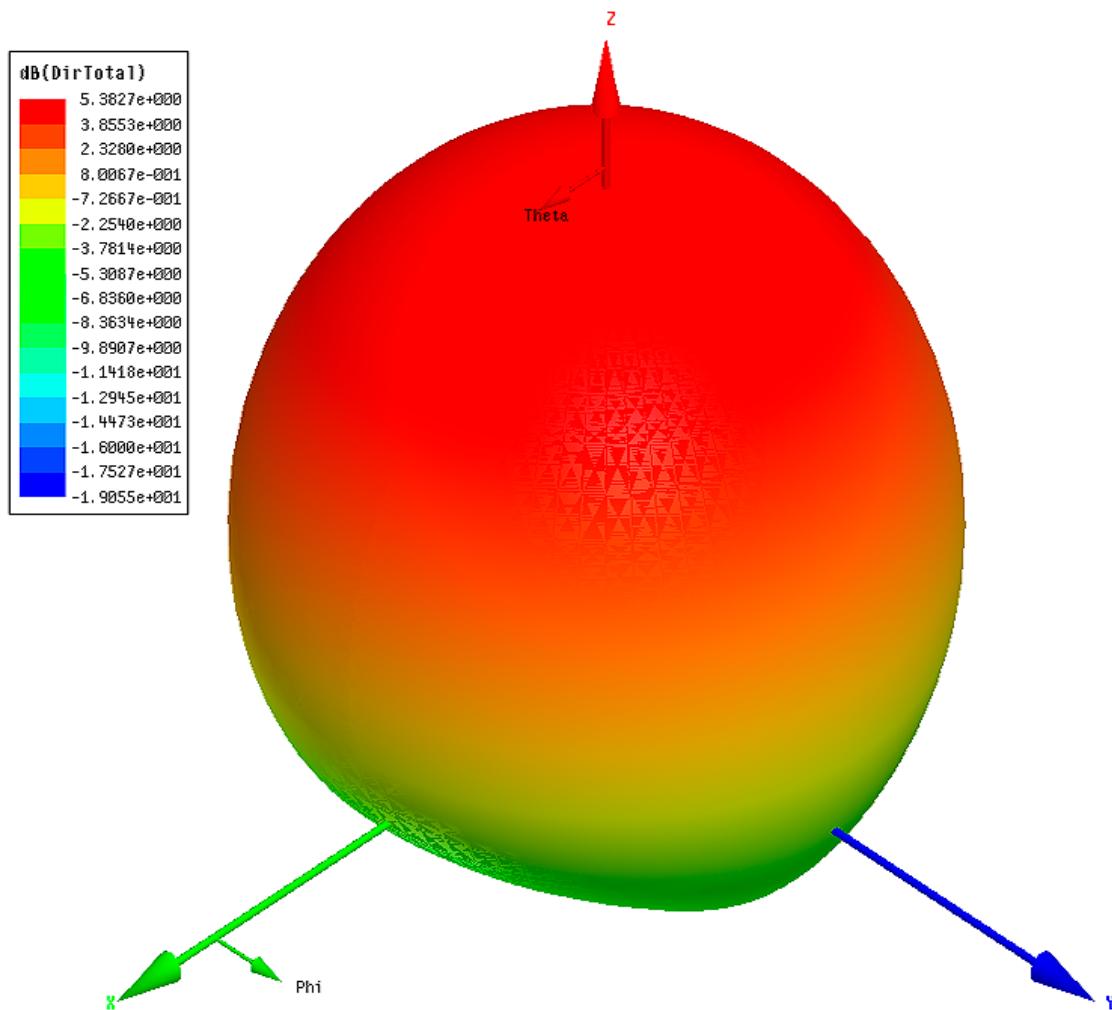


Figura 5.17: Patrón de radiación 3D

- **Distribución eléctrica sobre la antena:** Otro tipo de análisis que podemos realizar sobre la antena consiste en la muestra directa sobre la antena de ciertos parámetros como el campo eléctrico, los vectores de los campos eléctricos y magnéticos, etc. En este

caso, se muestra la distribución del campo eléctrico sobre la antena. En el se pueden observar donde se sitúan los principales valles y nodos sobre esta.

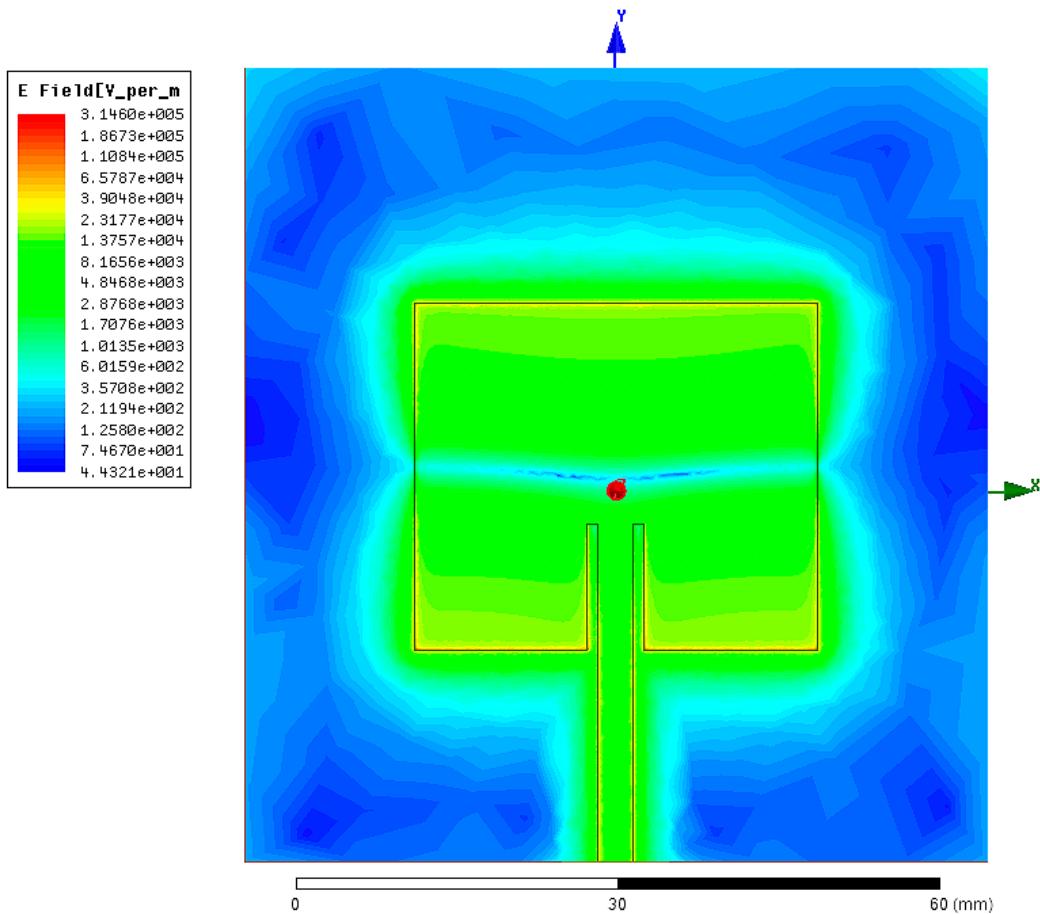


Figura 5.18: Campos eléctricos en la superficie de la antena

5.3.3. Análisis de los diseños

Ahora que se conoce cómo es el proceso de diseño de un parche microstrip en HFSS se procederá a implementar las distintas configuraciones anteriormente mencionadas. Durante esta sección serán comentados principalmente los aspectos sobre el diseño que conciernen a las antenas, y se dejará para el siguiente capítulo el análisis de los resultados obtenidos. Durante el análisis de los diseños repasaremos en diferentes secciones cada configuración de array para ambas frecuencias en la que han sido diseñadas, y finalmente se mencionará el caso del diseño a 27 Ghz. Es importante remarcar que **todas las acotaciones mostradas a lo largo de esta sección estarán en milímetros** y se han decidido omitir para mejorar la legibilidad de las imágenes.

5.3.3.1. Parche simple

La antena microtrip simple de un único parche ha sido la antena estudiada en la sección anterior para el caso de 2.4 Ghz. Se trata de una antena muy simple, alimentada mediante una línea microstrip directa cuya impedancia está referenciada a 50Ω .

En la tabla 5.2 y 5.3 se pueden observar las diferencias entre los resultados proporcionados por el script de MATLAB y los aplicados finalmente en el diseño de la antena para el caso del parche de 2.4 GHz.

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	41.40 mm	38 mm
L	32.73 mm	32.73 mm
Linset	11.89 mm	11.89 mm
Winset	-	1 mm
W50	3.36 mm	3.36 mm
Ws/Ls	-	70 mm

Tabla 5.2: Dimensiones de parche único microstrip a 2.4 GHz

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	16.56 mm	17.9 mm
L	12.64 mm	12.64 mm
Linset	4.57 mm	4.5 mm
Winset	-	0.5 mm
W50	3.34 mm	3.42 mm
Ws/Ls	-	40 mm

Tabla 5.3: Dimensiones de parche único microstrip a 6 GHz

Como se puede observar, las dimensiones finales obtenidas tras la optimización de estas para encontrar el mejor resultado de los parámetros de la antena, se asemejan mucho a los proporcionados por MATLAB. Solo en el caso de la antena a 6 GHz hemos tenido que modificar los valores de *W50* y *Linset*. Por lo general, y como se podrá comprobar también en el resto de las antenas posteriores, el mayor cambio a realizar para adaptar la antena a los resultados deseados, reside en la anchura del parche *W*, así como, en menor parte, en la longitud de la ranura de adaptación *Linset*.

5.3.3.2. Array 2x1 Paralelo

La primera configuración que hemos diseñado como producto de la unión de varios de parches simples se basa en la unión en paralelo de dos de estos parches. Como se mencionó con anterioridad, estos serán distanciados en una longitud de 0.7 veces la longitud de onda en el vacío λ_0 .

Si se comparan los resultados obtenidos en MATLAB con respecto a los encontrados tras la optimización de las variables vemos que para el caso del array a 2.4 GHz estos si que difieren de los proporcionados por MATLAB, aunque, como se verá más adelante, los resultados finales obtenidos con las nuevas dimensiones ofrecen a la antena las características deseadas. En el caso de la antena a 6 Ghz, los resultados si son casi idénticos a los proporcionados por MATLAB.

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	41.40 mm	30 mm
L	32.73 mm	32.73 mm
Linset	11.89 mm	11.85 mm
Winset	-	1 mm
W50	3.36 mm	3.36 mm
W100	0.85 mm	0.81 mm
Ws/Ls	-	150/60 mm

Tabla 5.4: Dimensiones de array 2x1 microstrip a 2.4 GHz

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	16.56 mm	14.5 mm
L	12.64 mm	12.64 mm
Linset	4.57 mm	3.85 mm
Winset	-	0.52 mm
W50	3.34 mm	3.42 mm
W100	0.85 mm	0.83 mm
Ws/Ls	-	70/40 mm

Tabla 5.5: Dimensiones de array 2x1 microstrip a 6 GHz

5.3.3.3. Array 2x1 Serie

POR HACER

5.3.3.4. Array 2x2 Paralelo

La siguiente configuración se trata de la un array 2x2 en configuración corporate feed en forma de T. Los resultados para el caso de la antena a 2.4 GHz son casi idénticos a los proporcionados por MATLAB. Solo se ha ajustado la anchura del feed para obtener los resultados deseados. En cuanto la configuración de la antena a 6 GHz, se puede observar como aquí los resultados si han diferido un poco más respecto a los proporcionados por MATLAB.

Esta es la primera configuración en la que hemos usado transformadores $\lambda/4$ para la adaptación entre líneas de 50Ω y 100Ω , mediante una línea adaptadora de 70.71Ω , tal y como se indicó en la ecuación 3.16.

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	41.40 mm	30.5 mm
L	32.73 mm	32.73 mm
Linset	11.89 mm	11.8 mm
Winset	-	1 mm
W50	3.36 mm	3.36 mm
W70	1.85 mm	1.81 mm
W100	0.85 mm	0.81 mm
Ws/Ls	-	200/150 mm
Llambdacuartos	17.09 mm	17.09 mm

Tabla 5.6: Dimensiones de array 2x1 microstrip a 2.4 GHz

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	16.56 mm	15.2 mm
L	12.64 mm	12.5 mm
Linset	4.57 mm	3.31 mm
Winset	-	0.5 mm
W50	3.34 mm	3.42 mm
W70	1.85 mm	1.83 mm
W100	0.85 mm	0.83 mm
Ws/Ls	- mm	70/65 mm
Llambdacuartos	7.03 mm	7.03 mm

Tabla 5.7: Dimensiones de array 2x1 microstrip a 6 GHz

5.3.3.5. Array 4x1 Paralelo

Mediante las configuraciones de arrays que agrupen las antenas en línea, como es el caso de esta configuración 4x1, se conseguirán obtener patrones de directividad que centren su propagación en un solo plano de radiación. Este tipo de configuraciones es ampliamente usado en los arrays de antenas de telefonía, donde se desea que la señal se propague en el plano en el que se encuentren teléfonos, por ejemplo, apuntando hacia el suelo cuando la antena se sitúa sobre la azotea de un edificio. Así se evita radiar la señal hacia otras partes como el cielo, donde existe poca probabilidad de encontrar dispositivos, o incluso puede causar interferencias con otras antenas cercanas.

En nuestra configuración 4x1 a 2.4 GHz se ha conseguido encontrar la solución más óptima mediante el ajuste de las dimensiones del inset, el ancho y un poco el alto del parche. En el caso del array a 6 GHz, también ha hecho falta modificar ligeramente las dimensiones de la anchura de las líneas de transmisión.

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	41.40 mm	39 mm
L	32.73 mm	32.26 mm
Linset	11.89 mm	8.87 mm
Winset	-	0.6 mm
W50	3.36 mm	3.36 mm
W70	1.85 mm	1.81 mm
W100	0.85 mm	0.81 mm
Ws/Ls	-	400/100 mm
Llambdacuartos	17.09 mm	17.09 mm

Tabla 5.8: Dimensiones de array 4x1 microstrip a 2.4 GHz

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	16.56 mm	15.6 mm
L	12.64 mm	12.64 mm
Linset	4.57 mm	4 mm
Winset	-	0.5 mm
W50	3.34 mm	3.42 mm
W70	1.85 mm	1.88 mm
W100	0.85 mm	0.83 mm
Ws/Ls	- mm	150/60 mm
Llambdacuartos	7.03 mm	7.03 mm

Tabla 5.9: Dimensiones de array 4x1 microstrip a 6 GHz

5.3.3.6. Array 4x2 Paralelo

El array corporate 4x2 poseerá el patrón de radiación característico del array 4x1 visto con anterioridad, pero encontraremos lóbulos de radiación mayores a lo largo del plano perpendicular al plano de radiación donde se focalizó en el array anterior.

Para el caso del array a 2.4 GHz se puede comprobar como solo se han realizado ajustes mayoritariamente en la anchura del parche para encontrar la solución deseada, junto con ajustes micrométricos en ciertas anchuras de las líneas de transmisión. Lo mismo ha ocurrido para el caso del array a 6 GHz, donde el principal cambio se encuentra, de igual manera, en la anchura de los parches, y un poco en la longitud del inset.

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	41.40 mm	32 mm
L	32.73 mm	32.73 mm
Linset	11.89 mm	11.2 mm
Winset	-	0.8 mm
W25	9.04 mm	9.06 mm
W35	5.7 mm	5.7 mm
W50	3.36 mm	3.36 mm
W70	1.85 mm	1.84 mm
W100	0.85 mm	0.81 mm
Ws/Ls	-	400/180 mm
Llambdacuartos	17.09 mm	17.09 mm

Tabla 5.10: Dimensiones de array 4x1 microstrip a 2.4 GHz

FALTA ESTE POR HACER SOCORRO

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	16.56 mm	15.6 mm
L	12.64 mm	12.64 mm
Linset	4.57 mm	4 mm
Winset	-	0.5 mm
W25	9.04 mm	9.06 mm
W35	5.7 mm	5.7 mm
W50	3.34 mm	3.42 mm
W70	1.85 mm	1.88 mm
W100	0.85 mm	0.83 mm
Ws/Ls	- mm	150/60 mm
Llambdacuartos	7.03 mm	7.03 mm

Tabla 5.11: Dimensiones de array 4x1 microstrip a 6 GHz

5.3.3.7. Array 4x4 Paralelo

La configuración más compleja diseñada es de 4x4 parches en paralelo mediante configuraciones T. Su adaptación se ha hecho mediante dos tipos de transformadores y el patrón de directividad es de los más irregulares, pero con mayor directividad conseguidos. A su vez, este diseño implica una mayor utilización de espacio, por ejemplo, en el caso del sistema a 2.4 GHz, el total de la oblea de substrato llega a ocupar 12 cm^2 , lo cual puede llegar a ser inviable en cierto tipo de aplicaciones.

Para el caso del sistema a 2.4 GHz se puede observar como mediante pequeñas modificaciones del ancho de los parches y la longitud del inset, ya se han conseguido obtener los resultados deseados. Lo mismo ocurre para el sistema a 6 GHz.

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	41.40 mm	32 mm
L	32.73 mm	32.73 mm
Linset	11.89 mm	11.2 mm
Winset	-	0.8 mm
W25	9.04 mm	9.06 mm
W50	3.36 mm	3.36 mm
W70	1.85 mm	1.84 mm
W100	0.85 mm	0.81 mm
Ws/Ls	-	400/400 mm
Llambdacuartos	17.09 mm	17.09 mm

Tabla 5.12: Dimensiones de array 4x1 microstrip a 2.4 GHz

FALTA ESTE POR HACER SOCORRO

Parámetro	Dimensión MATLAB	Dimensión final
W	16.56 mm	15.6 mm
L	12.64 mm	12.64 mm
Linset	4.57 mm	4 mm
Winset	-	0.5 mm
W25	9.04 mm	9.06 mm
W35	5.7 mm	5.7 mm
W50	3.34 mm	3.42 mm
W70	1.85 mm	1.88 mm
W100	0.85 mm	0.83 mm
Ws/Ls	- mm	150/60 mm
Llambdacuartos	7.03 mm	7.03 mm

Tabla 5.13: Dimensiones de array 4x1 microstrip a 6 GHz

6. Análisis de los resultados

A lo largo de este capítulo se va a tratar de analizar, comparar y discutir los resultados obtenidos mediante HFSS sobre los diseños que se comentaron en la sección 5.3.3. Se analizará cada configuración por separado y se mostrarán las gráficas y valores principales para cada una de las configuraciones de 2GHz y 6 GHz y finalmente la configuración a 27 GHz. No se analizará el caso del parche simple a 2.4 GHz puesto que ya fue analizado detalladamente en la sección 5.3.2.

6.1. Parche Simple a 6 GHz

Para el parche simple a 6 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.1.1. Pérdidas de retorno

Comenzaremos analizando la curva de pérdidas de retorno o parámetro S del parche simple a 6 GHz, donde se puede observar un valor pico de -40.35 dB y un ancho de banda de 168 MHz, desde los 5.917 GHz hasta los 6.086 GHz, lo que equivale a un 2.81% de la frecuencia de trabajo.

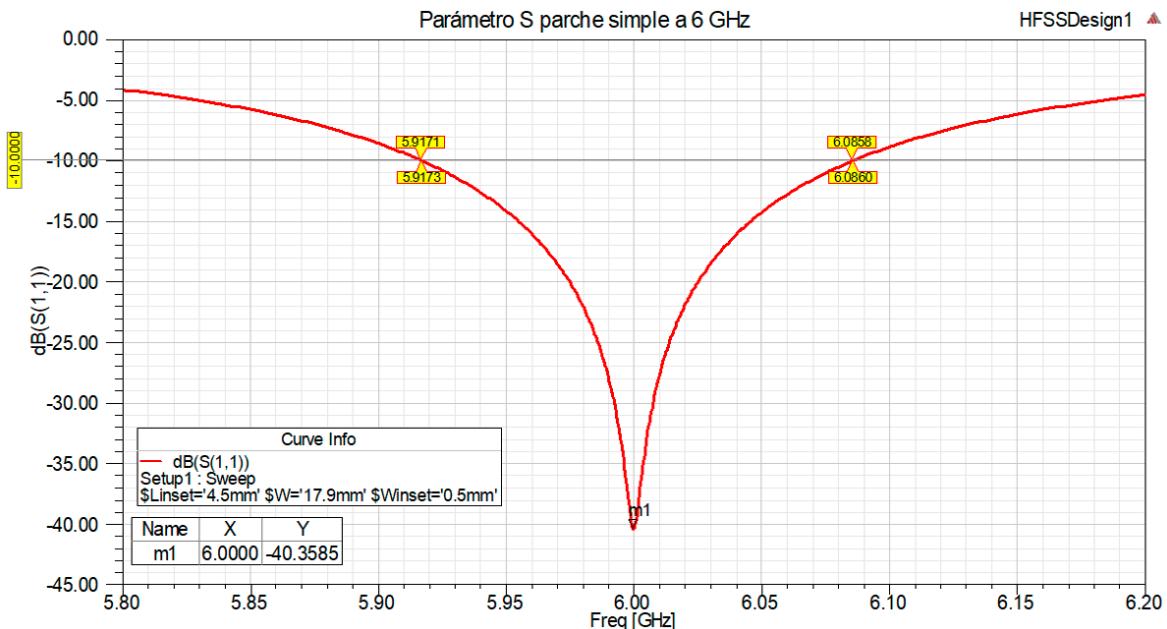


Figura 6.1: Parámetro S para el parche simple a 6 GHz

6.1.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -0.63Ω . Muy cerca del valor esperado, 0.

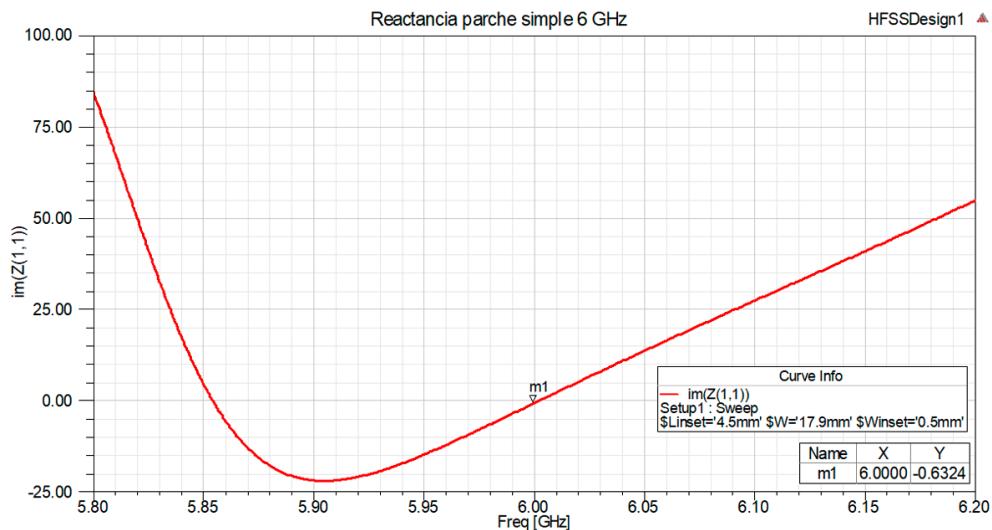


Figura 6.2: Reactancia para el parche simple a 6 GHz

6.1.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 49.28Ω . Muy cerca del valor esperado, 50, con un error de tan solo el 1.44%.

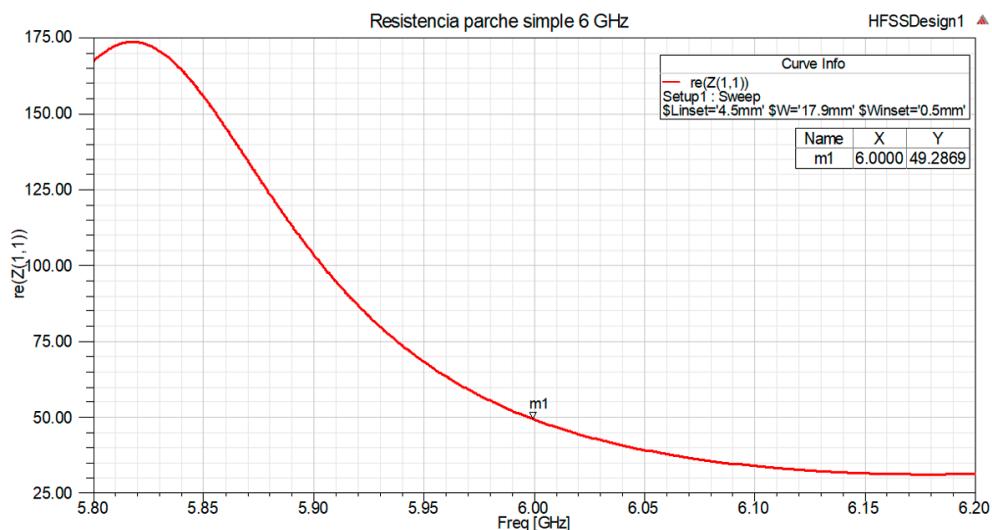


Figura 6.3: Resistencia para el parche simple a 6 GHz

6.1.4. Patrón de radiación

En cuanto a los patrones de radiación, se puede observar como, al igual que el parche simple a 2.4 GHz, el patrón de radiación es omnidireccional para el plano superior de la antena, y no se ve afectado por ningún otro tipo de elemento radiante. La directividad para el ángulo de máxima radiación encontrada es de 7.66 dB.

6.1.4.1. Plano E

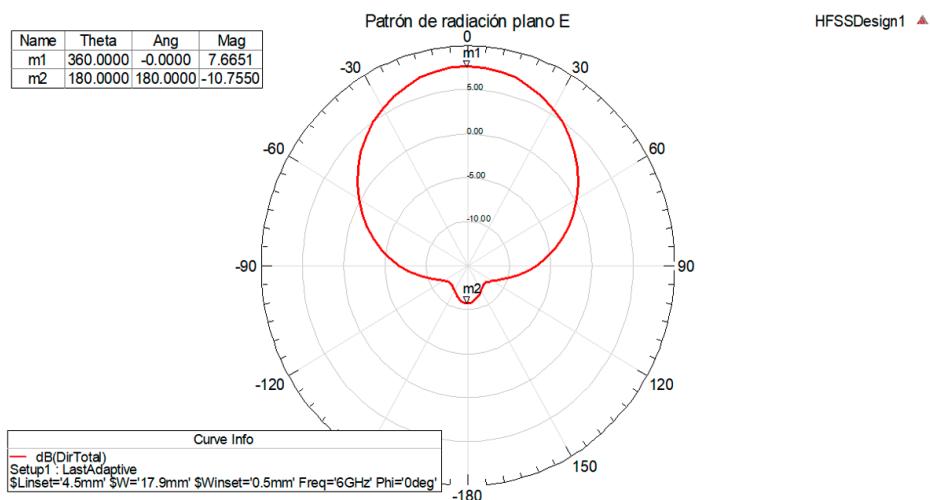


Figura 6.4: Radiación en el plano E para el parche simple a 6 GHz

6.1.4.2. Plano H

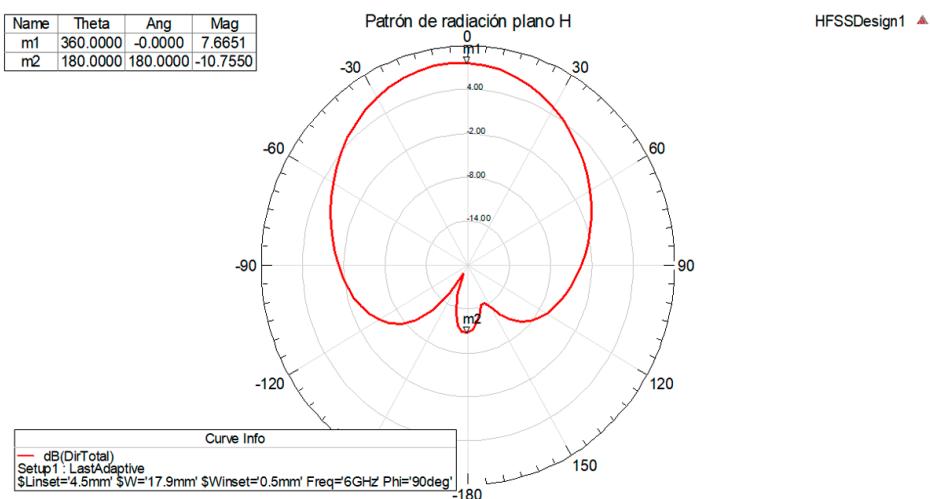
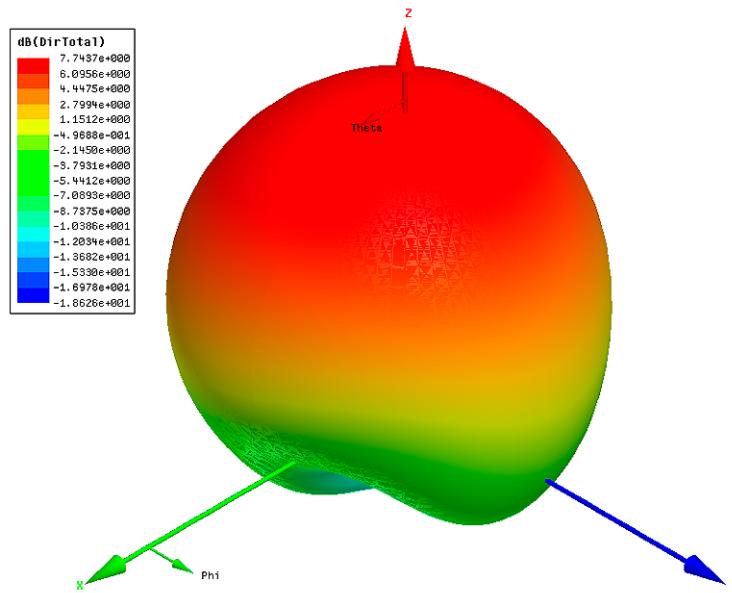


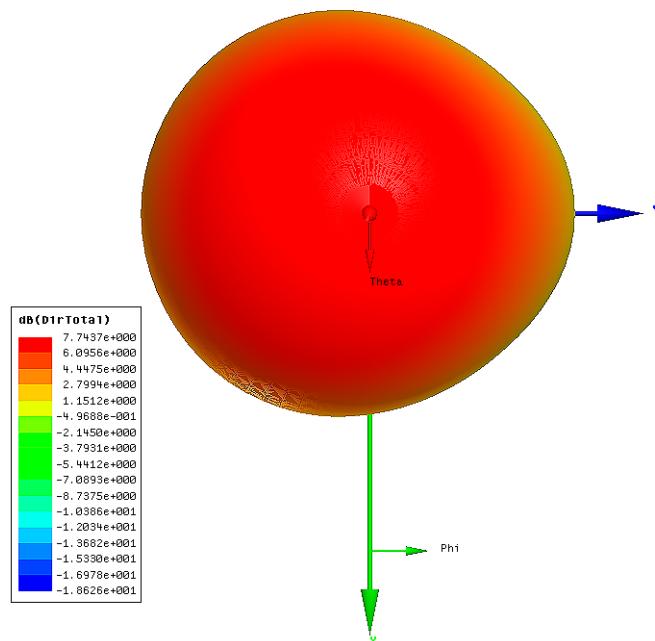
Figura 6.5: Radiación en el plano H para el parche simple a 6 GHz

6.1.5. Radiación 3D

Mediante el diagrama de radiación 3D se puede observar el comportamiento omnidireccional de la antena.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.6: Radiación 3D para el parche simple a 6 GHz

6.1.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

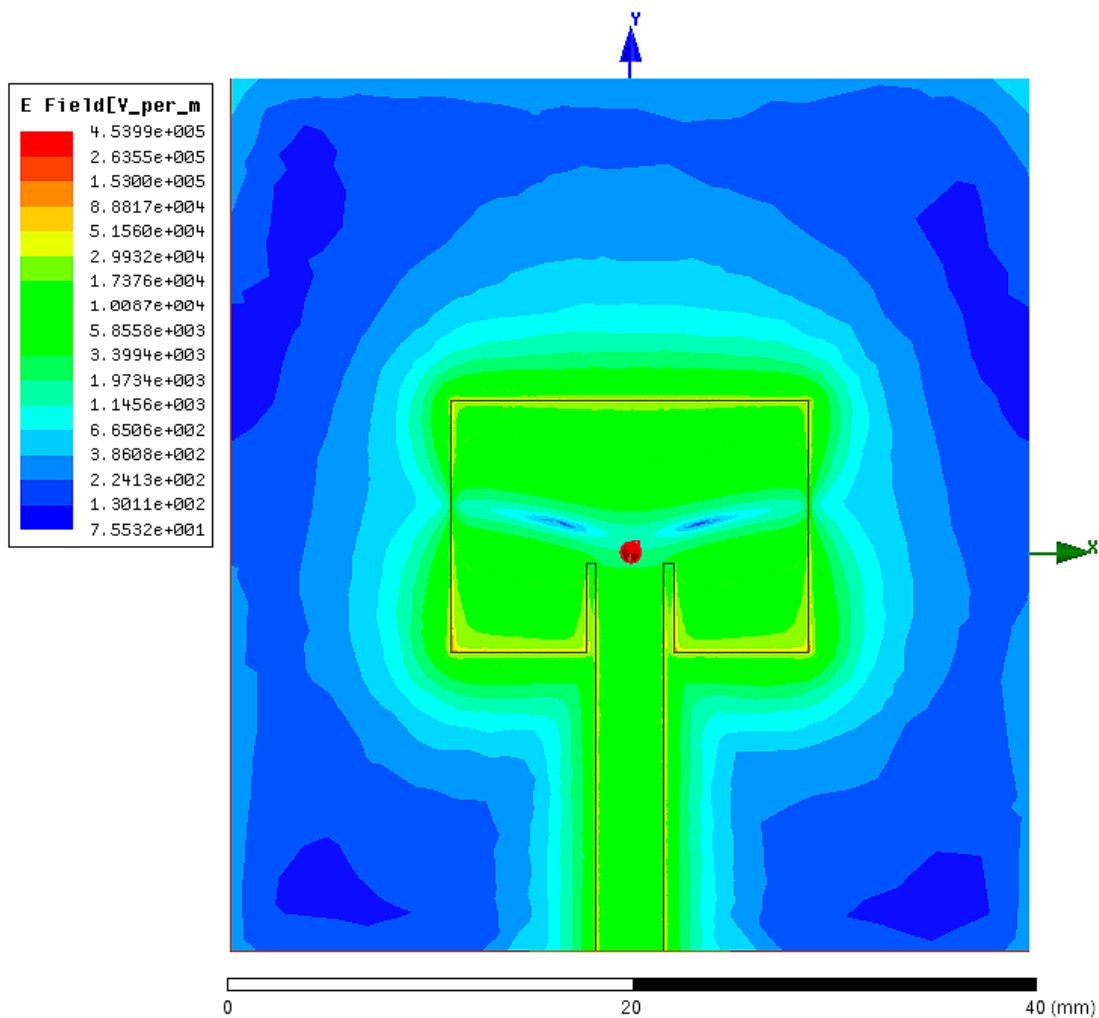


Figura 6.7: Distribución de campos eléctricos para el parche simple a 6 GHz

6.1.7. Resumen

Como se puede observar en este parche único a 6 GHz, los resultados obtenidos son muy similares a los obtenidos en el caso de 2.4 GHz. El patrón de radiación de la antena se caracteriza por el ser el más básico que podemos encontrar en una antena de tipo microstrip, además de tratarse de un patrón muy útil para aplicaciones móviles puesto que su característica omnidireccional se adapta a los casos de uso en los que el patrón de radiación de la antena no esté apuntando directamente a la antena de telefonía.

En la tabla 6.1 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la

antena. En ella se puede observar el buen rendimiento obtenido

Parámetro	Parche simple 6 GHz
S(1,1)	-40.35 dB
Ancho de banda	168 MHz dB
Directividad	7.66 dB
Ganancia	7.41 dB
Eficiencia de radiación	93.15%
Relación delante/atrás	18.42 dB

Tabla 6.1: Parámetros característicos del parche único microstrip a 6 GHz

6.2. Array 2x1 a 2.4 GHz

Para el array en configuración 2x1 a 2.4 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.2.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array a 2.4 GHz, se puede observar un valor pico de -36.46 dB y un ancho de banda de 34.3 MHz, desde los 2.3835 GHz hasta los 2.4178 GHz, lo que equivale a un 1.43% de la frecuencia de trabajo.

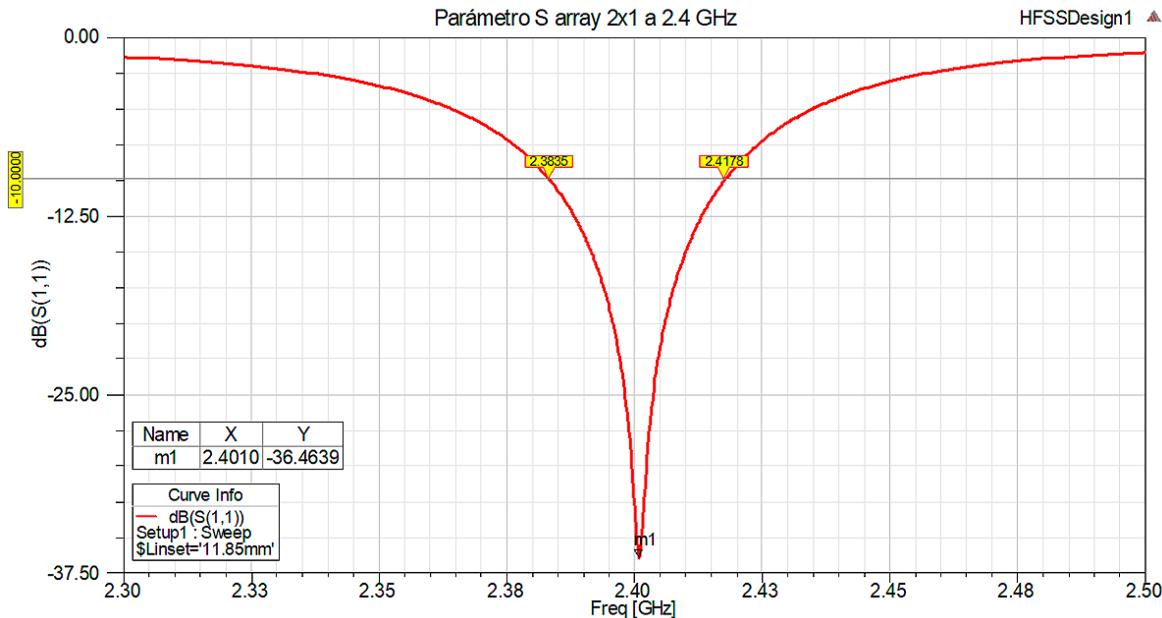


Figura 6.8: Parámetro S para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.2.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -1.37Ω .

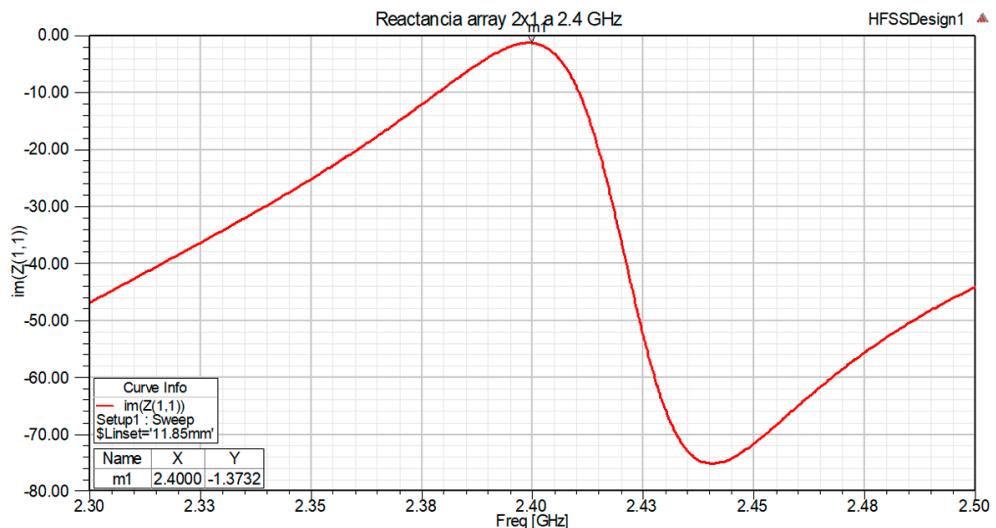


Figura 6.9: Reactancia para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.2.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 48.12Ω .

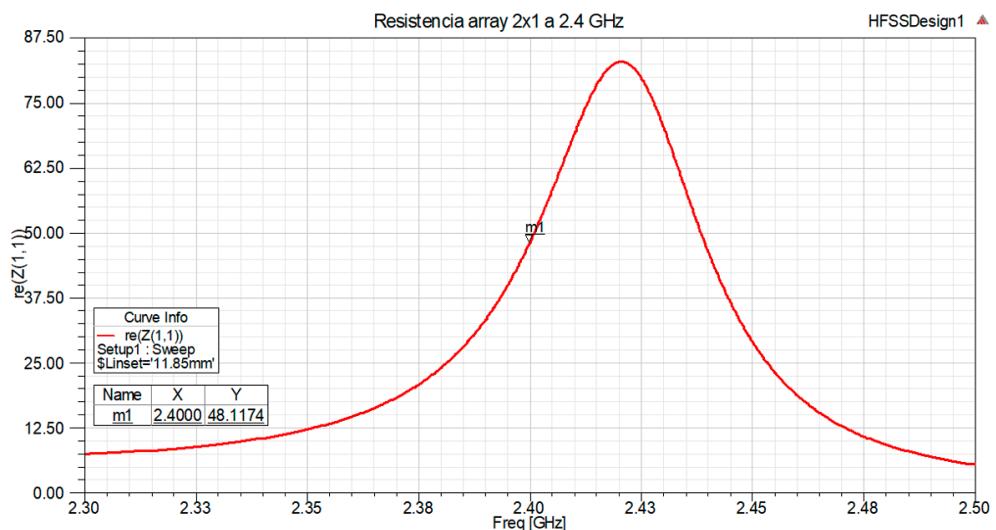


Figura 6.10: Resistencia para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.2.4. Patrón de radiación

En cuanto a los patrones de radiación, se puede observar un comportamiento más directivo con unos lóbulos laterales y trasero de bastante magnitud en relación al lóbulo principal para el plano E, mientras que en el plano H se observa un comportamiento completamente omnidireccional para el plano superior del array. La directividad en el ángulo de máxima radiación observada es de 7.64 dB.

6.2.4.1. Plano E

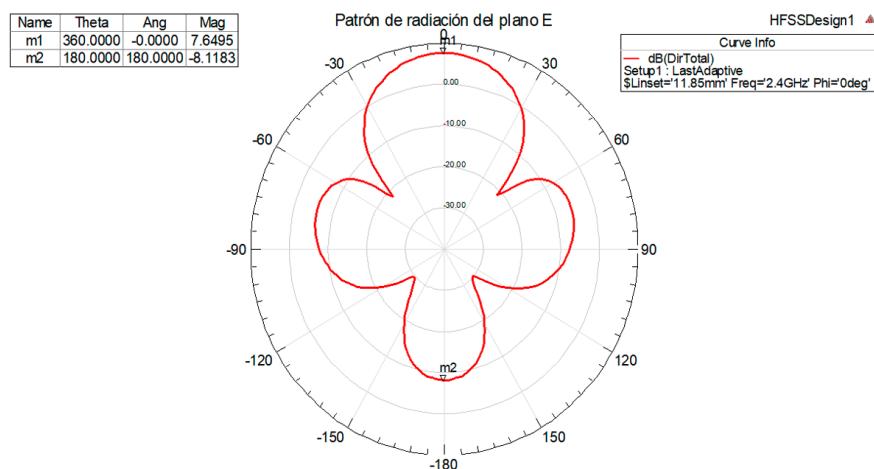


Figura 6.11: Radiación en el plano E para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.2.4.2. Plano H

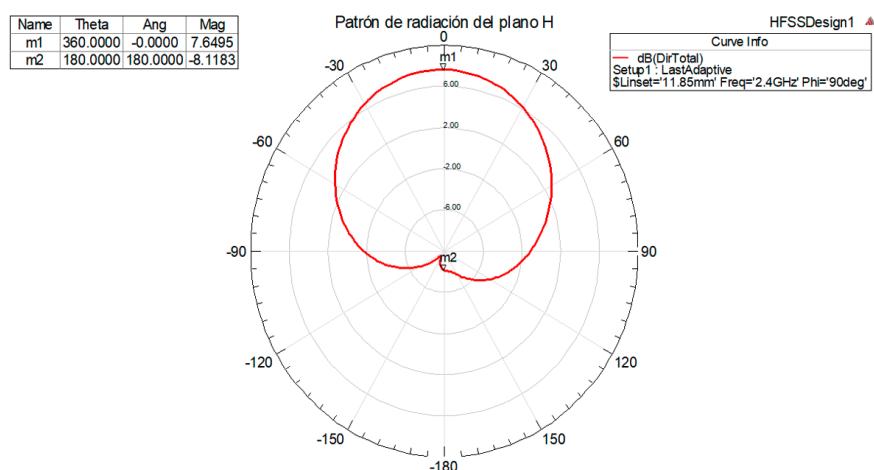
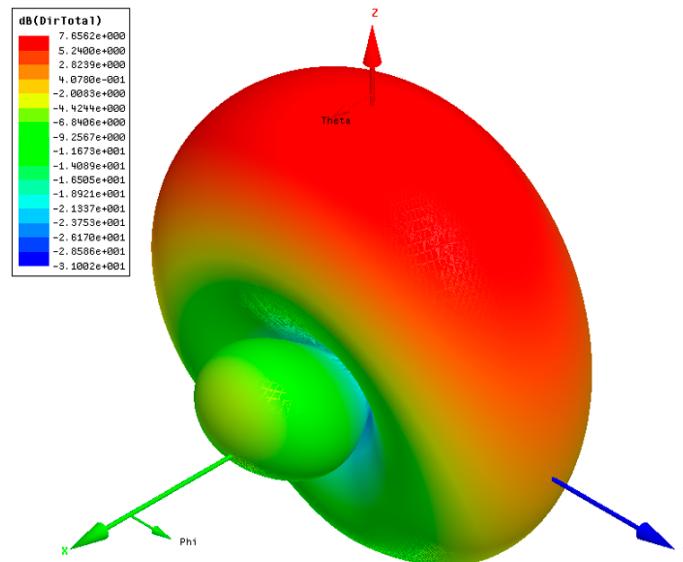


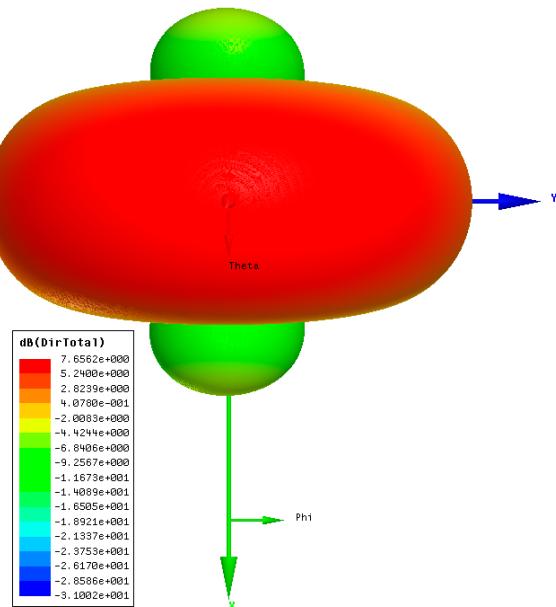
Figura 6.12: Radiación en el plano H para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.2.5. Radiación 3D

Mediante el diagrama de radiación 3D se puede observar el comportamiento directivo en el plano perpendicular a la configuración del array, producido por la superposición de la radiación de ambos parches.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.13: Radiación 3D para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.2.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

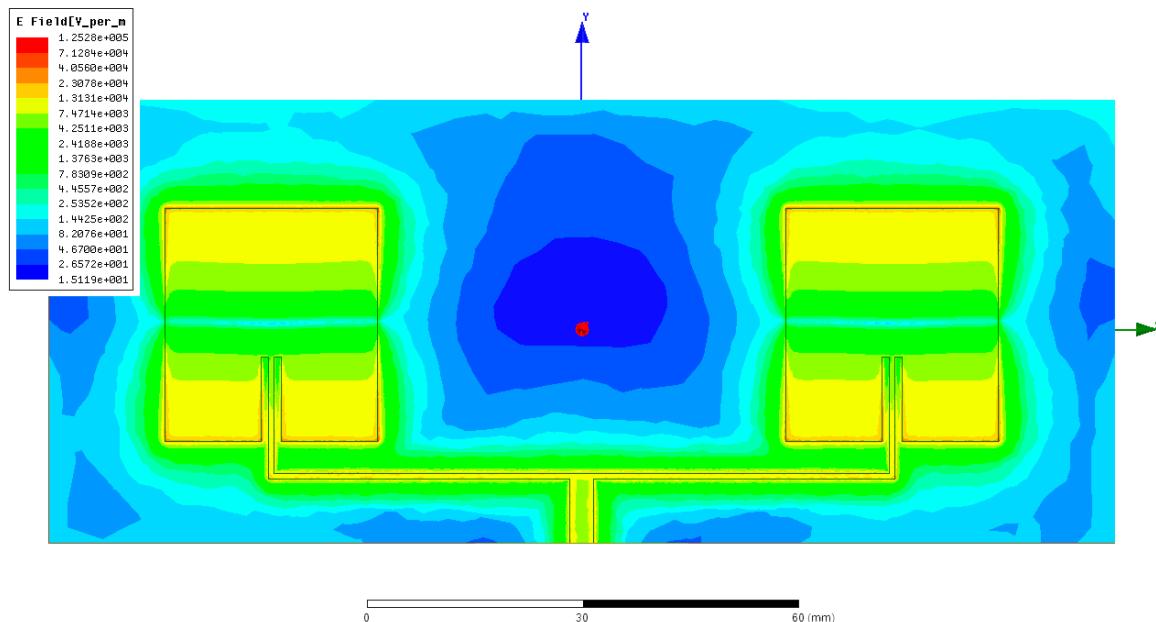


Figura 6.14: Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.2.7. Resumen

En esta primera configuración de array a 2.4 GHz se puede observar los primeros comportamientos directivos producidos por la conjunción de diferentes parches en fase funcionando en la misma antena.

En la tabla 6.2 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena. Como se puede observar, el rendimiento obtenido para esta antena es un tanto menor al obtenido previamente en las antenas de parche único y esto es principalmente debido a la complejidad del proceso de adaptación al aumentar el número de parches en las configuraciones de array.

Parámetro	Array 2x1 a 2.4 GHz
S(1,1)	-36.46 dB
Ancho de banda	34.3 MHz dB
Directividad	7.64 dB
Ganancia	7.03 dB
Eficiencia de radiación	86.94%
Relación delante/atrás	15.89 dB

Tabla 6.2: Parámetros característicos para el array 2x1 a 2.4 GHz

6.3. Array 2x1 a 6 GHz

Para el array en configuración 2x1 a 6 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.3.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array a 6 GHz, se puede observar un valor pico de -76.78 dB y un ancho de banda de 179.1 MHz, desde los 5.9014 GHz hasta los 6.0850 GHz, lo que equivale a un 2.98% de la frecuencia de trabajo.

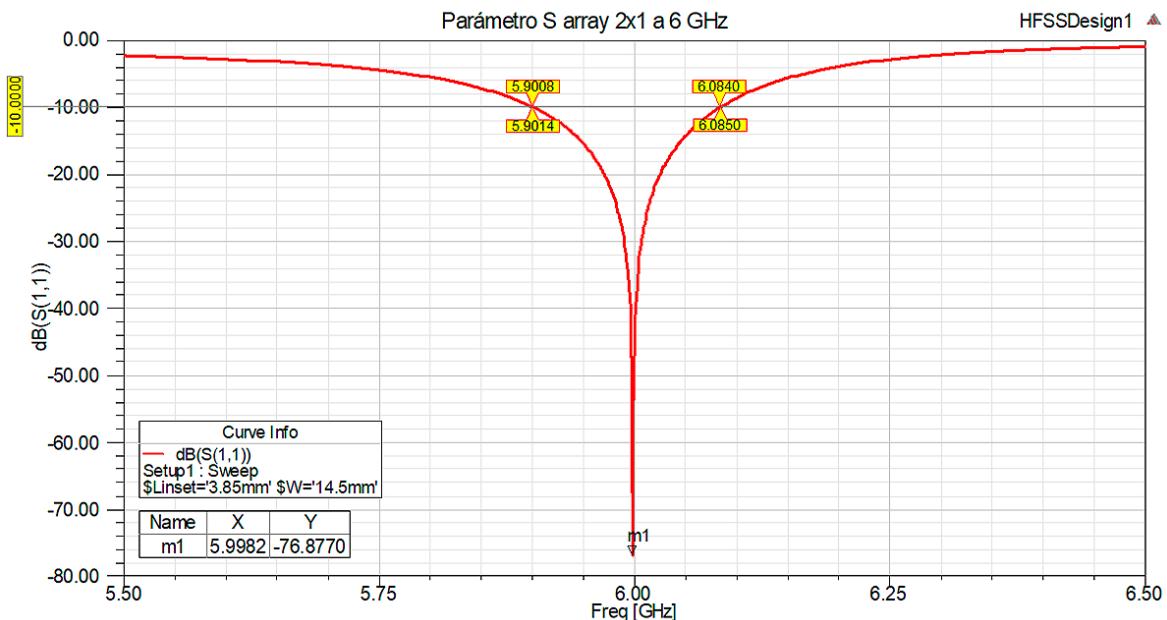


Figura 6.15: Parámetro S para el array 2x1 a 6 GHz

6.3.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -0.03Ω .

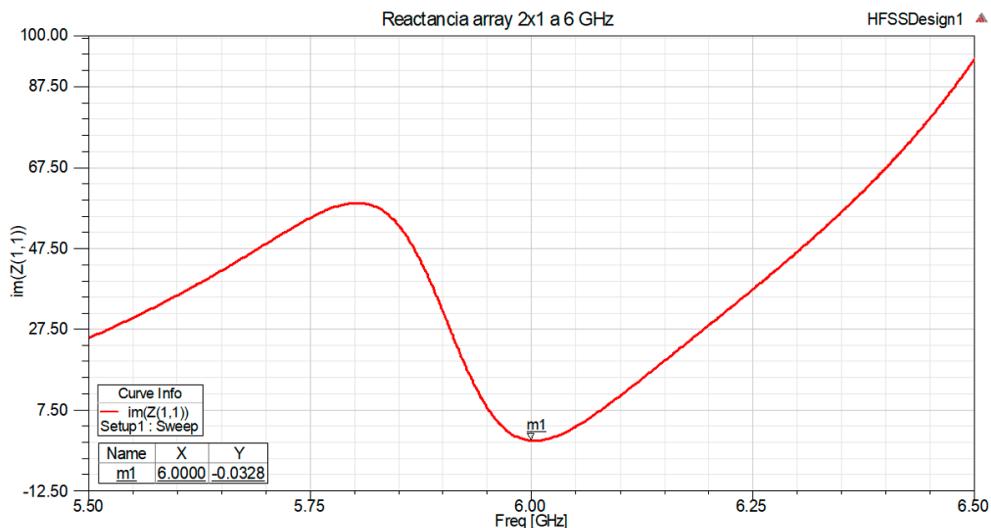


Figura 6.16: Reactancia para el array 2x1 a 6 GHz

6.3.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 49.35Ω .

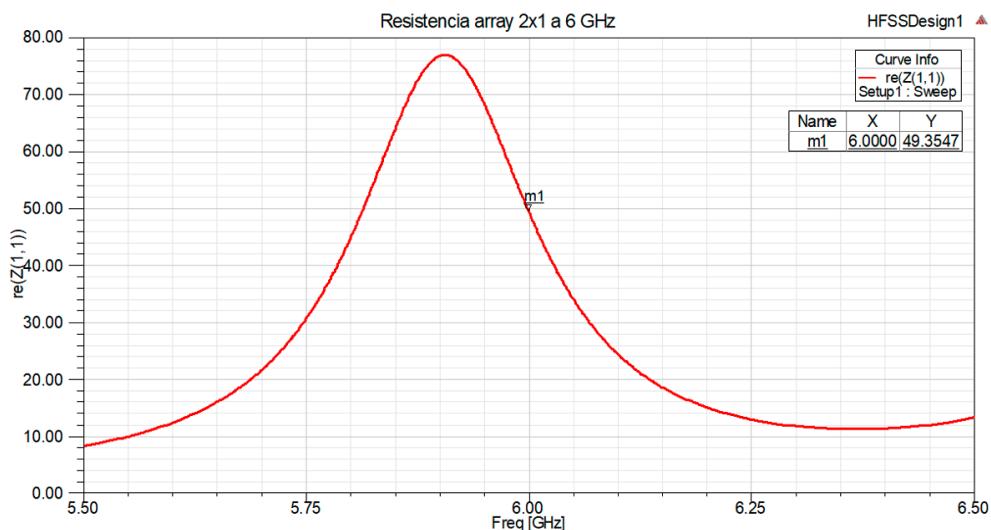


Figura 6.17: Resistencia para el array 2x1 a 6 GHz

6.3.4. Patrón de radiación

En este caso se puede observar el mismo patrón de radiación base que se encontró en el array 2x1 a 6 GHz pero con una directividad aumentada del lóbulo principal con respecto a los lóbulos secundarios y traseros, con un pico de directividad en el ángulo de máxima radiación de 9.97 dB.

6.3.4.1. Plano E

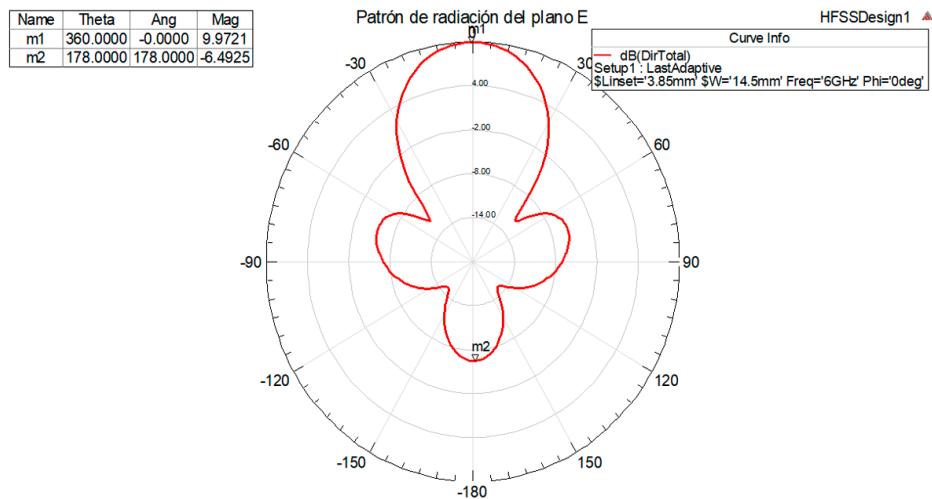


Figura 6.18: Radiación en el plano E para el array 2x1 a 6 GHz

6.3.4.2. Plano H

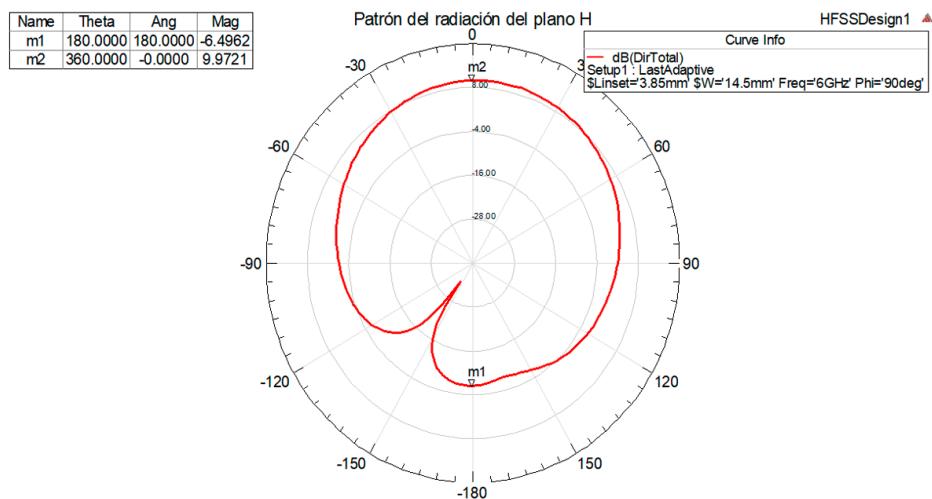
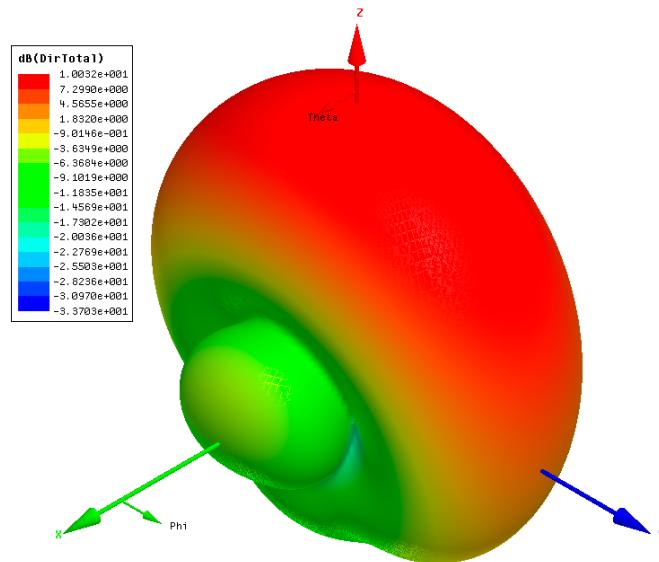


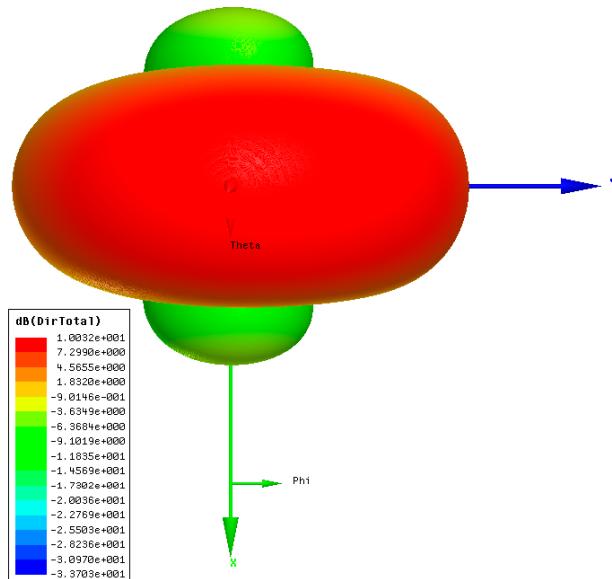
Figura 6.19: Radiación en el plano H para el array 2x1 a 6 GHz

6.3.5. Radiación 3D

Mediante el diagrama de radiación 3D se puede observar, de nuevo, el mismo comportamiento directivo que encontramos en el array a 2.4 GHz de la misma configuración, pero con ese aumento de directividad sobre el lóbulo principal, dejando a los lóbulos laterales en un segundo plano en cuanto a la radiación que estos ofrecen.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.20: Radiación 3D para el array 2x1 a 6 GHz

6.3.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

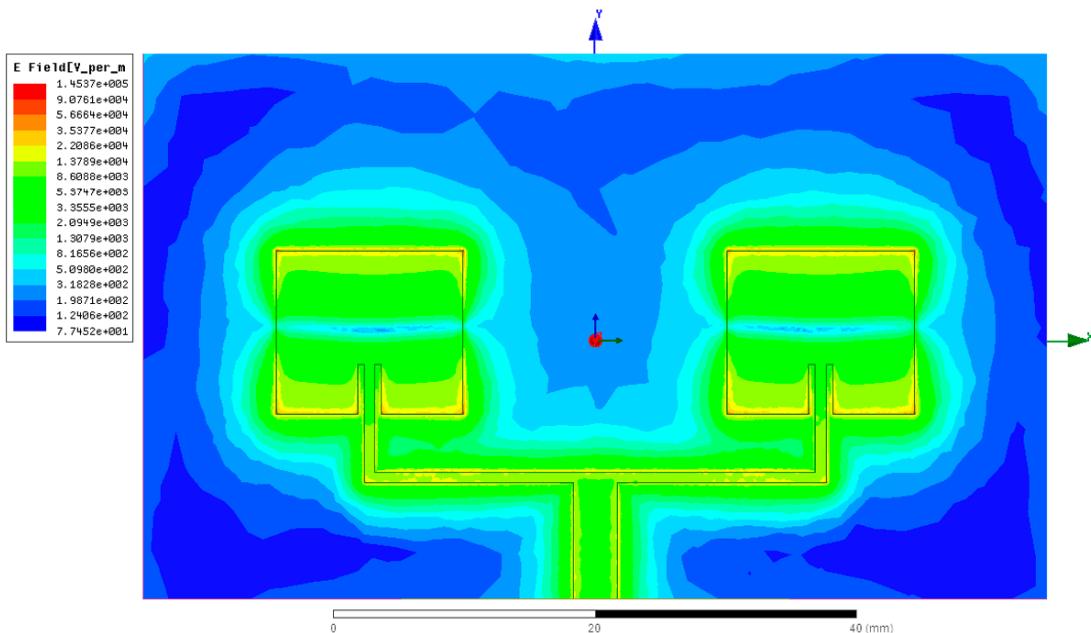


Figura 6.21: Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x1 a 6 GHz

6.3.7. Resumen

En la configuración 2x1 a 6 GHz se puede observar una mejora de parámetros característicos de la antena con respecto a los obtenidos para la antena de 2.4 GHz en la misma configuración. Esto es principalmente debido a la mejor adaptación que ha tenido esta antena entre el conjunto de líneas microstrip que la alimentan.

En la tabla 6.3 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Array 2x1 a 6 GHz
S(1,1)	-76.87 dB
Ancho de banda	179.1 MHz dB
Directividad	9.97 dB
Ganancia	9.77 dB
Eficiencia de radiación	94.14%
Relación delante/atrás	16.64 dB

Tabla 6.3: Parámetros característicos del array 2x1 a 6 GHz

6.4. Array 2x2 a 2.4 GHz

Para el array en configuración 2x2 a 2.4 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.4.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array a 2.4 GHz, se puede observar un valor pico de -40.70 dB y un ancho de banda de 34.6 MHz, desde los 2.4161 GHz hasta los 2.3815 GHz, lo que equivale a un 1.44% de la frecuencia de trabajo.

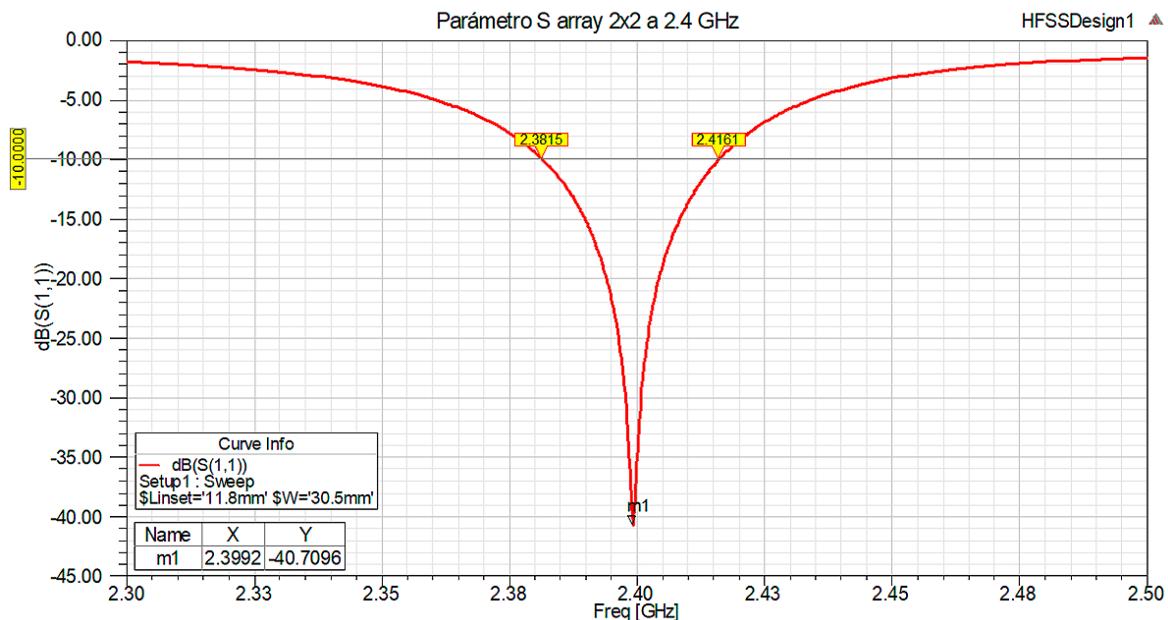


Figura 6.22: Parámetro S para el array 2x2 a 2.4 GHz

6.4.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -0.32Ω .

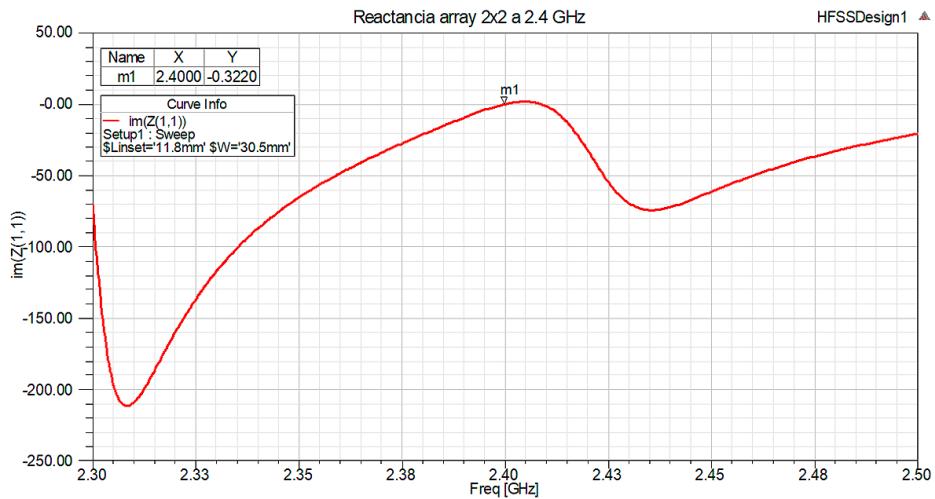


Figura 6.23: Reactancia para el array 2x2 a 2.4 GHz

6.4.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 51.78Ω .

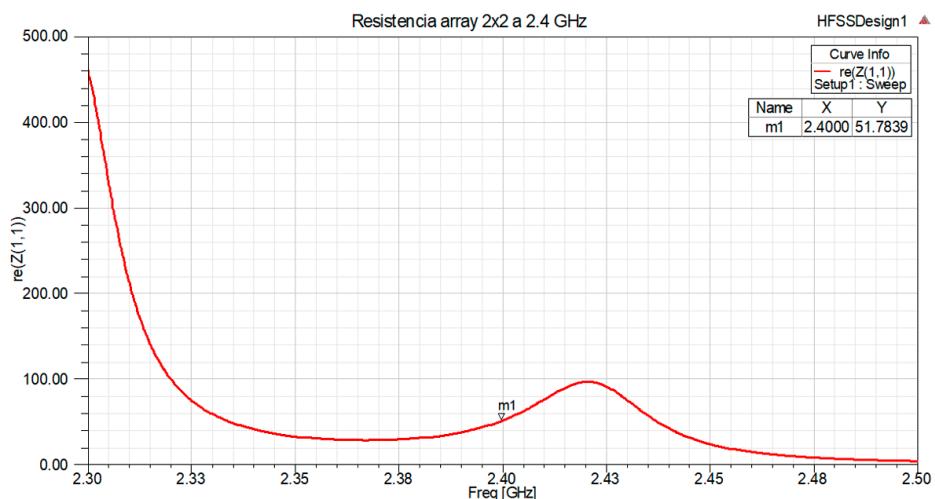


Figura 6.24: Resistencia para el array 2x2 a 2.4 GHz

6.4.4. Patrón de radiación

El patrón de radiación que se observa es completamente simétrico en el plano E, donde se encuentra un lóbulo principal poco con un máximo de 10.74 dB de directividad. Existen también dos lóbulos laterales de menor intensidad. En cuanto al plano H se puede observar un patrón de directividad más omnidireccional ya que los lóbulos laterales y traseros están más integrados en el patrón y no se presencian tantas zonas de radiación nula como en el plano E.

6.4.4.1. Plano E

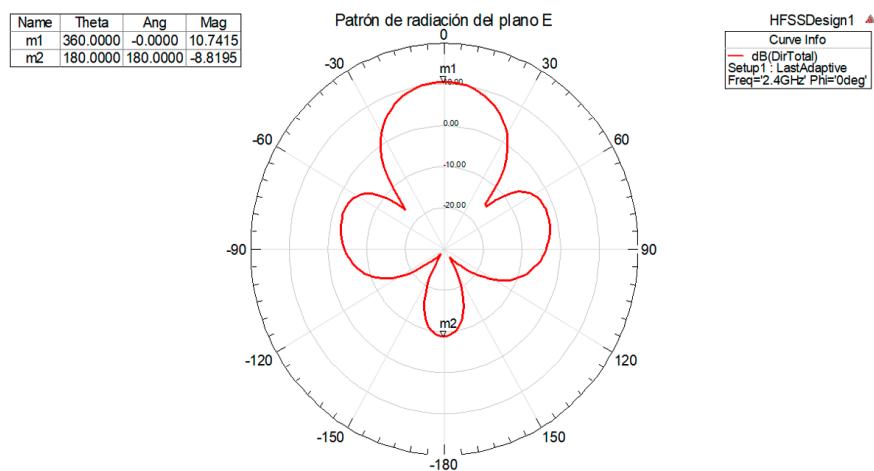


Figura 6.25: Radiación en el plano E para el array 2x2 a 2.4 GHz

6.4.4.2. Plano H

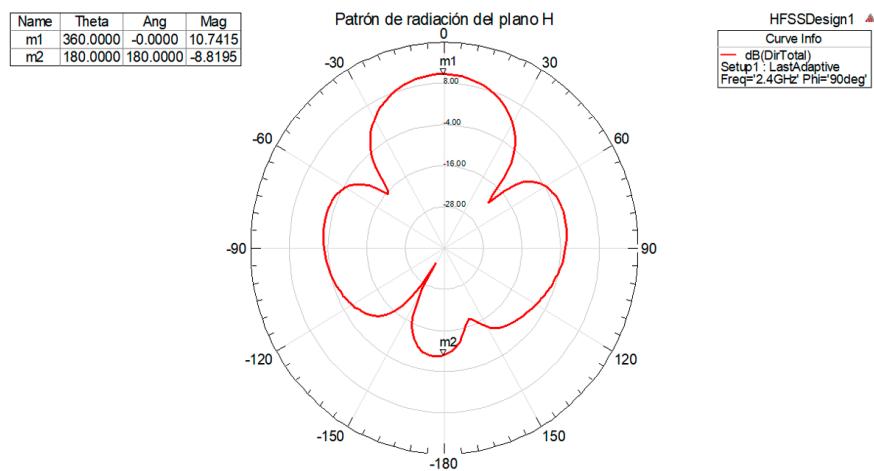
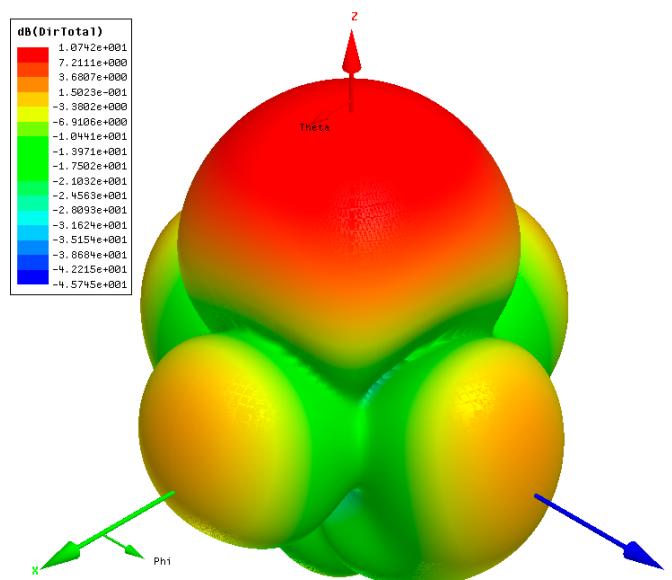


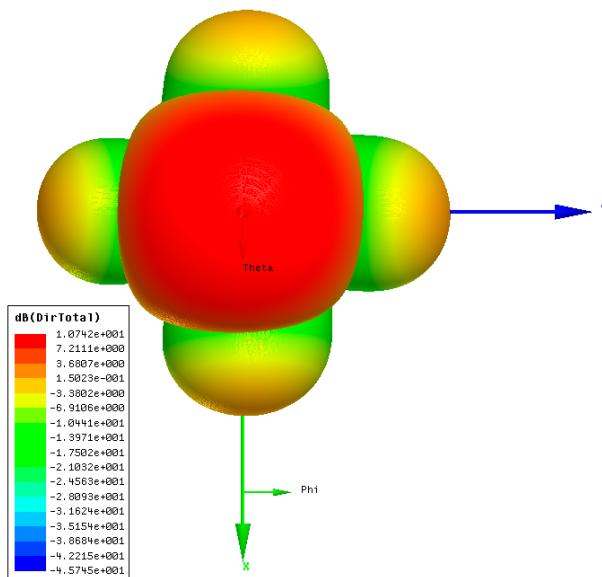
Figura 6.26: Radiación en el plano H para el array 2x2 a 2.4 GHz

6.4.5. Radiación 3D

Desde el diagrama de radiación 3D se puede observar un comportamiento más simétrico del patrón de radiación en su conjunto, donde el cuerpo más presente es el lóbulo principal del patrón y un total de cuatro lóbulos laterales cada 90° alrededor de este.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.27: Radiación 3D para el array 2x2 a 2.4 GHz

6.4.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

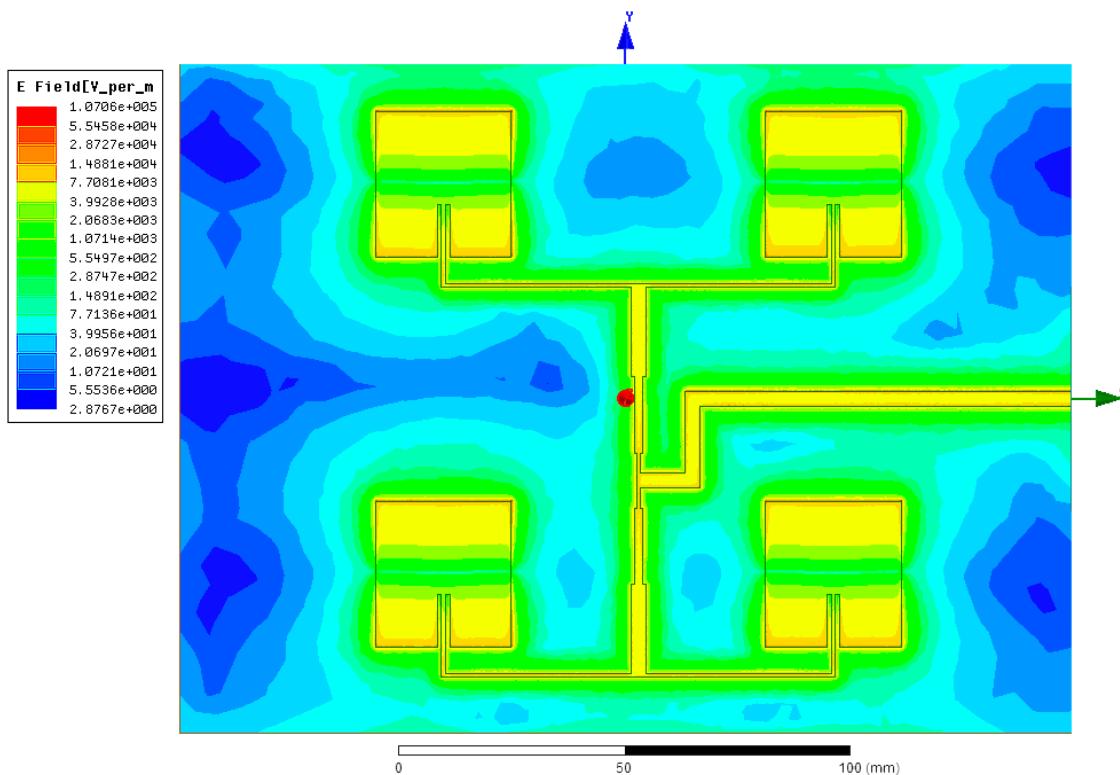


Figura 6.28: Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x2 a 2.4 GHz

6.4.7. Resumen

En la configuración 2x2 a 2.4 GHz se puede observar una pérdida de la eficiencia de radiación de la antena, así como un menor ancho de banda, aunque dentro del mismo rango de las antenas cuya frecuencia de trabajo es de 2.4 GHz, como se irá comprobando a lo largo del análisis. También ha llegado a empeorar la relación delante atrás, lo que puede suponer interferencias no deseadas con otras antenas. Por otro lado, el patrón de directividad es simétrico y con lóbulos laterales controlados.

En la tabla 6.4 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Array 2x2 a 2.4 GHz
S(1,1)	-40.70 dB
Ancho de banda	34.6 MHz dB
Directividad	10.74 dB
Ganancia	9.98 dB
Eficiencia de radiación	83.81%
Relación delante/atrás	19.56 dB

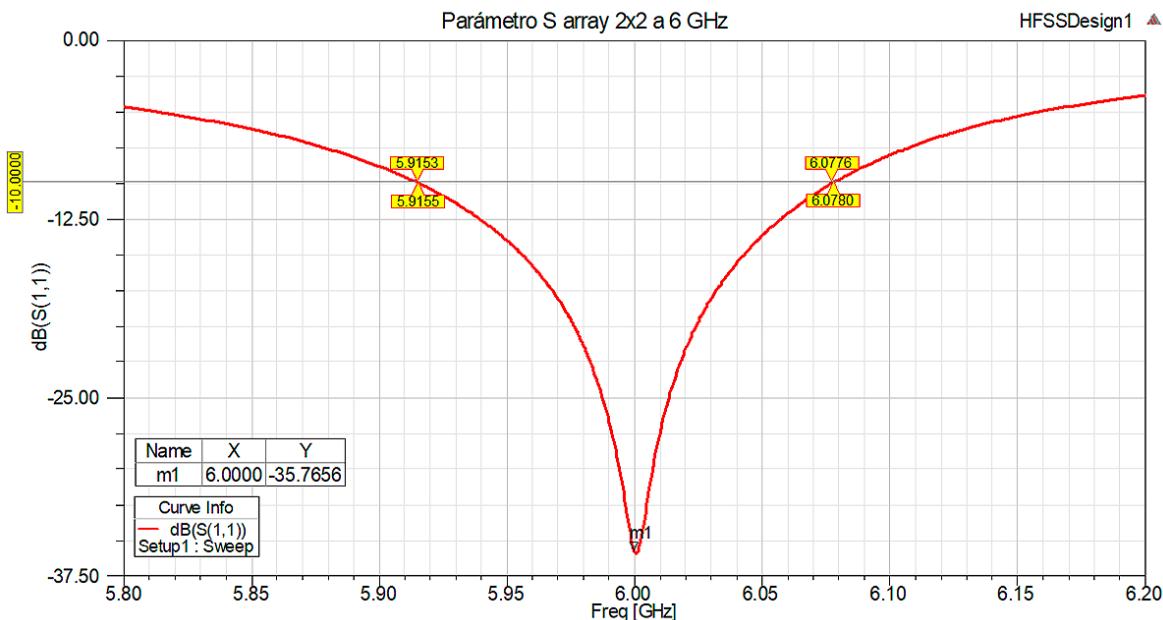
Tabla 6.4: Parámetros característicos del array 2x2 a 2.4 GHz

6.5. Array 2x2 a 6 GHz

Para el array en configuración 2x2 a 6 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.5.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array a 6 GHz, se puede observar un valor pico de -35.76 dB y un ancho de banda de 162.5 MHz, desde los 6.078 GHz hasta los 5.915 GHz, lo que equivale a un 2.7% de la frecuencia de trabajo.

**Figura 6.29:** Parámetro S para el array 2x2 a 6 GHz

6.5.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -1.57Ω .

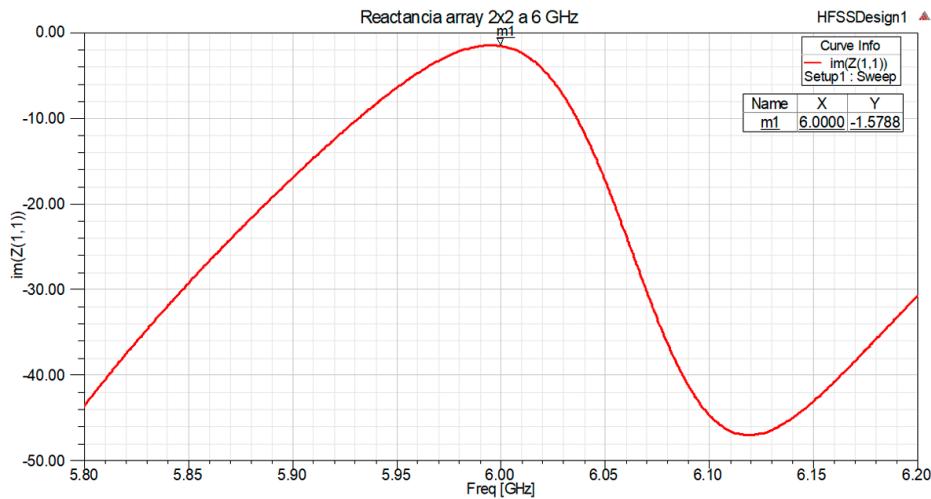


Figura 6.30: Reactancia para el array 2x2 a 6 GHz

6.5.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 49.62Ω .

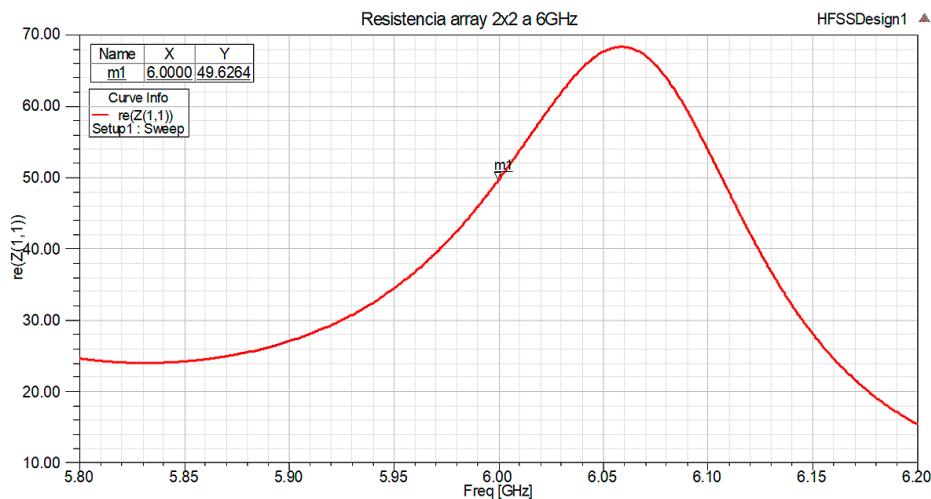


Figura 6.31: Resistencia para el array 2x2 a 6 GHz

6.5.4. Patrón de radiación

El patrón de directividad que encontramos en el array 2x2 a 6 GHz difiere mucho del que encontramos en la misma configuración a 2.4 GHz. Se puede comprobar un aumento de 2 dB de directividad hasta los 12.88 dB, así como comportamientos asimétricos en ambos planos de radiación.

6.5.4.1. Plano E

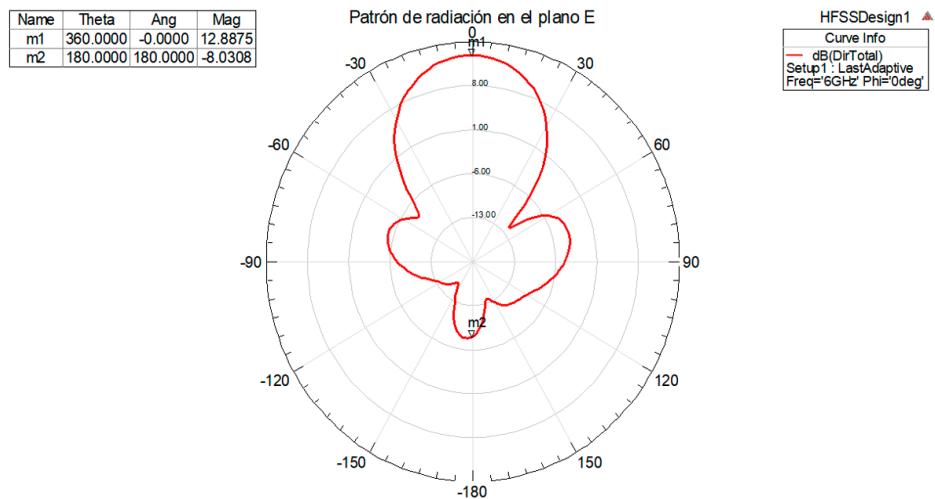


Figura 6.32: Radiación en el plano E para el array 2x2 a 6 GHz

6.5.4.2. Plano H

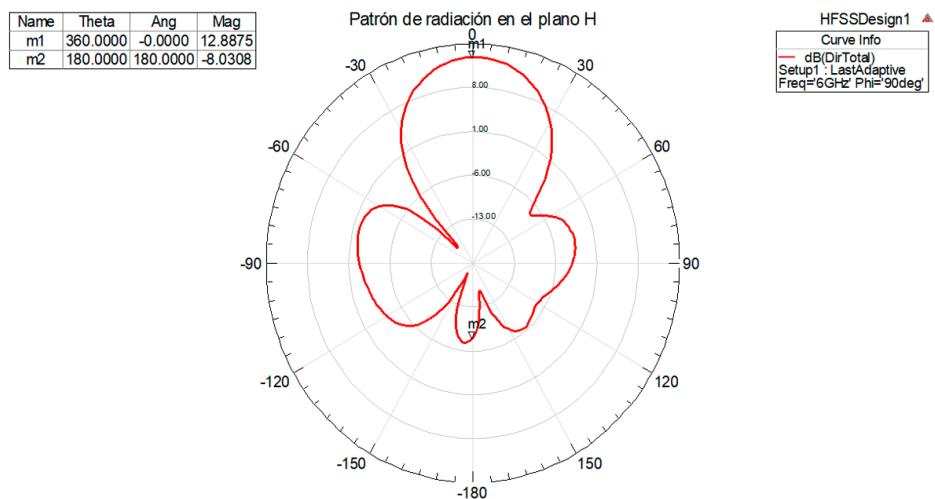
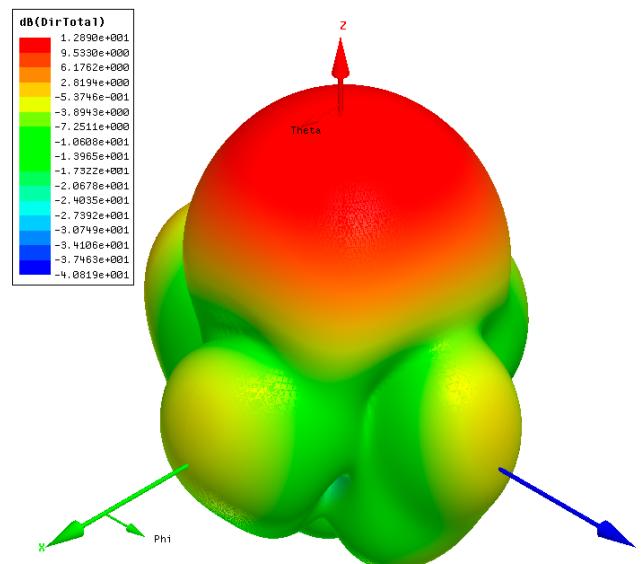


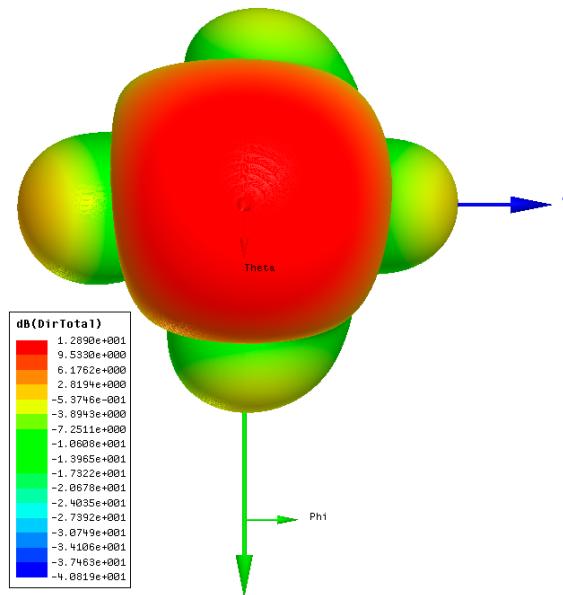
Figura 6.33: Radiación en el plano H para el array 2x2 a 6 GHz

6.5.5. Radiación 3D

En el diagrama de radiación 3D se puede comprobar el resultado del comportamiento asimétrico en los dos planos de radiación. Aunque la base del patrón intente ser la misma que la encontrada en la configuración a 2.4 GHz, se hacen notables ciertas deformidades en el lóbulo principal así como en algunos de los lóbulos secundarios.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.34: Radiación 3D para el array 2x2 a 6 GHz

6.5.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

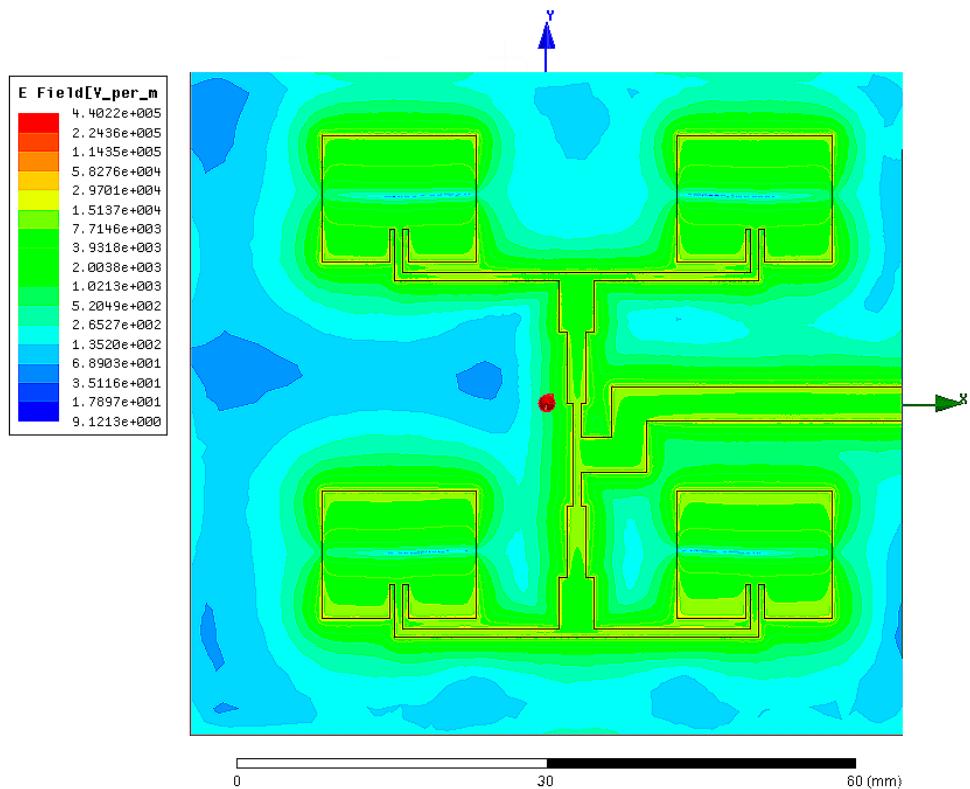


Figura 6.35: Distribución de campos eléctricos para el para el array 2x2 a 6 GHz

6.5.7. Resumen

La principal razón por la que se haya podido producir estos patrones no simétricos en esta configuración es el hecho de que la proximidad entre los parches y las líneas de transmisión que alimentan al array hayan afectado a la propagación de las ondas. Aun así la eficiencia de esta antena ronda el 90% con lo que la adaptación entre las líneas y la antena ha sido buena y la directividad ha aumentado considerablemente respecto a la antena de 2.4 GHz.

En la tabla 6.5 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Array 2x2 a 6 GHz
S(1,1)	-35.76 dB
Ancho de banda	162.5 MHz dB
Directividad	12.88 dB
Ganancia	12.47 dB
Eficiencia de radiación	90.8%
Relación delante/atrás	20.7 dB

Tabla 6.5: Parámetros característicos del array 2x2 a 6 GHz

6.6. Array 4x1 a 2.4 GHz

Para el array en configuración 4x1 a 2.4 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.6.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array 4x1 a 2.4 GHz, se puede observar un valor pico de -57.12 dB y un ancho de banda de 41.1 MHz, desde los 2.3799 GHz hasta los 2.4210 GHz, lo que equivale a un 1.71% de la frecuencia de trabajo.

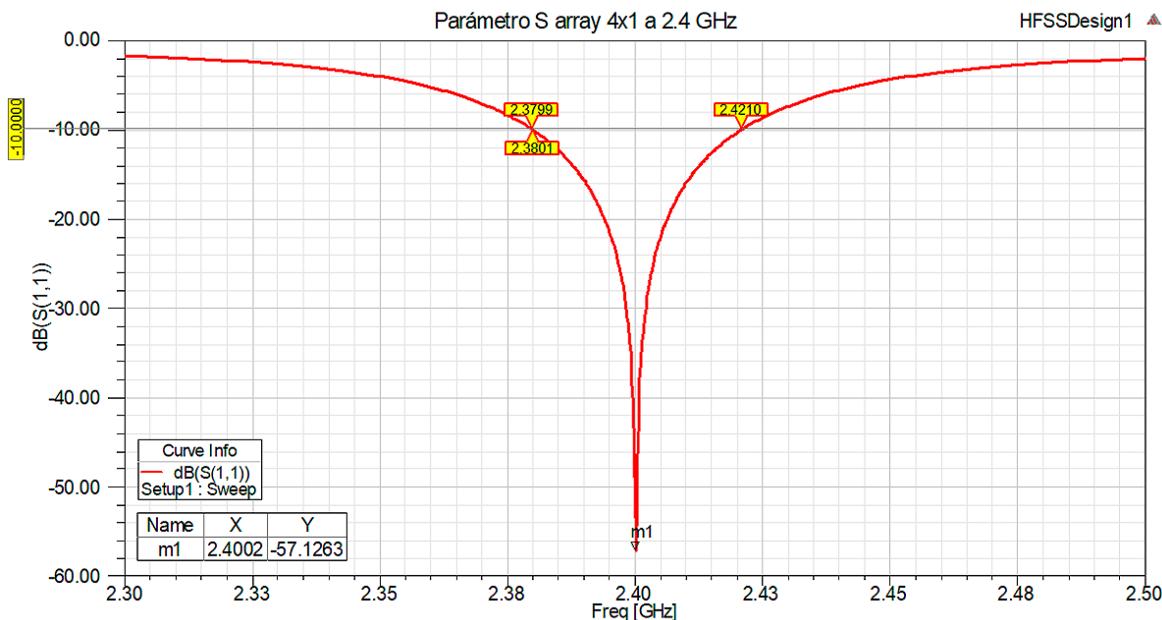


Figura 6.36: Parámetro S para el array 4x1 a 2.4 GHz

6.6.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -0.11Ω .

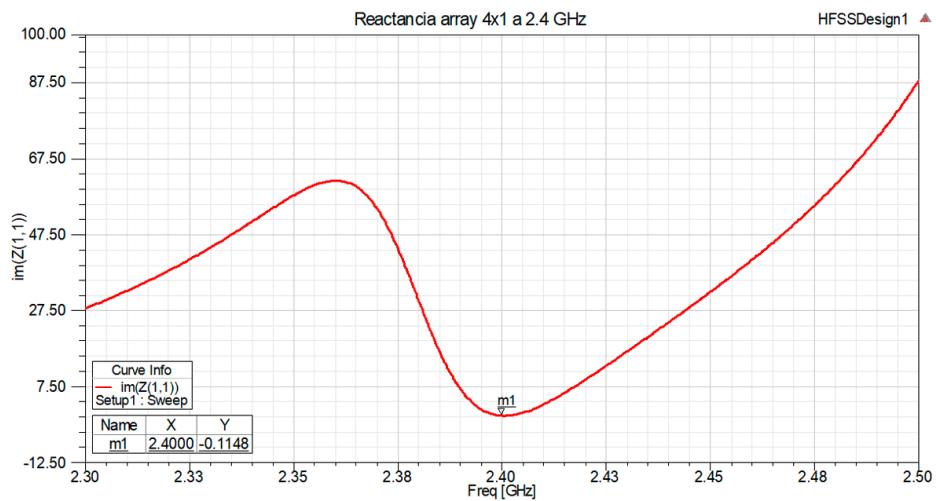


Figura 6.37: Reactancia para el array 4x1 a 2.4 GHz

6.6.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 50.26Ω .

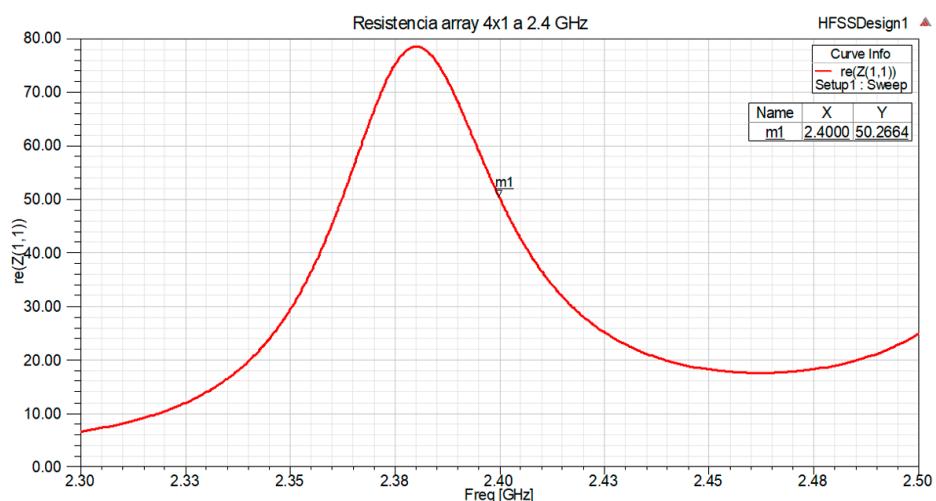


Figura 6.38: Resistencia para el array 4x1 a 2.4 GHz

6.6.4. Patrón de radiación

En este nuevo tipo de configuración donde se han añadido más parches se puede comprobar el aumento de complejidad del patrón de radiación, donde han aparecido más lóbulos laterales y traseros en el plano E. En el plano H encontramos un patrón omnidireccional. La directividad en el ángulo de máxima radiación es de 11.6 dB.

6.6.4.1. Plano E

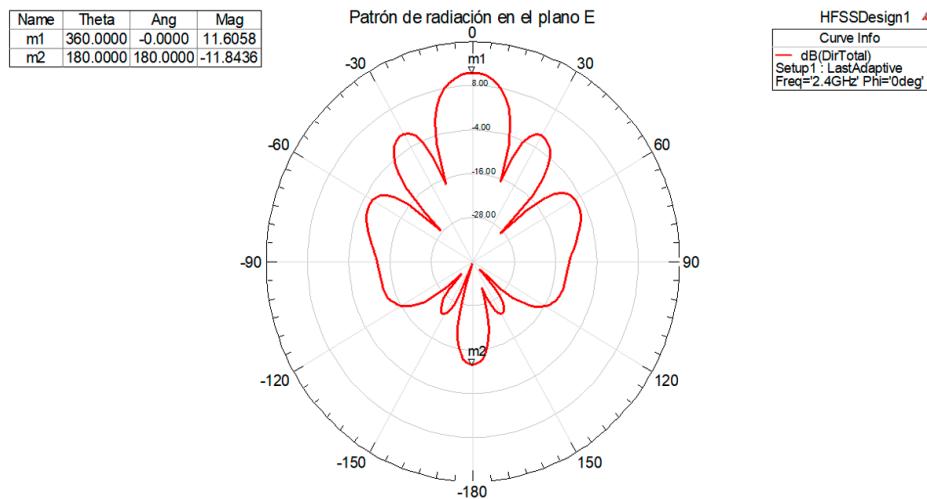


Figura 6.39: Radiación en el plano E para el array 4x1 a 2.4 GHz

6.6.4.2. Plano H

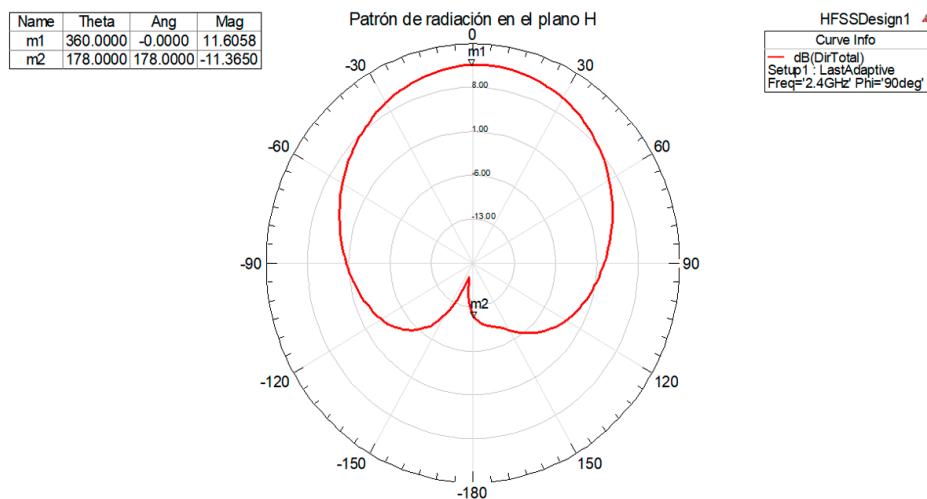
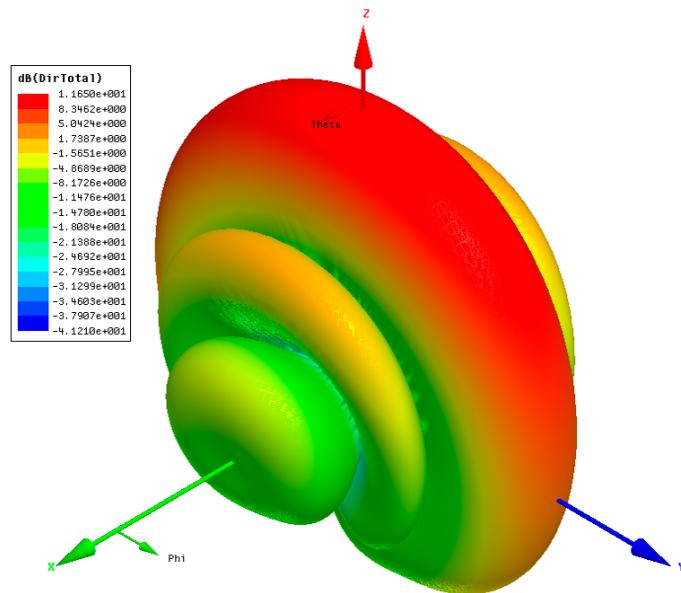


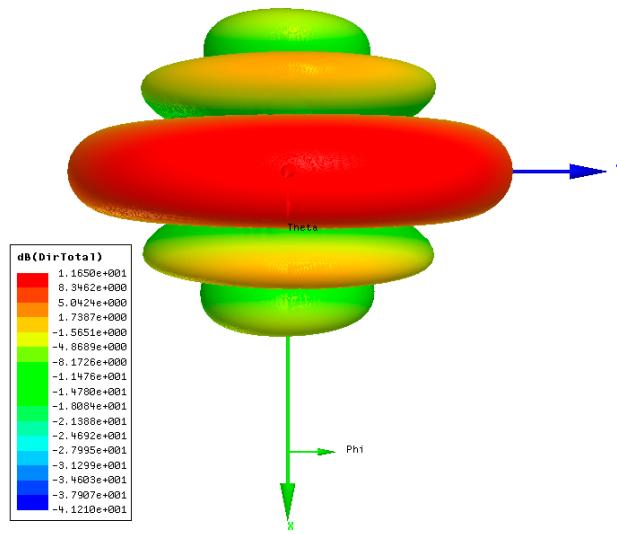
Figura 6.40: Radiación en el plano H para el array 4x1 a 2.4 GHz

6.6.5. Radiación 3D

Con el diagrama de radiación 3D se puede observar un comportamiento muy parecido al que obteníamos con las antenas en configuración 2x1, pero el aumento de parches ha ofrecido al patrón de radiación una mayor directividad así como complejidad y la presencia de elementos que quizás no sean deseados.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.41: Radiación 3D para el array 4x1 a 2.4 GHz

6.6.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

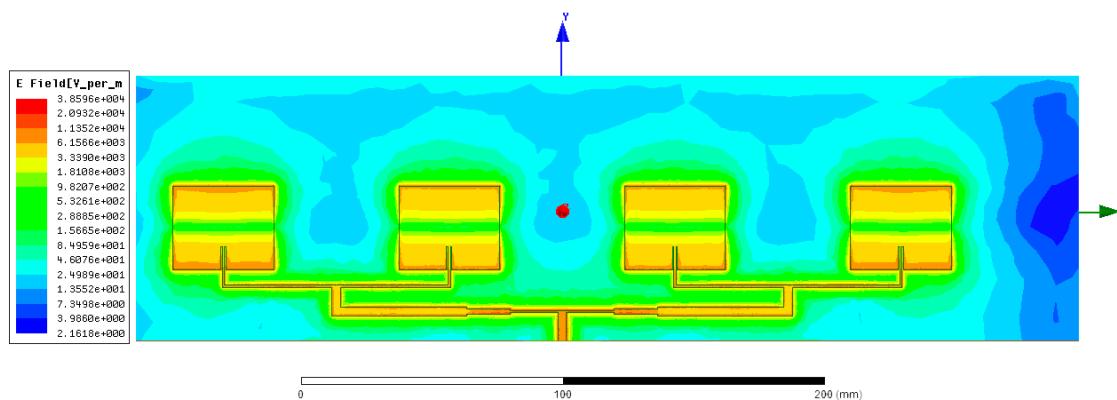


Figura 6.42: Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x1 a 2.4 GHz

6.6.7. Resumen

Aunque la eficiencia de esta configuración haya disminuido, los valores obtenidos entran dentro de los márgenes de buen funcionamiento y el patrón de directividad obtenido puede ser muy útil para aplicaciones de telefonía móvil, como se explicó en el array 2x1. Poco a poco va aumentando la directividad de nuestros arrays debido a la inclusión de una mayor número de parches, pero esto trae consigo la obtención de patrones de directividad más complejos con mayor número de lóbulos secundarios y traseros.

En la tabla 6.6 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Array 4x1 a 2.4 GHz
S(1,1)	-57.12 dB
Ancho de banda	41.4 MHz dB
Directividad	11.6 dB
Ganancia	11.04 dB
Eficiencia de radiación	86.97%
Relación delante/atrás	24.74 dB

Tabla 6.6: Parámetros característicos del array 4x1 a 2.4 GHz

6.7. Array 4x1 a 6 GHz

Para el array en configuración 4x1 a 6 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.7.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array 4x1 a 6 GHz, se puede observar un valor pico de -30.97 dB y un ancho de banda de 223.8 MHz, desde los 5.8674 GHz hasta los 6.0912 GHz, lo que equivale a un 3.73% de la frecuencia de trabajo.

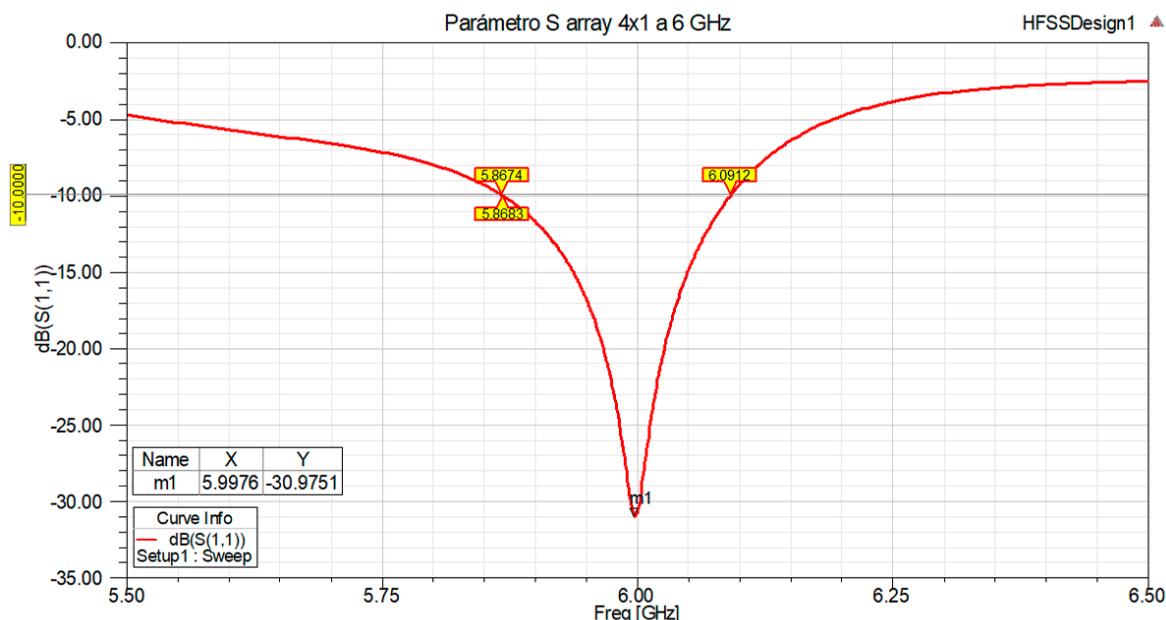


Figura 6.43: Parámetro S para el array 4x1 a 6 GHz

6.7.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -0.6Ω .

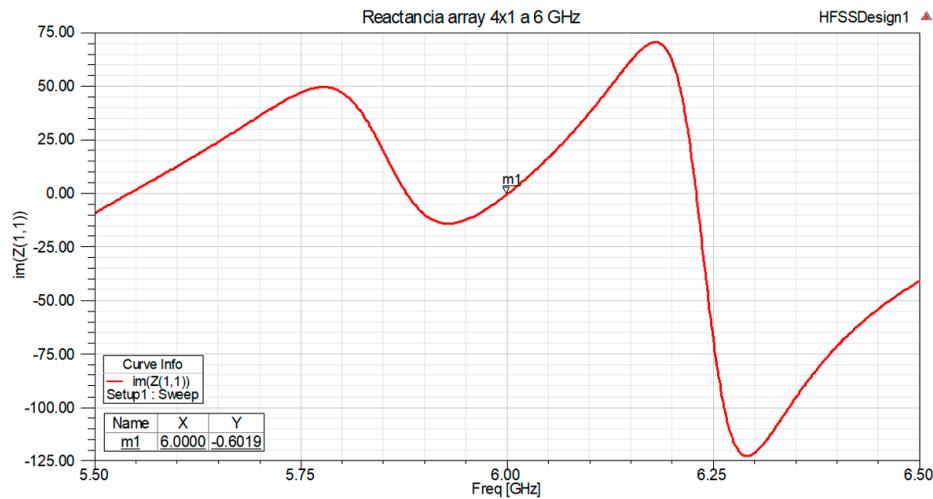


Figura 6.44: Reactancia para el array 4x1 a 6 GHz

6.7.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 47.21Ω .



Figura 6.45: Resistencia para el array 4x1 a 6 GHz

6.7.4. Patrón de radiación

El patrón de directividad de esta configuración es bastante parecido al obtenido en la configuración a 2.4 GHz, con la diferencia de que encontramos nulos menos definidos. También, como veremos, el lóbulo trasero aumenta de directividad, lo que significa una reducción de la relación delante/atrás.

6.7.4.1. Plano E

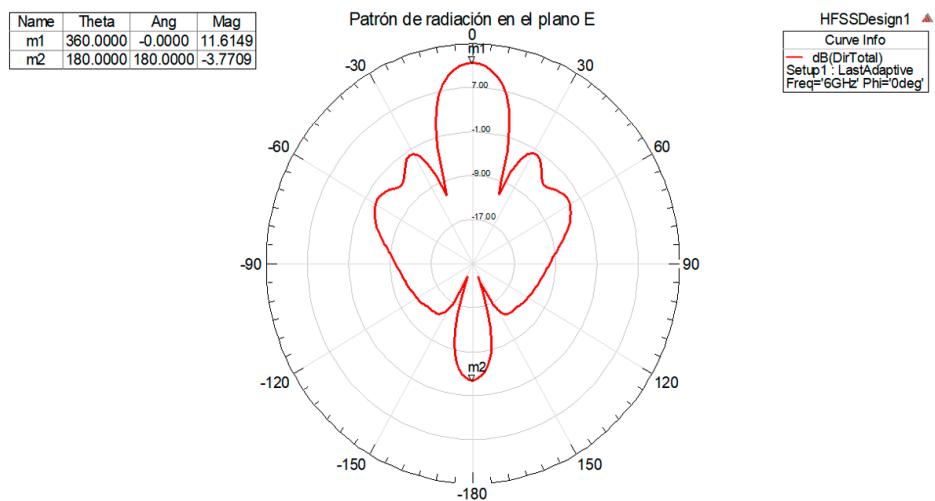


Figura 6.46: Radiación en el plano E para el array 4x1 a 6 GHz

6.7.4.2. Plano H

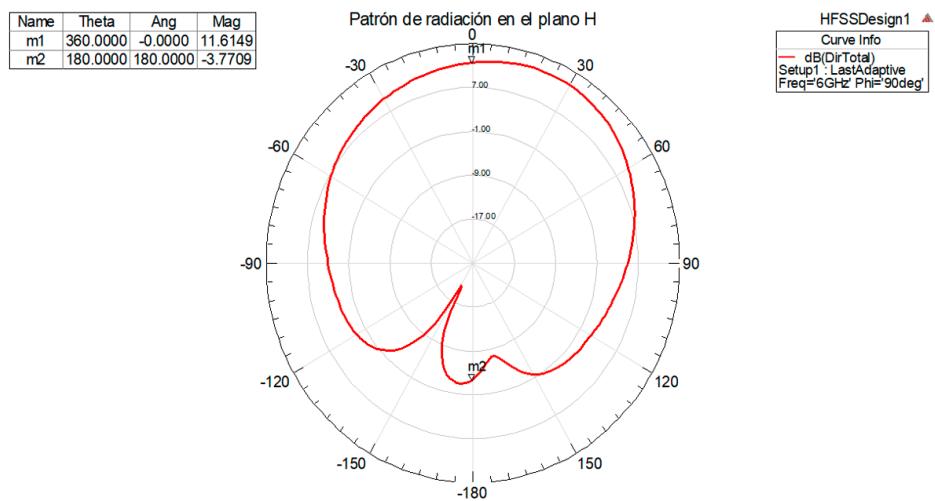
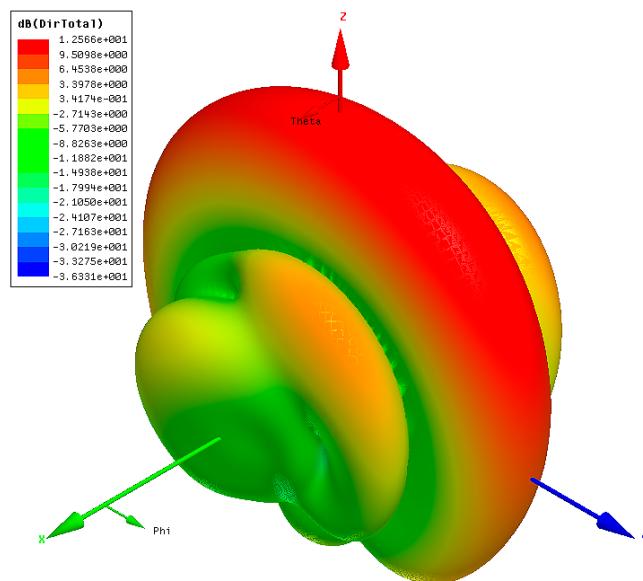


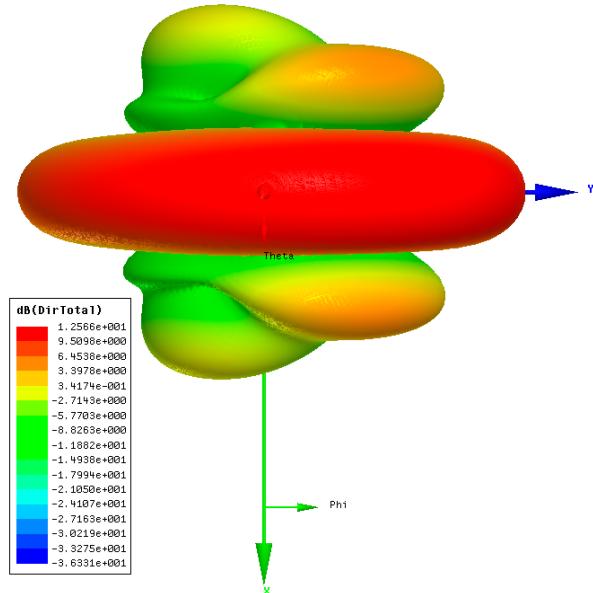
Figura 6.47: Radiación en el plano H para el array 4x1 a 6 GHz

6.7.5. Radiación 3D

El diagrama de radiación 3D presenta una forma muy similar a la encontrada en el array de la misma configuración a 2.4 GHz, aunque con pequeñas diferencias de forma en los lóbulos laterales.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.48: Radiación 3D para el array 4x1 a 6 GHz

6.7.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

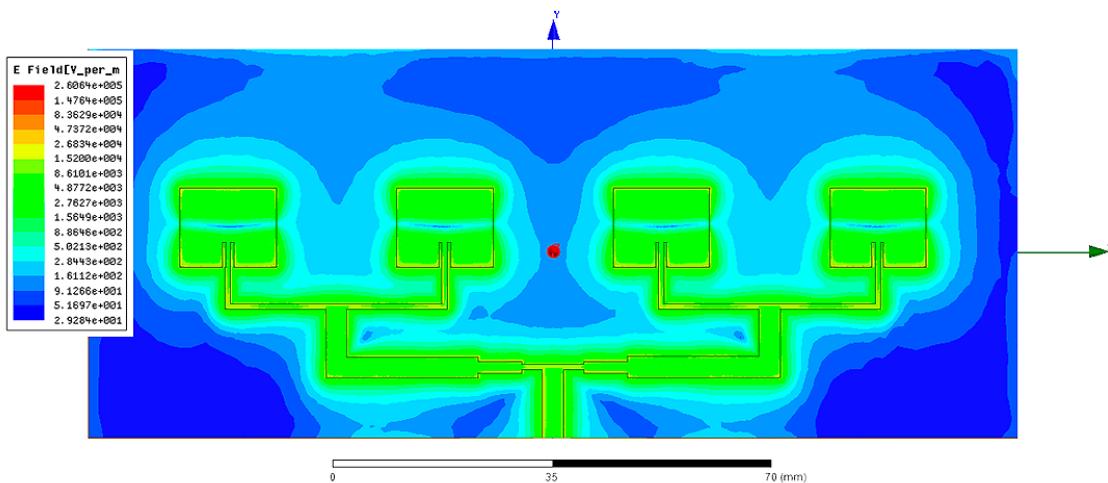


Figura 6.49: Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x1 a 6 GHz

6.7.7. Resumen

Aunque la adaptación de la antena no haya sido de las mejores obtenidas, como se puede observar en el valor de pérdidas de retorno S, esta antena ha obtenido unos parámetros de funcionamiento excepcionales en cuanto a directividad, eficiencia y ancho de banda. Se ha llegado a obtener hasta 200 MHz de ancho de banda, lo que supone un 3.73% sobre la frecuencia de trabajo, rozando el límite de ancho de banda que se puede llegar a obtener en una configuración de alimentación por conexión directa de línea microstrip.

En la tabla 6.7 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Array 4x1 a 6 GHz
S(1,1)	-30.97 dB
Ancho de banda	223.8 MHz dB
Directividad	12.56 dB
Ganancia	12.16 dB
Eficiencia de radiación	91.3%
Relación delante/atrás	24.3 dB

Tabla 6.7: Parámetros característicos del array 4x1 a 6 GHz

6.8. Array 4x2 a 2.4 GHz

Para el array en configuración 4x2 a 2.4 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.8.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array 4x2 a 2.4 GHz, se puede observar un valor pico de -32.18 dB y un ancho de banda de 39.6 MHz, desde los 2.3792 GHz hasta los 2.4186 GHz, lo que equivale a un 1.65% de la frecuencia de trabajo.

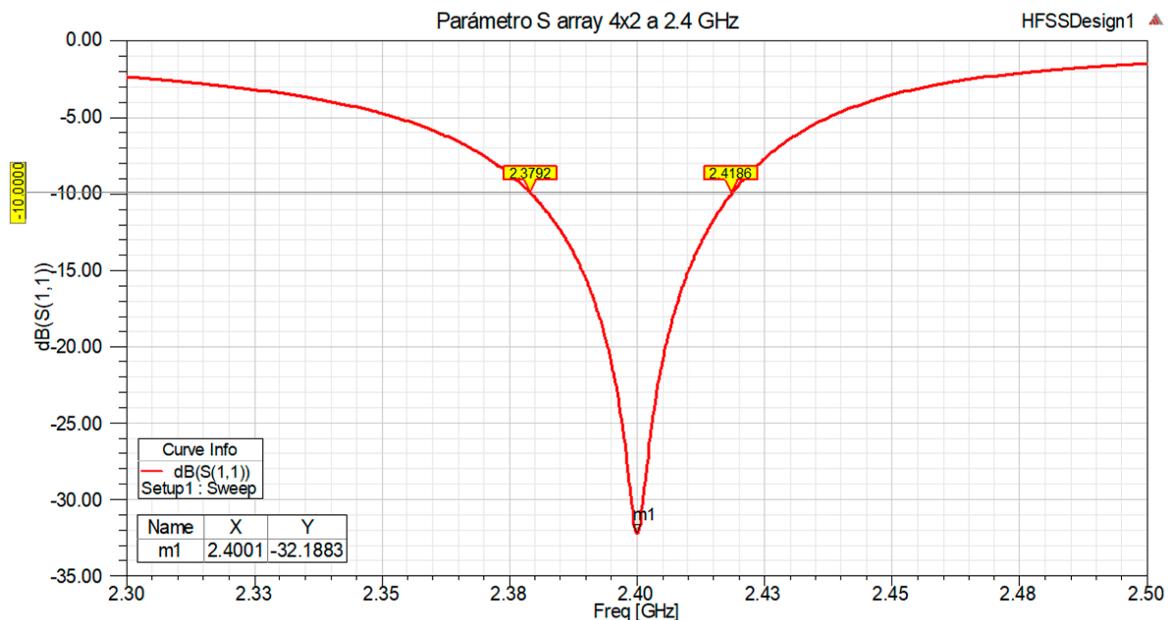


Figura 6.50: Parámetro S para el array 4x2 a 2.4 GHz

6.8.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -1.39Ω .

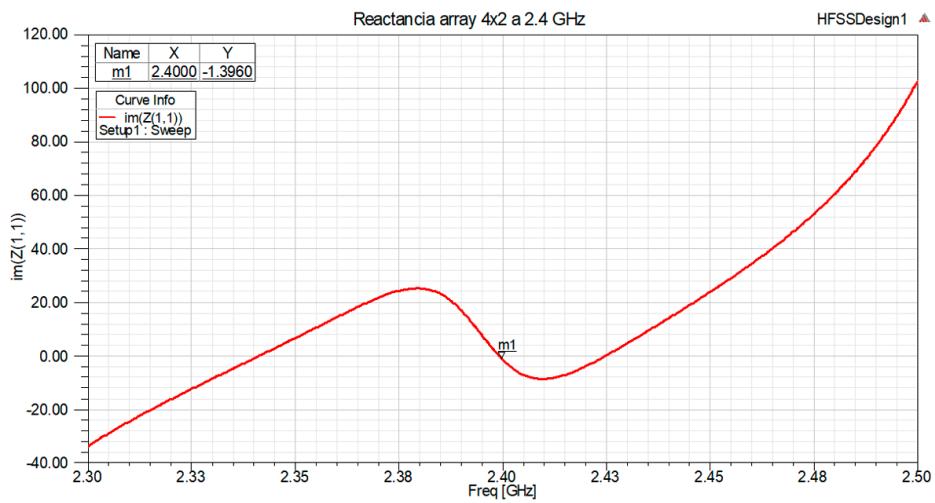


Figura 6.51: Reactancia para el array 4x2 a 2.4 GHz

6.8.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 52.07Ω .

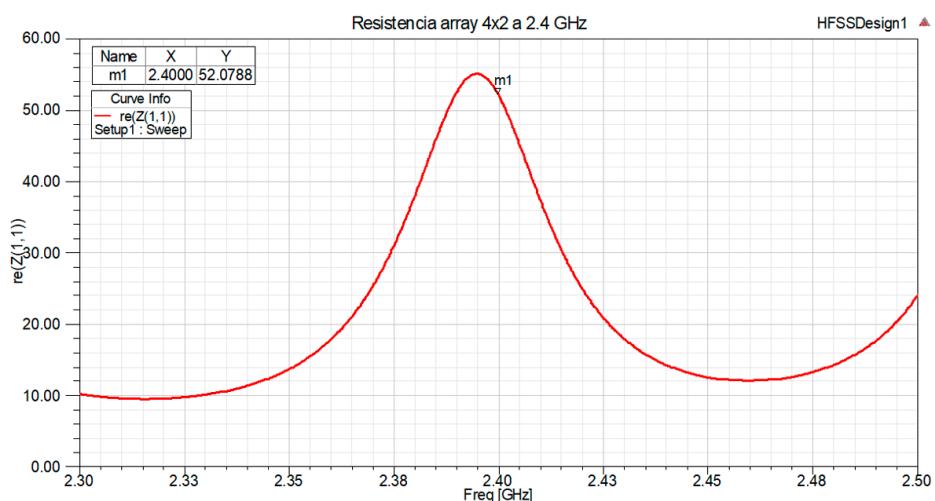


Figura 6.52: Resistencia para el array 4x2 a 2.4 GHz

6.8.4. Patrón de radiación

Al duplicar la fila que se poseía en el array 4x1 se ha obtenido el mismo patrón de directividad que esta en el plano E, pero con una mayor área de radiación en los lóbulos laterales, aumentando de cobertura en estas zonas. La directividad obtenida en el ángulo de máxima radiación es de 13.97 dB. En el plano H vemos un patrón casi omnidireccional, como ocurría en el array 4x1 pero con ciertos nulos creando lóbulos laterales más definidos.

6.8.4.1. Plano E

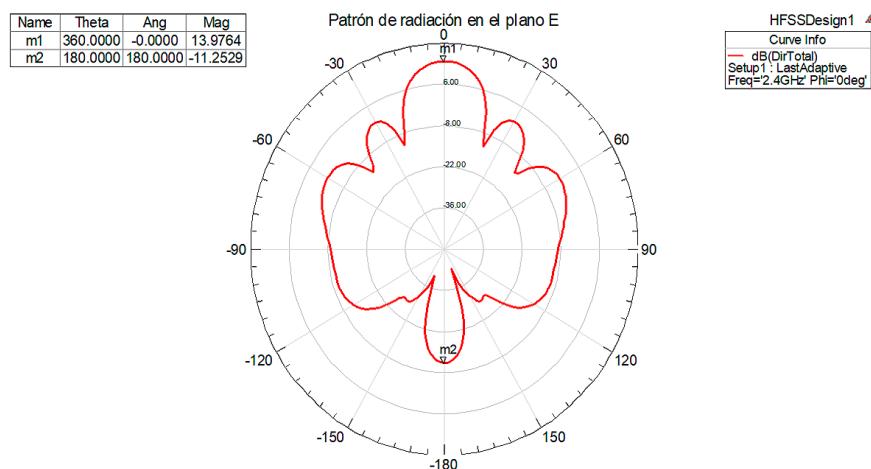


Figura 6.53: Radiación en el plano E para el array 4x2 a 2.4 GHz

6.8.4.2. Plano H

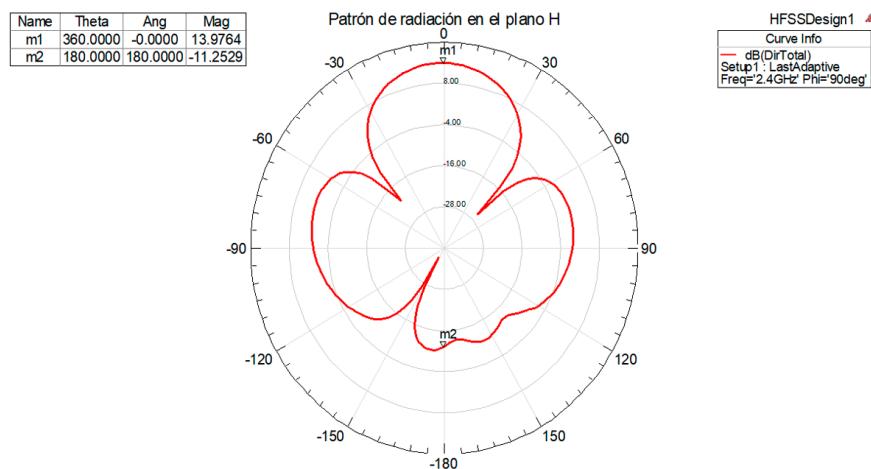
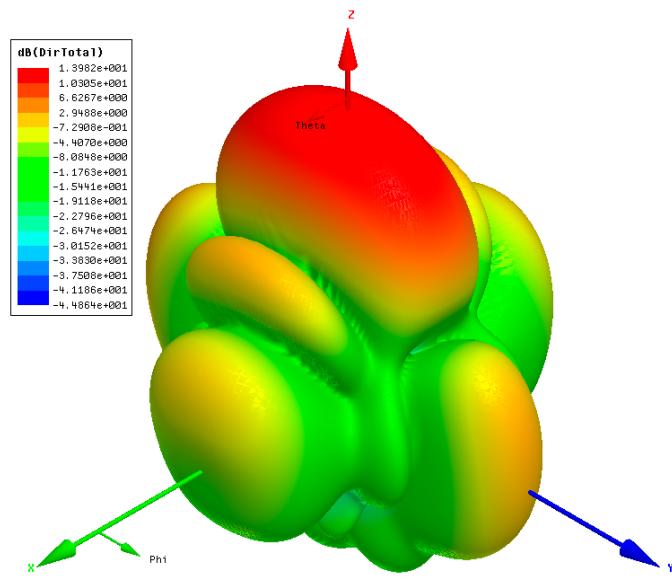


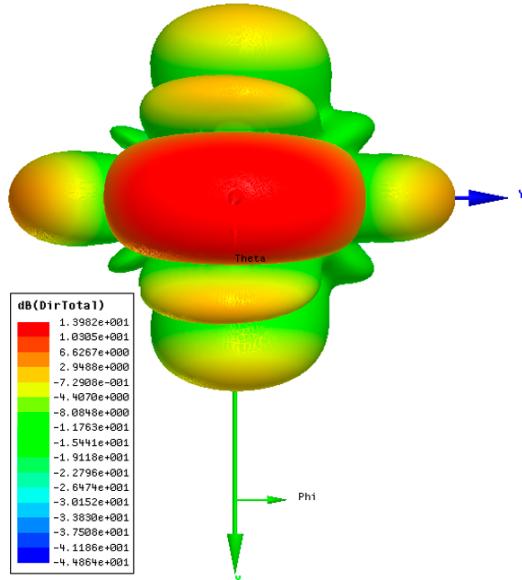
Figura 6.54: Radiación en el plano H para el array 4x2 a 2.4 GHz

6.8.5. Radiación 3D

La conjunción de ambos planos de radiación lleva a la obtención de un diagrama de radiación 3D muy complejo con un gran número de lóbulos laterales y secundarios a costa de conseguir una de las directividades más altas logradas hasta el momento en el proyecto.



(a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D



(b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.55: Radiación 3D para el array 4x2 a 2.4 GHz

6.8.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

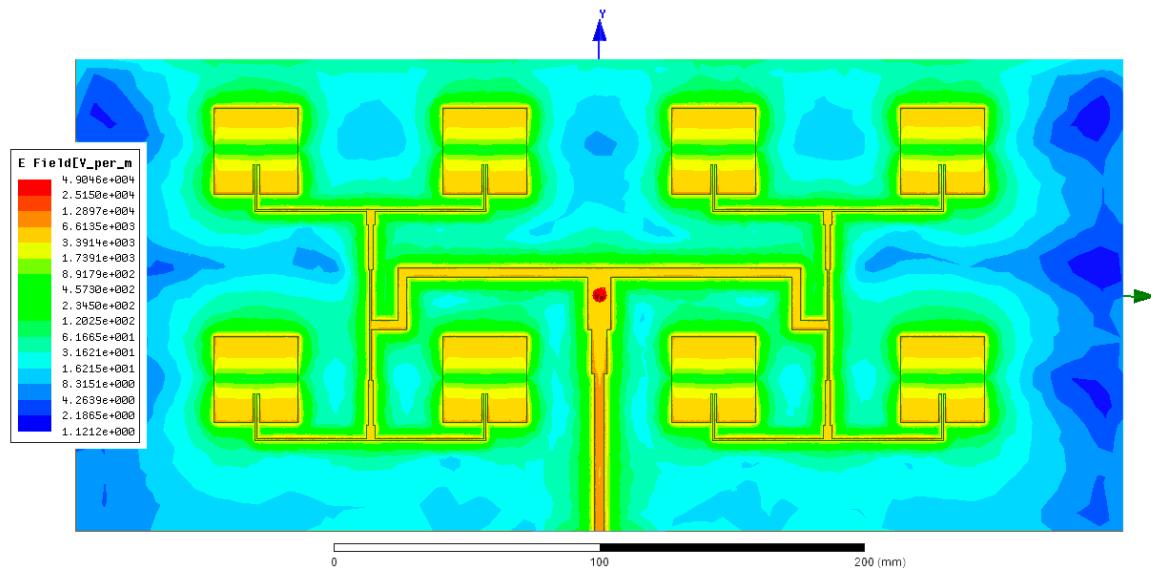


Figura 6.56: Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x2 a 2.4 GHz

6.8.7. Resumen

Esta configuración es una de las que mas ha costado conseguir adaptar en el proceso de diseño, es por ello que los resultados obtenidos no destacan sobre el resto de arrays. La directividad obtenida ha sido muy buena, pero otros parámetros como la eficiencia o el ancho de banda han dejado que desear sobre esta configuración.

En la tabla 6.8 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Array 4x2 a 2.4 GHz
S(1,1)	-32.18 dB
Ancho de banda	39.6 MHz dB
Directividad	13.97 dB
Ganancia	13.17 dB
Eficiencia de radiación	83.08%
Relación delante/atrás	25.15 dB

Tabla 6.8: Parámetros característicos del array 4x2 a 2.4 GHz

6.9. Array 4x2 a 6 GHz

Para el array en configuración 4x2 a 6 GHz los resultados obtenidos son los siguientes:

6.9.1. Pérdidas de retorno

En cuanto a su curva de pérdidas de retorno del array 4x2 a 6 GHz, se puede observar un valor pico de -32.18 dB y un ancho de banda de 39.6 MHz, desde los 2.3792 GHz hasta los 6186 GHz, lo que equivale a un 1.65% de la frecuencia de trabajo.

Figura 6.57: Parámetro S para el array 4x2 a 6 GHz

6.9.2. Reactancia

La curva de reactancia arroja un valor a la frecuencia de trabajo de -1.39Ω .

Figura 6.58: Reactancia para el array 4x2 a 6 GHz

6.9.3. Resistencia

La parte real de la impedancia ofrece un valor a la frecuencia de trabajo de 52.07Ω .

Figura 6.59: Resistencia para el array 4x2 a 6 GHz

6.9.4. Patrón de radiación

Al duplicar la fila que se poseía en el array 4x1 se ha obtenido el mismo patrón de directividad que esta en el plano E, pero con una mayor área de radiación en los lóbulos laterales, aumentando de cobertura en estas zonas. La directividad obtenida en el ángulo de máxima radiación es de 13.97 dB. En el plano H vemos un patrón casi omnidireccional, como ocurría en el array 4x1 pero con ciertos nulos creando lóbulos laterales más definidos.

6.9.4.1. Plano E

Figura 6.60: Radiación en el plano E para el array 4x2 a 6 GHz

6.9.4.2. Plano H

Figura 6.61: Radiación en el plano H para el array 4x2 a 6 GHz

6.9.5. Radiación 3D

La conjunción de ambos planos de radiación lleva a la obtención de un diagrama de radiación 3D muy complejo con un gran número de lóbulos laterales y secundarios a costa de conseguir una de las directividades más altas logradas hasta el momento en el proyecto.

- (a) Representación isométrica del diagrama de radiación 3D
- (b) Representación superior del diagrama de radiación 3D

Figura 6.62: Radiación 3D para el array 4x2 a 6 GHz

6.9.6. Campo eléctrico

Finalmente, podemos observar la distribución de campos eléctricos en el parche.

Figura 6.63: Distribución de campos eléctricos para el para el array 4x2 a 6 GHz

6.9.7. Resumen

Esta configuración es una de las que mas ha costado conseguir adaptar en el proceso de diseño, es por ello que los resultados obtenidos no destacan sobre el resto de arrays. La directividad obtenida ha sido muy buena, pero otros parámetros como la eficiencia o el ancho de banda han dejado que desear sobre esta configuración.

En la tabla 6.9 se pueden observar un resumen de los parámetros característicos de la antena.

Parámetro	Array 4x2 a 6 GHz
S(1,1)	-32.18 dB
Ancho de banda	39.6 MHz dB
Directividad	13.97 dB
Ganancia	13.17 dB
Eficiencia de radiación	83.08%
Relación delante/atrás	25.15 dB

Tabla 6.9: Parámetros característicos del array 4x2 a 6 GHz

Bibliografía

- 3GPP. (2019). *Release 15* [Technical Report]. Descargado de <https://www.3gpp.org/release-15>
- Balanis, C. A. (2015). *Antenna theory*. John Wiley & Sons. Descargado de https://www.ebook.de/de/product/25674970/constantine_a_balanis_antenna_theory.html
- Frenzel, L. (2013). *What's the difference between a dipole and a ground plane antenna?* Descargado de <https://www.electronicdesign.com/wireless/what-s-difference-between-dipole-and-ground-plane-antenna>
- Huffaker, S. (2009). *Martin cooper*. Descargado de <https://www.britannica.com/biography/Martin-Cooper>
- Ideal-Antenas (Ed.). (2008). *Dipolo de fm com refletor*. Descargado de https://idealantenas.com.br/Espanhol/espa%C3%B1ol/produtosport/fm/pdf/dipolo_1_20ondacomrefletor.pdf
- MICIU. (2019). *Radiotelescopio de 30m del iram (pico veleta, granada)*. Descargado de <http://www.ciencia.gob.es/portal/site/MICINN/menuitem.edc7f2029a2be27d7010721001432ea0/?vgnnextoid=d29a02133a578610VgnVCM1000001d04140aRCRD&vgnnextchannel=97b2b572c7ea2510VgnVCM1000002006140aRCRD>
- Muesa, K., Selonen, P., y Sariola, A. (2019). *Stadika 5g*. Descargado de <https://kerrokantasi.hel.fi/5g/X0Tms8W3uL5ZVQ6QzRheZR10qr72QyQm?headless=false&lang=sv>
- NASA. (1962). *Holmdel horn antenna*. Descargado de https://en.wikipedia.org/wiki/Holmdel_Horn_Antenna#/media/File:Horn_Antenna-in_Holmdel,_New_Jersey.jpeg
- Pearce, R. (2010). *Yagi antenna array*. Descargado de <https://www.flickr.com/photos/22760956@N08/4732854900/>
- Pippes, R. (2011). *Galileo in-orbit validation satellite*. Descargado de https://www.esa.int/ESA_Multimedia/Images/2011/10/Galileo_In-Orbit_Validation_satellite
- Sagdejev, I. (2008). *Mast radiator*. Descargado de https://en.wikipedia.org/wiki/Mast_radiator#/media/File:2008-07-28_Mast_radiator.jpg
- Sirio (Ed.). (2012). *Wd140-n dipole*. Descargado de https://www.sirio.store/pdf/wd_140_n.pdf

Stodart, G. J. (Circa. 1890). *Engraving of james clerk maxwell.* Descargado de https://es.wikipedia.org/wiki/James_Clerk_Maxwell#/media/Archivo:James_Clerk_Maxwell.png

Yavuz, M. E. (2015). *Dipole radiation pattern [fdtd simulation].* Descargado de <https://www.youtube.com/watch?v=Fp26Bjm99VI&feature=share>

Lista de Acrónimos y Abreviaturas

(W.
1G	1 ^a Generación.
2G	2 ^a Generación.
3G	3 ^a Generación.
3GPP	3rd Generation Partnership Project.
4G	4 ^a Generación.
4G LTE	4 ^a Generación (Long Term Evolution).
5G	5 ^a Generación.

.	.
.	.
AM	Amplitud Modulada.

AMPS	Advanced Mobile Phone System.
.	.

ATT	American Telephone and Telegraph.
CSIC	Consejo Superior de Investigaciones Científicas.
CTNE	Compañía Telefónica Nacional de España.

FEM	Finite Element Method.
FM	Frecuencia Modulada.
GPRS	General Packet Radio Service.
GPS	Global Positioning System.
GSM	Global System for Mobile communications.
GTD	Geometric Theory of Diffraction.
HSUPA	High Speed Packet Access.

IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers.
.	.

IoT	Internet Of Things.
IRAM	Instituto Radio Astronómico Milimétrico.

ITU	International Telecommunication Union.
LTE	Long Term Evolution.
M2M	Machine To Machine.
MIMO	Multiple Input Multiple Output.
MINETUR	Ministerio de Industria, Comercio y Turismo.
mMIMO	Massive MIMO.
mmWave	Milimeter Wave.
NMT	Nordic Mobile Telephone.
NTT	Nippon Telegraph and Telephone.
O.E.M	Ondas Electromagnéticas.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
PCB	Printed Circuit Board.
QAM	Quadrature Amplitude Modulation.
RAN	Radio Access Network.
TACS	Total Access Communications System.
TDT	Televisión Digital Terrestre.
TE	Transversal Eléctrico.
TIC	Tecnologías de la Información y la Comunicación.
TM	Transversal Magnético.
TMA	Telefonía Móvil Automática.
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System.
VoIP	Voice over IP.
W-CDMA	Wideband Code Division Multiple Access.
Wi-Fi	.

A. Anexo I - Dimensiones de los arrays de parches microstrip diseñados

A.1. Parche Simple @ 2 GHz

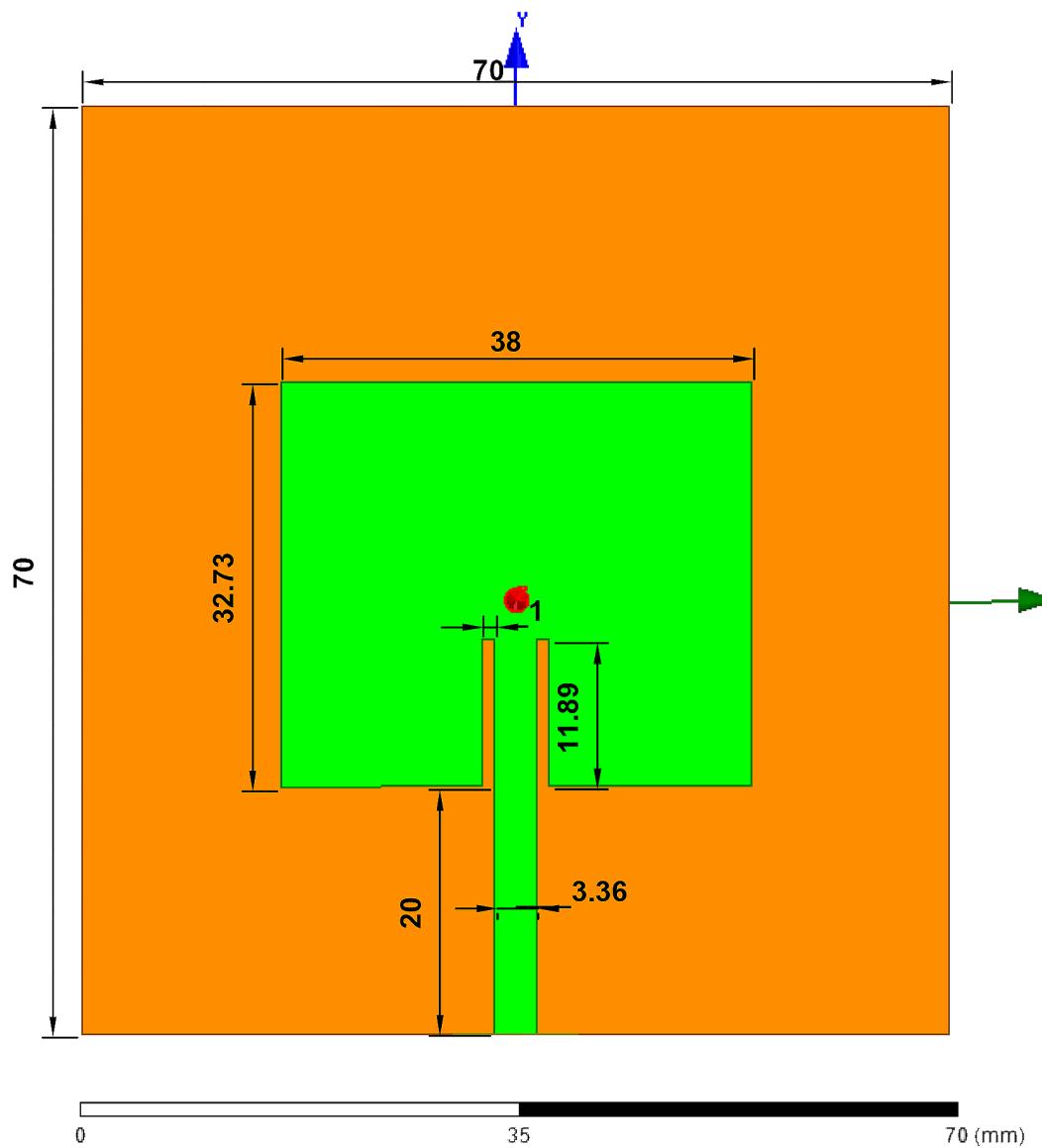


Figura A.1: Dimensiones del parche simple a 2.4 GHz

A.2. Parche Simple @ 6 GHz

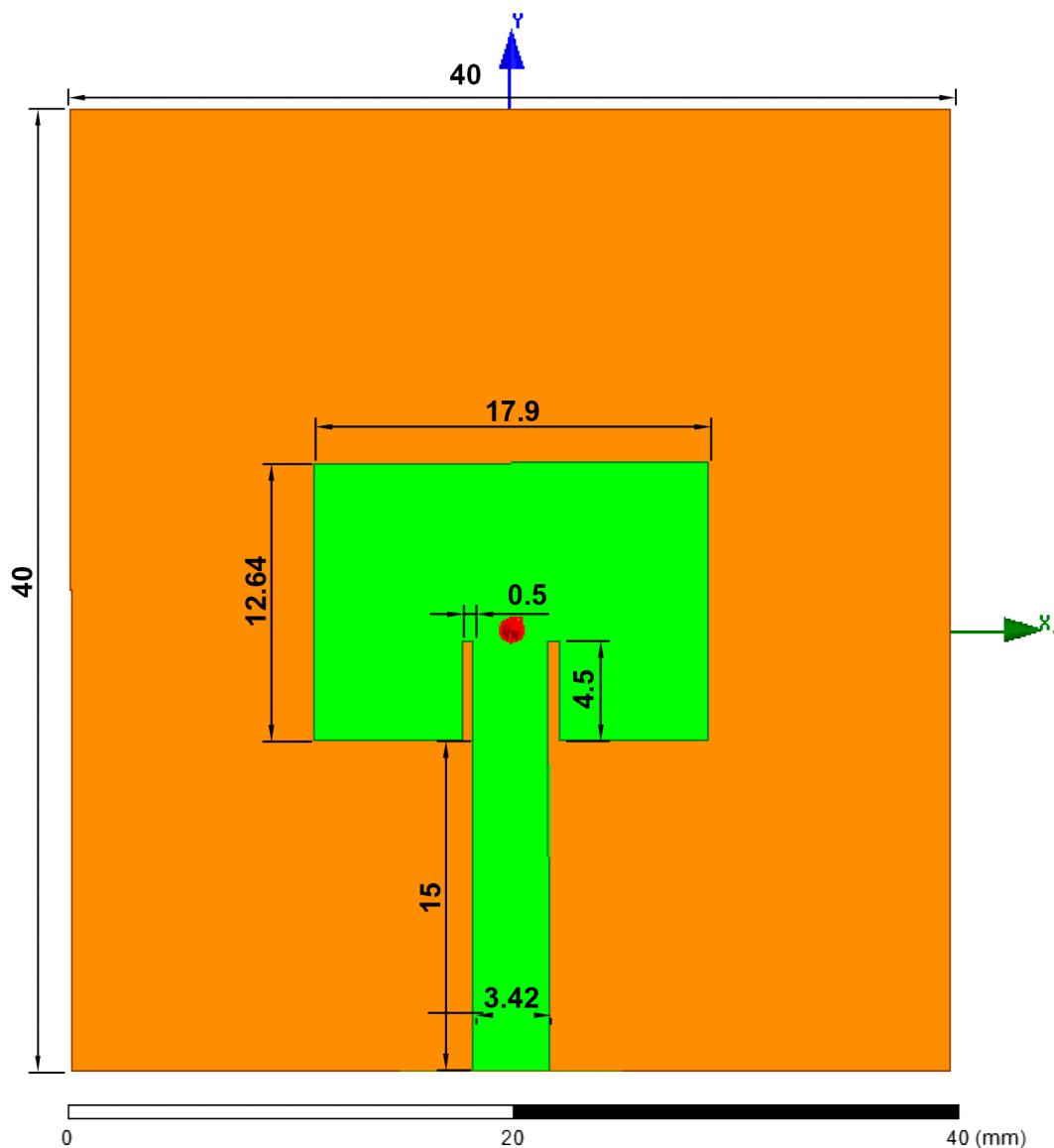


Figura A.2: Dimensiones del parche simple a 6 GHz

A.3. Array 2x1 @ 2 GHz

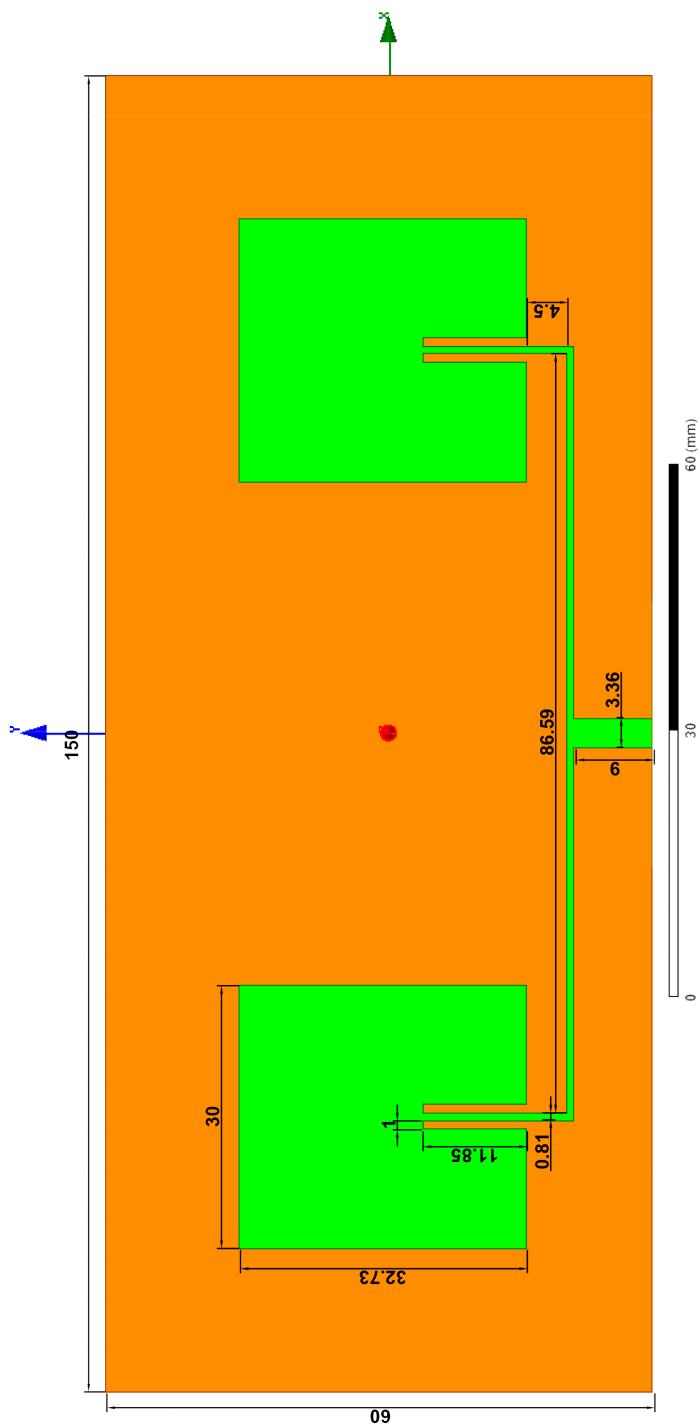


Figura A.3: Dimensiones del array 2x1 simple a 2.4 GHz

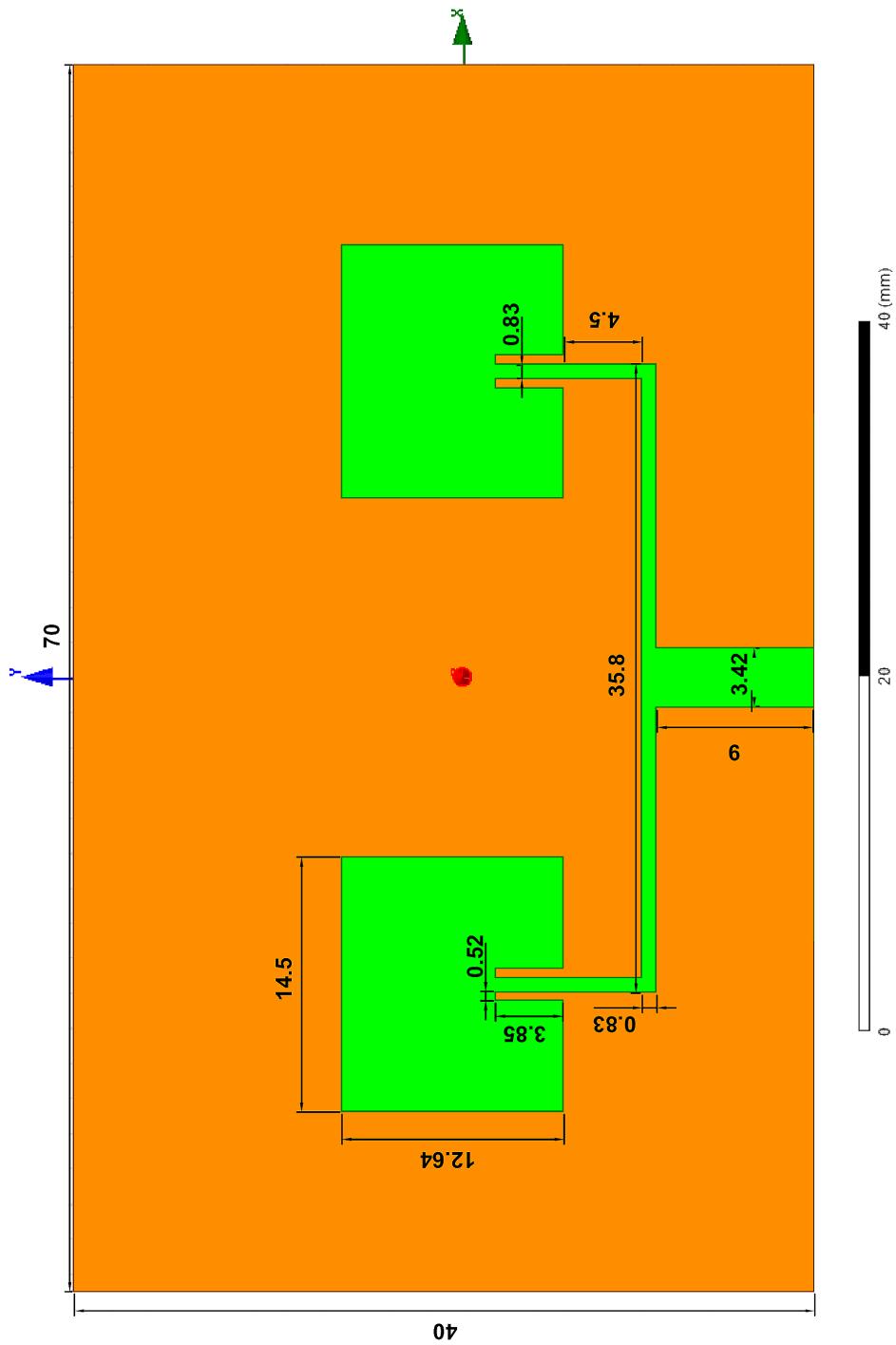
A.4. Array 2x1 @ 6 GHz

Figura A.4: Dimensiones del array 2x1 simple a 6 GHz

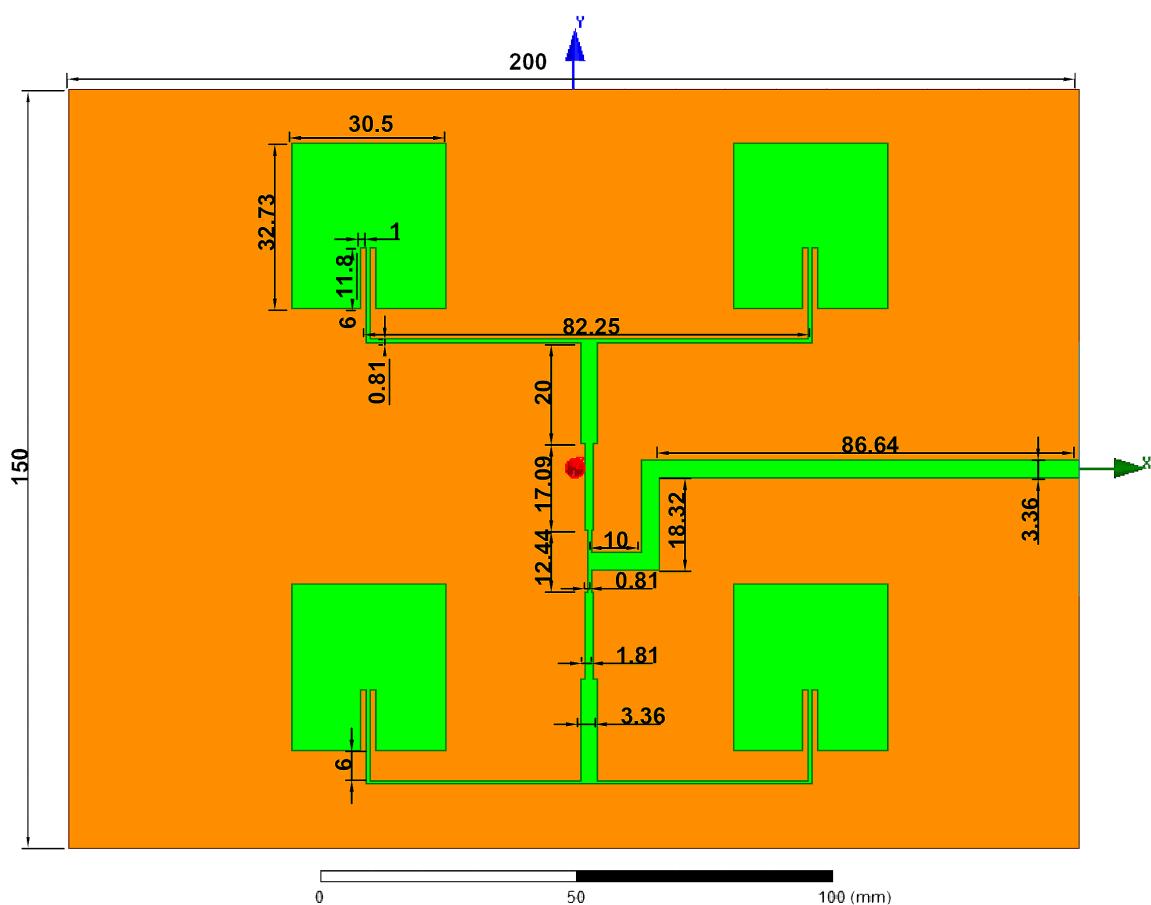
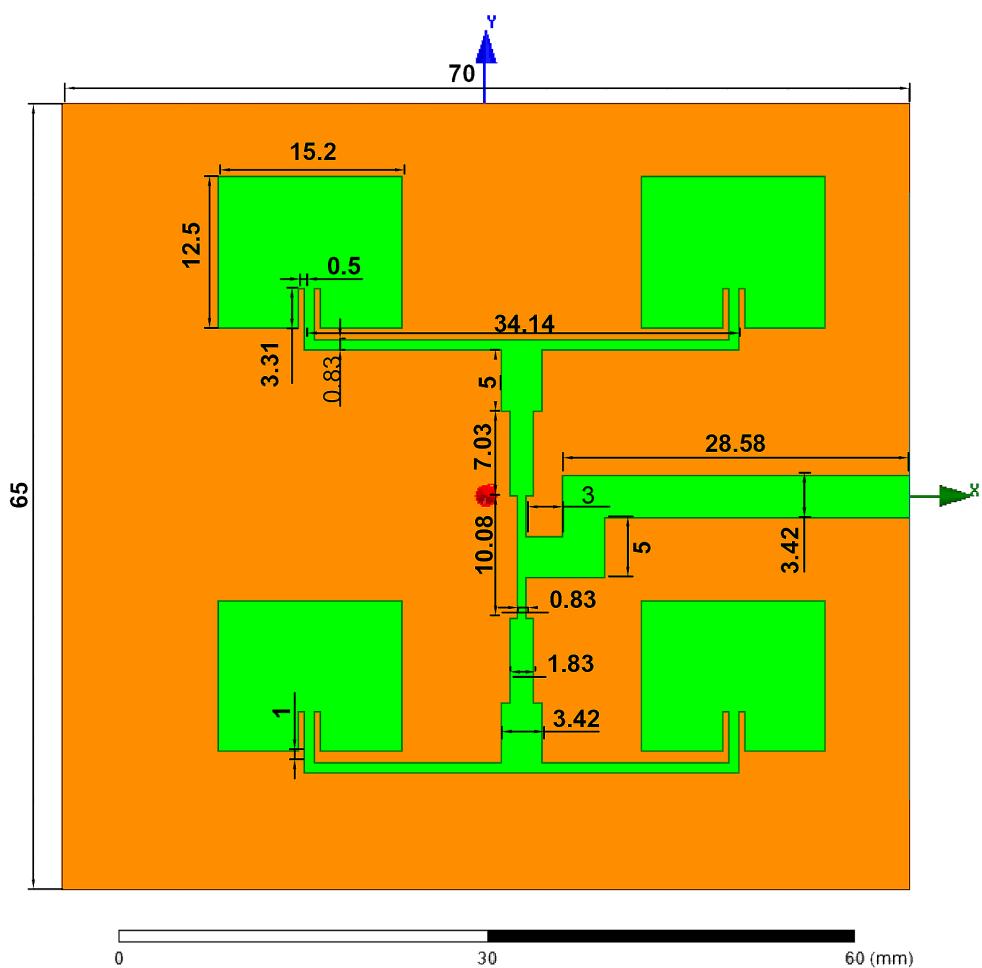
A.5. Array 2x2 @ 2.4 GHz

Figura A.5: Dimensiones del array 2x2 simple a 2.4 GHz

A.6. Array 2x2 @ 6 GHz**Figura A.6:** Dimensiones del array 2x2 simple a 6 GHz

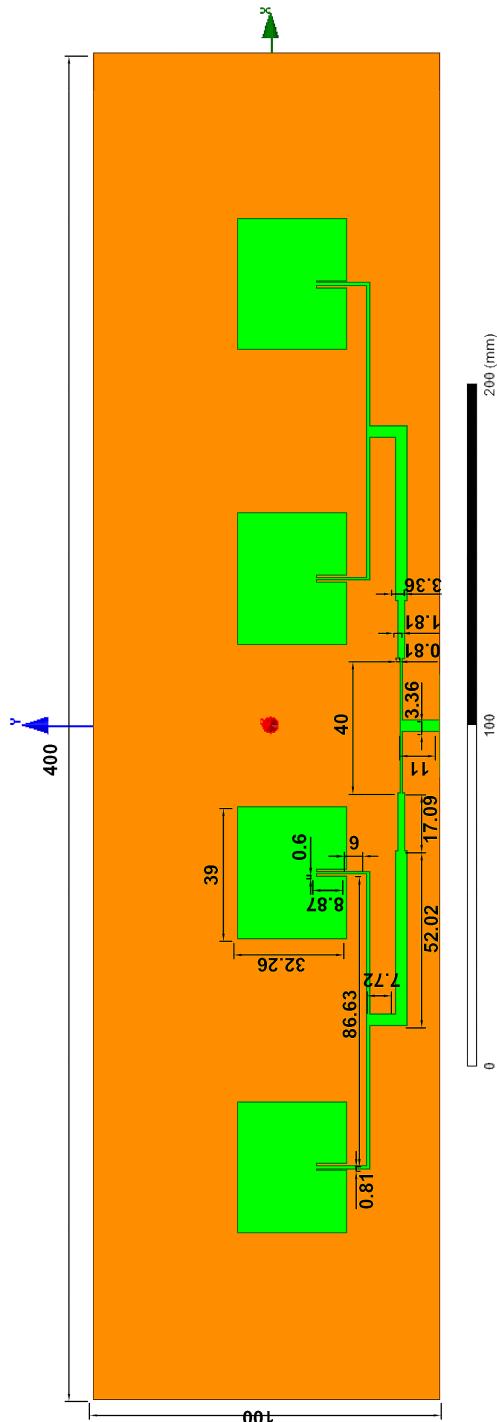
A.7. Array 4x1 @ 2.4 GHz

Figura A.7: Dimensiones del array 4x1 simple a 2.4 GHz

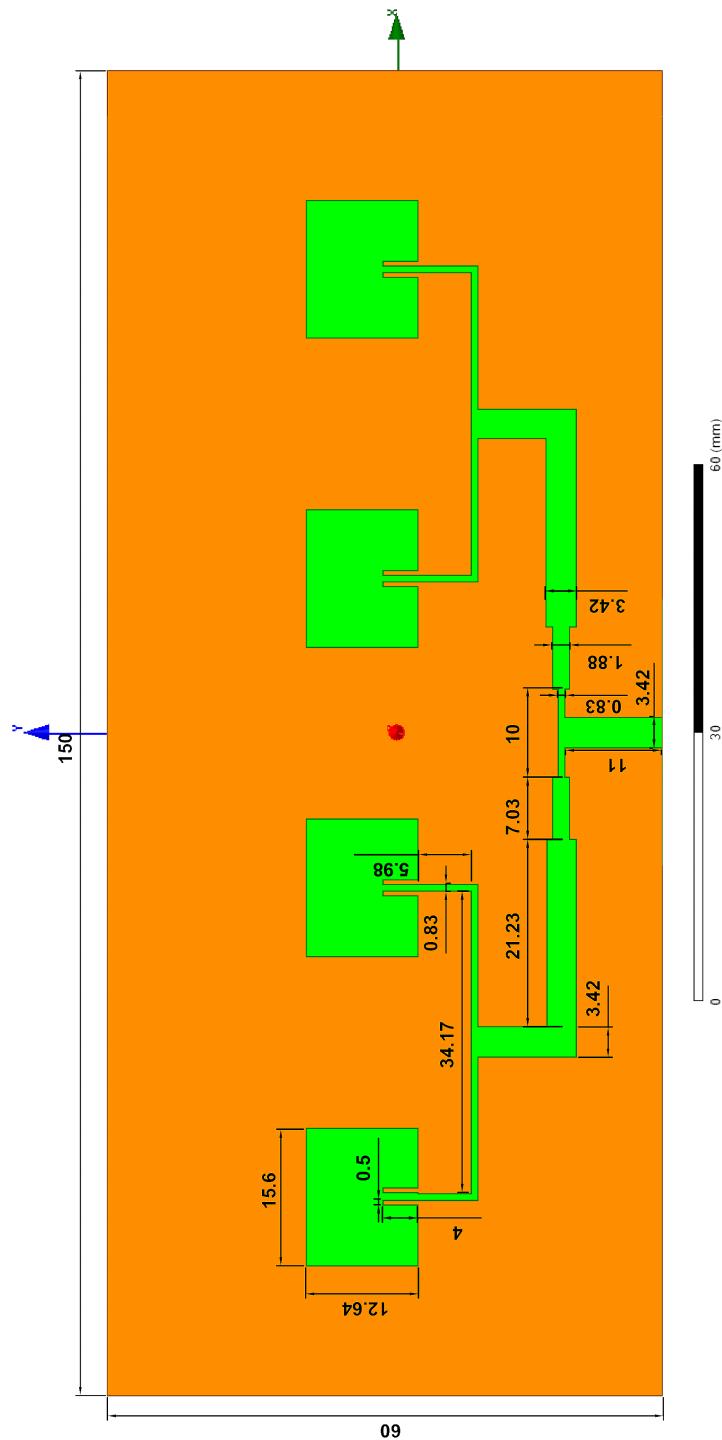
A.8. Array 4x1 @ 6 GHz

Figura A.8: Dimensiones del array 4x1 simple a 6 GHz

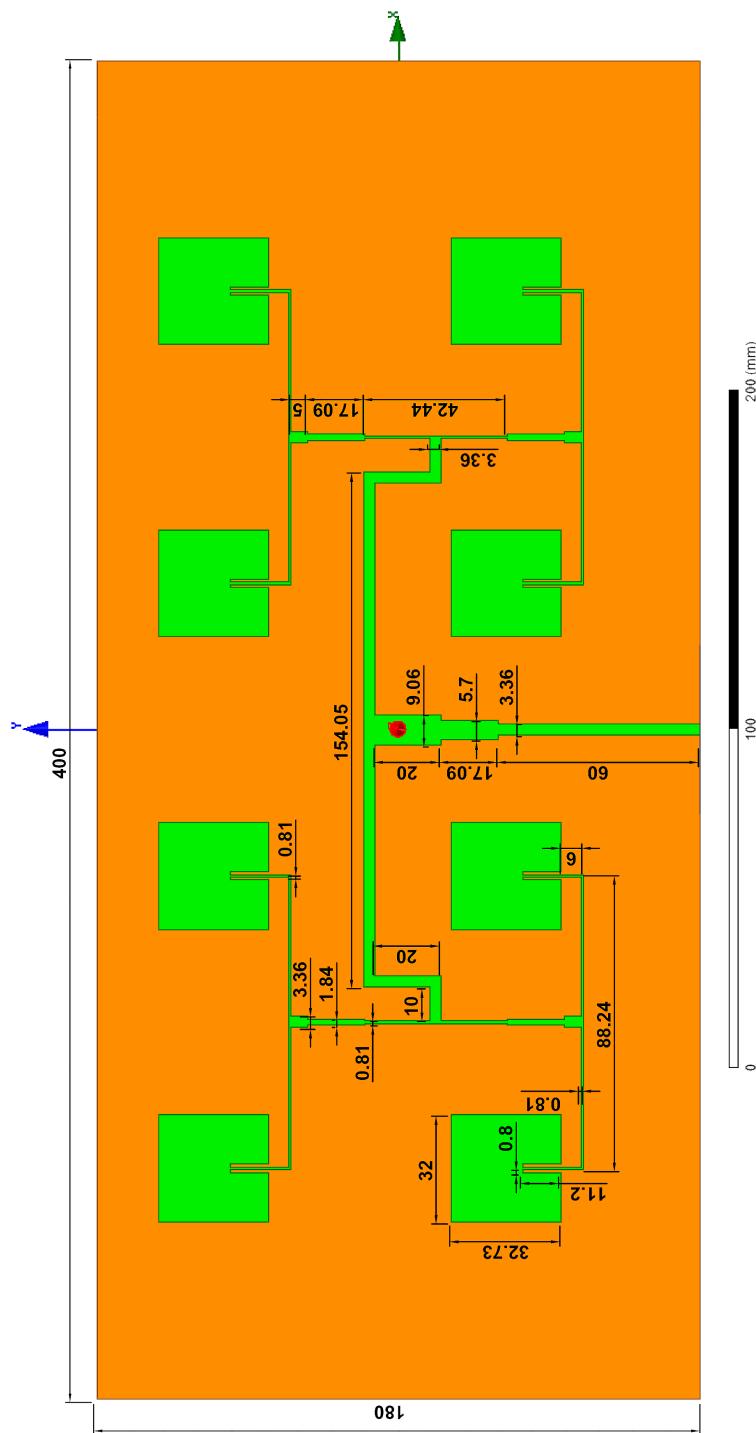
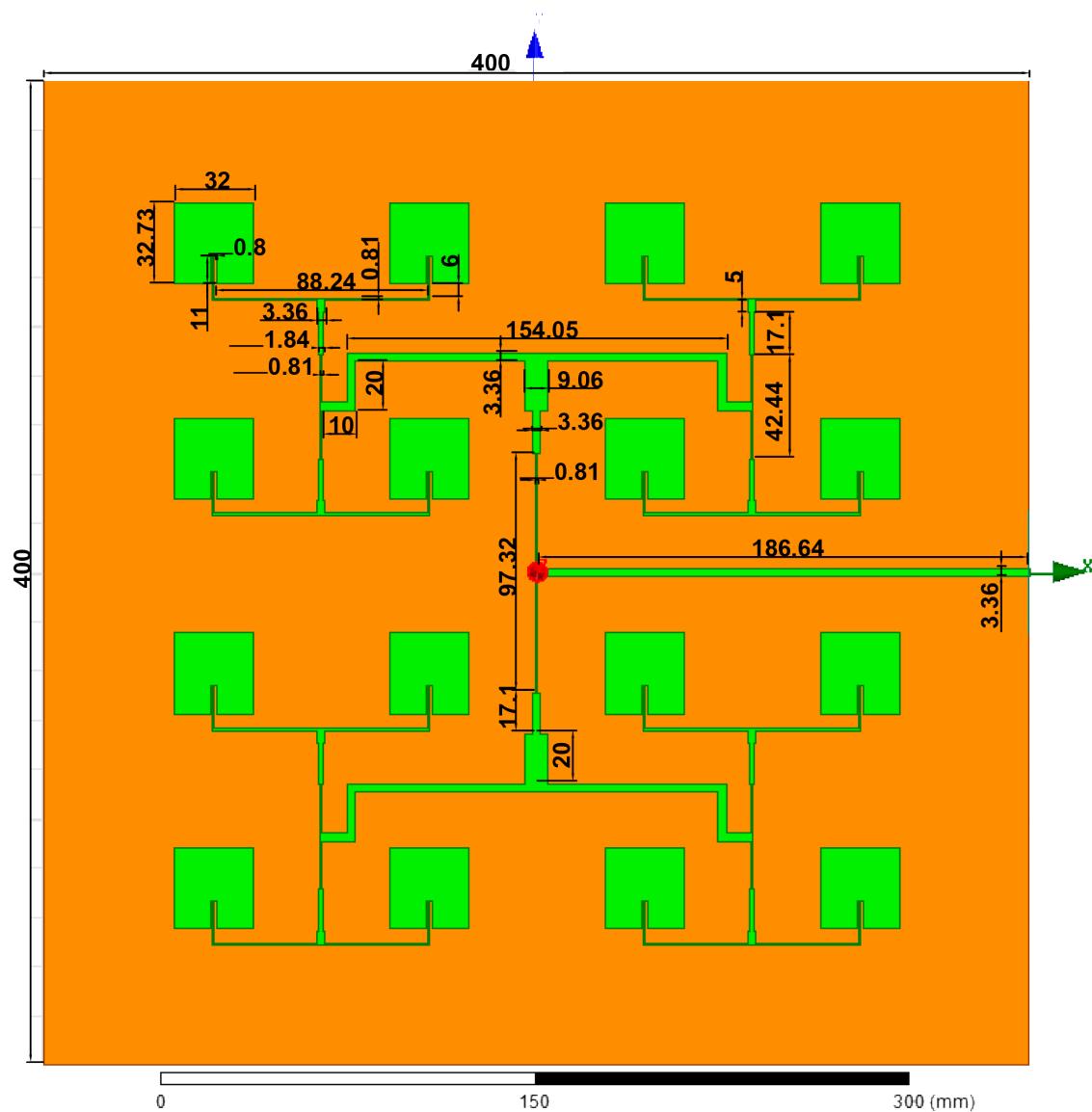
A.9. Array 4x2 @ 2.4 GHz

Figura A.9: Dimensiones del array 4x2 simple a 2.4 GHz

A.10. Array 4x4 @ 2.4 GHz**Figura A.10:** Dimensiones del array 4x4 simple a 2.4 GHz

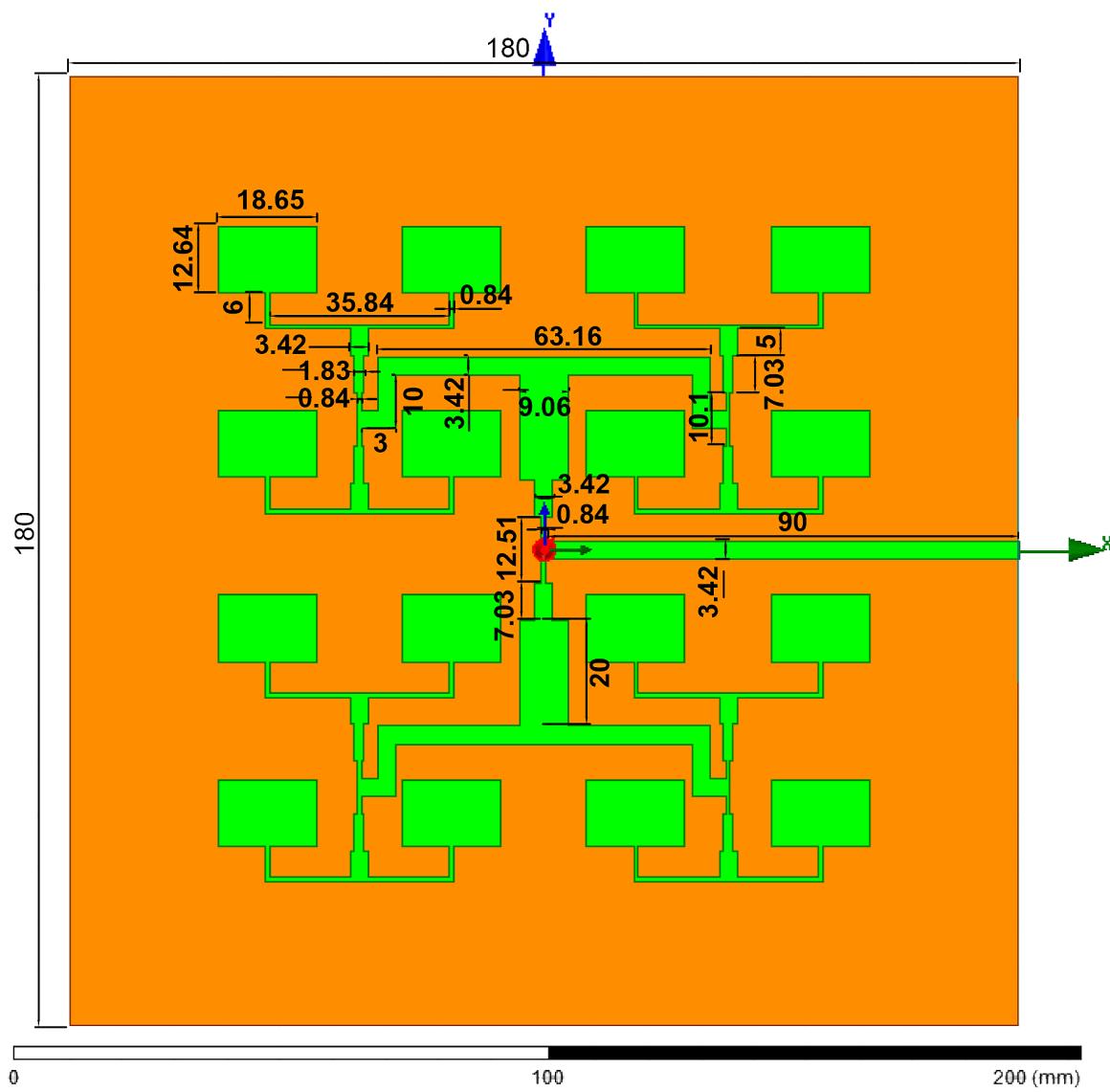
A.11. Array 4x4 @ 6 GHz

Figura A.11: Dimensiones del array 4x4 simple a 6 GHz