

**Centro de Investigación Científica y de Educación
Superior de Ensenada, Baja California**



**Maestría en Ciencias
en Electrónica y Telecomunicaciones
con orientación en Altas Frecuencias**

**Desarrollo de antenas miniatura UWB con aplicación en
sistemas de comunicaciones móviles 5G**

Tesis

para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
Maestro en Ciencias

Presenta:

Ernesto Medina Beltrán

Ensenada, Baja California, México

2019

Tesis defendida por

Ernesto Medina Beltrán

y aprobada por el siguiente Comité

Dr. José Luis Medina Monroy

Director de tesis

Miembros del comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

Dr. Humberto Lobato Morales

Dr. Víctor Ruiz Cortés



Dr. Daniel Saucedo Carvajal

Coordinador del Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

Dra. Rufina Hernández Martínez

Directora de Estudios de Posgrado

Ernesto Medina Beltrán © 2019

Queda prohibida la reproducción parcial o total de esta obra sin el permiso formal y explícito del autor y director de la tesis.

Resumen de la tesis que presenta **Ernesto Medina Beltrán** como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en altas frecuencias.

Desarrollo de antena miniatura UWB con aplicación en sistemas de comunicaciones móviles 5G

Resumen aprobado por:

Dr. José Luis Medina Monroy
Director de tesis

Desde hace algunos años la creciente demanda de datos móviles causada por el continuo incremento de dispositivos inalámbricos a nivel mundial como teléfonos inteligentes, tabletas, computadoras portátiles y muchos otros derivados del internet de las cosas (IdC), ha puesto en marcha el desarrollo de la red móvil de quinta generación o 5G, la cual promete satisfacer la alta demanda de datos móviles, superar todas las características de la red 4G y proveer nuevos servicios y aplicaciones. Para lograrlo, la red móvil 5G expandirá el uso del espectro a bandas de frecuencias más altas (por encima de 24 GHz), lo cual significa que se deben diseñar antenas que operen en el espectro de las ondas milimétricas, con gran ancho de banda y de tamaño reducido para ser fácilmente adaptables en los dispositivos móviles. Por tal motivo, en este trabajo de tesis se diseña, construye y caracteriza una antena para 5G de banda ultra ancha (UWB), capaz de operar en el intervalo de frecuencias de 20 a 50 GHz. En este trabajo se propone una nueva estructura de antena 5G con forma de T asimétrica y que incluye un plano de tierra con ranuras (defected-ground structure) DGS que consiste de tres cortes semicirculares ubicados en las esquinas superiores y por debajo de la línea de alimentación para mejorar el ancho de banda de impedancia. La antena desarrollada tiene dimensiones totales de $5.5 \times 4.8 \times 0.254$ mm³. De manera adicional se desarrollaron otras dos antenas de parche 5G: una con un parche con forma circular y la otra con un parche cuadrado, donde ambas antenas utilizan también la misma técnica de alimentación y el plano de tierra DGS empleado en la antena T asimétrica, operando en la mayor parte del espectro 5G destinado para uso móvil. Las estructuras propuestas se analizaron y optimizaron efectuando un análisis paramétrico mediante el programa de análisis electromagnético Ansys HFSS para lograr un ancho de banda largo. Se presenta la metodología de diseño propuesta, así como el proceso de construcción y caracterización, mostrando resultados para cada una de las estructuras de antena. Todas las estructuras de antena se construyeron en un sustrato Rogers RT/Duroid 5880 debido a sus bajas pérdidas tangenciales y a su baja constante dieléctrica. Se presentan los resultados teóricos y experimentales de las pérdidas por retorno, ganancia y patrones de radiación de cada una de las estructuras de antena. Los resultados de la medición de la antena 5G propuesta con forma de T asimétrica muestran que opera desde 21.13 GHz hasta más de 50 GHz para $|S_{11}| < -10$ dB, mostrando un ancho de banda mayor a 28.87GHz (81.17%), cubriendo así las principales bandas de frecuencias 5G destinadas para uso móvil (24GHz, 28 GHz y 38-39 GHz). La antena T asimétrica UWB 5G con DGS propuesta y desarrollada es la primera en su tipo realizada en México.

Palabras clave: Antena 5G, UWB, ondas milimétricas, dispositivo móvil.

Abstract of the thesis presented by **Ernesto Medina Beltrán** as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in high frequency.

Development of miniature UWB antennas with application in 5G mobile communication systems

Abstract approved by:

Dr. José Luis Medina Monroy
Thesis Director

In the last years, the growing demand of mobile data caused by the worldwide continuous increase of mobile devices such as smartphones, tablets, laptops and many others related to the Internet of Things (IoT), has started the development of 5G or fifth generation mobile network, which promises to satisfy the high demand of mobile data communication, overcome all the characteristics of 4G network and provide new services and applications. To accomplish it, 5G mobile network will expand the spectrum usage to higher frequency bands (above 24 GHz), which means that antennas must operate in the millimeter wave region, have great bandwidth and reduced dimensions to be used in mobile devices. For this reason, in this thesis work an UWB antenna for 5G is designed, constructed and characterized, being capable of operating in the frequency range from 20 GHz up to 50 GHz. The proposed 5G antenna structure has a new asymmetric T-shape geometry that includes a defected-ground-plane structure (DGS) which consists in three semicircular notches placed in the upper corners and below the feeding line, in order to widen the impedance bandwidth. The developed antenna has total dimensions of $5.5 \times 4.8 \times 0.254 \text{ mm}^3$. Additionally, two 5G patch antennas were developed: one with a patch with circular shape and the other one having a squared patch; both antennas utilize the same feeding technique and DGS employed in the asymmetric T antenna, operating in most part of the 5G spectrum destined for mobile usage. The proposed structures are analyzed and optimized by means of a parametric analysis using the electromagnetic analysis software HFSS to achieve a great bandwidth. It is presented the methodology of the proposed design, as well as construction and characterization processes, showing results for each of the antenna structures. The results of the measurement of the proposed asymmetric T shaped 5G antenna show that it operates from 21.13 GHz up to 50 GHz for a $|S_{11}| < -10 \text{ dB}$, with a bandwidth larger than 28.87GHz (81.17%), covering the main 5G frequency bands destined for mobile usage (24GHz, 28 GHz y 38-39 GHz). The 5G UWB asymmetric T antenna with DGS proposed and developed is the first one in its kind developed in Mexico.

Keywords: 5G antenna, UWB, millimeter waves, mobile device

Dedicatoria

A mi querida familia que siempre me alentó a seguir adelante, en especial a mi madre, quien siempre ha estado a un lado de mí guiándome y apoyándome en todos los aspectos.

Agradecimientos

A mis padres, Hortencia y Ernesto, por formarme como ser humano y haber cultivado en mí el deseo de seguir preparándome y afrontar retos que me permitan ser mejor persona.

A mis hermanas, Blanca Beatriz y Violeta, por apoyarme en todo momento y compartir tantos momentos juntos.

A mi director de tesis, Dr. José Luis Medina Monroy, por su paciencia, amistad y ser un gran guía, compartiendo su experiencia y consejos siempre de la mejor manera durante el desarrollo de este trabajo de tesis.

A los miembros de mi comite de tesis, Dra. María del Carmen Maya Sánchez, Dr. Humberto Lobato Morales y Dr. Víctor Ruiz Cortés por sus siempre tan acertadas recomendaciones las cuales fueron de gran ayuda y aportaron significativamente en este trabajo de tesis.

A todos mis maestros que contribuyeron en mi formación académica, compartiendo su conocimiento y experiencia con una gran calidez humana.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada por darme la oportunidad de realizar mis estudios de posgrado, así como a todas las personas que laboran en CICESE y siempre me hicieron sentir como en casa.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por brindarme el apoyo económico para realizar mis estudios de maestría. No. de becario: 546693

Tabla de contenido

	Página
Resumen en español.....	ii
Resumen en inglés.....	iii
Dedicatorias.....	iv
Agradecimientos.....	v
Lista de figuras.....	ix
Lista de tablas.....	xv
Capítulo 1. Introducción.....	1
1.1 Justificación.....	2
1.2 Antecedentes.....	4
1.3 Objetivo.....	5
1.3.1 Objetivos específicos.....	5
1.4 Estructura de la tesis.....	6
Capítulo 2. Fundamentos de antenas y tecnología 5G.....	7
2.1 Definición de antena, condiciones necesarias para radiar y aplicaciones.....	7
2.2 Tipos de antenas.....	8
2.2.1 Antenas de alambre.....	8
2.2.2 Antenas de apertura.....	9
2.2.3 Antenas reflectoras.....	10
2.2.4 Antenas de lente.....	10
2.2.5 Antenas de microcinta.....	11
2.2.5.1 Técnicas de alimentación.....	12
2.2.5.2 Efecto de borde.....	15
2.2.5.3 Efecto de dispersión.....	15
2.2.5.4 Métodos de análisis.....	16
2.2.6 Arreglos de antenas.....	17

2.3 Parámetros de antena.....	18
2.3.1 Patrón de radiación.....	19
2.3.2 Lóbulos del patrón de radiación.....	20
2.3.2.1 HPBW.....	21
2.3.2.2 Relación de lóbulo principal a secundario.....	21
2.3.2.3 Relación delante atrás.....	21
2.3.3 Intensidad de radiación.....	21
2.3.4 Eficiencia de antena.....	22
2.3.5 Directividad.....	23
2.3.6 Ganancia.....	23
2.3.7 Ancho de banda.....	24
2.3.8 Impedancia de entrada.....	24
2.3.9 Polarización.....	25
2.4 Red inalámbrica 5G.....	26
2.4.1 Estructuras y arreglos de antena 5G.....	32
Capítulo 3. Metodología de diseño de las antenas.....	42
3.1 Introducción.....	42
3.2 Elección del sustrato.....	42
3.3 Antena dipolo de media longitud de onda.....	43
3.3.1 Análisis de la anchura de las líneas.....	46
3.3.2 Dipolo asimétrico de media longitud de onda.....	47
3.4 Parche con forma de T asimétrico.....	50
3.4.1 Pérdidas por retorno.....	62
3.4.2 Ganancia realizada.....	63
3.4.3 Patrones de radiación.....	63
3.5 Parche cuadrado.....	65
3.5.1 Pérdidas por retorno.....	74
3.6 Parche circular.....	75
3.6.1 Pérdidas por retorno.....	81

3.7 Estudio del comportamiento de la antena de parche con forma de T asimétrico sobre el plano de tierra de un teléfono móvil.....	82
Capítulo 4. Construcción y caracterización de las antenas.....	85
4.1 Introducción.....	85
4.2 Construcción.....	85
4.2.1 Elaboración de mascarilla.....	86
4.2.2 Grabado del circuito.....	94
4.3 Caracterización.....	98
4.3.1 Pérdidas por retorno.....	99
4.3.2 Ganancia realizada.....	102
4.3.3 Patrón de radiación.....	108
Capítulo 5. Análisis y discusión de resultados.....	116
Capítulo 6. Conclusiones.....	119
6.1 Conclusiones generales.....	119
6.2 Aportaciones.....	121
6.3 Recomendaciones y trabajo futuro.....	121
Literatura citada.....	123

Lista de figuras

Figura		Página
1	Espectro relevante para acceso inalámbrico 5G (Ericsson, 2016).....	2
2	Absorción atmosférica y molecular en distintas bandas de frecuencia.....	4
3	Antena dipolo propuesta que opera desde 26.5 GHz – 38.2 GHz (Ta et al., 2017).....	5
4	Arreglo de 8 elementos propuesto para aplicaciones 5G (Ta et al., 2017).....	5
5	La antena como un dispositivo de transición (Balanis, 2005).....	7
6	Configuraciones de antenas de alambre: a) hélice, b) dipolo y c) lazo circular (Anguera y Pérez, 2008).....	9
7	Configuraciones de antenas de apertura (Balanis, 2005).....	9
8	Reflector parabólico de 70 metros de diámetro situado en Goldstone (EUA) (Anguera y Pérez, 2008).....	10
9	Configuraciones de antenas de lente típicas (Blake, 1966).....	11
10	Antena de microcinta (Balanis, 2005).....	12
11	Alimentación por medio de una línea coaxial (Balanis, 2005).....	13
12	Técnica de alimentación de acoplamiento por proximidad con (a) línea de microcinta ubicada en el mismo plano que el parche y (b) línea de microcinta colocada entre dos substratos (Gardiol y Zürcher, 1995).....	14
13	Técnica de alimentación de acoplamiento por apertura.....	14
14	Configuraciones típicas de arreglos de antenas de alambre, apertura y microcinta (Balanis, 2005).....	18
15	Arreglo de antenas para estación base de telefonía móvil (Anguera y Pérez, 2008).....	18
16	Patrón de radiación tridimensional (Cardama et al., 2002).....	19
17	Patrón de radiación en a) coordenadas polares y b) coordenadas cartesianas (Pozar, 2011; Cardama et al., 2002).....	20
18	Lóbulos de radiación y anchos de haz de un patrón de antena (Balanis, 2005).....	21

19	Rotación de una onda electromagnética plana y su elipse de polarización en $z=0$ como una función del tiempo (Balanis, 2005).....	26
20	Modelo de red mostrando el nodo central con una antena direccional de tres sectores, las unidades de radio remotas y los equipos de los usuarios. (Al-Falahy y Alani, 2017).....	29
21	Uso del espectro en las bandas de ondas milimétricas (Xiao et al., 2017).....	30
22	Desarrollo de la antena MIMO en las estaciones base (Saunders, 2018).....	31
23	Sistema MIMO masivo utilizado en los enlaces de subida y bajada (Ritthe et al., 2017).....	32
24	Configuración geométrica de la antena de ranura 5G propuesta por Ali et al. (2016) (a) vista superior y (b) vista inferior, y sus pérdidas por retorno.....	33
25	Monopolo en espiral propuesto por Ullah et al. (2017) (a) vista superior y (b) vista inferior, y (c) pérdidas por retorno.....	33
26	Geometría de la antena con múltiples bandas propuesta por Jilani et al. (2016) y sus pérdidas por retorno.....	34
27	Geometría del diseño de antena 4G/5G propuesto a) vista superior y b) vista inferior (Sharawi e Ikram, 2018).....	35
28	Pérdidas por retorno del sistema de antena MIMO a) 4G y b) 5G (Sharawi e Ikram, 2018).....	35
29	a) Antena de parche rectangular y b) sus pérdidas por retorno (Saada et al., 2017)	36
30	(a) Diseño de antena (dimensiones en mm) y (b) coeficiente de reflexión (Stanley et al., 2017).....	37
31	(a) Configuración del arreglo de antena montado sobre los bordes del PCB de un teléfono móvil y (b) Vista lateral del PCB mostrando la cobertura de 360° al usar 4 arreglos de antena (Stanley et al., 2017).....	37
32	Geometría de la antena dipolo (a) vista superior y (b) vista inferior y los resultados simulados y medidos de las pérdidas por retorno y ganancia (Ta et al., 2017).....	38
33	(a) Geometría del arreglo lineal, sus (b) resultados simulados y medidos del ancho de banda de impedancia y (c) patrón de radiación en el plano E a 28 GHz (Ta et al., 2017).....	39
34	a) Estructura del arreglo Franklin 2D y b) pérdidas por retorno medidas y teóricas	

	(Jilani y Alomainy, 2017).....	39
35	Herramienta Microstrip Line Calculator de em: talk.....	44
36	Geometría del dipolo de media onda diseñado con HFSS.....	45
37	Pérdidas por retorno del dipolo de media onda con y sin plano de tierra.....	46
38	Pérdidas por retorno del dipolo de media onda sin plano de tierra y sintonizado a 28 GHz.....	46
39	Resultados del primer análisis paramétrico efectuado a W_d	47
40	Pérdidas por retorno del dipolo sin plano de tierra antes y después del análisis paramétrico de W_d	48
41	Resultados del primer análisis paramétrico de W_{d1} con $W_{d2}=0.789\text{mm}=\text{cte}$	48
42	Pérdidas por retorno con distintas combinaciones de W_{d1} y W_{d2}	49
43	Geometría del monopolo diseñado a 28 GHz y 38 GHz.....	50
44	Pérdidas por retorno del monopolo diseñado a 28 GHz en función de la constante dieléctrica.....	51
45	Frecuencias de resonancia pertenecientes a los monopolos de 28 GHz y 38 GHz.....	52
46	Geometría del monopolo con doble frecuencia de resonancia a 28 GHz y 38 GHz.....	53
47	Pérdidas por retorno del monopolo con doble resonancia antes del proceso de optimización.....	54
48	Pérdidas por retorno obtenidas del análisis paramétrico realizado a L_{gnd}	55
49	Geometría de la antena después de optimizar la variable L_{gnd}	55
50	Pérdidas por retorno obtenidas del análisis paramétrico realizado a W_1	56
51	Pérdidas por retorno obtenidas del análisis paramétrico realizado a W_b	57
52	Antena T asimétrica obtenida después del análisis paramétrico de W_b	57
53	Pérdidas por retorno del análisis paramétrico realizado a W_{gnd}	58
54	Pérdidas por retorno obtenidas del análisis paramétrico realizado a C_c	59
55	Antena T asimétrica obtenida después del análisis paramétrico de C_c , a) vista superior y b) vista inferior.....	60
56	Pérdidas por retorno del análisis paramétrico realizado a C_e	61

57	Antena T asimétrica obtenida después del análisis paramétrico de C_e , a) vista superior y b) vista inferior.....	61
58	Pérdidas por retorno de la antena T asimétrica 5G obtenidas con HFSS de 15 a 60 GHz.....	62
59	Ganancia realizada máxima en la dirección (0,0) de la antena T asimétrica 5G.....	63
60	Patrones de radiación a 20 GHz: a) plano E, b) plano H y c) tridimensional.....	64
61	Patrones de radiación a 28 GHz: a) plano E, b) plano H y c) tridimensional.....	64
62	Patrones de radiación a 38 GHz: a) plano E, b) plano H y c) tridimensional.....	64
63	Patrones de radiación a 50 GHz: a) plano E, b) plano H y c) tridimensional.....	65
64	Geometría de la antena de parche cuadrado de microcinta, a) vista superior y b) vista inferior.....	66
65	Parche cuadrado con plano de tierra parcial o truncado.....	67
66	Pérdidas por retorno del parche cuadrado con plano de tierra completo y con plano de tierra parcial.....	67
67	a) Parche cuadrado alimentado por una línea de microcinta y b) posición del puerto en la antena.....	68
68	Pérdidas por retorno con y sin línea de microcinta.....	69
69	Pérdidas por retorno del análisis paramétrico realizado a L_{gnd}	69
70	Geometría del parche cuadrado al finalizar la optimización de L_{gnd}	70
71	Pérdidas por retorno del análisis paramétrico realizado a W_1	71
72	Pérdidas por retorno del análisis paramétrico realizado a C_c	72
73	Pérdidas por retorno resultantes del análisis paramétrico de C_e	73
74	Estructura final de la antena de parche cuadrado 5G, a) vista superior y b) vista inferior.....	73
75	Pérdidas por retorno de la estructura final del parche cuadrado 5G.....	74
76	Parche circular de microcinta diseñado a 28 GHz a) vista superior y b) vista inferior.	75

77	Pérdidas por retorno del parche circular con plano de tierra completo y parcial.....	76
78	a) Parche circular alimentado con una línea de microcinta y b) posición del puerto	77
79	Pérdidas por retorno con y sin la línea de alimentación en microcinta.....	77
80	Análisis paramétrico de la longitud L_{gnd} del plano de tierra.....	78
81	Análisis paramétrico del ancho W_1 de la línea de alimentación.....	79
82	Análisis paramétrico del corte semicircular C_c	79
83	Análisis paramétrico del corte semicircular C_e	80
84	Estructura final de la antena de parche circular 5G, a) vista superior y b) vista inferior.....	80
85	Pérdidas por retorno de la estructura final del parche circular 5G.....	81
86	Posición de los elementos de antena sobre un plano de tierra a) un solo elemento, b) dos elementos de antena y c) acercamiento de dos elementos.....	83
87	Pérdidas por retorno de la antena T asimétrica en tres planos de tierra con distintas dimensiones.....	83
88	Nivel de pérdidas por retorno y de aislamiento entre elementos de antena para distintos valores de D_{cc}	84
89	Algoritmo utilizado en el proceso de fabricación de las antenas.....	86
90	Ventana principal del programa Gerb2Bitmap.exe.....	87
91	Diseños dispuestos en el área de trazado del programa Gerb2Bitmap.exe.....	89
92	Ventana principal del programa Run_photo_USB2.exe.....	90
93	Ventana desplegada en la configuración de parámetros.....	91
94	Material empleado en el proceso de revelado y fijado.....	92
95	Fotografador láser FilmStar-PLUS a) vista frontal y b) acercamiento al tambor.....	93
96	Mascarillas de las antenas 5G de parche cuadrado, circular y t asimétrico.....	94
97	Tiempo de decapado del substrato RT/Duroid 5880.....	94
98	Muestras del substrato RT/Duroid 5880 decapadas, pulidas y limpias.....	95

99	a) Máquina de centrífuga SSEC y b) depósito de fotoresina a una de las muestras....	95
100	a) Exposición a la fuente de luz ultravioleta y b) acercamiento.....	96
101	Vista en el microscopio de la antena grabada.....	96
102	Antenas construidas por ambos lados y con perforaciones; a) parche cuadrado, b) parche circular y c) T asimétrica.....	97
103	Conector SMPS 3811-40003 AMPHENOL SV MICROWAVE y sus dimensiones físicas (todas las dimensiones están en pulgadas (milímetros)).....	98
104	Antenas construidas con el conector SMPS plug edge mount modelo 3811-40003.....	98
105	Adaptador SMPS a 2.4 mm y sus dimensiones físicas (todas las dimensiones están en pulgadas (milímetros)).....	99
106	Analizador de redes vectorial N5245A PNA-X de Keysight después de realizar la calibración SOLT en ambos puertos.....	100
107	Pérdidas por retorno simuladas y medidas de la antena T asimétrica.....	100
108	Pérdidas por retorno simuladas y medidas de la antena de parche circular.....	101
109	Pérdidas por retorno simuladas y medidas de la antena de parche cuadrado.....	102
110	Mediciones entre antenas correspondientes al método de tres antenas.....	103
111	Fotografías de a) las antenas y equipo de medición dentro de la cámara anecoica de CICESE y b) acercamiento de la antena T asimétrica.....	105
112	Ganancia medida de las tres antenas construidas.....	107
113	Ganancia medida y simulada de la antena T asimétrica de 20 GHz a 40 GHz.....	107
114	Ganancia medida y simulada de la antena circular de 20 GHz a 40 GHz.....	108
115	Ganancia medida y simulada de la antena cuadrada de 20 GHz a 40 GHz.....	108
116	Planos E y H a 20 GHz de la antena T asimétrica.....	109
117	Planos E y H a 28 GHz de la antena T asimétrica.....	110

118	Planos E y H a 38 GHz de la antena T asimétrica.....	110
119	Planos E y H a 40 GHz de la antena T asimétrica.....	110
120	Planos E y H a 20 GHz de la antena circular.....	111
121	Planos E y H a 28 GHz de la antena circular.....	112
122	Planos E y H a 38 GHz de la antena circular.....	112
123	Planos E y H a 40 GHz de la antena circular.....	112
124	Planos E y H a 20 GHz de la antena cuadrada.....	113
125	Planos E y H a 28 GHz de la antena cuadrada.....	114
126	Planos E y H a 38 GHz de la antena cuadrada.....	114
127	Planos E y H a 40 GHz de la antena cuadrada.....	114
128	Pérdidas por retorno medidas de las antenas 5G construidas.....	117
129	Ganancia medida de las antenas 5G construidas.....	118

Lista de tablas

Tabla		Página
1	Bandas de frecuencia de ondas milimétricas propuestas por la ITU en noviembre de 2016 (Kimery, 2017).....	2
2	Requerimientos de la 5 ^{ta} y 4 ^{ta} generación (Tikhomirov et al., 2018).....	28
3	Estructuras de antena 5G recopiladas de la literatura.....	40
4	Estructuras de antena 5G recopiladas de la literatura (continuación).....	40
5	Arreglos de antena 5G recopilados de la literatura.....	41
6	Características del substrato RT/Duroid 5880.....	43
7	Ancho de banda de impedancia del dipolo asimétrico con distintas combinaciones de W_{d1} y W_{d2}	49
8	Dimensiones finales de los monopolos diseñados a 28 GHz y 38 GHz.....	52
9	Dimensiones iniciales del monopolo con doble frecuencia de resonancia.....	53
10	Dimensiones de la antena 5G con forma de T asimétrica obtenidas después del análisis paramétrico de W_b	58
11	Dimensiones finales de la antena T asimétrica 5G.....	62
12	Dimensiones finales de la antena de parche cuadrado 5G.....	74
13	Dimensiones finales de la antena de parche circular 5G.....	81
14	Material y equipo utilizados en el proceso de construcción.....	85
15	Memoria utilizada acorde a la RAM de la computadora.....	88
16	HPBW teóricos y medidos de la antena T asimétrica 5G.....	111
17	HPBW teóricos y medidos de la antena cuadrada 5G.....	113

18 HPBW teóricos y medidos de la antena circular 5G..... 115

Capítulo 1. Introducción

Las comunicaciones móviles han evolucionado rápidamente en los últimos años, dando lugar a un crecimiento exponencial de la telefonía celular. La telefonía móvil ha evolucionado desde la aparición de la primera generación de tecnología móvil denominada 1G, que se caracterizó por ser analógica y estrictamente diseñada para transmitir voz. Posteriormente se enfocó en mejorar la calidad del servicio con la llegada de la red 2G, que era digital e incluía servicios como mensajes de texto (SMS) y fax. Después se creó la red 3G que se distinguió por ofrecer servicios que requieren una alta velocidad de transmisión de datos como videoconferencias y acceso rápido a internet, y finalmente, con la puesta en operación de la red 4G LTE (de sus siglas en inglés Long Term Evolution), la cual proporciona velocidades de datos de bajada de 100 Mbps y hasta 1 Gbps, tanto en ambientes exteriores (móviles) como en interiores (fijos), teniendo una alta seguridad, además de incluir el roaming, etc. Cada una de las generaciones mencionadas se ha distinguido por mejorar la velocidad de transmisión y ancho de banda de su predecesora.

El futuro de la comunicación móvil será muy diferente de los que vemos hoy en día, con tráfico de datos inalámbrico proyectado a incrementarse 10,000 veces dentro de los próximos 20 años, debido al mayor uso de teléfonos inteligentes, tabletas, nuevos dispositivos inalámbricos y nuevas tecnologías como el internet de las cosas (IoT) (Ghosh, 2017).

Por tal motivo, los investigadores y compañías en todo el mundo están trabajando en la próxima generación de dispositivos móviles de 5G. Para satisfacer esta demanda con capacidad cada vez mayor y para respaldar los requerimientos establecidos para 5G con velocidades mayores a 10 Gbps pico y tasas mayores a 100 Mbps para aplicaciones móviles de banda ultra ancha, latencia ultra baja, ahorro de energía y bajo costo, debiendo utilizar un nuevo espectro de frecuencias superiores a 6 GHz (Ghosh, 2017; Kimery, 2017).

La unión internacional de telecomunicaciones (ITU) y el consorcio 3GPP han unificado un plan de dos fases de investigación para los estándares de 5G. La primera definió una investigación para frecuencias inferiores a 40 GHz, la cual entregó el subconjunto de requerimientos comerciales en septiembre de 2018. La segunda fase que inició en 2018 y terminará en diciembre de 2019, se concentra en frecuencias mayores a 40 GHz y aborda los indicadores clave de desempeño esbozados por el IMT-2020 (IMT: International Mobile Telecommunications) (Kimery, 2017). Con el fin de aumentar la capacidad de tráfico y para permitir los anchos de banda de transmisión requeridos para mantener muy altas tasas de

transmisión de datos, se propuso desarrollar la tecnología 5G, la cual permitirá extender el intervalo de frecuencias utilizadas actualmente en las comunicaciones móviles, incluyendo un espectro de frecuencias relativamente bajas, inferiores a 6 GHz, así como espectro en bandas de frecuencias más altas en el rango de ondas milimétricas. El espectro específico que es candidato para la comunicación móvil aún no se ha definido por la ITU-R o por los cuerpos regulatorios individuales. Sin embargo, las frecuencias que se utilizarán para 5G se encuentran aproximadamente desde 1 a 100 GHz tal como se muestra en la Figura 1 (Ericsson, 2016).

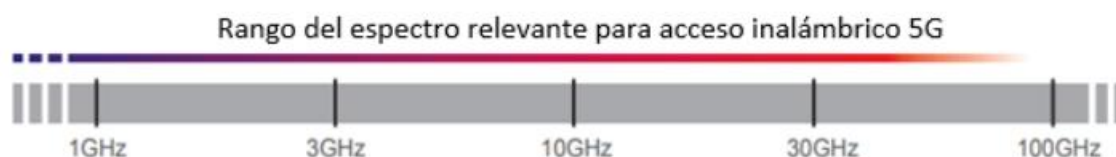


Figura 1. Espectro relevante para acceso inalámbrico 5G (Ericsson, 2016).

Además, en la conferencia de radiocomunicaciones mundial WRC realizada en noviembre de 2016, se propuso un conjunto de bandas que serán estudiadas para la red 5G como se muestra en la Tabla 1. La mayoría de las bandas propuestas se encuentran en la región de ondas milimétricas (Kimery, 2017; Ericsson, 2016).

Tabla 1. Bandas de frecuencia de ondas milimétricas propuestas por la ITU en noviembre de 2016 (Kimery, 2017)

Frecuencias (GHz) de ondas milimétricas propuestas en el WRC-15
24.25 a 27.5
31.8 a 33.4
37 a 40.5
40.5 a 42.5
45.5 a 50.2
50.4 a 52.6
66 a 76
81 a 86

1.1 Justificación

Para diseñar sistemas receptores y transmisores que cumplan con los requerimientos de las comunicaciones móviles 5G mencionados anteriormente, es necesario diseñar antenas con buenas

características (ancho de banda, eficiencia, impedancia, ganancia, ancho de haz, tamaño y peso) que operen en las bandas de frecuencia propuestas para 5G. Por tal motivo, en este trabajo se diseñarán, analizarán, construirán y caracterizarán antenas miniatura de banda ultra ancha que operen en las bandas de 28 o 38-39 GHz, las cuales se consideran como una buena opción debido a que estas bandas han sido utilizadas anteriormente en aplicaciones de sistemas punto a punto y punto multipunto como LMDS (Local Multipoint Distribution System), donde se cuenta con componentes amplificadores y receptores o transmisores comerciales que operan en dichas bandas de frecuencia.

La longitud de onda de las señales de ondas milimétricas es mucho más corta que las señales de comunicación de microondas convencionales, operando a frecuencias portadoras por debajo de 6 GHz. Las longitudes de onda correspondientes a las frecuencias de 28GHz y 38GHz son 10.71mm y 7.89mm respectivamente, permitiendo reducir en gran medida el tamaño de las antenas, lo cual representa una ventaja para dispositivos portátiles. Por otro lado, las pérdidas por propagación de las señales de ondas milimétricas son mucho más altas que las de las señales de microondas lo cual representa una desventaja. Sin embargo, las altas pérdidas por propagación no son el único inconveniente de las señales de ondas milimétricas, sino que también se debe considerar la atenuación ocasionada por las moléculas de oxígeno y agua presentes en la atmósfera (Kourogorgas et al., 2015; Zhang et al., 2015). En la Figura 2 se puede observar la atenuación atmosférica de una señal de 10 a 300 GHz. Como se puede notar, las bandas propuestas en el WRC-15 las cuales incluyen las bandas de 28 GHz y 38-39 GHz, están ubicadas en los intervalos de frecuencia donde la atenuación atmosférica es mínima, de aproximadamente 0.1dB/Km. Este es uno de los principales motivos por el cual se recomienda utilizar estas bandas de frecuencia.

Además, los cuerpos estandarizadores encargados de definir la red inalámbrica de la próxima generación, se han dado cuenta que incrementar la eficiencia espectral de una red basada en tecnología 4G no es suficiente para entregar la velocidad de datos, latencia y capacidad necesarios que los diversos escenarios de la red 5G requieren. Por ejemplo, el ancho de banda móvil mejorado, definido en el estándar IMT-2020 propuesto por la ITU, promete velocidades de datos pico que exceden los 10 Gbps. La velocidad de datos está empíricamente ligada al espectro disponible, que de acuerdo al teorema de Shannon-Harley, establece que la capacidad es una función del ancho de banda y el ruido del canal. Con el espectro por debajo de 6 GHz completamente asignado, el espectro por encima de 6 GHz; especialmente en el rango de las ondas milimétricas, representa una alternativa atractiva para alcanzar los objetivos planteados en el IMT-2020 (Kimery, 2017).

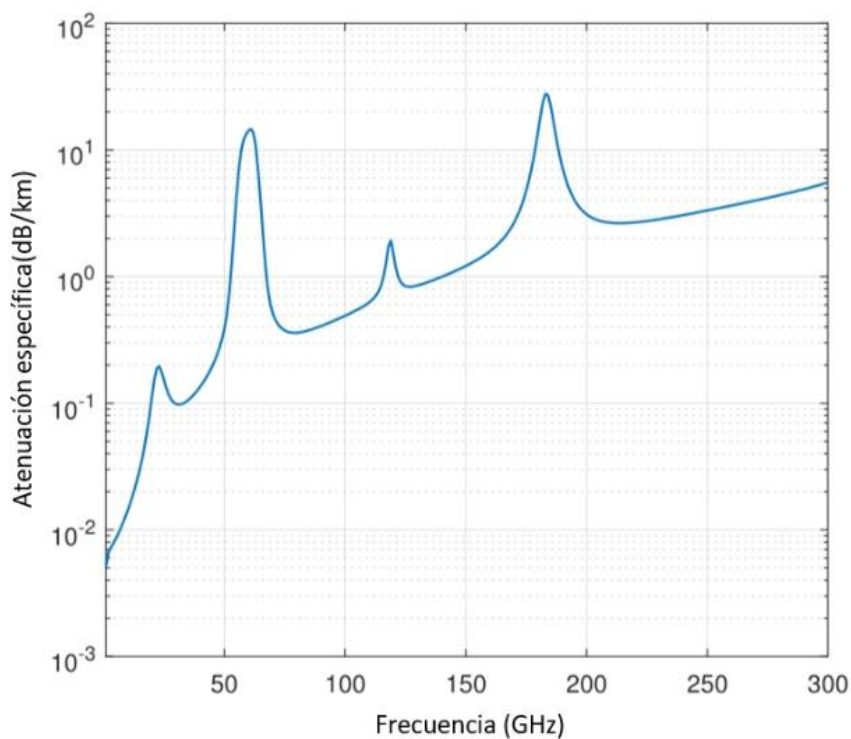


Figura 2. Absorción atmosférica y molecular en distintas bandas de frecuencia.

1.2 Antecedentes

En ciudades como Manhattan se han realizado mediciones en interiores y exteriores a frecuencias de 28 y 73 GHz, con el fin de conocer los modelos de pérdidas por propagación de enlaces direccionales y omnidireccionales, así como el valor RMS (root mean square) del retardo disperso. Esto ayudará a diseñar sistemas de comunicaciones inalámbricos que operen en ondas milimétricas, contribuyendo en la estandarización de redes inalámbricas de ondas milimétricas (Deng et al., 2017).

A pesar de que los estándares que regirán la comunicación móvil 5G no están completamente definidos, existen trabajos de investigación que estudian las mejores alternativas para crear dispositivos o componentes que operen en alguna de las bandas propuestas para la quinta generación. En el trabajo reportado por Ta et al. (2017), se propone una antena dipolo de banda ancha (26.5-38.2 GHz) alimentada con un balun (balanced-unbalanced), la cual consiste de una línea de microcinta doblada y una ranura “slot” rectangular como se muestra en la Figura 3. La utilidad de esta antena se puede apreciar en un arreglo lineal de 8 elementos mostrado en la Figura 4, la cual permite conseguir un ángulo de escaneo amplio, una ganancia elevada y un nivel bajo del lóbulo lateral en la región de bajas frecuencias.

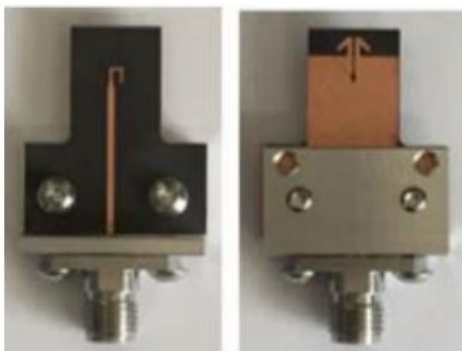


Figura 3. Antena dipolo propuesta que opera desde 26.5 GHz – 38.2 GHz (Ta et al., 2017).

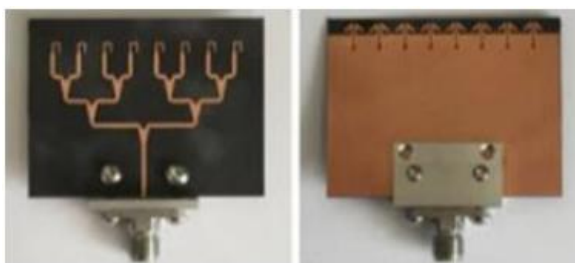


Figura 4. Arreglo de 8 elementos propuesto para aplicaciones 5G (Ta et al., 2017).

La tecnología 5G además de mejorar la comunicación de telefonía móvil, también permitirá proveer otros servicios como comunicación entre vehículos, entre los que se encuentran los vehículos no tripulados, manejo de tráfico, mensajes al peatón y servicios de redes de comunicaciones, entre otros. En un trabajo de investigación reciente publicado por Suzuki et al. (2017), se propone un módulo integrado de una antena que incluye un filtro para aplicación en un transreceptor que soporta servicios V2X (Vehicle to Everything) de sistemas de comunicaciones móviles 5G a la frecuencia de 15 GHz.

Por otro lado, Helander et al. (2015) presentan un nuevo método para la caracterización de un arreglo de antenas en fase que operan a 28 GHz en una terminal móvil para comunicación 5G, en el cual se caracteriza el patrón de escaneo y la eficiencia de cobertura.

1.3 Objetivo

Desarrollar antenas miniatura de banda ultra ancha UWB en ondas milimétricas con aplicación en sistemas de comunicaciones móviles 5G.

1.3.1 Objetivos específicos

- Diseñar antenas que logren satisfacer las características de ancho de banda, impedancia, ganancia, ancho del haz, eficiencia, peso y tamaño requerido.

- Diseñar y proponer antenas pequeñas fácilmente adaptables a teléfonos 5G que operen en las bandas de 28 GHz o 38-39 GHz.
- Analizar y optimizar las estructuras propuestas empleando programas de computadora para efectuar el análisis electromagnético y lograr las características requeridas.
- Construir y caracterizar las antenas dentro del ancho de banda establecido.

1.4 Estructura de la tesis

Este trabajo de tesis está conformado por 6 capítulos, los cuales se describen brevemente a continuación.

En el capítulo 1 se presenta el problema a resolver y la justificación del por qué es importante abordar este trabajo de investigación. Además, se presentan algunos antecedentes relacionados con este trabajo de investigación y se mencionan los objetivos generales y específicos.

El capítulo 2 está dividido en 2 partes. En la primera parte se cubren los principales conceptos y parámetros que describen el comportamiento de las antenas. Mientras que en la segunda se mencionan algunos de los requerimientos de la red inalámbrica 5G, las tecnologías claves que están involucradas en su desarrollo, y finalmente se describen ejemplos de 7 estructuras de antena 5G y 4 arreglos de antena 5G recopilados de la literatura.

En el capítulo 3 se detalla la metodología empleada para el diseño de 3 diferentes estructuras (cuadrada, circular y con forma de T asimétrica) de antenas 5G de banda ultra ancha utilizando el programa de análisis electromagnético Ansoft HFSS. Al final de cada diseño de antena se muestran sus resultados teóricos de pérdidas por retorno, ganancia y patrones de radiación en 2D y 3D. Además, se presenta el estudio del comportamiento de la antena propuesta con forma de T asimétrica cuando se coloca sobre un plano de tierra similar al de un teléfono móvil actual.

En el capítulo 4 se describen detalladamente los métodos utilizados para la construcción y la caracterización de las 3 antenas de parche 5G, incluyendo una comparación de resultados teóricos y experimentales para cada una de las antenas.

En el capítulo 5 se presenta un análisis de resultados, donde se resumen los resultados obtenidos y se efectúa una comparación de resultados de cada una de las antenas y entre ellas mismas.

Por último, el capítulo 6 presenta las conclusiones, aportaciones y recomendaciones más relevantes que se obtuvieron durante el desarrollo de este trabajo de tesis.

Capítulo 2. Fundamentos de antenas y tecnología 5G

En este capítulo se presentan los conceptos y definiciones que describen a las antenas, los diferentes tipos de antenas y los parámetros más importantes que las caracterizan. Se proporcionan algunos aspectos importantes de la tecnología 5G y se proporcionan algunos ejemplos de trabajos de investigación publicados en esta área.

2.1 Definición de antena, condiciones necesarias para radiar y aplicaciones

Saunders (1999) define una antena como "un medio que convierte las ondas guiadas presentes en una guía de onda, microcinta, o línea de transmisión en ondas radiantes que viajan en el espacio libre o viceversa" (p.57). Por otra parte, el IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) define una antena como "aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas" (IEEE Std 145-1983). En la Figura 5 se muestra la manera en que una antena radia (Balanis, 2005).

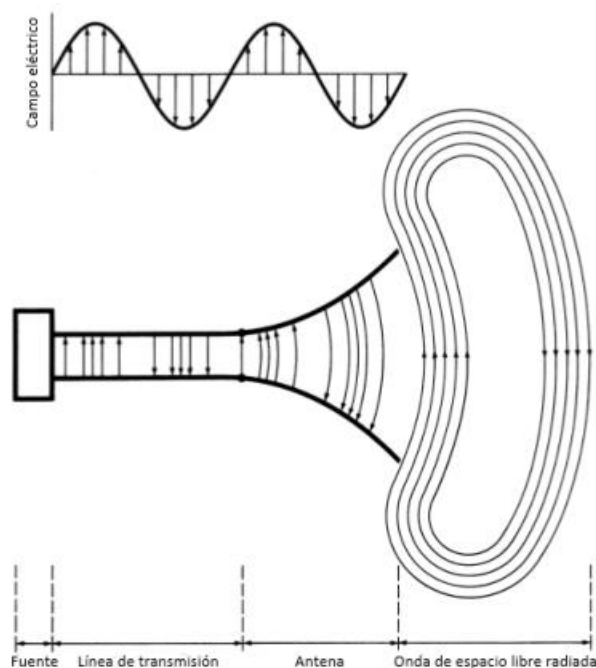


Figura 5. La antena como un dispositivo de transición (Balanis, 2005).

Es posible generar radiación electromagnética bajo condiciones específicas. A continuación, se describen las condiciones necesarias para que un conductor radie energía electromagnética, así como también las condiciones bajo las cuales no existe radiación:

1. Si una carga no está en movimiento, la corriente no se crea y no hay radiación.
2. Si la carga está en movimiento con una velocidad uniforme:
 - a) No hay radiación si el cable es recto y con longitud infinita.
 - b) Hay radiación si el cable está curvado, doblado, discontinuo, terminado o truncado.
3. Si la carga está oscilando en un movimiento temporal, radia incluso si el cable es recto. (Balanis, 2005, p.10)

Por otro lado, Saunders (1999) afirma que "las antenas pueden ser vistas como dispositivos que causan que las cargas sean aceleradas en formas que produzcan radiación con características deseadas"(p.58).

Algunas de las aplicaciones en las que se utilizan las antenas son:

- Comunicaciones móviles: aviones, barcos, vehículos, naves espaciales.
- Comunicaciones personales: teléfono celular.
- Sistemas de radiodifusión: radio, televisión.
- Comunicaciones de radio punto a punto: policía, bomberos.
- Aplicaciones de no comunicación:
- Sensor remoto: radar, radiometría.
- Industria: microondas.

2.2 Tipos de antenas

La clasificación de las antenas es muy extensa debido a que cada aplicación y cada banda de frecuencias presentan características peculiares que dan origen a unas topologías de antenas muy diversas (Cardama et al., 2002). A continuación, se presenta una breve clasificación de las antenas de acuerdo a su geometría, así como sus principales características y aplicaciones.

2.2.1 Antenas de alambre

Las antenas de este tipo de acuerdo a Cardama et al. (2002) se distinguen por estar construidas con hilos conductores que soportan a las corrientes que dan origen a los campos radiados. Pueden estar formadas por hilos rectos (dipolo, V, rómbica), espiras o de lazo (circular, cuadrada o de cualquier forma arbitraria) y hélices. En la Figura 6 se muestran algunos ejemplos de antenas de alambre.

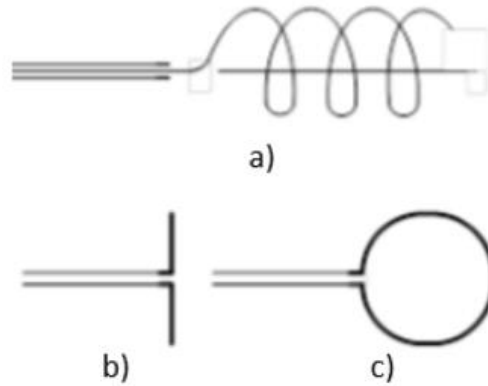


Figura 6. Configuraciones de antenas de alambre: a) hélice, b) dipolo y c) lazo circular (Anguera y Pérez, 2008)

2.2.2 Antenas de apertura

En ellas la generación de la onda radiada se consigue a partir de una distribución de campos soportada por la antena y se suelen excitar con guías de ondas. Son antenas de apertura las bocinas o cornetas (piramidales y cónicas), las aperturas y las ranuras sobre planos conductores, y las bocas de guía (Cardama et al., 2002).

Las antenas de este tipo son muy utilizadas en aeronaves y naves espaciales, gracias a que pueden empotrarse convenientemente en el exterior de estas. Además, pueden cubrirse con material dieléctrico para protegerlas de las condiciones ambientales adversas (Balanis, 2005). En la Figura 7 se ilustran algunas de las antenas de apertura mencionadas anteriormente.

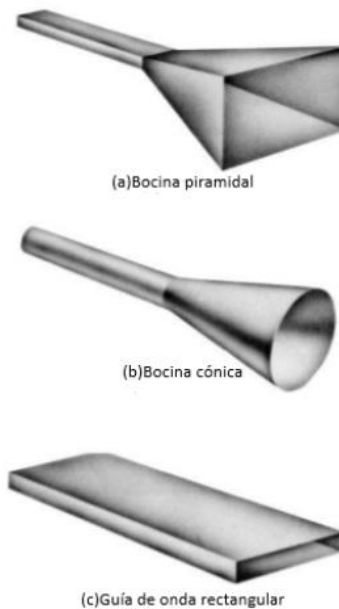


Figura 7. Configuraciones de antenas de apertura (Balanis, 2005).

2.2.3 Antenas reflectoras

Las antenas reflectoras han sido utilizadas desde que el físico alemán Heinrich Rudolf Hertz descubrió la propagación de la onda electromagnética en 1888. Sin embargo, no fue hasta la segunda guerra mundial cuando comenzó el arte del análisis y diseño de reflectores con distintas formas geométricas (Balanis, 2005). Los principales elementos de una antena reflectora son: el alimentador y el reflector. El alimentador comúnmente es una bocina o un dipolo. El reflector es la superficie que se encarga de confinar la radiación para obtener una directividad mucho más alta que la del alimentador (Anguera y Pérez, 2008). Existen muchos tipos de antenas reflectoras tales como: parabólica, plana, esférica y de esquina. La más popular es la antena parabólica, la cual es ampliamente utilizada en radioastronomía y comunicaciones terrestres y satelitales. Debido a que se utiliza en aplicaciones donde las ondas transmitidas y/o recibidas tienen que viajar miles de millas, se construyen con dimensiones de gran tamaño para conseguir una alta ganancia (Balanis, 2005). La Figura 8 muestra una antena parabólica utilizada en aplicaciones radioastronómicas.



Figura 8. Reflector parabólico de 70 metros de diámetro situado en Goldstone (EUA) (Anguera y Pérez, 2008).

2.2.4 Antenas de lente

Las antenas de lente se utilizan para generar ondas planas a partir de la energía recibida por una fuente que radia energía en diferentes direcciones (Anguera y Pérez, 2008; Balanis, 2005). La capacidad de este tipo de antena para transformar varias formas de energía divergente en ondas planas, está definida por el material del cual está construida y la forma geométrica que adopta. Las antenas de lente comparten muchas de las aplicaciones de los reflectores parabólicos, especialmente a frecuencias más altas (Balanis, 2005). En la Figura 9 se muestran algunas formas de antenas de lente.

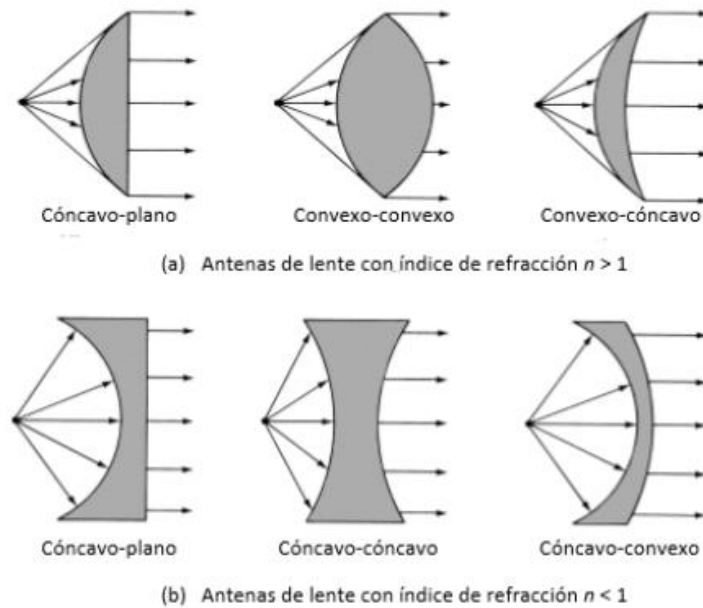


Figura 9. Configuraciones de antenas de lente típicas (Blake, 1966).

2.2.5 Antenas de microcinta

Una estructura de microcinta está hecha con una hoja delgada de material aislante de bajas pérdidas, llamado el substrato dieléctrico. Está completamente cubierto con metal en un lado, llamado el plano de tierra, y parcialmente metalizado en el otro lado, donde se imprime el circuito o patrón de la antena. Los componentes pueden adherirse en el circuito ya sea montando elementos concentrados (resistores, inductores, capacitores, semiconductores, y dispositivos de ferrita) o realizándolos directamente dentro del circuito (Gardiol y Zürcher, 1995). En la Figura 10 se puede apreciar la estructura de una antena de microcinta.

Hay numerosos substratos que pueden utilizarse para el diseño de antenas de microcinta, y sus constantes dieléctricas están normalmente en el rango de $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$. Los más deseables para un buen desempeño de antena son los substratos gruesos cuya constante dieléctrica está en el rango más bajo porque proveen mejor eficiencia, mayor ancho de banda, pero a costa de tener elementos de mayor tamaño. Los substratos dieléctricos delgados con constantes dieléctricas altas son deseables para la circuitería de microondas porque requieren campos enlazados estrechamente para minimizar el acoplamiento y la radiación indeseable, y lleva a elementos más pequeños. Sin embargo, debido a sus grandes pérdidas, son menos eficientes y se obtienen anchos de banda relativamente más pequeños (Balanis, 2005).

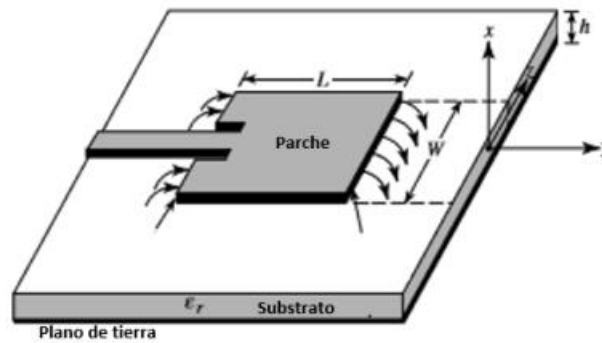


Figura 10. Antena de microcinta (Balanis, 2005).

2.2.5.1 Técnicas de alimentación

Existen muchas configuraciones que pueden ser utilizadas para alimentar a las antenas de microcinta. Las cuatro más populares son la línea de microcinta, la línea coaxial, el acoplamiento por apertura, y el acoplamiento por proximidad (Balanis, 2005).

Línea de microcinta

La manera más sencilla de alimentar un parche de microcinta es conectar una línea de microcinta directamente al borde del parche, con ambos elementos situados sobre el mismo sustrato. Esta técnica fue la primera que se usó para aplicaciones prácticas (Munson, 1974). La Figura 10 muestra este tipo de alimentación.

Cabe mencionar que, una estructura de microcinta con la línea y el parche en el mismo nivel no pueden ser optimizados simultáneamente como una antena o como una línea de transmisión porque los requerimientos específicos para ambos son contradictorios. Esto significa que cuando se utiliza una línea de alimentación, debe realizarse algún compromiso entre los dos para que la línea no radíe demasiado en las discontinuidades (Hall y Hall, 1988). La alimentación con línea de microcinta es fácil de fabricar, simple de adaptar al controlar la posición de esta en el borde del parche y bastante sencilla de modelar. Sin embargo, cuando el espesor del sustrato se incrementa, las ondas de superficie y la radiación espuria aumentan, lo cual para diseños prácticos limita el ancho de banda (típicamente de 2-5%) (Balanis, 2005).

Línea coaxial

Una manera distinta de alimentar un parche es por medio de una línea coaxial la cual se coloca perpendicular al plano de tierra. El conductor central se extiende a través del sustrato dieléctrico y se conecta al parche, mientras que el conductor externo se conecta al plano de tierra. La impedancia de

entrada depende de la posición de la sonda, de modo que el parche puede ser acoplado a la línea colocando apropiadamente el punto de alimentación (Balanis, 2005; Gardiol y Zürcher, 1995). En la Figura 11 se puede apreciar un parche circular que es excitado con una línea coaxial.

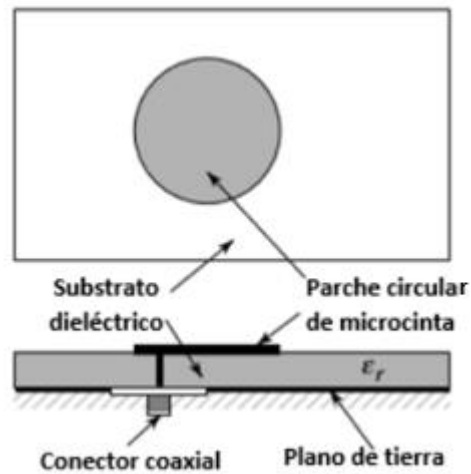


Figura 11. Alimentación por medio de una línea coaxial (Balanis, 2005).

Acoplamiento por proximidad

No es necesario que la línea toque al resonador, porque el último puede ser excitado mediante el acoplamiento por proximidad. Esta técnica de alimentación se puede llevar a cabo de distintas maneras. Una de ellas consiste en colocar una línea de microcinta en el mismo plano que el parche, evitando el contacto entre ambos elementos. El posicionamiento de la línea se debe realizar de tal manera que el acoplamiento ocurra continuamente a lo largo del borde del parche en lugar de en una porción estrecha de él. Cabe señalar que esta estructura no puede ser optimizada simultáneamente como una antena o como una línea de transmisión debido a que la línea y el parche están en el mismo nivel del sustrato. La segunda variante del acoplamiento por proximidad se obtiene colocando el parche y la línea de alimentación en diferentes niveles. La radiación de la línea puede reducirse considerablemente utilizando un sustrato delgado que tenga un dieléctrico de alta permitividad, mientras que el sustrato superior es más grueso y tiene una permitividad baja para favorecer la radiación del parche. Hasta cierto punto, la línea y el parche pueden ser optimizados por separado. Sin embargo, es más complejo analizar una estructura con dos capas de dieléctrico, porque los modelos desarrollados para sustratos únicos no pueden ser empleados (Gardiol y Zürcher, 1995). En la Figura 12 se aprecian las configuraciones de la alimentación mediante acoplamiento por proximidad descritas anteriormente.

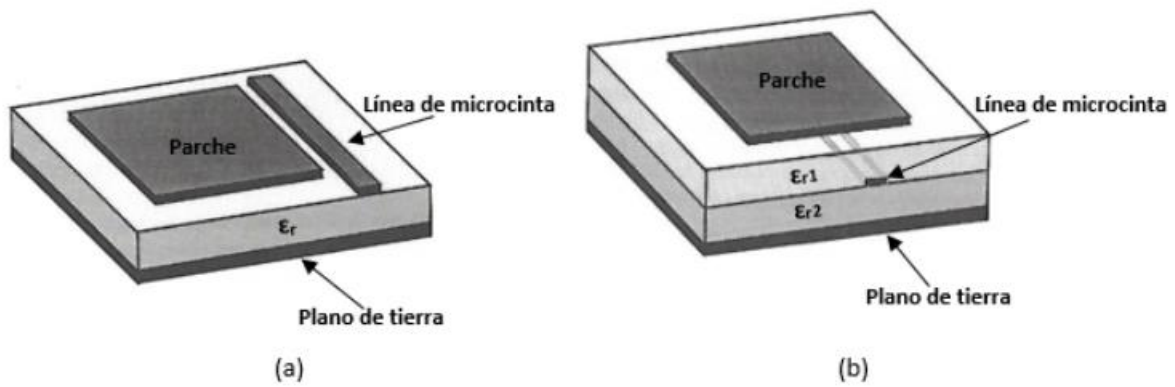


Figura 12. Técnica de alimentación de acoplamiento por proximidad con (a) línea de microcinta ubicada en el mismo plano que el parche y (b) línea de microcinta colocada entre dos sustratos (Gardiol y Zürcher, 1995).

Acoplamiento por apertura

El acoplamiento por apertura es el más difícil de fabricar de los cuatro tipos y provee un ancho de banda estrecho. Sin embargo, es más fácil de modelar y tiene una radiación espuria moderada. Esta técnica de alimentación consiste de dos sustratos separados por un plano de tierra. En el fondo del sustrato más bajo hay una línea de microcinta cuya energía se acopla al parche a través de una apertura en el plano de tierra que separa a los dos sustratos (Balanis, 2005). Las dimensiones de la apertura deben ser elegidas para evitar resonancias dentro del ancho de banda de operación, y la apertura debería ser colocada lo suficientemente lejos del borde del parche (Gardiol y Zürcher, 1995). Este arreglo permite la optimización independiente del mecanismo de alimentación y del elemento radiante (Balanis, 2005). En la Figura 13 se puede observar la alimentación de acoplamiento por apertura.

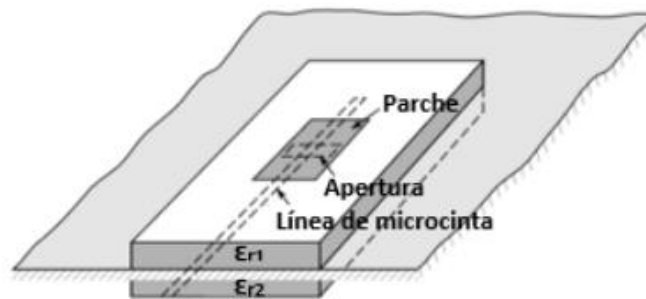


Figura 13. Técnica de alimentación de acoplamiento por apertura.

2.2.5.2 Efecto de borde

Debido a que las dimensiones del parche son finitas a lo largo de la longitud y la anchura, los campos en los bordes de este se extienden, dando lugar a un efecto conocido como efecto de borde. Este efecto se ilustra a lo largo de la longitud del parche en la Figura 10, para las dos ranuras radiantes de la antena de microcinta. Lo mismo aplica a lo largo de la anchura. El efecto de borde es una función de las dimensiones del parche y la altura del sustrato. Para el plano E principal (plano-xy) el efecto de borde es una función de la razón de la longitud L del parche a la altura h del sustrato (L/h) y la constante dieléctrica ϵ_r del sustrato. Dado que para las antenas de microcinta $L/h \gg 1$, el efecto de borde es pequeño; sin embargo, debe ser tomado en cuenta porque afecta la frecuencia de resonancia de la antena. Lo mismo aplica para la anchura.

2.2.5.3 Efecto de dispersión

La suposición cuasi-TEM es una aproximación en baja frecuencia. Cuando la frecuencia se incrementa, los campos se concentran dentro del sustrato dieléctrico, provocando un incremento en la permitividad efectiva, la cual se puede aproximar por:

$$\epsilon_e(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_e}{1 + G\left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \quad (1)$$

Donde:

ϵ_e = permitividad en baja frecuencia

$\epsilon_e(f)$ = permitividad dependiente de la frecuencia

f = frecuencia de la señal

$$f_p = \frac{Z_c}{2h}$$

$$G = 0.6 + 0.009 Z_c [\Omega]$$

El hecho de que la permitividad efectiva $\epsilon_e(f)$ sea dependiente de la frecuencia significa que la velocidad de una señal en una línea de microcinta varía con la frecuencia, por consiguiente la transmisión es dispersiva. Los componentes de alta frecuencia del espectro de la señal viajan más rápido que los de baja frecuencia y, por consiguiente, alcanzan antes el extremo final de la línea (Gardiol y Zürcher, 1995).

Las variaciones en las propiedades eléctricas del sustrato son significativas para el diseñador de circuitos que trabajan en ondas milimétricas, especialmente si están involucrados diseños de banda

ancha. Incluso en el caso de diseños de banda angosta, es necesario el conocimiento preciso de la constante dieléctrica del sustrato y sus pérdidas tangenciales a la frecuencia de interés. Esta información puede ser obtenida ya sea de la hoja de datos del fabricante, de la literatura o como último recurso, caracterizando el material en el laboratorio (Barthia et al., 1991).

2.2.5.4 Métodos de análisis

Existen varios métodos para el análisis de antenas de microcinta. Los métodos se dividen en 3 categorías: modelos empíricos, modelos semiempíricos y métodos de análisis de onda completa (Barthia et al., 1991). Sin embargo, en esta sección se mencionan únicamente algunos de los modelos empíricos y métodos de análisis de onda completa.

Los modelos empíricos están basados generalmente en algunas suposiciones fundamentales concernientes al mecanismo de radiación de la antena. Estas suposiciones pueden ser calificadas como "empíricas" porque ocurren mayormente en la práctica que en la teoría (Barthia et al., 1991). Para estructuras de antena sencilla como las antenas de dipolos y monopolos, los modelos empíricos son suficientes (Anguera y Pérez, 2008). De acuerdo a Balanis (2005), los modelos empíricos más populares son:

- Modelo de línea de transmisión
- Modelo de cavidad

Cabe mencionar que el modelo de línea de transmisión puede emplearse sólo en parches rectangulares y cuadrados. Mientras que, el modelo de cavidad puede utilizarse en cualquier parche de forma arbitraria. De estos dos modelos el de cavidad es el más complejo pero el más preciso (Barthia et al., 1991; Balanis, 2005).

Por otra parte, cuando la antena tiene una forma compleja o si el medio que la rodea presenta características como anisotropía, no-homogeneidad, etc., la solución del problema por métodos empíricos puede ser muy complicada y, en ocasiones, imposible. En estos casos se debe recurrir a los métodos de análisis de onda completa (Anguera y Pérez, 2008).

De acuerdo a Nieto (2012) y Barthia et al. (1991), los métodos de análisis de onda completa se encargan de calcular la distribución de corrientes en el parche y plano de tierra utilizando formulaciones electromagnéticamente rigurosas que resuelven mediante métodos numéricos las ecuaciones diferenciales e integrales involucradas. Estos métodos, en general, requieren un extenso esfuerzo

analítico y computacional, a cambio de la completa confianza que el diseñador puede tener en los resultados. Algunos de los métodos de análisis de onda completa más utilizados son:

- Método de momentos (MoM) en el dominio espectral y en el dominio del espacio
- Método de elementos finitos (FEM)
- Método de diferencias finitas en el dominio del tiempo (FDTD)
- Aproximación mediante la ecuación integral de potencial mixto (MPIE)
- Técnica de la transformada de Fourier rápida con gradiente conjugado (CGFFT)

En este trabajo de tesis se utiliza el software de análisis electromagnético Ansoft HFSS, el cual emplea el método de elementos finitos. El método de elementos finitos consiste en discretizar o dividir la estructura en una gran cantidad de elementos y reconectarlos por medio de nodos, dando como resultado un conjunto de ecuaciones algebraicas simultáneas. Las principales ventajas de este método es su capacidad para manejar geometrías complejas, diversos problemas de ingeniería (mecánica de sólidos, fluidos, dinámica, electrostática, etc.) y restricciones complejas (estructuras indefinidas) (Kim y de Weck, 2004).

2.2.6 Arreglos de antenas

En muchas aplicaciones se requieren características de radiación que una sola antena no puede satisfacer. Por lo tanto, es necesario utilizar un conjunto de antenas colocadas de tal manera que los campos radiados de cada uno de los elementos contribuyan a lo largo de una o más direcciones para alcanzar una radiación máxima, y se cancelen o atenúen entre sí en otras direcciones, según se desee. Se pueden formar arreglos con antenas de tipo parche, reflector, monopolo, apertura e incluso agregando elementos parásitos (antena Uda-Yagi o simplemente Yagi) (Balanis, 2005; Saunders, 1999). La Figura 14 muestra algunos ejemplos de arreglos de antenas.

Una de las características más interesantes de los arreglos de antenas es la capacidad de controlar la dirección del patrón de radiación, particularmente la del haz principal. Esto se logra mediante la manipulación de las fases dentro del sistema de alimentación para cada uno de los elementos del arreglo. Cabe señalar que, para tener un buen desempeño de un arreglo con haz de barrido o escaneo, es muy importante minimizar los efectos de las interacciones entre los elementos del arreglo, las cuales varían conforme varía el ángulo de escaneo. Por tal motivo, se debe conseguir un alto aislamiento entre los elementos de antena del arreglo (Gardiol y Zürcher, 1995). Un arreglo con haz de escaneo se clasifica como lineal si varía la dirección del haz principal en una sola dimensión, o como planar, si lo hace en dos

dimensiones (Saunders, 1999). En la Figura 15 se ilustra una de las aplicaciones de los arreglos de antenas.

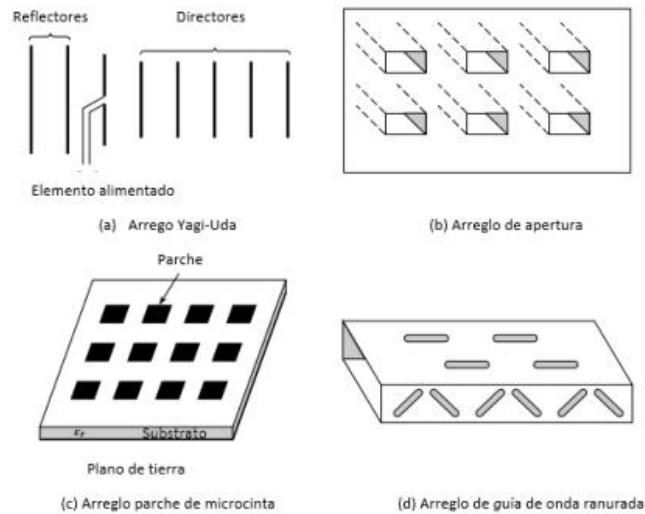


Figura 14. Configuraciones típicas de arreglos de antenas de alambre, apertura y microcinta (Balanis, 2005).

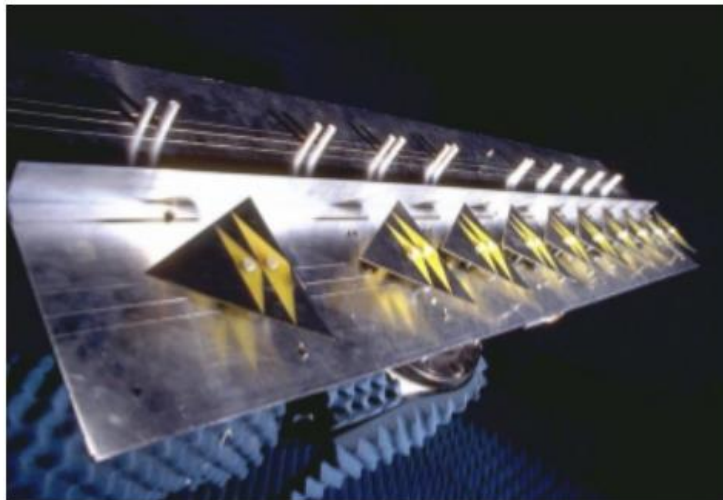


Figura 15. Arreglo de antenas para estación base de telefonía móvil (Anguera y Pérez, 2008).

2.3 Parámetros de antena

Para diseñar antenas o cualquier otro dispositivo, es necesario conocer los parámetros que permiten medir su desempeño, para así poder determinar si el diseño cumple con las características requeridas dependiendo de la aplicación que se le quiera dar. Por lo tanto, en esta sección se describen brevemente los parámetros de antena más importantes, tales como: el patrón de radiación, la intensidad de

radiación, la eficiencia, la directividad, la ganancia, el ancho de banda, la impedancia de entrada y la polarización, entre otros.

2.3.1 Patrón de radiación

El patrón de radiación o patrón de antena se define como una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas en el espacio, a una distancia fija de la antena, normalmente en la región de campo lejano (Balanis, 2005; Pozar, 2011). El patrón de radiación se puede representar de forma tridimensional, mediante técnicas gráficas como las curvas de nivel o el dibujo en perspectiva. La Figura 16 muestra el patrón tridimensional de una antena, indicando los planos E y H.

Para antenas linealmente polarizadas se define el plano E como el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. De manera análoga, el plano H es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección.

En algunos casos es suficiente representar las características de radiación de forma bidimensional mediante un corte del patrón. Los cortes más habituales son los que siguen los meridianos en una esfera hipotética o los paralelos. La información de todos los cortes del diagrama es excesiva, por lo que se recurre a representar a dicha información sólo en los planos principales E y H.

Los patrones de radiación bidimensionales se pueden representar en coordenadas cartesianas o polares. La representación del patrón de radiación en coordenadas cartesianas permite observar los detalles de antenas muy directivas, mientras que la representación polar proporciona una idea más clara de la distribución de potencia en las diferentes direcciones del espacio (Cardama et al., 2002). En la Figura 17 se muestran ejemplos de ambas representaciones.

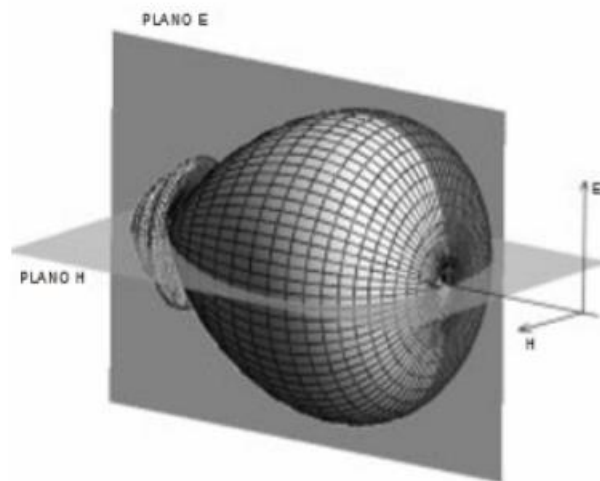


Figura 16. Patrón de radiación tridimensional (Cardama et al., 2002).

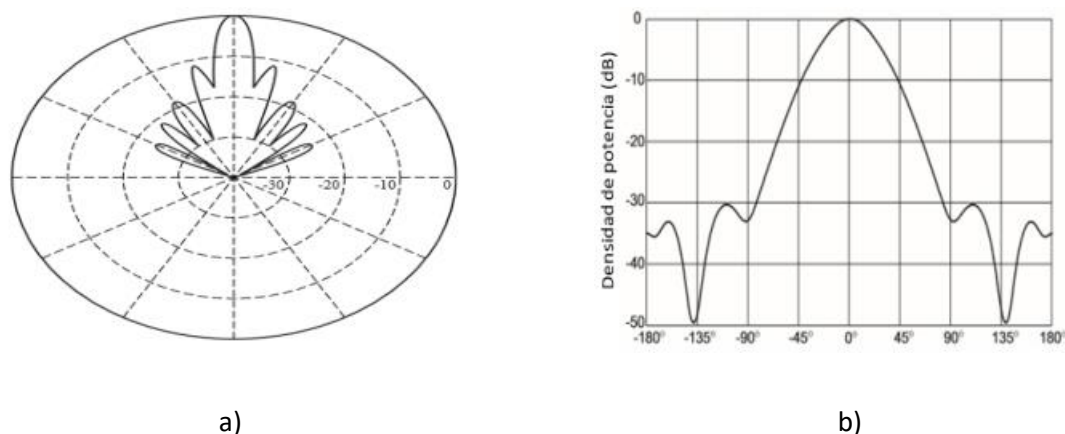


Figura 17. Patrón de radiación en a) coordenadas polares y b) coordenadas cartesianas (Poazar, 2011; Cardama et al., 2002).

2.3.2 Lóbulos del patrón de radiación

A las diversas partes de un patrón de radiación se les denominan lóbulos, los cuales pueden ser subclasificados en principal, menores, laterales y posterior. El lóbulo principal o también llamado haz principal está definido como el lóbulo de radiación que contiene la dirección de máxima radiación. En algunas antenas es posible que exista más de un lóbulo principal. Un lóbulo menor puede ser cualquier lóbulo de menor amplitud, excepto el principal. Los lóbulos laterales son normalmente los lóbulos menores más grandes y usualmente están adyacentes al lóbulo principal. Cabe mencionar que, los lóbulos menores usualmente representan radiación en direcciones indeseadas. Un lóbulo posterior (dirigido hacia atrás) es un lóbulo de radiación cuyo eje forma un ángulo de aproximadamente 180° con respecto al haz principal de la antena (Balanis, 2005). En la Figura 18 se señalan los lóbulos de radiación descritos anteriormente.

Las variaciones de corriente sobre la estructura del elemento radiante producen que las ondas electromagnéticas lleguen al campo lejano con diferente magnitud y fase. La interferencia de estas ondas electromagnéticas en las diferentes direcciones del espacio puede ser constructivas o destructivas, de aquí que aparezcan zonas donde la radiación es mayor y otras donde es menor (Anguera y Pérez, 2008). Además de la clasificación de los lóbulos de radiación, existen otras definiciones relevantes relacionadas con el patrón de radiación como: el ancho de haz de media potencia (HPBW por sus siglas en inglés), la relación de lóbulo principal a secundario (SLL) y la relación delante atrás (F/B ratio).

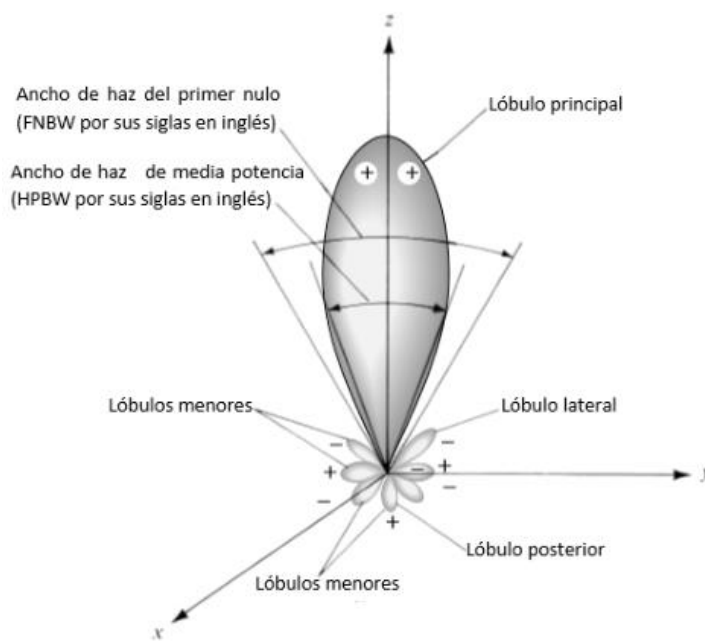


Figura 18. Lóbulos de radiación y anchos de haz de un patrón de antena (Balanis, 2005).

2.3.2.1 HPBW

En un patrón de radiación 2D que contiene la dirección del máximo de un lóbulo, el haz de mediana potencia HPBW es el ángulo entre las dos direcciones en el cual la intensidad de radiación es la mitad del valor máximo del lóbulo (IEEE Std 145-1983), o de manera equivalente, donde la potencia cae 3 dB de su valor máximo.

2.3.2.2 Relación de lóbulo principal a secundario

La relación de lóbulo principal a secundario es el cociente, expresado en dB, entre el valor del patrón en la dirección de máxima radiación y en la dirección del máximo del lóbulo secundario. Normalmente, dicha relación se refiere al lóbulo secundario de mayor amplitud, que suele ser adyacente al lóbulo principal (Cardama et al., 2002) conocido en inglés como SLL (Signal Lobe Level).

2.3.2.3 Relación delante atrás

La relación delante atrás (F/B ratio) es el cociente, también en dB, entre el valor del patrón en la dirección del máximo y el valor en la dirección diametralmente opuesta (Cardama et al., 2002).

2.3.3 Intensidad de radiación

La intensidad de radiación en una dirección dada se define como "la potencia radiada de una antena por unidad de ángulo sólido. La intensidad de radiación es un parámetro de campo lejano, y puede ser

obtenida al multiplicar la densidad de radiación por el cuadrado de la distancia. En forma matemática se expresa como (Balanis, 2005):

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2)$$

donde:

U = intensidad de radiación (W/unidad de ángulo sólido)

r = distancia (m)

W_{rad} = densidad de potencia (W/m²)

2.3.4 Eficiencia de antena

La eficiencia total de antena e_0 se utiliza para tomar en cuenta las pérdidas en las terminales de entrada y dentro de la estructura de la antena. Estas pérdidas se deben a:

1. Reflexiones debido a la desadaptación entre la línea de transmisión y la antena
2. Pérdidas en el conductor y en el dieléctrico

En general, la eficiencia total puede ser escrita como:

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (3)$$

donde

e_0 = eficiencia total (adimensional)

e_r = eficiencia de reflexión = $(1 - |\Gamma|^2)$ (adimensional)

e_c = eficiencia de conducción (adimensional)

e_d = eficiencia de dieléctrico (adimensional)

Γ = coeficiente de reflexión de voltaje en las terminales de entrada de la antena

Usualmente e_c y e_d son muy difíciles de calcular, pero pueden determinarse experimentalmente. Incluso con mediciones no pueden ser separadas, y normalmente es más conveniente escribir la eficiencia total como:

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd}(1 - |\Gamma|^2) \quad (4)$$

Donde $e_{cd} = e_c e_d =$ eficiencia de radiación de antena, la cual es usada para relacionar la ganancia y la directividad (Balanis, 2005). La eficiencia de una antena es la relación entre la potencia radiada y la potencia entregada a la antena $E_{fic} = P_r / P_e$

2.3.5 Directividad

La directividad está definida como la relación entre la máxima intensidad de radiación en el haz principal y la intensidad de radiación promedio sobre todo el espacio (Pozar, 2011):

$$D = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (5)$$

U_{max} = Intensidad de radiación máxima

P_{rad} = Intensidad de radiación promedio

De manera gráfica, se puede decir que, si una antena es muy directiva, es capaz de concentrar la potencia que radia (o recibe) en una determinada dirección (Anguera y Pérez, 2008).

2.3.6 Ganancia

La ganancia pone de manifiesto el hecho de que una antena real no radia toda la potencia que se le suministra, sino que parte de esta se disipa en forma de calor (Anguera y Pérez, 2008). El valor máximo de la ganancia está relacionado con la directividad máxima por:

$$G_0 = e_{cd} D_0 \quad (6)$$

donde

D_0 = Directividad máxima

Mientras que la ganancia absoluta toma en cuenta las pérdidas por desadaptación o reflexión, y puede ser escrita como:

$$G_{0abs} = e_0 D_0 \quad (7)$$

Usualmente la ganancia está dada en términos de decibeles en lugar de cantidades adimensionales. La fórmula de conversión está dada por (Balanis, 2005):

$$G_0(dB) = 10 \log_{10}[e_{cd} D_0(adimensional)] \quad (8)$$

2.3.7 Ancho de banda

Todas las antenas, debido a su geometría finita, están limitadas a operar satisfactoriamente en una banda o margen de frecuencias. Este intervalo de frecuencias, en el que un parámetro de una antena determinada no sobrepasa unos límites prefijados, se conoce como el ancho de banda de la antena. El ancho de banda (BW) se puede especificar como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones. Dicha relación se suele expresar en forma de porcentaje (Cardama et al., 2002).

$$BW = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_o} = \quad (9)$$

donde

f_{max} = frecuencia mínima

f_{min} = frecuencia máxima

f_o = frecuencia central

En general existen antenas con patrón de radiación omnidireccional que tienen ganancia pequeña, antenas directivas de alta ganancia pero con poco ancho de banda y antenas con gran ancho de banda pero con ganancia moderada.

2.3.8 Impedancia de entrada

Una antena es un dispositivo de un puerto, por lo que presenta una impedancia de entrada que no es más que la relación entre la tensión y la corriente presente en este puerto $Z=V/I$ dada como.

$$Z_A = R(\omega) + jX(\omega) = R_r(\omega) + R_\Omega(\omega) + jX(\omega) \quad (10)$$

La impedancia de entrada tiene una parte real ($R(\omega)$) y una parte imaginaria ($X(\omega)$); ambas dependientes de la frecuencia. Este parámetro también se ve afectado por otras antenas u objetos cercanos, pero de momento se asume que la antena se encuentra aislada.

R_r : resistencia de radiación. Representa la potencia o energía que la antena radia hacia el espacio libre. Se define R_r como el valor de la resistencia que disiparía la misma potencia que la radiada por la antena.

$$P_r = \frac{1}{2} I^2 R_r \quad (11)$$

R_Ω : resistencia de pérdidas. Representa las pérdidas que se producen en la antena, en los conductores y/o dieléctricos, aunque en las antenas de ferrita también se producen pérdidas en el núcleo. En la mayoría de antenas $R_\Omega \ll R_r$. Sin embargo, R_Ω es significativa en antenas eléctricamente pequeñas,

$$P_\Omega = \frac{1}{2} I^2 R_\Omega \quad (12)$$

donde las dimensiones son mucho más pequeñas que la longitud de onda.

La potencia entregada a la antena será la suma de las dos anteriores:

$$P_A = P_r + P_\Omega = \frac{1}{2} I^2 (R_r + R_\Omega) \quad (13)$$

X_A : parte reactiva de la impedancia de entrada. Se dice que la antena es resonante a una frecuencia f_0 si la parte imaginaria es nula ($X_A = 0$) (Anguera y Pérez, 2008).

2.3.9 Polarización

La polarización de una antena en una dirección dada está definida como "la polarización de la onda transmitida (radiada) por la antena". La polarización de una onda radiada está definida como "la propiedad de una onda electromagnética para describir la variación en el tiempo de la dirección y magnitud relativa del vector de campo eléctrico. Específicamente es la figura trazada en función del tiempo por la extremidad del vector en una posición fija en el espacio, y el sentido en el cual es trazada, mientras se observa a lo largo de la dirección de propagación". Un trazo típico como una función del tiempo se muestra en la Figura 19 a) y b). La polarización puede ser clasificada como lineal, circular o elíptica. Si el vector que describe el campo eléctrico en un punto en el espacio está siempre dirigido a lo largo de una línea, se dice que el campo está polarizado linealmente. En general la figura que el campo

eléctrico traza es una elipse, y se dice que el campo está polarizado elípticamente. Las polarizaciones lineal y circular son casos especiales de la elíptica, y pueden ser obtenidas cuando la elipse se convierte en una línea recta o un círculo, respectivamente (Balanis, 2005).

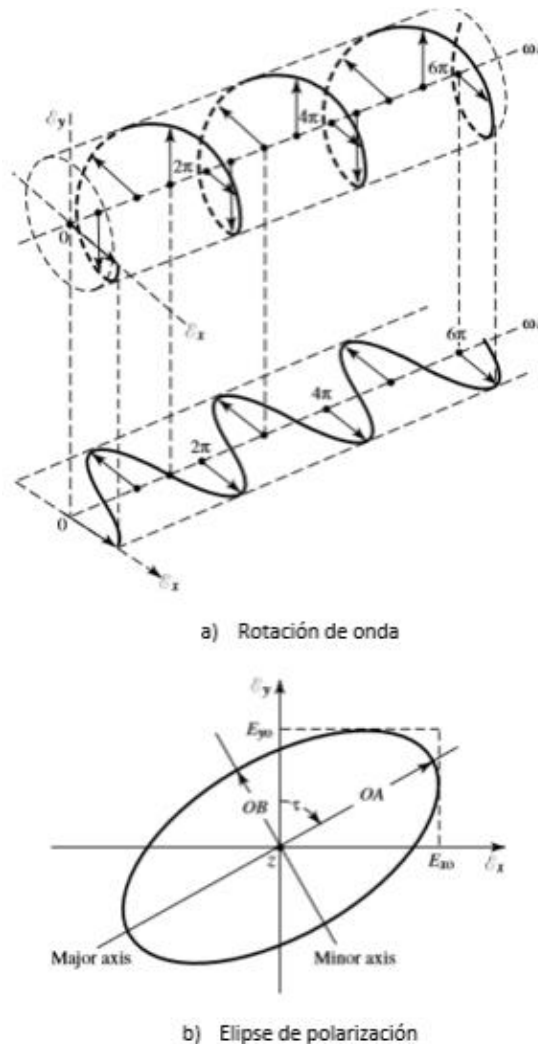


Figura 19. Rotación de una onda electromagnética plana y su elipse de polarización en $z=0$ como una función del tiempo (Balanis, 2005).

2.4 Red inalámbrica 5G

5G (Fifth Generation) es el nombre de la próxima generación de redes inalámbricas que traerá consigo mejoras significativas en velocidad de datos, latencia, conectividad masiva, eficiencia de energía y seguridad (Sathiya, 2015). El proceso de estandarización de la red 5G se lleva a cabo por un grupo de 7 organizaciones encargadas de desarrollar los estándares de las telecomunicaciones conocido como 3GPP (The 3rd Generation Partnership Project, por sus siglas en inglés) el cual tiene como objetivo cumplir los

requerimientos fijados por la unión de telecomunicaciones internacionales (UTI) en el IMT-2020 (3GPP, 2019).

En el IMT-2020 está previsto proveer una amplia variedad de aplicaciones o escenarios, divididos de manera amplia en las siguientes tres categorías:

- Ancho de banda móvil mejorado (eMBB, por sus siglas en inglés)
- Comunicaciones ultra confiables y de baja latencia (URLLC, por sus siglas en inglés)
- Comunicaciones masivas de tipo máquina (mMTC, por sus siglas en inglés)

Los escenarios eMBB representan el constante crecimiento del uso de datos móviles. Este tipo de escenario debe cubrir una amplia variedad de aplicaciones, tanto en áreas amplias como en lugares cerrados y muy concurridos. Para conseguir anchos de banda más grandes se utilizarán bandas de frecuencia por encima de los 6 GHz y hasta 100 GHz, lo cual representa un reto muy grande debido a que las tecnologías tradicionales utilizadas en las bandas de frecuencia por debajo de los 6 GHz no siempre se pueden adaptar. En los escenarios URLLC se encuentran aplicaciones como vehículos autónomos, cirugía médica a distancia, sistemas de transporte inteligentes, protección pública, etc. Finalmente, el escenario mMTC representa el reciente crecimiento de los dispositivos inalámbricos de bajo costo utilizados para detectar, controlar y realizar otras funciones (Inoue, 2017). Con el internet de las cosas se espera que para 2022 existan 18 billones de dispositivos conectados a la red. Estos dispositivos incluyen automóviles, sensores, máquinas, electrodomésticos, dispositivos vestibles, etc. Cabe señalar que las tecnologías utilizadas en el internet de las cosas se pueden dividir en dos segmentos; las de corto alcance, con un rango típico de hasta 100 metros como son el Wi-Fi, Bluetooth y ZigBee, y las de área amplia tales como Sigfox, LoRa y RPMA (ERICSSON, 2017).

Algunos de los requerimientos 5G establecidos en el IMT-2020 y sus ventajas sobre los parámetros 4G fijados en el IMT-Advanced se muestran en la Tabla 2. Es importante mencionar que no es necesario que todas las aplicaciones 5G cumplan simultáneamente con los requerimientos mostrados en la Tabla 2. Diferentes aplicaciones emplearán diferentes requerimientos de desempeño, por ejemplo, los videos de alta definición deberán contar con elevadas velocidades de datos, sin embargo, los requerimientos de latencia y confiabilidad no serán tan demandantes. Por otro lado, la latencia y la confiabilidad serán indispensables para aplicaciones como los vehículos autónomos, mientras que velocidades de datos más bajas pueden ser toleradas (Andrews et al., 2014).

Tabla 2. Requerimientos de la 5^{ta} y 4^{ta} generación (Tikhomirov et al., 2018)

Parámetros	IMT-2020	IMT-Advanced
Velocidad de datos pico (Gbps)	20	1
Capacidad de tráfico del área (Mbps/m)	10	0.1
Eficiencia espectral (bps/Hz)	30	10
Mobilidad (km/h)	500	350
Latencia (ms)	1	10
Densidad de conexión (disp/km ²)	10 ⁶	10 ⁵

Para alcanzar los ambiciosos requerimientos del IMT-2020 mostrados en la Tabla 2 se deben implementar diversas tecnologías, de las cuales destacan tres; la densificación de la red, las ondas milimétricas y el MIMO masivo (Shafi et al., 2017).

La densificación de la red consiste en aumentar el número de células pequeñas para llenar los huecos en la capacidad de datos sin la necesidad de construir un mayor número de macro celdas costosas. Estas pequeñas células son relativamente de bajo costo y pueden cubrir áreas que van desde las decenas hasta los cientos de metros (Chatchaikarn, 2017). Uno de los problemas que conlleva el aumentar el número de células es la interferencia entre estas mismas, lo que afectará cualquier ganancia en la capacidad. Para combatir estas interferencias se utilizan técnicas de mitigación de interferencia como la programación cooperativa, la transmisión/recepción multipunto coordinada (COMP por sus siglas en inglés), etc. Estas técnicas ya se utilizan en sistemas IMT Advanced. Además, los arreglos de antena 5G tendrán anchos de haces más estrechos que las antenas sectoriales existentes, lo que puede reducir los niveles de interferencia (Shafi et al., 2017).

Al-Falahy y Alani (2017) proponen un modelo de red de una estación base distribuida ilustrado en la Figura 20, en el cual los puntos rojos simbolizan los equipos de los usuarios, el arco azul punteado es la línea donde las unidades de radio remotas son desplegadas, mientras que las líneas rojas representan los enlaces de fibra que conectan las unidades de radio remotas con la unidad de banda base. Los equipos de los usuarios se comunican directamente con el nodo central o indirectamente a través de las unidades de radio remotas que están conectadas a través de un enlace de fibra de alta velocidad. Las

unidades de radio remotas permiten una reducción significativa en el costo y al mismo tiempo mejoran la eficiencia espectral y desempeño de la red.

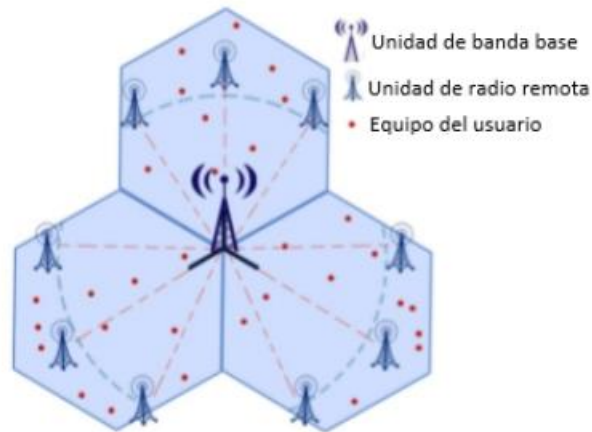


Figura 20. Modelo de red mostrando el nodo central con una antena direccional de tres sectores, las unidades de radio remotas y los equipos de los usuarios. (Al-Falahy y Alani, 2017).

Además de entregar una amplia variedad de servicios y dispositivos, la tecnología 5G utilizará el espectro disponible más ampliamente por medio de paradigmas regulatorios y diversas bandas del espectro. Las generaciones de redes móviles anteriores operaban en bandas del espectro con licencia por debajo de 3 GHz, mientras que con el 5G se aprovechará el espectro compartido, con licencia y sin licencia desde el principio. Además, el 5G expandirá el uso del espectro a bandas bajas por debajo de 1 GHz, bandas medias entre 1 GHz y 6 GHz, y bandas altas por encima de 24 GHz, por lo que se dispondrá de una vasta cantidad de ancho de banda para proporcionar capacidad y velocidad de datos extremos que previamente no estaban disponibles para comunicaciones móviles de área amplia (Qualcomm, 2016). En la Figura 21 se muestran las bandas de frecuencia por encima de 24 GHz que están destinadas para uso móvil. A pesar de las elevadas velocidades de datos que garantiza el uso de las bandas de ondas milimétricas, existen problemas importantes que deben ser considerados como son: las pérdidas por propagación, debido a que la longitud de onda es más pequeña que en las señales de comunicación de microondas convencionales; pérdidas por penetración, existentes en comunicaciones NLoS (Non Line of Sight, por sus siglas en inglés) y que aumentan entre más alta sea la frecuencia; alto consumo de potencia, necesario para mantener intacta la relación señal a ruido; ancho del haz estrecho y lóbulos laterales, los cuales afectan la ganancia máxima que puede ser alcanzada cuando los haces del transmisor y receptor no están perfectamente alineados, lo cual es difícil de lograr en las redes móviles que deben tolerar la alta movilidad; deficiencias de los equipos y retos de diseño, causados por el ruido de fase, amplificadores de potencia no lineales, etc. (Xiao et al., 2017). Afortunadamente, con los

recientes avances en las tecnologías de antenas y de procesamiento de señales, la implementación de las ondas milimétricas ya no está fuera del alcance. La utilización de un gran número de antenas en las radiobases y dispositivos móviles, junto con la formación de haces y algoritmos inteligentes de rastreo de haces, son algunas de las tecnologías clave para solucionar los problemas mencionados (Qualcomm, 2016).

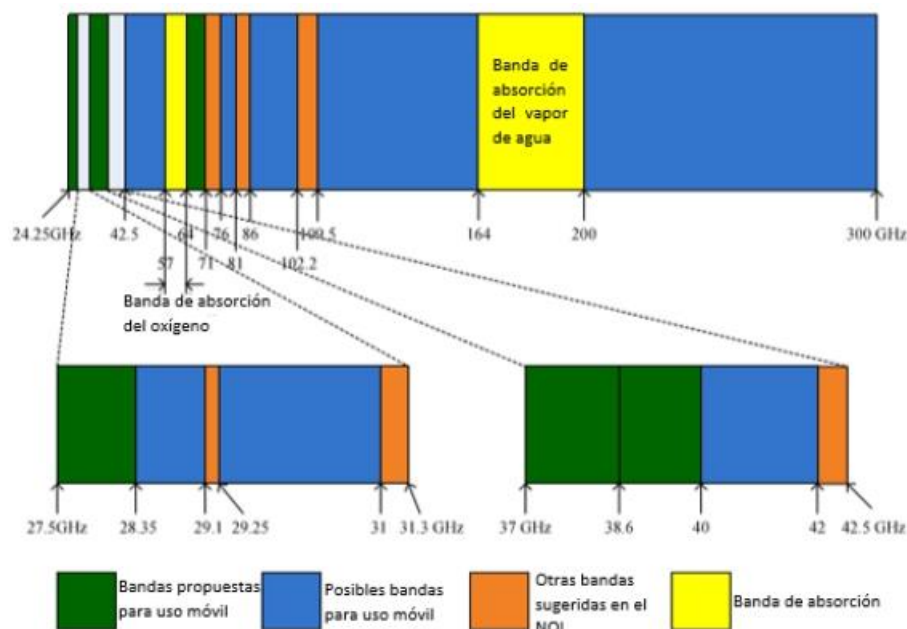


Figura 21. Uso del espectro en las bandas de ondas milimétricas (Xiao et al., 2017).

Otra tecnología clave para incrementar la velocidad de datos sin la necesidad de aumentar el ancho de banda del canal son los enlaces de comunicación MIMO (Multiple Input Multiple Output, por sus siglas en inglés). Los enlaces MIMO establecen múltiples canales de comunicación paralelos utilizando elementos de antena transmisores y receptores colocados estrechamente entre sí. Se considera que los arreglos de antena MIMO masivos en la estación base contarán típicamente desde 256 hasta 1024 elementos de antena para las bandas de ondas milimétricas. Las antenas consisten de elementos cross polarizados dispuestos en un arreglo de dos dimensiones. Los elementos de antena pueden consistir de grupos de dipolos o antenas de parche con el fin de alcanzar la ganancia deseada (Shafi et al., 2017). Algunos de los beneficios de usar el MIMO masivo son reducción de latencia, incremento de la velocidad de datos, aumento de la relación señal a ruido en el enlace básico y robustez a la interferencia o al jamming intencional. La tecnología MIMO ha sido fundamental en las mejoras de desempeño de la tecnología LTE. Las mejoras realizadas a esta tecnología están publicadas en los lanzamientos LTE realizados por el 3GPP, que incluyen el MIMO de 2x2 en el lanzamiento 8, hasta el MIMO de dimensión completa con 64 elementos de antena utilizando un arreglo bidimensional en los lanzamientos 13 y 14

(Inoue, 2017). La Figura 22 muestra la evolución de las antenas MIMO utilizadas en las estaciones base para las distintas generaciones de redes móviles.

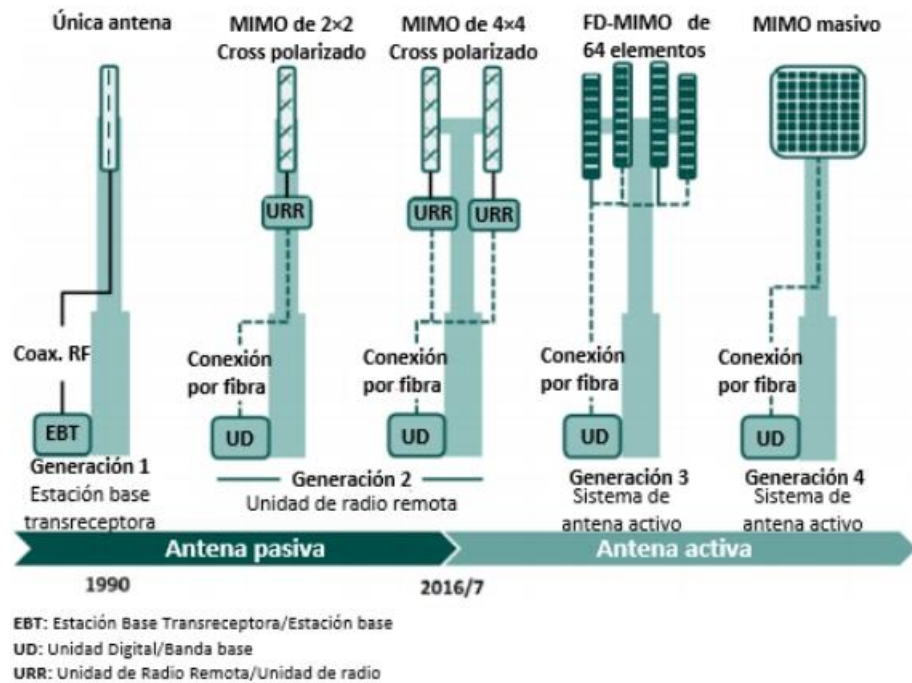


Figura 22. Desarrollo de la antena MIMO en las estaciones base (Saunders, 2018).

Otra característica del MIMO masivo es que permitirá el uso de frecuencias portadoras más altas. Las condiciones de propagación del canal con frecuencias portadoras más altas conllevan a la implementación de antenas de múltiples haces (Inoue, 2017). Las antenas de haces múltiples son fundamentales para hacer posible el MIMO masivo en los sistemas inalámbricos 5G. Estas antenas son capaces de generar numerosos pero independientes haces directivos con alta ganancia. Existen tres métodos o arquitecturas para generar haces múltiples: analógica, digital e híbrida (Wu et al., 2018). En la Figura 23 se ilustran los haces múltiples transmitidos y recibidos por un sistema MIMO masivo de una estación base.

Actualmente, la tecnología 5G continúa en proceso de estandarización, el cual está dividido en dos fases. La primera fase fue completada en septiembre de 2018 en el lanzamiento 15. La fase 2 incorporará más funciones para extender las capacidades del 5G y progresivamente aportar más servicios, escenarios y bandas de frecuencia más altas. La fase 2 será completada a finales de 2019 en el lanzamiento 16. Se espera que la tecnología 5G se lance comercialmente a gran escala en el año 2020 (Shafi et al., 2017).

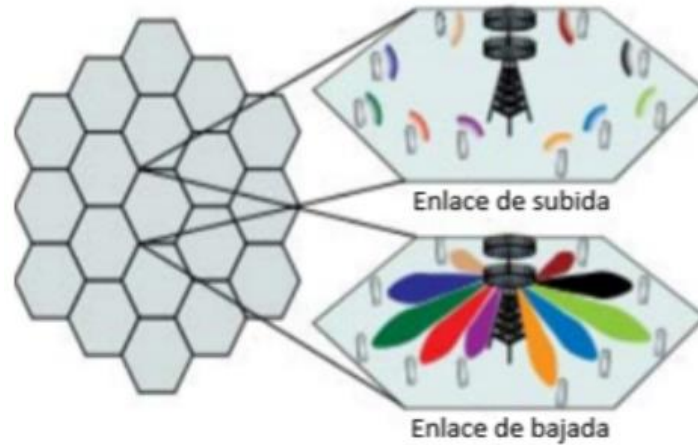


Figura 23. Sistema MIMO masivo utilizado en los enlaces de subida y bajada (Ritthe et al., 2017).

2.4.1 Estructuras y arreglos de antena 5G

En esta sección se presentan algunas de las estructuras de antena 5G propuestas en la literatura recopilada durante este trabajo de tesis. Se describen las estructuras de antena y se mencionan sus principales características, como: el ancho de banda de impedancia (simulado o medido), la ganancia máxima (simulada o medida), el tipo de alimentación, las dimensiones, el sustrato dieléctrico y el software de análisis electromagnético empleado. Además, debido a la relevancia que tendrán los arreglos de antenas, tanto en las radiobases como en los dispositivos móviles para compensar las altas pérdidas por propagación presentes en las bandas de ondas milimétricas, se describen algunos de los arreglos diseñados con las antenas 5G publicadas en la literatura. Finalmente, se presentan dos tablas que resumen las principales características de las estructuras y arreglos de antenas 5G presentados en esta sección.

La red 5G abarca diversas bandas de frecuencia ubicadas cerca y dentro del espectro electromagnético perteneciente a las ondas milimétricas. Es decir, frecuencias alrededor de 30 GHz y superiores. Por tal motivo, en 2016 Ali et al. propusieron una antena con un amplio ancho de banda de impedancia capaz de cubrir múltiples bandas de frecuencia destinadas para la red 5G. La antena está formada por un parche con forma elíptica colocado no concéntricamente dentro de una ranura (slot) elíptica grabada en el plano de tierra. La alimentación del elemento radiante se hace mediante una línea de microcinta de 50 Ω por proximidad, y para mejorar la adaptación de impedancia se conectó una pequeña línea de microcinta (stub) en paralelo a la línea de alimentación. La estructura tiene dimensiones de $5 \times 5 \text{ mm}^2$ y fue diseñada sobre un sustrato Rogers RT/Duroid 5880 con un grosor $h = 0.127 \text{ mm}$, constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.2$ y pérdidas tangenciales $\tan\delta = 0.0009$. La Figura 24 muestra la vista superior e inferior de la estructura de antena 5G y sus pérdidas por retorno de 20-50 GHz. Los resultados del análisis

electromagnético con CST Microwave Studio y HFSS muestran un ancho de banda para un $|S_{11}| < -10$ dB desde 20 GHz hasta más de 50 GHz y desde 21 GHz hasta más de 50 GHz, respectivamente. La ganancia máxima realizada varía aproximadamente entre 2 y 5 dBi de 20 GHz a 40 GHz.

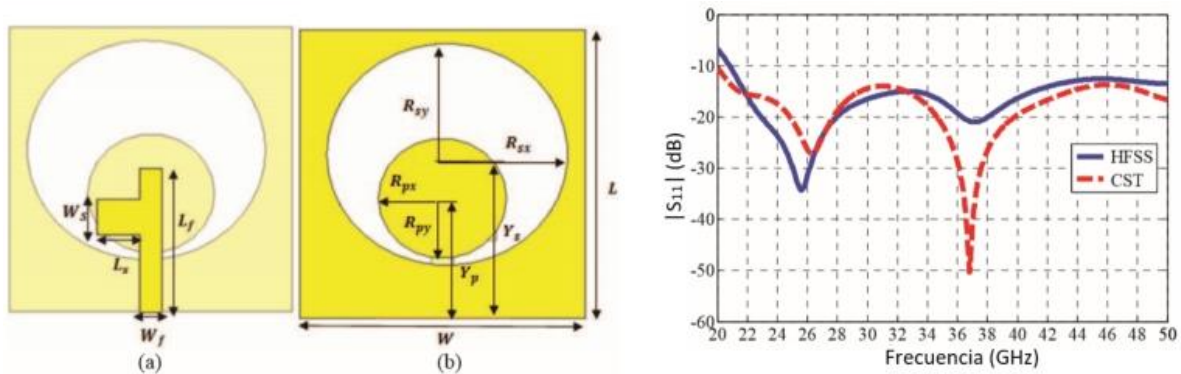


Figura 24. Configuración geométrica de la antena de ranura 5G propuesta por Ali et al. (2016) (a) vista superior y (b) vista inferior, y sus pérdidas por retorno.

Por otra parte, Ullah et al. (2017) diseñaron una antena monopolo en espiral que opera en dos bandas de frecuencia: la de 28 GHz y la de 38 GHz, que son dos de las principales bandas de frecuencia candidatas para la red 5G. El comportamiento de doble banda se logra gracias a que el monopolo es una espiral que tiene dos elementos, cada uno diseñado para una frecuencia de resonancia diferente. La antena está alimentada con una línea de microcinta y tiene un plano de tierra truncado. Las dimensiones de la antena son $4 \times 8 \times 0.254$ mm³ y está construida sobre un sustrato Rogers RT/Duroid 5880. Los resultados de la simulación indican que la antena tiene anchos de banda de 6.35 GHz (24.26-30.61 GHz) y 8.4 GHz (33.4-41.8 GHz), para pérdidas por retorno menores a -10 dB. Su ganancia realizada máxima es de 4.7 dBi y tiene una eficiencia mayor a 93% en toda su banda de operación. Se puede observar la estructura de la antena monopolo y sus pérdidas por retorno en la Figura 25.

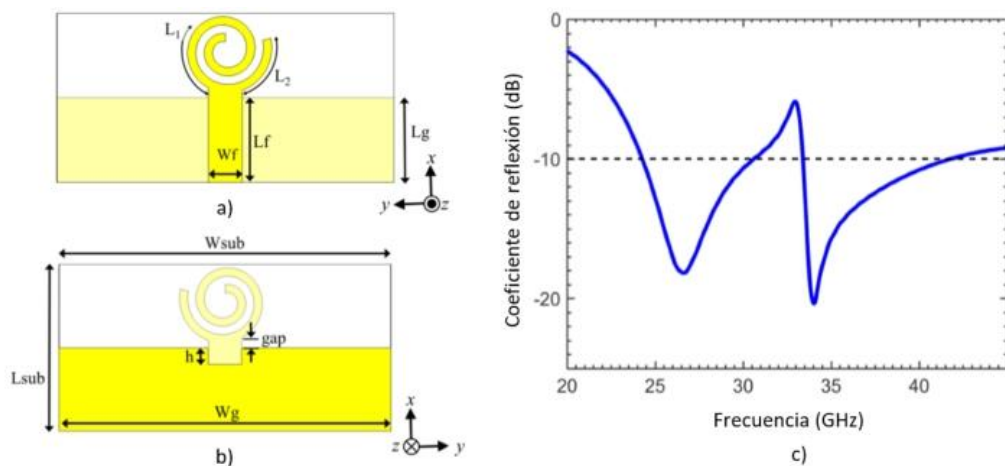


Figura 25. Monopolo en espiral propuesto por Ullah et al. (2017) (a) vista superior y (b) vista inferior, y (c) pérdidas por retorno.

Otra estructura interesante por su comportamiento multibanda es propuesta por Jilani et al. (2016). La antena es capaz de cambiar su ancho de banda operacional de 4 modos distintos dentro del intervalo de frecuencia que va desde 20.7 GHz hasta 36 GHz. Se utilizan dos diodos PIN como SW1 y SW2, los cuales actúan como interruptores y permiten el cambio de configuración o modo. La antena está conformada por un parche conectado a dos stubs por medio de dos diodos PIN, una guía de onda coplanar (CPW) para alimentar el parche y un circuito de alimentación de corriente directa con un par de inductores de $0.22 \mu\text{H}$ que funcionan como bloqueadores de RF. La antena está diseñada para un substrato Rogers ULTRALAM 3850 (grosor $h = 0.1 \text{ mm}$, constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.9$ y pérdidas tangenciales $\tan\delta = 0.0025$), sus dimensiones son $16 \times 44 \times 0.1 \text{ mm}^3$. La Figura 26 muestra la estructura de la antena y sus pérdidas por retorno para cada una de las bandas de frecuencia. Los resultados del análisis electromagnético EM de la antena reconfigurable se obtuvieron mediante la técnica de integración finita del software CST Microwave Studio. La antena mostró los anchos de banda siguientes: 12.5 GHz (20.7-33.2 GHz), 8.3 GHz (28-36.3 GHz), 4.2 GHz (20.5-24.7 GHz) y 10.5 GHz (26-36.5 GHz), para $|S_{11}| < -10 \text{ dB}$. La antena mostró una ganancia máxima realizada de 5 dBi a 31.7 GHz cuando ambos diodos, SW1 y SW2, están conduciendo. La eficiencia es mayor al 75% cuando ambos diodos conducen. Además, la eficiencia mínima está por encima de 65% en todo el ancho de banda operacional (20.7-36 GHz).

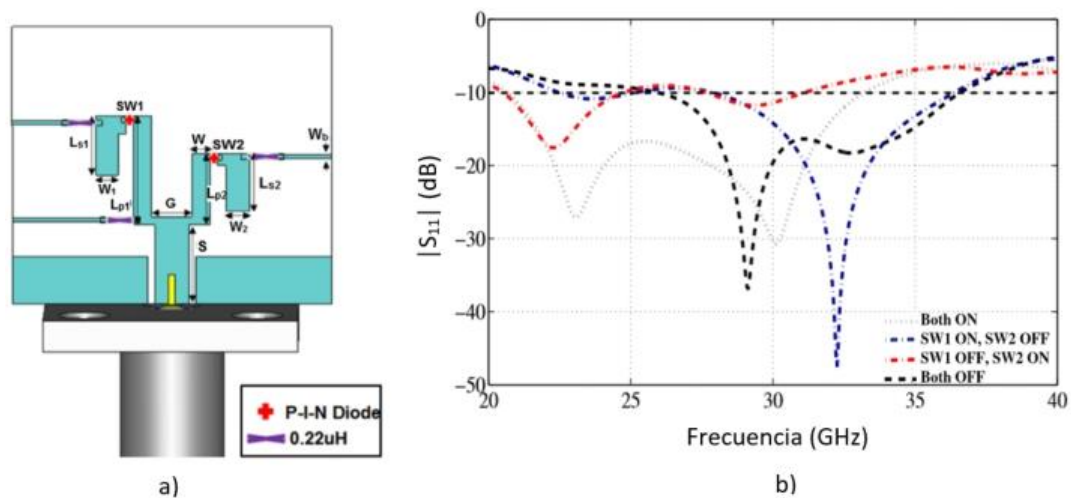


Figura 26. Geometría de la antena con múltiples bandas propuesta por Jilani et al. (2016) y sus pérdidas por retorno.

Como se mencionó anteriormente, la red 5G también utilizará las bandas de frecuencia designadas para la red 4G, por tal motivo, Ikram y Sharawi (2018) proponen un sistema de antenas MIMO 4G/5G integrado en un plano de tierra de $100 \times 60 \text{ mm}^2$, el cual representa el tamaño estándar de un teléfono móvil. La estructura de antena está compuesta por un par de ranuras (slots) radiantes concéntricos grabados en la periferia del plano de tierra, mientras que en el lado opuesto se encuentran las líneas de alimentación. El sistema de alimentación está formado por un par de líneas de microcinta de 50Ω que se

usan para alimentar al sistema MIMO 4G, y el sistema MIMO 5G es alimentado por dos divisores de potencia de 1×4 . La antena MIMO fue diseñada con un sustrato RO-4350B con constante dieléctrica $\epsilon_r = 3.55$, pérdidas tangenciales $\tan\delta = 0.004$ y grosor $h = 0.76$ mm. El programa de análisis empleado es el HFSS (High Frequency Structure Simulator) ver. 2017. En la Figura 27 se pueden observar los elementos radiantes y el sistema de alimentación empleado en la estructura de antena MIMO 4G/5G. El sistema de antena MIMO 4G tiene anchos de banda de impedancia de 1.3 GHz (1.8-3.1 GHz) y 0.8 GHz (3.3-4 GHz), con una ganancia máxima de 5 dBi y eficiencia de radiación de 60%. Cuando el sistema de antena MIMO opera en la banda 5G de 28 GHz presenta un ancho de banda de impedancia de 1.3 GHz (27.2-28.5 GHz), con una ganancia máxima de 10 dBi y eficiencia de radiación de 80%. En la Figura 28 se muestran las pérdidas por retorno para las bandas 4G y 5G.

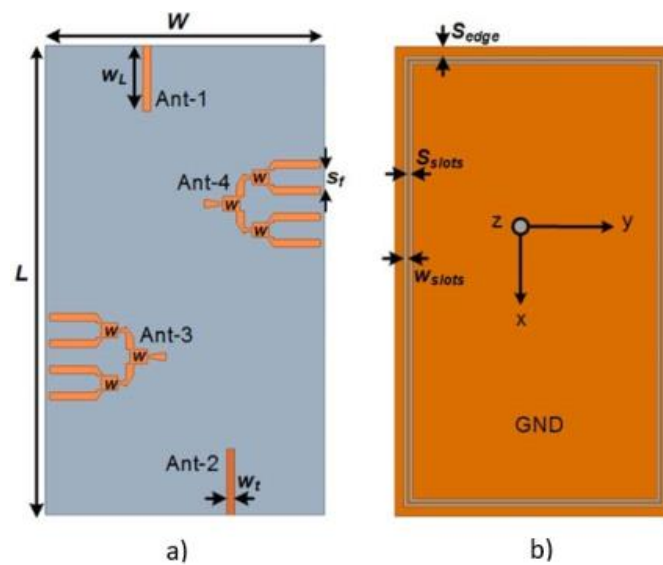


Figura 27. Geometría del diseño de antena 4G/5G propuesta a) vista superior y b) vista inferior (Sharawi e Ikram, 2018).

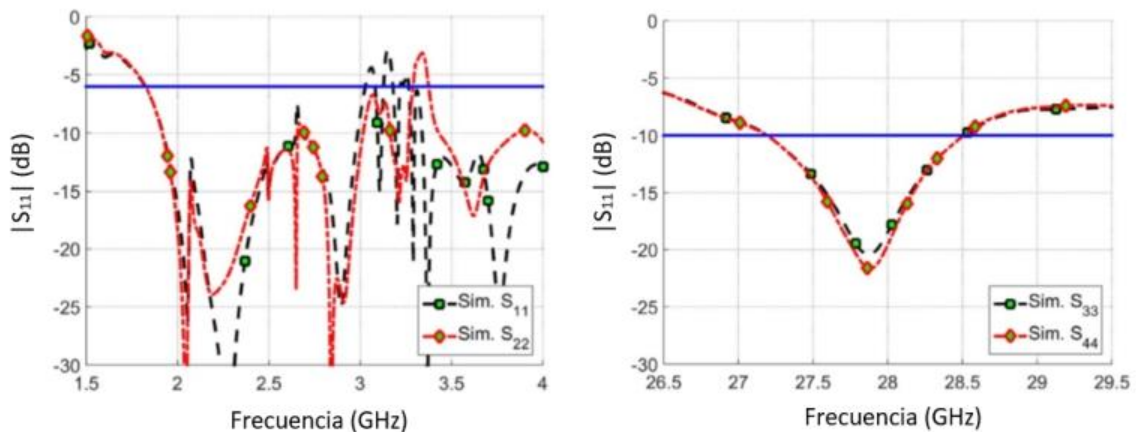


Figura 28. Pérdidas por retorno del sistema de antena MIMO a) 4G y b) 5G (Sharawi e Ikram, 2018).

Por otro lado, Saada et al. (2017) proponen una antena de parche que es alimentada con una línea de microcinta mediante acoplamiento por una ranura o separación (gap). El sustrato usado es el Rogers RT/Duroid 5880 con grosor $h = 0.381$ mm. Con esta antena de parche rectangular, se construyó un arreglo lineal de 16 elementos igualmente espaciados. Para lograr un acoplamiento mutuo entre elementos adyacentes ≤ -20 dB y un ángulo de escaneo máximo sin generar lóbulos de rejilla (grating lobes) se agregó una ranura rectangular en el plano de tierra entre cada par de elementos adyacentes. Todos los resultados del análisis electromagnético fueron obtenidos mediante el software CST Microwave Studio. La antena tiene un ancho de banda de 1245 MHz y una eficiencia de radiación de 91.8%. La ganancia máxima realizada es de 7.95 dBi. El ancho de banda fue mayor a 2 GHz (27-29 GHz) para un $|S_{11}| < -10$ dB, con una ganancia máxima de 17.4 dBi a 28.4 GHz. Además, tiene un HPBW de 6.4 grados y 26.9 grados en los planos E y H, respectivamente. En la Figura 29 se aprecia el parche rectangular diseñado y sus pérdidas por retorno.

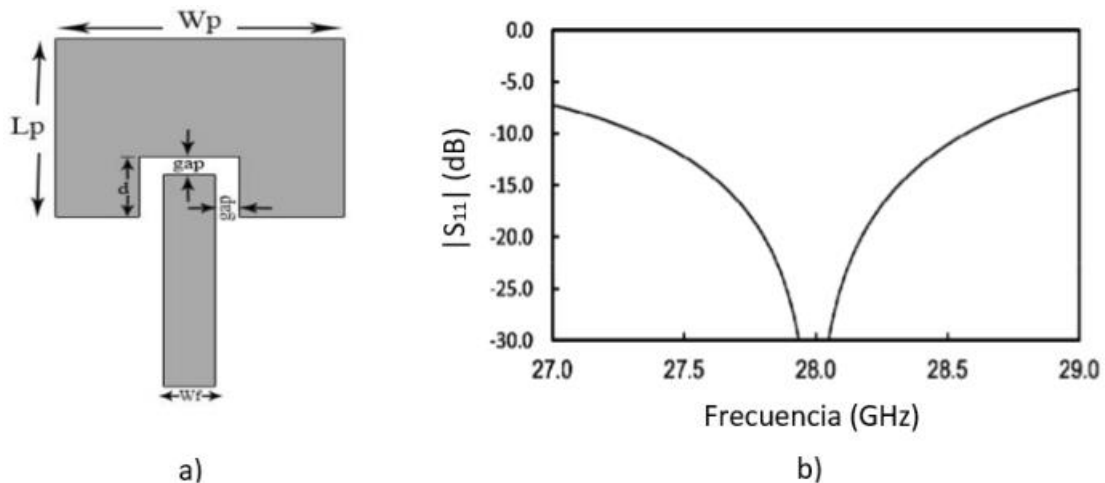


Figura 29. a) Antena de parche rectangular y b) sus pérdidas por retorno (Saada et al., 2017).

En 2017 Stanley et al. diseñaron una antena a 26 GHz compuesta por dos parches rectangulares acoplados capacitivamente. Los parches son alimentados por una sonda coaxial que atraviesa el plano de tierra y el sustrato dieléctrico hasta llegar a la capa superior del sustrato. El tamaño de la antena es de 3.7×3.25 mm² y está diseñada con un sustrato Rogers RT5880 con grosor $h = 0.8$ mm. La Figura 30 muestra el diseño de la antena en distintos ángulos y su coeficiente de reflexión en dB. La antena tiene un ancho de banda fraccional de 15.38% (24-28 GHz) para un $|S_{11}| < -10$ dB. La antena tiene una ganancia estable y un patrón de radiación uniforme en la banda de interés con una ganancia mayor a 6.26 dBi. Además, tiene una eficiencia total mayor al 90% en todo el ancho de banda. Empleando esta antena mostrada en la Figura 30, se diseñó un arreglo de 12 elementos, sobre un sustrato Rogers RT/Duroid 5880. En la Figura 31 se puede observar el arreglo montado sobre los bordes del PCB de un

teléfono móvil, el cual cubre el intervalo de 24-28 GHz para pérdidas por retorno menores a -10 dB. El peor caso de aislamiento entre elementos de antena es de -16 dB. La ganancia máxima es cercana a 27 dBi y el ancho del haz en el plano phi es aproximadamente de 8.8° y de 90° en el plano theta. Además, el patrón puede ser dirigido en el plano phi desde -60° hasta 60° .

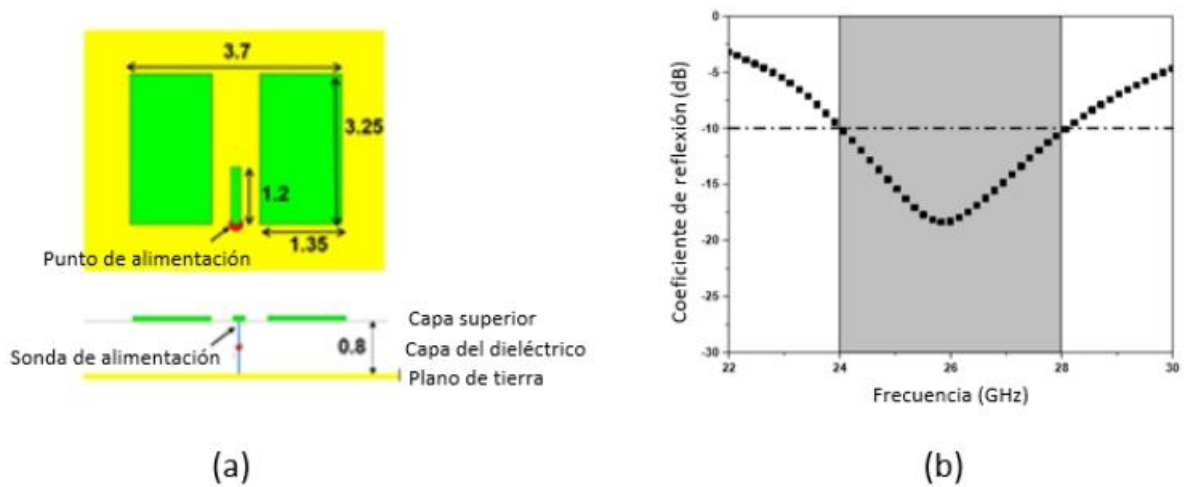


Figura 30. (a) Diseño de antena (dimensiones en mm) y (b) coeficiente de reflexión (Stanley et al., 2017).

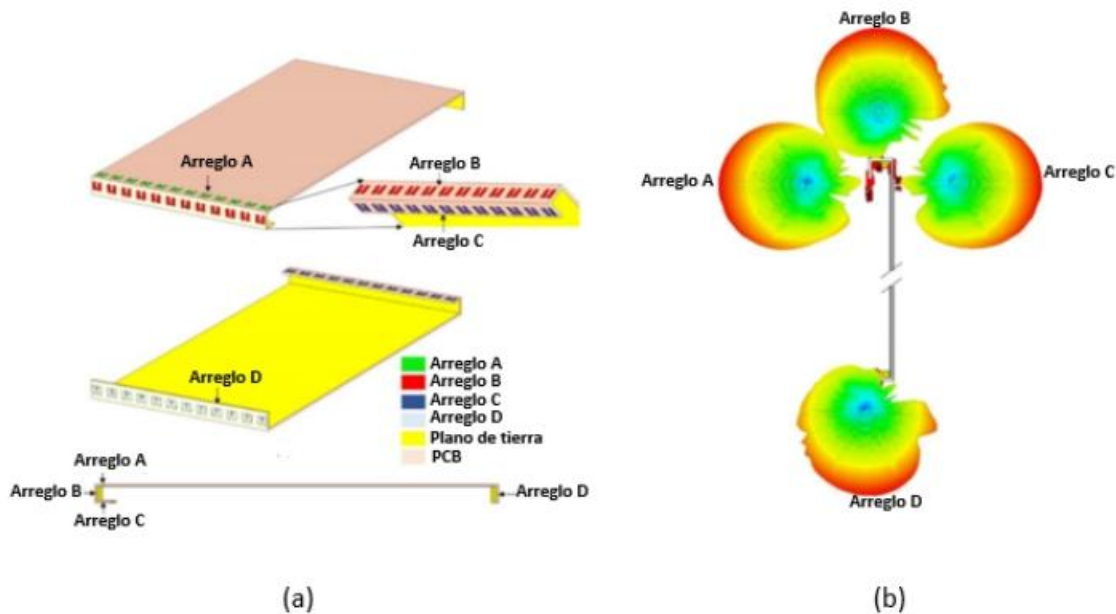


Figura 31. (a) Configuración del arreglo de antena montado sobre los bordes del PCB de un teléfono móvil y (b) Vista lateral del PCB mostrando la cobertura de 360° al usar 4 arreglos de antena (Stanley et al., 2017).

Por otra parte, Ta et al. (2017) diseñaron y construyeron una antena dipolo de banda ancha. Tanto el dipolo como un plano de tierra truncado están impresos en la parte inferior del substrato, mientras que

en la parte superior está una línea de microcinta doblada. El dipolo se alimenta mediante una línea de ranura (slotline) gracias al acoplamiento entre la línea de microcinta y una ranura rectangular en el lado opuesto del sustrato. Esta estructura de antena fue construida sobre un sustrato Rogers RT/Duroid 5880. En la Figura 32 se muestra la antena dipolo construida y sus pérdidas por retorno y ganancia. La antena tiene un ancho de banda de impedancia medido de 36.2% (26.5-38.2 GHz) para un $|S_{11}| < -10$ dB, mientras que el valor del análisis EM en el CST es de 40% (25.8-38.8 GHz). Dentro del ancho de banda operacional, la ganancia medida fue de 4.5-5.8 dBi, mientras que el valor teórico es de 5.0-6.12 dBi. Estas variaciones se pueden atribuir a los efectos del jig y del conector. La eficiencia de radiación medida no se presenta, sin embargo la teórica es mayor al 93% de 26.0-38 GHz. Como se puede observar en la Figura 32, los brazos del dipolo tienen un ángulo de 45° , razón por la cual es posible reducir el tamaño del dipolo, y en consecuencia reducir el tamaño del arreglo lineal que se fabricó posteriormente.

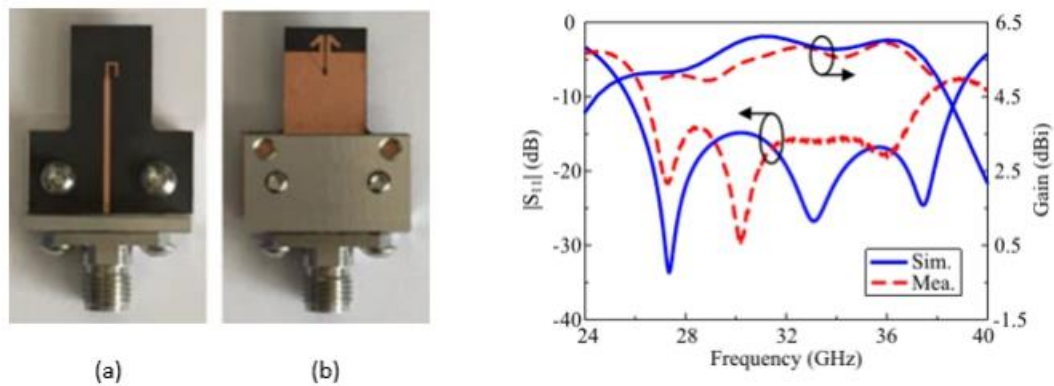


Figura 32. Geometría de la antena dipolo (a) vista superior y (b) vista inferior y los resultados simulados y medidos de las pérdidas por retorno y ganancia (Ta et al., 2017).

El arreglo lineal fabricado consta de 8 elementos de antena dipolo dispuestos a una distancia de 4.8 mm de centro a centro. El ancho de banda medido es de 37.5% (26-38 GHz) para un $|S_{11}| < -10$ dB. A 28 GHz, los resultados de las mediciones fueron: un HPBW de 19° , una ganancia de 10 dBi y un SLL < -14 dB. Para alcanzar un ángulo de escaneo fijo de 45° a 28 GHz se implementaron líneas de retardo en microcinta de la red de alimentación. La estructura del arreglo, el ancho de banda medido y simulado y el ángulo de escaneo a 28 GHz se pueden apreciar en la Figura 33.

Por último, Jilani y Alomainy (2017) fabricaron un arreglo Franklin con doble banda de operación para futuras aplicaciones 5G. El arreglo consiste de 9 parches dispuestos en 3 filas, conectados entre sí mediante stubs. El arreglo se excita con una línea de microcinta y cuenta con un plano de tierra completo. Las medidas del arreglo son: $21 \times 26 \times 0.8$ mm³. Al igual que en la mayoría de las estructuras y

arreglos descritos anteriormente se utilizó el sustrato Rogers RT/Duroid 5880 para el desarrollo del arreglo. La Figura 34 muestra el arreglo Franklin construido, y sus pérdidas por retorno teóricas y experimentales.

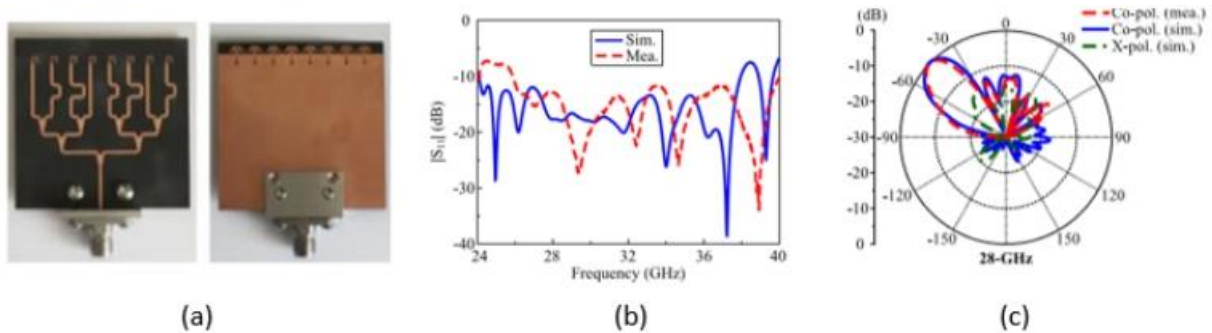


Figura 33. (a) Geometría del arreglo lineal, sus (b) resultados simulados y medidos del ancho de banda de impedancia y (c) patrón de radiación en el plano E a 28 GHz (Ta et al., 2017).

Las características más importantes del arreglo fueron obtenidas mediante el análisis EM con CST Microwave Studio. Los anchos de banda medidos son de 8.4 GHz (25.6-34 GHz) y 3 GHz (37-40 GHz) para un $|S_{11}| < -10$ dB, mientras que los anchos de banda del análisis EM muestran 3 bandas de impedancia, de 3.5 GHz (26-29.5 GHz), 1 GHz (33-34 GHz) y 4.5 GHz (35.5-40 GHz). La ganancia pico medida tiene un valor de 13.5 dBi a 29 GHz. Los resultados numéricos presentan una eficiencia mayor a 70%.

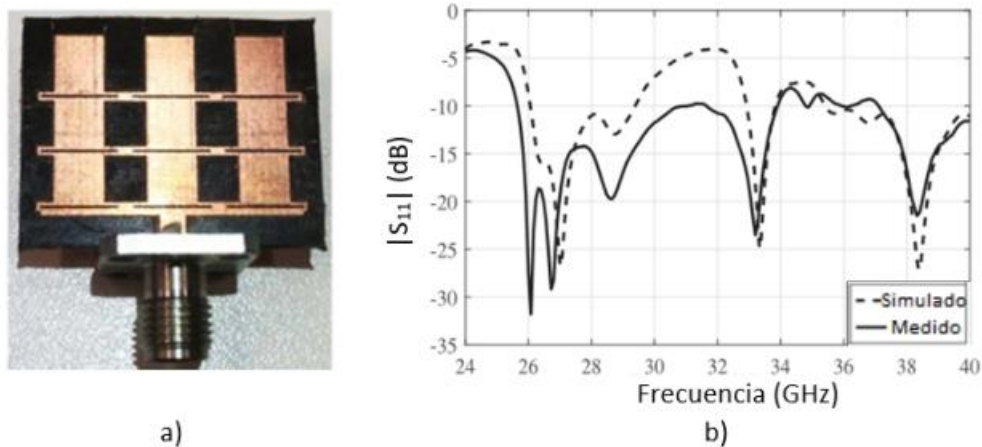


Figura 34. a) Estructura del arreglo Franklin 2D y b) pérdidas por retorno medidas y teóricas (Jilani y Alomainy, 2017).

A continuación, se presentan las Tablas 3, 4 y 5 que contienen un resumen de las principales características de las estructuras y arreglos de antena 5G presentados en esta sección.

Tabla 3. Estructuras de antena 5G recopiladas de la literatura

Características	Autor			
	Ali et al. (2016)	Ullah et al. (2017)	Jilani et al. (2016)	Ikram y Sharawi (2018)
Ancho de banda (GHz)	Simulado >30 (20 - >50 GHz)	Simulado 6.35 (24.26 - 30.61 GHz) 8.4 (33.4 - 41.8 GHz)	Simulado 12.5 (20.7 - 33.2 GHz) 8.3 (28 - 36.3 GHz) 4.2 (20.5 - 24.7 GHz) 10.5 (26 - 36.5 GHz)	Simulado 1.3 (1.8 - 3.1 GHz) 0.8 (3.3 - 4 GHz) 1.3 (27.2 - 28.5 GHz)
Ganancia realizada máx. (dBi)	Simulada ≈5	Simulada 4.7	Simulada 5	Simulada 10
Dimensiones (mm ³)	5×5×0.127	4×8×0.254	16×440×.1	100×60×0.76
Substrato	RT/Duroid 5880	RT/Duroid 5880	ULTRALAM 3850	RO4350B
Software de AEM	CST y HFSS	No especificado	CST	HFSS

Tabla 4. Estructuras de antena 5G recopiladas de la literatura (continuación)

Características	Autor		
	Saada et al. (2017)	Stanley et al. (2017)	Ta et al. (2017)
Ancho de banda (GHz)	Simulado 1.245	Simulado 4 (24 -28 GHz)	Medido 11.7 (26.5 – 38.2 GHz)
Ganancia realizada máx. (dBi)	Simulada 7.95	Simulada 6.26	Simulada 5.8
Dimensiones (mm ³)	No especificado	No especificado	No especificado
Substrato	RT/Duroid 5880	RT/Duroid 5880	RT/Duroid 5880
Software de AEM	CST	No especificado	CST

Tabla 5. Arreglos de antena 5G recopilados de la literatura

Características	Autor			
	Saada et al. (2017)	Stanley et al. (2017)	Ta et al. (2017)	Alomainy y Jilani (2017)
Ancho de banda (GHz)	Simulado >2 (27 - 29 GHz)	Simulado 4 (24- 28 GHz)	Medido 12 (26 - 38 GHz)	Medido 8.4 (25.6 - 34 GHz) 3 (37 – 40 GHz)
Ganancia realizada máx. (dBi)	Simulada ≈ 17.4	Simulada ≈ 27	Medida 10	Medida 13.5
Dimensiones (mm ³)	No especificado	No especificado	No especificado	21×26×0.8
HPBW	Simulado 6.4° (Plano E) 26.9° (Plano H)	Simulado 8.8° (Plano E) 90° (Plano H)	Medido 19°	No especificado
Substrato	RT/Duroid 5880	RT/Duroid 5880	RT/Duroid 5880	RT/Duroid 5880
Software de AEM	CST	No especificado	CST	CST

Capítulo 3. Metodología de diseño de las antenas

3.1 Introducción

En este capítulo se describe la metodología para el diseño de diversas antenas miniatura UWB que operan en las bandas de frecuencia 5G propuestas para uso móvil: 24.25 GHz - 27.5 GHz, 27.5 GHz - 28.35 GHz, 31.3 GHz - 37 GHz, 37 GHz - 38.6 GHz y 38.6 GHz - 40 GHz. Debido a que la tecnología 5G está en proceso de estandarización, existen bandas de frecuencia 5G destinadas para uso móvil superiores a 40 GHz, por lo que el diseño de las antenas UWB no se limita a cubrir las bandas de frecuencia contenidas entre 24.25 GHz y 40 GHz. Además, para que los diseños de antena sean denominados de banda ultra ancha deben poseer un ancho de banda fraccional mayor al 50% (Mathur, Trivedi y Mathur, 2011). Debido a que el objetivo de las antenas de este trabajo es operar en las bandas de 28 GHz y 38 o 39 GHz, el desarrollo de las antenas UWB inicia con el diseño de un dipolo de media longitud de onda y un dipolo asimétrico a 28 GHz. Posteriormente, se presentan tres topologías de antenas de parche con defectos en el plano de tierra. Las antenas de parche tienen distintas geometrías; cuadrada, circular y T asimétrica. Se muestran las dimensiones obtenidas del diseño y sus características más importantes como: el ancho de banda de impedancia, la ganancia realizada y los patrones de radiación en 2D y 3D, entre otros. Cabe señalar que la mayoría de los resultados del análisis electromagnético mostrados durante el proceso de diseño de las antenas comprenden las frecuencias desde 20 GHz hasta 50 GHz. Esto se debe principalmente a 2 motivos, el primero se debe a que las bandas de frecuencias 5G propuestas para uso móvil están situadas en el intervalo de frecuencias mencionado. El segundo motivo es que al tratarse de antenas UWB que operan en frecuencias de ondas milimétricas se vuelve indispensable el ahorro de memoria computacional.

Finalmente, se incluyen resultados del análisis EM obtenidos con el software HFSS (High Frequency Structure Simulator) de Ansoft, que muestran el comportamiento de la antena de parche asimétrica cuando se coloca sobre un plano de tierra similar al de un teléfono inteligente, así como también para encontrar: la posición óptima de la antena en el plano de tierra, la distancia óptima entre antenas cuando más de dos elementos de antena operan al mismo tiempo y el nivel de aislamiento entre estas.

3.2 Elección del sustrato

La selección del sustrato dieléctrico en sistemas de ondas milimétricas requiere de mucho cuidado, debido a que a frecuencias muy altas, mayores a 30 GHz, los sistemas son más sensibles a los efectos adversos del material, tales como la rugosidad en la superficie del cobre, las variaciones de la constante dieléctrica, las pérdidas tangenciales, la disipación térmica, etc. (Hindle, 2018). Debido a que se desea

diseñar antenas de banda ultra ancha para su operación a frecuencias cercanas a 30 GHz, es necesario elegir un sustrato que tenga una baja constante dieléctrica y/o grosor elevado (Jandi, 2017). Además, tomando en cuenta que las altas pérdidas por propagación son uno de las principales desventajas de las ondas milimétricas es indispensable elegir un sustrato con bajas pérdidas tangenciales.

Después de analizar diferentes materiales dieléctricos, se decidió utilizar el sustrato dieléctrico RT/Duroid 5880, debido a su constante dieléctrica pequeña y pérdidas tangenciales bajas. Se eligió un espesor del sustrato delgado para aminorar la excitación de las ondas de superficie que provocan un acoplamiento indeseable entre elementos de antena. Además, de que las líneas de alimentación tienen efectos de dispersión menores en sustratos delgados. Cabe señalar que este tipo de sustrato es el más utilizado para el diseño de antenas 5G en la literatura consultada durante este trabajo de tesis. La desventaja del sustrato RT/Duroid 5880 es su alto costo. En la Tabla 6 se muestran las características del sustrato elegido.

Tabla 6. Características del sustrato RT/Duroid 5880

Características	Valor
Constante dieléctrica (ϵ_r)	2.2
Espesor del dieléctrico (h)	0.254 mm
Pérdidas tangenciales ($\tan\delta$)	0.0009
Espesor del conductor (T)	0.018 mm

3.3 Antena dipolo de media longitud de onda

En primer término, se diseña una antena dipolo de media onda, la cual de acuerdo a Balanis (2005), es una de las antenas más comúnmente utilizadas debido a que su resistencia de radiación es de 73Ω , la cual es muy cercana a las impedancias características de 50Ω o 75Ω de algunas líneas de transmisión, y su adaptación es simplificada especialmente en la resonancia.

El diseño de la antena dipolo se realiza para la frecuencia de 28 GHz, una de las principales bandas 5G destinadas para uso móvil. Se inicia el diseño calculando el ancho W_d y la longitud L de los brazos del dipolo para una impedancia característica de 50Ω y una longitud eléctrica de 90° respectivamente. El valor de W_d y L se calcula con ayuda de la herramienta Microstrip Line Calculator (em: talk), introduciendo los valores de la constante dieléctrica ϵ_r y el espesor h del sustrato, la impedancia

característica de la línea deseada y un valor de 90° para la longitud eléctrica. El ancho W_d obtenido con Microstrip Line Calculator es 0.789 mm, mientras que el valor de L es de 1.958 mm. En la Figura 35 se muestra la herramienta mencionada para el cálculo de W_d y L .

Otra forma de determinar la longitud L de cada brazo del dipolo es calculando la longitud de onda λ con la ecuación 14. Donde c , f y ϵ_{eff} son la velocidad de propagación de la luz (3×10^8 m/s), la frecuencia de la señal (Hz) y la constante dieléctrica efectiva, respectivamente. Debido a que el dipolo cuenta con un plano de tierra completo, las líneas actúan en modo microcinta. Para calcular la constante dieléctrica efectiva de una línea en modo microcinta, se utiliza la ecuación 15 o 16 dependiendo del valor de W/H (Bahl y Trivedi, 1977). Donde W denota el ancho de la línea de microcinta y H el espesor del sustrato. En este caso como $W/H > 1$ se utiliza la ecuación 16.

Microstrip Line Calculator

The image shows a screenshot of the 'Microstrip Line Calculator' interface. At the top, there is a 3D diagram of a microstrip line on a substrate. The substrate is labeled 'dielectric (ϵ_r)' and has a height 'h'. The microstrip line is labeled 'conductor' and has a width 'W' and length 'L'. Below the diagram, there are input fields for 'Substrate Parameters': Dielectric Constant (ϵ_r) is 2.2, Dielectric Height (h) is 0.254 mm, and Frequency is 28 GHz. Below these are two sections: 'Electrical Parameters' and 'Physical Parameters'. In 'Electrical Parameters', Zo is 50 Ω and Elec. Length is 90 deg. In 'Physical Parameters', Width (W) is 0.789618055864 mm and Length (L) is 1.95813656648 mm. There are 'Synthesize' and 'Analyze' buttons.

Figura 35. Herramienta Microstrip Line Calculator de em: talk.

La longitud de onda se calcula como:

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (14)$$

Mientras que la ϵ_{eff} se obtiene

Cuando $\frac{W}{H} < 1$ por:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\left(1 + 12 \left(\frac{H}{W} \right) \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \left(\frac{W}{H} \right) \right)^2 \right) \quad (15)$$

O cuando $\frac{W}{H} > 1$ por:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12\left(\frac{H}{W}\right)\right)^{-1/2} \quad (16)$$

El valor de ε_{eff} obtenido con la ecuación 16 es ≈ 1.87 . Por consiguiente, el valor de λ calculado es ≈ 7.83 mm. La longitud del dipolo de media onda debe ser 3.915 mm, es decir que cada brazo del dipolo debe tener una longitud $L = 1.957$ mm, similar al obtenido con la herramienta Microstrip line calculator. Cabe señalar que como se tiene una separación Gap de 0.2 mm entre los brazos del dipolo, el valor de L se reduce a 1.857 mm. Con el programa Ansys HFSS 2017 se realizó el análisis electromagnético del dipolo de media onda. En la Figura 36 se puede observar el dipolo de media onda dibujado en HFSS con las dimensiones calculadas.

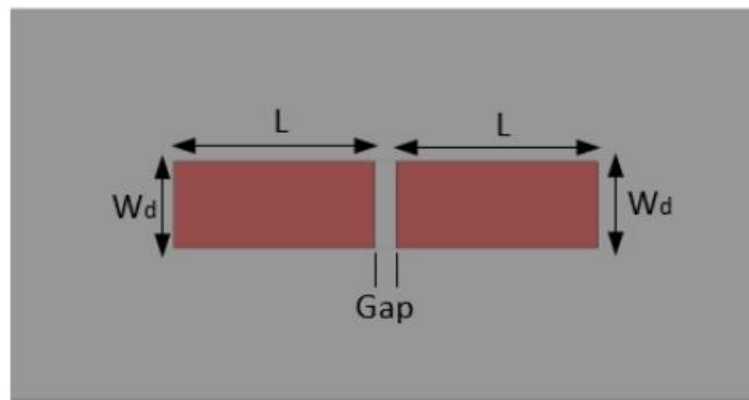


Figura 36. Geometría del dipolo de media onda diseñado con HFSS.

La simulación electromagnética del dipolo de media onda con plano de tierra no mostró buenas características de radiación. Esto se debe a que el plano de tierra en un substrato delgado (del orden de $\lambda/5$ o menor) se comporta como un espejo, el cual tiende a cancelar los campos radiados (Gardioli y Zürcher, 1995). En consecuencia, se decidió retirar el plano de tierra para permitir que la antena radie adecuadamente. En la Figura 37 se pueden observar las pérdidas por retorno del dipolo con y sin plano de tierra.

Al eliminar el plano de tierra se provocó un cambio en la constante dieléctrica efectiva debido a que las líneas ya no operan en modo microcinta, por tal motivo la frecuencia de resonancia se desplazó hacia arriba. Para poder sintonizar la respuesta en 28 GHz se incrementó el valor de L a 1.95 mm. En la Figura 38 se muestra la respuesta del dipolo diseñado a 28 GHz el cual tiene un ancho de banda de 5.75 GHz (25.75 GHz 31.5 GHz) para un $S_{11} < -10$ dB.

3.3.1 Análisis de la anchura de las líneas

Con la finalidad de mejorar la respuesta obtenida con el dipolo de media onda sin plano de tierra se realizó un análisis del efecto que tiene el ancho de las líneas en el ancho de banda de impedancia. En la Figura 39 se pueden apreciar los resultados del análisis paramétrico realizado a la variable W_d .

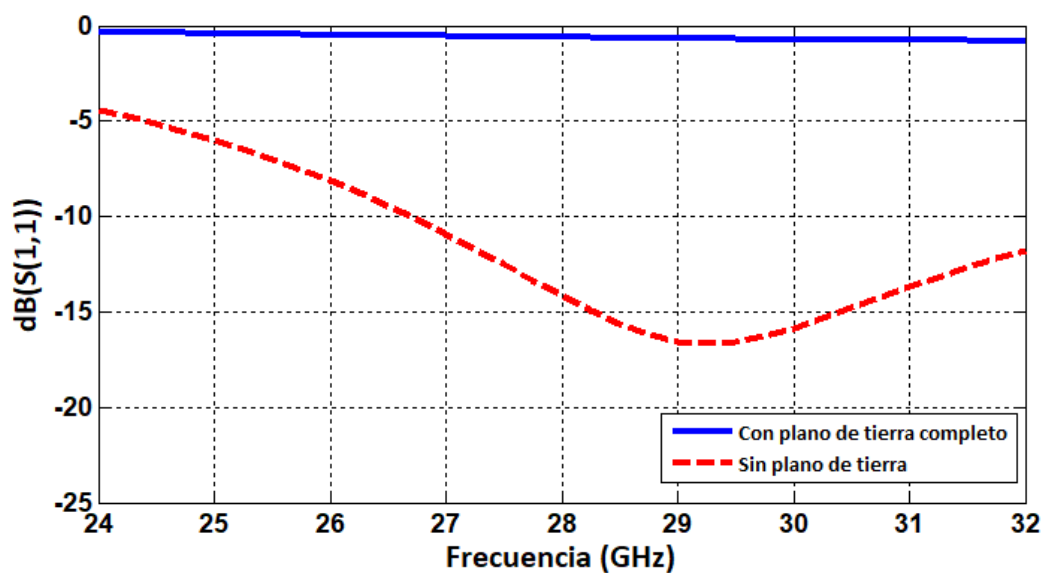


Figura 37. Pérdidas por retorno del dipolo de media onda con y sin plano de tierra.

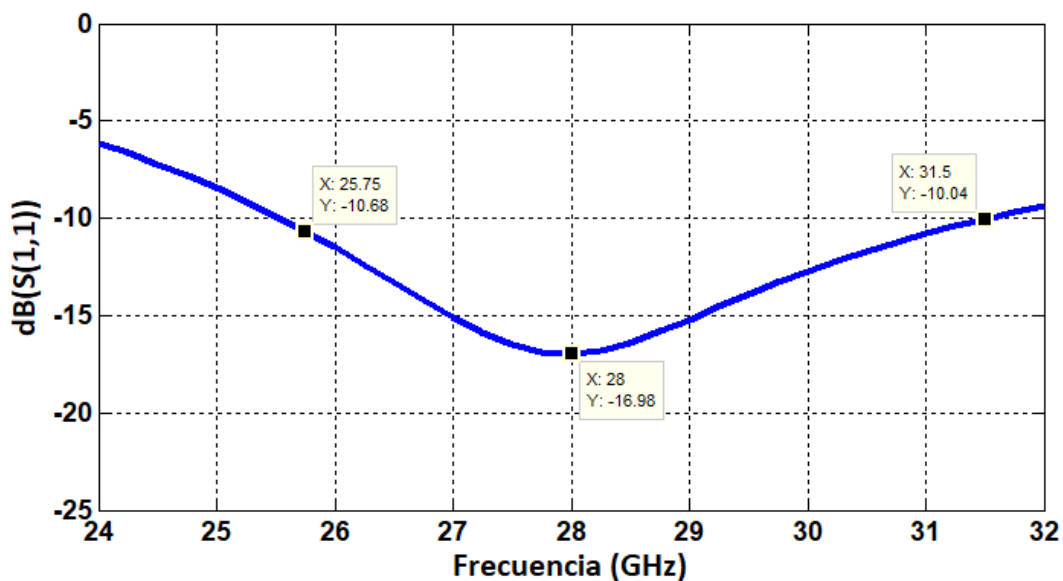


Figura 38. Pérdidas por retorno del dipolo de media onda sin plano de tierra y sintonizado a 28 GHz.

Como se puede observar en la Figura 39 del análisis paramétrico efectuado a W_d , al aumentar el ancho de las líneas se mejora el ancho de banda de impedancia, deteriorando las pérdidas por retorno, por lo que no se puede realizar la optimización de ambos parámetros simultáneamente. Para encontrar el valor óptimo de W_d que maximice el ancho de banda de impedancia se llevó a cabo un segundo análisis paramétrico. El valor óptimo de W_d obtenido después del segundo análisis es 1.5 mm. En la Figura 40 se puede apreciar la respuesta del dipolo antes y después del análisis paramétrico de W_d . El ancho de banda para $W_d = 0.789$ mm y $W_d = 1.5$ mm es de 5.96 GHz (25.54-31.5 GHz) y 6.47 GHz (25.38-31.85 GHz), respectivamente.

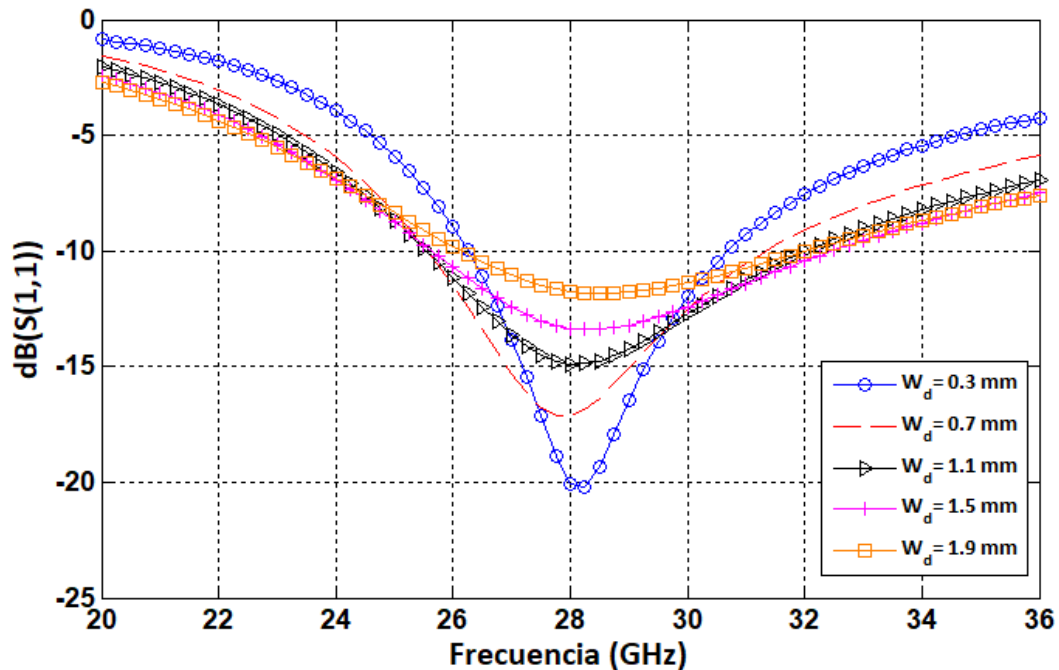


Figura 39. Resultados del primer análisis paramétrico efectuado a W_d .

3.3.2 Dipolo asimétrico de media longitud de onda

Con la finalidad de conseguir mayor ancho de banda de impedancia, se diseñó un dipolo asimétrico con base en las dimensiones obtenidas del dipolo sintonizado en 28 GHz sin plano de tierra. Se inicia variando el ancho W_{d1} de uno de los brazos del dipolo, mientras que el ancho $W_{d2} = 0.789$ mm permanece constante y manteniendo sus longitudes $L_1=L_2=1.95$ mm. Como se muestra en la Figura 41, al incrementar el ancho W_{d1} se provoca un aumento en el ancho de banda de impedancia, mientras que reducir el ancho de la línea causa el efecto contrario. Después, se realiza el análisis paramétrico en ambos brazos, variando simultáneamente el ancho W_{d1} y W_{d2} . Los valores de W_{d1} y W_{d2} varían entre

0.5 mm y 3 mm en pasos de 0.5 mm, lo que da un total de 36 combinaciones diferentes. En la Figura 42 se muestran algunos de los resultados obtenidos por medio del análisis paramétrico y el ancho de banda de impedancia de cada gráfica se encuentra en la Tabla 7. Se puede apreciar que existe una relación directamente proporcional entre los anchos W_{d1} y W_{d2} y el ancho de banda de impedancia, siendo las líneas más anchas las que otorgan mayor ancho de banda.

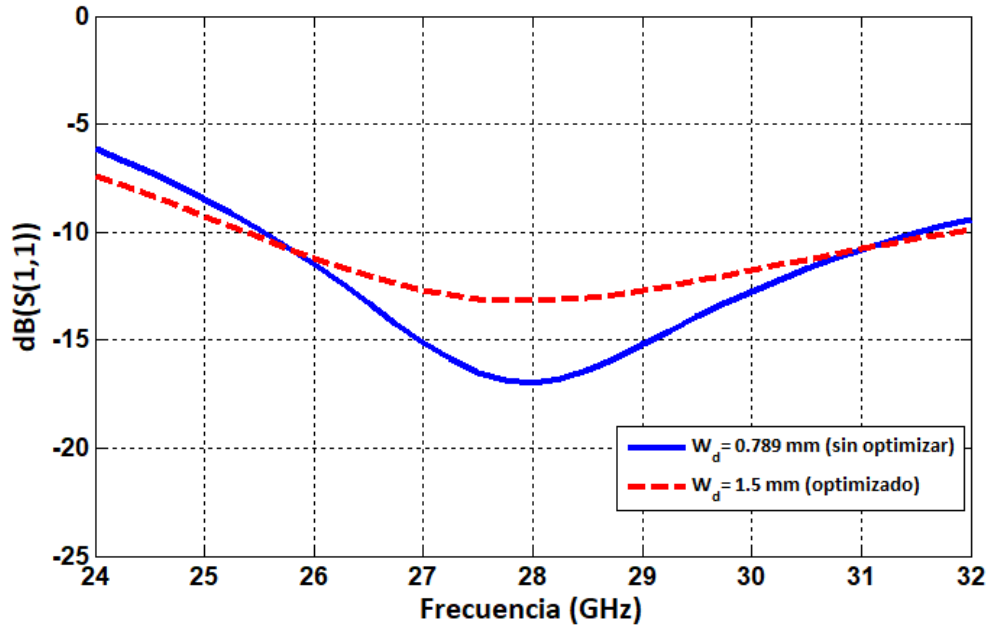


Figura 40. Pérdidas por retorno del dipolo sin plano de tierra antes y después del análisis paramétrico de W_d .

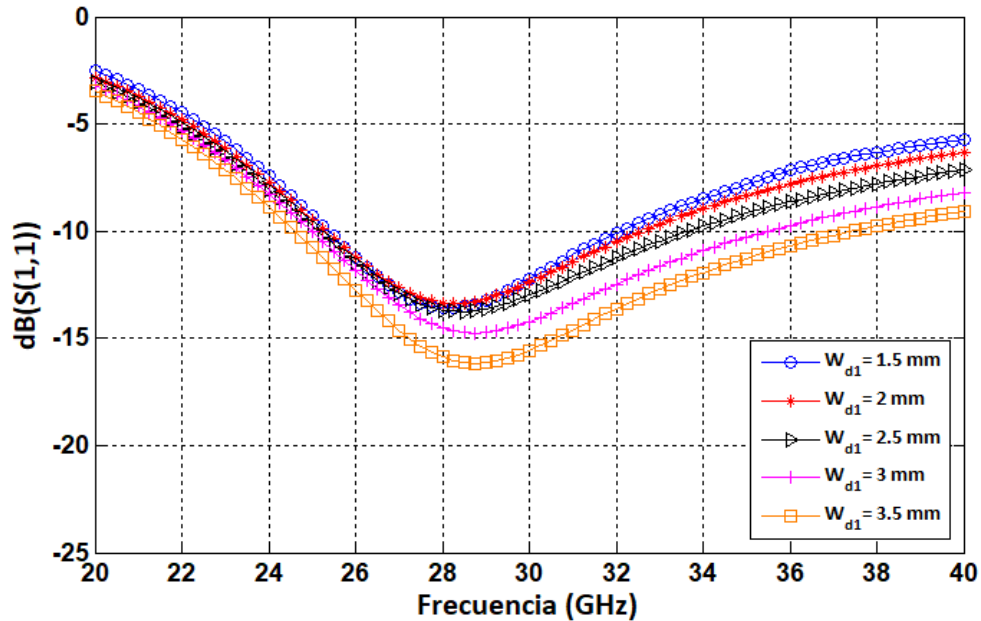


Figura 41. Resultados del primer análisis paramétrico de W_{d1} con $W_{d2} = 0.789$ mm = cte.

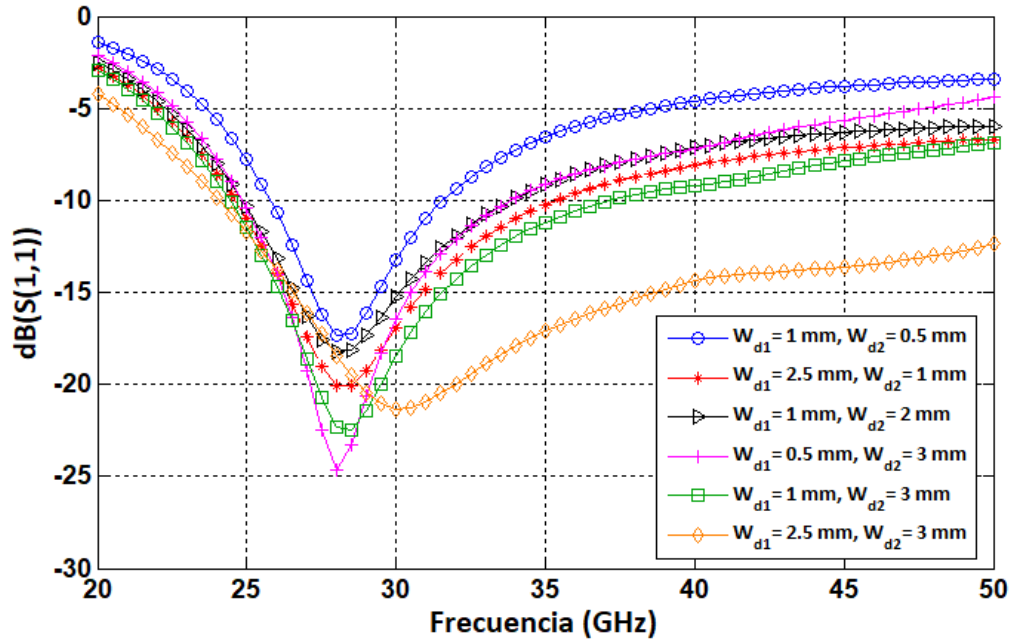


Figura 42. Pérdidas por retorno con distintas combinaciones de W_{d1} y W_{d2} .

A pesar de que el dipolo asimétrico es muy sencillo de diseñar, presenta importantes desventajas que deben ser consideradas. La principal desventaja es que se requiere alimentar al dipolo asimétrico mediante un cable coaxial, imposibilitando la implementación de un arreglo de antenas con capacidad de control sobre el patrón de radiación, lo cual es indispensable en un sistema de comunicación móvil 5G.

Tabla 7. Ancho de banda de impedancia del dipolo asimétrico con distintas combinaciones de W_{d1} y W_{d2} .

W_{d1} (mm)	W_{d2} (mm)	Ancho de banda de impedancia para un $S_{11} < -10 \text{ dB}$ (GHz)
1	0.5	5.77 (25.8 - 31.57 GHz)
2.5	1	10.94 (24.63 - 35.77 GHz)
1	2	8.97 (24.87 - 33.84 GHz)
0.5	3	8.97 (24.87 - 33.84 GHz)
1	3	12.75 (24.45 - 37.2 GHz)
2.5	3	>25.91 (24.09 - >50 GHz)

Además, aumentar el ancho de las líneas resulta poco conveniente debido al incremento de las dimensiones de la antena. Por tales motivos es necesario diseñar otras estructuras de antena que cubran las bandas de uso móvil 5G y al mismo tiempo sea factible realizar un arreglo con la capacidad de dirigir el patrón de radiación hacia la dirección deseada.

3.4 Parche con forma de T asimétrico

Es importante diseñar una estructura de antena que sea capaz de cubrir el extenso número de bandas de frecuencia 5G asignadas para uso móvil desde 24.25 GHz hasta 40 GHz, así como otras bandas propuestas por encima de 40 GHz, que posea dimensiones pequeñas y una geometría sencilla. Por tal motivo, en principio se propone una estructura de antena con doble resonancia a 28 GHz y 38 GHz. Para lograr una estructura con estas características, se diseñan dos monopolos por separado, uno de ellos para una frecuencia de resonancia de 28 GHz y el otro para 38 GHz. Cada monopolo consiste de una línea con una longitud L_1 y un ancho W_1 y un plano de tierra con una longitud L_{gnd} y un ancho W_{gnd} . La geometría de los monopolos diseñados a las frecuencias de 28 GHz y 38 GHz se muestran en la Figura 43.

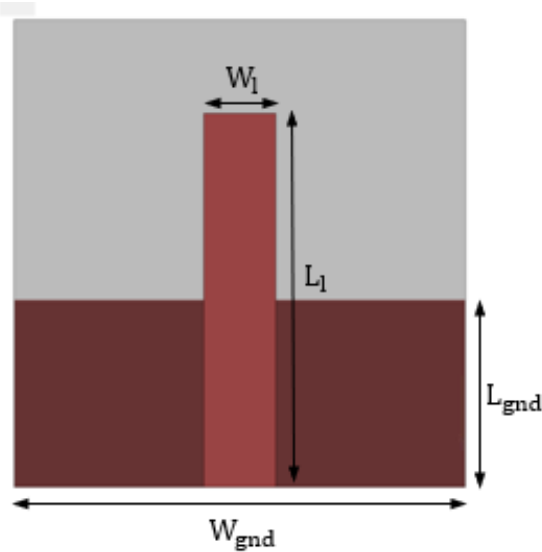


Figura 43. Geometría del monopolo diseñado a 28 GHz y 38 GHz.

Para que cada una de las estructuras de antena resuene a la frecuencia deseada (28 GHz o 38 GHz según sea el caso) la longitud de la línea L_1 debe ser igual a $\lambda/2$ de la frecuencia de diseño. Para determinar el valor de L_1 se probaron tres constantes dieléctricas distintas; la constante dieléctrica del aire $\epsilon_r = 1$, la

constante dieléctrica del sustrato $\epsilon_r = 2.2$ y la constante dieléctrica efectiva $\epsilon_{eff} \approx 1.87$, la cual fue calculada con la ecuación 16. El valor de los demás parámetros está dado como sigue: $W_1 = 0.789$ mm para una impedancia característica de 50Ω , $L_{gnd} = L_1/2$ y $W_{gnd} = 5$ mm. En la Figura 44 se pueden observar las respuestas del monopolo diseñado a 28 GHz para cada una de las constantes dieléctricas.

Se puede observar en la Figura 44 que la constante dieléctrica más cercana al valor deseado fue $\epsilon_{eff} \approx 1.87$, con la cual se obtuvo una frecuencia de resonancia en 29.75 GHz, mientras que en el monopolo diseñado a 38 GHz con se obtuvo una frecuencia de resonancia en 37 GHz. El error en las frecuencias de resonancia se debe principalmente a que la ecuación 16 sirve para calcular la constante dieléctrica efectiva de una línea en modo microcinta. Sin embargo, debido a que se utiliza un plano de tierra parcial, sólo la mitad de la línea actúa en modo microcinta, mientras que la otra mitad se comporta como un elemento radiante. Para corregir la frecuencia de resonancia y centrarla a 28 GHz se modificó el valor de L_1 a 4.15 mm, mientras que para centrar la frecuencia de resonancia a 38 GHz se cambió el valor de L_1 a 2.76 mm. En la Figura 45 se muestran las respuestas de ambos monopolos sintonizados a 28 GHz y 38 GHz, mientras que en la Tabla 8 se pueden apreciar sus dimensiones.

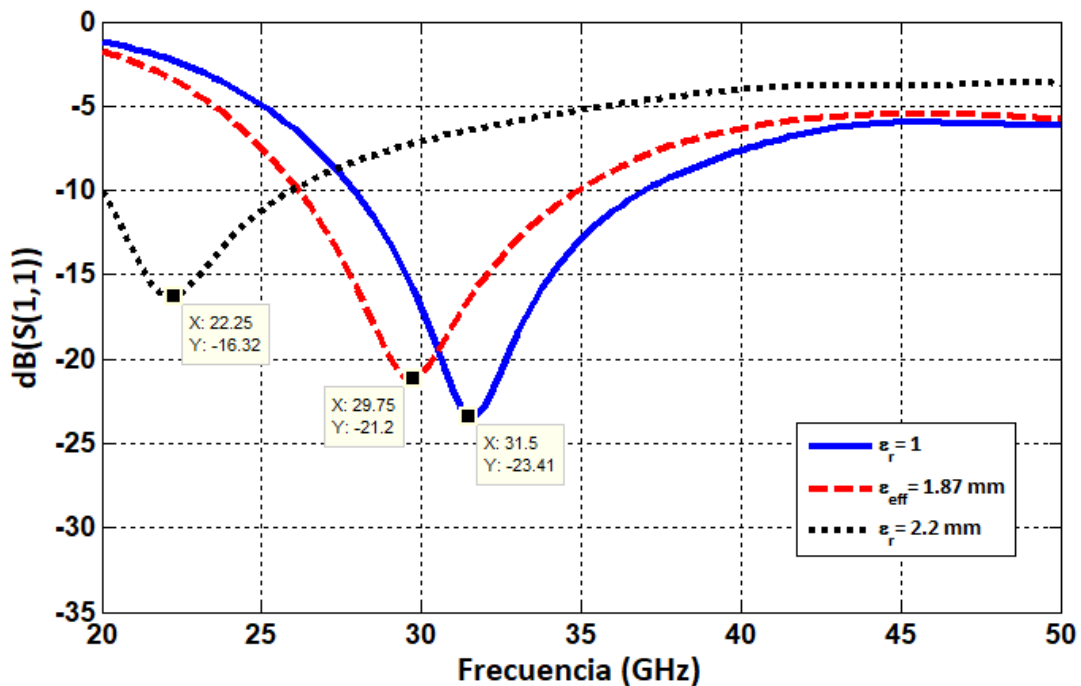
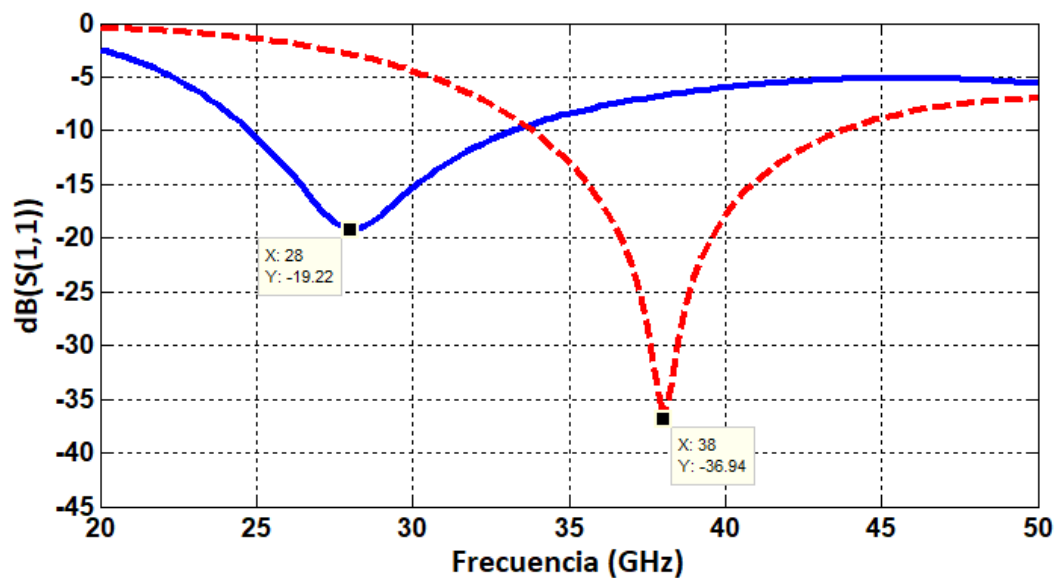


Figura 44. Pérdidas por retorno del monopolo diseñado a 28 GHz en función de la constante dieléctrica.

Tabla 8. Dimensiones finales de los monopolos diseñados a 28 GHz y 38 GHz

Parámetros	Monopolo a 28 GHz	Monopolo a 38 GHz
L_1	4.15 mm	2.76 mm
W_1	0.789 mm	0.789 mm
L_{gnd}	2.075 mm	1.38 mm
W_{gnd}	5 mm	5 mm

**Figura 45.** Frecuencias de resonancia pertenecientes a los monopolos de 28 GHz y 38 GHz.

A continuación, con base en la mayoría de los valores de los parámetros de la Tabla 8 se conforma la estructura con doble frecuencia de resonancia a 28 GHz y 38 GHz. La estructura consiste de dos brazos o líneas con longitudes de 4.15 mm y 2.76 mm, los cuales se encargan de generar ambas frecuencias de resonancia. De acuerdo con Chen, See y Qing (2007), un diseño UWB es esencialmente un diseño desbalanceado en el cual la corriente eléctrica es distribuida en el elemento radiante y en el plano de tierra. Por lo tanto, las características de las antenas UWB como el patrón de radiación, el ancho de banda de impedancia y la frecuencia de resonancia son sumamente afectadas por la forma del plano de tierra. Los planos de tierra causan numerosos problemas de diseño y complejidades. Sin embargo, varios estudios han sido realizados por ingenieros para reducir el efecto del plano de tierra. Uno de ellos es

utilizar un plano de tierra parcial, el cual mejora el rendimiento de la antena de manera significativa. Por tal motivo, para evitar que el plano de tierra degrade las propiedades de radiación se decidió utilizar las líneas o brazos de la estructura como elementos puramente radiantes. Ambos elementos radiantes se alimentan por una línea de microcinta. Por otro lado, debido a que en el diseño individual de ambos monopolos las longitudes de los planos de tierra son distintas, se calculó la longitud del plano de tierra como $\lambda/2$ a 33 GHz (frecuencia central entre 28 GHz y 38 GHz) utilizando $\epsilon_{eff} = 1.87$, lo cual dio una longitud de 3.3 mm. En la Figura 46 se muestra la estructura de antena con sus respectivos parámetros y en la Tabla 9 se especifican sus dimensiones.

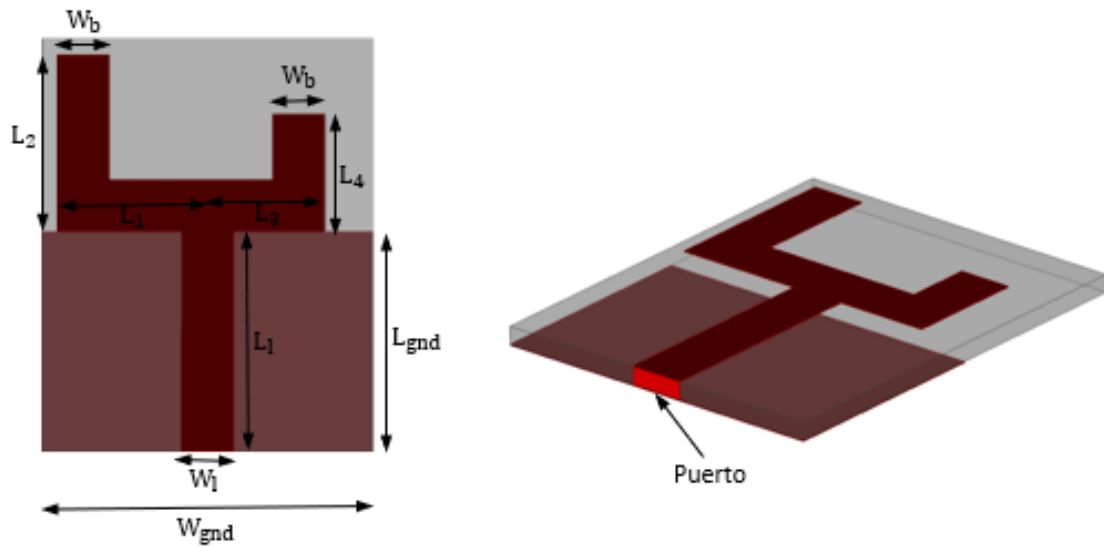


Figura 46. Geometría del monopolo con doble frecuencia de resonancia a 28 GHz y 38 GHz.

Tabla 9. Dimensiones iniciales del monopolo con doble frecuencia de resonancia.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
L_1	2.27	W_1	0.789
L_2	2.67	W_b	0.789
L_3	1.77	L_{gnd}	3.3
L_4	1.77	W_{gnd}	5
L_1	3.3		

Con el fin de evitar incrementar el tamaño de la estructura ambos brazos poseen un ángulo de 90° , debido a que sí se emplean líneas completamente horizontales estas sobrepasarían el ancho del plano de tierra. Las pérdidas por retorno de esta estructura de antena se muestran en la Figura 47, donde se puede observar que el nivel es mayor a -10 dB en la mayor parte de las frecuencias.

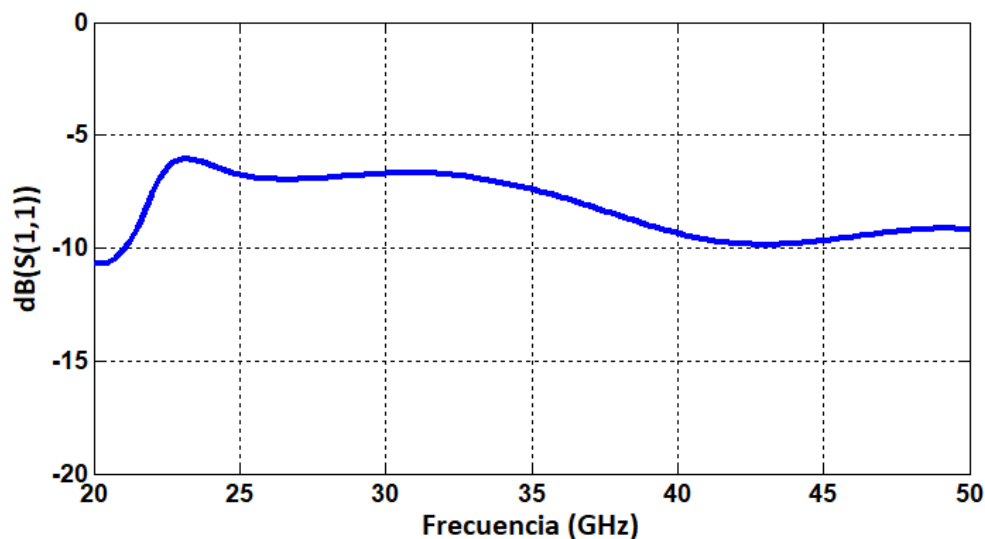


Figura 47. Pérdidas por retorno del monopolo con doble resonancia antes del proceso de optimización.

Para mejorar el nivel de las pérdidas por retorno es necesario optimizar las dimensiones de la estructura de antena. Por consiguiente, se realiza un análisis paramétrico a cada una de las variables, para así encontrar los valores más convenientes de cada uno de los parámetros. El análisis paramétrico de la variable L_{gnd} parte de su valor inicial y se reduce en pasos constantes creando un gap entre los elementos radiantes y el plano de tierra. En la Figura 48 se muestran algunos de los resultados obtenidos mediante el análisis paramétrico de esta variable L_{gnd} .

Como se puede observar en la Figura 48, reducir el valor de L_{gnd} mejora notablemente el nivel de pérdidas por retorno en todo el ancho de banda, siendo 2.97 mm el valor óptimo de este parámetro, con el cual se obtiene un ancho de banda de 26.94 GHz y un nivel de pérdidas por retorno de -20.66 dB y de -26.06 dB a 28 GHz y 38 GHz. Dado que las longitudes de las líneas radiantes determinan las frecuencias de resonancia, se tuvieron que corregir los valores de L_1, L_2, L_3 y L_4 para centrar las frecuencias de resonancia a 28 GHz y 38 GHz. Los nuevos valores son: $L_1 = 1.8$ mm, $L_2 = 1.17$ mm, $L_3 = 1.27$ mm y $L_4 = 0$ mm. En la Figura 49 se puede apreciar la geometría de la estructura de antena después de realizar estas correcciones.

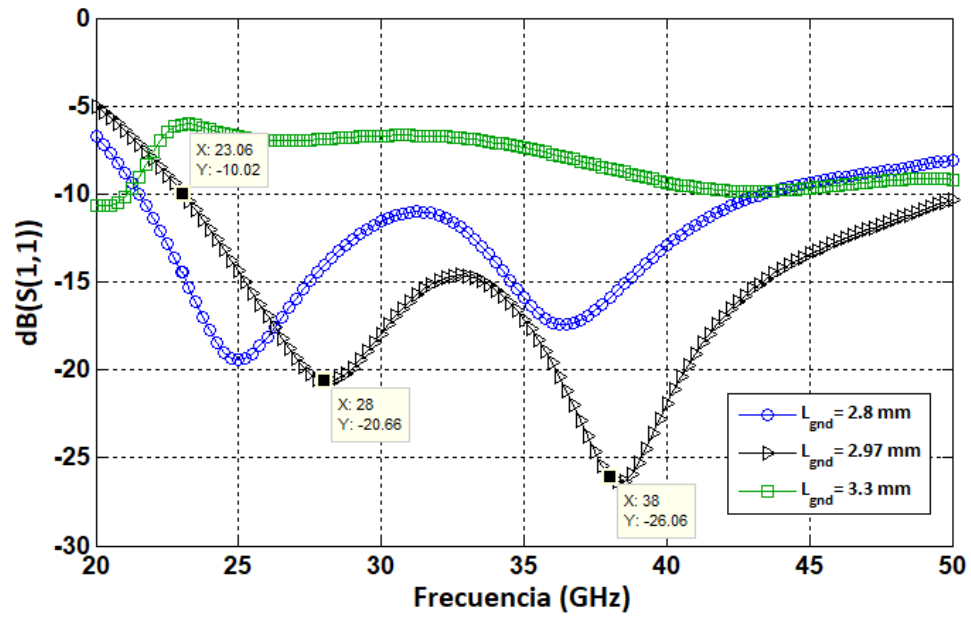


Figura 48. Pérdidas por retorno obtenidas del análisis paramétrico realizado a L_{gnd} .

La siguiente variable a optimizar es el ancho W_1 de la línea de alimentación. En la Figura 50 se pueden apreciar algunas de las respuestas del análisis paramétrico realizado a la variable W_1 . Se consideró que el valor más apropiado para W_1 es 0.789 mm.

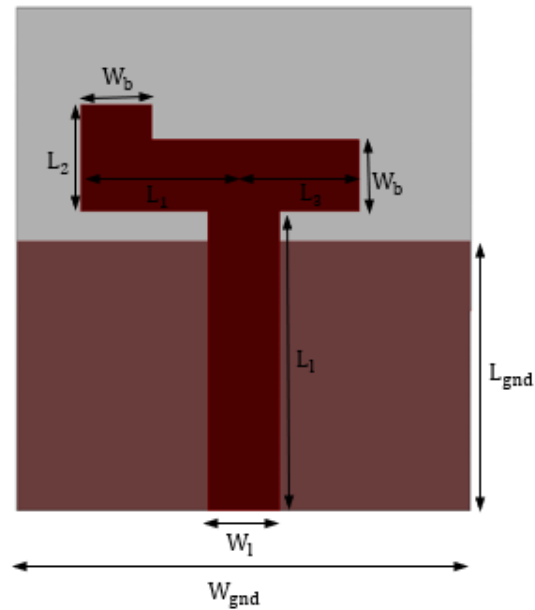


Figura 49. Geometría de la antena después de optimizar la variable L_{gnd} .

Enseguida se realiza el análisis paramétrico al ancho W_b de los elementos radiantes. La variación de este parámetro tiene dos efectos sobre la banda de operación. El primero de ellos es el nivel de las pérdidas por retorno en la parte central de la banda de frecuencias, y el segundo es el desplazamiento de la banda de operación. Se consigue reducir por debajo de -15 dB el nivel de pérdidas por retorno en dichas frecuencias aumentando el valor de W_b hasta 1.17 mm, mientras que valores más pequeños causan el efecto contrario. Además, el incremento de este parámetro provoca que la antena opere en frecuencias más bajas, por lo que es necesario disminuir las longitudes de L_1 a 1.74 mm y L_3 a 1.24 mm para volver a centrar las frecuencias de resonancia en 28 GHz y 38 GHz. En la Figura 51 se muestran algunos resultados del análisis paramétrico realizado a esta variable.

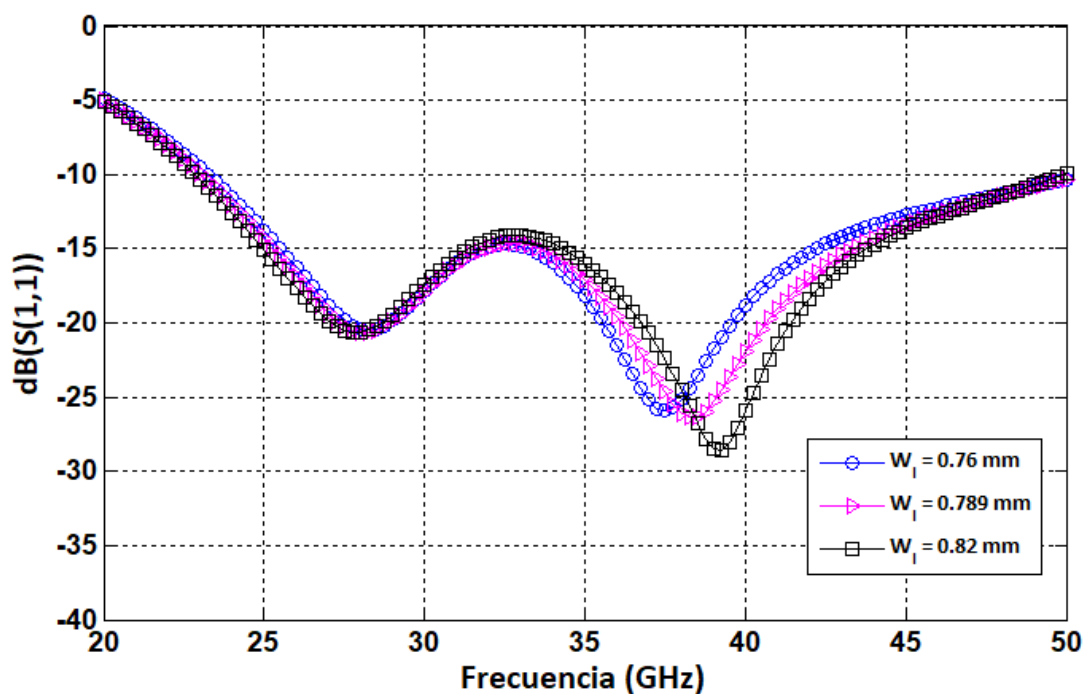


Figura 50. Pérdidas por retorno resultantes del análisis paramétrico realizado a W_1 .

Al modificar el valor de W_b se produce un cambio en la estructura, adoptando la geometría de un parche con forma de T asimétrica como se muestra en la Figura 52. Este parche asimétrico tiene una longitud L_p de 1.17 mm y una anchura W_p de 2.98 mm, conformada por las dimensiones L_1 y L_3 . Como se mencionó anteriormente L_1 y L_3 controlan las frecuencias de resonancia ubicadas en 28 GHz y 38 GHz respectivamente, y la longitud L_p desplaza la banda de operación. En la Tabla 10 se pueden apreciar las dimensiones de la antena T asimétrica.

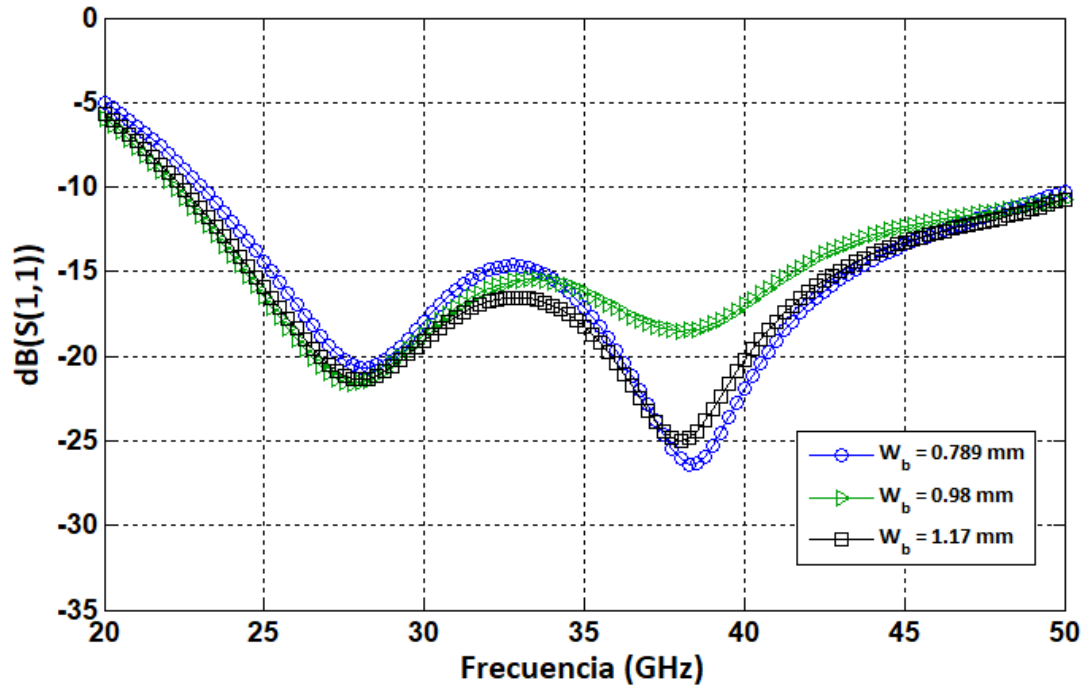


Figura 51. Pérdidas por retorno obtenidas del análisis paramétrico realizado a W_b .

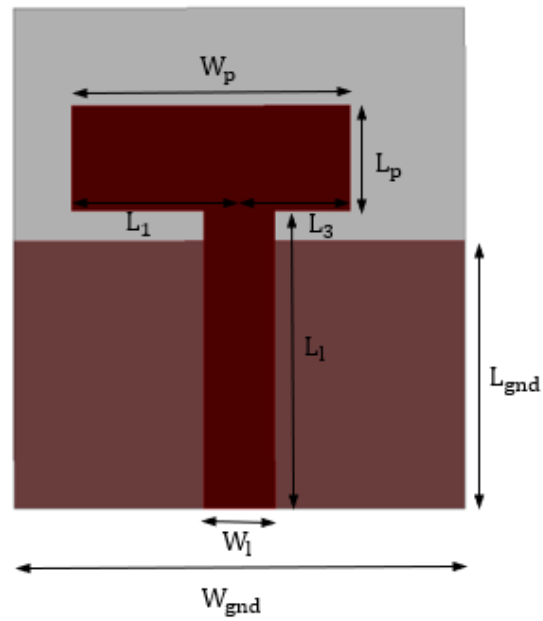


Figura 52. Antena T asimétrica obtenida después del análisis paramétrico de W_b .

Tabla 10. Dimensiones de la antena 5G con forma de T asimétrica obtenidas después del análisis paramétrico de W_b

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W_p	2.98	W_1	0.789
L_p	1.17	L_1	3.3
L_1	1.74	W_{gnd}	5
L_3	1.24	L_{gnd}	2.97

De igual manera se realizó el análisis paramétrico del ancho W_{gnd} del plano de tierra, mostrando algunos de sus resultados en la Figura 53. Con el análisis paramétrico de W_{gnd} se busca reducir el tamaño de la estructura de antena deteriorando lo menos posible el nivel de las pérdidas por retorno y el ancho de banda. Como se puede observar, reducir el valor de W_{gnd} desplaza progresivamente la segunda frecuencia de resonancia a frecuencias más altas y reduce el ancho de banda, mejorando el nivel de las pérdidas por retorno en el intervalo de frecuencias cercanas a 28 GHz. El valor elegido para W_{gnd} es 4.8 mm debido a que permite que la banda de operación continúe por encima de 50 GHz. La reducción del ancho del plano de tierra provocó el desplazamiento de la frecuencia de resonancia en 38 GHz, por lo que se corrigió la longitud de L_3 a 1.29 mm.

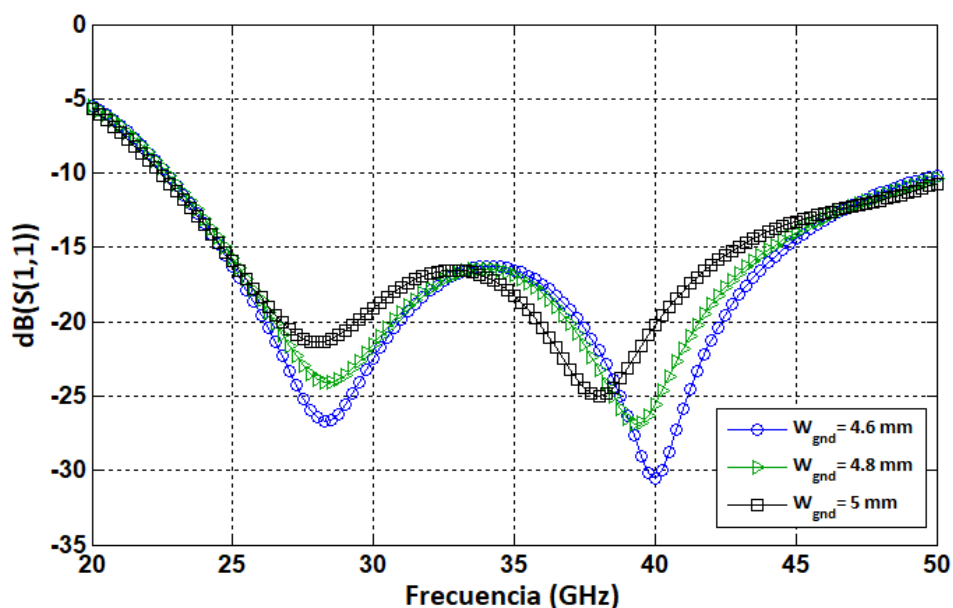


Figura 53. Pérdidas por retorno del análisis paramétrico realizado a W_{gnd} .

Una manera efectiva de mejorar la adaptación de impedancias en un amplio rango de frecuencias es introduciendo elementos parásitos en el plano de tierra (DGS: Defected Ground Structure). Figueroa et al. (2014) presentan una antena fractal SWB (super wideband) en la cual utilizan cortes semicirculares en el plano de tierra para mejorar el parámetro de dispersión S_{11} . En total se realizan 3 cortes semicirculares. Uno de ellos se ubica justo por debajo de la línea de alimentación, y los dos restantes están localizados en las esquinas superiores del plano de tierra. En dicho trabajo se demostró que el corte semicircular por debajo de la línea de alimentación mejoraba la adaptación de impedancias en las altas frecuencias, mientras que los cortes en las esquinas mejoraron el comportamiento en las bajas frecuencias. Por tal razón se agrega un corte semicircular con radio C_c por debajo de la línea de alimentación y se realizan los análisis paramétricos para determinar el valor más conveniente.

En la Figura 54 se muestran algunas de las pérdidas por retorno obtenidas de realizar el análisis paramétrico a la variable C_c . Los resultados indican que al aumentar el valor de C_c se incrementa el ancho de banda de impedancia, no obstante, al mismo tiempo se degrada el nivel de pérdidas por retorno en todo el ancho de banda. En este caso se eligió 0.38 mm como el valor más conveniente de C_c , debido a que además de incrementar el ancho de banda permite mantener el nivel de pérdidas por retorno menor a 15 dB en gran parte de la banda, mientras que valores más grandes como 0.5 mm deterioran considerablemente el nivel de pérdidas por retorno en las frecuencias medias y altas, poniendo en riesgo la continuidad de la banda de operación. Después de agregar el corte semicircular se corrigieron las longitudes de L_1 a 1.65 mm y L_3 a 1.25 mm. La geometría de la antena después de agregar el corte semicircular bajo la línea de alimentación se ilustra en la Figura 55.

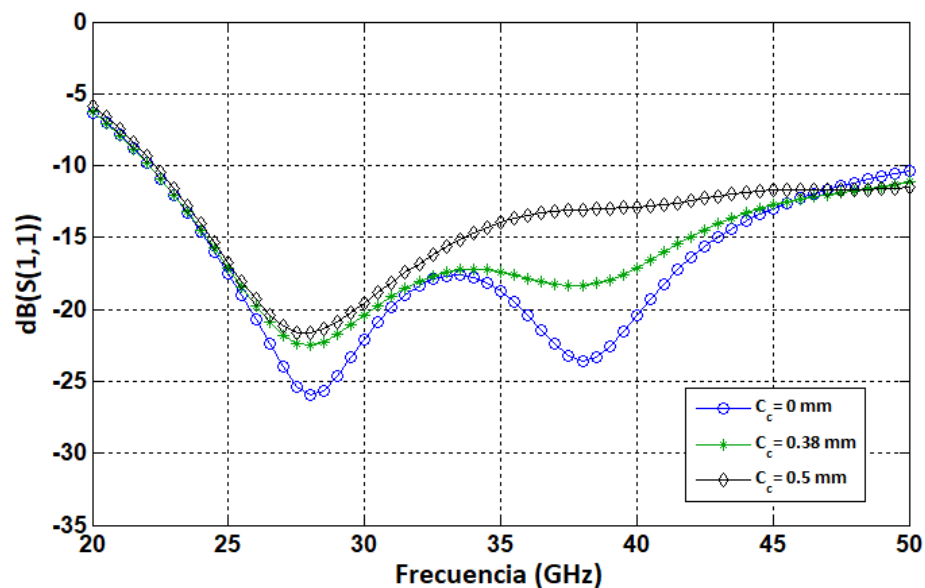


Figura 54. Pérdidas por retorno obtenidas del análisis paramétrico realizado a C_c .

Finalmente se agregan los cortes semicirculares con radio C_e en las esquinas del plano de tierra. El incremento de este parámetro aumenta el ancho de banda de impedancia y mejora el nivel de pérdidas por retorno en las frecuencias bajas y altas. Por otra parte, tiene un efecto perjudicial en las frecuencias medias de la banda, deteriorando el nivel de pérdidas por retorno a medida que su valor aumenta. El valor elegido de C_e que incrementa el ancho de banda y mantiene el nivel de pérdidas por retorno menor a -15 dB la mayor parte de la banda es 0.72 mm. Los resultados de las pérdidas por retorno después de realizar el análisis paramétrico a la variable C_e se muestran en la Figura 56.

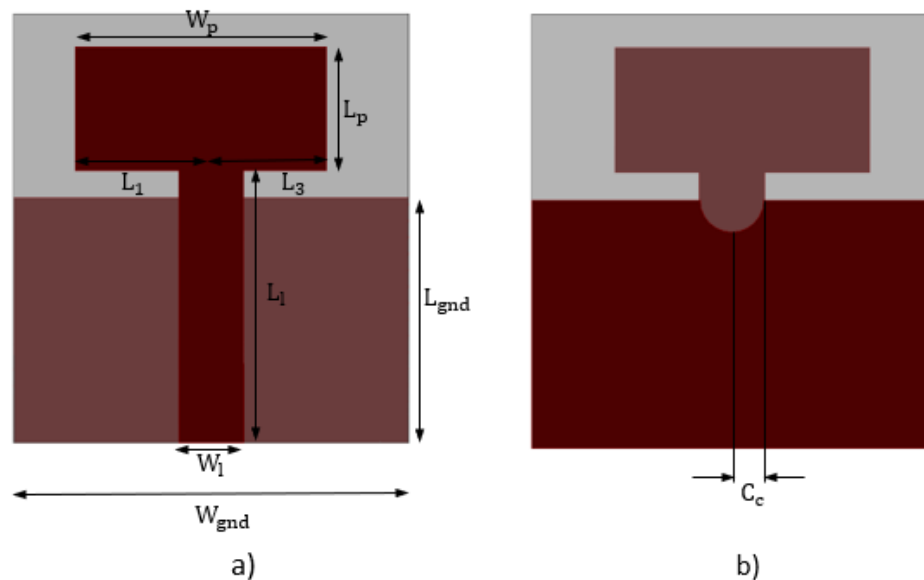


Figura 55. Antena T asimétrica resultante después del análisis paramétrico de C_e , a) vista superior y b) vista inferior.

Cabe señalar que al concluir el análisis paramétrico de la variable C_e se incrementó nuevamente la longitud L_p del parche asimétrico a 1.5 mm, desplazando la banda de frecuencia y permitiendo que opere por debajo de 20 GHz y hasta más de 50 GHz. Además, se incrementó la longitud de L_3 a 1.4 mm para centrar la frecuencia de resonancia nuevamente en 38 GHz, mientras que la longitud L_1 no se modifica a pesar de que la primera resonancia de la banda ya no se encuentra en 28 GHz. Esto se realiza con el fin de permitir que la banda de frecuencia opere por debajo de 20 GHz. En la Figura 57 se puede apreciar la estructura de la antena final T asimétrica 5G con los cortes semicirculares de radio C_e incluidos, y en la Tabla 11 se especifican sus dimensiones finales.

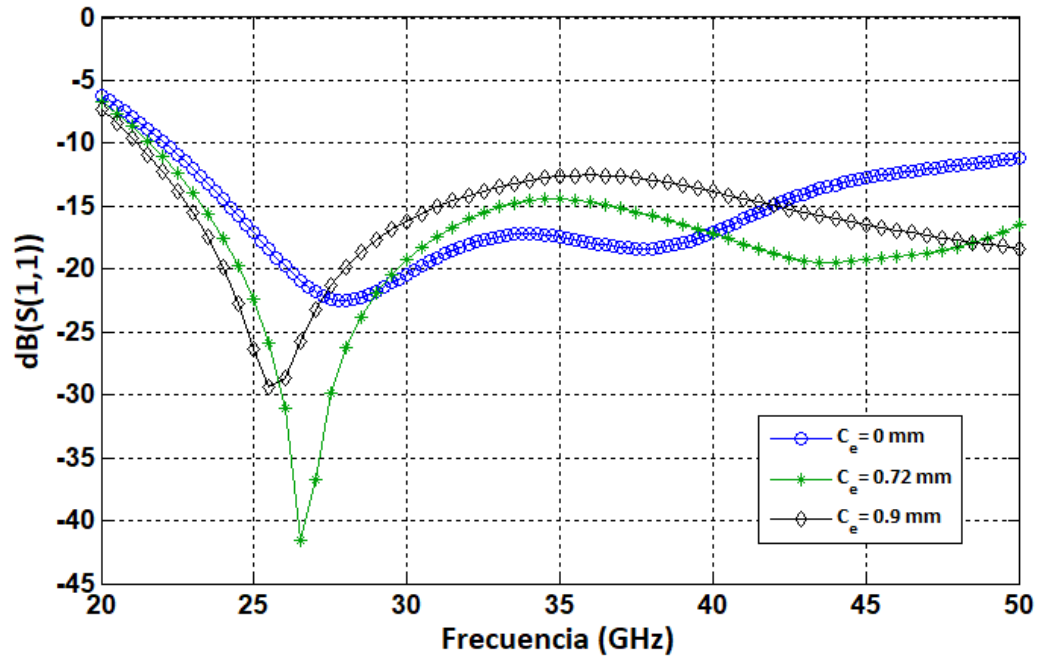


Figura 56. Pérdidas por retorno del análisis paramétrico realizado a C_e .

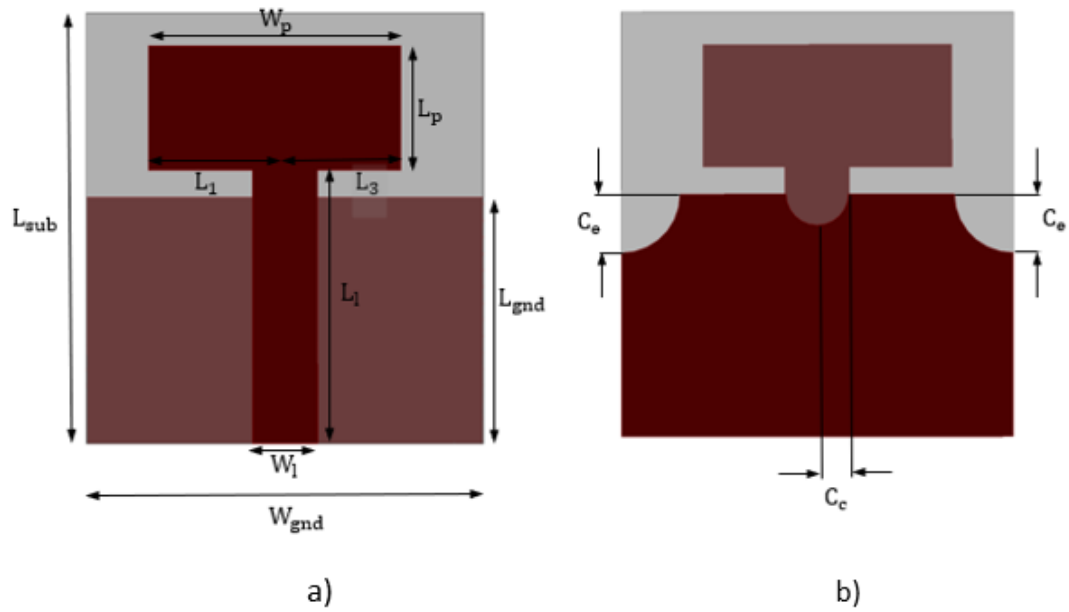


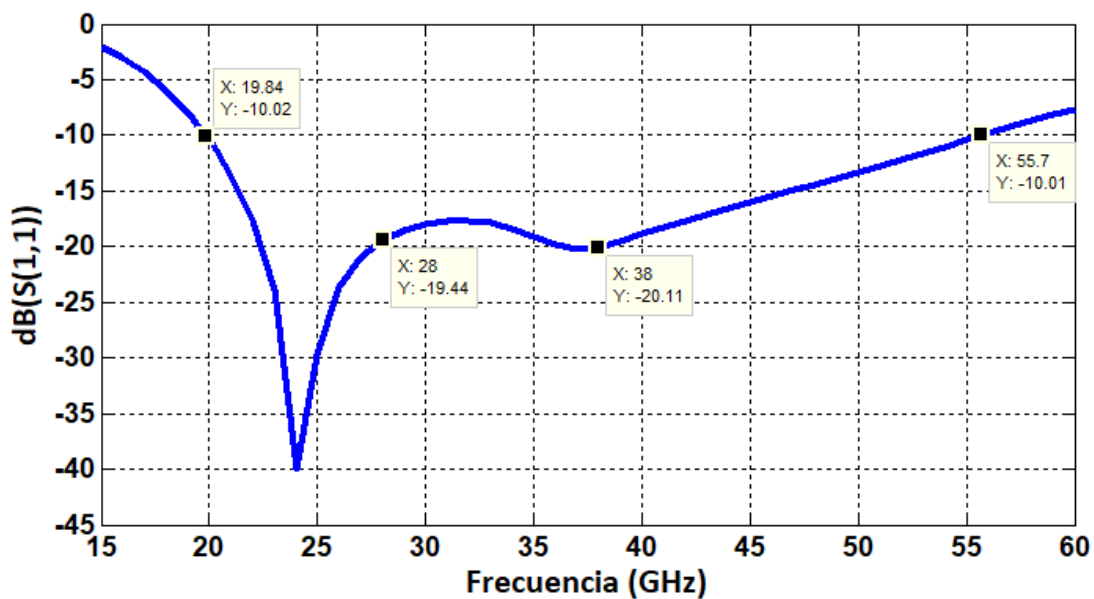
Figura 57. Antena T asimétrica 5G obtenida después del análisis paramétrico de C_e , a) vista superior y b) vista inferior.

Tabla 11. Dimensiones finales de la antena T asimétrica 5G.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
W_p	3.05	W_{gnd}	4.8
L_p	1.5	L_{gnd}	2.97
L_1	1.65	C_c	0.38
L_3	1.4	C_e	0.72
W_1	0.789	L_{sub}	5.5
L_1	3.3		

3.4.1 Pérdidas por retorno

Las pérdidas por retorno obtenidas del análisis electromagnético de la estructura T asimétrica con el HFSS de 15 GHz a 60 GHz se muestran en la Figura 58. El ancho de banda para $|S_{11}| < -10$ dB es del 94.94% o 35.86 GHz (19.84 GHz – 55.7 GHz), cubriendo satisfactoriamente el extenso espectro de frecuencias 5G propuesto para uso móvil de 24.25 GHz – 40 GHz, así como otras bandas de frecuencia adicionales superiores a 40 GHz. El nivel de pérdidas por retorno a 28 GHz es de -19.44 dB, mientras que a 38 GHz es de -20.11 dB. Además, se mantiene un nivel menor a -15 dB de 21.37 GHz a 46.83 GHz.

**Figura 58.** Pérdidas por retorno de la antena T asimétrica 5G obtenidas con HFSS de 15 a 60 GHz.

3.4.2 Ganancia realizada

La ganancia realizada en función de la frecuencia se muestra en la Figura 59. La gráfica tiene dos curvas de ganancia, una de ellas es la ganancia máxima y la otra es la ganancia en la dirección normal al parche (0,0), ambas obtenidas en el intervalo de frecuencia de 20 GHz a 50 GHz. Esto se debe a que la dirección de máxima ganancia no siempre es normal al parche, sino que varía en función de la frecuencia. Se puede observar que la ganancia máxima tiene un comportamiento creciente en la mayor parte del intervalo de frecuencia, a diferencia de la ganancia (0,0) que tiende a crecer y decrecer. La ganancia máxima a 28 GHz y 38 GHz es de 4.15 dB_i y 4.96 dB_i respectivamente.

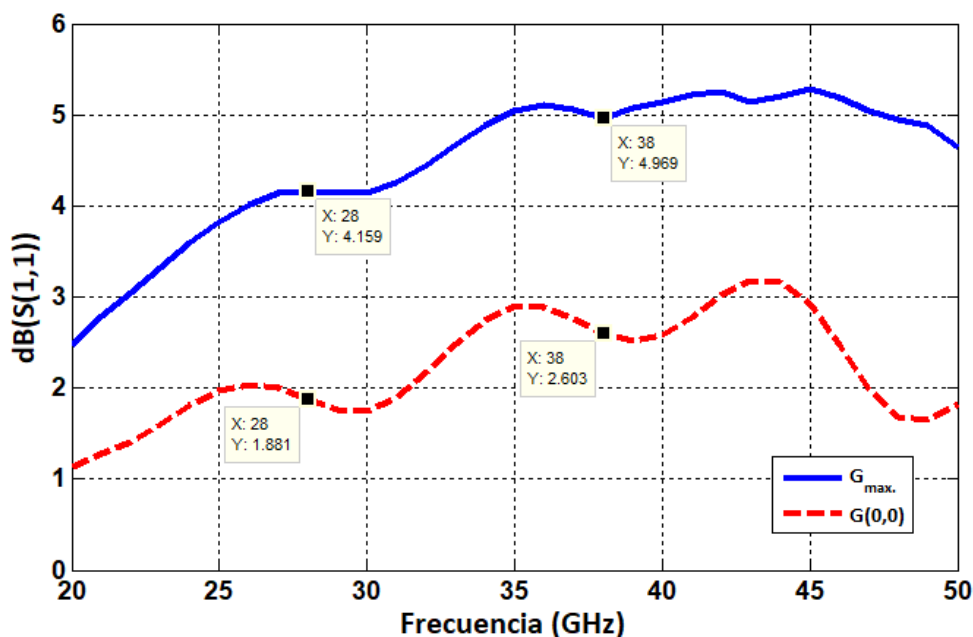


Figura 59. Ganancia realizada máxima en la dirección (0,0) de la antena T asimétrica 5G.

3.4.3 Patrones de radiación

En las Figuras 60, 61, 62 y 63 se presentan los patrones de radiación bidimensionales (plano E y plano H) y los tridimensionales correspondientes a las frecuencias de 20 GHz, 28 GHz, 38 GHz y 50 GHz respectivamente. Se incluyen los patrones de radiación de 20 GHz y 50 GHz debido a que en una antena UWB los patrones de radiación pueden presentar cambios importantes en distintas frecuencias de la banda de operación. Cabe resaltar que en la mayoría de los planos E y H la dirección de máxima radiación está ubicada en 180° o muy cercana a este valor, lo que indica que el plano de tierra radia con mayor intensidad que el parche.

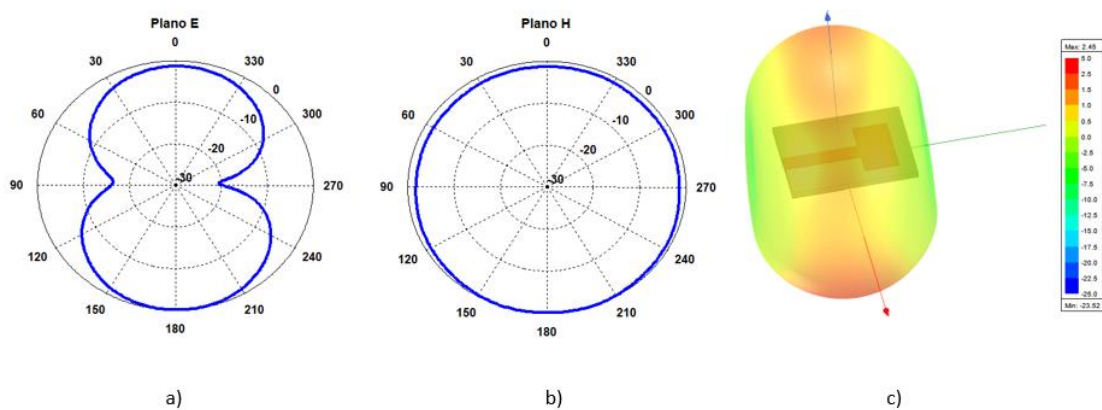


Figura 60. Patrones de radiación a 20 GHz: a) plano E, b) plano H y c) tridimensional.

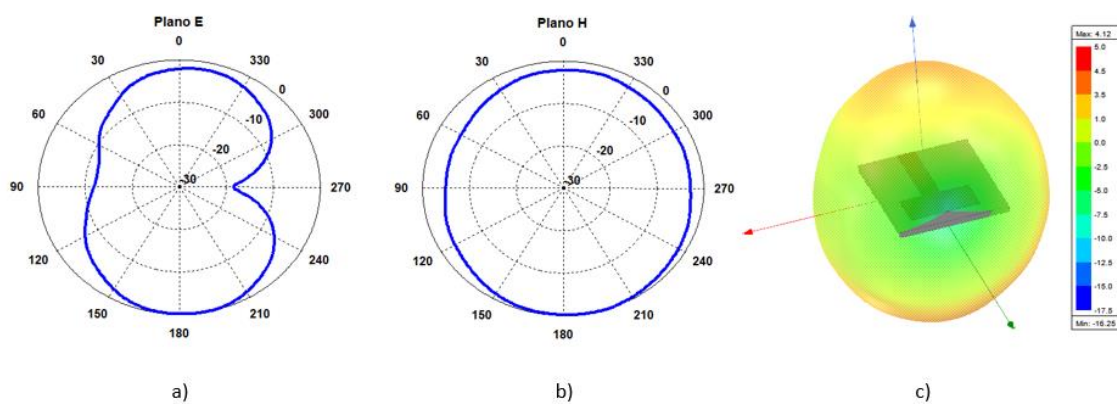


Figura 61. Patrones de radiación a 28 GHz: a) plano E, b) plano H y c) tridimensional.

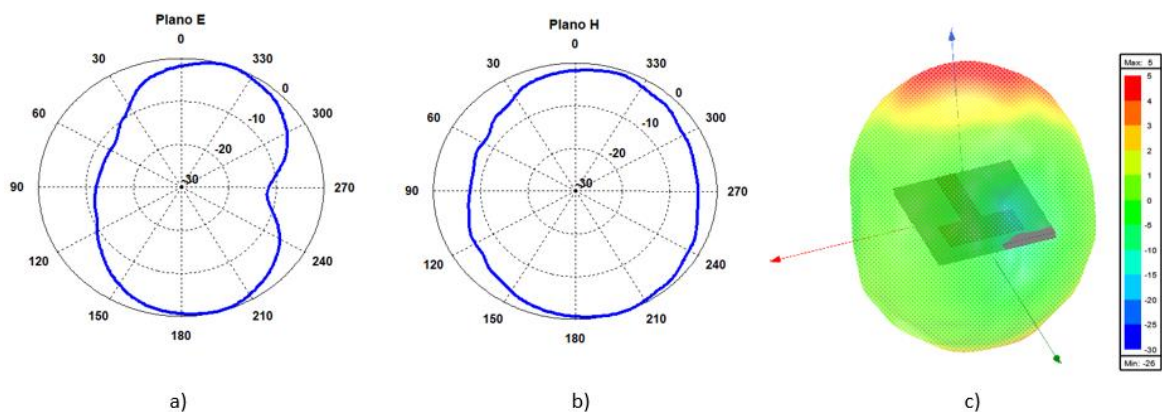


Figura 62. Patrones de radiación a 38 GHz: a) plano E, b) plano H y c) tridimensional.

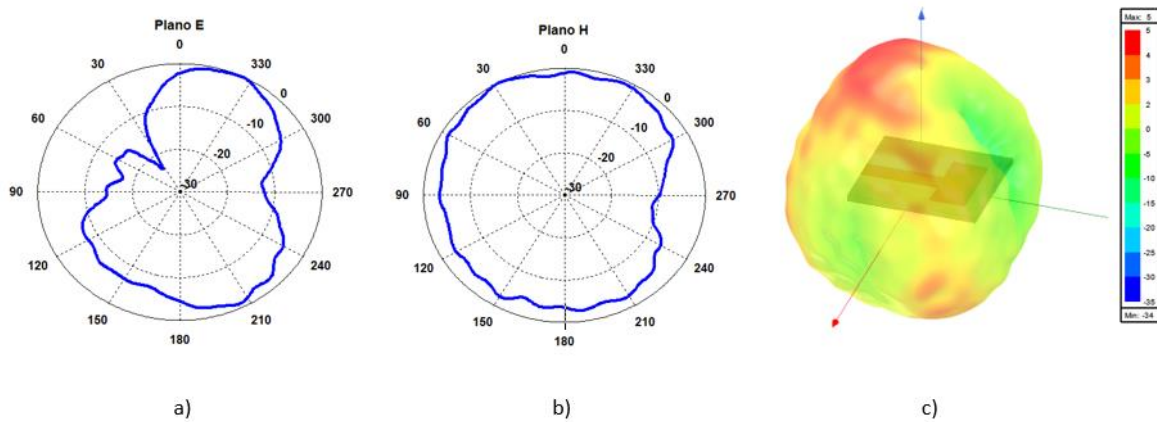


Figura 63. Patrones de radiación a 50 GHz: a) plano E, b) plano H y c) tridimensional.

Se puede apreciar en las Figuras 61 a 63 que los patrones de radiación en el plano H tienen un valor de máxima radiación del lado derecho debido a que la estructura es asimétrica, mientras que el plano E tiene un comportamiento parecido al omnidireccional a las frecuencias más bajas de 20 GHz y 28 GHz.

3.5 Parche cuadrado

Con la finalidad de desarrollar una estructura de antena capaz de cubrir las principales bandas de frecuencia 5G propuestas para uso móvil (28 GHz y 38-39 GHz, entre otras) y que sea de tamaño reducido, se diseña una antena de parche cuadrado, la cual posee características de radiación muy similares a las del parche rectangular (Mathur y Gupta, 2014). Para el diseño de este parche se emplea el método de línea de transmisión como método de análisis debido a su simplicidad y a que es más preciso cuando se emplea en substratos delgados (Schaubert, Pozar y Adrian, 1989). Básicamente el modelo de línea de transmisión representa a la antena de microcinta mediante dos ranuras, separadas por una línea de transmisión de baja impedancia Z_c de longitud L . Los parámetros involucrados en el método de línea de transmisión son la anchura del parche W , la frecuencia de resonancia f_r , la longitud efectiva del parche L_{eff} , la longitud del campo que se extiende en el borde del parche ΔL y la longitud real del parche L . Las ecuaciones utilizadas para calcular estos parámetros son las siguientes (Balanis, 2005):

$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (17)$$

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (18)$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (19)$$

$$L = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta L \quad (20)$$

La frecuencia de diseño se fija en 33 GHz, la cual es la frecuencia central entre las bandas de 28 y 38 GHz. Se sustituyen los valores requeridos en las ecuaciones del método de línea de transmisión y se utiliza la ecuación 16 para el cálculo de la constante dieléctrica efectiva. Los valores obtenidos son los siguientes: ancho del parche $W = W_p = 3.5\text{mm}$, $\varepsilon_{eff} = 2.038$, $L_{eff} = 3.18\text{mm}$, $\Delta L = 0.132\text{mm}$ y la longitud del parche $L = L_p = 2.91\text{mm}$. En este caso como el parche es cuadrado, L_p y W_p deben ser iguales, y en vista de que la frecuencia de resonancia está definida por la longitud del parche se establece que $W_p = L_p = 2.91\text{mm}$. Para la simulación se colocó el parche centrado en el sustrato con una distancia $W_p/2$ entre los bordes del parche y los del sustrato. La geometría del parche cuadrado de microcinta se puede apreciar en la Figura 64. Realizando el análisis electromagnético a la estructura cuadrada se obtuvieron las pérdidas por retorno que muestran que la frecuencia de resonancia ocurre en 32.75 GHz, por lo que fue necesario disminuir la longitud del parche a 2.9 mm para centrarla en 33 GHz, obteniéndose un valor mínimo de pérdidas por retorno de -3.71 dB a 33 GHz, lo cual no satisface las características de acoplamiento ni el ancho de banda requerido.

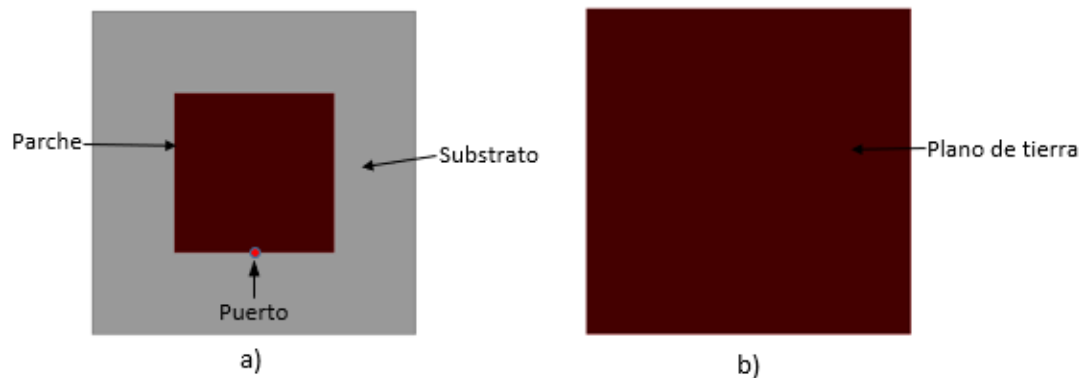


Figura 64. Geometría de la antena de parche cuadrado de microcinta, a) vista superior y b) vista inferior.

Por lo tanto se aplicó la técnica de plano de tierra parcial para tratar de mejorar el desempeño de la antena. En consecuencia, el plano de tierra se reduce hasta retirarlo completamente del parche, coincidiendo el borde final del plano de tierra con el borde del parche. De esta manera el parche deja de actuar en modo microcinta y se convierte en un elemento radiante. El truncamiento del plano de tierra produce un cambio en la frecuencia de resonancia, desplazándola hasta 27 GHz. Por tal motivo fue

necesario ajustar la longitud L_{gnd} del plano de tierra y la longitud L_p del parche para centrar la frecuencia de resonancia en 33 GHz. Tomando en cuenta que la estructura de antena resuena con una longitud de $\lambda/2$ se cambia la longitud de ambos elementos a 1.9 mm, la cual equivale a $\lambda/4$ a 33 GHz. En la Figura 65 se observa la estructura de antena cuadrada con el plano de tierra parcial.

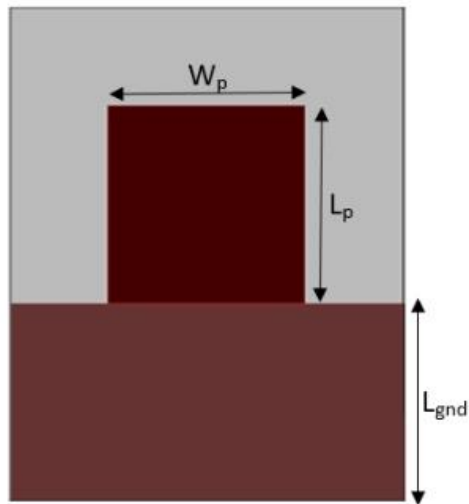


Figura 65. Parche cuadrado con plano de tierra parcial o truncado.

Al utilizar el plano de tierra parcial se mejoran notablemente las pérdidas por retorno en un amplio rango de frecuencias, consiguiendo un ancho de banda de impedancia >22.5 GHz (27.5 - >50 GHz) para un $|S_{11}| < -10$ dB. En la Figura 66 se pueden apreciar las pérdidas por retorno antes y después de aplicar el plano de tierra parcial.

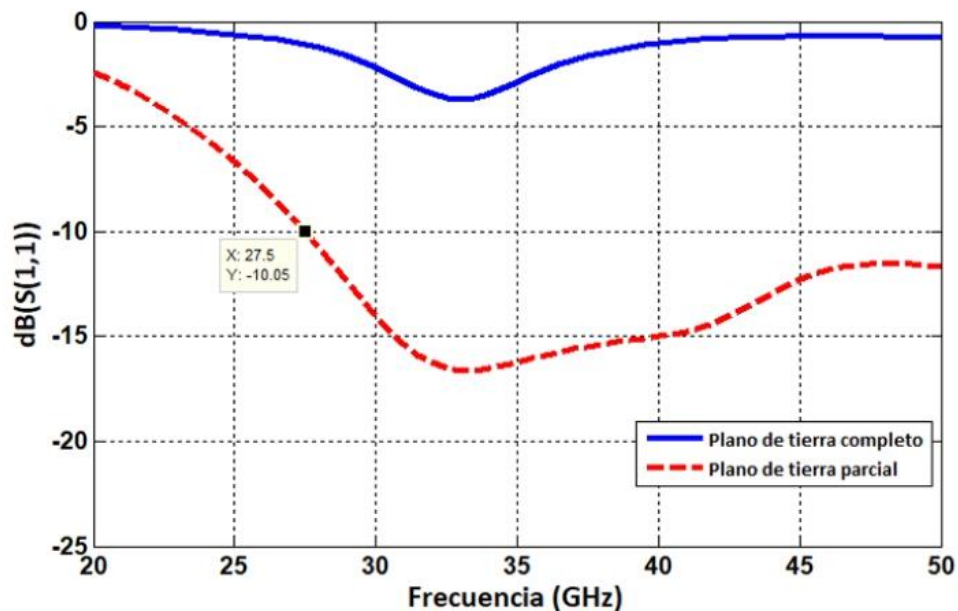


Figura 66. Pérdidas por retorno del parche cuadrado con plano de tierra completo y con plano de tierra parcial.

Antes de iniciar con el proceso de optimización de la variable L_{gnd} se utiliza una línea de microcinta como técnica de alimentación, dado que es la manera más sencilla de alimentar un parche (Munson, 1974). La línea de microcinta tiene una longitud $L_l = 1.9 \text{ mm}$ y una impedancia característica de 50Ω , su ancho $W_l = 0.789 \text{ mm}$ fue calculado utilizando la herramienta Microstrip Line Calculator. Agregar la línea de microcinta provoca un desplazamiento del puerto, posicionándose al inicio de la línea y el plano de tierra. En la Figura 67 se muestra el cambio en la posición del puerto y en la geometría de la antena al agregar la línea de microcinta.

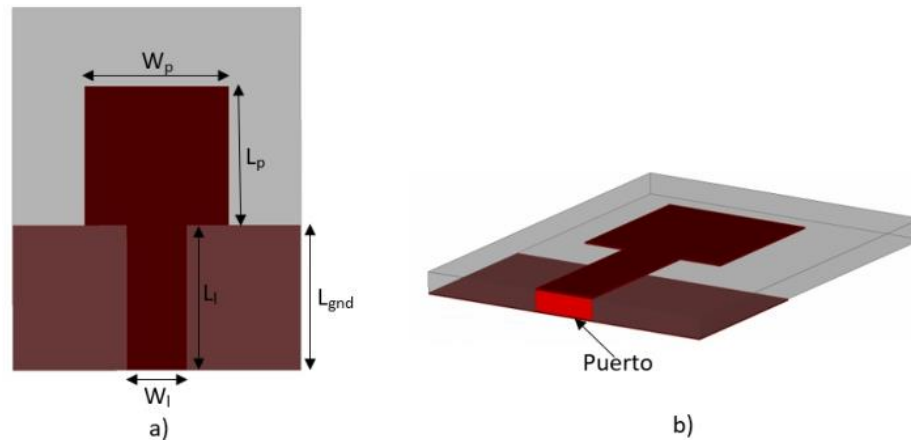


Figura 67. a) Parche cuadrado alimentado por una línea de microcinta y b) posición del puerto en la antena.

Como se puede apreciar en la Figura 68, al utilizar la línea de microcinta como técnica de alimentación dio como resultado una reducción del ancho de banda de impedancia, especialmente en las frecuencias altas. El ancho de banda de impedancia con la línea es de 12.25 GHz (29 - 41 GHz), es decir disminuyó más de 10.25 GHz con respecto a la respuesta sin línea de microcinta.

Mejorar el ancho de banda de impedancia implica optimizar las dimensiones de la estructura de antena. Por consiguiente, se efectuó un análisis paramétrico para cada una de las variables L_{gnd} y W_l , para así encontrar sus valores óptimos. El análisis paramétrico de la variable L_{gnd} parte de su valor inicial, y se reduce en pasos de 0.1 mm, creando un gap entre el parche y el plano de tierra. La Figura 69 muestra algunos de los resultados obtenidos del análisis paramétrico realizado a esta variable.

Reducir la longitud del plano de tierra causa que la frecuencia de resonancia se desplace hacia abajo, por lo que es necesario disminuir la longitud del parche para centrar la resonancia en 33 GHz. Después de realizar el análisis paramétrico a la variable L_{gnd} se encontró que su valor óptimo es 1.78 mm, y el nuevo valor de L_p es 1.74 mm. El ancho de banda de impedancia con L_{gnd} optimizado es de 20 GHz (27.25 -

47.25 GHz). Mientras que en la Figura 70 se muestra el cambio en la estructura de antena después de optimizar L_{gnd} .

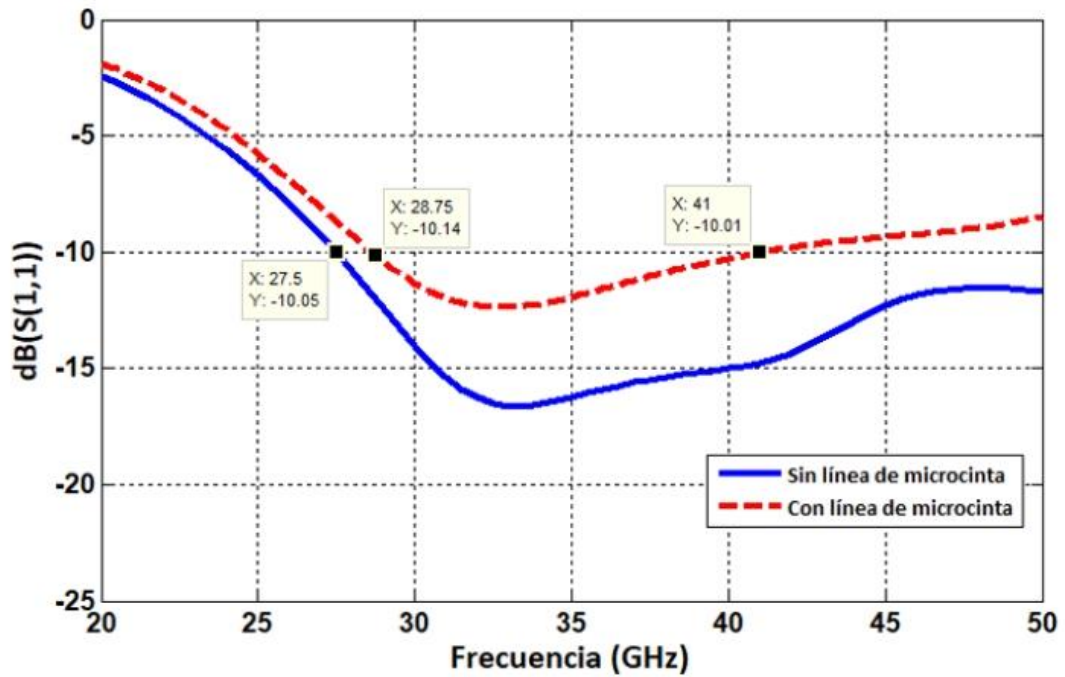


Figura 68. Pérdidas por retorno con y sin la línea de microcinta.

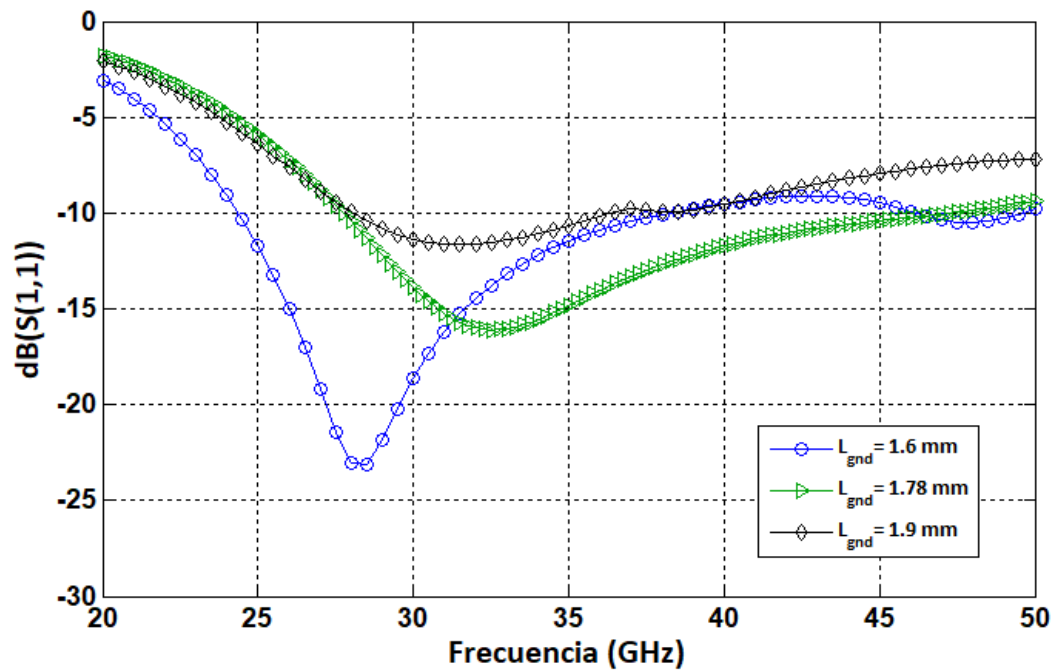


Figura 69. Pérdidas por retorno del análisis paramétrico realizado a L_{gnd} .

La siguiente variable optimizada es W_1 , la cual define la impedancia de la línea de alimentación. Tomando en cuenta que el ancho calculado de la línea para una impedancia de 50Ω es de 0.789 mm, el análisis paramétrico comienza con variaciones de 0.1 mm considerando valores cercanos al valor inicial de la línea de alimentación. Las variaciones de W_1 generan diferentes anchos de banda de impedancia los cuales son: 15.5 GHz, 19 GHz, 21.5 GHz, 13.5 GHz y 9 GHz para 0.6 mm, 0.7 mm, 0.8 mm, 0.9 mm y 1 mm respectivamente. Enseguida se realizó el análisis paramétrico con variaciones más pequeñas de W_1 alrededor de 0.8 mm, dado que este fue el valor con el que se obtuvo mayor ancho de banda de impedancia en el primer análisis. Al concluir el análisis paramétrico a esta variable, se encontró que el valor óptimo de W_1 es 0.78 mm. El ancho de banda de impedancia obtenido con W_1 optimizado es >22 GHz (28 - >50 GHz). En la Figura 71 se pueden observar algunos de los resultados obtenidos mediante el análisis paramétrico de esta variable.

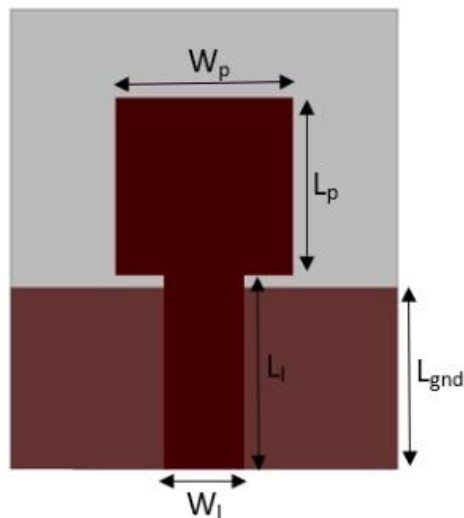


Figura 70. Geometría del parche cuadrado al finalizar la optimización de L_{gnd} .

Del mismo modo que en la estructura de parche 5G con forma de T asimétrica, una vez que se ha concluido con los análisis paramétricos de las variables iniciales de la estructura, se procede a agregar defectos en el plano de tierra en forma de cortes semicirculares, ubicados por debajo de la línea de alimentación y en las esquinas superiores, esto con el fin de mejorar el nivel de pérdidas por retorno y el ancho de banda.

Los resultados del análisis paramétrico muestran que el corte semicircular C_c mejora las pérdidas por retorno en todas las frecuencias, consiguiendo anchos de banda de impedancia de 21 GHz (28 - 49 GHz), >52 GHz (28 - >80 GHz), 52.5 GHz (27.5 - 80 GHz), 43.5 GHz (27 - 70.5 GHz) y 43 GHz (26.5 - 69.5 GHz) para valores de C_c 0.2 mm, 0.3 mm, 0.4 mm, 0.5 mm y 0.6 mm respectivamente. En este caso no resulta

conveniente elegir el valor de C_c que maximiza el ancho de banda de impedancia (cercano a 0.3 mm), debido a que este valor presenta pérdidas por retorno muy cercanas a -10 dB en gran parte de las frecuencias analizadas, lo que pone en riesgo la continuidad de la banda de operación. Una variación entre las dimensiones de la antena diseñada y la construida, o los ligeros cambios en las propiedades eléctricas del material dieléctrico pueden deteriorar el comportamiento de la antena. Al concluir el análisis paramétrico se determinó que el valor más conveniente de C_c es 0.479 mm, obteniendo un $|S_{11}| < -10$ dB desde 27 GHz y hasta más de 50 GHz, con pérdidas por retorno menores a -15 dB en la mayor parte de la banda. En la Figura 72 se muestran algunos de los resultados obtenidos mediante el análisis paramétrico de C_c .

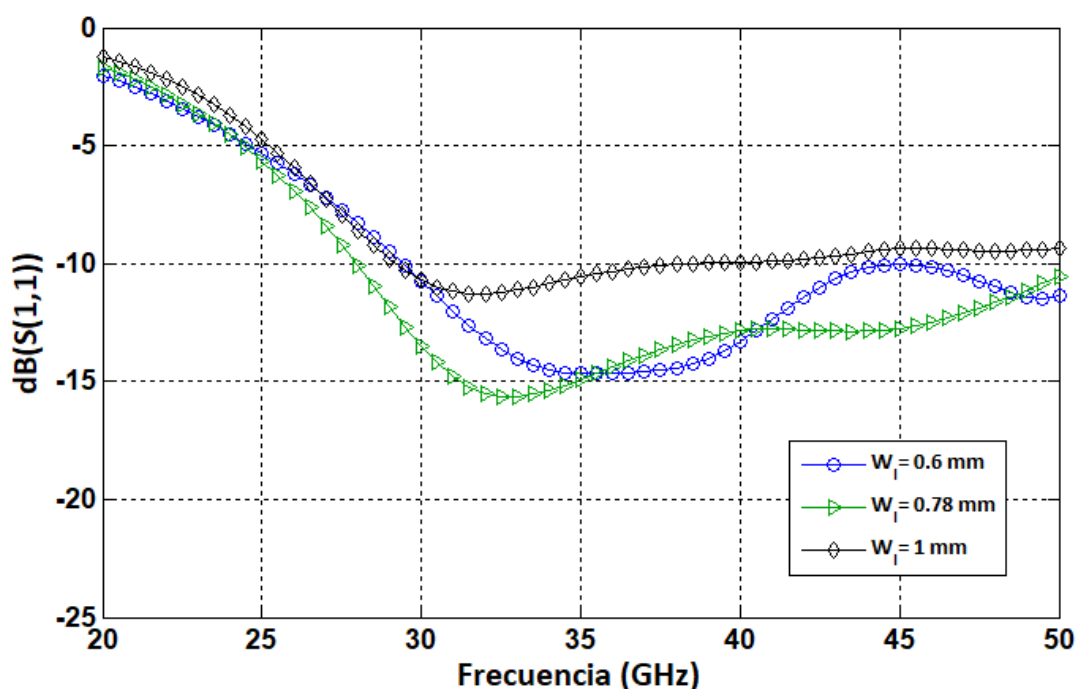


Figura 71. Pérdidas por retorno del análisis paramétrico realizado a W_1 .

Después del análisis paramétrico de C_c se aumenta la longitud L_p del parche a 2.25 mm, trasladando la frecuencia de resonancia a 28 GHz, una de las principales bandas 5G propuestas para uso móvil, y manteniendo un ancho de banda de impedancia >26.5 GHz (23.5 - >50 GHz). Esto se debe a que el espectro 5G destinado para uso móvil cercano a las ondas milimétricas comienza en 24.25 GHz (24.25-27.5 GHz), por lo que es necesario bajar la frecuencia de corte inferior para incluir esta parte del espectro.

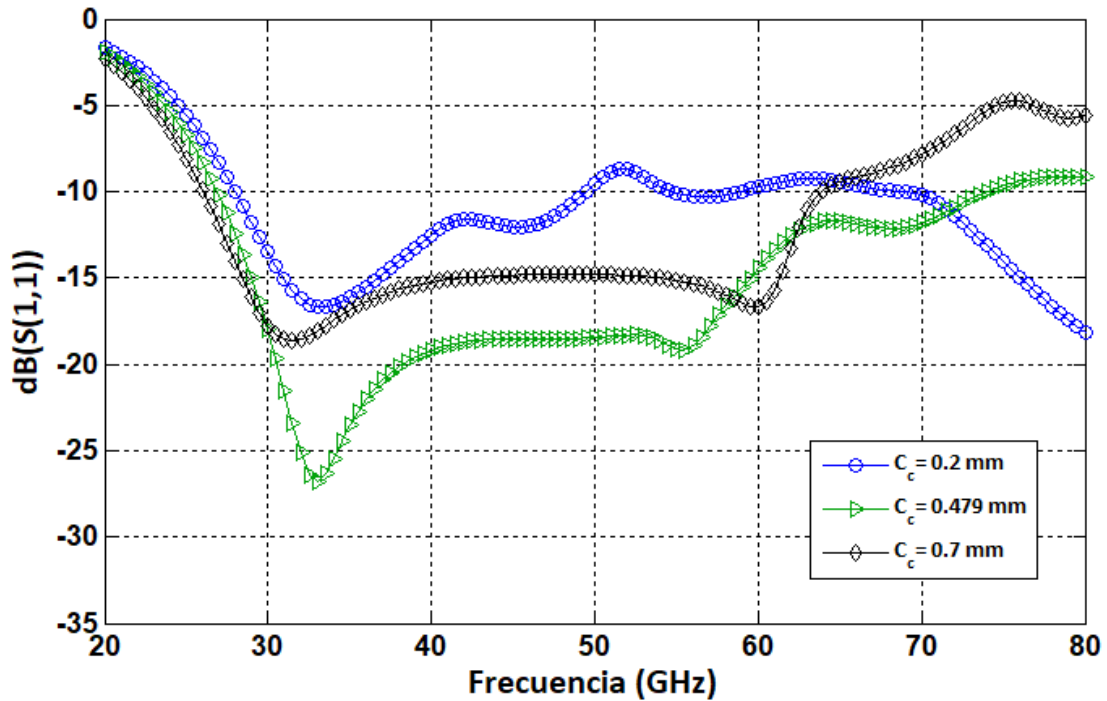


Figura 72. Pérdidas por retorno del análisis paramétrico realizado a C_c .

Finalmente se agrega un corte semicircular con radio C_e en cada una de las esquinas superiores del plano de tierra. En la Figura 73 se muestran algunos resultados del análisis paramétrico en el corte C_e , el cual no tiene repercusión notoria en las frecuencias bajas de la banda, sin embargo, es capaz de mejorar los niveles de pérdidas por retorno en las altas frecuencias (por encima de 36 GHz). De igual forma que con el corte semicircular C_c no se busca maximizar el ancho de banda de impedancia sino mejorar el nivel de pérdidas por retorno. El valor más conveniente de C_e es 0.086 mm. La estructura y dimensiones finales de la antena cuadrada 5G se muestran en la Figura 74 y en la Tabla 12 respectivamente.

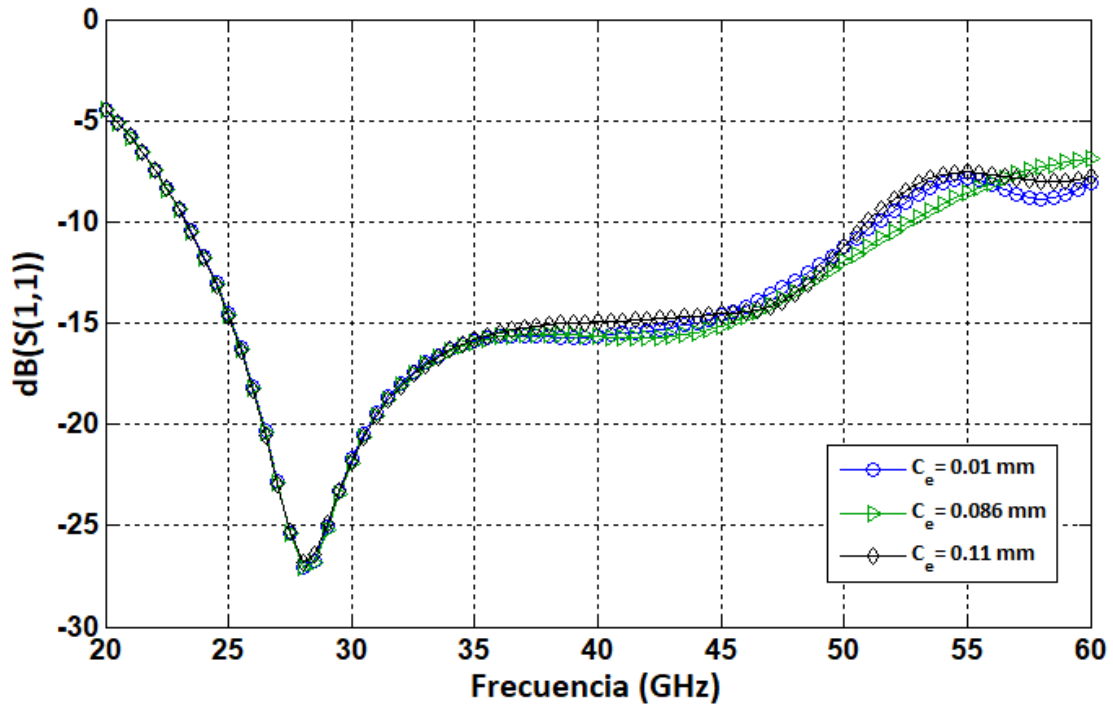


Figura 73. Pérdidas por retorno resultantes del análisis paramétrico de C_e .

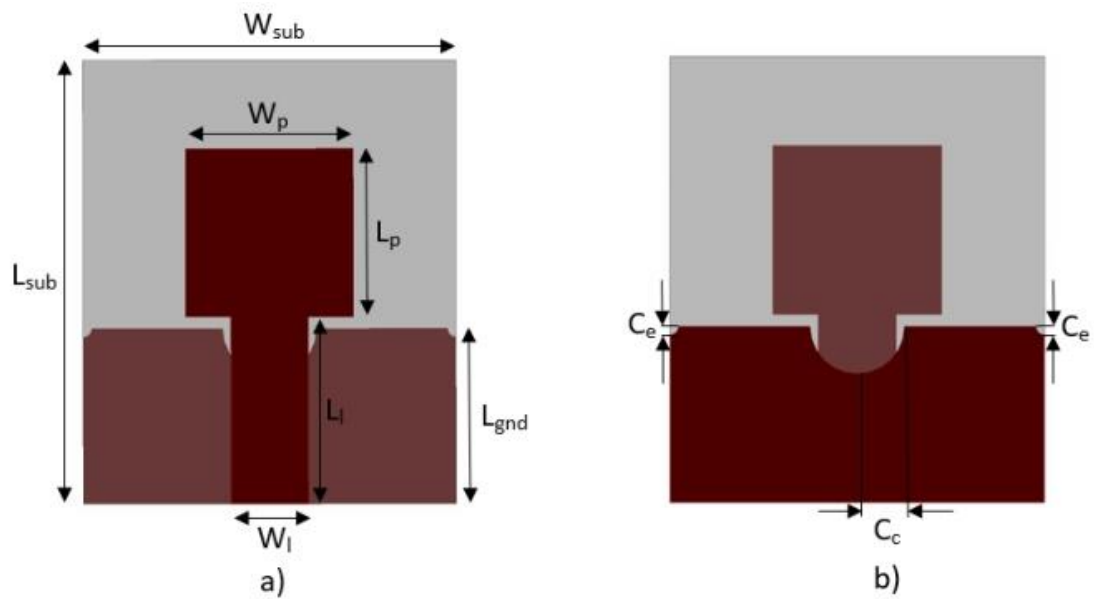


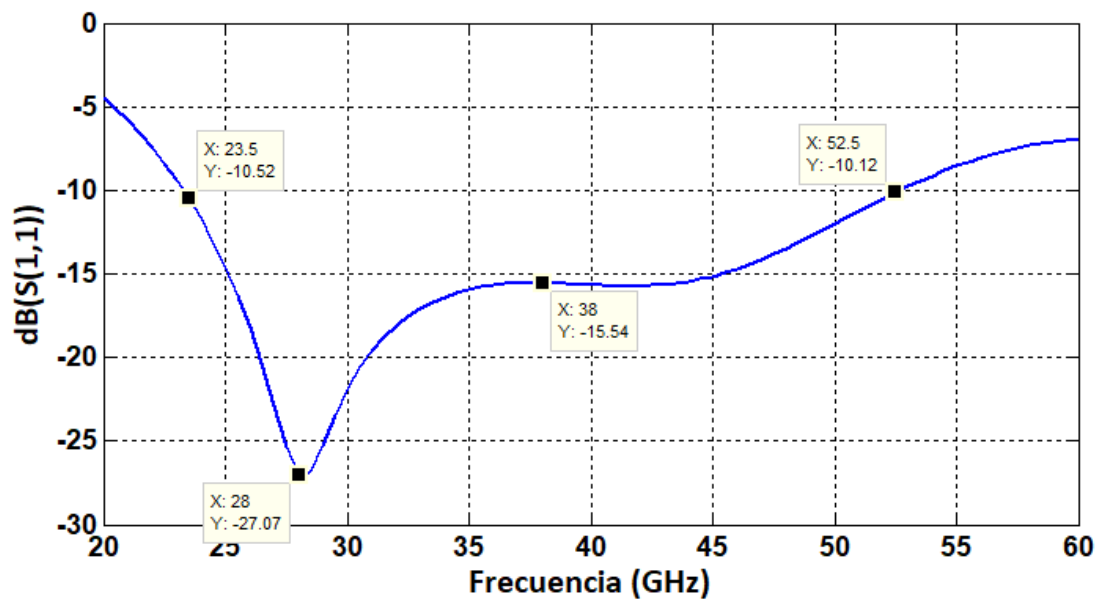
Figura 74. Estructura final de la antena de parche cuadrado 5G, a) vista superior y b) vista inferior.

Tabla 12. Dimensiones finales de la antena de parche cuadrado 5G

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
L_p	2.25	C_e	0.086
W_p	2.25	L_l	1.9
W_l	0.78	W_{sub}	3.8
L_{gnd}	1.78	L_{sub}	4.86
C_c	0.479		

3.5.1. Pérdidas por retorno

Los resultados de las pérdidas por retorno del parche cuadrado obtenidos mediante simulación electromagnética con HFSS en el intervalo de frecuencia de 20 GHz a 60 GHz se muestran en la Figura 75. El ancho de banda fraccional es de 76.31% (23.5 GHz - 52.5 GHz) para un $|S_{11}| < -10$ dB. El extenso espectro de frecuencias 5G propuesto para uso móvil (24.25 GHz - 27.5 GHz, 27.5 GHz - 28.35 GHz, 31.3 GHz - 37 GHz, 37 GHz - 38.6 GHz y 38.6 GHz - 40 GHz) se cubre de manera amplia por la estructura de antena cuadrada diseñada, consiguiendo pérdidas por retorno de -27 dB y -15.5 dB en 28 GHz y 38 GHz respectivamente, las cuales son las principales bandas de frecuencia 5G propuestas para uso móvil. Cabe señalar que las pérdidas por retorno se mantienen por debajo de -15 dB desde 25.5 GHz hasta 45 GHz.

**Figura 75.** Pérdidas por retorno de la estructura final del parche cuadrado 5G.

3.6 Parche circular

La tercera y última estructura de antena comienza con el diseño de un parche circular de microcinta a 28 GHz. Los parches circulares se caracterizan por proporcionar grandes anchos de banda continuos, dimensiones pequeñas, estructuras de antena simples, simplicidad de fabricación y buenas propiedades de radiación. Para calcular las dimensiones del parche circular se utilizan las ecuaciones proporcionadas por Balanis (2005):

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (21)$$

$$a = \frac{F}{\sqrt{1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} (\ln \frac{\pi F}{2h} + 1.7726)}} \quad (22)$$

donde a denota el radio r del parche en cm. Resolviendo las ecuaciones 21 y 22 se determina que $F = 0.2116$ y $a = 0.1972 \text{ cm} = 1.972 \text{ mm}$. En la Figura 76 se muestra el parche circular de microcinta.

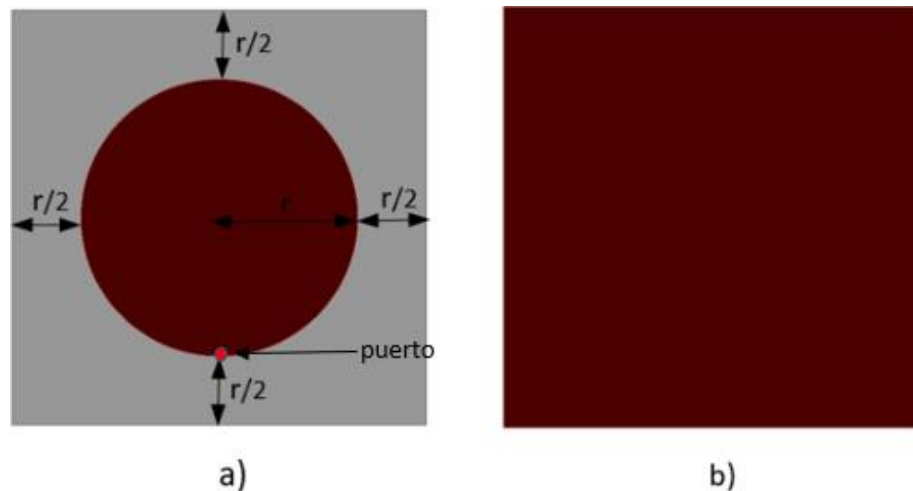


Figura 76. Parche circular de microcinta diseñado a 28 GHz a) vista superior y b) vista inferior.

El análisis electromagnético del parche circular de microcinta realizado con HFSS demostró que las pérdidas por retorno no cumplen con el criterio establecido ($|S_{11}| < -10 \text{ dB}$). Enseguida se aplica la técnica de plano de tierra parcial para mejorar el ancho de banda de impedancia. Para conseguir el mayor ancho de banda posible se determinó simultáneamente el valor de r y L_{gnd} haciendo el análisis paramétrico a dichas variables, el cual resultó ser 1.8 mm para ambos parámetros. Las pérdidas por

retorno antes y después de aplicar el plano de tierra parcial con $r = 1.8 \text{ mm}$ y $L_{\text{gnd}} = 1.8 \text{ mm}$ se aprecian en la Figura 77. Como se puede observar, utilizando el plano de tierra parcial se consigue que la antena opere en frecuencias más bajas a cambio de desplazar las frecuencias de resonancia a 24 GHz y 39 GHz, no obstante, el nivel de pérdidas por retorno a 28 GHz es menor a -15 dB. El ancho de banda conseguido es mayor a 30 GHz (<20 GHz - >50 GHz), con pérdidas por retorno menores a -15 dB desde 20.5 GHz hasta 43.5 GHz.

A continuación, se coloca una línea de microcinta de 50Ω con ancho $W_1 = 0.789 \text{ mm}$ como técnica de alimentación. Al colocar la línea el puerto se desplaza y la estructura de antena se modifica como se muestra en la Figura 78. El uso de la línea de microcinta degrada el nivel de las pérdidas por retorno en la mayoría de las frecuencias de la banda de operación. En la Figura 79 se puede observar que el nivel de las pérdidas por retorno sube hasta casi -10 dB en las frecuencias centrales, por lo que es necesario realizar la optimización de la estructura, así como introducir elementos parásitos adicionales en el plano de tierra para mejorar la adaptación de impedancias y asegurar que la estructura de antena construida opere en una banda continua.

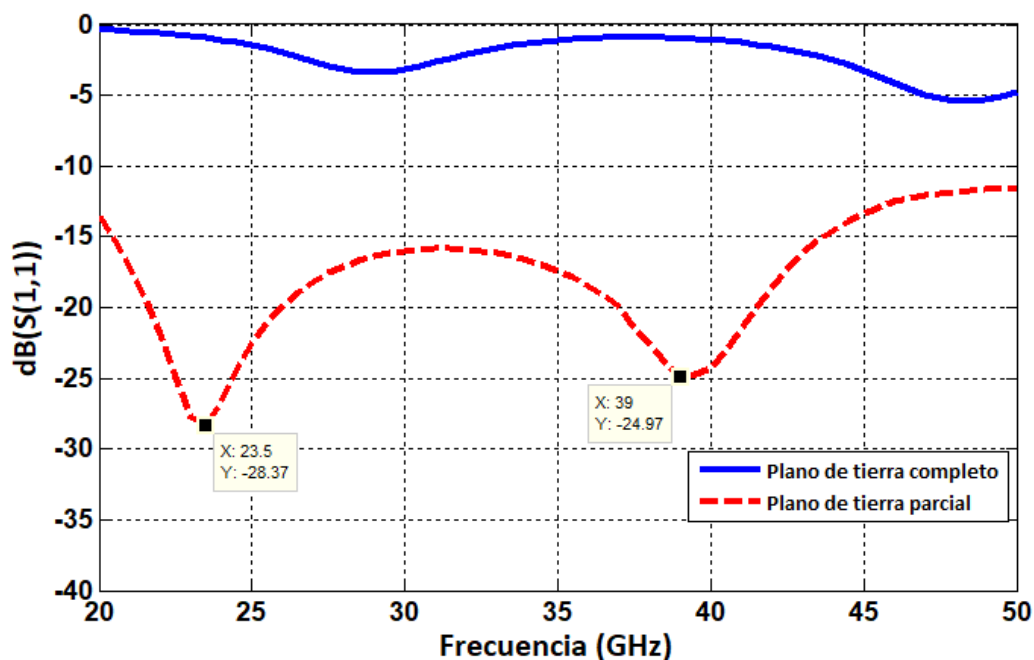


Figura 77. Pérdidas por retorno del parche circular con plano de tierra completo y parcial.

En los resultados del análisis paramétrico realizado a L_{gnd} y que se muestran en la Figura 80, se observa que a diferencia de las dos estructuras de antena anteriores, la reducción de dicho parámetro tiene un

efecto negativo considerable en el nivel de pérdidas por retorno en las frecuencias bajas y altas de la banda, por lo que el valor de este parámetro no se modifica, quedando $L_{gnd} = 1.8 \text{ mm}$.

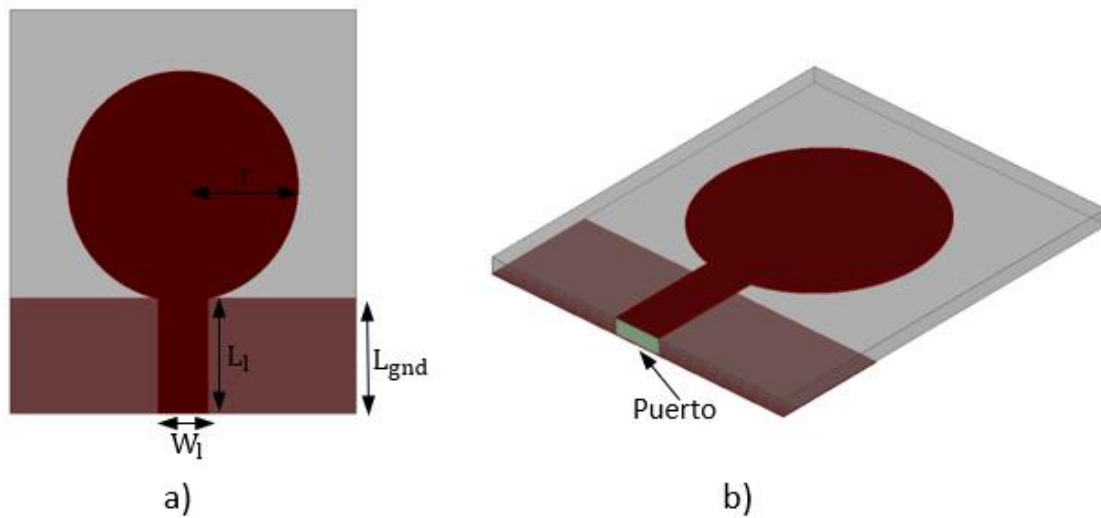


Figura 78. a) Parche circular alimentado con una línea de microcinta y b) posición del puerto.

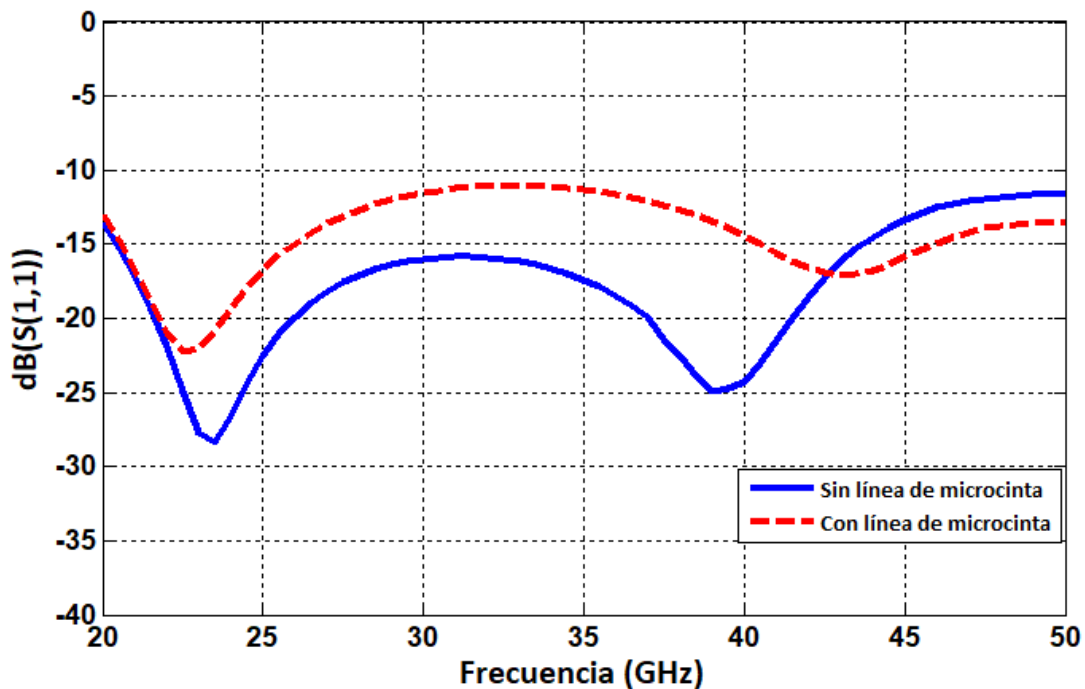


Figura 79. Pérdidas por retorno con y sin la línea de alimentación en microcinta.

Realizando el análisis paramétrico al ancho W_1 de la línea de alimentación se determinó que 0.66 mm es el valor óptimo de este parámetro, mejorando las pérdidas por retorno en baja frecuencia sin degradarlas en el resto de la banda. Los valores de W_1 menores al valor óptimo tienden a degradar las pérdidas por retorno en las altas frecuencias de la banda, mientras que valores más grandes que el valor

óptimo afectan las bajas frecuencias. Algunos de los resultados obtenidos del análisis paramétrico de W_l se muestran en la Figura 81.

Al igual que en las antenas T asimétrica y de parche cuadrado, se introducen estructuras DGS mediante cortes semicirculares en el plano de tierra para mejorar el nivel de pérdidas por retorno. En la Figura 82 se proporcionan algunos de los resultados obtenidos del análisis paramétrico de C_c . El valor óptimo $C_c = 0.46$ mm disminuye el nivel de pérdidas por retorno en las frecuencias medias de la banda, especialmente en la banda de 38 GHz, así como también disminuye el nivel en las frecuencias altas, aunque en menor medida. Por otro lado, las frecuencias bajas (<25 GHz) se degradan, sin embargo, tienen un nivel aceptable (<-14 dB). El ancho de banda se mantiene >30 GHz (<20 GHz - >50 GHz).

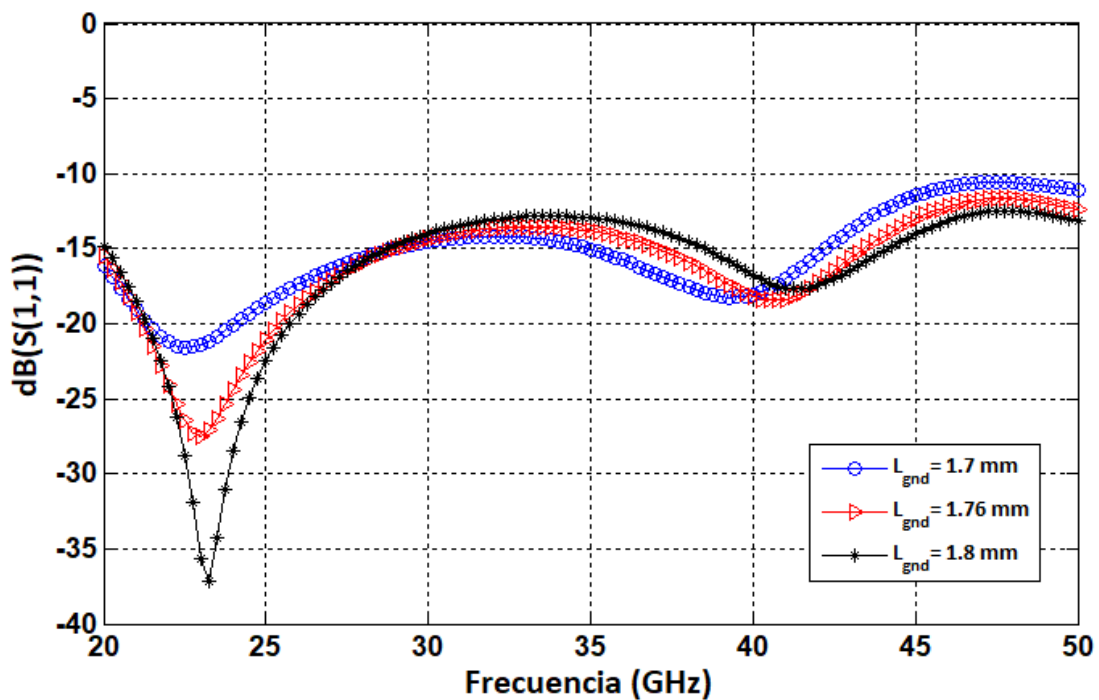


Figura 80. Análisis paramétrico de la longitud L_{gnd} del plano de tierra.

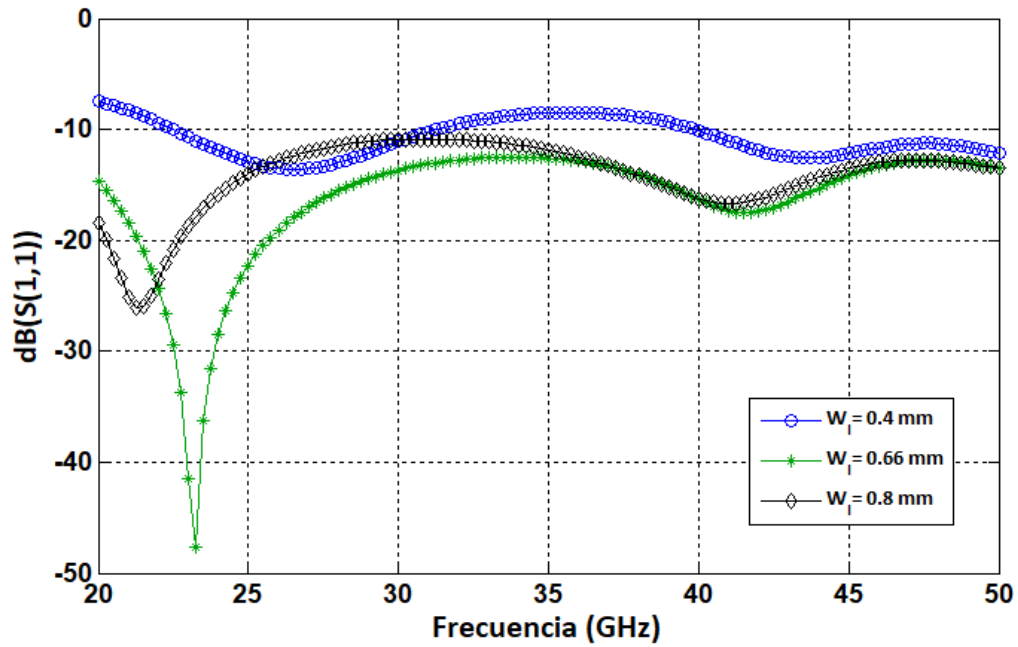


Figura 81. Análisis paramétrico del ancho W_1 de la línea de alimentación.

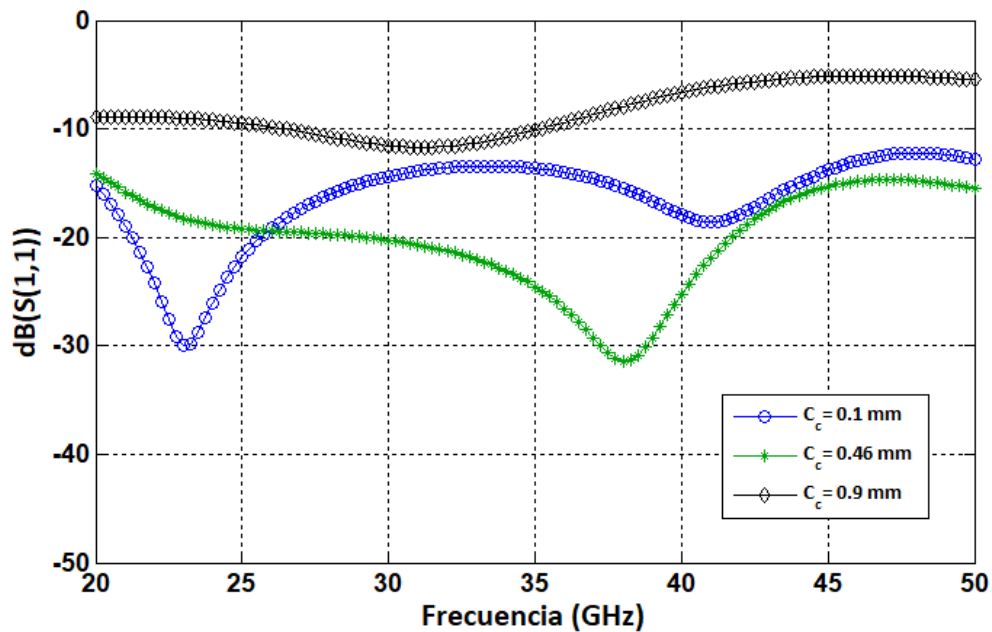


Figura 82. Análisis paramétrico del corte semicircular C_c .

Finalmente se agregan los cortes semicirculares con radios C_e en las esquinas superiores del plano de tierra. Algunos de los resultados obtenidos de este parámetro se muestran en la Figura 83. Se puede observar que al incrementar el valor de este parámetro se reduce el nivel de las pérdidas por retorno en las frecuencias bajas y altas de la banda, a cambio de aumentar el nivel de las frecuencias medias. En

este caso, con $C_e = 0.19$ mm se redujo el nivel de pérdidas por retorno en las frecuencias bajas y altas, sin degradar demasiado las frecuencias medias de la banda de operación.

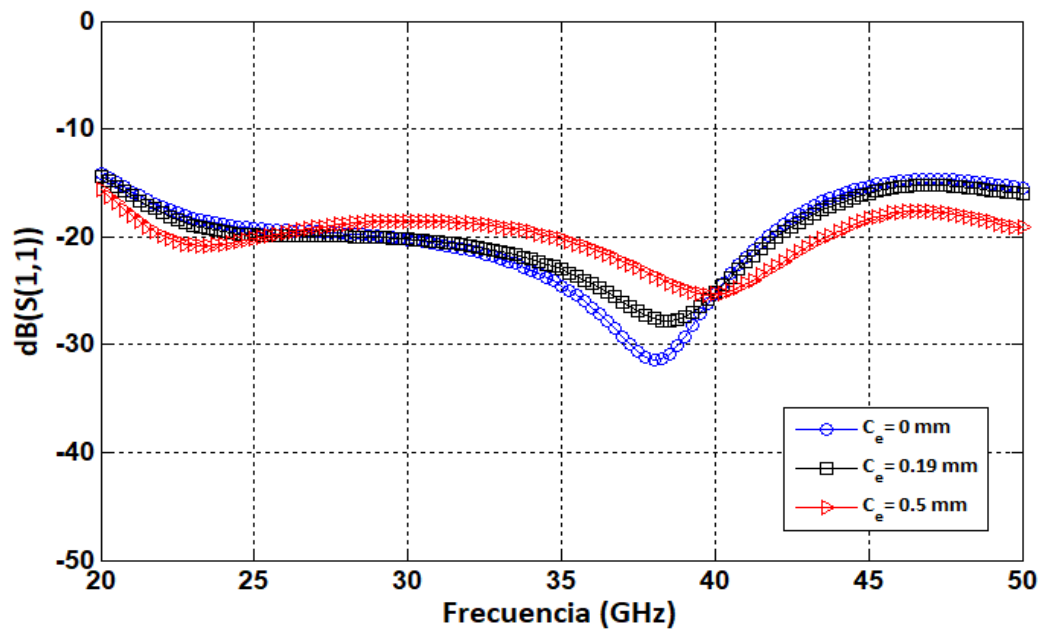


Figura 83. Análisis paramétrico del corte semicircular C_e .

En la Figura 84 se muestra la geometría final de la antena de parche circular 5G, y en la Tabla 13 se especifican sus dimensiones.

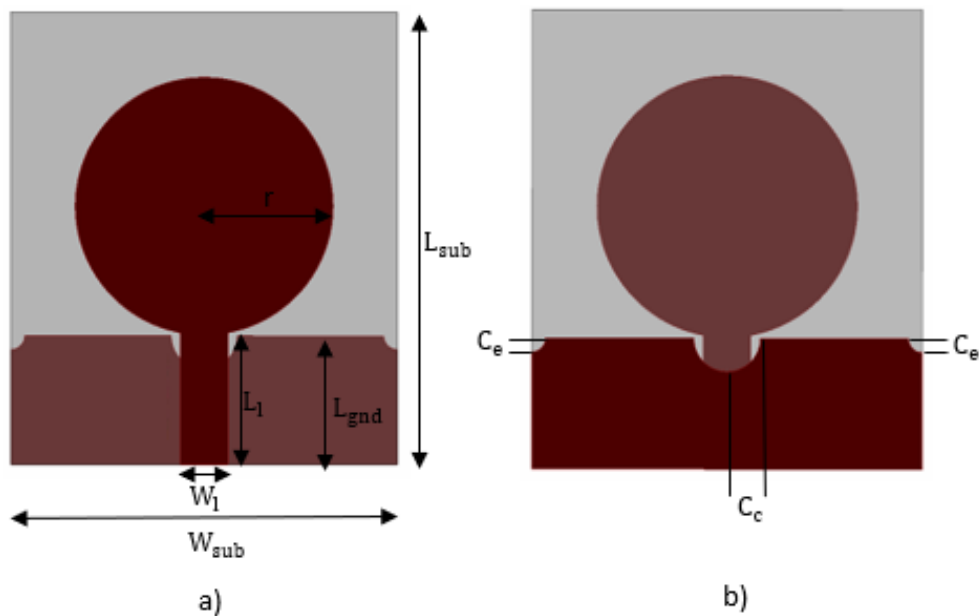


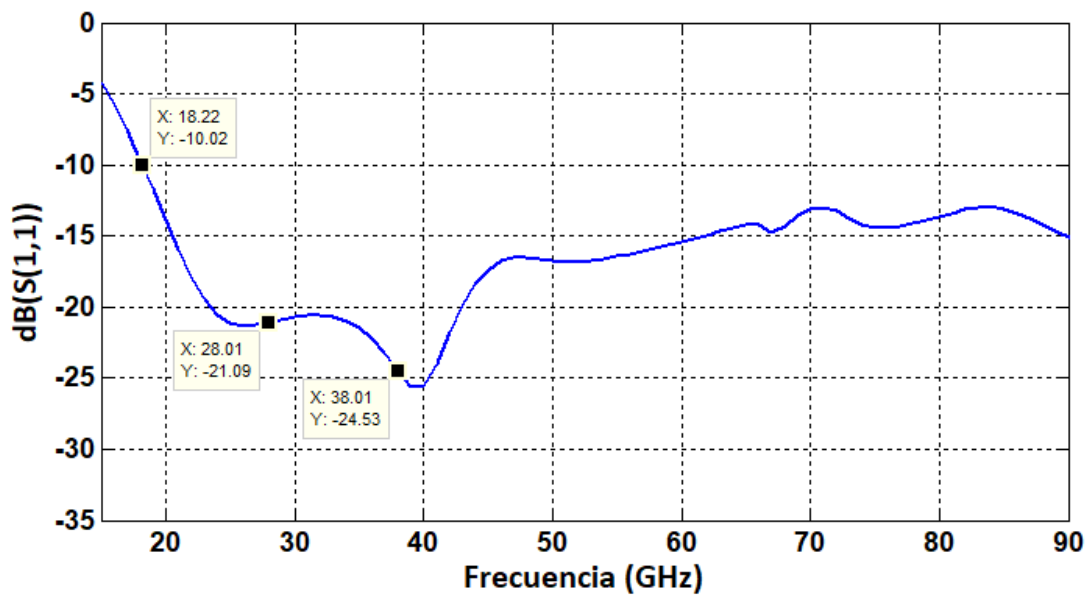
Figura 84. Estructura final de la antena de parche circular 5G, a) vista superior y b) vista inferior.

Tabla 13. Dimensiones finales de la antena de parche circular 5G

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
r	1.8	C_c	0.46
W_l	0.66	C_e	0.19
L_l	1.8	L_{sub}	6.3
L_{gnd}	1.8	W_{sub}	5.4
W_{gnd}	5.4		

3.6.1 Pérdidas por retorno

Los resultados de las pérdidas por retorno del parche circular obtenidos mediante simulación electromagnética con HFSS en el intervalo de frecuencia de 15 GHz a 90 GHz se muestran en la Figura 85. El ancho de banda fraccional es $>132.65\%$ (18.22 GHz - >90 GHz) para un $|S_{11}| < -10$ dB. El nivel de pérdidas por retorno en 28 GHz es de -21.09 dB y en 38 GHz de -24.53 dB. Cabe señalar que las pérdidas por retorno se mantienen por debajo de -15 dB desde 20.55 GHz hasta 61.71 GHz.

**Figura 85.** Pérdidas por retorno de la estructura final del parche circular 5G.

3.7 Estudio del comportamiento de la antena de parche con forma de T asimétrico sobre el plano de tierra de un teléfono móvil

Debido a la necesidad de implementar arreglos de antena en los dispositivos móviles 5G para compensar la baja ganancia de las antenas 5G y las altas pérdidas por propagación de las ondas milimétricas, se incluye un breve estudio del desempeño de la antena de parche con forma de T asimétrica cuando se coloca sobre un plano de tierra con dimensiones similares a las de un teléfono inteligente. Además, se realiza un estudio con dos elementos de antena para analizar la relación entre el nivel de aislamiento de las antenas y la distancia entre ellas, debido a que este es un parámetro crítico en los arreglos de antena, dado que un fuerte acoplamiento mutuo degradará los patrones de radiación y disminuirá la eficiencia de antena, lo cual causará un deterioro en la relación señal a ruido y en la relación señal a interferencia más ruido (Wallace et al., 2003).

En primer término, se debe verificar si la antena es capaz de operar en el mismo ancho de banda con pérdidas por retorno <-10 dB cuando se monta sobre el plano de tierra de un teléfono inteligente. El análisis electromagnético del ancho de banda de un solo elemento de antena comienza considerando un plano de tierra con un ancho $W_{\text{gnd}} = \lambda_o = 8$ mm y una longitud $L_{\text{gnd}} = 2\lambda_o = 16$ mm, siendo λ_o la longitud de onda en el espacio libre para $f = 37.5$ GHz (frecuencia central de la banda de operación), aumentando progresivamente su tamaño hasta alcanzar las dimensiones aproximadas de un teléfono inteligente. La antena T asimétrica se coloca en el centro del borde superior del plano de tierra de un teléfono como se puede apreciar en la Figura 86a, para calcular sus pérdidas por retorno para 3 dimensiones diferentes del plano de tierra: (96mmX48mm), (112mmX56mm) y (128mmX64mm), obteniéndose los resultados que se muestran en la Figura 87. En los tres resultados se puede observar que la antena T asimétrica tiene un ancho de banda >30 GHz (<20 GHz - >50 GHz) considerando un $|S_{11}| <-10$ dB. Además, existe una frecuencia de resonancia cerca de la frecuencia central de la banda cuando las dimensiones son: ($L_{\text{gnd}} = 112$ mm y $W_{\text{gnd}} = 56$ mm) y ($L_{\text{gnd}} = 128$ mm y $W_{\text{gnd}} = 64$ mm), mientras que para el plano de tierra más pequeño $L_{\text{gnd}} = 96$ mm y $W_{\text{gnd}} = 48$ mm ocurren múltiples resonancias. Cabe señalar que en todos los resultados obtenidos con los diferentes planos de tierra utilizados se obtuvo un ancho de banda >30 GHz (<20 GHz - >50 GHz), sin embargo, por cuestiones de espacio no se consideró incluirlos. Posteriormente se colocan dos elementos de antena y se varía la distancia entre ellos de centro a centro D_{cc} como se ilustra en la Figura 86b para analizar el nivel de aislamiento. Para ello se utilizó el plano de tierra con dimensiones $L_{\text{gnd}} \times W_{\text{gnd}} = 112 \times 56$ mm², y se obtuvieron resultados del nivel de aislamiento como se muestra en la Figura 88, considerando 3 diferentes valores de la distancia D_{cc} indicada en la Figura 86c, en función de λ_o cuando $f = 37.5$ GHz.

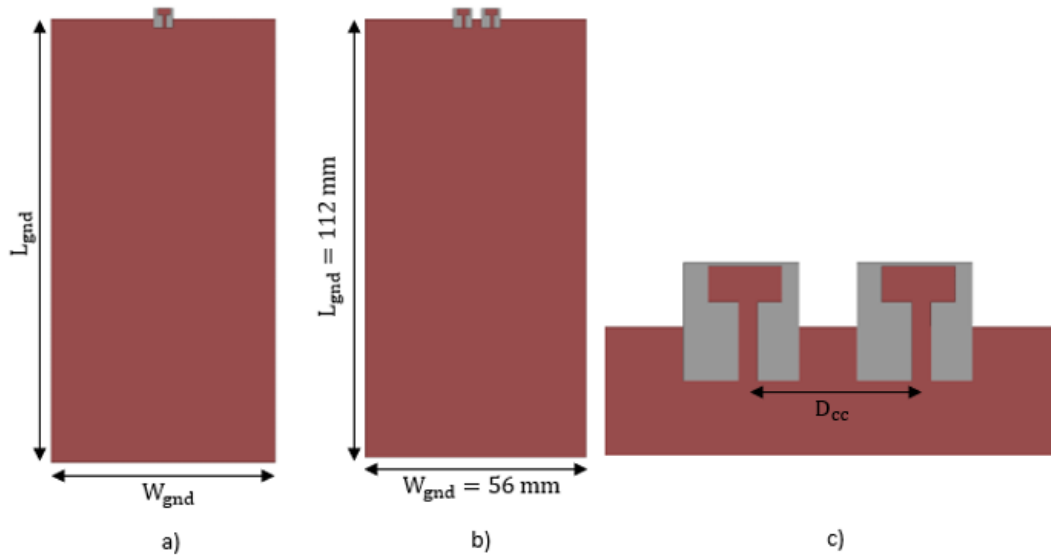


Figura 86. Posición de los elementos de antena sobre un plano de tierra a) un solo elemento, b) dos elementos de antena y c) acercamiento de dos elementos.

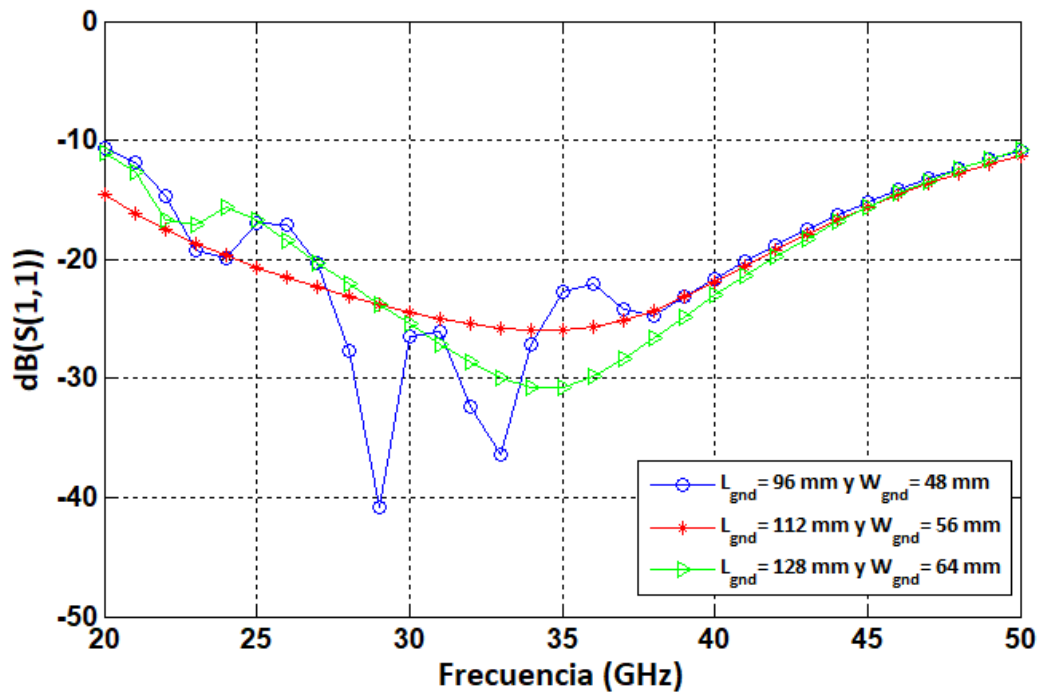


Figura 87. Pérdidas por retorno de la antena T asimétrica en tres planos de tierra con distintas dimensiones.

Los resultados del análisis del aislamiento mostrados en la Figura 88, demostraron que existe una relación inversamente proporcional entre la distancia D_{cc} y el nivel de aislamiento. Cuando $D_{cc} = 4.8$ mm el nivel de aislamiento es menor a 10 dB de 21.56 GHz – 23.78 GHz, mientras que al incrementar D_{cc} a 5.6 mm y 6.4 mm se obtiene un nivel de aislamiento mayor a 10 dB de <20 GHz - >50 GHz, teniendo el mayor nivel de aislamiento en casi todo el intervalo de frecuencias cuando $D_{cc} = 6.4$ mm.

Otro punto a tomar en cuenta, es que el ancho de banda se ve afectado por el parámetro D_{cc} , con anchos de banda de >31.12 GHz (<20 GHz – 51.12 GHz), 28.85 GHz (20.09 GHz – 48.94 GHz) y 30.69 GHz (20.76 GHz – 51.45 GHz) para $D_{cc} = 4.8$ mm, 5.6 mm y 6.4 mm respectivamente. Con base en estos resultados se puede concluir que el ancho de banda más grande se obtiene con el valor más pequeño de D_{cc} (4.8 mm), lo que resulta contradictorio si lo comparamos con la relación entre el nivel de aislamiento y la distancia D_{cc} , en donde se obtiene el nivel de aislamiento más alto con el valor más grande de D_{cc} (6.4 mm). En consecuencia, no es posible conseguir un mayor ancho de banda y un nivel de aislamiento mayor de manera simultánea.

Existen técnicas más efectivas para mejorar el nivel de aislamiento entre antenas, las cuales consisten en agregar un elemento conveniente entre los elementos de antena, como lo hacen Ta et al. (2017) colocando un stub entre elementos de antena, el cual permite aumentar el nivel de aislamiento por encima de 20 dB. Por otra parte, Hwang y Chung (2011) introducen un pad entre los elementos de antena en la parte superior del substrato y una línea en el plano de tierra ubicada en la parte inferior del substrato, logrando un nivel de aislamiento mayor a 15 dB. Gracias a estas técnicas es posible mejorar el nivel de aislamiento sin incrementar la distancia entre antenas, permitiendo colocar más elementos de antena dentro del arreglo, y en consecuencia aumentando la ganancia de este.

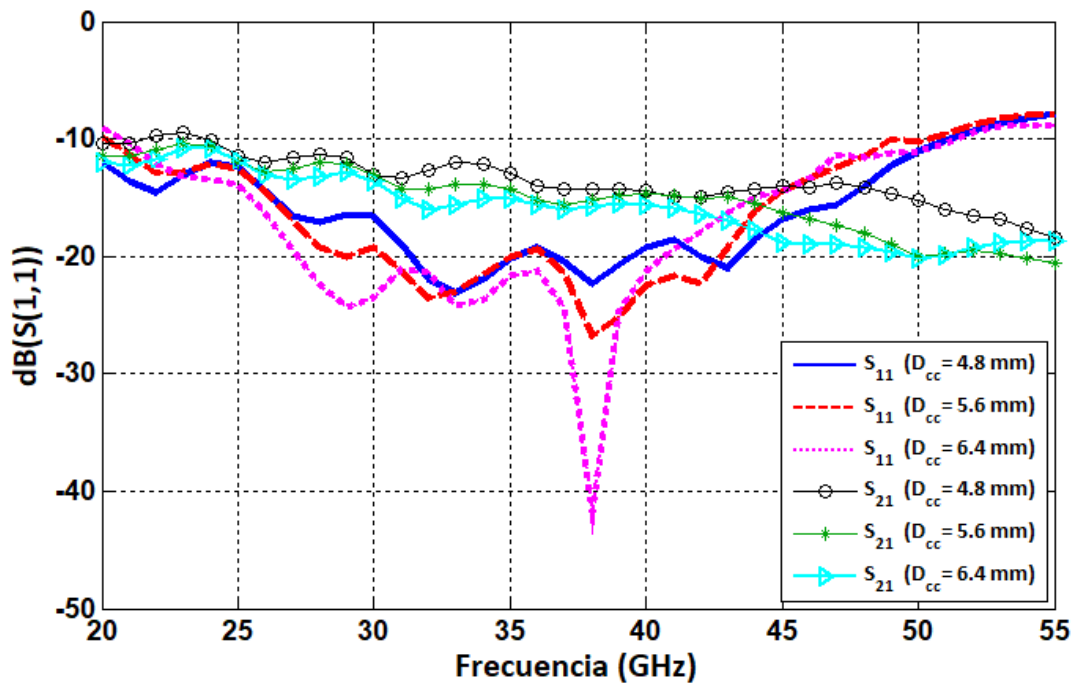


Figura 88. Nivel de pérdidas por retorno y de aislamiento entre elementos de antena para distintos valores de D_{cc} .

Capítulo 4. Construcción y caracterización de las antenas

4.1 Introducción

En este capítulo se describe el método utilizado para construir las antenas de parche cuadrado, circular y T asimétrica, así como el material y equipo empleado. Además, se presenta el proceso de caracterización para obtener los resultados experimentales de las pérdidas por retorno, la ganancia y los patrones de radiación bidimensionales (planos E y H) para cada una de las antenas construidas.

4.2 Construcción

El proceso de construcción de las antenas se basa en un proceso fotolitográfico que se puede dividir en tres partes: a) la elaboración de mascarillas, b) el grabado del circuito y c) el ensamble de la antena. El primer paso es la elaboración de las mascarillas de alta resolución, etapa en el cual es muy importante verificar que las dimensiones de las mascarillas tengan buena precisión, debido a que el comportamiento de la antena puede cambiar notablemente si las variaciones entre las dimensiones calculadas y las dimensiones reales son significativas, siendo esto especialmente crítico en frecuencias de ondas milimétricas $> 30\text{GHz}$. La segunda parte consiste en el grabado del circuito de la antena sobre un material dieléctrico metalizado. En la Tabla 14 se menciona el material y equipo utilizado en el proceso de construcción, mientras que el método empleado se resume en el diagrama de flujo de la Figura 89.

Tabla 14. Material y equipo utilizado en el proceso de construcción

Material	Equipo
Película fotosensible FilmStar-Plus	Laptop
Revelador FilmStar-Plus	Fotografadora láser FilmStar-Plus
Fijador FilmStar-Plus	Vasos de precipitado
Agua destilada	Cuarto oscuro
Pulidor de metales Brasso	Máquina centrífuga y bomba de vacío
Fotoresina Microposit S1813	Horno
Revelador Microposit 351	Lámpara de luz ultra violeta
Cloruro férrico	Microscopio de medición
Conector 3811-40003 Amphenol SV microwave	Taladro y cautín

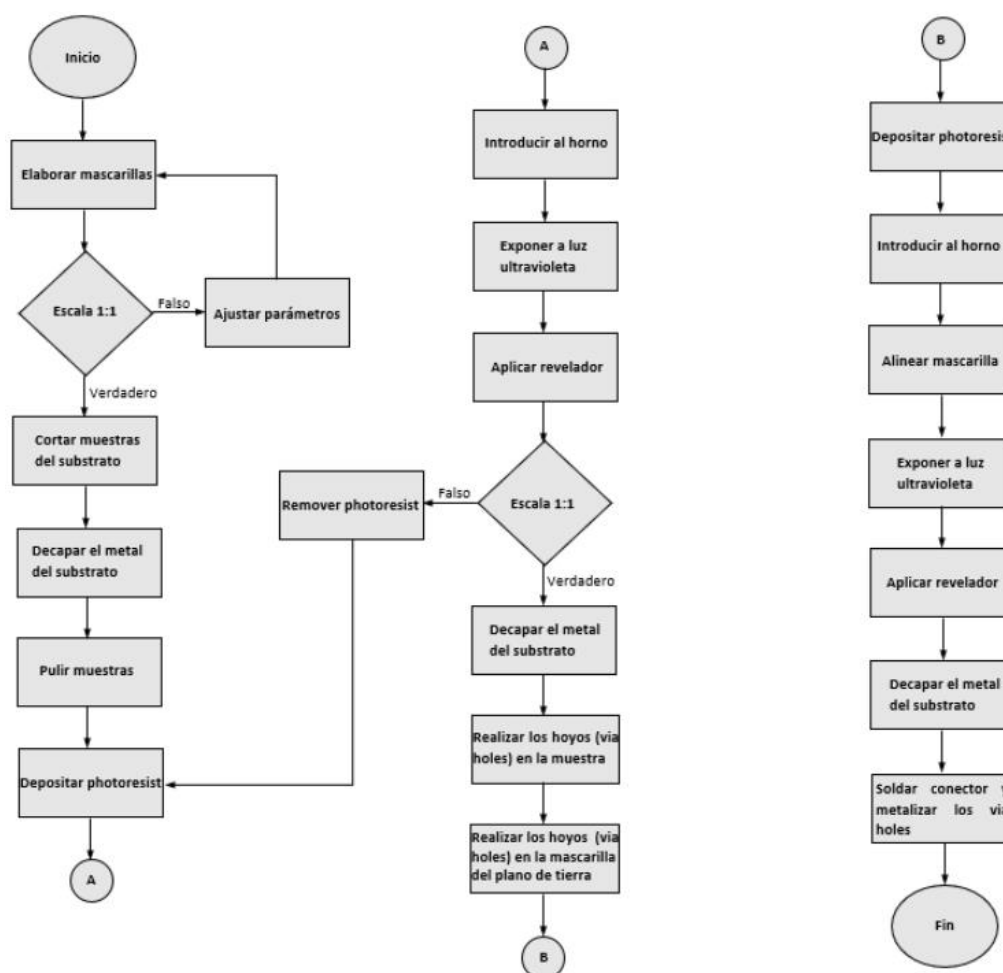


Figura 89. Algoritmo utilizado en el proceso de fabricación de las antenas.

4.2.1 Elaboración de mascarillas

El primer paso del proceso de construcción de las antenas resumido en la Figura 89, es la elaboración de mascarillas. Para obtener las mascarillas se utilizó el fotograhicador láser FilmStar-PLUS, la película fotosensible a la luz roja, el revelador, el fijador, y el software de la compañía Bungard de Alemania. El fotograhicador es capaz de trazar las estructuras diseñadas o layouts, gracias a que cuenta con un tambor capaz de girar 360° y un diodo láser que se mueve en dirección horizontal por medio de un motor a pasos. La dirección en la que gira el tambor se conoce como circunferencia del tambor (drum circumference) y la dirección en la que se desplaza el láser se le denomina eje del tambor (drum axis). Cabe señalar que para obtener mascarillas con alta resolución y dimensiones precisas se tuvieron que realizar numerosas pruebas y mediciones, esto con la finalidad de determinar los valores óptimos de las variables involucradas en el proceso, tales como el tiempo de revelado, la intensidad del láser, la resolución de salida y el lado de la emulsión. Los valores de estos parámetros dependen del material

fotosensible y de los químicos utilizados (revelador y fijador), por lo que si se utiliza material y/o químicos de otra compañía será necesario realizar nuevamente pruebas para ajustar los valores de los parámetros hasta conseguir la precisión y contraste adecuados.

El primer paso para obtener las mascarillas empleando el fotograhicador láser es exportar un archivo de tipo Bitmap o Gerber del diseño final de la antena en HFSS. Debido a que en HFSS no se pueden exportar archivos Gerber se exporta el archivo DXF y después se convierte a Gerber. En total se generan dos archivos DXF uno para la parte superior del diseño (parche, línea de alimentación y pads) y otro para la parte inferior (plano de tierra). Los archivos DXF se convierten a Gerber con ayuda en este caso del programa Diptrace, aunque cualquier otro programa que permita convertir un archivo DXF a Gerber puede ser utilizado. Una vez que se tienen los archivos Gerber se accede al programa Gerb2Bitmap.exe provisto por el fabricante Bungard ubicado en la carpeta plotter_software. Este programa se encarga de convertir los archivos con extensión Gerber a extensión FPF. El archivo FPF es el utilizado por el fotograhicador láser para la generación de las mascarillas. En la Figura 90 se puede apreciar la ventana principal del programa Gerb2Bitmap.exe. En esta ventana se encuentra un área de color gris llamada área de trazado (plotting area), y en la esquina superior izquierda de dicha área se indica la dirección del eje del tambor y la dirección de la circunferencia del tambor respectivamente. Por algunas razones de programación se requiere que los ejes X y Y se miren diferentes a los del fotograhicador donde la imagen a trazar es reflejada y girada 90°. Esto causa que la dirección de la circunferencia del tambor se muestre de izquierda a derecha, y el movimiento del láser esté sobre el eje vertical de la pantalla.

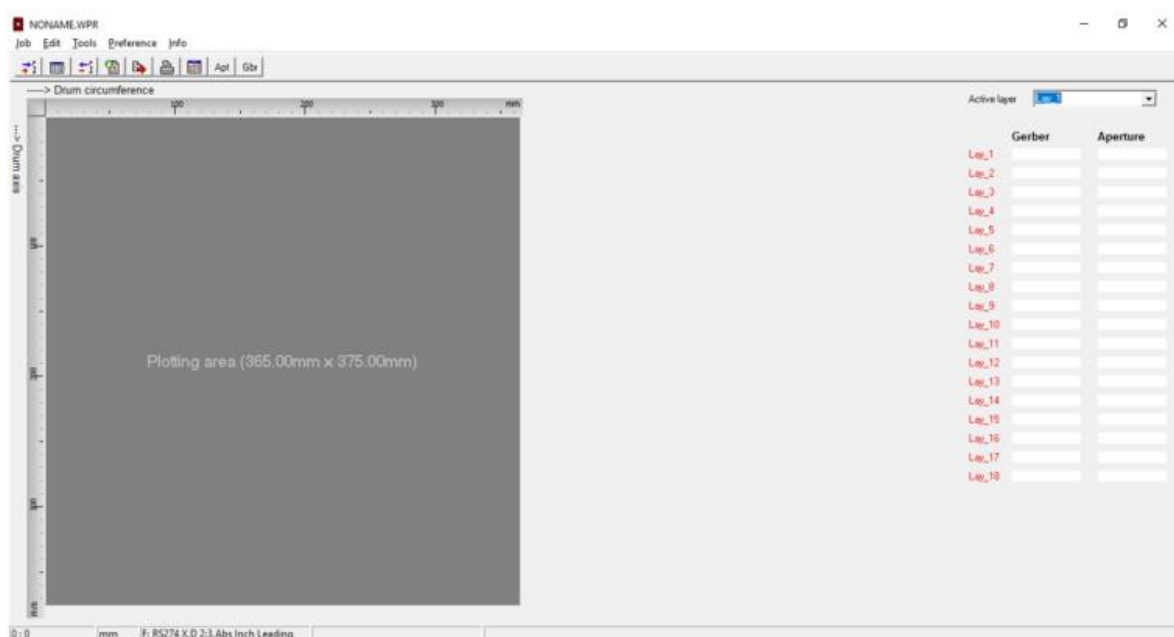


Figura 90. Ventana principal del programa Gerb2Bitmap.exe.

Antes de efectuar la conversión de Gerber a FPF es necesario realizar una breve configuración. Las tres características a configurar son: el tamaño máximo del área de trazado, la memoria utilizada y las unidades, esta última es opcional. El tamaño del área de trazado se refiere al tamaño máximo de la hoja fotosensible que el fotograhicador puede manejar, lo cual depende del tipo de fotograhicador láser. El modelo FilmStar-PLUS maneja un área de trazado máxima de 365×375 mm. Para ajustar esta opción se accede a la ventana Preference→Plotting area size y en la ventana desplegada se introduce 365 y 375 en drum circumference y drum axis respectivamente, después se presiona Ok para guardar los cambios. El siguiente paso es establecer la memoria utilizada, esto depende de la memoria RAM de la computadora del usuario. Este valor se establece de acuerdo a la Tabla 15. En este caso la computadora empleada tiene una memoria RAM mayor a 1.5 GB, por lo que la memoria utilizada se establece en 768 MB. Para establecer el valor de la memoria usada se accede a Preference→Memory settings y en la ventana desplegada se introduce 768, enseguida se presiona Ok para realizar los cambios. Finalmente se recomienda ajustar la unidad de medición a su preferencia. Para cambiar las unidades se accede a Preference→Units y se selecciona la opción mm para milímetros o inch para pulgadas. Una vez realizada la configuración se procede a cargar y acomodar los diseños en el área de trazado. Para cargar los diseños se debe acceder a Job→Import Master Gerber y seleccionar los archivos Gerber que contengan los diseños deseados. Cada diseño cargado aparece en pantalla como un recuadro que se puede mover con el apuntador o por medio de coordenadas. Para posicionar cualquier diseño utilizando coordenadas se realiza lo siguiente: dar clic derecho sobre el diseño→Move to→escribir los valores de las coordenadas X y Y→presionar Ok, donde la coordenada (0,0) está ubicada en la esquina superior izquierda del área de trazado. Para máxima velocidad de ejecución se deben disponer todos los diseños horizontalmente en pantalla (en la dirección de rotación del tambor), tal y como se muestra en el ejemplo de la Figura 91.

Tabla 15. Memoria utilizada acorde a la RAM de la computadora

RAM de la computadora (GB)	Memoria usada (MB)
Menor a 0.5	128
0.5-1	384
1-1.5	512
Mayor a 1.5	768

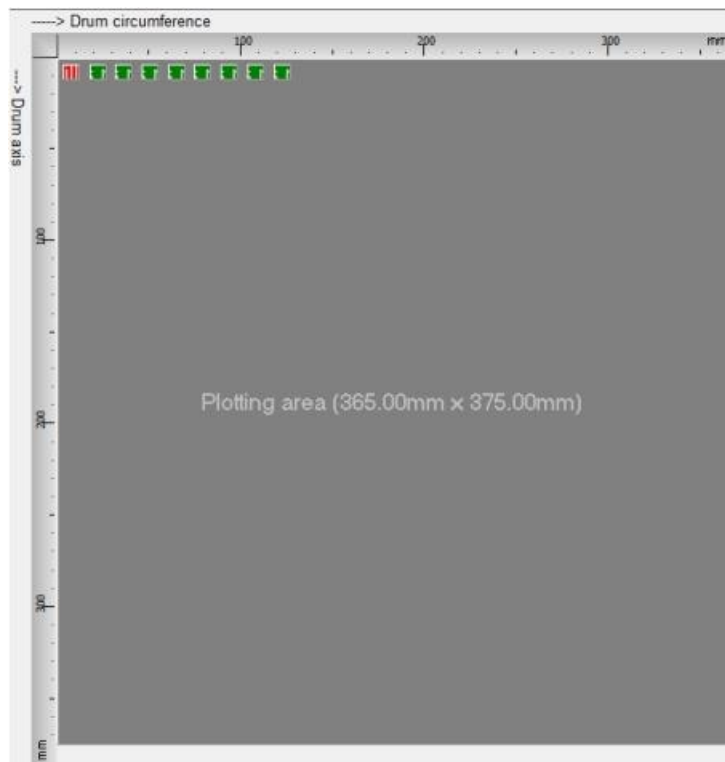


Figura 91. Diseños dispuestos en el área de trazado del programa Gerb2Bitmap.exe.

Es conveniente realizar varias mascarillas de una misma estructura de antena debido a que no están exentas de imperfecciones causadas por partículas de polvo, por lo que es recomendable tener varias opciones para elegir la mejor. Por lo tanto, se cargaron 8 diseños en el área de trazado, 4 de la parte superior y 4 de la parte inferior de la misma estructura de antena. Una vez que se han cargado y acomodado todos los diseños se genera el archivo FPF. Para generar el archivo FPF se accede al ícono Export Gerber into bitmap file, enseguida aparece una ventana en la cual se elige la resolución (dpi) deseada. Si se elige un valor alto de resolución el diseño se dibuja más fino y el tamaño del archivo se incrementa. Debido a que las computadoras actuales pueden manejar archivos de gran tamaño se recomienda elegir una resolución alta y reducirla posteriormente en el proceso de trazado. En este caso se eligió una resolución de 25400 dpi, las demás opciones no fueron modificadas, y posteriormente se presiona Ok para generar el archivo FPF. El archivo FPF creado se guarda automáticamente en la carpeta `plotter_software` con el nombre `TEST.FPF`.

Finalmente se accede al programa `Run_photo_USB2.exe` encargado de controlar el fotográfador, establecer la resolución de salida, si la imagen será positiva o negativa, reflejada y/o girada. En este programa debemos cargar una sola vez el archivo `Delta_739r-14.phs` que contiene los parámetros de máquina necesarios para obtener resultados precisos. Para cargar el archivo se debe ir a `Setup→Import (setup table)→elegir el archivo colocado en este caso por el fabricante en la carpeta plotter_software.`

Después se carga el archivo FPF generado previamente en File→Open. Una vez cargado se podrán visualizar los diseños en la ventana del programa como se observa en la Figura 92. Después en la opción Tools→Plot se ajustan los valores de intensidad del láser, resolución de salida (dpi) y velocidad. La intensidad del láser se establece en 113, la resolución de salida en 1625×25400 dpi y la velocidad en rápido. En la Figura 93 se muestra la ventana que contiene los parámetros mencionados. Existen tres opciones para enviar los datos al fotoploteador láser. Las opciones Upload to photoplotter, start on device y Upload to photoplotter, start direct transfieren los datos vía cable usb. Antes de usar cualquiera de estas dos opciones es necesario instalar los controladores del archivo CDM v2.12.00 WHQL Certified.exe. localizado en la carpeta usb_drivers. La tercera opción, la cual fue la utilizada en este trabajo, consiste en cargar los datos desde una memoria usb (no se necesita conexión alguna con el fotoploteador). La memoria usb debe estar formateada en FAT16/FAT32 y el archivo FPF debe ser convertido a formato FP2. Para generar el archivo FP2 se selecciona Generate USB key file→Press here to specify file name→seleccionar la unidad de memoria usb donde se desee guardar el archivo FP2→darle nombre al archivo→dar clic en guardar→presionar ok.

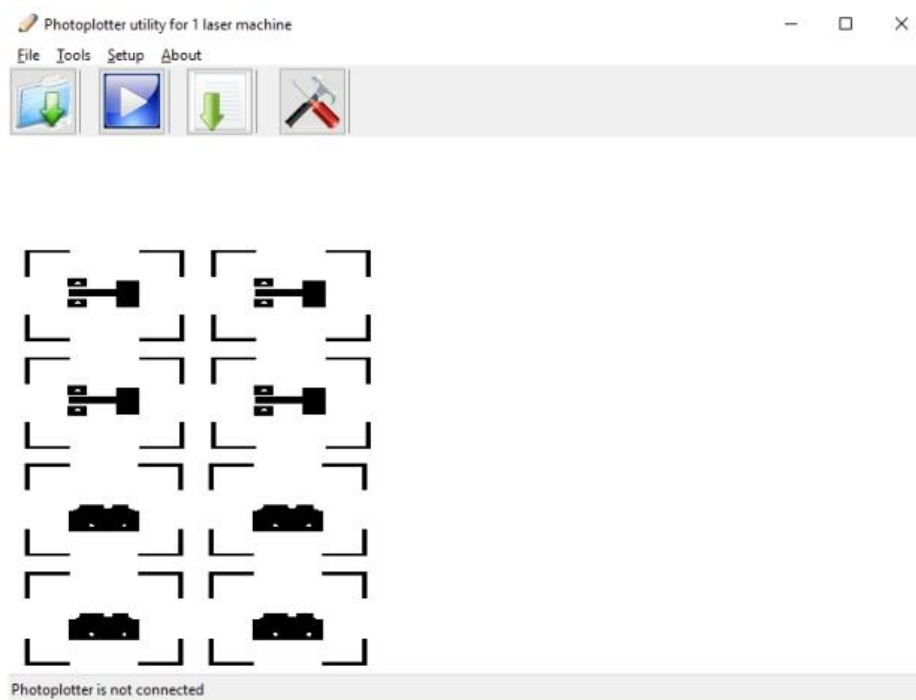


Figura 92. Ventana principal del programa Run_photo_USB2.exe.

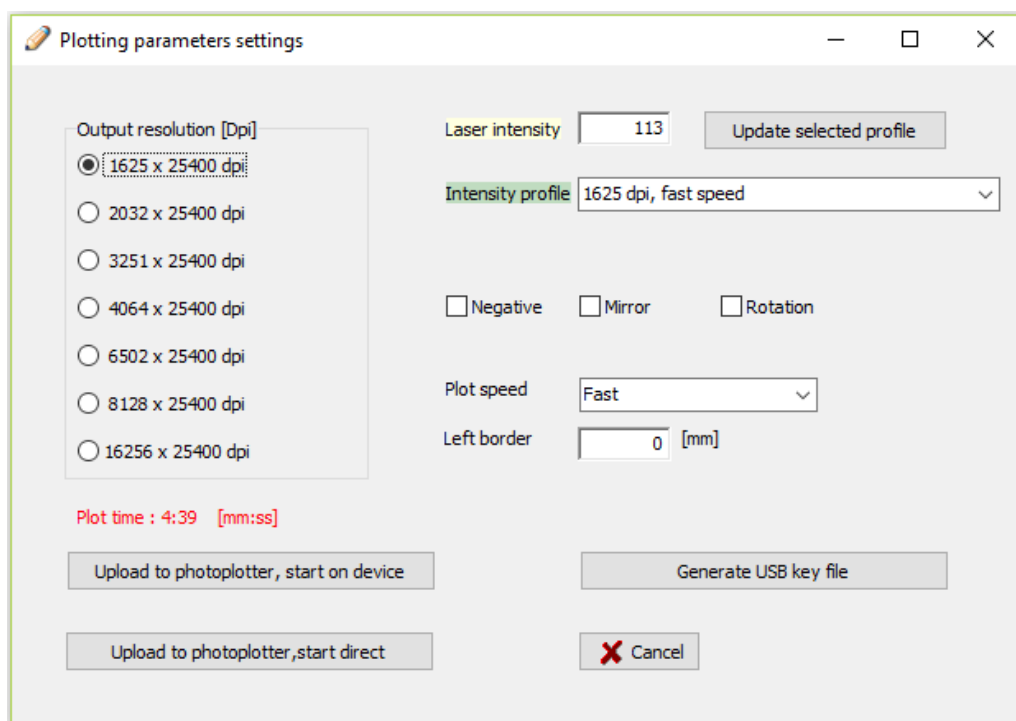


Figura 93. Ventana desplegada en la configuración de parámetros.

Una vez que se tiene el archivo FP2 se procede a cargar los datos en el fotografiador, no sin antes preparar el revelador y fijador. Cabe mencionar que el proceso de trazado, revelado y fijado se realiza en un cuarto oscuro con luz verde, debido a que cualquier otro tipo de fuente luminosa velaría la película fotosensible. Incluso el fotografiador láser debe permanecer apagado antes de colocar la película sobre el tambor rotatorio debido a la luz que emite la pantalla táctil. Antes de trabajar en condiciones de cuarto oscuro se prepara el revelador y fijador y se limpia el área de trabajo. De acuerdo con el fabricante la proporción para preparar (escrita en los bidones) el revelador y fijador es una parte de concentrado en dos partes de agua. Para diluir el revelador y fijador es necesario usar agua destilada, esto se debe al alto contenido de minerales que tiene el agua del grifo. En total se utilizan 4 vasos de precipitado, dos de ellos contienen revelador y fijador, y los otros dos contienen agua del grifo, utilizada para enjuagar la película después de aplicar el revelador y el fijador.

Debido a que el tamaño de la película requerida para generar las mascarillas de cada antena es pequeña (aprox. 5 cm de ancho por 8 cm de largo), se mezclan 70 ml de revelador con 140 ml de agua destilada (esta cantidad es la misma para el fijador), lo que da una solución de 210 ml. Esta cantidad es suficiente para sumergir completamente la película fotosensible en cada solución, mientras que los vasos de precipitado que tienen sólo agua se llenaron con aproximadamente 1000 ml. Cabe señalar que antes de preparar las soluciones todos los vasos de precipitado se lavaron y limpiaron cuidadosamente. En la

Figura 94 se muestran los vasos de precipitado utilizados y la sustancia que contiene cada uno de ellos. La disposición de los vasos comenzando de izquierda a derecha denota el orden en el que se lleva a cabo el proceso de revelado, fijado y enjuague.

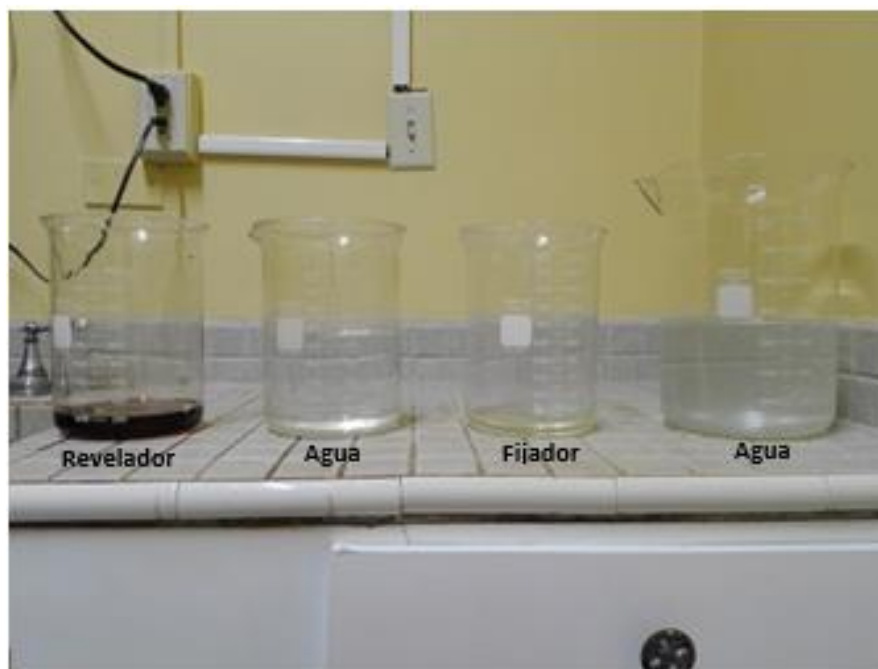


Figura 94. Material empleado en el proceso de revelado y fijado.

A continuación, se limpia con un trapo ligeramente húmedo el tambor del fotográficoador y la mesa sobre la cual está colocado para remover las partículas de polvo. En la Figura 95 se muestra el fotográficoador láser de la compañía Bungard. Después de limpiar el área de trabajo se enciende la luz verde y se apaga la luz del cuarto. Es importante cerciorarse que no hay luz entrando al cuarto desde el exterior antes de sacar la película fotosensible. Se corta un pedazo de la película de aproximadamente 5 cm de ancho por 8 cm de largo y se rota el tambor manualmente de manera que la flecha sobre el tambor quede frente a la flecha dibujada sobre la cubierta del equipo. Para montar la película sobre el tambor se coloca cinta adhesiva, la cual debe quedar aproximadamente 5 mm encima de la flecha. El lado de la emulsión se coloca viendo directamente al láser, siendo posible distinguir el lado de la emulsión gracias a que bajo la luz verde se mira normalmente gris y el lado contrario es más oscuro. Después de montar la película se cierra la tapa, se guarda el material fotosensible en su caja y se enciende el equipo. En la pantalla aparecen dos opciones, lightbar y USB key, se introduce la memoria usb en la ranura correspondiente y se selecciona la opción USB key. A continuación aparece la lista de archivos FP2 guardados en la unidad usb, se selecciona el archivo deseado y por último se presiona start and download. Al terminar la descarga del archivo el tambor comienza a girar lentamente y cuando alcanza su velocidad de operación

se inicia el proceso de trazado. Es posible detener este proceso en cualquier momento presionando varios segundos STOP en la pantalla. Si el proceso es completado o interrumpido, el tambor deja de rotar y la cabeza del láser regresa a su posición inicial. Antes de iniciar un nuevo proceso de trazado debe esperar hasta que la cabeza del láser haya alcanzado completamente su posición cero en el lado izquierdo del tambor. Terminado el proceso se apaga la pantalla táctil presionando el botón backlight ubicado encima de esta, y se levanta la tapa para retirar la película.

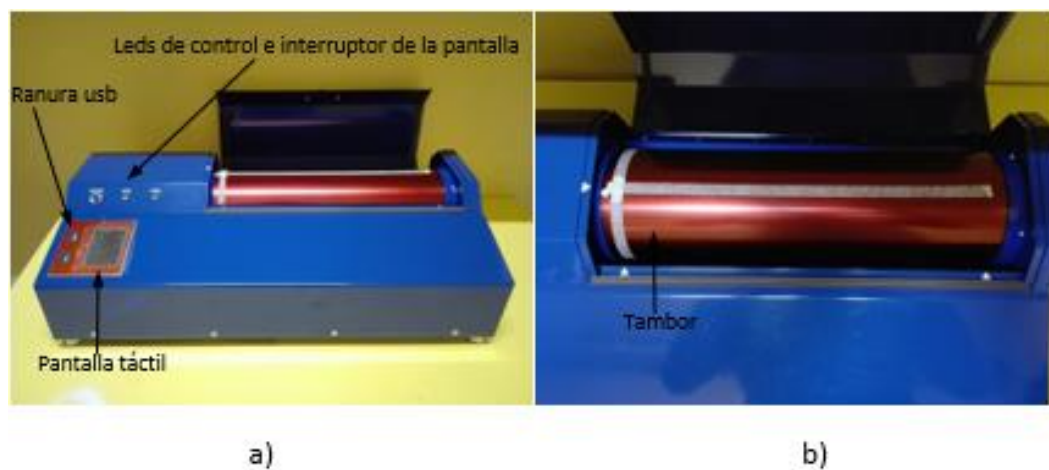


Figura 95. Fotograficador láser FilmStar-PLUS a) vista frontal y b) acercamiento al tambor.

Finalmente se realiza el proceso de revelado y fijado. Se sujeta el extremo superior de la película con ayuda de unas pinzas y se sumerge completamente en el revelador durante 55 segundos. El tiempo de revelado es un parámetro crítico en las dimensiones de la mascarilla, ya que si se deja más tiempo del establecido las dimensiones se incrementan rápidamente, por lo que cumplidos los 55 segundos se debe enjuagar inmediatamente la película en el vaso de precipitado contiguo al revelador para quitar los efectos de este. Después de enjuagar la película y dejarla escurrir algunos segundos se mete en el fijador durante aproximadamente 60 segundos para quitar la emulsión que no fue expuesta al haz del láser. Después de aplicar el fijador, se enjuaga nuevamente durante varios segundos en el segundo vaso de precipitado que contiene agua, y por último se deja secar la mascarilla el tiempo que sea necesario.

Todo el proceso descrito anteriormente para la creación de las mascarillas se repite para cada uno de los elementos de antena. Las dimensiones de la mascarilla se verifican mediante un microscopio y en caso de no tener las dimensiones deseadas, se repite el proceso nuevamente. En la Figura 96 se muestran las mascarillas finales obtenidas del parche cuadrado, circular y T asimétrico.

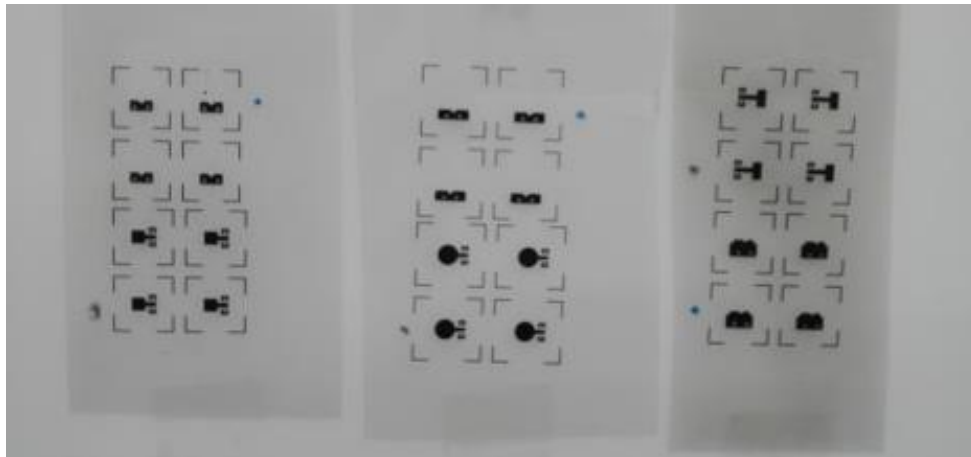


Figura 96. Mascarillas de las antenas 5G de parche cuadrado, circular y T asimétrico.

4.2.2 Grabado del circuito

Habiendo generado las mascarillas y verificado sus dimensiones, se procede a realizar el grabado por ambos lados del sustrato metalizado con cobre RT/Duroid 5880. En primer lugar, se prepara la muestra cortando el material en cuadros de 2 cm × 2 cm, se pule con Brasso y se limpia con acetona, alcohol y agua para eliminar las impurezas que este tenga. Debido a que el espesor del metal es de 0.5 Oz (0.01778 mm) resultando demasiado grueso, se somete a cloruro férrico por un tiempo de 3 minutos y 15 para obtener un espesor cercano a 8 micras (0.008 mm). Cabe señalar que con base en la gráfica mostrada en la Figura 97 se eligió el tiempo de decaído.

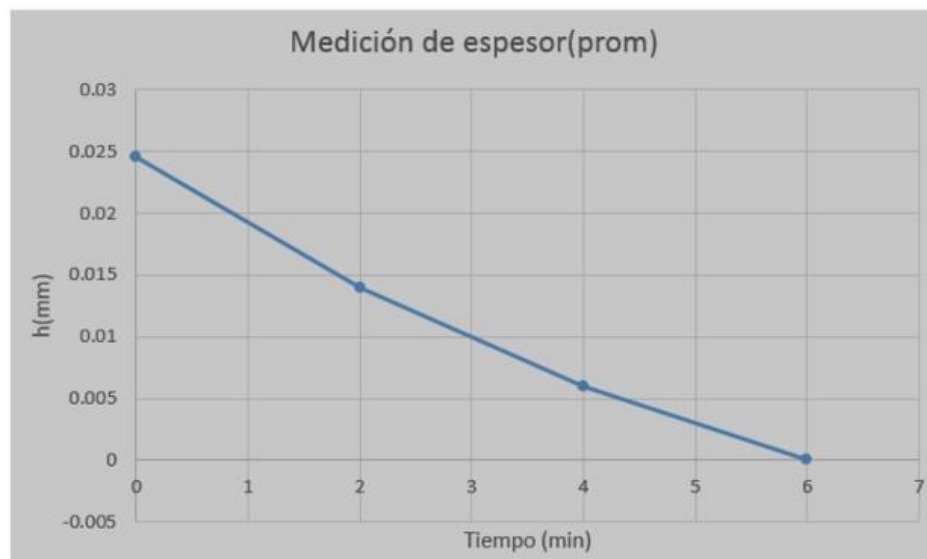


Figura 97. Tiempo de decaído del sustrato RT/Duroid 5880.

Después de decapar las muestras se limpian nuevamente. En la Figura 98 se pueden apreciar las muestras del substrato con el espesor reducido, pulidas y limpias. Enseguida se hace el depósito de fotoresina Microposit S1813 de la compañía Shipley con ayuda de la máquina centrífuga SSEC (Solid State Equipment Corp.) modelo 140 mostrada en la Figura 99, la cual permite esparcir de manera uniforme la fotoresina sobre la superficie de la muestra. La muestra se coloca dentro de la máquina centrífuga, se enciende la bomba de vacío para sujetarla y con un gotero se aplica la fotoresina sobre esta. Enseguida se enciende la máquina centrífuga y se mantiene girando durante 40 segundos a 3400 rpm. El procedimiento descrito se repite para cada muestra.

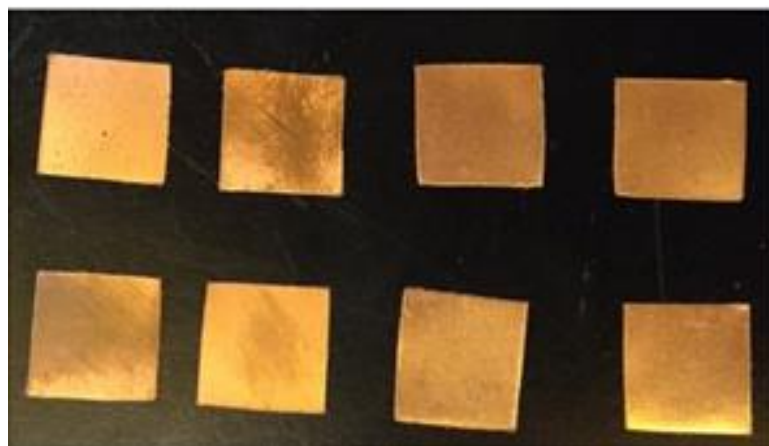


Figura 98. Muestras del substrato RT/Duroid 5880 decapadas, pulidas y limpias.



Figura 99. a) Máquina centrífuga SSEC y b) depósito de fotoresina a una de las muestras.

A continuación, se introducen las muestras en el horno por un tiempo de 10 minutos a 100° C. Transcurrido el tiempo se sacan las muestras del horno y se dejan enfriar a la temperatura ambiente. Enseguida se coloca una de las muestras en la mesa de exposición a la luz ultravioleta, se coloca la

mascarilla de la antena y se alinea, para posteriormente aplanarla con un vidrio como se muestra en la Figura 100. Posteriormente se expone a la fuente de luz ultravioleta durante 1 minuto.

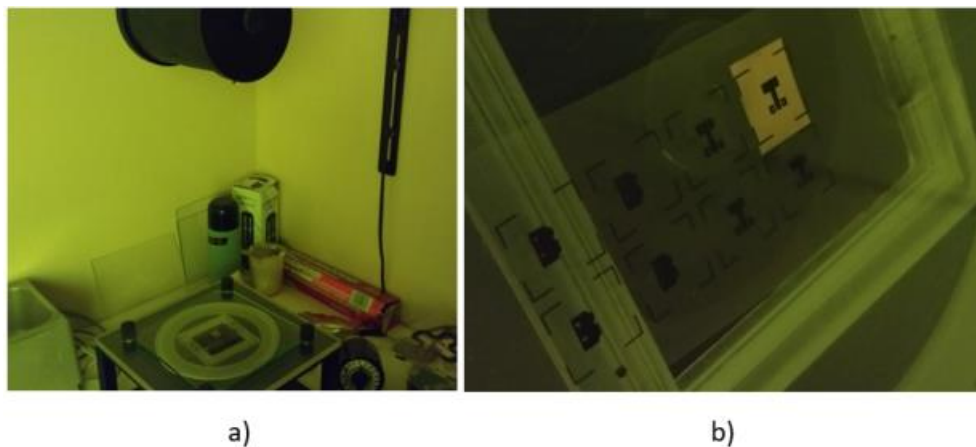


Figura 100. a) Exposición a la fuente de luz ultravioleta y b) acercamiento.

Para efectuar el revelado de la fotoresina, se utiliza el revelador (Microposit developer) 351 de la compañía Shipley mezclado con agua destilada, en proporción de 34% de revelador (17 ml) con 66% de agua destilada (33 ml) para hacer un total de 50 ml. La muestra se introduce en el revelador durante un tiempo aproximado de 60 segundos para tener la antena grabada sobre el metal del substrato RT/Duroid 5880. En la Figura 101 se muestra la antena grabada colocada en el microscopio, donde se pueden verificar las dimensiones y la calidad del grabado. Si las mediciones son satisfactorias y no tiene imperfecciones, se protege el lado del plano de tierra con fotoresina o con esmalte para uñas y se introduce en el cloruro férrico para decapar el cobre no deseado por un tiempo aproximado entre 2 y 3 minutos.

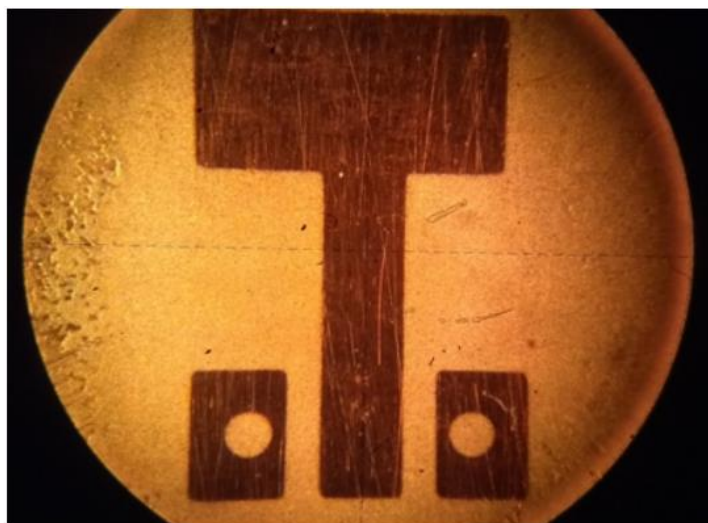


Figura 101. Vista en el microscopio de la antena grabada.

Antes de realizar el grabado del plano de tierra, se perforan los hoyos metalizados del substrato y se hace lo mismo en la mascarilla del plano de tierra para que estos sirvan como guía para alinear el plano de tierra con la estructura radiante de la antena. Para grabar el plano de tierra se realiza el mismo procedimiento descrito anteriormente. En la Figura 102 se aprecian las antenas construidas por ambos lados del substrato.

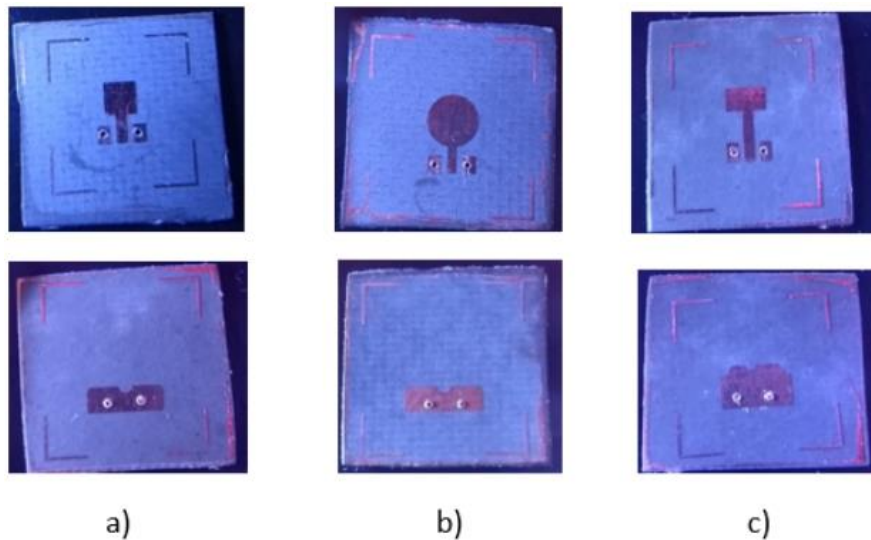


Figura 102. Antenas de parche construidas por ambos lados y con perforaciones; a) cuadrado, b) circular y c) T asimétrica.

Con el fin de proteger al cobre de la oxidación se deposita una capa de níquel, y se recortan las antenas al tamaño final deseado, obtenido durante la etapa de diseño y análisis electromagnético de las antenas. Además, con el propósito de poder medir las antenas con el equipo de medición, se continua con el proceso de ensamble y se le solda a cada una de las antenas un conector tipo SMPS plug edge mount modelo 3811-40003 de la compañía AMPHENOL SV MICROWAVE. Las características eléctricas de este tipo de conector son: impedancia: 50Ω , rango de frecuencias: DC a 65 GHz, VSWR: 1.25 hasta 26.5GHz y 1.35 hasta 50 GHz, pérdidas por inserción 0.53 dB a 20 GHz y 0.84 dB a 50 GHz. En la Figura 103 se muestra este tipo de conector y sus dimensiones físicas, y en la Figura 104 se pueden apreciar las antenas con el conector adherido al puerto de las mismas.

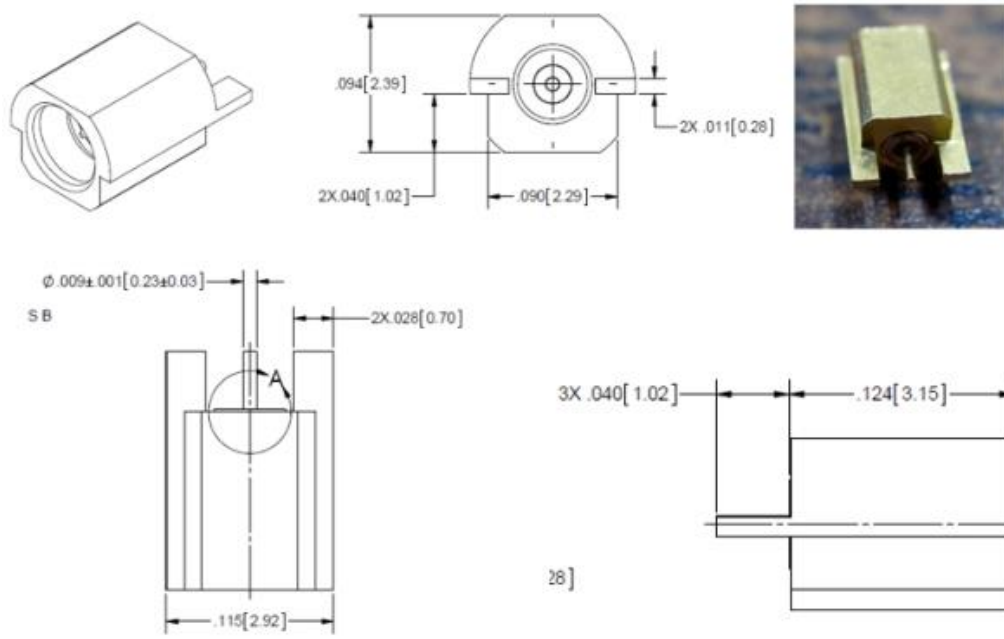


Figura 103. Conector SMPS 3811-40003 AMPHENOL SV MICROWAVE y sus dimensiones (en pulgadas y (milímetros)).

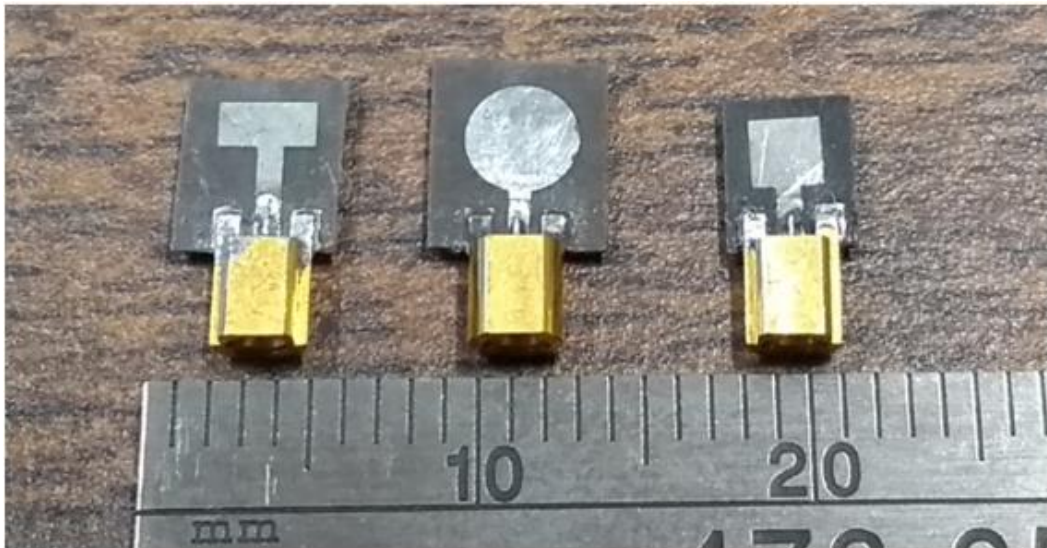


Figura 104. Antenas de parche construidas con el conector SMPS modelo 3811-40003 adherido.

4.3 Caracterización

En esta sección se describen las metodologías empleadas para la caracterización de las antenas construidas, y obtener el comportamiento de las pérdidas por retorno, la ganancia y los patrones de

radiación principalmente. Los resultados experimentales correspondientes cada una de las antenas se muestran y comparan con los resultados teóricos al final de cada método de caracterización.

4.3.1 Pérdidas por retorno

Para medir las pérdidas por retorno en el analizador de redes vectorial se utiliza un adaptador SMPS JACK a 2.4mm PLUG modelo SF1116-6025 de la compañía Amphenol SV Microwave que opera hasta 50 GHz y se muestra en la Figura 105. Las características eléctricas de este tipo de conector son: Impedancia: 50Ω , rango de frecuencias: DC a 50 GHz, VSWR: 1.2 hasta 26.5GHz y 1.3 hasta 50 GHz, pérdidas por inserción: 0.13 dB a 20 GHz y 0.21 dB a 50 GHz.

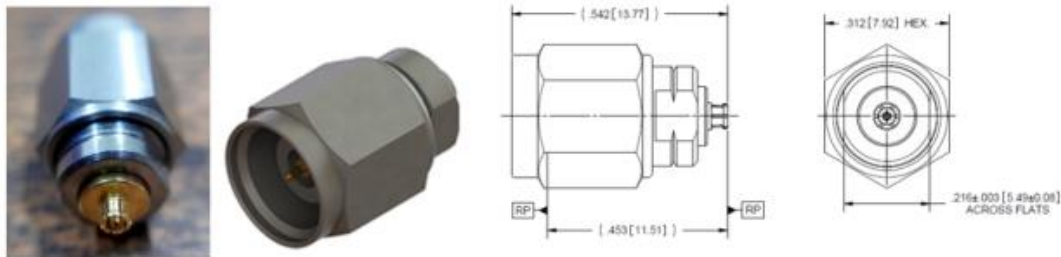


Figura 105. Adaptador SMPS a 2.4 mm y sus dimensiones físicas (todas las dimensiones están en pulgadas (milímetros)).

El analizador de redes vectorial utilizado es el N5245A PNA-X de Keysight, que cuenta con 4 puertos y es capaz de medir de 0.01 GHz hasta 50 GHz. Antes de hacer las mediciones se calibran dos de los puertos, que en este caso se calibraron el 1 y el 4 utilizando la técnica SOLT (Short, Open, Load y Thru). Además, para mejorar la precisión de los datos se establece un promediado “averaging” de 128 puntos en la calibración y en las mediciones, con la desventaja de que el proceso de medición se vuelve más lento. Cabe señalar que al momento de hacer la calibración es conveniente que los cables estén en la misma posición necesitada para ser conectados al dispositivo bajo prueba. En la Figura 106 se puede apreciar el analizador de redes vectorial ya calibrado y utilizado para la medición de los parámetros S de la antena T asimétrica.

Después de conectar cada una de las antenas 5G, se miden sus parámetros S y se obtienen en formato logarítmico las pérdidas por retorno S_{11} en dB de cada una de ellas.



Figura 106. Antena T asimétrica conectada al analizador de redes vectorial N5245A PNA-X de Keysight para la medición del parámetro S_{11} (se utilizó esta misma configuración para medir las antenas de parche circular y parche cuadrado).

Los resultados experimentales de la antena T asimétrica muestran que esta opera de 21.13 GHz - >50 GHz con un ancho de banda >81.17% (>28.87 GHz) para pérdidas por retorno <-10 dB, la cual es similar a los resultados teóricos, en donde se obtuvo una banda de frecuencia de 19.84 GHz - >50 GHz con un ancho de banda de 86.36% (>30.16 GHz). Para un nivel de pérdidas por retorno ≤ -6 dB medidas y simuladas se obtuvieron las bandas de 19.51 GHz - >50 GHz y de 18.04 GHz - >50 GHz con un ancho de banda >87.72% (>30.49 GHz) y >92.96% (>31.96 GHz) respectivamente. Los resultados teóricos obtenidos de la simulación electromagnética y los experimentales medidos de las pérdidas por retorno se ilustran en la Figura 107.

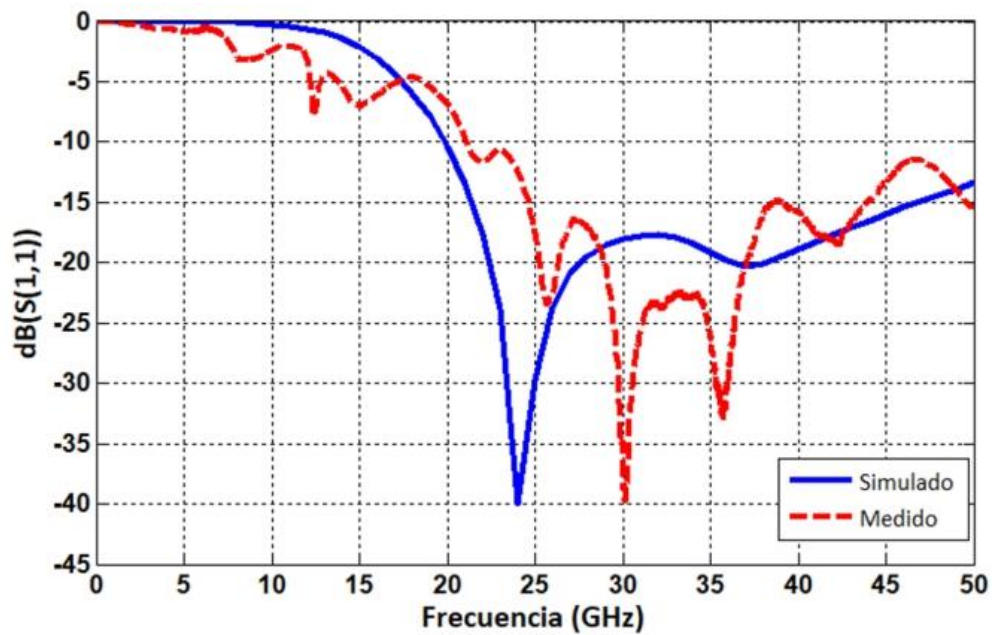


Figura 107. Pérdidas por retorno simuladas y medidas de la antena T asimétrica.

La Figura 108 muestra las pérdidas por retorno experimentales y teóricas de la antena de parche circular 5G. Se puede apreciar en los resultados medidos que existen varias bandas de frecuencia para pérdidas por retorno <-10 dB y <-6 dB. Para pérdidas por retorno <-10 dB se tienen dos bandas de frecuencia, una de ellas se encuentra de 12.26 GHz – 12.57 GHz con un ancho de banda de 2.49 % o 0.31 GHz, y la otra se ubica de 20.6 GHz – 43.56 GHz con un ancho de banda de 71.57 % o 22.96 GHz. Además, se puede observar que existen 4 bandas de frecuencia para pérdidas por retorno <-6 dB, siendo la más grande de 18.82 GHz – 48.63 GHz con un ancho de banda de 88.39 % o 29.81 GHz. Por otro lado, los resultados del análisis electromagnético muestran sólo una banda de frecuencia para pérdidas por retorno <-10 dB y <-6 dB. Para pérdidas por retorno <-10 dB la banda de frecuencia comprende el intervalo de 18.22 GHz - >90 GHz con un ancho de banda >132 % o >71.78 GHz, y para pérdidas por retorno <-6 dB la banda de frecuencia se ubica de 16.15 GHz - >90 GHz con un ancho de banda >139 % o >73.85 GHz.

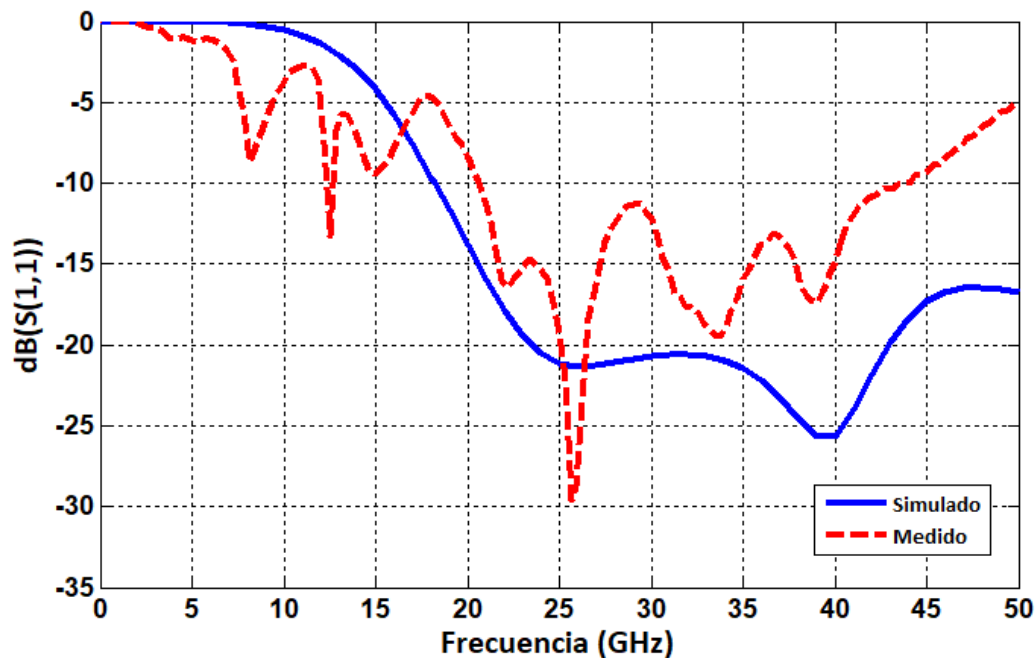


Figura 108. Pérdidas por retorno simuladas y medidas de la antena de parche circular.

En la Figura 109 se muestran las pérdidas por retorno simuladas y medidas correspondientes a la antena de parche cuadrado. En las pérdidas por retorno medidas de la antena de parche cuadrado se pueden observar múltiples resonancias dentro de las frecuencias de interés y en frecuencias más bajas, generando distintas bandas de frecuencia, donde las más importantes se mencionan enseguida. La antena de parche cuadrado tiene tres bandas dentro de las frecuencias de interés considerando pérdidas por retorno <-10 dB las cuales se ubican en: 22.91 GHz - 29.66 GHz, 33.47 GHz - 34.82 GHz y 37.16 GHz - 40.44 GHz, con un ancho de banda de 25.68% (6.75 GHz), 3.86% (1.32 GHz) y 8.45% (3.28 GHz)

respectivamente, mientras que en los resultados simulados existe una única banda de frecuencia de 23.14 GHz - >50 GHz con un ancho de banda >73.44% (>26.86 GHz). Además, cuando se considera un nivel de pérdidas por retorno <-6 dB, se observan 4 bandas donde la más grande se encuentra en el intervalo de 21.88 GHz - 47.97 GHz con un ancho de banda de 74.7% (26.09 GHz), mientras que en los resultados simulados la banda de frecuencia se encuentra de 21.01 GHz - >50 GHz con un ancho de banda >81.65% (>28.99 GHz).

Las diferencias entre las pérdidas por retorno medidas y simuladas se atribuyen principalmente a la posición del plano de tierra. Debido a que la posición del plano de tierra no es perfecta, el corte semicircular C_c no se encuentra centrado perfectamente por debajo de la línea de alimentación, deteriorando notablemente el nivel de pérdidas por retorno. Además, existen otros factores que afectan en menor medida el nivel de las pérdidas por retorno, como las inevitables diferencias entre las dimensiones de la antena diseñada y la construida y el no haber considerado el efecto del conector SMPS 3811-40003 durante el análisis electromagnético.

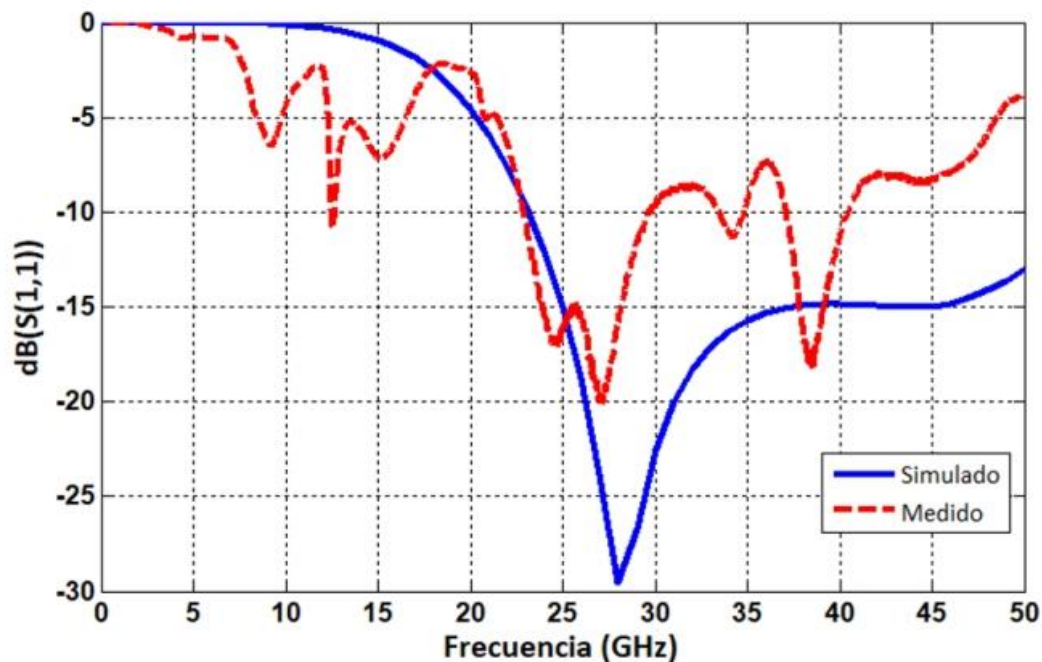


Figura 109. Pérdidas por retorno simuladas y medidas de la antena 5G de parche cuadrado.

4.3.2 Ganancia

La caracterización de la ganancia experimental se realiza utilizando el método de tres antenas descrito por Medina et al. (2008). Este método se emplea para medir la ganancia de tres antenas efectuando sólo 3 mediciones, como se indica en la Figura 110. La primera medición se realiza entre la antena 1 y 2

(*Med12*), la segunda entre la antena 1 y la 3 (*Med13*) y la tercera medición se realiza entre la antena 2 y la 3 (*Med23*). Al tener tres mediciones (*Med12*, *Med13* y *Med23*) y tres incógnitas (*Gant₁*, *Gant₂* y *Gant₃*) se plantea un sistema de tres ecuaciones simultáneas expresado en forma matricial en 23.

$$\begin{bmatrix} Gant_1 \\ Gant_2 \\ Gant_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & -0.5 \\ 0.5 & -0.5 & 0.5 \\ -0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Med12 \\ Med13 \\ Med23 \end{bmatrix} \quad (23)$$

Resolviendo el producto de matrices se obtiene la solución para cada incógnita (*Gant_i*) dada en las ecuaciones 24, 25 y 26:

$$Gant_1 = \frac{Med12 + Med13 - Med23}{2} \quad (24)$$

$$Gant_2 = \frac{Med12 - Med13 + Med23}{2} \quad (25)$$

$$Gant_3 = \frac{-Med12 + Med13 + Med23}{2} \quad (26)$$

donde $Med_{ij} = 20 \log(S_{21}) - P_p$ para $i = 1, 2$ y $j = 2, 3$ son las pérdidas por propagación, las cuales se calculan con la ecuación 27.

$$P_p = 20 \log \left[\frac{\lambda}{4\pi Dist} \right] [dB] \quad (27)$$

donde *Dist* es la distancia entre las dos antenas la cual debe ser mayor a la distancia requerida para operar en el campo lejano F_f . La ecuación para calcular la distancia del campo lejano está dada por 28:

$$F_f = \frac{2(D_{max})^2}{\lambda} \quad (28)$$

Donde D_{max} es la dimensión mayor de la antena.

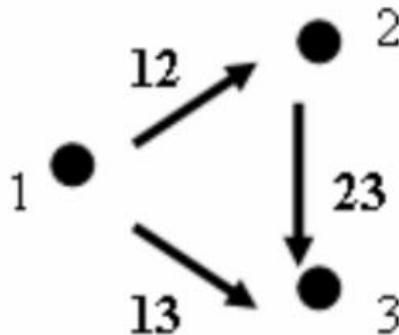


Figura 110. Mediciones entre antenas correspondientes al método de tres antenas.

Con el método de tres antenas se tiene la ventaja de que permite determinar la ganancia correspondiente a cada una de las antenas y simultáneamente su impedancia de entrada, sobre un gran ancho de banda cuando se utiliza un analizador de redes vectorial. En caso de realizar las mediciones dentro de una cámara anecoica con un generador de señales y un analizador de espectro, es posible calcular el parámetro S_{21} en términos de la potencia transmitida P_t y la potencia recibida P_r utilizando la ecuación 29.

$$S_{21} = \sqrt{\frac{P_r}{P_t}} \quad (29)$$

Las cámaras anecoicas son recintos cerrados y blindados recubiertos, en sus paredes, con paneles de materiales absorbentes, de manera que las reflexiones dentro de la cámara sean muy pequeñas simulando el espacio abierto. Las ventajas de las mediciones dentro de una cámara anecoica son muchas: el ambiente de la medición se puede controlar al ser un recinto cerrado (temperatura, humedad, limpieza), no hay dependencia de las condiciones exteriores (interferencias o inclemencias meteorológicas), etc. Por otra parte, el tamaño de las antenas que se pueden medir directamente es reducido, ya que las dimensiones de las cámaras no pueden ser muy grandes por problemas de espacio y costo (Cardama et al., 2002). Cabe mencionar que en la cámara anecoica de CICESE se pueden realizar mediciones hasta 40 GHz, por lo que la ganancia y patrones de radiación de las 3 antenas 5G construidas se miden hasta esa frecuencia.

La cámara anecoica del CICESE está compuesta por una antena patrón encargada de transmitir a la antena bajo prueba, la cual se coloca sobre una base capaz de girar 360° automáticamente mediante comandos ejecutados desde el exterior. Sin embargo, para medir en el intervalo de frecuencias de 20 GHz a 40 GHz no se cuenta con una antena patrón y entonces se utilizan y miden las tres antenas desarrolladas en este trabajo: T asimétrica, parche circular y cuadrado.

Las antenas transmisoras se conectan a un generador de señales Rohde & Schwarz SMB100A (100KHz a 40 GHz) que sirve de transmisor, y las antenas bajo prueba al analizador de espectro Rohde & Schwarz FSP (9KHz a 40 GHz) que se utiliza para medir los niveles recibidos por las antenas. La antena bajo prueba por lo general se coloca en la mesa rotatoria, que se encuentra alejada de la antena transmisora aproximadamente 2 metros y los cables que se utilizan para conectar las antenas con el equipo de medición tienen una longitud de aproximadamente 6 metros, lo que introduce pérdidas muy elevadas

($P_p = -70.5\text{dB}$ a 40 GHz y pérdidas de los cables = 27dB a 40 GHz) que hacen que los niveles recibidos sean muy pequeños, cercanos al nivel de ruido del analizador de espectros (aprox. -100dB).

Con el fin de reducir las pérdidas de los cables coaxiales, se conectaron dos cables flexibles que operan hasta 40 GHz, ambos con una longitud de 1.2192 metros (48 pulgadas), al generador de señales SMB100A y al analizador de espectro FSP colocados dentro de la cámara anecoica. Para minimizar las reflexiones producidas por los equipos dentro de la cámara, se colocaron paneles absorbentes sobre el generador de señales y el analizador de espectro. Al reducir la longitud, las pérdidas de los cables se reducen hasta 14dB a 40 GHz. De manera adicional, la distancia entre las antenas se redujo a 20 cms, disminuyendo las pérdidas por propagación $P_p = -50.5\text{dB}$ a 40 GHz. Las antenas bajo prueba se colocaron sobre una base rotatoria que puede girarse manualmente y que permite acercar a las antenas lo suficiente para operar en el campo lejano calculado con la ecuación (27) y que resulta: $F_f \approx 0.33\text{ cm}$ (a 20 GHz) y $F_f = 0.66\text{ cm}$ (a 40 GHz) considerando un tamaño de antena de 5 mm. En la Figura 111 se muestran las antenas sobre las bases de prueba alejadas 20 cms y los paneles absorbentes que cubren a los equipos generador de señales y al analizador de espectro.

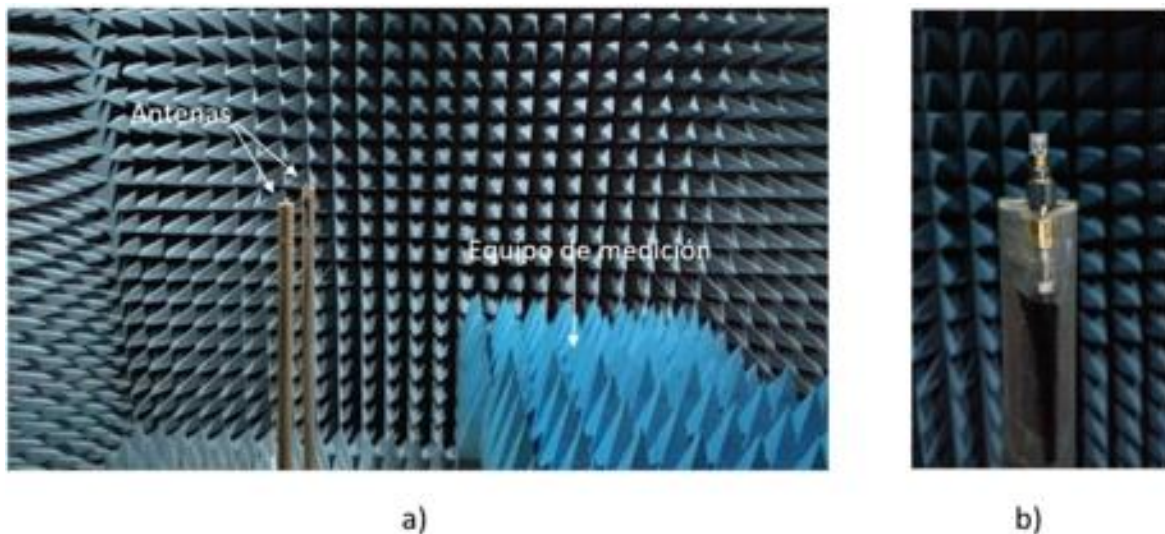


Figura 111. Fotografías de a) las antenas y equipo de medición dentro de la cámara anecoica de CICESE y b) acercamiento de la antena T asimétrica.

Una vez que se ha colocado y calibrado el equipo dentro de la cámara anecoica, se establece la potencia del generador en 8 dBm y se colocan dos de las antenas 5G sobre las bases a la distancia de 20 cm, que es mayor a la distancia de campo lejano obtenida con la ecuación 27: $F_f = 0.66\text{ cm}$ a 40 GHz. Para medir la ganancia de cada una de las 3 antenas en la dirección (0,0) se deben posicionar frente a frente y colocarse sobre las bases tal y como se observa en la Figura 111 b). Posteriormente se realizan las

mediciones entre las diferentes antenas *Med12*, *Med13* y *Med23* y se resuelven las ecuaciones 23, 24 y 25 para cada punto de frecuencia.

La Figura 112 presenta los resultados obtenidos para las 3 antenas en el intervalo de frecuencias de 20 GHz a 40 GHz, donde la antena 1 es la T asimétrica, la antena 2 la de parche circular y la antena 3 la de parche cuadrado. En las Figuras 113, 114 y 115 se ilustran las ganancias obtenidas de las antenas T asimétrica, circular y cuadrada respectivamente. Como se puede apreciar los niveles de ganancia medidos difieren de los teóricos o simulados electromagnéticamente en las tres antenas construidas, obteniéndose niveles menores a los simulados en la antena T asimétrica y cuadrada en la mayor parte de las frecuencias y en la antena circular en todas las frecuencias. Estos niveles inferiores a los simulados se atribuyen a varios motivos. Uno de ellos es el desgaste de los conectores, lo cual provoca poca repetitividad en las mediciones realizadas para la caracterización de sus pérdidas por inserción. Otra razón es la posición del corte semicircular por debajo de la línea de alimentación que también afecta el desempeño de las antenas, especialmente el de la antena cuadrada. Además, las bases sobre las que se montaron las antenas para realizar las mediciones no permiten acercarlas a una distancia menor a 20 cms., y mayor que la distancia de campo lejano (>0.66 cm a 40 GHz), aumentando así las pérdidas por propagación.

Los resultados de la medición de la ganancia de la antena T asimétrica se muestran en la Figura 113 la cual muestra un valor máximo de 4.08 dBi a 40 GHz, mientras que a 28 GHz y 38 GHz se tiene un nivel de -3.6 dBi y 2.89 dBi respectivamente. El nivel más bajo de ganancia se obtuvo a 29.5 GHz. Además, por encima de 34 GHz los valores de ganancia son mayores a 0 dBi, siendo mayores a los niveles de ganancia simulados en algunas de las frecuencias más altas de la banda.

En la Figura 114 se puede apreciar la ganancia medida de la antena circular la cual tiene un valor máximo de -1.57 dBi a 37.5 GHz. Los niveles a 28 GHz y 38 GHz son de -9.64 dBi y -2.39 dBi, y el nivel mínimo es de -10.11 dBi a 28.5 GHz. Cabe señalar que los niveles más bajos de ganancia medida se obtuvieron por debajo de 30 GHz.

Por último, en la Figura 115 se puede observar la ganancia medida de la antena cuadrada. La ganancia máxima medida se encuentra en 32.5 GHz y tiene un valor de 2.72 dBi, mayor que el valor teórico obtenido a esa frecuencia, el cual es de 1.52 dBi. Los niveles de ganancia medida a 28 GHz y 38 GHz son de -10.8 dBi y -1.7 dBi respectivamente. El nivel más bajo se presenta en 20.5GHz con un valor de $G = -18.67$ dBi.

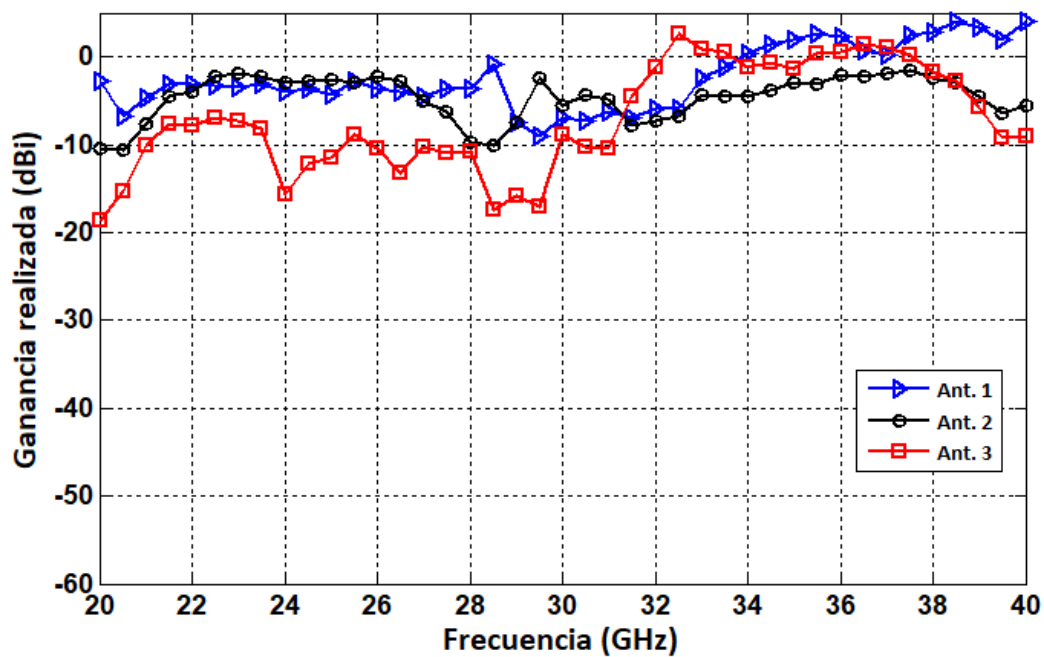


Figura 112. Ganancia medida de las tres antenas construidas.

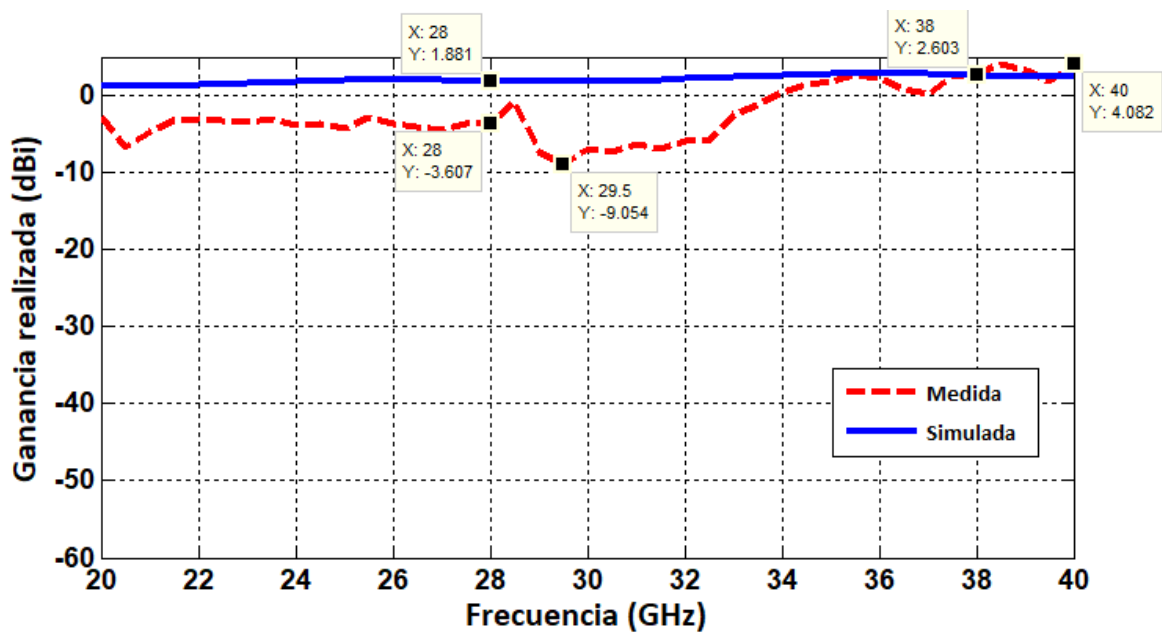


Figura 113. Ganancia medida y simulada de la antena T asimétrica de 20 GHz a 40 GHz.

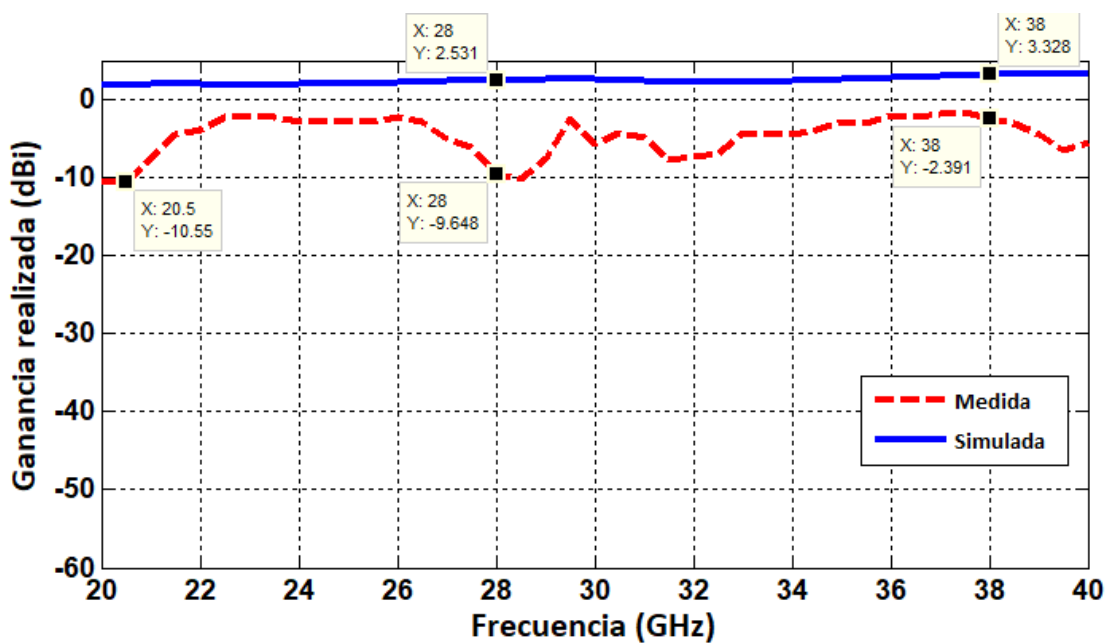


Figura 114. Ganancia medida y simulada de la antena circular de 20 GHz a 40 GHz.

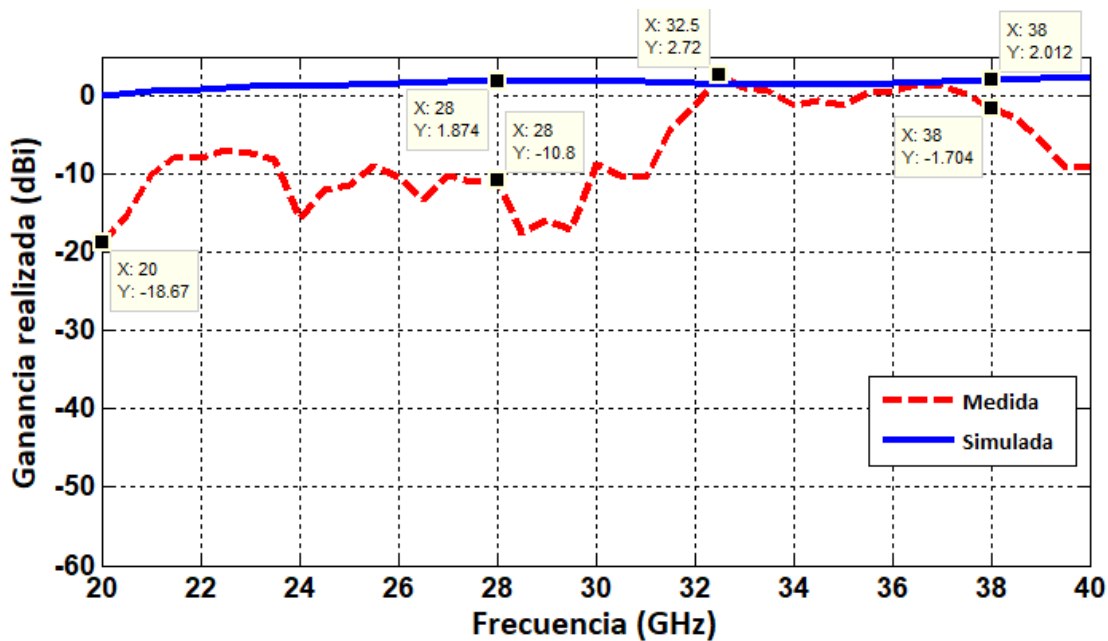


Figura 115. Ganancia medida y simulada de la antena cuadrada de 20 GHz a 40 GHz.

4.3.3 Patrón de radiación

La medición de los patrones de radiación se llevó a cabo dentro de la cámara anecoica bajo las mismas condiciones utilizadas durante el proceso de la medición de la ganancia. Los patrones de radiación se

midieron en los planos E y H a las frecuencias: 20 GHz, 28 GHz, 38 GHz y 40 GHz. Para realizar la medición del patrón de radiación, ambas antenas (transmisora y receptora) deben estar orientadas de igual forma. Para obtener el patrón de radiación en el plano H las antenas deben colocarse como se muestra en la Figura 111 b), mientras que para obtenerlo en el plano E se debe girar la antena 90° con respecto al plano H. Durante el proceso de medición la antena transmisora se mantiene fija, a diferencia de la antena receptora que se gira manualmente en pasos de 5° para medir los niveles de potencia recibidos en función de θ y φ .

A continuación, se muestran los patrones de radiación medidos en planos E y H de cada una de las antenas 5G, que se obtuvieron con los métodos de caracterización descritos anteriormente.

Los resultados de los patrones de radiación medidos y simulados del parche con forma de T asimétrico a 20 GHz, 28 GHz, 38 GHz y 40 GHz se muestran en las Figuras 116, 117, 118 y 119 respectivamente. Se puede observar que existen diferencias entre los resultados teóricos y medidos, lo cual se debe a que no se consideró el efecto del conector SMPS durante el análisis electromagnético, a que existen variaciones en las características del sustrato, a diferencias entre las dimensiones de las antenas construidas y diseñadas, y a que los resultados teóricos se obtienen bajo condiciones ideales, las cuales no se consiguieron durante la caracterización.

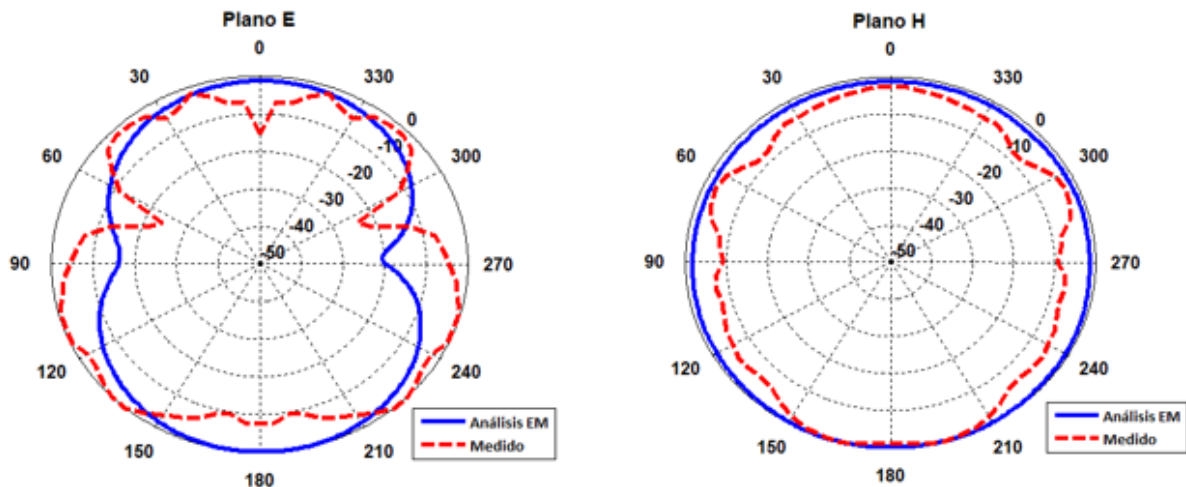


Figura 116. Planos E y H a 20 GHz de la antena T asimétrica.

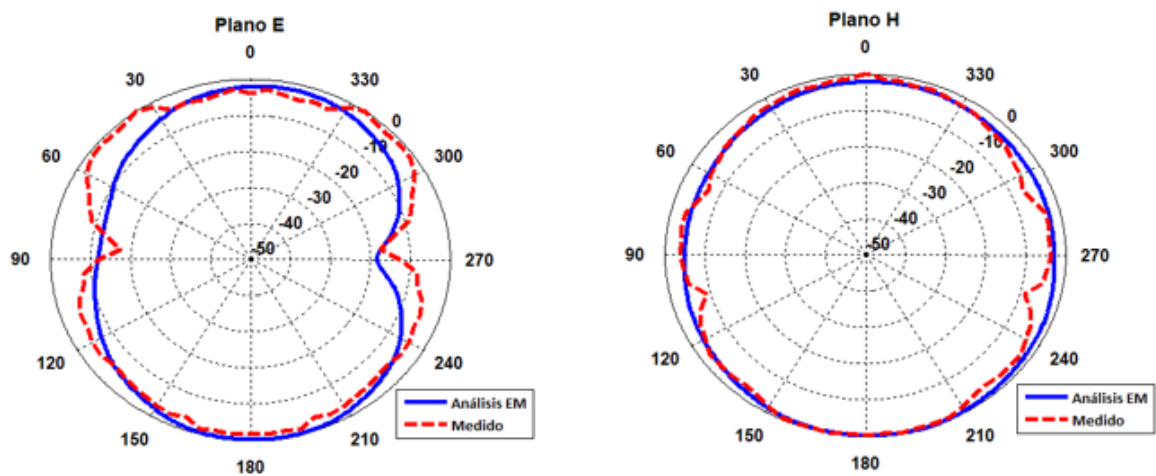


Figura 117. Planos E y H a 28 GHz de la antena T asimétrica.

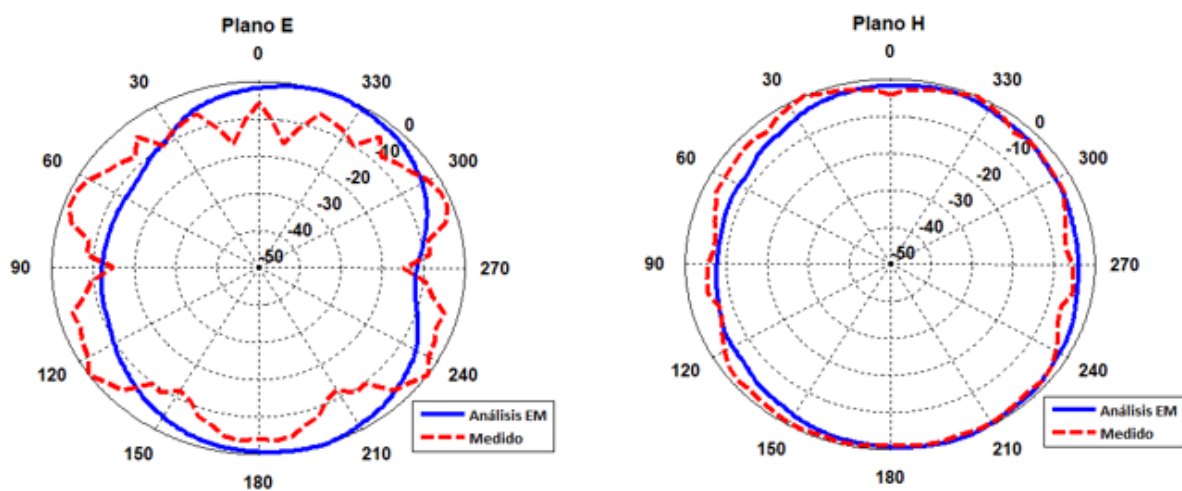


Figura 118. Planos E y H a 38 GHz de la antena T asimétrica.

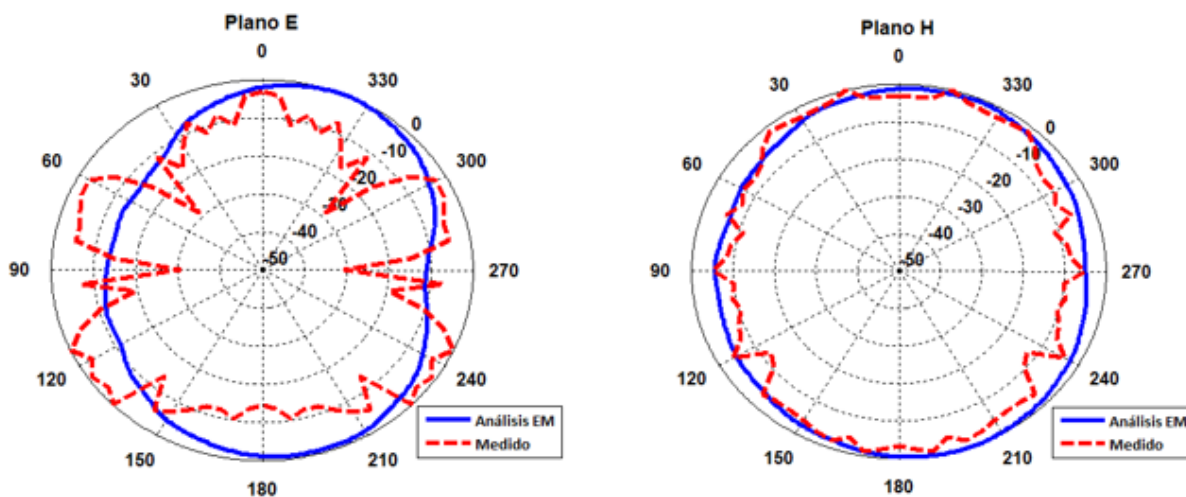


Figura 119. Planos E y H a 40 GHz de la antena T asimétrica.

De los resultados de los patrones de radiación se obtiene el haz de mediana potencia (HPBW), donde se observa que los resultados teóricos en los planos E y H son mayores a los medidos en todas las frecuencias. En la Tabla 16 se muestran los HPBW medidos y simulados en los planos E y H a 20 GHz, 28 GHz, 38 GHz y 40 GHz. Se aprecia que a 28 GHz los HPBW medidos de los planos E y H tienen un valor de 40° y 80° respectivamente, mientras que los teóricos muestran un valor en el plano E de 77° y en el plano H de 260°. A la frecuencia de 38 GHz los HPBW medidos en el plano E y H son de 25° y 40° respectivamente, mostrando un valor teórico en el plano E de 63°, y de 102° en el plano H. Como es de esperarse a medida que aumenta la frecuencia la directividad de la antenna también aumenta, disminuyendo los valores de los HPBW en ambos planos.

Tabla 16. HPBW teóricos y medidos de la antenna T asimétrica 5G

Frecuencia (GHz)	HPBW			
	Plano E (teórico)	Plano E (medido)	Plano H (teórico)	Plano H (medido)
20	87°	60°	Quasi omnidireccional	70°
28	77°	40°	260°	80°
38	63°	25°	102°	40°
40	60°	10°	102°	40°

Los patrones de radiación medidos y simulados del parche circular a las frecuencias de 20 GHz, 28 GHz, 38 GHz y 40 GHz se muestran en las Figuras 120, 121, 122 y 123 respectivamente. De manera similar a los patrones de radiación de la antenna T asimétrica existe más concordancia entre los resultados teóricos y medidos en los planos H que en los planos E, apareciendo una mayor cantidad de nulos en los resultados medidos que en los teóricos.

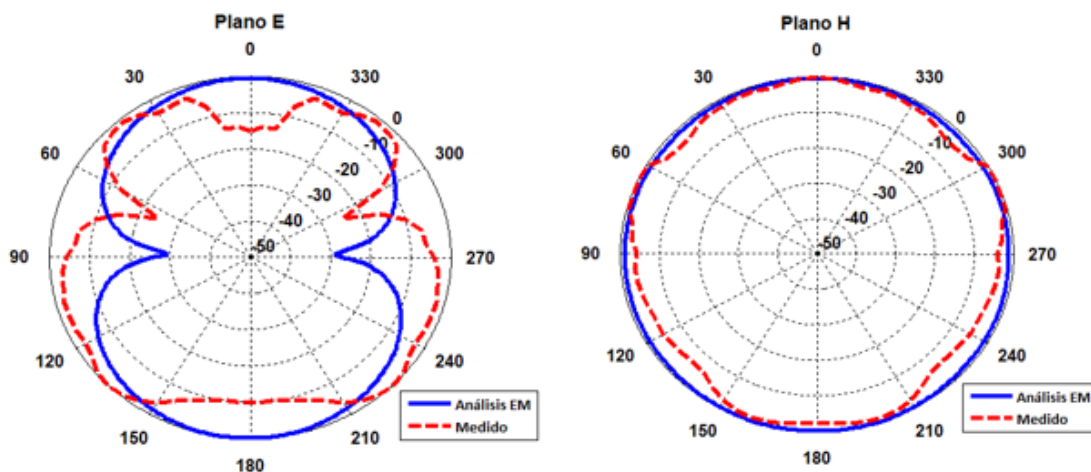


Figura 120. Planos E y H a 20 GHz de la antenna circular.

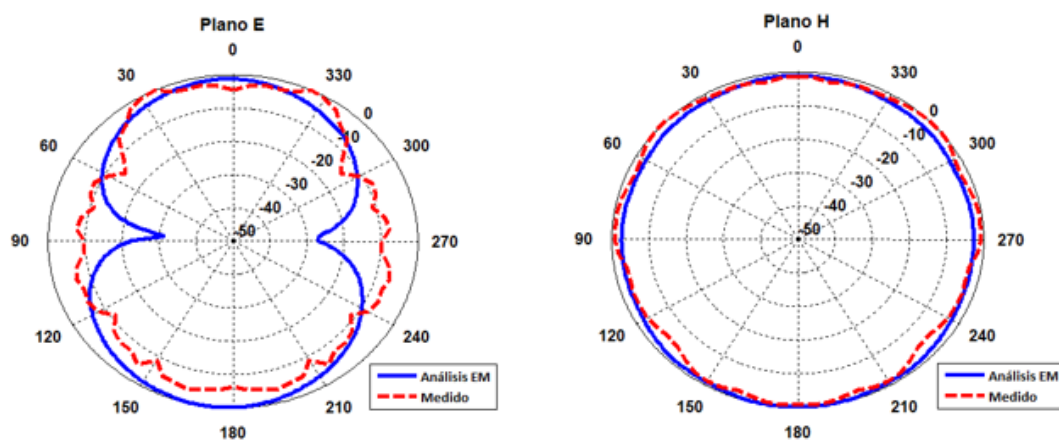


Figura 121. Planos E y H a 28 GHz de la antena circular.

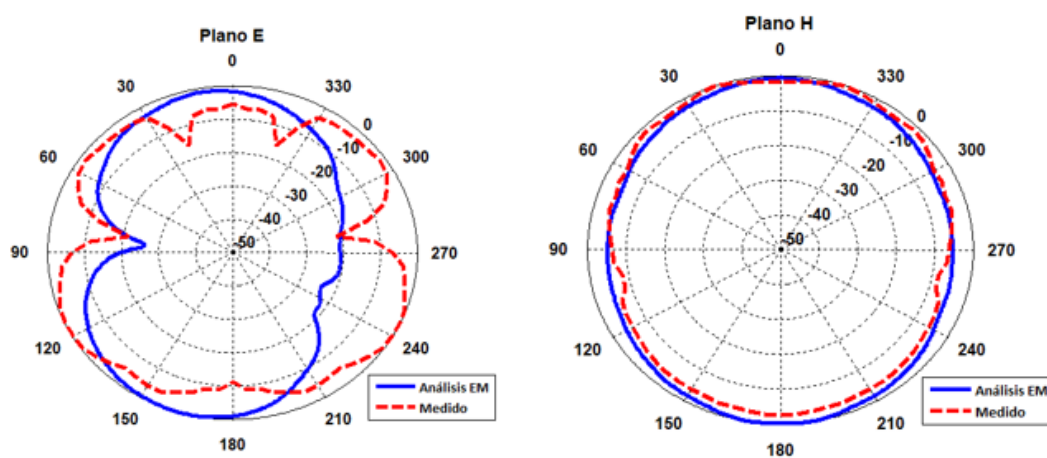


Figura 122. Planos E y H a 38 GHz de la antena circular.

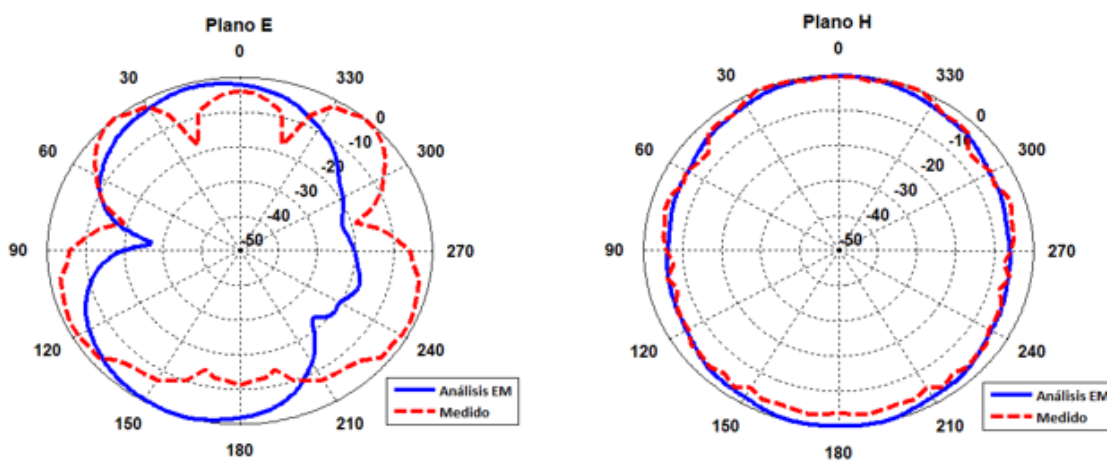


Figura 123. Planos E y H a 40 GHz de la antena circular.

Los valores del haz de mediana potencia HPBW medidos a 28 GHz en los planos E y H tienen un valor de 35° y 200° respectivamente, mientras que el valor teórico en el plano E es de 73° , mostrando un comportamiento en el plano H quasi omnidireccional. A 38 GHz se tiene un HPBW medido de 40° y de 120° en el plano E y H respectivamente, mientras que los resultados teóricos muestran un valor de 63° en el plano E y un valor de 99° en el plano H. En la Tabla 17 se muestran los HPBW medidos y simulados de los planos E y H a 20 GHz, 28 GHz, 38 GHz y 40 GHz.

Tabla 17. HPBW teóricos y medidos de la antena circular 5G

Frecuencia (GHz)	HPBW			
	Plano E (simulado)	Plano E (medido)	Plano H (Simulado)	Plano H (medido)
20	82°	55°	Quasi omnidireccional	35°
28	73°	35°	Quasi omnidireccional	200°
38	63°	40°	99°	120°
40	59°	30°	94°	100°

Por último, en las Figuras 124, 125, 126 y 127 se ilustran los patrones de radiación medidos y simulados de la antena de parche cuadrado a las frecuencias de 20 GHz, 28 GHz, 38 GHz y 40 GHz respectivamente.

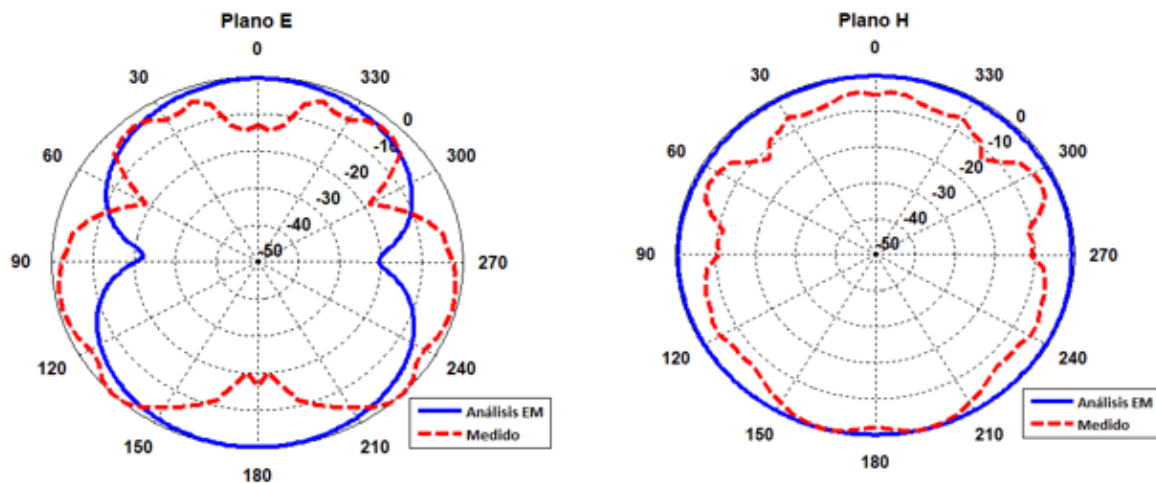


Figura 124. Planos E y H a 20 GHz de la antena cuadrada.

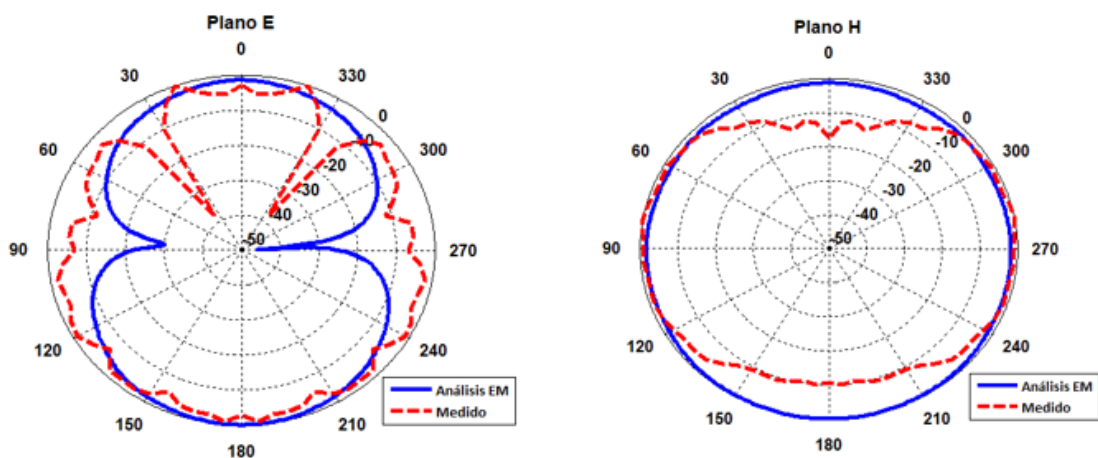


Figura 125. Planos E y H a 28 GHz de la antena cuadrada.

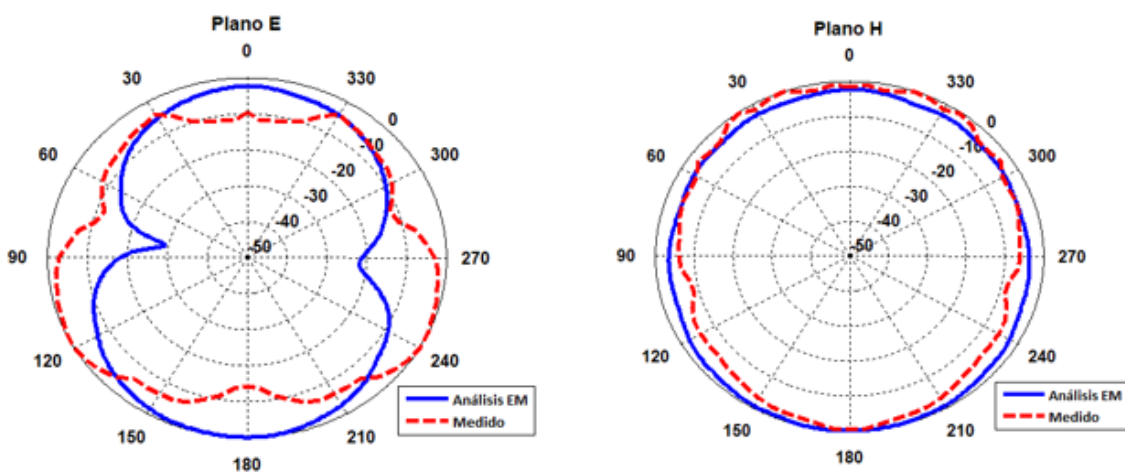


Figura 126. Planos E y H a 38 GHz de la antena cuadrada.

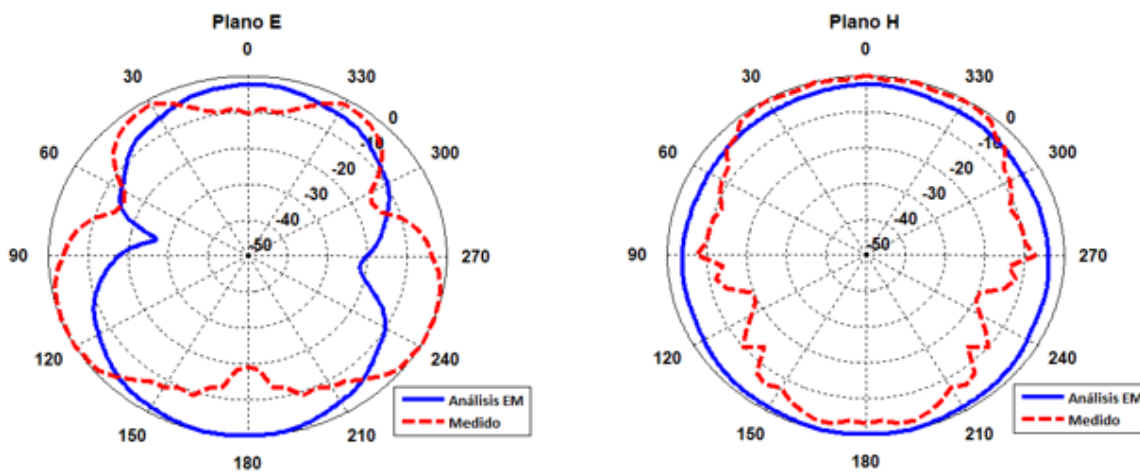


Figura 127. Planos E y H a 40 GHz de la antena cuadrada.

Los valores del haz de mediana potencia HPBW medidos a 28 GHz en los planos E y H tienen un valor de 15° y 85° respectivamente, mientras que el valor teórico en el plano E es de 83° y en el plano H es casi omnidireccional. A 38 GHz se tiene un HPBW medido de 50° y de 90° en el plano E y H respectivamente, mientras que los resultados teóricos muestran un valor de 74° en el plano E y un valor de 132° en el plano H. En la Tabla 18 se muestran los HPBW medidos y simulados de los planos E y H a 20 GHz, 28 GHz, 38 GHz y 40 GHz.

Tabla 18. HPBW teóricos y medidos de la antena cuadrada 5G

Frecuencia (GHz)	HPBW			
	Plano E (simulado)	Plano E (medido)	Plano H (Simulado)	Plano H (medido)
20	87°	30°	Quasi ominidireccional	65°
28	83°	15°	Quasi omnidireccional	85°
38	74°	50°	132°	90°
40	71°	50°	123°	90°

Capítulo 5. Análisis y discusión de resultados

En esta sección se analizan y discuten los resultados obtenidos durante el desarrollo de este trabajo de tesis. Además, se hace una comparación entre las principales características de las antenas 5G construidas con el fin de determinar cuál de las tres estructuras de antena es la más adecuada.

Durante la etapa de diseño se estudió el dipolo de media longitud de onda y el dipolo asimétrico de media longitud de onda. Con el primero de ellos se pudo observar que el ancho de banda es limitado a pesar de realizar la optimización de la estructura, mientras que en el dipolo asimétrico se pudo observar que es posible incrementar el ancho de banda si se aumenta el ancho de las líneas, y en consecuencia, aumentado el tamaño de la estructura. Ambos dipolos poseen pocos grados de libertad, dificultando el incremento del ancho de banda de impedancia. Además, debido a la técnica de alimentación que utilizan ambos dipolos (cable coaxial), se imposibilita la elaboración de un arreglo de antenas con control sobre la dirección del patrón de radiación dentro de un dispositivo móvil. Por otro lado, se diseñaron tres antenas 5G con distintas geometrías: la T asimétrica, la circular y la cuadrada. En dichas estructuras se utilizó un plano de tierra parcial con defectos en forma de cortes semicirculares, localizados en las esquinas y por debajo de la línea de alimentación, mejorando notablemente el ancho de banda de impedancia. Todos los parámetros fueron optimizados mediante la realización de un análisis paramétrico a cada una de las dimensiones, obteniendo antenas con dimensiones pequeñas (aprox. 5 mm × 5 mm). Las pérdidas por retorno teóricas obtenidas del análisis electromagnético de las antenas de parche 5G con forma de T asimétrica, circular y cuadrada indican que para un $|S_{11}| < -10$ dB se tiene un ancho de banda mayor al 50%. En el caso de la antena T asimétrica las pérdidas por retorno mostradas en la Figura 58 indican que tiene un ancho de banda de 94.94% o 35.86 GHz en el intervalo de frecuencias desde 19.84 GHz hasta 55.7 GHz. Por otro lado, las pérdidas por retorno de la antena circular mostradas en la Figura 85 presentan un ancho de banda de 132% o 71.78 GHz, en el intervalo de frecuencias desde 18.22 GHz hasta 90 GHz. Cabe señalar que la simulación de las pérdidas por retorno de la antena circular se llevó a cabo hasta 90 GHz, sin embargo, en la Figura se puede apreciar que por encima de 90 GHz el nivel de pérdidas por retorno sigue siendo menor a -10 dB. Las pérdidas por retorno del parche cuadrado mostradas en la Figura 75 indican que tiene un ancho de banda de 76.31% o 29 GHz, en el intervalo de frecuencias desde 23.5 GHz hasta 52.5 GHz.

Por otro lado, las pérdidas por retorno experimentales obtenidas de la medición desde 0.01 GHz hasta 50 GHz, muestran que las antenas 5G con forma de T asimétrica y circular poseen un ancho de banda de 81.17% o 28.87 GHz, en el rango de frecuencias desde 21.13 GHz hasta 50 GHz, y 71.57% o 22.96 GHz, en el rango de frecuencias desde 20.6 GHz hasta 43.56 GHz respectivamente, satisfaciendo así el ancho de

banda fraccional establecido para ser consideradas antenas de banda ultra ancha (FBW >50%). Es importante mencionar que el nivel de pérdidas por retorno de la antena T asimétrica se mantiene por debajo de -10 dB por encima de 50 GHz, sin embargo, debido a que el VNA utilizado sólo mide hasta 50 GHz no fue posible mostrar las pérdidas por retorno a frecuencias más altas. La antena 5G con forma de T asimétrica muestra la mayor similitud entre los resultados teóricos y los prácticos, cubriendo las bandas de 28 GHz y 38 GHz, entre otras contenidas en el espectro de frecuencia 5G destinado a uso móvil, y operando por encima de 50 GHz. De igual modo la antena circular tiene un ancho de banda capaz de cubrir las bandas de 28 GHz y 38 GHz, no obstante, opera hasta 43.56 GHz. Mientras que, el parche cuadrado cubrió parcialmente el espectro de frecuencias 5G destinado a uso móvil, con anchos de banda de 25.68% o 6.75 GHz (22.91 GHz – 29.66 GHz), 3.86% o 1.32 GHz (33.47 GHz – 34.82 GHz) y 8.45% o 3.28 GHz (37.16 GHz – 40.44 GHz) respectivamente, debido al deterioro de las pérdidas por retorno en algunos intervalos de frecuencia. En la Figura 128 se muestran las pérdidas por retorno medidas de las 3 antenas de parche 5G.

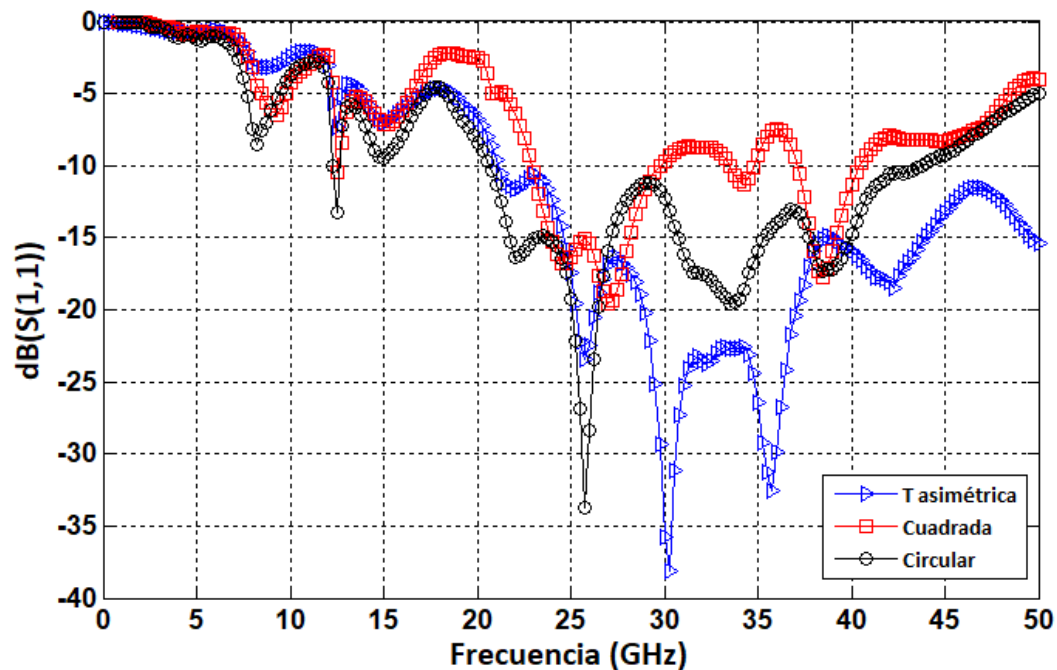


Figura 128. Pérdidas por retorno medidas de las antenas 5G construidas.

La Figura 129 presenta los resultados obtenidos de la ganancia correspondiente a las 3 antenas en el intervalo de frecuencias de 20 GHz a 40 GHz, donde la antena 1 es la T asimétrica, la antena 2 la de parche circular y la antena 3 la de parche cuadrado. Como se puede apreciar, la antena T asimétrica tiene valores de ganancia de -3.6 dBi y 2.6 dBi a 28 GHz y 38 GHz, superando en ambas frecuencias a la

antena circular con un valor de -9.64 dBi a 28 GHz y de -2.39 dBi a 38 GHz y a la antena cuadrada con valores de -10.8 dBi y -1.70 dBi a 28 GHz y 38 GHz respectivamente. Además, la antena T asimétrica tiene los niveles de ganancia más altos en la mayor parte del intervalo de frecuencias de 34 GHz - 40 GHz. Los niveles de ganancia de la antena circular son muy similares a los de la antena T asimétrica de 22 GHz - 27 GHz, mientras que la antena cuadrada tiene los niveles más bajos de ganancia de 20 GHz - 31 GHz y al mismo tiempo los niveles más altos de 31.5 GHz - 33.5 GHz.

Con base en los resultados obtenidos de la medición, se puede concluir que la antena T asimétrica presenta un ancho de banda de impedancia medido mayor que las antenas circular y cuadrada. Asimismo, los niveles de ganancia de la antena T asimétrica resultaron mayores que los de la antena circular y cuadrada en la mayoría de las frecuencias dentro del intervalo de 20 GHz - 40 GHz, sobre todo a las frecuencias de 28 GHz y 38 GHz. De los resultados obtenidos se puede concluir que la antena 5G T asimétrica con plano DGS es viable para conformar un arreglo lineal debido a su respuesta y dimensiones pequeñas ($4.8 \times 5.5 \text{ mm}^2$), además por la manera en que está colocado el puerto.

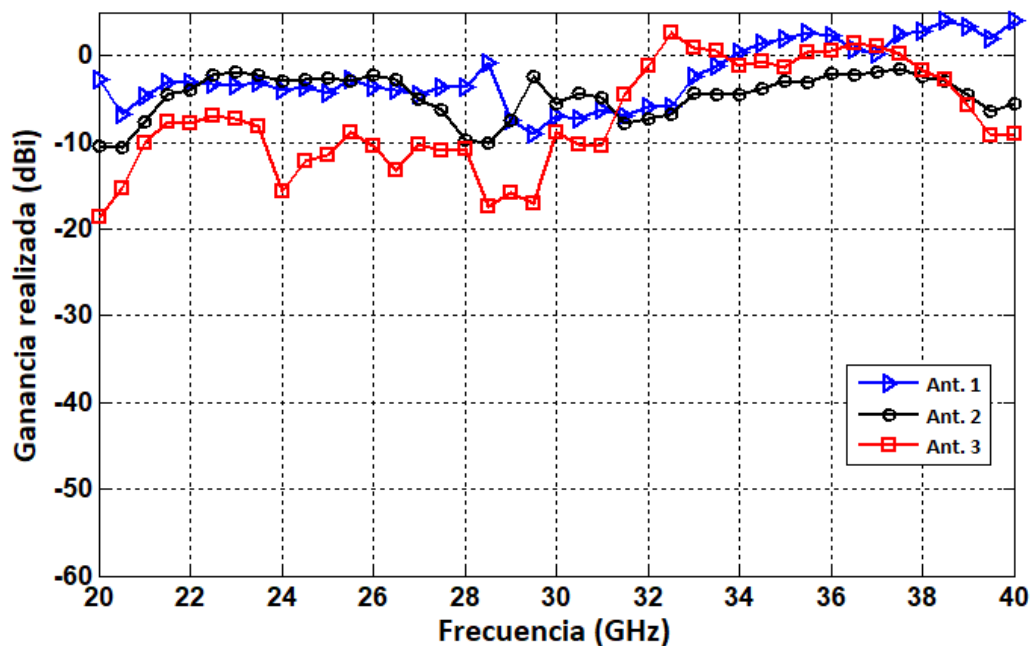


Figura 129. Ganancia medida de las tres antenas 5G construidas.

Capítulo 6. Conclusiones

En este capítulo se presentan las conclusiones generales obtenidas de este trabajo de tesis. Además, se resaltan las aportaciones más relevantes de este trabajo de investigación sobre el desarrollo de antenas miniatura UWB con aplicación en sistemas de comunicaciones móviles 5G. Por último, se proponen algunas recomendaciones para futuros trabajos en esta línea de investigación.

6.1 Conclusiones generales

- En este trabajo de investigación se propuso desarrollar antenas miniatura UWB con aplicación en sistemas comunicaciones móviles 5G, con capacidad de operar en las bandas de 28 GHz y 38-39 GHz. Estas permitirán dar un uso del espectro más amplio para satisfacer los requerimientos de la red inalámbrica 5G, logrando con ello mayor ancho de banda y como consecuencia un aumento de la capacidad del canal y su velocidad de transmisión.
- Para satisfacer los requerimientos de la red 5G se deben implementar diversas tecnologías, como aumentar el número de celdas, aumentar el ancho de banda trabajando en frecuencias altas de ondas milimétricas e implementar el MIMO masivo con ancho de banda móvil mejorado, con lo cual se tendrán comunicaciones ultra confiables y de baja latencia. Además de mejorar la comunicación de telefonía móvil, permite proveer otros servicios como comunicaciones masivas tipo máquina, comunicación entre vehículos tripulados y no tripulados, manejo de tráfico, mensajes al peatón y servicios de redes de comunicaciones, entre otros.
- Se realizó investigación de la literatura y se estudiaron más de 40 estructuras diferentes de antenas 5G con aplicación en dispositivos móviles, de las cuales se puede concluir que la mayoría de estos diseños de antena utilizan el substrato Rogers RT/Duroid 5880 debido a sus bajas pérdidas tangenciales y baja constante dieléctrica.
- Para diseñar las estructuras de antena miniatura UWB que operan en las bandas de frecuencia de las ondas milimétricas de 20 a 50 GHz, se propusieron geometrías relativamente sencillas y se agregaron defectos en el plano de tierra DGS, ya que se ha demostrado que es una técnica muy efectiva para aumentar el ancho de banda y mejorar el acoplamiento.
- Las antenas se diseñaron empleando el programa de análisis electromagnético HFSS de Ansys y realizando un análisis paramétrico a las diferentes dimensiones de las estructuras, hasta obtener las dimensiones físicas que satisfacen el comportamiento de pérdidas por retorno, ganancia y patrón de radiación de las antenas.

- El realizar el análisis electromagnético de estructuras con un ancho de banda grande (UWB) y a frecuencias muy altas empleando programas de análisis electromagnético como el HFSS o CST, requieren mucha memoria y tiempo de cómputo.
- Se diseñaron, construyeron y caracterizaron tres antenas 5G con diferentes geometrías: T asimétrica, parche circular y parche cuadrado, cuyas dimensiones son: $4.8 \times 5.5 \text{ mm}^2$, $5.4 \times 6.3 \text{ mm}^2$ y $3.8 \times 4.8 \text{ mm}^2$ respectivamente. Dadas sus dimensiones y configuración, estas antenas 5G resultan adecuadas para colocarse en dispositivos móviles 5G (teléfonos inteligentes, tabletas, etc.), en forma de arreglos lineales o planares de antenas con mayor ganancia y capacidad de cambiar la dirección del patrón de radiación.
- Debido a que las antenas diseñadas 5G operan en frecuencias de ondas milimétricas en el rango de 20 a 50 GHz tienen dimensiones muy pequeñas, el proceso de construcción se vuelve más complicado. Para obtener las mascarillas de alta resolución y con dimensiones precisas, se utilizó el fotograhicador láser FilmStar-PLUS.
- Las antenas diseñadas se construyeron y caracterizaron, lográndose obtener una antena T asimétrica UWB 5G de dimensiones pequeñas ($4.8 \times 5.5 \text{ mm}^2$) que opera de 21.13 GHz y hasta frecuencias mayores a 50 GHz con comportamiento adecuado de ancho de banda, pérdidas por retorno, ganancia y patrón de radiación.
- Las antenas se caracterizaron dentro de la cámara anecoica del CICESE empleando equipo especializado y calibrado como: un analizador de redes vectorial N5245A PNA-X de Keysight (de 10MHz a 50 GHz), un generador de señales Rohde & Schwarz SMB100A (100KHz a 40 GHz) y un analizador de espectro Rohde & Schwarz FSP (9KHz a 40 GHz), obteniéndose resultados adecuados para aplicaciones 5G.
- De las tres antenas diseñadas y construidas, la antena T asimétrica es la que presenta un mejor comportamiento de ancho de banda, pérdidas por retorno y ganancia, siendo altamente satisfactorios.
- De manera adicional, se realizó el análisis electromagnético de la antena T asimétrica colocada en un plano metálico con dimensiones similares a los teléfonos inteligentes, con el fin de observar la variación en el comportamiento de las pérdidas por retorno y ancho de banda de la antena. Asimismo, se colocaron dos antenas T asimétricas y se caracterizó el aislamiento entre ellas en función de su separación, observándose que a medida que aumenta la distancia D_{cc} entre ambas antenas su ancho de banda disminuye y su nivel de aislamiento aumenta. Por el contrario, disminuir el valor de D_{cc} ocasiona que el ancho de banda aumente y el nivel de

aislamiento disminuya, por lo que resulta imposible optimizar al mismo tiempo ambos parámetros (ancho de banda y nivel de aislamiento) en función de D_{cc} .

6.2 Aportaciones

A continuación, se presentan las aportaciones más sobresalientes de este trabajo de tesis:

- Se propuso una metodología de diseño para antenas miniatura UWB con aplicación en dispositivos móviles 5G.
- Se propuso una estructura de antena con forma de T asimétrica que incluye planos de tierra con defectos DGS semicirculares, y que muestra características de ultra ancho de banda UWB.
- Las estructuras propuestas se analizaron y optimizaron efectuando un análisis paramétrico mediante el programa de análisis electromagnético HFSS para obtener un gran ancho de banda.
- Para la generación de mascarillas con buena resolución y precisión, a través de diversas pruebas se establecieron los parámetros adecuados del equipo fotograhicador láser "FilmStar-Plus" tales como: datos de calibración, intensidad del láser, tiempos de revelado y fijado, reduciendo significativamente el tiempo para obtener las mascarillas de las estructuras propuestas.
- Se diseñó, construyó y caracterizó una antena T asimétrica con plano de tierra DGS, mostrando un ancho de banda de impedancia mayor al 81.17% (21.13 GHz - >50 GHz) para pérdidas por retorno menores a -10 dB. El comportamiento de gran ancho de banda obtenido cubre satisfactoriamente las principales bandas 5G destinadas para uso móvil (28 GHz, 38-39 GHz) y es apta para ser utilizada en dispositivos móviles 5G gracias a sus dimensiones compactas de $4.8 \times 5.5 \text{ mm}^2$.
- La antena T asimétrica UWB 5G con DGS propuesta y desarrollada es la primera en su tipo realizada en México.

6.3 Recomendaciones y trabajo futuro

Finalmente se proponen algunas de las recomendaciones que pueden ser útiles para aquellas personas que deseen ampliar la investigación relacionada con este trabajo o desarrollar un trabajo de investigación similar.

- Aunque los conectores se utilizan solo para la caracterización de las antenas, se recomienda incluir los efectos del conector durante el análisis electromagnético para obtener resultados más precisos en la comparación de resultados teóricos - experimentales.

- Se recomienda que tanto las mascarillas como la antena grabada y construida tengan dimensiones lo más cercanas posible a los valores obtenidos del diseño de las mismas para asegurar un buen comportamiento.
- Es muy importante verificar durante el proceso de construcción que el corte semicircular en el plano de tierra DGS se encuentre bien centrado por debajo de la línea de alimentación, debido a que éste tiene un efecto crítico en el ancho de banda de impedancia de la antena.
- Se recomienda caracterizar la ganancia y patrones de radiación de las antenas a una distancia más corta (2cms) para disminuir las pérdidas por propagación, y utilizar cables cortos y de bajas pérdidas para aumentar la potencia recibida.
- Evitar el número de conexiones y desconexiones de los adaptadores SMPS a 2.4mm ya que estos tienden a desgastarse muy rápido lo cual repercute en la repetitividad y precisión de las mediciones.
- Como trabajo futuro se propone diseñar y construir un arreglo lineal de antenas con capacidad de control del patrón de radiación conformado con elementos de antena en forma de T asimétrica.

Literatura citada

3GPP (2019). Consultado el 10/09/2017 de: <https://www.3gpp.org/about-3gpp/about-3gpp>

Al-Falahy, N., & Alani, O. Y. (2017). The impact of base station antennas configuration on the performance of millimeter wave 5G networks. In 2017 Ninth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN) (pp. 636-641). IEEE.

Ali, M. M. M., Haraz, O., Alshebeili, S., & Sebak, A. R. (2016). Broadband printed slot antenna for the fifth generation (5G) mobile and wireless communications. In 2016 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM) (pp. 1-2). IEEE.

Andrews, J. G., Buzzi, S., Choi, W., Hanly, S. V., Lozano, A., Soong, A. C., & Zhang, J. C. (2014). What will 5G be?. *IEEE Journal on selected areas in communications*, 32(6), (pp. 1065-1082).

Anguera, J. & Pérez, A. (2008). *Teoría de Antenas*. Consultado el 22/09/2017 de: http://www.salleurl.edu/semipresencial/ebooks/ebooks/ebook_teoría_antenas.pdf

Bahl, I. J. (1977). *A designer's guide to microstrip line*. *Microwaves*, 1-380.

Balanis, C. A. (2005). *Antenna theory: analysis and design*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc.

Barthia, P., Rao, K. V. S. & Tomar, R.S. (1991). *Millimeter-Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas*. Norwood: Artech House.

Blake, L. V. (1966). *Antennas*, New York: John Wiley & Sons, Inc.

Cardama Aznar, A., Jofre Roca, L., Rius Casals, J., Romeu Robert, J., Blanch Boris, S., & Ferrando Bataller, M. (2002). *Antenas*. Barcelona: UPC. Consultado el 18/09/2019 de: <https://es.slideshare.net/Negu9/antenas-angelcardamaaznarpdf>

Chen, Z. N., See, T. S., & Qing, X. (2007). Small printed ultrawideband antenna with reduced ground plane effect. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 55(2), pp. (383-388).

Deng, S., Slezak, C. J., MacCartney Jr, G. R., & Rappaport, T. S. (2014). Small wavelengths-big potential: millimeter wave propagation measurements for 5G. *Microwave Journal*, 57(11), pp. (4-12).

De Weck, O. & Kim, I. Y. (2004). *Finite Element Method* [diapositivas de PowerPoint]. Consultado el 07/10/2017 de: http://web.mit.edu/16.810/www/16.810_L4_CAE.pdf

E-Band Communications. *E-Band Technology*. Consultado el 27/03/2018 de: <http://www.e-band.com/index.php?id=86>

em:talk. *Microstrip Line Calculator*. Consultado el 12/01/2018 de: <https://www.emtalk.com/mscalc.php>

- Ericsson (2016). 5G radio access. Consultado el 23/02/2018 de: <https://www.ericsson.com/assets/local/publications/white-papers/wp-5g.pdf>
- Ericsson (2017), Ericsson mobility report. Consultado el 03/11/2017 de: <https://www.ericsson.com/assets/local/mobility-report/documents/2017/ericsson-mobilityreport-june-2017.pdf>
- Figuerola C. A., Medina J. L., Chávez R. A., Calvillo A. (2014). Circular monopole antenna with defected ground plane for UWB applications, *Research in Computing Science*, 69, (pp. 207-214).
- Gardiol, F. E. & Zürcher, J-F. (1995). *Broad band patch antennas*. Norwood: Artech House.
- Garg, M. K. *Partial Ground Microstrip Patch Antenna for Ultra-wideband Applications*.
- Ghosh, A. (2016). The 5G mmWave Radio Revolution. *Microwave Journal*, 59(9).
- Hall, P. S., & Hall, C. M. (1988). Coplanar corporate feed effects in microstrip patch array design. In *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*, 135(3), (pp. 180-186). IET Digital Library.
- Helander, J., Sjöberg, D., Gustafsson, M., Zhao, K. & Z. Ying. 2015. Characterization of Millimeter Wave Phased Array Antennas in Mobile Terminal for 5G Mobile System. *IEEEAPS*, pp. 7-8.
- Helander, J., Sjöberg, D., Gustafsson, M., Zhao, K., & Ying, Z. (2015). Characterization of millimeter wave phased array antennas in mobile terminal for 5G mobile system. In *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting* (pp. 7-8). IEEE.
- Hindle, P. (2018). PCB Fabrication and Material Considerations for the Different Bands of 5G. *Microwave Journal*, (pp. 3).
- Hwang, J. N., & Chung, S. J. (2011). Isolation enhancement between two packed antennas with coupling element. *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 10, (pp. 1263-1266).
- IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas, Std 145-1983, Revision of ANSI/IEEE Std 145-1973.
- Inoue, T. (2017). 5G standards progress and challenges. In *2017 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)* (pp. 1-4). IEEE.
- Jandi, Y., Gharnati, F. & Oulad, S. A. (2017). Design of a compact dual bands patch antenna for 5G applications. In *2017 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS)*, Fez, (pp. 1-4).

- Jilani, S. F., & Alomainy, A. (2017). A multiband millimeter-wave 2-D array based on enhanced Franklin antenna for 5G wireless systems. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16, (pp. 2983-2986).
- Jilani, S. F., Greinke, B., Hao, Y., & Alomainy, A. (2016). Flexible millimeter-wave frequency reconfigurable antenna for wearable applications in 5G networks. In *2016 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS)* (pp. 846-848). IEEE.
- Kimery, J. 5G (2017). The Rise of 5G-mmWave Moves Forward. *Microwave Journal*, (pp. 10-13).
- Kourogiorgas, C., Sagkriotis, S., & Panagopoulos, A. D. (2015). Coverage and outage capacity evaluation in 5G millimeter wave cellular systems: Impact of rain attenuation. In *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)* (pp. 1-5). IEEE.
- Mathur, A., Trivedi, R. & Mathur C. B. (2011). *Antenna and wave propagation*. Consultado el 17/05/2018 de: <https://books.google.com.mx/books?isbn=9387307301>
- Mathur, V., & Gupta, M. (2014). Comparison of performance characteristics of rectangular, square and hexagonal microstrip patch antennas. In *Proceedings of 3rd International Conference on Reliability, Infocom Technologies and Optimization* (pp. 1-6). IEEE.
- Medina-Monroy, J. L., Díaz-Tapia, E., Olvera-Cervantes, J. L., Chávez-Pérez, R. A., & Velázquez-Ventura, A. (2008). Análisis y comparación de metodologías para determinar experimentalmente la ganancia de antenas de RF y microondas. In *Simposio de Metrología Querétaro México. CENAM* (pp. 22-24).
- Nieto Rodríguez, M. A. (2012). Diseño de un arreglo de antena plana con capacidad de control del patrón de radiación a frecuencias de microondas. Tesis de maestría en ciencias. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. 155 p.
- Pozar, D. M. (2011). *MICROWAVE ENGINEERING*. John Wiley & Sons, Inc. Consultado el 13/10/2017 de: https://radfiz.org.ua/share/s8_DEK/SECONDARY/%E4%C5%D2%D6/%E4%C5%D2%D6/%CE%D7%DE%20%D4%C5%C8%CE%A6%CB%C1/%CC%A6%D4/Pozar.%20Microwave%20Engineering.pdf
- Qualcomm (2016), Making 5G NR a reality. Consultado el 02/12/2017 de: <https://www.qualcomm.com/media/documents/files/whitepaper-making-5g-nr-a-reality.pdf>
- Rithe, J. P., Khairnar, D., & Sharma, M. (2017). Performance of cooperative massive MIMO 5g cellular system. In *2017 International Conference on Information, Communication, Instrumentation and Control (ICICIC)* (pp. 1-5). IEEE.
- Saada, M. A., Skaik, T., & Alhalabi, R. (2017). Design of Efficient Microstrip Linear Antenna Array for 5G Communications Systems. In *2017 International Conference on Promising Electronic Technologies (ICPET)* (pp. 43-47). IEEE.

- Saunders, S. R. (1999). *Antennas and propagation for wireless communication systems*. Baffins Lane: John Wiley & Sons, Ltd.
- Saunders, J. (2018). *Global Tier 1 5G Deployments and X-Hauling [diapositivas de Power Point]*. Consultado el 05/05/2018 de: www.abiresearch.com
- Schaubert, D. H., Pozar, D. M., & Adrian, A. (1989). Effect of microstrip antenna substrate thickness and permittivity: comparison of theories with experiment. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 37(6), (pp. 677-682).
- Shafi, M., Molisch, A. F., Smith, P. J., Haustein, T., Zhu, P., De Silva, P., ... & Wunder, G. (2017). 5G: A tutorial overview of standards, trials, challenges, deployment, and practice. *IEEE journal on selected areas in communications*, 35(6), (pp. 1201-1221).
- Sharawi, M. S., & Ikram, M. (2018). Slot-based connected antenna arrays for 5G mobile terminals. In *2018 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)* (pp. 1-3). IEEE.
- Stanley, M., Huang, Y., Wang, H., Zhou, H., Alieldin, A., & Joseph, S. (2017). A novel mm-Wave phased array antenna with 360° coverage for 5G smartphone applications. In *2017 10th UK-Europe-China Workshop on Millimetre Waves and Terahertz Technologies (UCMMT)* (pp. 1-3). IEEE.
- Suzuki, Y., Satoh, K., Okazaki, H., Narahashi, S., Kaho, T., Arai, M., & Yamaguchi, Y. (2017). Experimental investigation on 15 GHz band integrated front-end module including antenna and filter for 5G mobile communications systems. In *2017 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)* (pp. 61-63). IEEE.
- Ta, S. X., Choo, H., & Park, I. (2017). Broadband printed-dipole antenna and its arrays for 5G applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16, (pp. 2183-2186).
- Tikhomirov, A., Omelyanchuk, E., & Semenova, A. (2018). Recommended 5G frequency bands evaluation. In *2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications* (pp. 1-5). IEEE.
- Ullah, H., Tahir, F. A., & Khan, M. U. (2017). Dual-band planar spiral monopole antenna for 28/38 GHz frequency bands. In *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting* (pp. 761-762). IEEE.
- Wallace, J. W., Jensen, M. A., Swindlehurst, A. L., & Jeffs, B. D. (2003). Experimental characterization of the MIMO wireless channel: Data acquisition and analysis. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2(2), (pp. 335-343).
- Wu, Z., Wu, B., Su, Z., & Zhang, X. (2018). Development challenges for 5G base station antennas. In *2018 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)* (pp. 1-3). IEEE.

Xiao, M., Mumtaz, S., Huang, Y., Dai, L., Li, Y., Matthaiou, M., ... & Ghosh, A. (2017). Millimeter wave communications for future mobile networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 35(9), (pp. 1909-1935).

Zhang, Y. P., Wang, P., & Goldsmith, A. (2015). Rainfall effect on the performance of millimeter-wave MIMO systems. *IEEE Transactions on wireless communications*, 14(9), (pp. 4857-4866).