



UNIVERSITAT  
POLITÀCNICA  
DE VALÈNCIA



Tesis doctoral

# Estudio modal de antenas integradas en cuerpos geométricos y cavidades

Universitat Politècnica de València

Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia  
(ITEAM)

## **Autor**

Aníbal Llanga Vargas

## **Directores**

Prof. Dr. Miguel Ferrando Bataller

Prof. Dra. Marta Cabedo Fabrès

Valencia, Septiembre 2023



*A mi familia*

## Agradecimientos

Gracias totales... una frase de Gustavo Cerati, el músico a quien más admiro. Y es que siento que hay muchas fuentes de inspiración, muchas personas y eventos que hay que agradecer por haberme llevado a este punto. Como aquel momento, cuando era niño y mi padre me construyó un avión de madera con sus manos. Le puso un motor, unas baterías, una hélice y quedé fascinado desde aquel momento con la electricidad. No había vuelta atrás, mi curiosidad estaría relacionada con esta fuerza tan exótica, y poco entendida en mi ciudad natal, el electromagnetismo. Y es el electromagnetismo el que me llevó a conocer mi segunda ciudad favorita, Valencia. Ahí encontré a mi mentor, Miguel, mi director de tesis. Mil gracias por haberme guiado, apoyado, animado y enseñado. Por la dedicación en este largo camino. Por compartirme y dejarme mirar a través de sus ojos el mundo del electromagnetismo y las antenas. Por contagiarme su entusiasmo y curiosidad. Indudablemente, mi anhelo es que este trabajo sea solo otro hito entre futuras colaboraciones. Agradecer a Marta, también mi directora, por el análisis, la discusión, la revisión, los comentarios, los consejos que me ayudaron tanto a consolidar y ordenar en mi mente lo aprendido. Gracias por contagiar los ánimos, la energía y por su carisma en las reuniones de trabajo. Gracias a Eva, quien también me ha guiado y ha despejado mis dudas a través de su tesis doctoral. Como no agradecer a Daniel, al mando de la sala del GRE, despejando todas las dudas, asesorando y apoyándonos. Mil gracias Dani por todo. Miguel, Marta, Eva, Dani, son mis RockStar de las antenas, los admiro mucho y que suerte haber coincidido en este ratito que es la vida y haber aprendido tanto de ustedes. A Toni y Bernat en el laboratorio del GRE, gracias por todo el apoyo con los elementos y el ordenador. Gracias por hacer realidad la inspiración, los sueños, los prototipos, las medidas, las fotos tan chulas, lo imposible. Esta aventura estuvo acompañada de otros soñadores, de gente de gran talento formándose, de la familia en la sala del GRE que contagiaba de curiosidad, de sapiencia. Muchas gracias. A Miguel hijo y Jaime, también me han guiado y animado a través de sus artículos y tesis. A Marc, Zakaria, Youusra, Hamza, María que grato coincidir. A mi coterráneo Daniel, gracias por encontrar a Miguel y por las charlas de antenas al final

del día. A mi compadre Carlos, gracias por los tutoriales, por los momentos compartidos con la familia en el departamento de Valencia, por seguirme en las rutinas de la piscina para despejar la mente, por las largas charlas de antenas en nuestra ciudad natal, por la colaboración, por todo amigo. Principalmente quiero agradecer a mi familia, en especial a Fátima mi esposa. Gracias por apoyarme en este proyecto y en todos mis sueños, por la confianza, por animarme en los momentos duros, por ser mi más grande admiradora, por su amor. A mis hijos Anahí y Rafael, que desde sus 8 y 9 años me han escuchado hablar de antenas durante horas, por permitirme sintetizar mis ideas y explicarles los fenómenos electromagnéticos mediante ideas simples. Por incluso recomendarme cambios en las estructuras de las antenas. Por hacerme vivir la frase de Albert Einstein que la imaginación es más importante que el conocimiento. Gracias por darme permiso de quedarme trabajando hasta tan tarde. Les amo hijos míos. Gracias a mi madre por apoyarme desde niño en escoger lo que quiero estudiar. Por estar siempre pendiente de mí y mis estudios. Por ser también mi gran admiradora. Por todo el amor. A mis siete hermanos, por apoyarme y escuchar mis aventuras en Valencia y las antenas. A mis suegros Luis y Clarita, a mi cuñado Giovanni, por el apoyo y estar pendiente siempre de mi familia cuando no estoy presente. A mi escuela TESLA por permitirme ser libre, por financiar mis estudios, por permitirme trabar en la mañana y estudiar en la tarde, noche y madrugada, por enseñarme que los sueños son posibles con dedicación y trabajo constante. Finalmente, quiero agradecer y dedicar este trabajo a la memoria de mi padre Francisco que descansa en paz, por la fe, por el apoyo desde niño en mis estudios, por enseñarme a trabajar con esmero para perseguir mis sueños y alcanzar las metas. Sé que estarías muy contento y orgulloso por lo alcanzado. Te amo papito Pacho.

Gracias totales... a todas las personas y eventos que no he alcanzado ha nombrar, pero que han sido parte de este proyecto de alguna forma. Gracias por la resiliencia. Al universo por conspirar de algún Modo, y dejarme aprender de las estrellas de los Modos Característicos.



# Abstract

In this thesis entitled "Modal Investigation of Antennas Integrated into Geometric Bodies and Cavities," the theory of characteristic modes is explored initially, with a specific focus on the physical interpretation of its parameters. Various methodologies for antenna design are briefly introduced as well. To provide an initial guidance for antenna design, the characteristic modes of simple structures are analyzed using the FEKO simulation tool.

Subsequently, the criteria for examining characteristic modes are applied to 2D geometric bodies and their interactions with simple wire structures. Among the planar geometric bodies investigated are a square plate coupled with radial wires and a disk coupled with smaller disks within it.

Building upon the findings from planar structures, the study proceeds to investigate the characteristic modes of three-dimensional geometric bodies, including a cube, a cylinder, and elongated variations of these structures. Additionally, the analysis encompasses cubes with radials oriented in different directions. The study also extends to square and cylindrical open cavities, which are examined with feed elements to observe their impact on modal response.

Furthermore, composite 3D structures are examined to achieve various objectives, such as multiport antennas with single or multiple beams, wide bandwidth, strong isolation between ports, polarization diversity, or circular polarization. In several instances, modes are synthesized or combined to meet specific goals.

To facilitate the application of modal studies on geometric bodies and cavities, a comprehensive analysis is conducted using full-wave simulations with CST Studio Suite software. These proposals are primarily geared toward 5G and IoT applications, with a particular emphasis on CubeSat applications in the case of the cubic structure with radials. Several prototypes are fabricated, and measurements are carried out to validate the results obtained from simulations.

In conclusion, the thesis summarizes the most significant findings obtained throughout its development. Additionally, it proposes potential avenues for future research related to this work.



# Resumen

En esta tesis denominada “Estudio modal de antenas integradas en cuerpos geométricos y cavidades”, se estudia en primera instancia la teoría de los modos característicos, enfocada en la interpretación física de sus parámetros, y se exponen brevemente diferentes metodologías para el diseño de antenas. A manera de guía inicial de diseño de antenas, se analizan los modos característicos de estructuras simples utilizando la herramienta de simulación FEKO.

A continuación, se aplican los criterios de análisis de los modos característicos a cuerpos geométricos 2D y su acoplamiento con estructuras simples de hilo. Entre los cuerpos geométricos planos estudiados se encuentran: una placa cuadrada y su acoplamiento con hilos radiales, un disco y su acoplamiento con discos pequeños en su interior.

En base a los resultados de estructuras planas, el estudio continúa con el análisis de los modos característicos de cuerpos geométricos tridimensionales, como un cubo y un cilindro, así como versiones alargadas de estas estructuras. Además, se analiza el cubo con radiales en diferentes orientaciones. También se estudian cavidades abiertas cuadradas y cilíndricas. Estas estructuras se examinan con elementos de alimentación, y se observan sus efectos en la respuesta modal. Por otro lado, se estudian las estructuras 3D compuestas para lograr, dependiendo el caso, antenas multipuerto con uno o múltiples haces, gran ancho de banda, buen aislamiento entre puertos, diversidad de polarización o polarización circular. En varios casos, se sintetizan o combinan modos para alcanzar los objetivos deseados.

Con el propósito de aplicar los estudios modales de cuerpos geométricos y cavidades, se realiza un análisis completo utilizando onda completa con el software de simulación CST Studio Suite. Estas propuestas se centran en aplicaciones de 5G y IoT. Además, la estructura cúbica con radiales se enfoca en aplicaciones de CubeSat. Varios de estos prototipos se fabrican y se llevan a cabo mediciones. Los resultados de las simulaciones y las mediciones se comparan para validar las propuestas.

Para concluir, se resumen las conclusiones de los resultados más relevantes obtenidos durante el desarrollo de esta tesis. Asimismo,

se plantean posibles líneas de investigación futuras relacionadas con este trabajo.

# Resum

En aquesta tesi anomenada "Estudi modal d'antenes integrades en cossos geomètrics i cavitats", s'estudia en primera instància la teoria de les maneres característiques, enfocada a la interpretació física dels seus paràmetres, i s'exposen breument diferents metodologies per al disseny d'antenes. A manera de guia inicial de disseny d'antenes, s'analitzen els modes característics de estructures simples utilitzant la tècnica de simulació FEKO.

A continuació, s'apliquen els criteris d'anàlisi de les maneres característiques a cossos geomètrics 2D i el seu acoblament amb estructures simples de fil. Entre els cossos geomètrics plans estudiats hi ha: una placa quadrada i el seu acoblament amb fils radials, un disc i el seu acoblament amb discos petits a l'interior.

En base als resultats d'estructures planes, l'estudi continua amb l'anàlisi de les maneres característiques de cossos geomètrics tridimensionals, com ara un cub i un cilindre, així com versions allargades d'aquestes estructures. A més, s'analitza la galleda amb radials en diferents orientacions. També s'hi estudien cavitats obertes quadrades i cilíndriques. Aquestes estructures s'examinen amb elements d'alimentació i se n'observen els efectes en la resposta modal. D'altra banda, s'estudien les estructures 3D compostes per aconseguir, segons el cas, antenes multiport amb un o múltiples feixos, gran amplada de banda, bon aïllament entre ports, diversitat de polarització o polarització circular. En diversos casos, se sintetitzen o combinen maneres per assolir els objectius desitjats.

Amb el propòsit d'aplicar els estudis modals de cossos geomètrics i cavitats, es fa una anàlisi completa utilitzant una eina completa amb el programari de simulació CST Studio Suite. Aquestes propostes se centren en aplicacions de 5G i IoT. A més, l'estructura cúbica amb radials s'enfoca a aplicacions de CubeSat. Diversos d'aquests prototips es fabriquen i es fan mesuraments. Els resultats de les simulacions i els mesuraments es comparen per validar les propostes.

Per concloure, es resumeixen les conclusions dels resultats més rellevants obtinguts durant el desenvolupament d'aquesta tesi. Així mateix, es plantegen possibles línies de recerca futures relacionades amb aquest treball.



# Índice general

Índice de figuras	XVII
Índice de cuadros	XXVII
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Estado del arte . . . . .	1
1.2. Motivación . . . . .	3
1.3. Objetivos . . . . .	3
1.4. Metodología . . . . .	4
1.5. Estructura de la tesis . . . . .	5
<b>2. Aplicación de la Teoría de los Modos Característicos</b>	<b>7</b>
2.1. Introducción . . . . .	7
2.2. Interpretación física . . . . .	8
2.3. Aplicaciones modernas e investigación de la TMC en el diseño de antenas . . . . .	10
2.4. Procedimiento de diseño general usando CMA . . . . .	13
2.4.1. Respuesta modal de la estructura . . . . .	13
2.4.2. Síntesis modal . . . . .	14
2.4.3. Excitación preliminar de la estructura . . . . .	14
2.5. Modos característicos de estructuras de hilo . . . . .	16
2.5.1. Evolución modal de anillo rectangular . . . . .	16
2.5.2. Análisis de modos característicos de un anillo en Y invertida	24
2.5.3. Análisis de modos característicos de un anillo en T . . . . .	28
2.5.4. Análisis de modos característicos de un anillo en forma de T con ILA . . . . .	32
2.6. Conclusiones . . . . .	37
<b>3. CMA para acoplamiento entre estructuras 2D con estructuras   de hilo</b>	<b>39</b>
3.1. Introducción . . . . .	39

## ÍNDICE GENERAL

---

3.2.	CMA de estructura plana cuadrada . . . . .	40
3.2.1.	Síntesis de modos sobre placa cuadrada . . . . .	45
3.3.	CMA de 4 radiales en cruz . . . . .	47
3.4.	CMA de estructura plana cuadrada con radiales . . . . .	51
3.5.	CMA de placa cuadrada con radiales paralelos . . . . .	59
3.6.	Estructuras planas circulares y en anillos . . . . .	63
3.6.1.	Estructura circular y anillo . . . . .	65
3.6.2.	Estructura de 2 anillos concéntricos . . . . .	73
3.6.3.	Acoplamiento modal de 1 y 2 discos dentro de un anillo plano. . . . .	78
<b>4.</b>	<b>CMA para acoplamiento entre estructuras 3D con hilos y placas planas para aplicaciones en CubeSat y 5G</b>	<b>87</b>
4.1.	Introducción . . . . .	87
4.2.	CMA en Satélites CubeSat Cúbicos . . . . .	88
4.2.1.	Cubo 1U con 4 radiales . . . . .	92
4.2.2.	Cubo 1U con 8 radiales . . . . .	99
4.3.	Otras geometrías 3D . . . . .	109
4.3.1.	Prisma rectangular . . . . .	109
4.3.2.	Cilindro bajo . . . . .	112
4.3.3.	Cilindro alto . . . . .	115
4.4.	Cavidades abiertas . . . . .	117
4.4.1.	Cavidad cuadrada compuesta . . . . .	117
4.4.2.	Cavidad Cilíndrica . . . . .	124
4.4.3.	Cavidad Cilíndrica compuesta . . . . .	129
<b>5.</b>	<b>Alimentación de estructuras, prototipos y medidas</b>	<b>135</b>
5.1.	Introducción . . . . .	135
5.2.	Anillo en forma de T alimentada con ILA . . . . .	136
5.3.	Alimentación de placa cuadrada con ILA y resonador triangular	139
5.4.	Alimentación de 2 anillos concéntricos . . . . .	144
5.5.	Diseño de antenas para Cubesat en VHF/UHF . . . . .	147
5.5.1.	Alimentación de CubeSat con 4 radiales . . . . .	147
5.5.2.	CubeSat con 8 radiales . . . . .	149
5.6.	Alimentación de cavidad cuadrada con núcleo . . . . .	161
5.6.1.	Alimentación con ILA de una cavidad con núcleo sólido	162
5.6.2.	Alimentación con T a una cavidad con núcleo sólido . .	168
5.7.	Alimentación de cavidad cilíndrica compuesta . . . . .	174

## ÍNDICE GENERAL

---

<b>6. Conclusiones y trabajos futuros</b>	<b>183</b>
6.1. Conclusiones generales . . . . .	183
6.2. Conclusiones específicas . . . . .	183
6.3. Trabajos futuros . . . . .	184
<b>References</b>	<b>187</b>
<b>Publicaciones relacionadas</b>	<b>199</b>

## ÍNDICE GENERAL

---

# Índice de figuras

2.1. MS y el $\alpha_n$ en función de $\lambda_n$ . . . . .	10
2.2. Cambio de forma de la estructura de anillo de cuadrado a rectangular con relación aspecto de: a) 1:1, b) 2:1, c: 4:1, y d) 8:1. El perímetro de la estructura es de $\lambda$ en 130 MHz (230.8 cm). . .	17
2.3. Evolución de ángulo característico de cuadrado a rectángulo con relación aspecto de: a) 1:1, b) 2:1, c: 4:1, y d) 8:1 . . . . .	18
2.4. Evolución de significancia modal de cuadrado a rectángulo con relación aspecto de: a) 1:1, b) 2:1, c: 4:1, y d) 8:1 . . . . .	20
2.5. Evolución de la distribución de corrientes y diagramas de radiación (en 130 MHz) de cuadrado a rectángulo con relación aspecto de: a) 1:1, b) 2:1, c: 4:1, y d) 8:1. Perímetro de $\lambda$ (230.8 cm) a 130 MHz. Hilo con espesor de 1 cm. . . . .	21
2.6. Evolución del coeficiente de excitación o peso modal de cuadrado a rectángulo con relación aspecto de: a) 1:1, b) 2:1, c: 4:1, y d) 8:1. Incidencia desde el eje $z$ de una onda plana con polarización horizontal . . . . .	22
2.7. Estructura en forma de Y invertida. El perímetro del anillo en Y invertida es de $\lambda=230,7\text{cm}$ en 130 MHz, con bordes redondeados de 5 cm de radio y ángulo de apertura entre brazos de $120^\circ$ . . .	24
2.8. Análisis de modos característicos de un anillo de hilo en forma de Y invertida. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación o peso modal con onda plana incidente y polarización vertical desde el eje $z$ , d) Porcentaje de potencia por modo que aporta a la potencia total radiada. . . . .	25
2.9. Distribución de corrientes y diagramas modales de un anillo de hilo en forma de Y invertida, en 140 MHz. El perímetro del anillo en Y invertida es de $\lambda$ en 130 MHz, con bordes redondeados de 5 cm de radio y ángulo de apertura entre brazos de $120^\circ$ . . . .	26

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

2.10. Estructura de anillo de hilo en forma de T. El perímetro del anillo en T es de $3/2\lambda$ (346.05 cm) en 130 MHz y borde redondeado de 5 cm de radio. . . . .	28
2.11. Análisis de modos característicos de un anillo de hilo en forma de T. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación o peso modal, d) Porcentaje de potencia por modo que aporta a la potencia total radiada. Modos excitados por polarización Vertical denotados por V y Horizontal con H. . . . .	29
2.12. Distribución de corrientes y diagramas modales de un anillo de hilo en forma de T, en 95 MHz. El perímetro del anillo en T es de $3/2\lambda$ en 130 MHz y borde redondeado de 5 cm de radio. . . . .	30
2.13. Distribución de corrientes y diagramas modales de un anillo de hilo en forma de T e ILA en su interior, en 80 MHz. El perímetro del anillo en T es de $3/2\lambda$ en 130 MHz, e ILA de $\lambda/4$ . . . . .	33
2.14. Análisis de modos característicos de un anillo de hilo en forma de T con una ILA. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación o peso modal, d) Porcentaje de potencia por modo que aporta a la potencia total radiada. . . . .	35
2.15. Distribución de corrientes y diagramas modales de un anillo en forma de T e ILA en su interior, en las frecuencias de puntos máximos del Coeficiente de excitación o peso modal de la Fig. 2.14 (c). . . . .	36
3.1. Distribución de corrientes y diagramas de radiación normalizados de los 4 primeros modos de un cuadrado de 10 cm x 10 cm. a) 1.5 GHz ( $\lambda/2$ ), y b) 435MHz . . . . .	41
3.2. Ángulo característicos de los 4 primeros modos de un cuadrado de 10 cm x 10 cm. . . . .	43
3.3. Significancia modal de los 4 primeros modos de una placa cuadrada de 10 cm x 10 cm. . . . .	44
3.4. Coeficiente de excitación modal de los 4 primeros modos de una placa cuadrada de 10 cm x 10 cm, iluminada con onda plana de polarización circular en dirección normal a la plano de la placa. . . . .	44
3.5. 5 primeros modos característicos de un cuadrado de 7.5 cm x 7.5 cm. a) Significancia modal, b) Coeficiente de excitación modal del cuadrado iluminada con onda plana de polarización lineal desde $\theta = 60$ , $\phi = 0$ . c) Distribución normalizada de corrientes y diagramas de radiación modal normalizado en 3.6 GHz. . . . .	46
3.6. Diagrama de radiación 2D en $\phi = 180$ de la síntesis de los modos M1, M3, M5 . . . . .	47

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

3.7. Distribución de corrientes y diagramas de radiación normalizados de los 4 primeros modos de 4 radiales en cruz en 435MHz. 10 cm de separación horizontal y vertical entre radiales. Radial con longitud de 13.8 cm. . . . .	47
3.8. Ángulo característicos de los 4 primeros modos de 4 radiales en cruz . . . . .	49
3.9. Significancia modal de los 4 primeros modos de 4 radiales en cruz	50
3.10. Coeficiente de excitación modal (Modal Weighting Coefficient) de los 4 primeros modos de 4 radiales en cruz, iluminada con onda plana de polarización circular . . . . .	50
3.11. Configuraciones A, B y C de estructuras de placa cuadrada con 4 radiales. . . . .	52
3.12. Ángulo característico de los 4 primeros modos de la placa cuadrada con 4 radiales, de las configuraciones A, B y C. . . . .	53
3.13. Significancia modal de los 4 primeros modos de la placa cuadrada con 4 radiales, de las configuraciones A, B y C. . . . .	53
3.14. Distribución de corrientes y diagramas de radiación normalizados de los 4 primeros modos de placa cuadrada con 4 radiales, en 435 MHz. a) Configuración A, b) Configuración B, y c) Configuración C . . . . .	54
3.15. Coeficiente de excitación modal (Modal Weighting Coefficient) de la placa cuadrada con 4 radiales (Configuraciones A, B y C), iluminadas con onda plana con polarización circular . . . . .	57
3.16. Comparativa del Coeficiente de excitación modal (Modal Weighting Coefficient) entre estructuras en el modo fundamental, iluminando cada estructura con onda plana con polarización circular.	58
3.17. Estructuras de placa cuadrada con 4 radiales paralelos. a) Modelos Simétrico. b) Modelos Asimétrico . . . . .	59
3.18. Comparativa de significancia modal del modelo simétrico ( $M_S$ ) y asimétrico ( $M_A$ ) . . . . .	60
3.19. Distribución de corrientes y diagramas modales del modelo simétrico ( $M_S$ ) y asimétrico ( $M_A$ ), en 360 MHz . . . . .	61
3.20. Coeficiente de excitación modal del modelo simétrico ( $M_S$ ) y asimétrico ( $M_A$ ) . . . . .	63
3.21. Diagrama de dispersión usando el MoM (a y c), y combinación de modos característicos M1 y M3 (b y d), del modelo simétrico y asimétrico (Fig. 3.17), iluminando la estructura desde el nadir con onda plana con polarización lineal. . . . .	64
3.22. Comparativa de ángulo característico de un círculo de radio de 2.5 cm ( $M_C$ ) y un anillo ( $M_A$ ) de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm. . . . .	66

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

3.23. Significancia modal de: a) un círculo de radio de 2.5 cm ( $M_C$ ) y, b) un anillo ( $M_A$ ) de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm. . . . .	67
3.24. Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales normalizadas de un círculo de radio de 2.5 cm en 3 GHz . . . . .	68
3.25. Distribución de corrientes modales y diagramas de radiación modales normalizadas de un anillo de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm, analizados en 2.4 GHz . . . . .	70
3.26. Comparativa del coeficiente de excitación modal de un círculo de radio de 2.5 cm ( $M_C$ ) y un anillo ( $M_A$ ) de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm. Incidiendo en ambas estructuras con onda plana de polarización circular en dirección normal al plano de la estructura. . . . .	71
3.27. Significancia modal de un disco y anillo de menor tamaño que los de la Fig. 3.23. a) Disco de radio de 1.5 cm, b) Anillo de radio externo 1.5 cm y radio interno de 1 cm. . . . .	72
3.28. Ángulo característico de dos anillos concéntricos. Un anillo grande de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm, y un anillo reducido de radio externo 1.5 cm y de radio interno de 1 cm	74
3.29. Significancia modal de dos anillos concéntricos. Un anillo grande de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm, y un anillo reducido de radio externo 1.5 cm y de radio interno de 1 cm . .	74
3.30. Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales normalizados de dos anillos concéntricos. Un anillo grande de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm, y un anillo reducido de radio externo 1.5 cm y de radio interno de 1 cm, en 2.5 GHz	75
3.31. Coeficiente de excitación modal de dos anillos concéntricos. Un anillo grande de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm, y un anillo reducido de radio externo 1.5 cm y de radio interno de 1 cm. . . . .	76
3.32. Evolución de corrientes y diagramas modales de 2 anillos concéntricos. Un anillo grande de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm, y un anillo reducido de radio externo 1.5 cm y de radio interno de 1 cm. . . . .	77
3.33. CMA de anillo con 1 discos de alimentación. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación modal (Onda plana con polarización Lineal vertical). . . . .	79
3.34. Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los modos característicos de un anillo con 1 discos de alimentación. . . . .	80
3.35. Porcentaje de Potencia total radiada en campo lejano de anillo con 1 discos de alimentación. . . . .	81

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

3.36. CMA de anillo con 2 discos de alimentación. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación modal (Onda plana con polarización Lineal vertical). . . . .	83
3.37. Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los modos característicos de un anillo con 2 discos de alimentación. . . . .	84
3.38. Porcentaje de Potencia total radiada en campo lejano de anillo con 2 discos de alimentación. . . . .	85
4.1. Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los Modos Dipolo (MD) de primer orden de un CubeSat 1U, a 1GHz. . . . .	89
4.2. Ángulo característico de los 4 primeros Modos Dipolo (MD) y Modos Espira (ME) de un Cubo 1U. . . . .	90
4.3. Significancia modal de los 4 primeros Modos Dipolo (MD) y Modos Espira o Loop (ML) de un Cubo 1U. . . . .	90
4.4. Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los Modos Dipolo (MD) y Modos Espira (ME) de un cubo 1U, a 1GHz. . . . .	91
4.5. Configuraciones L y X de estructuras de placa cuadrada con 4 radiales. . . . .	93
4.6. Ángulo característico de los primeros dos modos del cubo 1U con 4 radiales de las configuraciones L y X. . . . .	94
4.7. Significancia modal de los primeros dos modos del cubo 1U con 4 radiales de las configuraciones L y X. . . . .	95
4.8. Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los 2 primeros modos de la configuración L, en 435MHz. . . . .	96
4.9. Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los 2 primeros modos de un cubo 1U de la Configuración X, en 435MHz . . . . .	97
4.10. Coeficiente de excitación modal de las configuraciones L y X iluminadas desde el eje z por una onda plana con polarización circular. . . . .	98
4.11. Coeficiente de excitación o peso modal y potencia radiada en campo lejano de la configuración L, iluminados desde tierra por una onda plana con polarización circular. . . . .	98
4.12. Configuraciones L y X con 8 radiales. L = 10 cm x 10 cm x 10 cm. . . . .	100
4.13. Ángulo característico de los 4 primeros modos de un CubeSat con 8 radiales en configuración X y P . . . . .	102
4.14. Significancia modal de un CubeSat con 8 radiales en configuración X y L . . . . .	102
4.15. Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los 4 primeros modos de CubeSat con 8 Radiales en configuración L, en 320 MHz. . . . .	103

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

4.16. Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los 4 primeros modos de CubeSat con 8 Radiales en Configuración X en 320 MHz . . . . .	105
4.17. Coeficientes de excitación modal y potencia de radiación en campo lejano de la configuración L. . . . .	106
4.18. Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los modos a combinar de la Configuración L en 435 MHz. . . . .	107
4.19. Combinación de Modos M1, M1', M4 y M4' de la configuración L. a) Distribución de corriente de modos combinados, b) Diagrama radiación de Modos combinados. . . . .	108
4.20. Ángulo Característicos del prisma rectangular de $10 \times 10 \times 20 \text{ cm}^3$ . . . . .	110
4.21. Significancia Modal del prisma rectangular de $10 \times 10 \times 20 \text{ cm}^3$ . . . . .	110
4.22. Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales del prisma rectangular de $10 \times 10 \times 20 \text{ cm}^3$ , analizado en 700 MHz en la resonancia del modo fundamental. . . . .	111
4.23. Ángulo Característicos del Cilindro bajo. . . . .	112
4.24. Significancia Modal del Cilindro bajo. . . . .	113
4.25. Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales del Cilindro bajo, analizado en 1 GHz en la resonancia del modo fundamental. Dimensiones: perímetro del círculo de 40 cm y alto de 10 cm . . . . .	114
4.26. Ángulo Característicos del Cilindro Alto. . . . .	115
4.27. Significancia Modal del Cilindro Alto. . . . .	116
4.28. Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales del Cilindro Alto, analizado en 700 MHz, resonancia del modo fundamental. Dimensiones: perímetro del círculo de 40 cm y alto del cilindro de 20 cm . . . . .	116
4.29. Significancia Modal de: a) Cavidad sin núcleo, b) Cavidad con núcleo grande, c) Cavidad con núcleo pequeño. . . . .	118
4.30. Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales de una cavidad de $7.5 \times 7.5 \times 1.9 \text{ cm}^3$ . a) Cavidad sin núcleo, b) Cavidad con núcleo grande de $4.5 \times 4.5 \times 1.9 \text{ cm}^3$ y apertura de $0.86 \text{ cm}$ con la pared de la cavidad, c) Cavidad con núcleo pequeño de $1.8 \times 1.8 \times 1.9 \text{ cm}^3$ . . . . .	119
4.31. Coeficiente de excitación o peso modal de una cavidad de $7.5 \times 7.5 \times 1.9 \text{ cm}^3$ . a) Cavidad sin núcleo, b) Cavidad con núcleo grande, c) Cavidad con núcleo pequeño. . . . .	122
4.32. Potencial Total Radiada en Campo Lejano de una cavidad de $7.5 \times 7.5 \times 1.9 \text{ cm}^3$ . a) Cavidad sin núcleo, b) Cavidad con núcleo grande, c) Cavidad con núcleo pequeño. . . . .	123

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

4.33. Análisis de modos característicos de una cavidad cilíndrica. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación modal (MWC). . . . .	125
4.34. Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales de una cavidad cilíndrica en 3 GHz. Las dimensiones son de radio de 2.5 cm de radio, 1 cm de altura y 0.035 cm de espesor de las paredes. . . . .	126
4.35. Porcentaje de potencia total radiada en campo lejano de los modos característicos una cavidad cilíndrica al incidir sobre la estructura de forma perpendicular con una onda plana de polarización vertical. . . . .	127
4.36. Análisis de modos característicos de una cavidad cilíndrica de tapa circular gruesa. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación modal (MWC). . . . .	128
4.37. Porcentaje de potencia total radiada en campo lejano de los modos característicos una cavidad cilíndrica al incidir sobre la estructura de forma perpendicular con una onda plana de polarización vertical de tapa circular gruesa. . . . .	129
4.38. Análisis de modos característicos de una cavidad cilíndrica compuesta. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación modal (MWC). . . . .	130
4.39. Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales de una cavidad cilíndrica compuesta en 3 GHz (M1, M2 y M3) y en 3,8 GHz (M4 y M5) . . . . .	131
4.40. Porcentaje de potencia total radiada en campo lejano de una cavidad cilíndrica compuesta. . . . .	132
5.1. Antena de anillo en forma de T con ILA. . . . .	136
5.2. Parámetros S de la antena de anillo en forma de T con ILA. . .	137
5.3. Distribución de corrientes y diagramas de radiación de una antena de anillo en forma de T con ILA. Analizado en a) 132.5 MHz, b) 161 MHz . . . . .	138
5.4. Estructura de la antena Multipuerto. a) Vista 3D, b) Dimensiones de la antena elemento. . . . .	140
5.5. Distribución de corrientes de la antena propuesta. . . . .	142
5.6. Antena con un solo elemento. a) Distribución de corrientes y, b) Diagrama de radiación. . . . .	142
5.7. Parámetros S simulados de la antena MIMO. . . . .	143
5.8. Diagramas 3D de la antena alimentada: a) Puerto 1, b) Puerto 2, c) Puerto 3, d) Puerto 4, e) Estructura 3D con Puertos. . . .	143

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

5.9. Antena de 2 anillos concéntricos y alimentación en U. a) Vista 3D, b) 2 anillos concéntricos, c) Alimentación en U separada 0.5 mm del plano de los 2 anillos. . . . .	145
5.10. Parámetros S de la Antena de 2 anillos concéntricos y alimentación en U. . . . .	145
5.11. Distribución de corrientes y diagrama de radiación de antena de 2 anillos concéntricos, en: a) 2.56 GHz, b) 3.5 GHz . . . . .	146
5.12. Estructura 3D de CubeSat con 4 radiales. . . . .	147
5.13. Acoplamiento Activo con alimentación progresiva. . . . .	148
5.14. Diagrama de radiación en el plano y-z con alimentación progresiva.148	
5.15. Estructura 3D de CubeSat con 8 radiales. . . . .	150
5.16. Acoplamiento Activo con alimentación progresiva y estructura con generadores. La longitud de los radiales cortos y largos es de 11.3 cm y 16 cm respectivamente. . . . .	150
5.17. Diagrama de radiación de Cubesat con 4 radiales cortos pasivos y 4 radiales largos con alimentación progresiva. a) Corte en el plano y-z. b) Diagrama de radiación 3D y estructura con generadores. . . . .	151
5.18. Directividad en función de la frecuencia para un CubeSat 1U con 8 radiales. . . . .	152
5.19. Curva de la Relación Axial versus theta para polarización circular.152	
5.20. Circuito de alimentación. a) Diseño simulado, b) Circuito implementado . . . . .	153
5.21. Medidas de parámetros S del prototipo de divisor de potencia Wilkinson 1-4 . . . . .	154
5.22. Circuito de alimentación con 4 radiales. a) Diseño simulado, b) Prototipo implementado . . . . .	155
5.23. Parámetros S simulado y medido del prototipo de circuito de alimentación y 4 radiales . . . . .	156
5.24. Diagrama de radiación de campo lejano medido del prototipo de circuito de alimentación con 4 radiales. a) Plano yz, b) 3D Medido156	
5.25. CubeSat con 8 radiales fabricado, y conectado al analizador de redes para medición dentro de la cámara anecóica. . . . .	157
5.26. Simulación y medición de los parámetros $S_{11}$ del diseño final del CubeSat con 8 Radiales y divisor de potencia Wilkinson . . . . .	158
5.27. Simulación y medición del diagrama de radiación del CubeSat con 8 Radiales y divisor de potencia Wilkinson 1:4, en 435 MHz. a) Plano $xz$ y $yz$ ( $\theta$ igual a $0^\circ$ y $90^\circ$ respectivamente), b) Diagrama de radiación medido en 3D. . . . .	158

5.28. Mediciones CubeSat: a) Componentes copolar y crosspolar del campo eléctrico - Plano XZ. b) Componentes copolar y crosspolar del campo eléctrico - Plano YZ. c) Elipse de polarización en $\theta=0^\circ$ y $\phi=0^\circ$ (RA=0.76 dB; Inclinación=232.14°; LHCP). d) Componente copolar del campo eléctrico 3D (dB), posición máximo $\theta=2^\circ$ y $\phi=7^\circ$ . . . . .	160
5.29. Geometría de la antena propuesta. a) Vista 3D, b) Sección cruzada.	162
5.30. Parámetros S simulados. . . . .	163
5.31. Diagrama de radiación 2D de los puertos 1 y 3. a) $f = 3$ GHz, b) $f = 5$ GHz. . . . .	164
5.32. Diagrama de radiación 3D. a) Polarización Horizontal, b) Polarización Vertical, c) Polarización Circular. . . . .	165
5.33. Fotografía de la antena fabricada. a) Cavidad con núcleo y alimentaciones, b) Elemento puerto 3. . . . .	165
5.34. Parámetros S Medidos. . . . .	166
5.35. Mediciones del diagrama de radiación 2D del puerto 3. a) $f = 3$ GHz, b) $f = 3.5$ GHz, c) $f = 4$ GHz, d) $f = 4.5$ GHz, e) $f = 5$ GHz.	167
5.36. Estructura de la antena propuesta. a) Vista 3D, b) Cavidad, c) Vista lateral . . . . .	169
5.37. Simulación de los parámetros S de la antena propuesta. a) S11 con y sin núcleo sólido, b) S21, S31, S41 con y sin núcleo sólido.	170
5.38. Fotografías de la antena fabricada. a) Cavidad sin sustrato dieléctrico, b) Antena prototipo. . . . .	171
5.39. Medidas y simulación de los parámetros S de la antena propuesta. a) S11, S22, S33 y S44, b) S21, S31 y S41 . . . . .	172
5.40. Medidas y simulación del diagrama de radiación de la antena de cavidad rectangular con núcleo pequeño, cuando solo el puerto 1 es excitado. a) 2.5 GHz, b) 3.5 GHz, c) 4.5 GHz, y d) 5.5 GHz.	173
5.41. Medidas y simulación de la ganancia y eficiencia de la antena propuesta cuando solo el puerto 2 es excitado. . . . .	174
5.42. a) Modelo A con anillo y alimentación diferencial metálico. b) Modelo B con anillo, alimentación diferencial y cavidad metálica. c) Vista lateral del Modelo B. . . . .	176
5.43. Parámetros S11 simulados del Modelo A, simulación y medición de los parámetros S11 del Modelo B. . . . .	177
5.44. Vista superior de la antena del modelo B fabricado. . . . .	178
5.45. Antena de cavidad de 4 puertos fabricado. a) Vista superior, b) Vista lateral. . . . .	178
5.46. Parámetros S11 simulados y medidos de la antena de cavidad de 4 puertos de bajo perfil, ultra banda ancha (UWB) y con polarización dual. . . . .	179

## ÍNDICE DE FIGURAS

---

5.47. Diagrama de radiación normalizado en el plano $xz$ con polarización horizontal en: a) 3GHz, b) 4 GHz, c) 5 GHz, d) 6 GHz. Simulación y medición de componente copolar (Co-pol) y cross-pol (X-pol) . . . . .	179
5.48. Diagrama de radiación normalizado en el plano $xz$ con polarización vertical en: a) 3GHz, b) 4 GHz, c) 5 GHz, d) 6 GHz. Simulación y medición de componente copolar (Co-pol) y cross-pol (X-pol) . . . . .	180

# Índice de cuadros

2.1. Evolución del modo fundamental (MD1) del anillo rectangular.	19
2.2. Resonancia y ancho de banda modal de anillo en Y invertida. .	26
2.3. Resonancia y ancho de banda modal del anillo en forma de T. .	30
2.4. Resonancia y ancho de banda modal del anillo en forma de T con ILA. . . . .	34
3.1. Dimensiones de radiales de las Configuraciones A, B y C, mostradas en la Fig. 3.11. . . . .	51
3.2. Frecuencias de resonancia de los 3 primeros modos de estructuras: placa cuadrada, 4 radiales en cruz, y placa cuadrada con 4 radiales en cruz. . . . .	57
3.3. Dimensiones de radiales del Modelo Simétrico y Asimétrico de la Fig. 3.17. . . . .	59
4.1. Dimensiones de los radiales de las Configuraciones L y X, de la Fig. 4.5. . . . .	93
4.2. Dimensiones de los radiales de las Configuraciones L y X, de la Fig. 4.12. . . . .	101
5.1. Dimensiones anillo en T con ILA. . . . .	136
5.2. Resonancia de anillo en forma de T con ILA (Fig. 5.2). . . . .	137
5.3. Parámetros optimizados de la antena propuesta. . . . .	140
5.4. Dimensiones de la antena de 2 anillos concéntricos y alimentación en U. . . . .	146
5.5. Dimensiones de la estructura de CubeSat con 4 radiales de la Fig. 5.12. . . . .	147
5.6. Dimensiones de la estructura del CubeSat con 8 radiales de la Fig. 5.15. . . . .	149
5.7. Dimensiones del diseño final del CubeSat con 8 radiales en configuración L. . . . .	157

## ÍNDICE DE CUADROS

---

5.8. Comparación del diseño propuestos con otros diseños de antenas para CubeSat. . . . .	159
5.9. Dimensiones de la antena de cavidad. . . . .	163
5.10. Dimensiones optimizadas de la antena (Unidad: <i>mm</i> ). . . . .	169
5.11. Dimensiones optimizadas de la Fig. 5.42 . . . . .	176
5.12. Ganancia de antena de cavidad con 4 puertos y polarización dual.181	
5.13. Ganancia de antena de cavidad con 4 puertos y polarización dual.181	

# Capítulo 1

## Introducción

En este capítulo se da una visión general de la aplicación de la teoría de los modos característicos desde su propuesta inicial, hasta las aplicaciones modernas para el diseño de antenas. Se expone además las motivaciones que direccionaron para llevar a cabo el desarrollo de la tesis, los objetivos y metodología para estudiar los modos característicos sobre estructuras de hilo, planas y tridimensionales. El capítulo finaliza con una explicación general del contenido de cada capítulo y como se enlazan entre ellos.

### 1.1. Estado del arte

La teoría de modos característicos fue formulada en un inicio para problemas de dispersión electromagnética [1] en 1968; pero la inspiración de la teoría puede ser llevada más atrás en el tiempo cuando la diagonalización del operador de dispersión fue mencionada en [2] en 1948. Pero rápidamente, la teoría de modos característicos se relacionó también para el uso en diseño de antenas y radiación [3] [4]. El valor práctico de adquirir las corrientes, campos y potencia reactiva modal fue el principal mensaje de el primer artículo con un enfoque general en [5] en el 2007, quienes demostraron como las propiedades de los modos característicos pueden ayudar a simplificar el diseño de varios tipos de antenas como monopolos planos, antenas de parche, reflect array y terminales de antenas.

Desde entonces se han publicado 141 artículo relevantes en la revista de IEEE Transactions on Antennas and Propagation (TAP), sin embargo la mayor parte de artículos fueron publicados a partir del 2016 (94 artículos), representando más del 2% del total de todos los artículos publicados en esta revista especializada en el campo. Además, en forma global se han publicado 364 artículos en revistas como IEEE Antennas and Wireless Propagation Let-

## CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

---

ters - AWPL (46), Electronics Letters (9), APM (13), IET MAP (17), MOTL (19), IEEE Access (30), entre otras revistas (73). Más del 50 % han sido publicadas entre TAP y AWPL demostrando una alta calidad de los trabajos [6]. Así también, en el 2015, se publicó un libro a manera de resumen exponiendo la teoría de modos característicos y sus aplicaciones [7].

Los modos característicos actualmente son utilizados para varias aplicaciones modernas como por ejemplo antenas multipuerto. Debido a las propiedades inherentes de los modos característicos, con corrientes y campos modales ortogonales son de particular interés para aplicaciones MIMO, como en [8] en la que la estructura de una espira es analizada para soportar 4 modos en diferentes resonancias. Así también, antenas multipuerto de banda ancha usando cavidades con haces independientes para aplicaciones MIMO son presentadas en [9] y [10]. Una respuesta multimodal también se consigue optimizando o sintetizando la forma de la estructura como en [11], [12] y [13]. Por otro lado, antenas modernas con polarización circular han sido estudiadas usando la ortogonalidad intrínseca de los modos característicos como en [14] una antena microstrip de parche en forma de E fue adaptada para obtener 2 modos que radian campos polarizados circularmente, o en [15] donde 3 pares de modos característicos son apropiadamente excitados para obtener polarización circular. otra aplicación moderna es utilizado los modos característicos en [16] y [17] para estudiar las corrientes de modos excitados sobre una metasurface finita y hallar el adecuado excitador para convertir una fuente polarizada linealmente en un campo radiado circular. Una gran demanda moderna que está siendo entendida por los modos característicos son las antenas de banda ancha enfocadas por ejemplo para 5G o WLANs. Estos requerimientos han sido enfocados por excitar modos de banda ancha o combinar modos con resonancias cercanas. Este método ha sido usado en [18] y [19] para incrementar el ancho de banda, e incluso el de un dipolo simple de 1.8 % a 11.2 % de ancho de banda porcentual en [20].

Nuevas direcciones sobre tópicos emergentes están siendo estudiados y documentados en [21], [22] y [23]. Por ejemplo en [24] se estudia la aplicación de modos característicos en antenas resonantes dieléctricas (dielectric resonator antennas DRA). Existen pocas investigaciones en DRA debido a los modos espurios y gran esfuerzo computacional en su formulación [25]. Por otro lado, se está estudiando el desarrollo de nuevas técnicas de análisis de modos característicos para tratar materiales complejos que puedan resolver problemas de ingeniería. En este sentido nuevas formulaciones de modos característicos se están desarrollando para materiales con pérdidas [26] y materiales magneto-dieléctricos [27], así como nuevas aplicaciones al diseño de antenas resistentes a la carga manual [28].

## 1.2. Motivación

La motivación personal para estudiar en el campo de las antenas parte desde muy joven; es así que los trabajos finales de grado y postgrado estuvieron relacionados con los sistemas de comunicaciones inalámbricas y áreas de cobertura. Pero debido a que en Ecuador existe escasa investigación y desarrollo en antenas, no fue posible profundizar en este campo. Como parte del personal docente universitario de Ecuador encontré en el Programa de Doctorado en Telecomunicaciones de la Universidad Politécnica de Valencia (UPV) al Grupo de Antennas and Propagation Lab (APL) con resultados relevantes en el campo de las antenas. Específicamente encontré a profesores con una línea de investigación en la que fueron los primeros en proponer a la Teoría de Modos Característicos como una herramienta versátil para el diseño de antenas desde una perspectiva de interpretación física intrínseca en la teoría [5]; dos de ellos directores de esta tesis. En el GRE venían estudiando 3 colegas en la línea de investigación de la Teoría de Modos Característicos en [29], [30]. Integrarme al grupo tomo dos etapas. La primera formativa, en el campo de antenas y propagación. Y la segunda, integrarme en los proyectos de investigación y diseño de prototipos de antenas para 5G, IoT y CubeSat usando la Teoría de Modos Característicos. Durante estos 6 años de estudiar con fondos propios en el Programa de Doctorado en Telecomunicaciones de la Universidad Politécnica de Valencia mi horizonte se evolucionó y la motivación continuó, ahora desde mi Centro de Educación TESLA y los servicios comerciales de telecomunicaciones de RioNET en Ecuador.

## 1.3. Objetivos

El Objetivo global de la Tesis Doctoral es el diseño de antenas usando la teoría de modos característicos.

La teoría de modos característicos ha sido ampliamente desarrollada en los últimos años en muchos aspectos, como métodos numéricos, diseño de monopolos de banda ancha, diseño de antenas para dispositivos móviles, antenas en estructuras planas, así como distintas aplicaciones sobre todo en el ámbito de 5G y sistemas de comunicaciones inalámbricas.

Los objetivos específicos que se pretenden obtener en esta tesis son el diseño de antenas situadas sobre estructuras geométricas 3D, como cubos, cilindros, esferas, prismas, etc. También se plantea el estudio de antenas frente a cavidades, tanto cilíndricas como cuadradas.

Este objetivo se desglosa a su vez en otros objetivos parciales, que incluyen el análisis de los modos exteriores en estructuras 3D canónicas y el análisis de los modos en cavidades abiertas, incluyendo el acoplo en la parte exterior. También

## CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

---

se plantea como objetivo parcial el análisis de la combinación de estructuras, como cubos e hilos, y el análisis modal de las redes de alimentación.

Se plantea el objetivo específico de diseñar varias antenas que validen la metodología que se desarrolle, en aplicaciones en las bandas de UHF y microondas.

### 1.4. Metodología

La primera fase fue recopilar información bibliográfica referente al estado del arte de diseño de antenas usando el análisis de modos característicos, en bases de datos indexadas en WoS (Web of Science) y relacionadas al área de antenas y microondas como IEEE. Así también, se revisó los trabajos previos de proyectos desarrollados por el Grupo de Radiación Electromagnética (GRE) de la UPV de los últimos años. Al mismo tiempo, se realizaron estudios previos de estructuras de interés producto de trabajos de fin de master de la UPV, y cuyos resultados se profundizaron en esta tesis.

Luego, como segunda fase, se estudiaron estructuras simples de hilos para entender las diferentes metodologías de diseño de antenas usando modos característicos. Para el análisis de modos característicos se usó el software FEKO de Altair. Se profundizó el estudio de modos característicos sobre estructuras planas en 2D y 3D aisladas, y luego con elementos de acoplamiento inductivo y capacitivo. Se analizaron los efectos de la respuesta modal al agregar las alimentaciones. Se adaptó o modificó la forma de la estructura o alimentación para sintetizar o combinar modos característicos que posibiliten antenas con especificaciones para aplicaciones en 5G, IoT y CubeSat dependiendo de la estructura.

En la tercera fase, y conociendo la respuesta modal de las estructuras dentro de las posibilidades de rendimiento, se analizaron las estructuras con onda completa usando el software CST Studio Suite. La información que proporcionó el análisis de modos característicos fue el punto de partida para diseñar antenas para aplicaciones de 5G, IoT y CubeSats. El diseño no es lineal, es necesario un bucle entre la segunda y tercera fase para comprender, ajustar y optimizar la respuesta de la estructura, y alcanzar las especificaciones de diseño como, dependiendo los casos, antenas multipuerto con multi-haz o directivas, gran ancho de banda, buen aislamiento entre puertos, diversidad de polarización o polarización circular.

Finalmente, en la cuarta fase se fabricaron los prototipos más relevantes de la tercera fase. Los prototipos fueron fabricados y medidos en el Laboratorio de Antenas y Propagación (APL) de la Universidad Politécnica de Valencia. Los resultados de simulaciones y mediciones fueron comparados para validar los prototipos. La metodología y resultados fueron documentados y enviados

a revisores para ser aprobados y posteriormente publicados en congresos y revistas relacionadas a antenas.

## 1.5. Estructura de la tesis

Esta tesis ha sido organizada en 6 capítulos. Los capítulos se van complementando como parte de un proceso de diseño para al final obtener prototipos validados. A continuación se describe brevemente cada uno de ellos:

### Capítulo 2

En el capítulo 2 se describe la teoría de modos característicos, enfocado a la interpretación física de sus parámetros como ángulo característico, significancia modal, coeficiente de excitación o peso modal. Así también, se exponen brevemente diferentes metodologías para el diseño de antenas de banda ancha, antenas de polarización circular, antenas multipuerto y nuevas aplicaciones emergentes. Al final de este capítulo se analizan con modos característicos estructuras simples de anillos de hilo a manera de ejemplos de diseño de antenas.

### Capítulo 3

En el capítulo 3 se analiza con modos característicos estructuras 2D y su acoplamiento con estructuras simples de hilo. Entre las formas estudiadas de estructuras planas están: un cuadrado y su acoplamiento con hilos radiales, un disco y su acoplamiento con discos pequeños en su interior. A demás de la respuesta modal de las estructuras, dependiendo el caso, se estudian también la forma de excitación o la síntesis del diagrama de los modos de interés.

### Capítulo 4

En el capítulo 4 se analizan los modos característicos de estructuras 3D, como un cubo, cilindro, así como una versión alargada de estas estructuras. El cubo también se analizan con radiales en diferentes orientaciones. Además, se estudian cavidades abiertas cuadradas y cilíndricas. Las estructuras se estudian también con elementos de alimentación, a las que llamamos estructuras compuestas, y se observan sus efectos en la respuesta modal. Las estructuras 3D compuestas se estudia para obtener, dependiendo los casos, antenas multipuerto con multi-haz o directivas, gran ancho de banda, buen aislamiento entre puertos, diversidad de polarización o polarización circular. En varios casos se sintetizan o combinan modos para alcanzar los objetivos.

## **CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN**

---

### **Capítulo 5**

En este capítulo se analizan con onda completa varias estructuras alimentadas de los capítulos previos. Las propuestas están enfocadas para aplicaciones de 5G como las estructuras planas cuadradas, circulares, y cavidades abiertas cuadradas y cilíndricas. Por otro lado la estructura cúbica con 8 radiales está enfocada para aplicaciones de CubeSats. Varios de estos prototipos son fabricados y medidos. Los resultados de simulaciones y mediciones son comparadas para validar las propuestas.

### **Capítulo 6**

En este capítulo se reúnen las conclusiones de los resultados más relevantes obtenidos en el desarrollo de esta tesis; además se proponen futuras líneas de investigación referentes a este trabajo.

## Capítulo 2

# Aplicación de la Teoría de los Modos Característicos

### 2.1. Introducción

La teoría de modos característicos [5] es una herramienta muy poderosa, que usada adecuadamente permite el diseño de antenas de forma eficiente. A manera de analogía, la comunidad de microondas a usado por muchos años la teoría modal en el diseño y análisis de circuitos de microondas. Por ejemplo, el estudio de los campos confinados dentro de una guía de onda, a los que llamamos modos de guía, y existen del tipo TE, TM y TEM. De forma similar, la teoría de modos característicos proporciona una respuesta modal de una estructura conductora, con información de la distribución de corrientes modales y sus campos modales [1]. Los modos característicos provee una herramienta versátil para analizar las propiedades resonantes inherentes de una estructura arbitraria radiante, e independientemente de la excitación.

Los modos característicos proveen una interpretación física del fenómeno de radiación de la antena. Si el tamaño de la estructura es escalado, la frecuencia de resonancia de los modos característicos también se modificará. Por otro lado, si la forma de la estructura o elemento es modificado, además de modificarse la frecuencia de resonancia, también las propiedades de radiación se modificarán. Una vez identificados los modos característicos de interés sobre la estructura, es decir, las corrientes, campos, anchos de banda modales o polarización, etc., que posibiliten el cumplimiento de los requerimientos de diseño, se debe escoger la configuración óptima de alimentación para excitar el o los modos de interés.

En el inicio de este capítulo se abordará brevemente la teoría formal de los modos característicos las diferentes metodologías de diseño citando los traba-

## CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS

---

jos más relevantes y recientes, con el fin de desarrollar ejemplos con figuras canónicas, y que permitan conocer de forma simplificada el proceso de diseño de antenas usando la teoría de modos característicos.

En el inicio de este capítulo se abordará brevemente la teoría formal de los modos característicos y las diferentes metodologías de diseño, citando los trabajos más relevantes y recientes. Luego se desarrollará, a manera de ejemplos, el análisis de los modos característicos de figuras canónicas de hilo. Estos ejemplos tienen como objetivo permitir conocer de forma simplificada el proceso de diseño de antenas utilizando la teoría de modos característicos.

### 2.2. Interpretación física

La teoría de modos característicos (TMC) fue desarrollada en [1], redefinida en [3], un procedimiento para su cálculo fue publicada en [31], y fue revisada por los directores de este trabajo en [5].

La radiación de una antena puede ser calculada desde el conjunto de funciones modales ortogonales de la corriente y campo radiado llamados modos característicos. Los modos característicos dependen únicamente de la forma y tamaño de la estructura, sin tomar en cuenta la excitación. Si la estructura es escalada, la resonancia del modo se modificará. Así también, si la forma de la estructura cambia, tanto la resonancia como las propiedades de radiación de los modos se modificarán [5]. Las auto corrientes  $J_n$  son determinadas de la ecuación generalizada de los autovalores:

$$|X|\vec{J}_n = \lambda_n|R|\vec{J}_n \quad (2.1)$$

donde  $\vec{J}_n$  es la distribución de corrientes características del modo  $n$ th,  $\lambda_n$  es el autovalor,  $|X|$  y  $|R|$  es la parte imaginaria y real (respectivamente) de la matriz de impedancias  $|Z|$  de la estructura.

Cualquier distribución de corrientes  $\vec{J}$  sobre un objeto conductor puede ser escrito como una superposición lineal de los modos de corrientes ortogonales  $\vec{J}_n$ :

$$\vec{J} = \sum_n \frac{V_n^i}{(1 + j\lambda_n)} \vec{J}_n = \sum_n a_n \vec{J}_n \quad (2.2)$$

donde  $V_n^i$  representa el coeficiente de excitación modal (modal excitation coefficient - MEC) que considera la magnitud, fase y dirección de una fuente de excitación externa aplicada.  $a_n$  es el coeficiente de peso modal (modal weighting coefficient - MWC). A lo largo de este documento al coeficiente de peso modal también lo llamaremos coeficiente de excitación o peso modal. Cada  $\vec{J}_n$  radia un campo eléctrico característico  $\vec{E}_n$ :

$$\vec{E} = \sum_n a_n \vec{E}_n \quad (2.3)$$

Para sintetizar un diagrama de radiación es necesario hallar el  $a_n$  [32], debido a que este representa la contribución de cada modo al diagrama de radiación total.

Cuando el  $\lambda_n$  es cero el modo está en resonancia, y la significancia modal (Modal Significance - MS) en la Ec.(2.4) es igual a uno [33]. Podemos también definir a través de la significancia modal, el ancho de banda radiante del modo como el rango de frecuencias en el cual la potencia radiada por el modo es mayor a la mitad de la potencia radiada por el modo en su resonancia. Es decir cuando presenta una reducción de la corriente normalizada por un factor  $1/\sqrt{2}$  o igual a 0.7. Entonces, consideraremos como ancho de banda modal al rango de frecuencias de un modo que tenga una significancia modal mayor a 0.7 [34].

$$MS = \left| \frac{1}{1 + \lambda_n} \right| \quad (2.4)$$

Por otro lado, el ángulo característico ( $\alpha_n$ ) es también un parámetro importante en la interpretación física de la teoría de modos característicos.  $\alpha_n$  es la relación de fase entre la corriente superficial ( $\vec{J}_n$ ) sobre el cuerpo conductor y el campo eléctrico tangencial ( $\vec{E}_{ntan}$ ) a la superficie del cuerpo conductor.  $\alpha_n$  se puede calcular directamente desde  $\lambda_n$ :

$$\alpha_n = 180 - \tan^{-1} \lambda_n \quad (2.5)$$

En la Fig. 2.1 se muestra en curva de color negro la significancia modal - MS (medido sobre el eje vertical izquierdo) y una curva en azul del ángulo característico  $\alpha_n$  (eje vertical derecho) en función de los  $\lambda_n$ .

$\lambda_n$  negativos producen modos capacitivos, caracterizados por valores de  $\alpha_n > 180$ . A este tipo de modos se clasifican como Modos Dipolos (MD), debido a que acumulan carga en ciertos lugares, y las corrientes divergen o convergen desde estos puntos.

Por otro lado,  $\lambda_n$  positivos producen modos inductivos, caracterizados por valores de  $\alpha_n < 180$ , los cuales se clasifican como Modos Espira (ME). Los ME no tienen acumulación de carga, es decir que las corrientes forman una espira alrededor de un punto.

Cabe notar que cuando  $\vec{J}_n$  y  $\vec{E}_{ntan}$  están  $180^\circ$  fuera de fase, es decir  $\alpha_n = 180$ , el modo está en resonancia, es decir  $\lambda_n = 0$ , y  $MS = 1$ .

Desde el punto de vista del análisis en función de la frecuencia, el  $\alpha_n$  de los Modos Dipolo (MD) se distingue porque llegan disminuyendo la fase desde  $270^\circ$  a frecuencias bajas. Comúnmente los modos dipolo son modos resonantes, cruzan por  $180^\circ$  y descienden hasta estar próximo a  $90^\circ$  en frecuencias superiores. En cambio, el  $\alpha_n$  de los Modos Espiras (ME) se distingue por estar muy próximo a  $90^\circ$  a frecuencias bajas e ir incrementado conforme suben en frecuencia. Los Modos Espira son modos no resonantes por lo que no cruzan por cero.

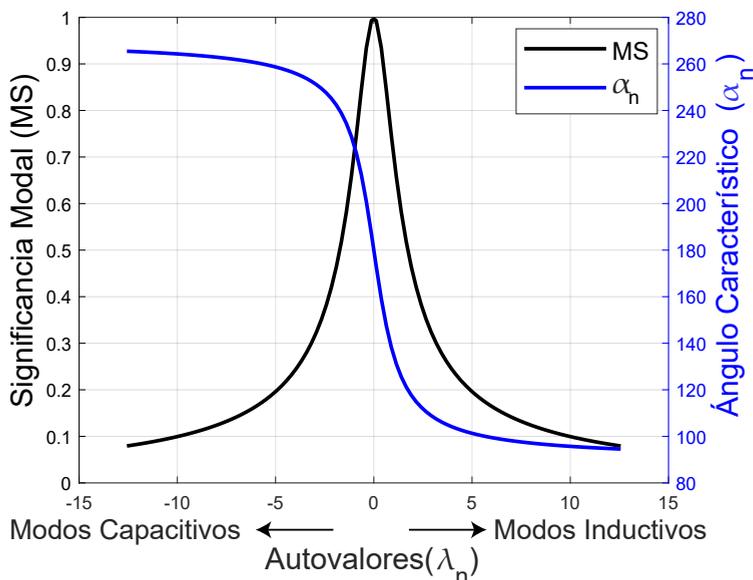


Figura 2.1: MS y el  $\alpha_n$  en función de  $\lambda_n$

En este documento, el ángulo característico y significancia modal se analizarán en función de la frecuencia. Como ejemplo se presentan en la Fig. 2.3 y Fig. 2.4 las gráficas de ángulo característico y significancia modal respectivamente.

Por otro lado, para abarcar los resultados del análisis de modos característicos como corrientes modales, diagramas de radiación modales, significancia modal y ángulo característico usaremos el termino “respuesta modal” a lo largo de este documento.

Para evitar confusiones comunes, cabe mencionar, que para esta sección en específico se ha utilizado el símbolo  $\lambda_n$  para denotar los autovalores, siguiendo la nomenclatura estándar de la Teoría de Modos Característicos [1]. En el resto de este documento se usa el símbolo  $\lambda$  para denotar la longitud de onda.

### 2.3. Aplicaciones modernas e investigación de la TMC en el diseño de antenas

En este apartado, revisaremos las aplicaciones de los modos característicos para el diseño de antenas con características tales como gran banda ancha,

## 2.3 Aplicaciones modernas e investigación de la TMC en el diseño de antenas

---

polarización lineal o circular, y multipuerto. Además revisaremos las estrategias de diseño según de las aplicaciones.

Básicamente, los modos característicos nos permiten diseñar antenas debido a que proveen dos informaciones muy importantes relacionadas a la estructura de la antena. La primera es la descomposición de la respuesta de la antena en sus partes esenciales (modos), que sumadas conforman la respuesta total de la antena. Esto permite analizar por separado cada parte o modo, y aislar, mejorar o atenuar sus efectos en la respuesta total. La segunda información es proveer una respuesta fundamental de la estructura independientemente de la alimentación. Esta respuesta fundamental está basada únicamente en la geometría o forma de la estructura, lo que permite al diseñador elegir la mejor alternativa de alimentación y su ubicación, o a su vez, modificar la geometría de la estructura para cumplir con los requisitos de diseño. Estos dos aspectos de los modos característicos la convierten en una herramienta muy versátil para analizar la respuesta de estructura, que complementa a los demás métodos de diseño de antenas.

### Antenas de banda ancha

El análisis de los modos característicos se ha utilizado para estudiar el comportamiento de algunas antenas de banda ancha y obtener una comprensión fundamental de la respuesta de la estructura, lo cual permite determinar estrategias de diseño [35]. Podemos clasificar en dos las estrategias comunes de diseño de antenas de banda ancha utilizando modos característicos.

La primera estrategia es excitar modos característicos de banda ancha. Esto se puede alcanzar modificando la estructura u optimizando los mecanismos de excitación que proveen gran ancho de banda o bajo factor Q [36]. Por ejemplo, en [37] se propone excitar los modos de orden superior, debido a que son modos de banda ancha y no los modos fundamentales debido a que son de banda estrecha. Esta diferencia en los anchos de banda entre los modos de diferentes órdenes depende de la forma de la estructura. En [38] se optimiza la estructura de alimentación de un parche microstrip para mejorar el ancho de banda al 46%.

La segunda estrategia es combinar 2 modos. Esto se logra excitando dos modos de diferente orden que resuenen muy cercanos, de tal manera que sus anchos de banda modales se traslapen parcialmente y puedan combinarse. Esto se puede lograr excitando un modo por cada componente de la estructura total y que resuenen a frecuencias cercanas. También se puede lograr combinar dos modos modificando la geometría de la antena, de tal manera que se desplace la resonancia de uno o varios modos seleccionados y sus resonancias queden cercanas, como se muestra en [21], [39], [40] y [41].

## CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS

---

Así mismo, se puede combinar estas dos estrategias para conseguir mejorar el ancho de banda de estructuras radiantes como en [42] y [43]. En la Sección 5.2 de este documento, se ha empleado una ILA para conseguir excitar múltiples modos y combinarlos. También son muy populares el uso de PIFA para este objetivo como en [44] y [45].

### Antenas con polarización circular

Una característica fundamental de los modos característicos es la ortogonalidad de sus modos, es decir corrientes y campos ortogonales. En general, en estructuras simétricas se producen modos ortogonales o también denominados modos degenerados. Como por ejemplo, el caso de una placa cuadrada de la Sección 3.2, en la que se producen modos degenerados como el M1 y M1' que resuenan a la misma frecuencia. En este caso se puede conseguir polarización circular al excitar los dos modos ortogonales usando varias alimentaciones inductivas como en [46]. Esta estrategia requiere que las alimentaciones tengan cambio de fase progresiva.

otra estrategia para conseguir polarización circular utilizando dos modos de diferente orden con polarización lineal es asegurarse de que tengan una diferencia de  $90^\circ$  entre sus curvas de ángulo característico en la frecuencia de interés. Y además, que sus coeficientes de excitación o peso modal tengan el mismo valor en la frecuencia de interés. Si estas dos condiciones se cumplen entonces la relación axial es igual a 0 dB en la frecuencia de interés. En [5] se presenta un diseño que cumple estas condiciones.

Algunas aplicaciones para estructuras 3D que utilizan estas estrategias se presentan en [47] y [48]. En este documento, en la Sección 4.2.2, se aplican estas estrategias para conseguir polarización circular sobre el chasis de un CubeSat 1U.

### Antenas multipuerto

Una propiedad fundamental de los modos característicos son sus corrientes y diagramas ortogonales, siendo estos últimos especialmente relevantes en antenas para aplicaciones MIMO. Aprovechar esta propiedad idealmente implicaría excitar un solo modo, aunque en la práctica esto resulta imposible. Al observar las corrientes del modo de interés, se tiene un claro objetivo de las corrientes que se deben excitar y cuales se debe evitar para obtener un bajo acoplamiento mutuo.

Para el diseño de antenas multipuerto es necesario estudiar dos parámetros críticos. El primero es que los autovalores deben estar cerca de la resonancia del modo o modos de interés. Otro parámetro crítico es conocer la distribución de corrientes del modo de interés, ya que nos indicará cómo debe ser alimentada la

estructura y también nos proporcionará información sobre cómo irradia dicho modo.

Al iniciar el proceso de diseño, es importante tener en cuenta que la estructura tiene una colección de modos definidos sobre los cuales se puede comenzar a diseñar. Alternativamente, también se puede optar por rediseñar la estructura para producir varios modos de interés. Para rediseñar o sintetizar la forma de la estructura se debe tener en cuenta los requerimientos de diseño tales como frecuencia de resonancia, eficiencia de radiación, factor Q o diagrama de radiación, como nos muestran en [5], [49], [50] y [51]. A esta idea se suma también la selección o modificación del elemento radiante, que inicialmente puede ser un elemento canónico como una espira, por ejemplo. Un análisis formal de esta metodología se puede encontrar en [52], mientras que ejemplos de su aplicación se presentan en [8], [53] y [54].

### Nuevas aplicaciones usando CMA

Los modos característicos son una herramienta en crecimiento en el diseño de varios tipos de antenas emergentes como por ejemplo en el diseño de meta superficies y otras estructuras periódicas [55]. En [56] se presenta un estudio aplicado a estructuras de momento angular orbital (OAM - orbital angular momentum). Por otro lado, el análisis de modos característicos se ha aplicado en las antenas de resonador dieléctrico DRA (dielectric resonator antennas por sus siglas en inglés), para sintetizar formas más allá de estructuras simples, especialmente en aplicaciones de MIMO y banda ancha [57]. En [58], se realiza un estudio de las antenas de apertura aplicando la dualidad, directamente enfocado en los modos de corriente magnética equivalente utilizando los modos característicos.

## 2.4. Procedimiento de diseño general usando CMA

En este apartado proponemos un procedimiento para analizar los modos característicos de una estructura y establecer estrategias que permitan cumplir con los requisitos de diseño de antenas.

### 2.4.1. Respuesta modal de la estructura

El primer paso consiste en obtener la respuesta modal de la estructura, que incluye el ángulo característico, la significancia modal, la distribución de corrientes y los diagramas de radiación modales de la estructura.

Gracias a la naturaleza de las curvas de ángulo característico, podemos determinar qué modos son resonantes (modos dipolo - MD) y qué modos no lo son (modos espira - ME). Así también, podemos determinar el ancho de banda

## CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS

---

modal entre las fases de  $135^\circ$  y  $225^\circ$ . La frecuencia resonancia del modo se determina en el cruce de su curva por la fase de  $180^\circ$ .

Las curvas de significancia modal nos proporcionan una manera más intuitiva de observar la resonancia de los modos ( $SM = 1$ ) y sus anchos de banda ( $SM > 0,7$ ). También podemos diferenciar a los modos dipolo porque sus curvas tienen picos con  $SM=1$  en la frecuencia de resonancia. Por otro lado, los modos espira se pueden diferenciar por que no tienen picos de resonancia y tienen pendientes de crecimiento muy bajas.

La distribución de corrientes modales nos permite observar la dirección y concentración de las corrientes de cada modo en la estructura, así como identificar áreas con mayor, menor o nula intensidad. Estos hallazgos son útiles para determinar la ubicación de las alimentaciones con el fin de excitar los modos de interés.

Además, los diagramas modales nos permiten observar las posibilidades y formas de radiación de la estructura.

### 2.4.2. Síntesis modal

Con la respuesta modal de la estructura obtenida en el primer paso, podemos identificar los modos deseados y no deseados según los requerimientos de diseño. Estos requerimientos pueden incluir la frecuencia de resonancia, el ancho de banda, la polarización, el número de puertos, la forma y/o dirección del diagrama, entre otros. Si los resultados no cumplen con los requerimientos de diseño, se pueden tomar medidas correctivas, como modificar la estructura o agregar componentes adicionales antes de proceder al siguiente paso. La información obtenida de la respuesta modal nos permite realizar estas acciones y ajustes necesarios.

### 2.4.3. Excitación preliminar de la estructura

El análisis de modos característicos proporciona una colección de modos, de los cuales uno o varios serán de interés para cumplir con las especificaciones de diseño. La siguiente tarea consiste en determinar si efectivamente con la alimentación de la estructura se consigue excitar los modos de interés. Para ello podemos usar la respuesta del coeficiente de excitación o peso modal al excitar la estructura en el punto de alimentación de la estructura o incidiendo sobre esta con una onda plana con la polarización y dirección deseada.

Otra forma de comprobar si los modos de interés son excitados es, al igual que la anterior, excitando la estructura en el punto de alimentación o incidiendo sobre esta con una onda plana, y comparando la potencia total radiada usando el Método de los Momentos, con la potencia radiada por cada uno de los modos.

## 2.4 Procedimiento de diseño general usando CMA

---

Por ejemplo, si la intención es un diagrama de radiación en una determinada dirección, se puede incidir sobre la estructura con una onda plana desde la dirección de interés, y a través del coeficiente de excitación o peso modal (MWC) observar los modos que se excitan.

Para excitar sobre un lugar específico de la estructura y observar que modos se excitan con la respuesta del MWC, es necesario definir el tipo de alimentación que se usará, sea elemento de acoplamiento capacitivos (CCE por sigla en ingles de capacitive coupling element) o elemento de acoplamiento inductivo (ICE por sigla en ingles de inductive coupling element). En [59], [60] y [61] se aplican diferentes tipo de elementos de acoplamiento usando CMA. Por un lado, los CCE excita el modo de interés a través del acoplamiento de campo eléctrico, y son ubicado sobre el mínimo de corriente modal. Usualmente los CCE son monopolos. Por otro lado, los ICE son usualmente ubicados en puntos con mayor intensidad de corriente del modo de interés. Los ICE son básicamente espiras. Un CCE usualmente alcanzará más ancho de banda en comparación del ICE.

En conclusión, en esta primera parte del documento se ha propuesto una guía general del proceso de diseño de antenas utilizando los modos característicos. Esta metodología se presenta como un componente inicial de un proceso completo de diseño de antenas, el cual puede complementarse con otros métodos, como el análisis de onda completa. Al emplear el análisis de modos característicos, se puede obtener información fundamental sobre la respuesta modal de la estructura, lo cual facilita la identificación de modos de interés y establece las bases para cumplir con los requisitos de diseño de antenas. Esta guía inicial sienta las bases para abordar el diseño de antenas de manera eficiente y efectiva, brindando una comprensión profunda de la estructura y sus modos característicos. En este documento el análisis de modos característicos ha sido ejecutado con el software FEKO y el análisis de onda completa con CST Studio Suite.

Una vez expuesto la teoría de modos característicos en este capítulo, las siguientes secciones se concentran en el análisis de estructuras simples, amañera de complemento a otras estructuras canónicas analizadas en estudios previos. En la estructura final de este capítulo se presenta un anillo en forma de T alimentada con una ILA, en la que se expone como ejemplo completo del uso de los modos característicos en el diseño de antenas.

En la estructura final de este capítulo se presenta un ejemplo práctico que ilustra el uso completo de los modos característicos en el diseño de antenas. Se muestra un anillo en forma de T alimentado con una ILA. Este ejemplo sirve como una aplicación concreta de la metodología de los modos característicos, donde se consideran aspectos como la geometría de la estructura, la excitación de los modos deseados y la obtención de los parámetros de rendimiento de la antena, como el diagrama de radiación y la polarización. Este caso de estudio

## CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS

---

permite comprender, a manera de tutorial, cómo los modos característicos pueden ser empleados para el diseño efectivo de antenas, y cómo pueden aplicarse para lograr resultados específicos según los requerimientos de diseño.

### 2.5. Modos característicos de estructuras de hilo

En los trabajos [62], [63] y [64], se lleva a cabo un estudio de los modos característicos en diversas estructuras canónicas, entre las cuales se incluyen el dipolo y estructuras de hilo con formas circular, elíptica, cuadrada, triangular y pentagonal, entre otras. Estos estudios permiten analizar y comprender cómo los modos característicos se manifiestan en diferentes configuraciones geométricas.

En aras de comprender la aplicación de la teoría de los modos característicos, a continuación en este capítulo, se llevará a cabo una revisión inicial de estructuras canónicas simples de anillos de hilos en formas rectangulares, cuadradas, en forma de Y invertida y en forma de T. Estas estructuras complementan varios estudios previos sobre formas canónicas.

En esta revisión, se examinarán las propiedades modales de estas estructuras, como la distribución de corriente, los diagramas de radiación, la polarización y anchos de banda modales. El análisis de los modos característicos en estas formas canónicas simples proporcionará una comprensión fundamental de cómo se manifiestan estos modos en configuraciones específicas.

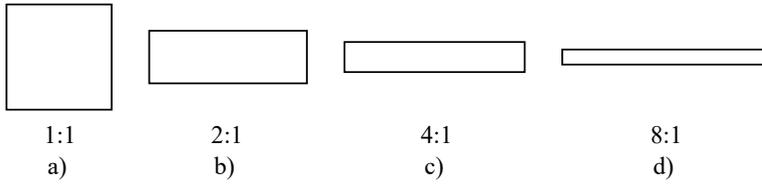
Estos estudios iniciales en estructuras canónicas simples ampliarán nuestro conocimiento sobre los modos característicos y sentarán las bases para su aplicación en diseños más complejos de antenas.

#### 2.5.1. Evolución modal de anillo rectangular

Como se ha mencionado, los modos característicos de una estructura dependen de la forma que tienen los cuerpos conductores. En esta sección estudiaremos la afectación de los modos característicos en función de cómo varía la forma de un anillo de bordes rectos manteniendo el perímetro constante. El perímetro es de  $\lambda$  en 130 MHz (230.8 cm). La forma se cambia con una relación aspecto que va desde 1:1, 2:1, 4:1 y 8:1, es decir de una forma cuadrada a una rectangular como se muestra en la Fig. 2.2.

Empezaremos analizando los cambios sobre el ángulo característico. En la Fig. 2.3 (a), (b), (c) y (d) se presenta la evolución del ángulo característico en cada relación de aspecto. Los modos se han clasificado como Modos Dipolo (MD) y Modos Espira (ME).

## 2.5 Modos característicos de estructuras de hilo



**Figura 2.2:** Cambio de forma de la estructura de anillo de cuadrado a rectangular con relación aspecto de: a) 1:1, b) 2:1, c) 4:1, y d) 8:1. El perímetro de la estructura es de  $\lambda$  en 130 MHz (230.8 cm).

Como se ha mencionado en primera parte de este capítulo, los modos dipolo a frecuencias bajas provienen de ángulos próximos  $270^\circ$ , y para este caso de estos anillos rectangulares, se observa que conforme avanzan en frecuencia su fase desciende hasta estar próximos a  $90^\circ$ . La frecuencia de resonancia de los modos MD se determinan en el cruce por la fase de  $180^\circ$ . El ancho de banda modal también se puede determinar con las curvas de ángulo característico, y es el rango de frecuencias entre la fase de  $225^\circ$  y  $135^\circ$ .

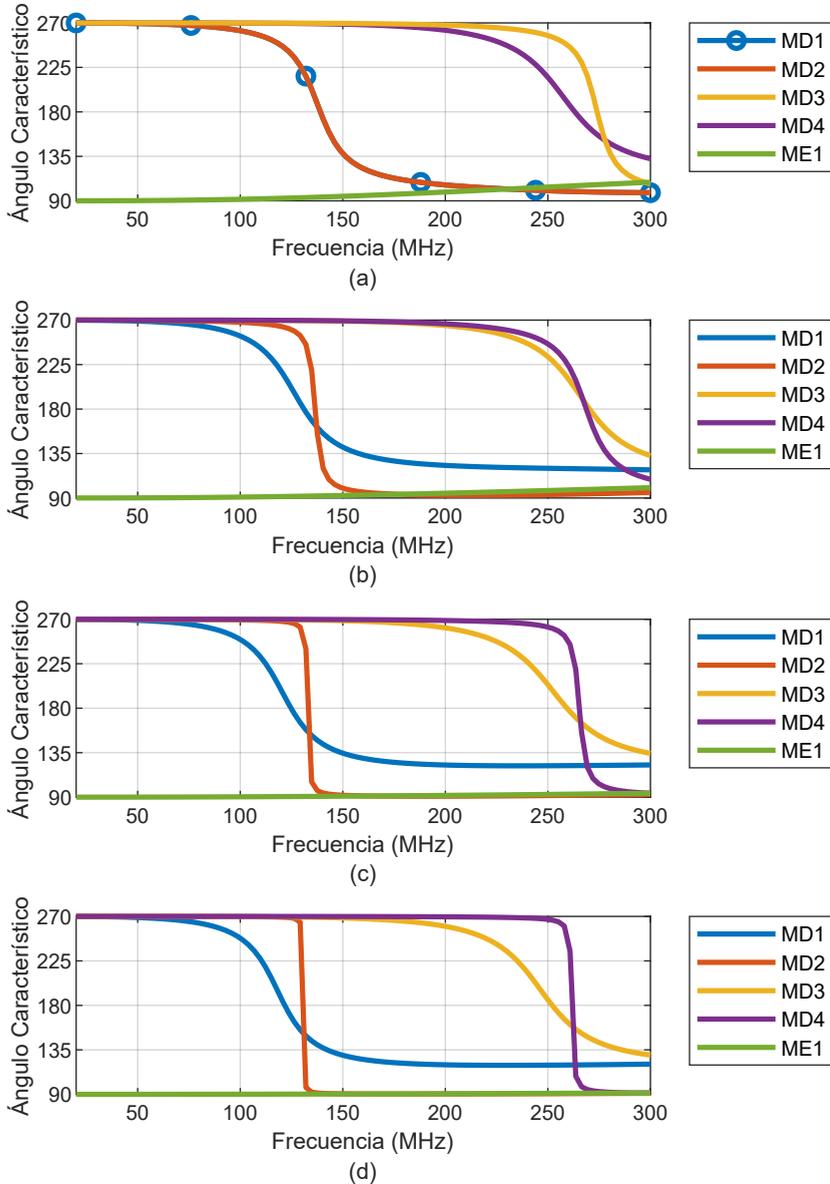
Los modos espira son modos no resonantes por lo que no cruzan por  $180^\circ$ , y se distinguen por que a frecuencias bajas provienen de fases próximas a  $90^\circ$ . Este es el caso del modo ME1 que incluso se mantiene próxima a  $90^\circ$  en las relaciones aspecto 2:1, 4:1 y 8:1, y ligeramente se incrementa a frecuencias superiores en la relación 1:1.

Continuando en la Fig. 2.3, en el caso del anillo de forma cuadrada (1:1), el modo MD1 y MD2 se superponen porque son modos ortogonales o degenerados, y por lo general se acompañará con un apóstrofe es decir MD1'. En este caso se mantendrá como MD2 con fines comparativos. Si bien en el cuadrado los modos MD1 y MD2 tienen la misma respuesta modal, conforme se cambia la relación aspecto también cambian sus respuestas modales. El MD2 conserva la resonancia de 1:1 y disminuye el ancho de banda modal conforme avanza la relación aspecto hasta 8:1. Por el contrario, el modo MD1 disminuye ligeramente su frecuencia de resonancia, y así también aumenta ligeramente su ancho de banda modal conforme avanza la diferencia de su relación aspecto de 1:1 a 8:1. Similar efecto del MD1 tiene el MD3 con el cambio de relación aspecto, así como el MD2 con el MD4.

Como se ha mencionado en la Sección 2.2, un modo es significativo cuando supera el nivel de 0.7 de significancia modal. Las frecuencias dentro de este rango conforman el ancho de banda modal, y están asociados con una mayor contribución a la radiación. Así también, la resonancia del modo puede ser determinado cuando su valor es igual a uno.

En la Fig. 2.4 (a), (b), (c) y (d) se presenta la significancia modal de las relaciones aspecto 1:1, 2:1, 4:1 y 8:1 respectivamente. En esta gráfica también

## CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS



**Figura 2.3:** Evolución de ángulo característico de cuadrado a rectángulo con relación aspecto de: a) 1:1, b) 2:1, c) 4:1, y d) 8:1

## 2.5 Modos característicos de estructuras de hilo

---

se puede observar como la significancia modal de los modos MD1 y MD2 de la relación aspecto 1:1 se superponen. En esta gráfica es más evidente observar a los modos que contribuyen a la radiación en diferentes rangos de frecuencia a través del ancho de banda modal. Se observa como el modo MD2, conforme aumenta la relación aspecto de 1:1 a 8:1 su ancho de banda modal va disminuyendo hasta ser de banda estrecha. Por otro lado, el ancho de banda del MD1 es consistente en todas las relaciones aspecto, y es máximo en la relación aspecto 2:1. En el Cuadro 2.1 se resumen las resonancias y anchos de banda modal del MD1.

**Cuadro 2.1:** Evolución del modo fundamental (MD1) del anillo rectangular.

Relación aspecto	1:1	2:1	4:1	8:1
<b>Resonancia del MD1 (MHz)</b>	140	131	123	120
<b>Ancho de banda modal del MD1 (MHz)</b>	22	42	38	33

En la evolución del MD3 de la Fig. 2.4, se puede observar que el ancho de banda modal va incrementado, mientras su resonancia disminuye conforme la relación aspecto va desde 1:1 a 8:1. Por otro lado, el modo MD4 Disminuye su significancia modal y ancho de banda conforme avanza en la relación aspecto de 1:1 a 8:1.

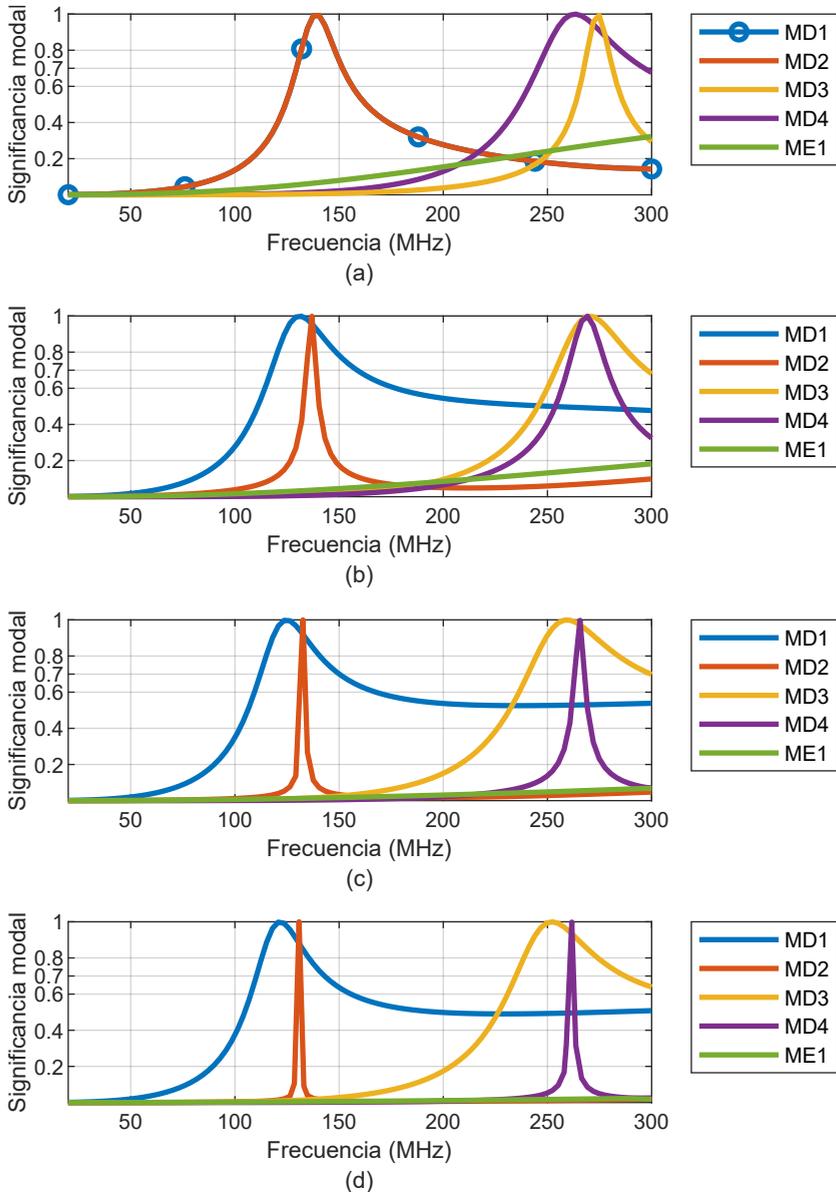
El modo espira ME1, no es un modo significativo, y es casi nulo para las relaciones aspecto 4:1 y 8:1, mientras ligeramente incrementa su valor en frecuencias superiores para las relaciones aspecto 1:1 y 2:1.

A continuación, en la Fig. 2.5 (a), (b), (c) y (d) se presenta la evolución de la distribución de corrientes y los diagramas de radiación modal del anillo rectangular con relaciones aspecto de 1:1, 2:1, 4:1 y 8:1 respectivamente, analizados en 130 MHz.

En los modos tipo dipolo (MD) se observa que las corrientes van desde un punto fuente a un punto sumidero o drenador, es decir que acumulan carga en ciertos puntos; de allí el nombre que se ha dado a este tipo de modos. En los modos tipo espira (ME1), no hay acumulación de cargas por lo que las corrientes van dando vueltas.

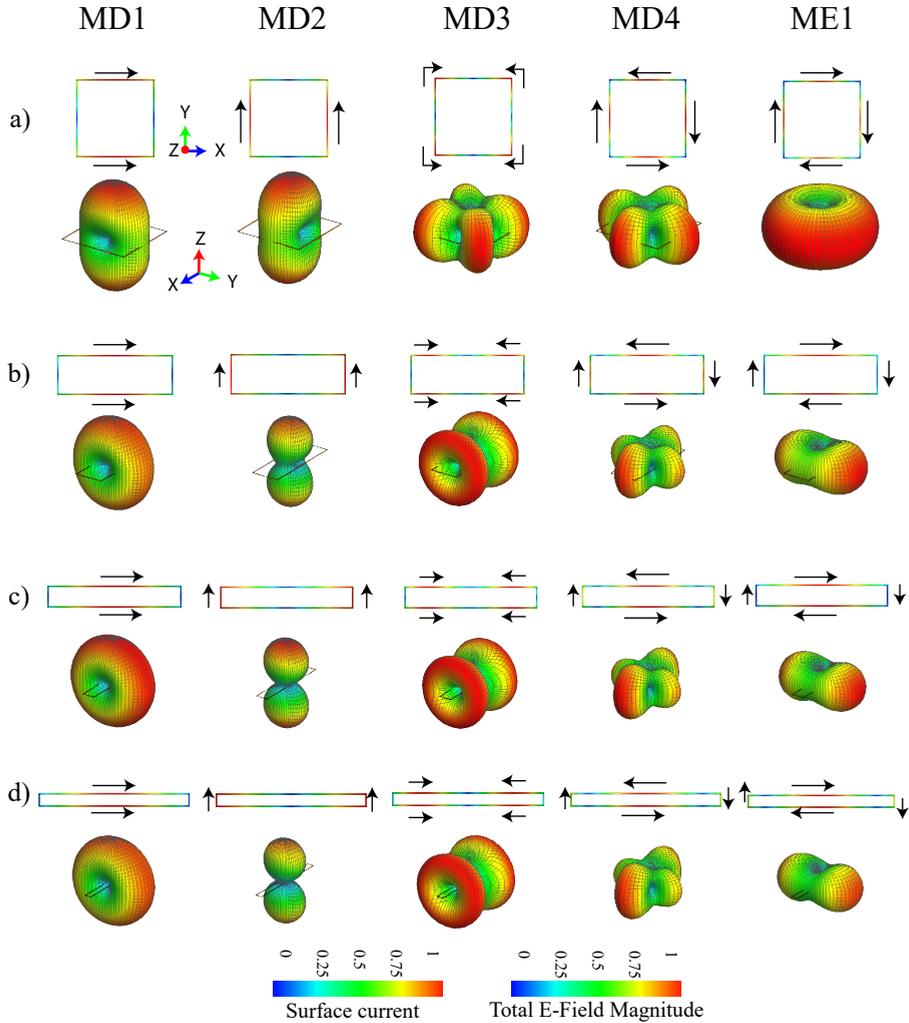
La distribución de corrientes MD1 y MD2 en la relación aspecto 1:1 sus corrientes son ortogonales así como su diagrama de radiación. Por ello se mencionó anteriormente que estos son modos degenerados, pero con fines comparativos se mantendrán la diferencia en sus nombres. Como la longitud que recorren las corrientes sobre estos dos modos es la misma su respuesta modal es la misma, es decir sus curvas de ángulo característico y significancia modal son iguales. El diagrama de radiación de este modo fundamental es similar al de una agrupación de 2 dipolos.

## CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS



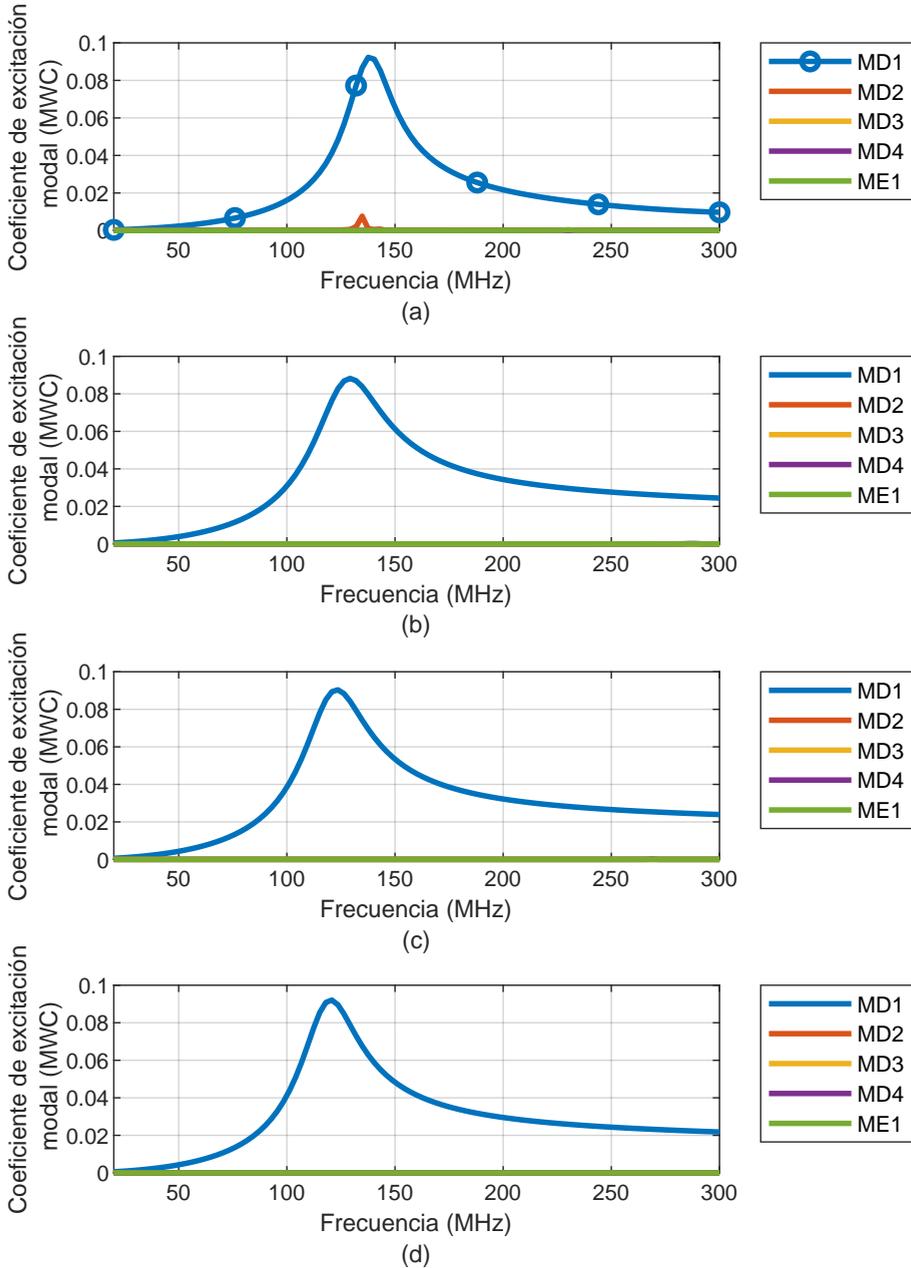
**Figura 2.4:** Evolución de significancia modal de cuadrado a rectángulo con relación aspecto de: a) 1:1, b) 2:1, c) 4:1, y d) 8:1

## 2.5 Modos característicos de estructuras de hilo



**Figura 2.5:** Evolución de la distribución de corrientes y diagramas de radiación (en 130 MHz) de cuadrado a rectángulo con relación aspecto de: a) 1:1, b) 2:1, c) 4:1, y d) 8:1. Perímetro de  $\lambda$  (230.8 cm) a 130 MHz. Hilo con espesor de 1 cm.

## CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS



**Figura 2.6:** Evolución del coeficiente de excitación o peso modal de cuadrado a rectángulo con relación aspecto de: a) 1:1, b) 2:1, c) 4:1, y d) 8:1. Incidencia desde el eje  $z$  de una onda plana con polarización horizontal

## 2.5 Modos característicos de estructuras de hilo

---

En todos las relaciones de aspecto, en los modos MD1 se observa una acumulación de cargas en el centro de los lados izquierdo y derecho del anillo, y la mayor intensidad de corriente se da sobre el centro de los lados horizontales. La dirección de las corrientes están en fase, es decir en modo antena, por los que sus campos se superponen de forma aditiva. Esto favorece a que el modo sea eficiente en su radiación, con gran ancho de banda como se observó en la Fig. 2.4.

Por otro lado, en los modos MD2 de todas la realciones aspecto, la acumulación de cargas están en el centro de los lados horizontales, y las corrientes divergen y convergen en estos puntos, teniendo mayor intensidad en los lados izquierdo y derecho. Esto provoca, que conforme avanza la relación aspecto, se forme sobre los lados horizontales una distribución de corrientes tipo línea de transmisión, es decir con corrientes desfasadas. Esto provoca que los campos se anulen conforme más se acercan los lados horizontales, haciendo menos eficiente su radiación, como se observa en el ancho de banda modal de la Fig. 2.4.

El modo MD3, en todas las relaciones aspecto, presenta 4 puntos de acumulación de carga ubicadas en el centro de los lados de la estructura. Conforme avanza la relación aspecto, se genera una distribución de corrientes tipo modo antena, que causa un efecto más eficiente en su radiación conforme sus lados horizontales se acercan, lo que hace que el modo aumente su ancho de banda modal (Fig. 2.4).

En el modo MD4 los puntos de acumulación de carga se dan en las equinas, lo que causa una distribución de corrientes tipo línea de transmisión, con mayor intensidad de corriente sobre los lados largos conforme se avanza en la relación aspecto. Este desfase de corrientes causa una deficiencia de radiación, como se puede observar en su ancho de banda de la Fig. 2.4.

Las distancias que recorren las corrientes entre fuente y sumidero de los modos MD3 y MD4 están próximas a la mitad de la distancia del modo fundamental (MD1 y MD2), por lo que resuenan próximas al doble de la resonancia fundamental como se observa en la Fig 2.3 y Fig. 2.4.

Con el fin de observar que modos se excitan para obtener una diagrama de radiación bidireccional sobre el eje  $z$  con polarización horizontal, se ilumina a la estructura con una onda plana desde el eje  $z$  con polarización horizontal. La respuesta modal a esta excitación se presenta en la Fig. 2.6 (a), (b), (c) y (d) del coeficiente de excitación o peso modal de las relaciones aspecto de 1:1, 2:1, 4:1 y 8:1 respectivamente.

En todas las relaciones aspecto de la Fig. 2.6. se observa que el único modo en ser excitado es el MD1, debido a que la polarización horizontal de la onda plana incidente se acopla mejor sobre los hilos horizontales de la estructura. La frecuencia de los picos de las curvas de coeficiente de excitación coincide, en este caso, con la resonancia de la significancia modal de la Fig. 2.4.

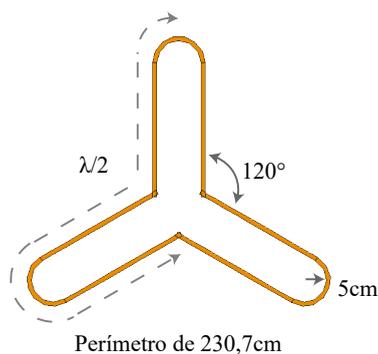
## CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS

---

Este último análisis del coeficiente de excitación o peso modal nos indica que para radiar de forma bidireccional sobre el eje  $z$  con polarización horizontal, se debe excitar las corrientes características del modo MD1. Mientras más acentuada es la relación aspecto el diagrama de radiación evoluciona de un diagrama bidireccional a un diagrama omnidireccional.

### 2.5.2. Análisis de modos característicos de un anillo en Y invertida

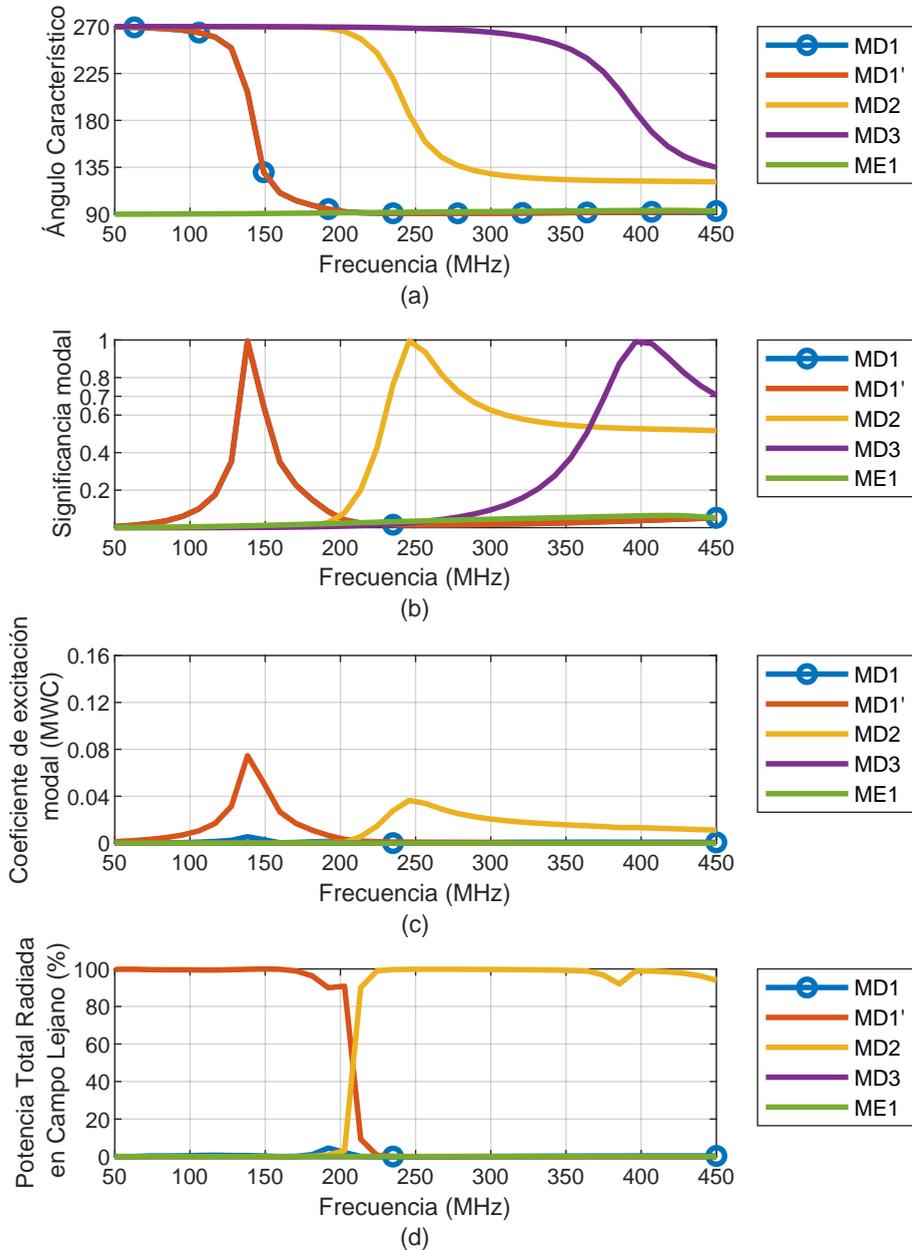
Con el objetivo de continuar estudiando el procedimiento de diseño de antenas usando el análisis con modos característicos sobre estructuras simples, a continuación se estudia un anillo en forma Y invertida. El perímetro del anillo Y invertida es de  $\lambda$  en 130 MHz, con brazos de longitud igual, y extremos redondeados con un radio de 5 cm. La estructura en forma de Y invertida se presenta en la Fig. 2.7.



**Figura 2.7:** Estructura en forma de Y invertida. El perímetro del anillo en Y invertida es de  $\lambda=230,7\text{cm}$  en 130 MHz, con bordes redondeados de 5 cm de radio y ángulo de apertura entre brazos de  $120^\circ$ .

En la Fig. 2.8 se presenta la respuesta modal de la estructura. En la Fig. 2.8 (a) de ángulo característico se observan bien definidos los modos dipolo (MD) y modos espira (ME). El modo fundamental es el modo MD1 y su modo degenerado MD1', cuyas curvas se superponen. La significancia modal se presenta en la Fig. 2.8 (b)). La significancia modal de modo espira es nula. El modo dipolo MD1 tiene un ancho de banda estrecho, mientras que los modos de orden superior MD2 y MD3 tienen un ancho de banda más amplio. En el Cuadro 2.2 se resumen el ancho de banda y resonancias de los 3 primeros modos del anillo en forma de Y invertida.

## 2.5 Modos característicos de estructuras de hilo

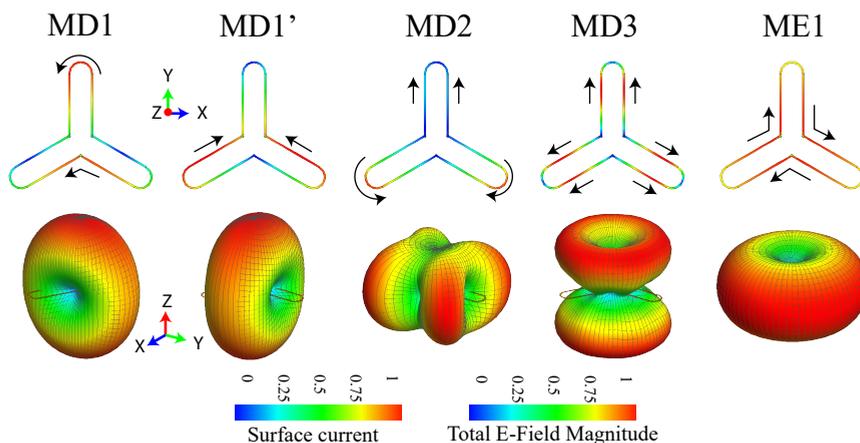


**Figura 2.8:** Análisis de modos característicos de un anillo de hilo en forma de Y invertida. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación o peso modal con onda plana incidente y polarización vertical desde el eje  $z$ , d) Porcentaje de potencia por modo que aporta a la potencia total radiada.

## CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS

**Cuadro 2.2:** Resonancia y ancho de banda modal de anillo en Y invertida.

Modo	MD1	MD2	MD3
Resonancia (MHz)	138	246	396
Ancho de banda (MHz)	13	49	75



**Figura 2.9:** Distribución de corrientes y diagramas modales de un anillo de hilo en forma de Y invertida, en 140 MHz. El perímetro del anillo en Y invertida es de  $\lambda$  en 130 MHz, con bordes redondeados de 5 cm de radio y ángulo de apertura entre brazos de  $120^\circ$ .

En la Fig. 2.9 se presenta la distribución de corriente y diagramas de radiación de los 4 primeros modos característicos del anillo en forma de Y invertida. En el modo MD1 y MD1' tiene 2 puntos de concentración de cargas que forma corrientes de tipo modo de línea de transmisión en ciertos lugares y corrientes tipo antena en otros. En el modo MD1, se forman corrientes de tipo modo de línea de transmisión en el brazo vertical, mientras que en los brazos inclinados cerca del centro se forman corrientes de tipo antena que dominan para formar el diagrama de radiación omnidireccional equivalente a un dipolo de media onda recostado sobre el eje  $x$ . Por otro lado, en el modo MD1', la concentración de cargas se encuentra en los dos puntos que cortan verticalmente al anillo. Se distribuyen corrientes tipo antena desde el brazo vertical y pasan con mayor intensidad por los brazos inclinados. Las corrientes tipo antena son las dominantes y forman un diagrama de radiación omnidireccional equivalente a un dipolo recostado sobre el eje  $y$ .

## 2.5 Modos característicos de estructuras de hilo

---

En el modo MD2, se generan distribuciones de corriente tipo modo de línea de transmisión y modo antena. Las cargas se acumulan en los vértices internos y en el borde superior de la estructura. A lo largo de cada brazo inclinado se forman corrientes tipo modo de línea de transmisión, mientras que en el brazo vertical se generan corrientes tipo antena. El diagrama de radiación resultante es equivalente a un dipolo de onda completa, debido a que las corrientes tipo antena en el brazo vertical son las dominantes en este modo.

En el modo MD3, se forma exclusivamente una distribución de corriente tipo antena, debido a que hay acumulación de cargas en cada vértice interno de la estructura, y cargas con signo contrario en los extremos de los brazos. Estas corrientes generan una radiación más eficiente en comparación con los otros modos analizados, como se observó en la curva de significancia modal (Fig. 2.8 (b)), donde se aprecia que este modo tiene un mayor ancho de banda en comparación con los otros modos.

Con el objetivo de estudiar la excitación modal, se aplica una onda plana con polarización vertical desde el eje  $z$  sobre la estructura en cuestión. El coeficiente de excitación o peso modal de la Fig. 2.8 (c) revela que a bajas frecuencias, el modo MD1' presenta un mayor peso modal, ya que la onda incidente se acopla de manera más efectiva con la distribución de corrientes tipo modo antena en el brazo vertical de la estructura. Sin embargo, a frecuencias más altas, el modo MD2 adquiere un mayor peso modal debido a la presencia de corrientes modo antena en el brazo vertical del anillo. Por otro lado, los modos MD1, MD3 y ME1 no son excitados por la onda incidente, por lo tanto, tienen un peso modal nulo.

Además, en este estudio se ha agregado un análisis de la contribución de la potencia radiada en el campo lejano por cada modo en comparación con la potencia total radiada utilizando el método de los momentos, como se muestra en la Fig. 2.8 (d). Esto se basa en la aplicación de una onda incidente con polarización vertical desde el eje  $z$  sobre la estructura. En concordancia con las conclusiones obtenidas en el párrafo anterior sobre el coeficiente de excitación o peso modal, se observa que el modo MD1' es el que irradia la mayor cantidad de potencia en frecuencias bajas, mientras que el modo MD2 es el que domina en frecuencias altas.

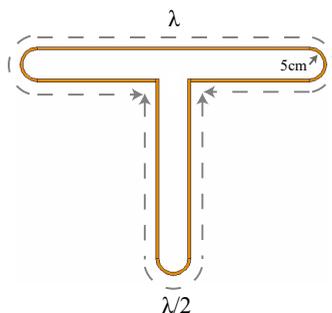
De este último análisis se determina que, al excitar la estructura con polarización vertical, los modos que se destacan son el M1' y M2, los cuales presentan corrientes tipo antena en los brazos verticales. Al excitar cada uno de estos brazos individualmente, se puede lograr una polarización lineal en ángulos de  $0^\circ$ ,  $120^\circ$  y  $240^\circ$ . Esto implica que la antena en forma de anillo en Y invertida ofrece la posibilidad de obtener diferentes polarizaciones lineales, lo cual puede ser beneficioso en diversas aplicaciones.

## CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS

### 2.5.3. Análisis de modos característicos de un anillo en T

Hemos realizado dos estudios previos que nos han permitido tener un primer acercamiento al análisis de los modos característicos en estructuras simples de hilo, tanto en forma rectangular como en forma de Y invertida. En esta sección, se llevará a cabo un análisis inicial de los modos característicos de un anillo en forma de T. Posteriormente, en la Sección 2.5.4, se examinará cómo se ven afectados estos modos característicos al introducir una alimentación en forma de ILA dentro del anillo. Finalmente, en la Sección 5.2, se analizará con onda completa el anillo en forma de T alimentado con una ILA. A través de este proceso, nuestro objetivo es cubrir de manera exhaustiva el diseño de antenas utilizando los modos característicos sobre estructuras simples.

El anillo en forma de T que estamos analizando tiene dimensiones específicas. El perímetro del anillo es de  $3/2\lambda$  a la frecuencia de 130 MHz, y los extremos están redondeados con un radio de 5 cm. Además, el perímetro del brazo vertical del anillo en T es de  $\lambda/2$ . La forma de esta estructura se presenta en la Fig. 2.10.

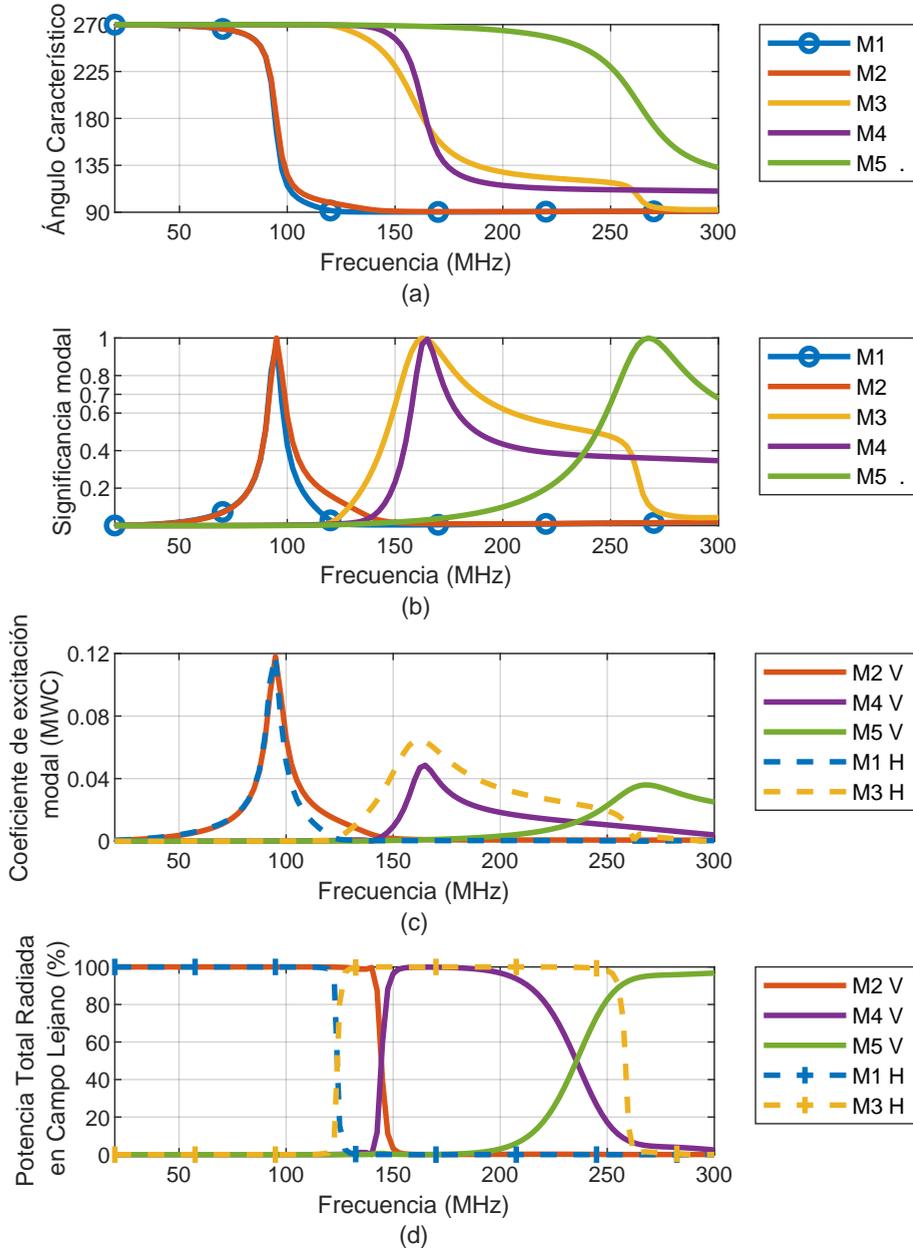


**Figura 2.10:** Estructura de anillo de hilo en forma de T. El perímetro del anillo en T es de  $3/2\lambda$  (346.05 cm) en 130 MHz y borde redondeado de 5 cm de radio.

En la Fig. 2.11 (a) se muestran las curvas de ángulo característico de los primeros 5 modos de la estructura. En este análisis, no se han incluido los modos de tipo espira debido a que su contribución a la radiación es nula. Por lo tanto, solo se presentan los modos de tipo dipolo. Es importante destacar que el modo M2 es ortogonal al modo M1, sin embargo, sus curvas presentan ligeras diferencias debido a la falta de simetría entre los brazos horizontales y el brazo vertical de la estructura. Esto explica la diferencia en sus nombres.

La diferencia entre los modos M1 y M2 se acentúa aún más en la curva de significancia modal, que se muestra en la Fig. 2.11 (b). Al igual que en el anillo de Y invertida, los modos de orden superior en el anillo en forma de T presentan un ancho de banda modal más amplio en comparación con los

## 2.5 Modos característicos de estructuras de hilo



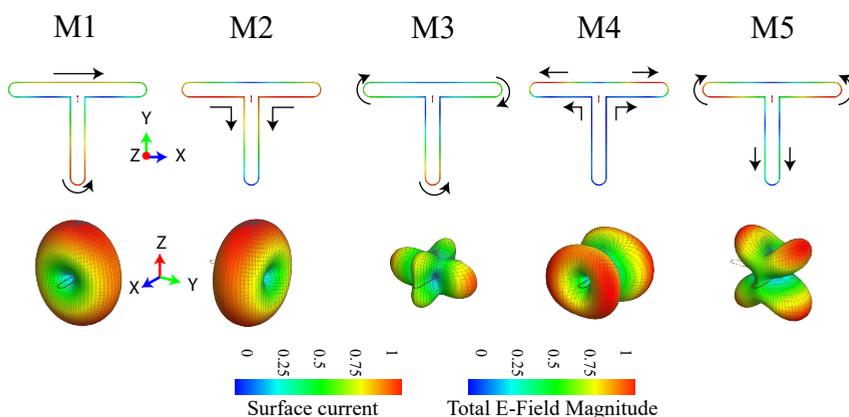
**Figura 2.11:** Análisis de modos característicos de un anillo de hilo en forma de T. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación o peso modal, d) Porcentaje de potencia por modo que aporta a la potencia total radiada. Modos excitados por polarización Vertical denotados por V y Horizontal con H.

## CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS

modos fundamentales M1 y M2, que tienen un ancho de banda más estrecho. Los modos M3 y M4 exhiben un mayor ancho de banda modal, lo que significa que son más eficientes en términos de radiación en comparación con los otros modos analizados. El Cuadro 2.3 proporciona información sobre la resonancia y el ancho de banda de los primeros 5 modos del anillo en forma de T.

**Cuadro 2.3:** Resonancia y ancho de banda modal del anillo en forma de T.

Modo	M1	M2	M3	M4	M5
Resonancia (MHz)	95	95	162	165	267
Ancho de banda (MHz)	6	7	38	16	46



**Figura 2.12:** Distribución de corrientes y diagramas modales de un anillo de hilo en forma de T, en 95 MHz. El perímetro del anillo en T es de  $3/2\lambda$  en 130 MHz y borde redondeado de 5 cm de radio.

En la Fig. 2.12 se muestra la distribución de corrientes y los diagramas de radiación modales observados en la resonancia del modo fundamental (95 MHz) en el anillo en forma de T. En el modo M1, se forman corrientes de tipo modo línea de transmisión en el brazo vertical, lo que resulta en una anulación de los campos en esa región. Por otro lado, en el brazo horizontal se generan corrientes de tipo modo antena, siendo más intensas en el centro del hilo continuo superior. Estas corrientes predominan y generan un diagrama de radiación equivalente al de un dipolo acostado sobre el eje  $x$ . En cambio, en el modo M2, se generan corrientes de tipo modo antena en el brazo vertical, y corrientes tipo modo línea de transmisión en el brazo horizontal donde se anulan

## 2.5 Modos característicos de estructuras de hilo

---

los campos. Las corrientes dominantes están en el brazo vertical, lo que resulta en un diagrama de radiación equivalente al de un dipolo de media onda acostado sobre el eje  $y$ .

El modo M3 presenta una acumulación de carga de polaridad opuesta en los vértices internos, mientras que en el centro del hilo horizontal más largo la carga es nula y las corrientes fluyen sin cambiar de sentido. Analizando la evolución del diagrama de radiación en la frecuencia de resonancia del M3 en 162 MHz, se observa un diagrama equivalente al de un dipolo de  $\lambda/2$  acostado sobre el eje  $x$ , similar al diagrama del modo M1. En la resonancia del M3, el nulo de carga en el brazo horizontal se ha separado a sus extremos, formando entre los hilos horizontales corrientes tipo modo antena.

El modo M3 presenta acumulación de carga de polaridad opuesta en los vértices internos, mientras que en el centro del hilo horizontal más largo la carga es nula y las corrientes fluyen sin cambiar de sentido. Al analizar la evolución del diagrama de radiación del modo M3 en la frecuencia de resonancia (162 MHz), se observa un diagrama equivalente al de un dipolo de  $\lambda/2$  acostado sobre el eje  $x$ , similar al diagrama del modo M1 a 95 MHz. En la resonancia del modo M3 (162 MHz), se han generado acumulación de carga de polaridad opuesta en los dos extremos del brazo horizontal, lo que da lugar a la formación de corrientes tipo modo antena entre los hilos horizontales.

En el modo M4 las corrientes son nulas en el brazo vertical, por lo que dominan las corrientes sobre el hilo largo del brazo horizontal, con distribución de corriente y diagrama equivalente a un dipolo de onda completa acostado sobre el eje  $x$ .

En el modo M5, en la frecuencia de análisis mostrada en la Fig. 2.12, predominan las corrientes de tipo antena en el brazo vertical, lo que da como resultado un diagrama de radiación equivalente al de un dipolo de longitud de onda completa. Sin embargo, en este caso, no hay radiación en la dirección del eje  $x$  debido a que es eliminada por los campos generados por los brazos horizontales, los cuales tienen corrientes de tipo línea de transmisión.

Si nos desplazamos a la frecuencia de resonancia del modo M5 (267 MHz), se observa que las corrientes sobre cada brazo de la estructura son de tipo antena. En este caso, se produce una concentración de cargas del mismo signo en los extremos de la T y cargas de signo opuesto a mitad de camino entre ellos.

Con el objetivo de determinar la polarización (vertical u horizontal) que se obtiene al iluminar la estructura, se realiza un experimento donde se ilumina la estructura desde el eje  $z$ . En primera instancia, se utiliza una onda plana con polarización vertical, y luego se repite el experimento con polarización horizontal. Con estas dos pruebas, podemos observar qué modos se excitan en cada una de las polarizaciones. Los resultados de estas pruebas se presentan en la Fig. 2.11 (c), donde se muestra el coeficiente de excitación o peso modal para

## CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS

---

cada modo. Se ha agregado un sufijo V o H al final de los modos para indicar los modos excitados por la polarización vertical u horizontal, respectivamente.

Al iluminar la estructura con una onda plana con polarización vertical, se observa que los modos M2, M4 y M5 son los más excitados o tienen un mayor peso modal (curvas continuas en la Fig. 2.11 (c)). Estos modos se acoplan de manera más eficiente a la polarización vertical debido a la presencia de corrientes de tipo modo antena en el brazo vertical de la estructura.

Por otro lado, al iluminar la estructura con una onda plana con polarización horizontal, se excitan los modos M1 y M3 (curvas discontinuas en la Figura 2.11 (c)). En estos modos, las corrientes dominantes se encuentran sobre los hilos del brazo horizontal, generando corrientes de tipo antena en el centro de la estructura. Estas corrientes contribuyen a la excitación de los modos M1 y M3 en la polarización horizontal.

También, en la Fig. 2.11 (d) se muestra el aporte de potencia porcentual de cada modo en comparación con la potencia total dispersada, calculada mediante el método de los momentos. Estos resultados concuerdan con los obtenidos a partir del coeficiente de excitación o peso modal. En el caso de la polarización vertical, se observa que los modos M2, M4 y M5 son los que contribuyen con mayor potencia en frecuencias bajas, medias y altas, respectivamente. Por otro lado, en el caso de la polarización horizontal, los modos M1 y M3 son los que aportan mayor potencia en frecuencias bajas y altas, respectivamente.

Estos hallazgos respaldan la consistencia de los resultados obtenidos tanto en el coeficiente de excitación o peso modal como en el aporte de potencia porcentual de cada modo.

Una vez analizado el anillo en forma de T con perímetro de  $3\lambda$ , en un análisis en modo recepción, los resultados indican que la polarización lineal de la onda incidente influye en la excitación de los modos que presentan corrientes tipo modo antena que se alinean con dicha polarización.

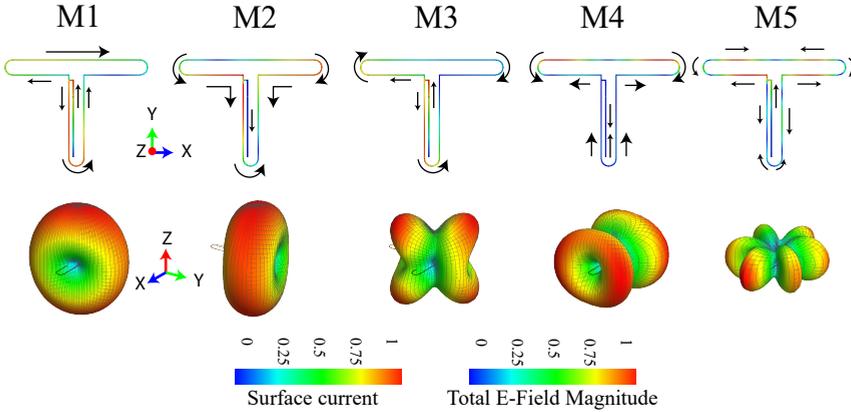
En la siguiente sección, se estudia el acoplamiento de un elemento de alimentación (ILA) dentro del anillo en T de las mismas dimensiones de esta sección.

En la siguiente sección, se llevará a cabo un estudio detallado sobre el acoplamiento de un elemento de alimentación, específicamente con una ILA, dentro del anillo en forma de T con las mismas dimensiones analizadas anteriormente. La ILA se introduce con el objetivo de alimentar el anillo en forma de T.

### 2.5.4. Análisis de modos característicos de un anillo en forma de T con ILA

En la sección anterior se determinó los modos característicos de un anillo en forma de T. Se observaron los modos que se excitan para obtener polarización horizontal o vertical. En este apartado se agregará una ILA con fines de

## 2.5 Modos característicos de estructuras de hilo



**Figura 2.13:** Distribución de corrientes y diagramas modales de un anillo de hilo en forma de T e ILA en su interior, en 80 MHz. El perímetro del anillo en T es de  $3/2\lambda$  en 130 MHz, e ILA de  $\lambda/4$ .

alimentación de la estructura. En el Capítulo 5 se realizará la estructura con onda completa.

Se ha mencionado al inicio de este capítulo, que los modos característicos dependen únicamente de la forma de la estructura y no de la excitación, si se cambia o se suma una parte a la estructura los modos característicos se alterarán. También se ha mencionado que se puede incrementar el ancho de banda al combinar modos de diferente orden entorno a la frecuencia donde tienen el mismo valor de coeficiente de excitación o peso modal.

Como ejemplo ilustrativo de diseño de antenas utilizando modos característicos, se plantea la obtención de una polarización horizontal con el mayor ancho de banda posible mediante el uso de un anillo en forma de T. Las dimensiones de este anillo en forma de T son las mismas que se describen en la Sección 2.5.3. En la sección anterior, se determinó que los modos M1 y M3 logran la polarización horizontal deseada. Además, se observó que la distribución de corrientes en el brazo horizontal sigue el patrón de un modo antenna, mientras que en el brazo vertical sigue el patrón de un modo lineal de transmisión. Por lo tanto, la alimentación debe ubicarse de manera que excite estos tipos de corrientes.

Para lograr corrientes tipo línea de transmisión en el brazo vertical del anillo en forma de T, se ha seleccionado una antena en forma de L invertida (ILA, por sus siglas en inglés Inverted L-antenna) como elemento excitador. El anillo en forma de T mantiene las mismas dimensiones mencionadas en la sección anterior con fines comparativos, con perímetro del anillo de longitud  $3/2\lambda$ , del cual el brazo vertical mide de  $\lambda/2$  en 130 MHz. La ILA es de tamaño  $\lambda/4$  en 130

## CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS

---

MHz. Las dimensiones detalladas de esta estructura se presentan en la Figura 5.1 del Capítulo 5.

En la Fig. 2.14 (a) y (b) se presenta respectivamente el ángulo característico y significancia modal de la estructura. Por la naturaleza de las curvas del ángulo característico todos los modos presentados son modos tipo dipolo. Comparando con la Fig. 2.11, se observa que los modos M1, M3 y M5 son afectados por la introducción de la ILA. Las resonancias de estos 3 modos está desplazada a frecuencias bajas, mientras permanecen inalterables las resonancias de los modos M2 y M4. En cuanto a los anchos de banda de los modos M1, M3 y M5 se han reducido considerablemente. La frecuencias de resonancia y anchos de banda modal se resumen en el Cuadro 2.4.

**Cuadro 2.4:** Resonancia y ancho de banda modal del anillo en forma de T con ILA.

Modo	M1	M2	M3	M4	M5
<b>Resonancia (MHz)</b>	81	95	129.5	165	174
<b>Ancho de banda (MHz)</b>	2	9	15	20	25

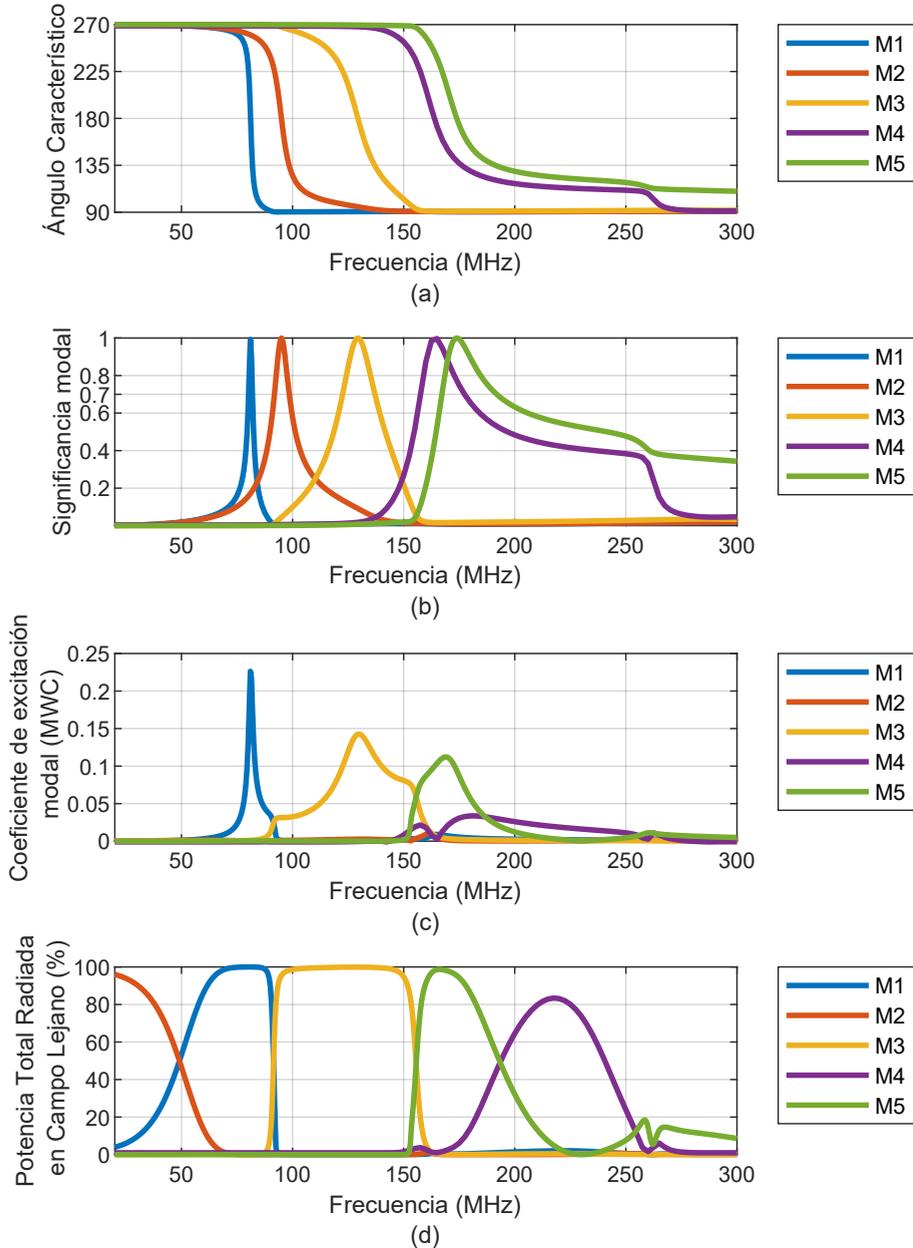
Las corrientes de los modos M2 y M4 (Fig. 2.15) no se han modificado en comparación con el anillo en forma de T sin ILA. La resonancia de estos modos no se ha visto afectada, debido a que las corrientes sobre la ILA son nulas.

Por otro lado, las corrientes son intensas sobre la ILA en los modos M1, M3 y M5 (Fig. 2.15). Además, las corrientes que divergen desde la ILA se acoplan con la distribución de las corrientes del anillo en T en la misma forma como en la Fig. 2.12. Este acoplamiento ha permitido que el camino de la corriente se alargue, causando que la resonancia de estos modos descienda.

A continuación, excitaremos la estructura para observar que modos tienen mayor coeficiente de excitación o peso modal, y cuales contribuyen con potencia para radiar. A diferencia de las pruebas anteriormente, que se realizó incidiendo sobre la estructura una onda plana, en este caso se realizará con un puerto discreto ubicado sobre el brazo largo de la ILA en el punto de alimentación de la Fig. 5.1.

Los resultados del coeficiente de excitación o peso modal, así como la potencia porcentual que contribuye cada modo, se presentan en la Figura 2.14 (c) y (d), respectivamente. Se observa que los modos con mayor peso modal, es decir, los modos M1, M3 y M5, son los que se excitan predominantemente con la alimentación propuesta. Estos modos presentan picos en las frecuencias de 81 MHz, 130 MHz y 169 MHz, respectivamente, que coinciden con sus frecuencias de resonancia, excepto el modo M5 que se encuentra desplazado 5 MHz hacia frecuencias más bajas. El porcentaje de potencia que contribuyen a la radiación se encuentra en consonancia con el coeficiente de excitación o peso modal. Por

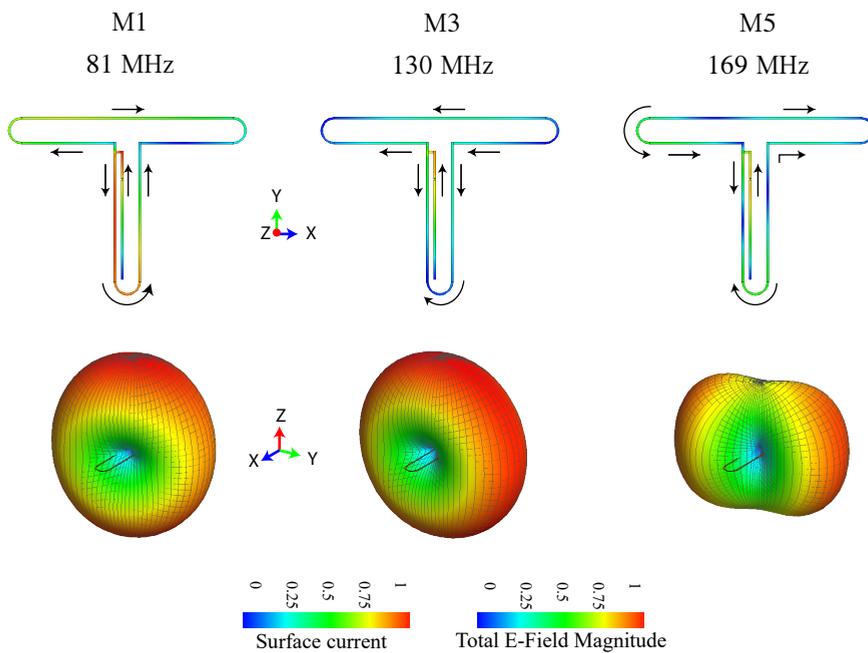
## 2.5 Modos característicos de estructuras de hilo



**Figura 2.14:** Análisis de modos característicos de un anillo de hilo en forma de T con una ILA. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación o peso modal, d) Porcentaje de potencia por modo que aporta a la potencia total radiada.

## CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS

---



**Figura 2.15:** Distribución de corrientes y diagramas modales de un anillo en forma de T e ILA en su interior, en las frecuencias de puntos máximos del Coeficiente de excitación o peso modal de la Fig. 2.14 (c).

otro lado, también se observa una contribución del modo M2 a frecuencias muy bajas y del modo M4 a frecuencias muy altas.

En la Fig. 2.14 (c), se pueden observar dos puntos de cruce de las curvas de coeficiente de excitación o peso modal, lo que indica la posibilidad de combinación de modos. El primer cruce se produce entre los modos M1 y M3 a una frecuencia de 91.4 MHz. El segundo cruce, que muestra un peso modal más significativo, ocurre entre los modos M3 y M5 a una frecuencia de 155.7 MHz. Estos puntos de cruce son de particular interés, ya que permiten explorar las combinaciones de modos para mejorar el ancho de banda de la antena.

Para observar la distribución de corriente y los diagramas modales en los picos de mayor coeficiente de excitación o peso modal de la Fig. 2.14 (c), se ha creado la Fig. 2.15. El modo M1, que ya ha sido analizado previamente a esta frecuencia, se adjunta con fines comparativos. En el modo M3, a 130 MHz, se puede observar cómo las corrientes han evolucionado formando una distribución de corriente tipo modo antena en el centro del brazo horizontal del anillo en forma de T, lo cual genera un diagrama equivalente a un dipolo de media onda acostado sobre el eje  $x$ . Por otro lado, en el modo M5, se observa que en uno de los lados del brazo horizontal se forman corrientes tipo modo antena, mientras que en el otro lado se generan corrientes tipo línea de transmisión. En los tres modos, la corriente es más intensa sobre la ILA, creando un nodo de corriente en su extremo cortocircuitado con el anillo.

Después de analizar los modos característicos en esta sección, se ha determinado que existen buenas posibilidades de combinar los modos para incrementar el ancho de banda de la antena. Debido al alto nivel de coeficiente de excitación o peso modal y a la proximidad de las frecuencias de resonancia, se identifica que el punto con mayor posibilidad de combinar los modos se encuentra en el cruce de los modos M3 y M5. Estos modos, analizados en sus frecuencias de mayor peso modal, presentan diagramas de radiación semi-omnidireccionales con polarización horizontal.

En la Sección 5.2 del Capítulo 5, se realizará un análisis con ondas completas de este anillo en forma de T alimentado con una ILA. En esta sección, se explorarán las características y propiedades de la antena para aprovechar su capacidad de combinar los modos y lograr un ancho de banda amplio.

## 2.6. Conclusiones

- Del análisis de la evolución de un anillo cuadrado a rectangular se determina que las corrientes que dominan son las del tipo antena, es decir corrientes que están en fase entre hilos paralelos. El mejor ancho de banda modal tiene una relación aspecto 2:1. Conforme el anillo se vuelve más

## CAPÍTULO 2. APLICACIÓN DE LA TEORÍA DE LOS MODOS CARACTERÍSTICOS

---

rectangular el diagrama de radiación pasa de ser bidireccional a omnidireccional.

- En el anillo en Y invertida con un perímetro de longitud de onda ( $\lambda$ ), se ha determinado que los modos dominantes están caracterizados por corrientes tipo antena, similar a lo observado en el anillo rectangular. Estas corrientes se forman de manera más efectiva a medida que aumenta el orden del modo. Como resultado, los modos de orden superior son más eficientes y tienen un ancho de banda mayor que el modo fundamental. Al excitar los brazos adecuados de la estructura, provocando sobre ellos corrientes tipo antena, se podría conseguir polarización lineal en  $0^\circ$ ,  $120^\circ$  y  $240^\circ$ .
- Al igual que en los anillos anteriores, en el anillo en forma de T las corrientes dominantes son del tipo antena. Estas corrientes se generan en los brazos horizontales en los modos impares, lo que resulta en una polarización horizontal con diagramas de radiación omnidireccionales. Por otro lado, en el brazo vertical se producen corrientes tipo modo línea de transmisión. Para aprovechar estas corrientes, se coloca una ILA en su interior como elemento de alimentación. La ILA se acopla a los modos impares, lo que aumenta el recorrido de la corriente y reduce la frecuencia de resonancia. Específicamente, los modos M3 y M5 permiten lograr un mayor ancho de banda a través de la combinación de modos. Esta combinación de modos amplía las capacidades de la antena y mejora su rendimiento en términos de ancho de banda.

## Capítulo 3

# CMA para acoplamiento entre estructuras 2D con estructuras de hilo

### 3.1. Introducción

En el Capítulo 2 se estudio brevemente la teoría formal de los modos característicos y varias metodologías para diseñar antenas de banda ancha, con polarización circular y multipuerto. A manera de guía en el uso de los modos característicos se analizaron geometrías simples de anillos de hilo que complementan las figuras canónicas analizadas en trabajos previos [62], [63] y [64].

En este capítulo analizaremos las estructuras canónicas planas, como el cuadrado y los discos, que han sido previamente estudiados en diversos trabajos, como el de [5]. Sin embargo, nos enfocaremos en su acoplamiento y en la incorporación de elementos de alimentación, observando cómo estas estructuras se acoplan.

El análisis parte de la respuesta modal de una estructura simple, para luego pasar a una estructura compuesta con alimentaciones. Es decir, estudiando por partes, para obtener una respuesta modal deseada. Sobre estas estructuras compuestas se aplican metodologías de la teoría de modos característicos para incrementar el ancho de banda modal. Una de ellas es combinando modos degenerados, o combinando modos con resonancias cercanas, o las dos a la vez. Así también, se sintetiza diagramas de radiación en base a una excitación selectiva de modos con pesos modales específicos, para posibilitar un diagrama inclinado sobre una placa cuadrada.

## CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO

---

A demás, se estudian varias configuraciones de un cuadrado con 4 radiales como parte de un proceso para diseñar antenas directivas para CubeSats. Este análisis se complementa con el análisis de un cubo en el Capítulo 4 en el que se estudian los modos característicos de estructuras tridimensionales. Los resultados del análisis del cuadrado con radiales permiten sintetizar un diagrama directivo, con la posibilidad de obtener un ancho de banda amplio mediante la combinación de modos de resonancia cercanos.

En la parte final del capítulo se estudia la afectación modal al pasar de un disco a un anillo, así como de un anillo a 2 anillos concéntricos. Del análisis se aprovecha los efectos de 2 anillos concéntricos para incrementar el ancho de banda modal al combinar 2 modos de resonancias cercanas, y además obtener un diagrama bidireccional y polarización lineal. Por otro lado, se analiza un anillo con 1 y 2 alimentaciones de banda ancha en forma de disco en su interior. De los resultados obtenidos se selecciona la mejor opción que permita gran ancho de banda y un diagrama bidireccional. El estudio de esta estructura compuesta forma parte de un proceso para el diseño de antenas de cavidad, que se aborda en el Capítulo 4. Este enfoque permite simplificar el análisis de estructuras complejas al examinar sus componentes constituyentes de manera individual.

Los resultados del análisis de modos característicos de la estructura cuadrada y de 2 anillo concéntricos se utilizan para alimentar la estructuras, y se analizan con onda completa en el Capítulo 5. En cambio, la estructura tanto cuadrada con radiales como el anillo con 2 discos pequeños en su interior continúan siendo estudiados en el contexto de estructuras tridimensionales en el Capítulo 4.

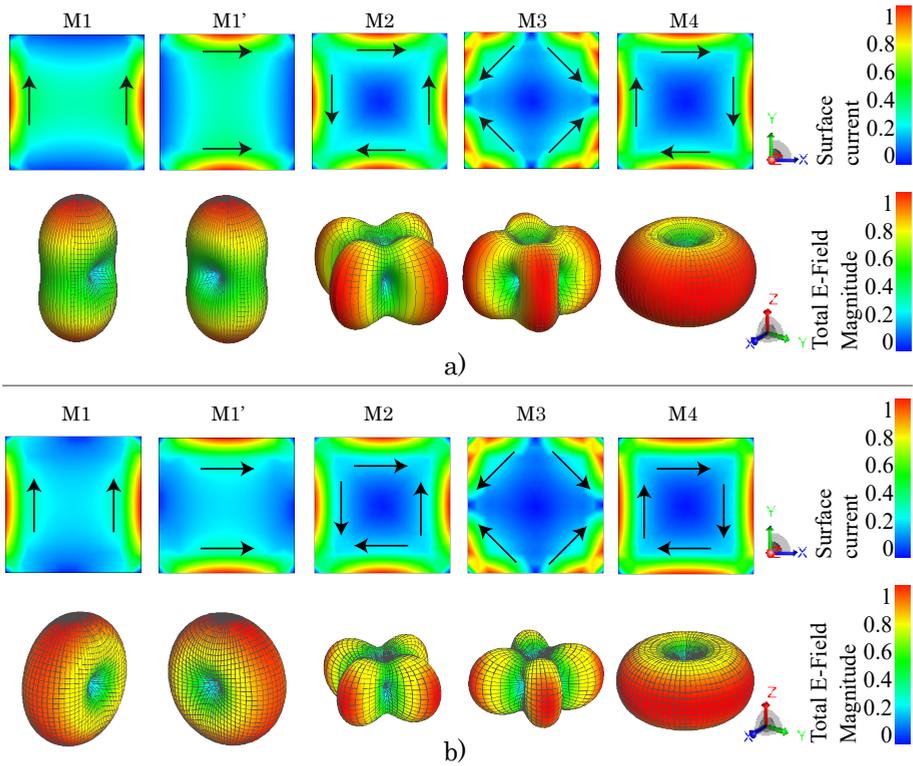
### 3.2. CMA de estructura plana cuadrada

Una de las estructuras ampliamente estudiadas en la literatura es una placa cuadrada, como en [5]. En esta sección analizaremos la distribución de sus corrientes y diagramas, tanto en su frecuencia de resonancia como a baja frecuencia. Además, sintetizaremos un diagrama inclinado y determinaremos los modos responsables. En las siguientes secciones estudiaremos metodologías para descender la frecuencia de resonancia de la placa cuadrada.

Analizaremos una placa cuadrada de dimensiones de 10 cm x 10 cm y de espesor infinitesimal. La distribución de corrientes modales y diagramas de radiación normalizados son presentados en la Fig. 3.1. La Fig. 3.1 (a) se analizan los modos en la frecuencia de 1.5 GHz, y en la Fig. 3.1 (b) en 435 MHz.

El modo M1 es el modo fundamental, y el M1' es un modo degenerado. El modo M1 es considerado modo vertical por el sentido de las corrientes orientados sobre el eje  $y$ . El modo M1' es considerado modo horizontal por el sentido

### 3.2 CMA de estructura plana cuadrada



**Figura 3.1:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación normalizados de los 4 primeros modos de un cuadrado de 10 cm x 10 cm. a) 1.5 GHz ( $\lambda/2$ ), y b) 435MHz

### CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO

---

de las corrientes orientados sobre el eje  $x$ . La distribución de corrientes en el modo M1 tanto en la Fig. 3.1 (a) y (b) se concentran en el borde izquierdo y derecho de la placa, pero se nota que la concentración de corrientes en el centro de la placa es menor en 435 MHz en comparación a 1.5GHz. Así también en la Fig. 3.1 (a), se observa que el diagramas de radiación es más directivo en 1.5 GHz, debido a que sería equivalente a una agrupación de 2 dipolos de  $\lambda/2$  ubicados cada uno en los bordes izquierdo y derecho de la placa cuadrada, orientados sobre el eje  $y$ , y separados  $\lambda/2$ . Por otro lado en la Fig. 3.1 (b), el diagrama de radiación del modo M1 es omnidireccional, similar al de un dipolo.

La distribución de corrientes del modo M2 de la Fig. 3.1 (a) y (b) presenta nulos en los vértices y en el centro de la placa. Se observa una densidad de carga de la misma polaridad concentrado en los vértices diagonales, y una densidad de carga de polaridad contraria sobre los otros 2 vértices, lo que hace que la corriente diverja desde vértices diagonales y converja en los otros 2 vértices diagonales. A este modo se lo considera como modo en cruz. El diagrama de radiación del modo M2 es equivalente a 2 dipolos cruzados orientados sobre los ejes  $y$  y  $y$ , con lóbulos principales orientados sobre estos ejes.

El modo M3 de Fig. 3.1 (a) y (b), posee un diagrama de radiación similar al del modo M2 pero girado  $45^\circ$ . Tiene nulos de corriente en el centro de la placa y en sus aristas. Los máximos de corrientes se presentan próximos los vértices de la placa cuadrada. La concentración de cargas de la misma polaridad se da en el centro de las aristas de 2 lados opuestos, y cargas opuestas a las anteriores se concentran en las otras 2 aristas. Por lo que la corriente fluye desde el centro de la arista en el eje  $x$  a el centro de las aristas orientados en el eje  $y$ .

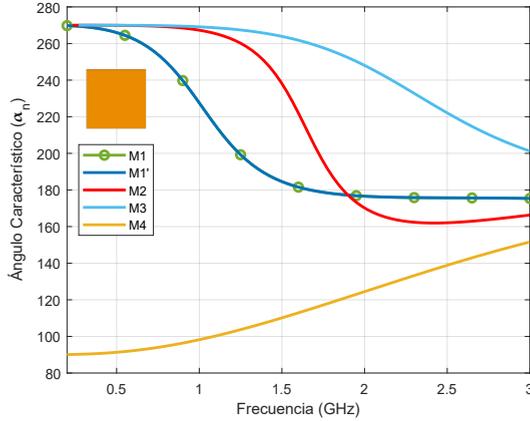
En el modo M4 de la Fig. 3.1 (a) y (b), las corrientes fluyen dando vueltas al rededor del centro de la placa, es decir no tienen acumulación de carga. Las corrientes se concentran en el centro de las aristas y existe un nulo de corriente en el centro de la placa. A este modo también lo denominamos Modo Espira.

En todos los modos analizados en 435 MHz (Fig. 3.1 (b)) se observa una menor densidad de corriente en el centro de la placa en comparación a los modos analizados en 1.5GHz (Fig. 3.1 (a)). Es decir que conforme se sube en frecuencia, la mayor intensidad de corrientes se desplazará al centro de la placa. Para el caso del modo fundamental su diagrama evoluciona a uno bidireccional.

En la Fig. 3.2 se presenta el ángulo característico de los 4 primeros modos característicos de la placa cuadrada de la Fig. 3.1. Los modos M1, M1', M2 y M3 son modos eléctricos o modos tipo dipolo, debido a que sus curvas a frecuencias bajas vienen descendiendo desde una fase próxima a  $270^\circ$ . El modo M4 es un modo espira debido a que a frecuencias bajas su curva asciende en fase desde aproximadamente a  $90^\circ$ . Los modos magnéticos, como se ha mencionado se caracterizan por ser modos no resonantes. Las curvas de los modos M1 y M1' se superponen. La frecuencia de resonancia modo M1 y M2 se de 1.67 GHz y

### 3.2 CMA de estructura plana cuadrada

1.88 GHz respectivamente. El modo M3 no alcanza a resonar dentro del rango de análisis de la Fig. 3.2. El modo M4 es un modo no resonante.



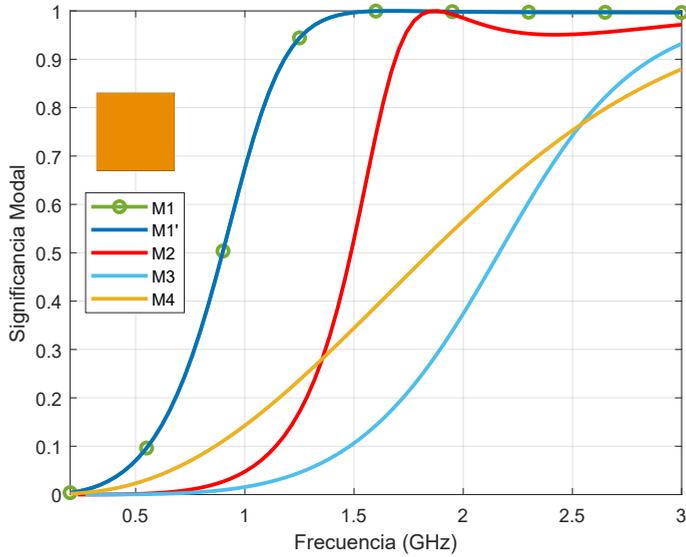
**Figura 3.2:** Ángulo característicos de los 4 primeros modos de un cuadrado de 10 cm x 10 cm.

La significancia modal de la placa cuadrada se presenta en la Fig. 3.3. Se observa claramente que el modo M1 y M1' es significativo a partir de 1 GHz, y su ancho de banda se extiende hasta frecuencias superiores al rango de análisis. Su máxima significancia modal se da en 1.67 GHz y es su frecuencia de resonancia. Cabe recalcar que la frecuencia de resonancia del modo fundamental M1 está a 1.67GHz, y es  $\lambda/2 \approx 10$  cm igual a la longitud del lado de la placa cuadrada. Los modos de orden superior empiezan hacer significativos a partir de 1.6GHz, 2.3 GHz y 2.4 GHz para los modos M2, M4 y M3 respectivamente.

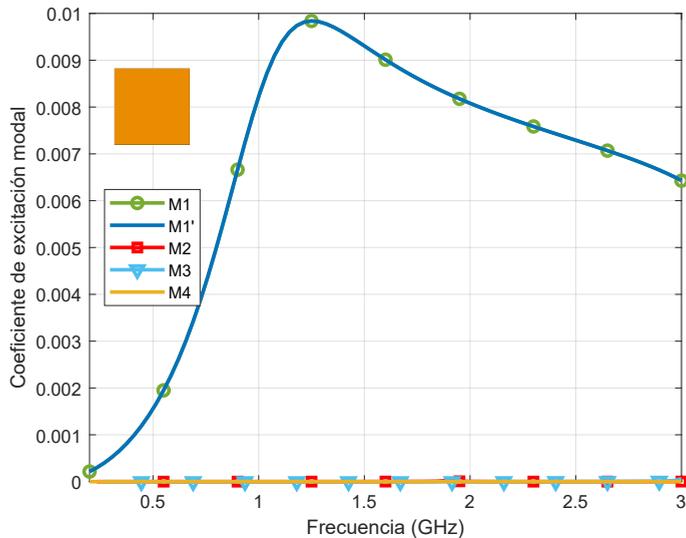
Cabe notar que la significancia modal de los modos M1 y M1', en torno a la frecuencia de 435 MHz, tienen valores superiores a los modos M2 y M3. Los modos M2 y M3 dejan de ser nulos a partir de 600 MHz.

Con el fin de determinar que modos se debe excitar para conseguir polarización circular, se analiza la estructura en modo recepción, es decir se incide de forma normal a la placa con onda plana con polarización circular. El resultado se presenta en la Fig. 3.4 de coeficiente de excitación o peso modal (Modal Weighting Coefficient - MWC). Se observa que los únicos modo en acoplarse con la excitación mencionada es el modo M1 y M1' teniendo su pico máximo a 1,25 GHz, mientras el resto de modos son nulos. Este resultado indica que para conseguir polarización vertical entorno a la frecuencia de 1.25 GHz se deben excitar la corrientes de los modos M1 y M1'. Por otro lado, al combinar estos dos modos ortogonales sus ancho de banda permanecen invariable.

### CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO



**Figura 3.3:** Significancia modal de los 4 primeros modos de una placa cuadrada de 10 cm x 10 cm.



**Figura 3.4:** Coeficiente de excitación modal de los 4 primeros modos de una placa cuadrada de 10 cm x 10 cm, iluminada con onda plana de polarización circular en dirección normal a la plano de la placa.

### 3.2.1. Síntesis de modos sobre placa cuadrada

En la sección anterior se analizó los modos característicos de una estructura cuadrada de 10 cm x 10 cm, y se observó la distribución de corrientes y campos modales de los 4 primeros modos. En esta sección analizaremos una placa cuadrada de menor tamaño y buscaremos conformar un diagrama de radiación con cierta inclinación.

Para este caso usaremos una estructura cuadrada de 7.5 cm x 7.5 cm, de menor tamaño que el de la sección anterior. En la Fig. 3.5 (a) se presenta la significancia modal de los primeros 5 modos característicos. Debido a la reducción del tamaño de la placa, la resonancia de los modos se han desplazado ligeramente a frecuencias superiores en comparación a la Fig. 3.3.

Para determinar que modos excitar y conseguir inclinar el diagrama, se analiza la estructura en modo recepción. Se ilumina la estructura con onda plana de polarización lineal con una inclinación de  $\phi = 0$  y  $\theta = 60$ . Los resultados del coeficiente de excitación o peso modal se presenta en la Fig. 3.5 (b). Se observa que de 3.2 GHz a 3.9 GHz, los modos en ser excitados son el M1', M3 y M5. Los modos M2 y M4 tienen pesos nulos y han sido excluidos de la gráfica.

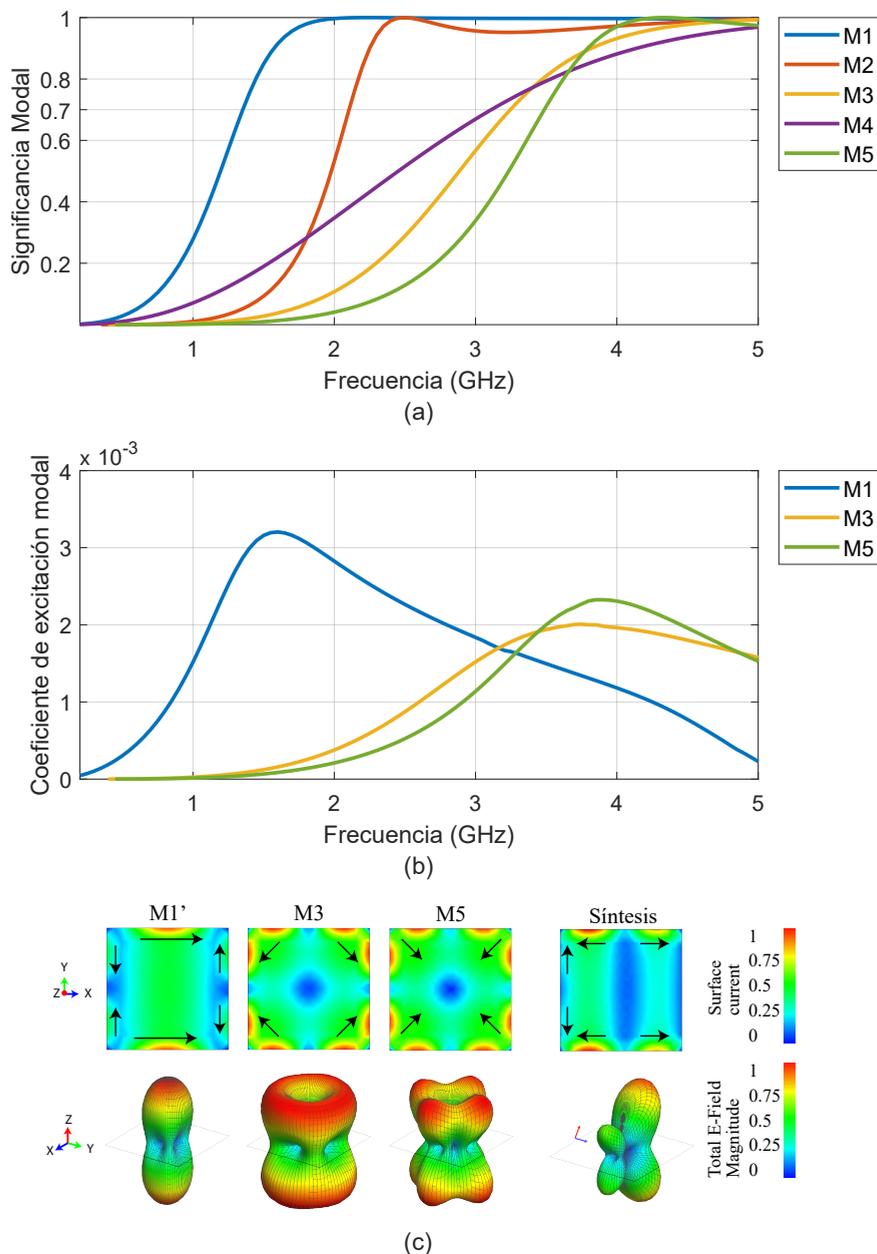
En la Fig. 3.5 (c) se presenta la distribución de corrientes y diagrama de radiación modal del M1', M3 y M5 en la frecuencia de 3.6 GHz. Al analizar en frecuencias superiores a la resonancia del modo fundamental, se observa una evolución en la distribución de corrientes y diagramas de radiación, tanto del M1' como del M3 en referencia a las de la Fig. 3.1 (a).

Una vez identificado los modos que se excitan para obtener un diagrama inclinado, combinamos los modos M1', M3 y M5 con los pesos modales relativos a la frecuencia de 3.6 GHz.

En el extremo derecho de la Fig. 3.5 (c) se presenta el diagrama de radiación y distribución de corrientes de la síntesis. Se observa que las corrientes son más intensas del lado izquierdo de los bordes superiores e inferiores de la placa, y divergen desde un nulo que se extiende a lo largo del centro de la placa. Además, se observa como las corrientes son nulas en el borde vertical derecho de la placa, mientras del lado izquierdo divergen desde el centro con baja intensidad. El lóbulo principal del diagrama de radiación está inclinado en  $\theta = 30$  en dirección opuesta a la onda plana incidente ( $\phi = 180$ ). El diagrama es simétrico al plano de la placa porque las corrientes se distribuyen por igual en ambas caras de la placa. El diagrama de radiación con corte sobre el plano de elevación se muestra en la Fig. 3.6.

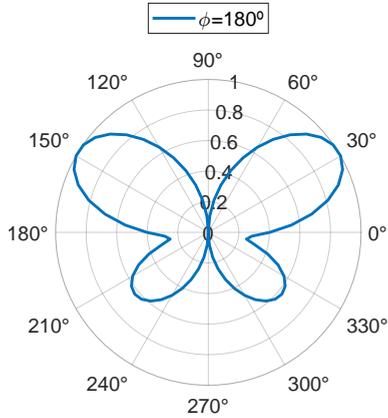
En la Sección 5.3, se incorpora elementos de alimentación a la placa cuadrada para conseguir excitar las corrientes de la síntesis e inclinar el diagrama. El resultado del análisis con onda completa (Fig. 5.6) es similar a la distribución de corrientes y diagrama sintetizados en esta sección. El diagrama no

### CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO



**Figura 3.5:** 5 primeros modos característicos de un cuadrado de 7.5 cm x 7.5 cm. a) Significancia modal, b) Coeficiente de excitación modal del cuadrado iluminada con onda plana de polarización lineal desde  $\theta = 60$ ,  $\phi = 0$ . c) Distribución normalizada de corrientes y diagramas de radiación modal normalizado en 3.6 GHz.

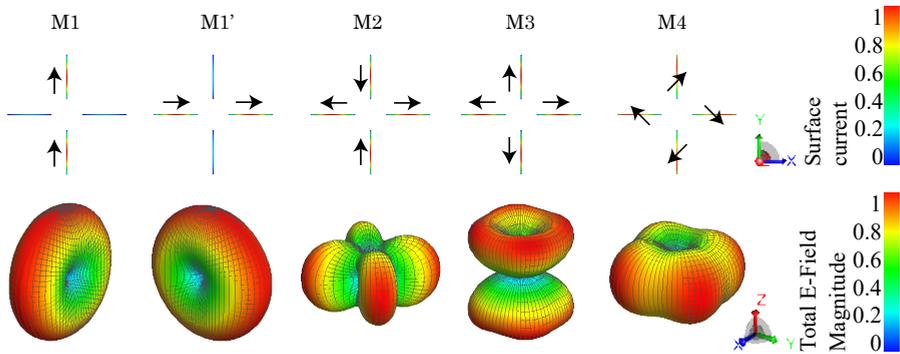
### 3.3 CMA de 4 radiales en cruz



**Figura 3.6:** Diagrama de radiación 2D en  $\phi = 180$  de la síntesis de los modos M1, M3, M5

es simétrico al plano de la placa, porque el elemento distribuye corrientes con mayor intensidad solo sobre la cara frontal de la placa.

### 3.3. CMA de 4 radiales en cruz



**Figura 3.7:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación normalizados de los 4 primeros modos de 4 radiales en cruz en 435MHz. 10 cm de separación horizontal y vertical entre radiales. Radial con longitud de 13.8 cm.

Como parte del estudio de antenas para CubeSat U1 de dimensiones  $10 \times 10 \times 10 \text{ cm}^3$  con radiales en la frecuencia de 435 MHz, para simplificar su análisis, estudiaremos como se acoplan los modos de una placa cuadrada con radiales en

### CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO

---

diferentes configuraciones. Como al inicio de este capítulo ya se ha estudiado los modos de un cuadrado de  $10 \times 10 \text{ cm}^2$ , a continuación estudiaremos los modos característicos de 4 radiales en forma de cruz, dejando en el centro el espacio de la placa cuadrada.

En la Fig. 3.7 se presenta la distribución de corrientes y diagramas de radiación de los primeros 4 modos característicos de una estructura de 4 dipolos ubicados en forma de cruz en 435 MHz. Los radiales tienen de 13.8 cm de longitud y están separados 10 cm entre radiales de forma horizontal y verticalmente.

El modo M1 es el modo fundamental, y M1' es su modo degenerado. La distribución de corrientes del M1 está orientado sobre el eje vertical y en fase en ambos radiales, con mayor intensidad de corrientes en el centro de cada radial. Su diagrama de radiación es equivalente a un dipolo de media onda. La frecuencia de resonancia  $\lambda/2$  es igual a la longitud del radial.

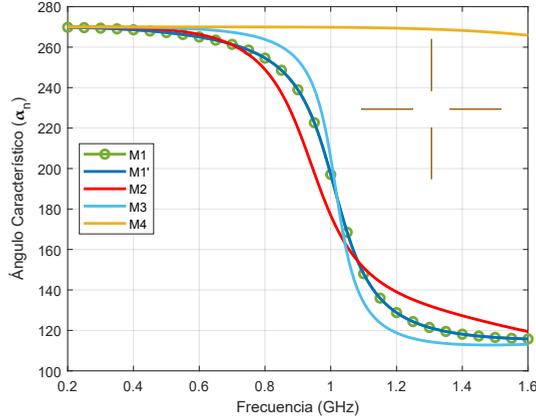
En el modo M2 en la Fig. 3.7, las corrientes sobre los radiales orientados en el eje  $x$  divergen en el centro de la estructura, mientras los radiales orientados en el eje  $y$  convergen. Por su diagrama de radiación y distribución de corrientes, cada pareja de radiales ortogonales forman dipolos. Observando las parejas de radiales como cuadrantes del plano cartesiano, los radiales del primer cuadrante con los radiales del tercer cuadrante forman una agrupación de dipolos desfasadas  $180^\circ$ ; y de forma similar, los radiales de segundo y cuarto cuadrante forman otra agrupación con fases opuestas.

De las corrientes del modo M3 (Fig. 3.7), cada radial se comporta como un dipolo de  $\lambda/2$ , con la misma fase en el extremo interno de los radiales. La disposición de los radiales es el equivalente a una agrupación circular de dipolos de media onda con eje de simetría en  $z$ , dando como resultado el diagrama de radiación del modo M3 de la Fig. 3.7, teniendo nulos de radiación sobre el plano  $xy$  y en el eje  $z$ .

Las corrientes en el modo M4 van dando vueltas entorno al eje  $z$ , en forma de espira, lo que da un diagrama de radiación típico de un modo espira, que es además un modo no resonante.

En la Fig. 3.8 se presenta los ángulos característicos de los 4 radiales en cruz. Por la naturaleza de sus curvas todos son modos dipolo. El modo M1 es el modo fundamental. Las curvas de los modos M1 y M1' se superponen. Como se mencionó, la frecuencia de resonancia de 1.02 GHz es  $\lambda/2$  igual a la longitud del radial. En cuanto al modo M2, como se indicó, una pareja de radiales ortogonales forman un dipolo de media onda de longitud y dirección igual a su hipotenusa, cuya frecuencia de resonancia es de 0.98 GHz, como se observa en Fig. 3.8 ligeramente recorrido a frecuencias bajas. El modo M3, como se analizó, cada radial es un dipolo de media onda, por lo que su frecuencia de resonancia es  $\lambda/2$  igual al tamaño del radial. La frecuencia de resonancia del modo M3 es 1.02 GHz, similar a la resonancia del modo M1. Los modos M1, M1', M2 y M3 resuenan aproximadamente a la misma frecuencia debido a que

son equivalentes a dipolos de media onda. El modo M4 es un modo espira y no resuena, por lo que su curva no llega a atravesar la fase de  $180^\circ$ .



**Figura 3.8:** Ángulo característicos de los 4 primeros modos de 4 radiales en cruz

En la Fig. 3.9, se presentan la significancia modal de los 4 radiales en cruz. Igual que en el ángulo característico, los picos de resonancia de los modos dipolo se agrupan entorno a 1.02 GHz. El ancho de banda modal del M2 es más grande que M1 y M3. Como se ha mencionado los radiales forma parte del estudio de una antena para CubeSat en 435 MHz, y a esta frecuencia se observa que los modos no son significativos. Por otro lado, comparando entre modos, el M1 y M1' tienen mayor significancia del M2 en 435 MHz. La significancia modal es nula de los modos M3 y M4.

Con el fin de observar que modos son necesarios para obtener polarización circular con los 4 dipolos en cruz, se analiza en recepción incidiendo sobre la estructura una onda plana con polarización circular en dirección normal al plano de la estructura. El resultados se presenta en la Fig. 3.10 del coeficientes de excitación o peso modal. Los modos M1 y M1' son excitados con igual amplitud modal en todo el rango de frecuencias de análisis. Los modos de orden superior M2, M3 y M4 son nulos en todo el rango de análisis. El pico de mayor peso modal coincide con la frecuencia de resonancia del modo fundamental. Este resultado nos indica que para conseguir polarización circular en dirección normal al plano de la estructura se debe excitar las corrientes del modo fundamental y su modo degenerado.

### CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO

---

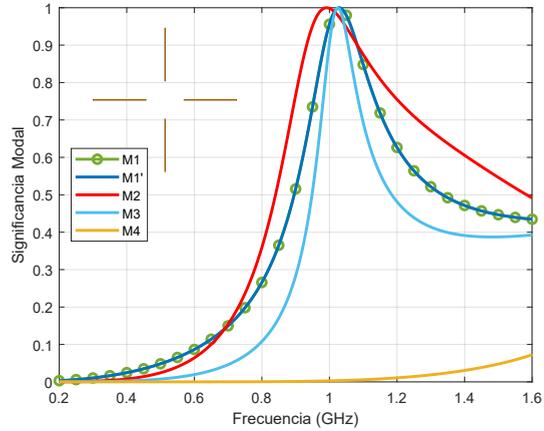


Figura 3.9: Significancia modal de los 4 primeros modos de 4 radiales en cruz

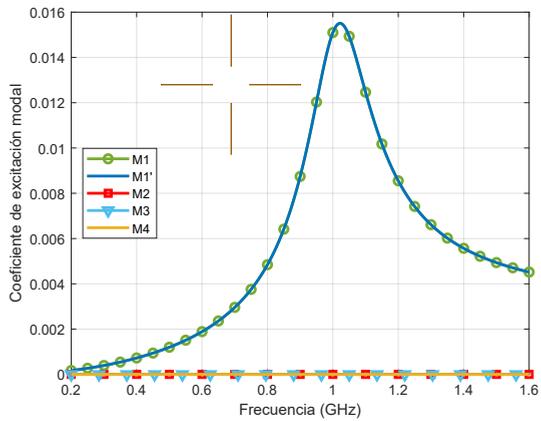


Figura 3.10: Coeficiente de excitación modal (Modal Weighting Coefficient) de los 4 primeros modos de 4 radiales en cruz, iluminada con onda plana de polarización circular

### 3.4. CMA de estructura plana cuadrada con radiales

Continuando el estudio de antenas para CubeSat U1 de dimensiones  $10 \times 10 \times 10 \text{ cm}^3$  con radiales en la frecuencia de 435 MHz, y para simplificar su análisis, en esta sección se analiza el acoplamiento de los modos de la placa cuadrada de la sección 3.2, con los modos de 4 radiales de la sección 3.3. En vista de que la placa cuadrada  $10 \times 10 \text{ cm}^2$  no tiene modos significativos entorno a la banda de 435 MHz, es necesario completar la estructura para alcanzar la resonancia en la frecuencia de interés. Tomando en cuenta que la aplicación es sobre un CubeSat, el peso de la estructura a completar debe ser ligera y simple de desplegar. Bajo estas consideraciones una de las soluciones más usadas para antena de CubeSat en VHF son los monopolos de hilo o radiales como los denominaremos en adelante. Los radiales de por si, no resuenan en 435 MHz como se ha visto de su análisis modal. Por tal razón, veremos en esta sección como en conjunto placa y radiales, reúnen las condiciones modales para alcanzar la especificación inicial de resonancia en 435 MHz.

Los radiales se ubicarán en diferentes sitios y orientaciones sobre la placa cuadrada. Dependiendo de los resultados de cada configuración se determinará las mejores características modales en cuanto a ancho de banda, radiación y tamaño. Para el análisis se ha seleccionado 3 configuraciones que se presentan en la Fig. 3.11. En la configuración A, se ubican los radiales en cruz conectados perpendicularmente al centro de los lados de la placa cuadrada. En la configuración B, los radiales son orientados siguiendo la dirección de las aristas de la placa cuadrada. En la configuración C, los radiales están conectados a los vértices de la placa cuadrada, siguiendo la dirección de su diagonal.

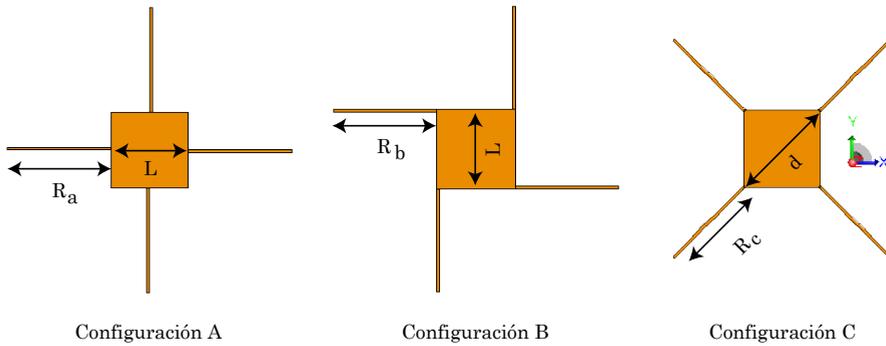
Las dimensiones de los lados de la placa cuadrada son las mismas de la Sección 3.2 ( $L = 10 \text{ cm}$ ). La longitud de los radiales se presentan en el cuadro 3.1. Las longitudes de los radiales varían entre cada configuración para sintonizar el modo fundamental de la estructura total en la frecuencia de 435 MHz.

**Cuadro 3.1:** Dimensiones de radiales de las Configuraciones A, B y C, mostradas en la Fig. 3.11.

Estructura	Configuración A	Configuración B	Configuración C
Radial (cm)	13.8	12.9	12.5

Para un mejor análisis y relacionar características comunes, se han combinado sobre una misma gráfica los resultados modales de las 3 configuraciones.

## CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO



**Figura 3.11:** Configuraciones A, B y C de estructuras de placa cuadrada con 4 radiales.

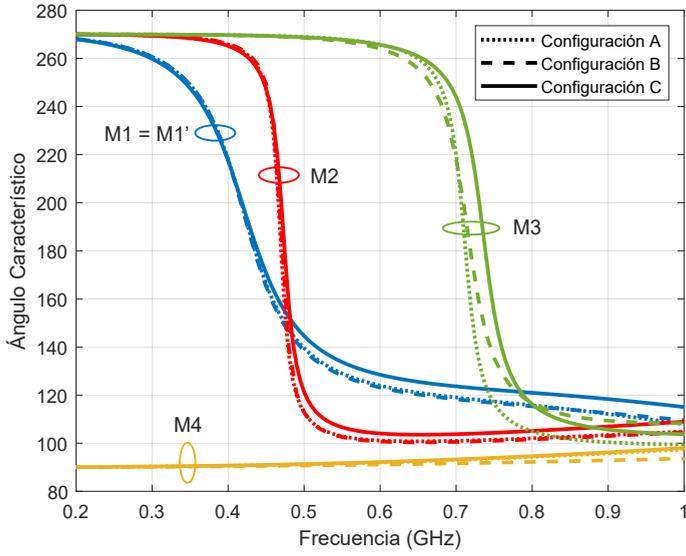
En la Fig. 3.12 se presentan los ángulos característicos de las 3 configuraciones. Las curvas de los modos M1, M2, M3 y M4 de las 3 configuraciones están agrupadas por los colores azul, rojo, verde y amarillo respectivamente, y diferenciadas por el tipo de líneas como se observa en la leyenda de la gráfica. Las curvas del modo M1 y M1' de cada configuración se superponen. Los modos M1, M2 y M3 son modos dipolo. Por otro lado, el modo M4 es un modo espira, es decir es un modo no resonante.

Para mejor visualización de anchos de banda modal y resonancias en la Fig. 3.13 se presenta la significancia modal de las 3 configuraciones en el estilo de curvas iguales a las del ángulo característico. En el modo M1 las pendientes de subidas de las 3 configuraciones coinciden, mientras en las pendientes de bajada la curva de la configuración C muestra un ancho de banda mayor de la configuración A y B. La resonancia de los modos M2 también coinciden como del M1 en las 3 configuraciones, y presentan anchos de banda estrechos. Los modos M1 y M2 tienen frecuencias de resonancia muy cercanos. El modo M3 resuena a frecuencias superiores. En el modo M3, las resonancias de las configuraciones A y B son similares, mientras la resonancia de la configuración C se desplaza levemente a frecuencias superiores.

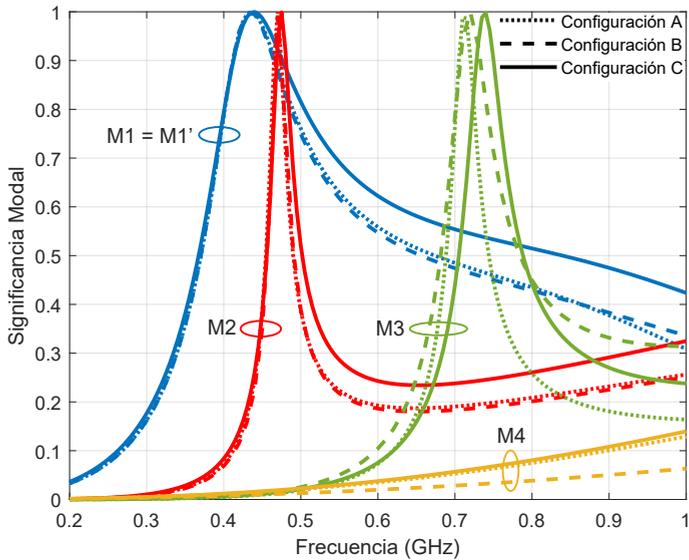
### Distribución de corrientes modales de las configuraciones A, B y C

En la Fig. 3.14 (a), (b) y (c) se presenta la distribución de corrientes y diagramas de radiación normalizados de los 4 primeros modos de las configuraciones A, B y C. La distribución de las corrientes de cada modo se analizan a continuación.

### 3.4 CMA de estructura plana cuadrada con radiales

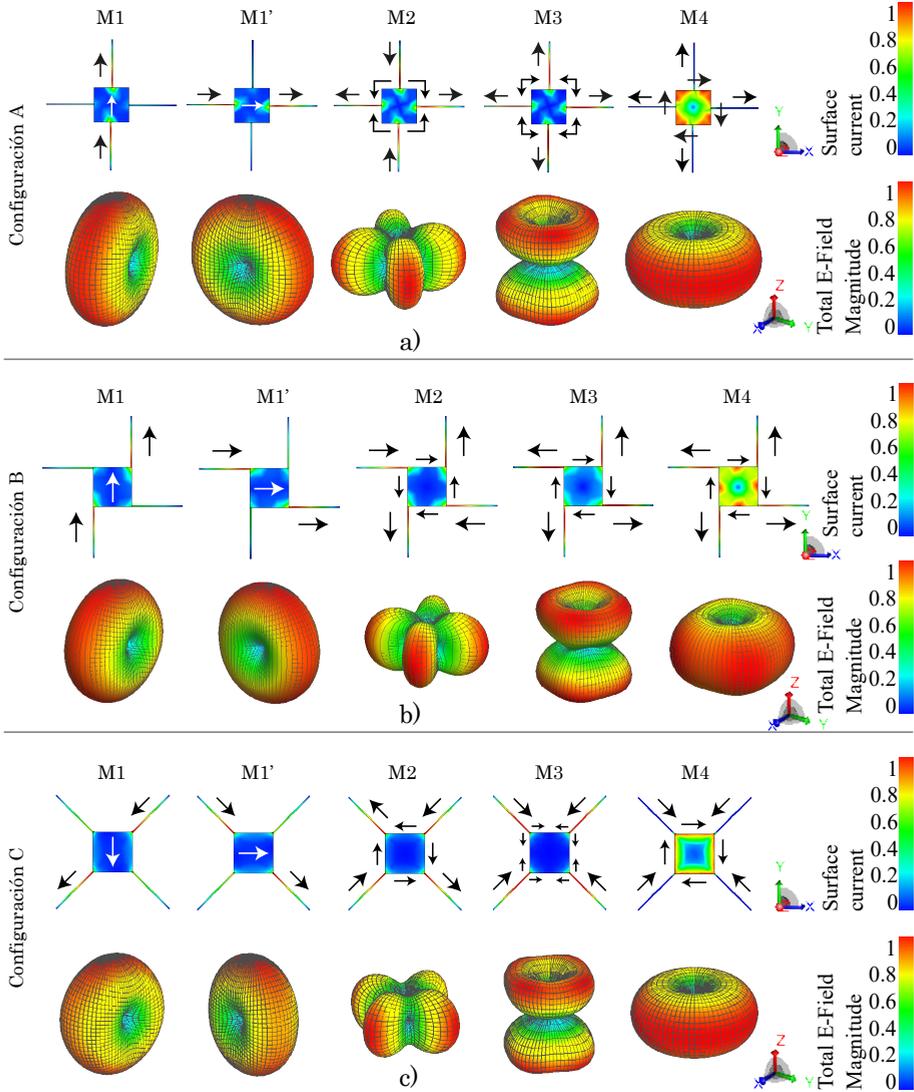


**Figura 3.12:** Ángulo característico de los 4 primeros modos de la placa cuadrada con 4 radiales, de las configuraciones A, B y C.



**Figura 3.13:** Significancia modal de los 4 primeros modos de la placa cuadrada con 4 radiales, de las configuraciones A, B y C.

### CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO



**Figura 3.14:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación normalizados de los 4 primeros modos de placa cuadrada con 4 radiales, en 435 MHz. a) Configuración A, b) Configuración B, y c) Configuración C

#### Distribución de corrientes del modo M1 en las 3 configuraciones

El modo M1, en todas las 3 configuraciones, presenta una distribución de corrientes en la dirección colineal entre 2 radiales y de extremo a extremo atravesando la placa. El modo M1' es un modo degenerados del M1 y son ortogonales. En los radiales, junto a la conexión con la placa cuadrada se concentra la mayor intensidad de corrientes, lo que favorece para la ubicación de alimentaciones inductivas en estos lugares. Las corrientes del modo M1 forman un dipolo de media onda, es decir:

$$\lambda/2 \approx 2R + L \quad (3.1)$$

Las corrientes, con menor intensidad, atraviesan la placa cuadrada, y esta distribución de corrientes diferencia a las configuraciones A, B y C. Para observar el acoplamiento entre la placa cuadrada y los radiales traeremos los resultados de las Fig. 3.1 y Fig. 3.7 de las Secciones 3.2 y 3.3 respectivamente.

En la configuración A (Fig. 3.14), para formar las corrientes del modo M1, se acoplan las corrientes del modo M1 de los 4 radiales en cruz con las corrientes del M1 de la placa cuadrada, debido a que estas corrientes van en la misma dirección. Se observa además, que las corrientes más intensas de los radiales verticales fuerzan las corrientes del modo M1 de la placa cuadrada a concentrarse junto al borde de la placa conectada al radial. Parte de las corrientes y con menor intensidad se desvían a los otros 2 radiales.

En la configuración B, en el modo M1, las corrientes de los 2 radiales verticales se acoplan al modo M1 de la placa cuadrada como en la configuración A. En este caso, las corrientes verticales intensas de los costado del modo M1 del cuadrado, se dividen para los 2 radiales a los que están conectados, siendo más intensa la corriente sobre el radial que tiene la misma dirección de corrientes de la placa cuadrada. Así también, los radiales horizontales se acoplan a las corrientes del borde de la placa, pero con menor intensidad con la que circula sobre los vértices de la placa.

En la configuración C, las corrientes del modo M1 de placa cuadrada, se acoplan a los 2 radiales orientados en la dirección  $x + y$ . En este caso particular, la distribución de corrientes sobre la placa de la configuración C es más similar al del modo M1 de la placa cuadrada. Por otro lado, la dirección de las corrientes de los 2 radiales orientados en  $x - y$ , también se acoplan al modo M1 de la placa pero con menor intensidad. En esta configuración, las corrientes intensas sobre los radiales no fuerzan una modificación importante de las corrientes del modo M1 sobre la placa, sino que se acoplan mejor al sentido característico sus corrientes.

La resonancia del modo M1 es aproximadamente  $\lambda/2$  2 veces la longitud del radial más un lado de la placa cuadrada.

#### Distribución de corrientes del modo M2 en las 3 configuraciones

## CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO

---

En el modo M2 de las 3 configuraciones, las corrientes sobre los radiales están desfasadas entre si como el modo 2 de los 4 radiales en cruz. En las configuraciones C y B, sobre la placa cuadrada se acopla la distribución de corrientes del modo M2 de la placa cuadrada con las corrientes de los radiales. Así también, debido a las corrientes intensas sobre los radiales, los máximos de corriente de los lados de la placa cuadrada del M2 se han desplazados a las esquinas .

En la configuración A, las corrientes intensas sobre los radiales fuerzan a que las direcciones de las corrientes del modo M2 de la placa cuadrada se degeneren y gire  $45^\circ$ , concentrando y las corriente en los lados, junto a la conexión con los radiales.

### **Distribución de corrientes del modo M3 en las 3 configuraciones**

En el modo M3 de las 3 configuraciones, la distribución de corrientes sobre los radiales es igual al modo M3 de los 4 radiales en cruz. En la configuración B las corrientes dan la vuelta sobre la placa similar al modo espira del M4 de la placa cuadrada, pero por su diagrama de radiación predomina el modo de los 4 radiales en cruz. En cuanto a la distribución de corrientes sobre la placa cuadrada en las configuraciones A y C, es un modo de orden superior que no ha sido presentado en la Fig. 3.1. Cabe notar que la máxima intensidad de corrientes está presente en los radiales junto a la conexión con la placa cuadrada. La resonancia del modo M3 es aproximadamente  $\lambda/2$  la longitud del radial más un lado de la placa cuadrada.

### **Distribución de corrientes del modo M4 en las 3 configuraciones**

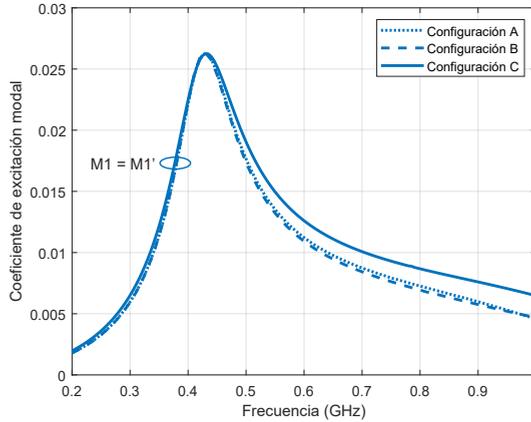
En todas las configuraciones del modo M4 las corrientes de los radiales es igual a la distribución de corrientes del modo M3 de los 4 radiales en cruz. La mayor intensidad de corrientes se concentran en la placa cuadrada. Las corrientes sobre la placa cuadrada de todas las configuraciones es igual al modo espira M4 de la placa cuadrada. Las corrientes sobre los radiales en la configuración B son más intensas a diferencia de las otras configuraciones. Desde el punto de vista de diagrama de radiación, se observa que el modo que predomina es el modo espira M4 de la placa cuadrada (Fig. 3.1 ).

## **Excitación modal de placa cuadradas con radiales**

Una vez analizado los primeros modos de cada configuración, ahora veremos que modos son necesarios excitar para producir polarización circular. Para ello analizaremos la estructura en recepción, e iluminaremos la estructura con una onda plana con polarización circular en dirección normal al plano de la estructura. La respuesta de las 3 configuraciones del coeficiente de excitación o peso modal se presenta en la Fig. 3.15. En las tres configuraciones el modo fundamental y su degenerados (M1 y M1') son los únicos modos en ser excitados, los otros modos de orden superior tienen pesos nulos y han sido excluidos de

### 3.4 CMA de estructura plana cuadrada con radiales

la gráfica. Este resultado indica que para conseguir una polarización circular en transmisión con cualquiera de las estructuras de la Fig. 3.11, es necesario excitar el modo M1 con fases secuenciales de  $90^\circ$  entre cada radial.



**Figura 3.15:** Coeficiente de excitación modal (Modal Weighting Coefficient) de la placa cuadrada con 4 radiales (Configuraciones A, B y C), iluminadas con onda plana con polarización circular

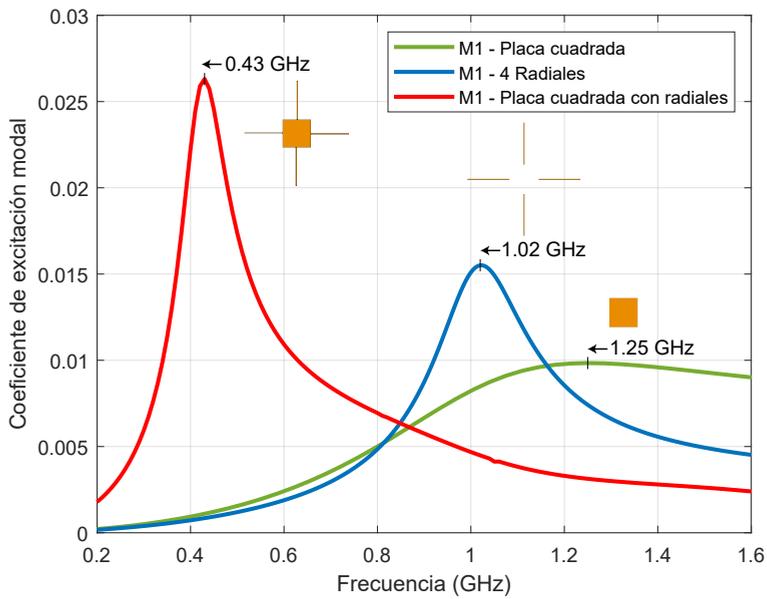
En este apartado se ha estudiado como completando la estructura de una placa cuadrada con radiales se logra descender su resonancia, y como se acoplan los modos de estas dos estructuras. A manera de resumen se presenta en la Fig. 3.16, el coeficiente de excitación o peso modal para obtener polarización circular de las estructuras: placa cuadrada, 4 radiales separados en cruz, y la configuración A. El modo fundamental y su modo degenerado se nombran como M1 y sus picos coinciden con sus resonancias como se ha analizado. En la Fig. 3.16 se puede observar como las estructuras independientes resuenan a frecuencias altas, y al acoplar las 2 estructuras su resonancia desciende debido a que el tamaño eléctrico de la estructura es más grande.

**Cuadro 3.2:** Frecuencias de resonancia de los 3 primeros modos de estructuras: placa cuadrada, 4 radiales en cruz, y placa cuadrada con 4 radiales en cruz.

Estructura	M1 y M1' (GHz)	M2 (GHz)	M3 (GHz)
Placa cuadrada.	1.67	1.88	-
4 Radiales separados.	1.03	0.99	1.025
Configuración A (Fig. 3.11 (a)).	0.435	0.47	0.741

### CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO

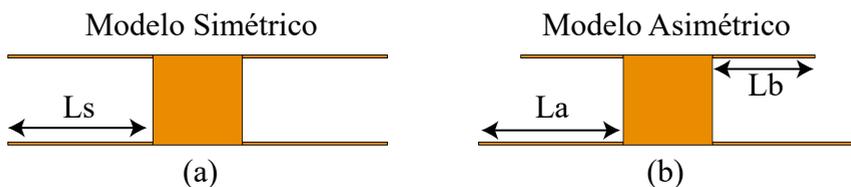
---



**Figura 3.16:** Comparativa del Coeficiente de excitación modal (Modal Weighting Coefficient) entre estructuras en el modo fundamental, iluminando cada estructura con onda plana con polarización circular.

### 3.5. CMA de placa cuadrada con radiales paralelos

En la Sección 3.4 se estudió el acoplamiento de 4 radiales a un plano de masa en 3 diferentes configuraciones, como parte del estudio simplificado de una antena de CubeSat de la Sección 5.5. La estructura del CubeSat es tridimensional, y se desea aprovechar esta característica para obtener el mayor rendimiento en el diseño de la antena. El estudio de la Sección 3.4 se enfocó a conseguir resonancia en frecuencia VHF y polarización circular. En este apartado nos enfocaremos en estudiar de manera simplificada una configuración que permita conseguir un diagrama direccional. El diseño conceptual que se plantea para conseguir un diagrama directivo es el de una antena Yagi, con radiales activos y parásitos o directores. En la Fig. 3.17 se presentan dos configuraciones con una placa cuadrada de 10 cm x 10 cm, y longitud de radiales  $L_s$  iguales en todos y que llamaremos Modelo simétrico; y por otro lado, una configuración con un par de radiales cortos  $L_b$  y otro par de radiales largos  $L_a$  denominados Modelo Asimétrico.



**Figura 3.17:** Estructuras de placa cuadrada con 4 radiales paralelos. a) Modelos Simétrico. b) Modelos Asimétrico

Las dimensiones de los radiales del modelo simétrico y asimétrico se presentan en el cuadro 3.3.  $L_s$  y  $L_a$  tienen igual longitud con fines de comparativos.

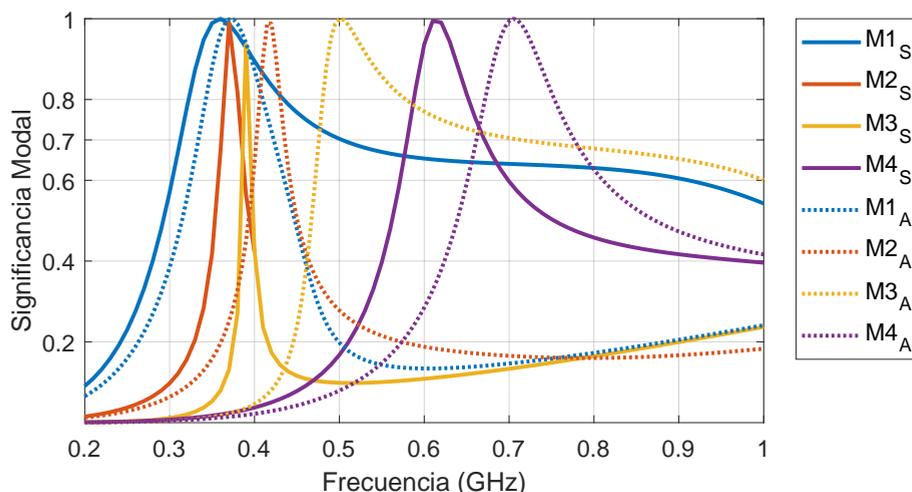
**Cuadro 3.3:** Dimensiones de radiales del Modelo Simétrico y Asimétrico de la Fig. 3.17.

Estructura	Modelo Simétrico	Modelo Asimétrico
Radial (cm)	$L_s = 16$	$L_a = 16, L_b = 11.3$

En la Fig. 3.18, se observa la significancia modal de los 4 primeros modos, en línea continua del modelo simétrico (subíndice S), y en línea discontinua del modelo asimétrico (subíndice A). Comparando los modos de los dos modelos, se observa que en el modelo asimétrico los modos  $M1_S$ ,  $M2_S$  y  $M3_S$  se

### CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO

encuentran agrupados con resonancias similares, mientras el  $M4_S$  resuena en frecuencia superior. Mientras en el modelo asimétrico, es decir al acortar los 2 radiales superior, se observa un desplazamiento a frecuencias superiores o una desagrupación de los modos  $M2_A$  y  $M3_A$  de su modo fundamental  $M1_A$ . La resonancia del modo fundamental ( $M1_A$ ) está desplazado ligeramente de  $M1_S$ . El modo  $M4_A$  está desplazado a frecuencia superior en comparación con el  $M4_S$ . Estos resultados indican que la longitud del radial corto controla la resonancia de los modos superiores.

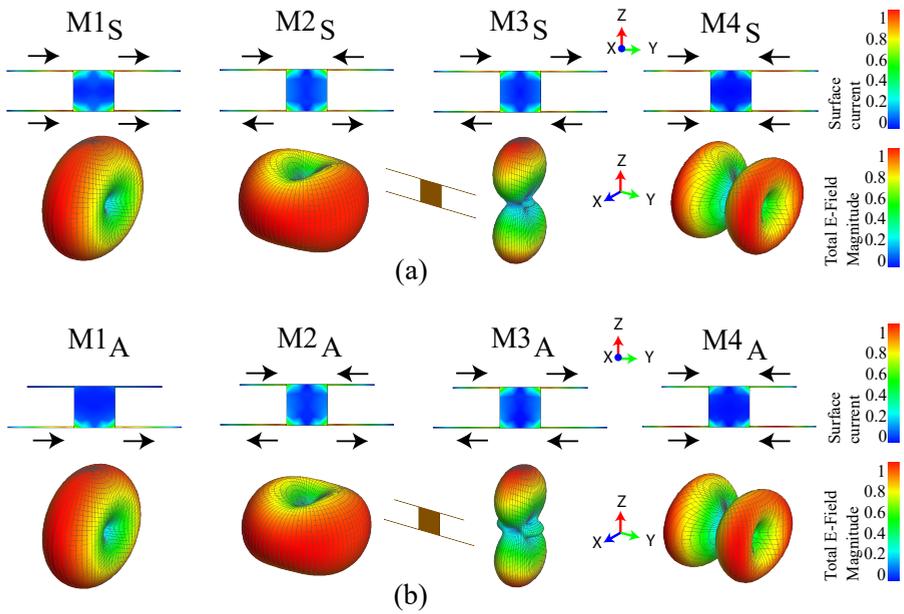


**Figura 3.18:** Comparativa de significancia modal del modelo simétrico ( $M_S$ ) y asimétrico ( $M_A$ )

La distribución de corrientes se presenta en la Fig. 3.19. Se observa que en el modo fundamental del modelo simétrico  $M1_S$ , las corrientes son intensas en los 4 radiales, fluyendo todas en la misma dirección del eje  $y$ . Por otro lado, en el modo fundamental del modelo asimétrico  $M1_A$ , las corrientes son intensas solo en los radiales largos, por lo que se mantienen las mismas resonancias del modo fundamental en los dos modelos. El ancho de banda modal del  $M1_S$  es más amplio en referencia al  $M1_A$ , debido a que las corrientes son más intensas al atravesar la placa cuadrada del modelo simétrico. El diagrama de radiación del modo modo fundamental de los dos modelos es el equivalente al de un dipolo de media onda orientado sobre el eje  $y$ .

El diagrama de radiación del modo  $M2$  de ambos modelos es también equivalente al de un dipolo orientado en el eje  $z$ , recorriendo las corrientes en forma de U por dos radiales paralelos. La menor distancia, que recorre la corriente por los 2 radiales del modelo asimétrico ( $M2_A$ ) hace que su resonancia se desplace

### 3.5 CMA de placa cuadrada con radiales paralelos



**Figura 3.19:** Distribución de corrientes y diagramas modales del modelo simétrico ( $M_S$ ) y asimétrico ( $M_A$ ), en 360 MHz

### CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO

---

ligeramente a frecuencias superiores en comparación con el  $M2_S$ . El ancho de banda del M2 en ambos modelos es similar.

En el M3 de ambas configuraciones, las corrientes de los radiales superiores fluyen en contra fase de los radiales inferiores. Para el caso del  $M3_S$ , se tiene la misma intensidad de corriente en los radiales superiores e inferiores, y la distancia de su recorrido es similar al del modo  $M1_S$  por lo que sus resonancias están próximas. Pero en el  $M3_A$  las corrientes son más intensas en los radiales cortos, por lo que esta distancia es la dominante para su resonancia. Además, se observa que el ancho de banda del modo  $M3_A$  se ha incrementado significativamente en comparación con el modo  $M3_S$ , y su forma es similar al ancho de banda del modo fundamental del modelo simétrico ( $M1_S$ ).

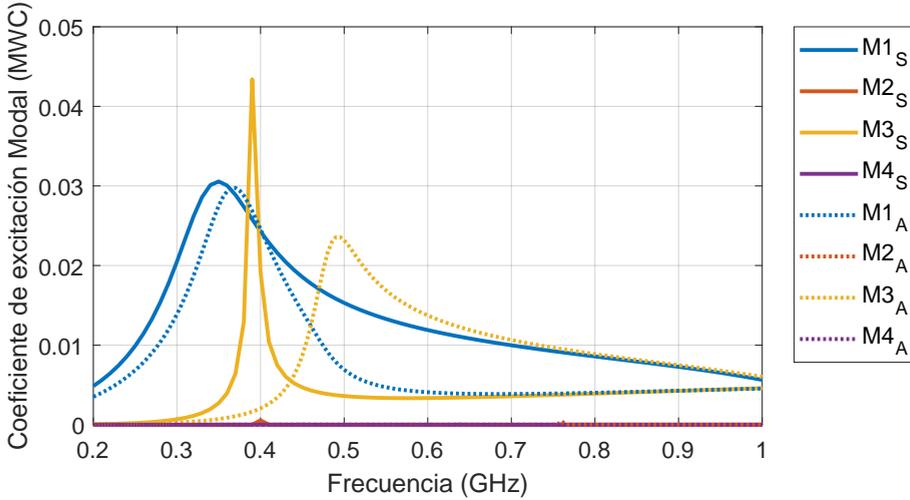
En cuanto al acoplamiento de modos, las corrientes del modo fundamental ( $M1_S$  y  $M1_A$ ) en ambos modelos se han acoplado al modo fundamental  $M1'$  de la placa cuadrada (Fig. 3.1 (b)). Mientras que los modos  $M2_S$  y  $M2_A$  se han acoplado al modo fundamental M1 de la placa cuadrada. Así también, en ambos modelos, el M3 se ha acoplado al M2 de la placa cuadrada, y el efecto causado por las corrientes modo tipo línea de transmisión sobre los radiales es reducir los lóbulos laterales del diagrama de radiación en dirección del eje  $y$ .

Buscando una posible combinación de modos que permita conformar un diagrama de radiación directivo se ha iluminado la estructura, tanto del modelo simétrico como del asimétrico, desde el nadir (eje  $z$ ) con onda plana de polarización lineal. Los resultados del coeficiente de excitación modal se presenta en la Fig. 3.20. Se observa que los modos en ser excitados o que muestran mayor peso modal, son el modo fundamental y el modo 3 en ambos modelos. Los demás modos tienen peso nulo. Una combinación de modos es posible en el cruce de curvas, es decir cuando los dos modos tiene el mismo peso modal. Para el caso del modelo simétrico se tiene el cruce de curvas del modo 1 y 3 en dos frecuencias, en 385 MHz y 400 MHz; mientras que para el modelo asimétrico este cruce se da en 460 MHz.

A manera comparativa en la Fig. 3.21 se presenta el diagrama de dispersión utilizando el MoM y la combinación o síntesis de los modos característicos M1 y M3 tanto del modelo simétrico como del modelo asimétrico. Como metodología de diseño, se usa el teorema de reciprocidad, considerando la antena en modo recepción. Las dos estructuras han sido iluminadas desde el nadir con una onda plana de polarización lineal y a la frecuencia que tiene el mismo peso modal el M1 y M3.

En el modelo simétrico, el diagrama de dispersión calculado por el MoM es directivo orientado hacia el eje  $-z$  y coincide con la síntesis o combinación de los modos M1 y M3. La mayor intensidad de corrientes se presenta en los radiales superiores y en menor intensidad en los radiales inferiores pero con fase invertida.

### 3.6 Estructuras planas circulares y en anillos



**Figura 3.20:** Coeficiente de excitación modal del modelo simétrico ( $M_S$ ) y asimétrico ( $M_A$ )

Por otro lado, en el modelo asimétrico, usando el mismo procedimiento anterior, el diagrama de dispersión del MoM es directivo en la orientación del eje  $z$ , es decir hacia el nadir, la igual que la síntesis o combinación de los modos M1 y M3. En este caso las corrientes se concentran en los radiales superiores e interiores pero con fase invertida.

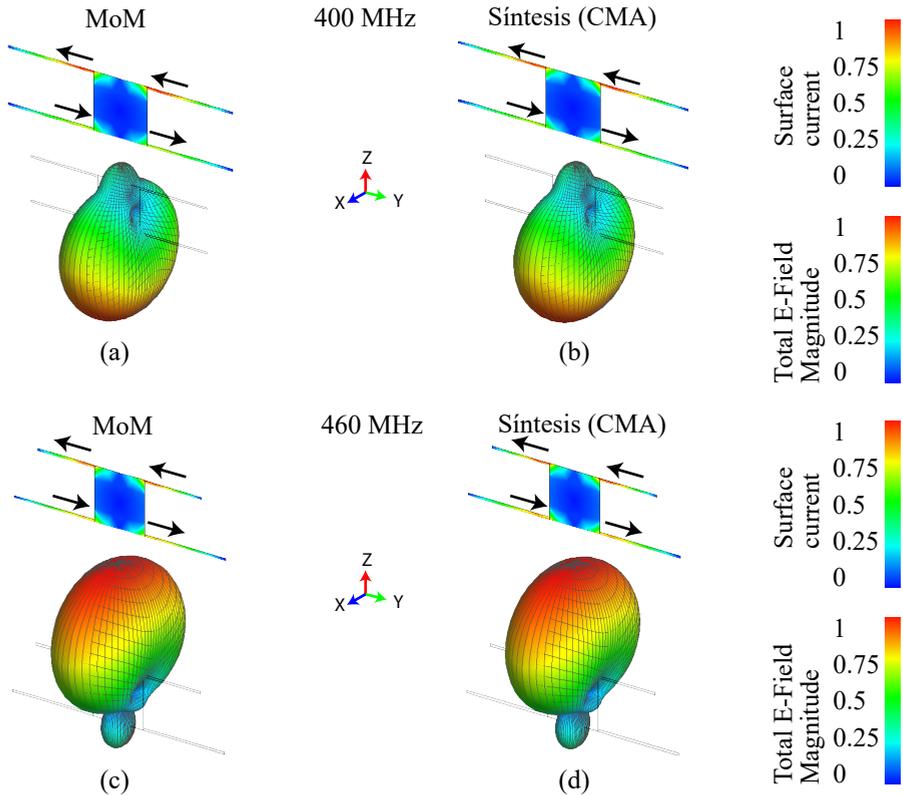
El resultado de la combinación de los modos M1 y M3 del Modelo Asimétrico posibilitan un gran ancho de banda, a diferencia del Modelo Simétrico según la Fig. 3.20. En ambos casos al combinar los modo M1 y M3 se obtiene un diagrama directivo; es decir, excitando las corrientes adecuadas se puede obtener un diagrama directivo hacia el nadir en ambas configuraciones.

Por lo expuesto, el Modelo Asimétrico presenta mejores características en posibilidades de ancho de banda y diagrama directivo. Este criterio será usado en la Sección 5.5, para conformar un haz directivo sobre una estructura 3D del CubeSat.

### 3.6. Estructuras planas circulares y en anillos

Continuando con el análisis de modos característicos de estructuras planas, en esta sección se analizará estructuras circulares en forma de discos y anillos, y el acoplamiento entre ellas. Los resultados de esta sección establecen los criterios que son usados para diseñar antenas de dos anillos concéntricos de gran ancho de banda con diagrama bidireccional de la Sección 5.4. Así también, los

### CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO



**Figura 3.21:** Diagrama de dispersión usando el MoM (a y c), y combinación de modos característicos M1 y M3 (b y d), del modelo simétrico y asimétrico (Fig. 3.17), iluminando la estructura desde el nadir con onda plana con polarización lineal.

resultados del acoplamiento de un anillo con 2 monopolos circulares de banda ancha en su interior, son parte de un estudio que simplifica el análisis en una cavidad cilíndrica compuesta de las secciones 4.4.3 y 5.7. Para obtener una perspectiva general de los resultados modales de esta sección, varias estructuras tienen las mismas dimensiones, y posteriormente en el Capítulo 5 son escaladas para su aplicación particular.

### 3.6.1. Estructura circular y anillo

En esta sección y la siguiente, estudiaremos una estructura conformada por 2 anillos concéntricos, con miras de obtener gran ancho de banda y diagrama bidireccional normal al plano de los anillos. Los resultados del análisis modal de esta sección y la siguiente proporcional el criterio para diseñar una antena con estas características en la Sección 5.4.

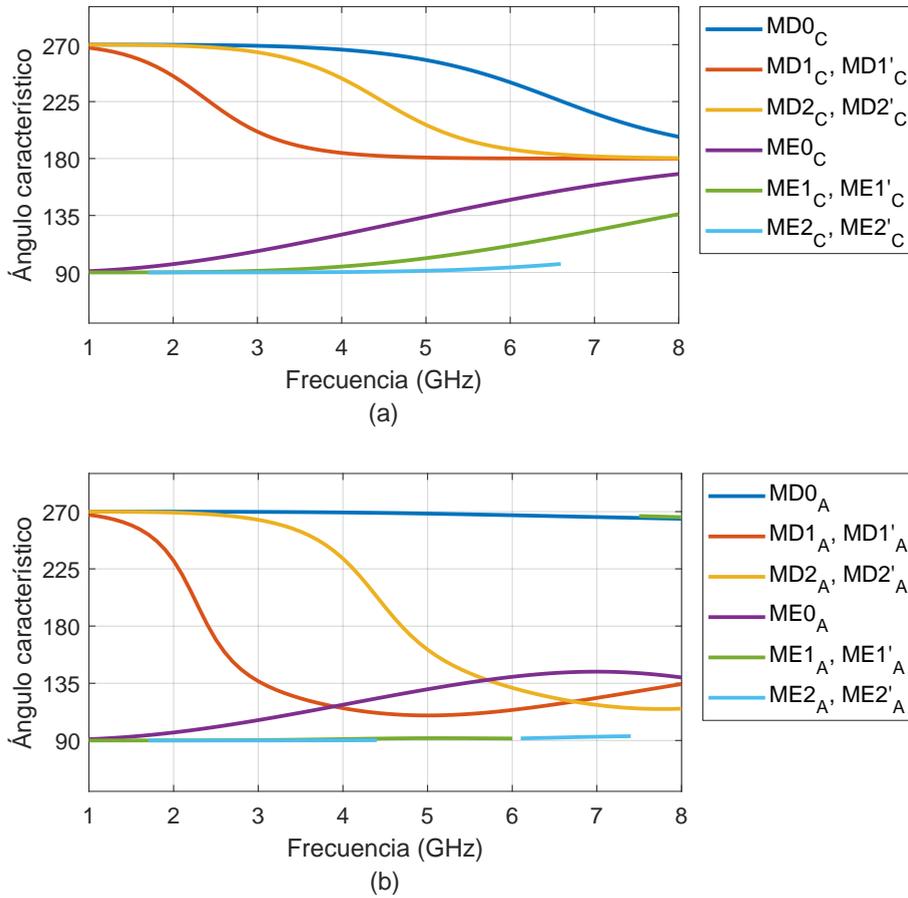
Para simplificar su análisis empezaremos estudiando la afectación modal al pasar de un disco de radio 2.5 cm, a un anillo de radio externo de 2.5 cm y radio interno de 1.9 cm. Ambas estructuras de espesor infinitesimal. Las curvas de ángulo característico de los primeros modos del disco y anillo se presentan en la Fig. 3.22 (a) y (b), respectivamente. En la estructura de disco se diferencian perfectamente los modos dipolo (MD) sobre la fase de  $180^\circ$  y modos espira (ME) por debajo de  $180^\circ$ . Al extraer una buena parte del núcleo del disco, es decir, pasar a una estructura de anillo, los MD1A y MD2A resuenan y atraviesan la fase de  $180^\circ$ , mientras los modos espira se alejan más de la fase de  $180^\circ$ .

Los ancho de banda modal y resonancia tanto del disco como del anillo se aprecian mejor en la Fig. 3.23 (a) y (b) de significancia modal. El ancho de banda de modo fundamental del disco MD1<sub>C</sub> se extiende desde 2.4 GHz en adelante y es superior al ancho de banda del anillo MD1<sub>A</sub>, de 1 GHz. Además, la presencia de un agujero circular en la parte central del disco reduce el nivel de significancia de los modos espira.

Los modos dipolo han sido clasificados de acuerdo al orden que aparece su resonancia, salvo el modo cero que se ha ubicado al inicio por tener una distribución de corriente radial constante. Los modos espira son modos no resonantes, y se han clasificado por la equivalencia de nulos de corriente en referencia a los modos dipolo. La distribución de corrientes normalizadas y diagramas modales normalizados del disco y anillo se presentan en la Fig. 3.24 y Fig. 3.25 respectivamente. La frecuencia de análisis del disco se ha realizado en 3 GHz, y del anillo en su frecuencia de resonancia de 2.4 GHz. Los modos ortogonales o degenerados se ha etiquetado con una comilla.

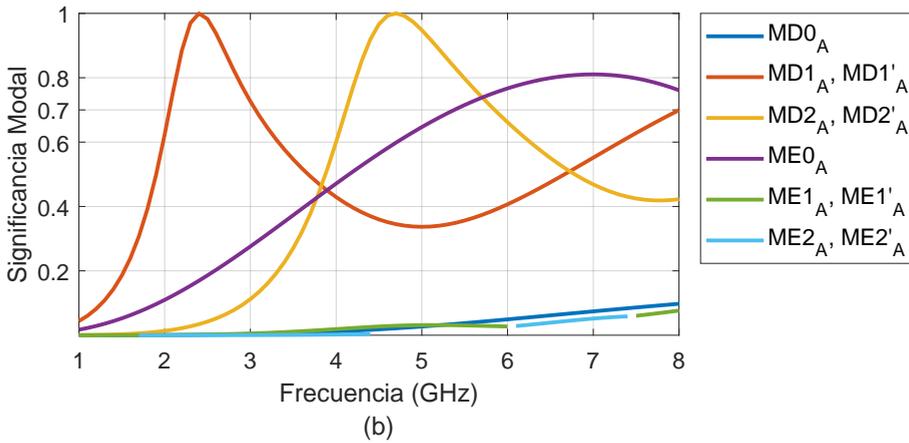
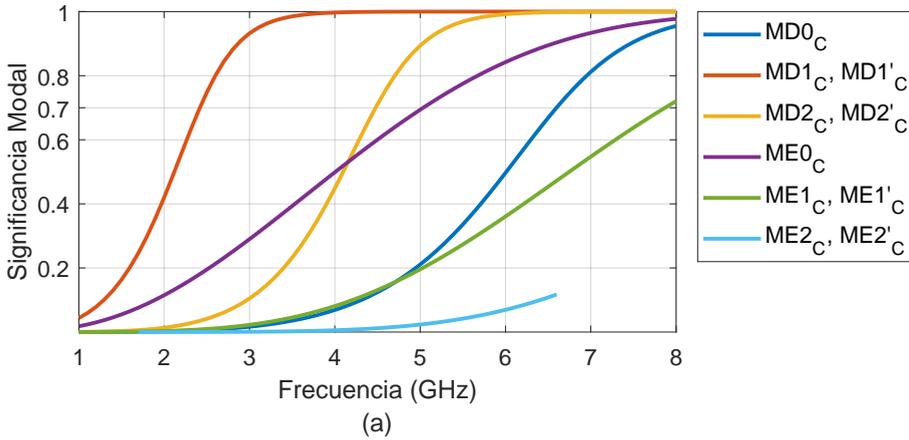
En ambas estructuras, los modos dipolo conservan la misma distribución de corrientes por los bordes de la estructura. En el disco, debido a la frecuencia de análisis, las corrientes son más intensas en el borde, pero también son importantes en su parte central. Al eliminar la parte central del disco y convertirlo

**CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO**



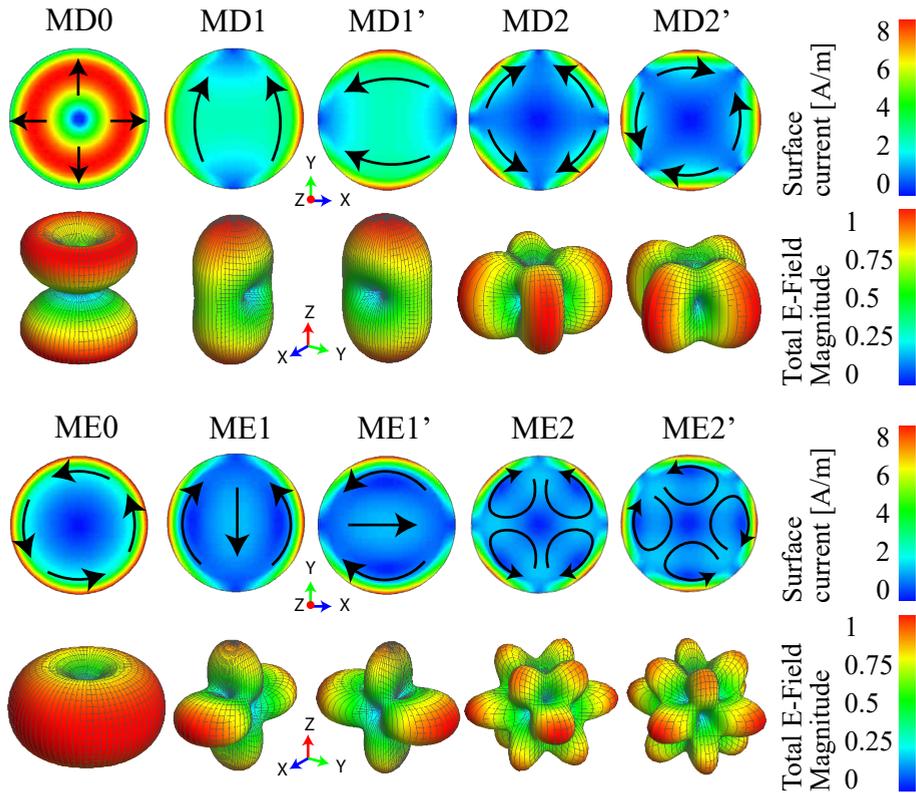
**Figura 3.22:** Comparativa de ángulo característico de un círculo de radio de 2.5 cm ( $M_C$ ) y un anillo ( $M_A$ ) de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm.

### 3.6 Estructuras planas circulares y en anillos



**Figura 3.23:** Significancia modal de: a) un círculo de radio de 2.5 cm ( $M_C$ ) y, b) un anillo ( $M_A$ ) de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm.

**CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO**



**Figura 3.24:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales normalizadas de un círculo de radio de 2.5 cm en 3 GHz

### 3.6 Estructuras planas circulares y en anillos

---

en anillo, se ha condicionado a la corriente a fluir por un área más estrecha y por consiguiente una reducción del ancho de banda modal.

Las corrientes en el modo fundamental MD1 del disco y anillo, fluyen en dirección del eje  $y$ , y tiene un diagrama bidireccional a lo largo del eje  $z$ . En el anillo, las corrientes del MD1 son más intensas en el borde interno. La resonancia del M1 del disco es aproximadamente su perímetro igual a  $\lambda$ . Por otro lado la resonancia del anillo la impone el perímetro del anillo interior. En ambos casos la resonancia del modo fundamental lo impone el perímetro donde las corrientes son máximas.

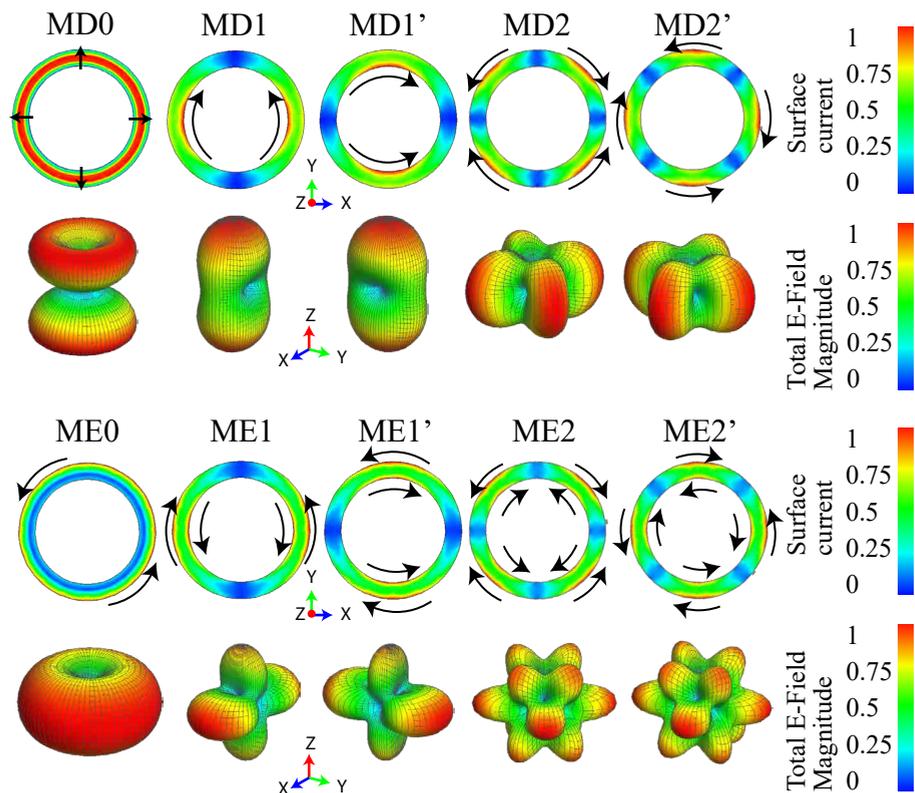
Los modos espira ME del anillo, salvo el ME0, al tener un trayecto limitado, giran por los bordes del anillo, haciendo un nulo en la parte central del anillo, produciendo una significancia modal casi nula. El ME0 del anillo conserva una significancia modal similar a la del disco, debido a que la mayor intensidad de corriente se da en el borde exterior en ambas estructuras.

Para determinar que modos excitar y obtener polarización circular, se analiza la estructura en modo recepción. Se ilumina en dirección normal al plano de la estructura con una onda plana con polarización circular. El resultado de ambas estructuras se presenta en la gráfica de coeficiente de excitación o peso modal de la Fig. 3.26. Se observa que en ambas estructuras el modo en ser excitado es el modo fundamental MD1, con un pico máximo en 2.4 GHz para el anillo y en 2.9 GHz para el disco. En el disco, el modo espira ME1<sub>C</sub> tiene un peso mínimo a frecuencias superiores, los demás modos de orden superior son nulos en ambas estructuras.

Para continuar a la siguiente sección con el análisis de modos característicos de 2 anillos concéntricos, observaremos en antes la respuesta modal de un anillo más pequeño que cabe dentro del anillo analizado hasta aquí. En la nueva estructura reducida, el anillo tiene un radio externo de 1.5 cm y radio interno de 1 cm. Además, se analiza un disco de radio de 1.5 cm para contrastar. Ambas estructuras tiene un espesor infinitesimal. En la Fig. 3.27 (a) y (b) se presenta la significancia modal del disco y anillo de menor tamaño. Como se esperaba, ambas estructuras presentan un comportamiento modal similar pero desplazados a frecuencias superiores, en referencia a las estructuras más grandes de la Fig. 3.23. Así también, la distribución de corrientes y diagramas de radiación observados en la frecuencia de resonancia del modo fundamental son similares a los de la Fig. 3.25. La frecuencia fundamental de del MD1<sub>A</sub> en el anillo es de 4.3 GHz, siendo significativo desde 3.6 GHz hasta 6 GHz.

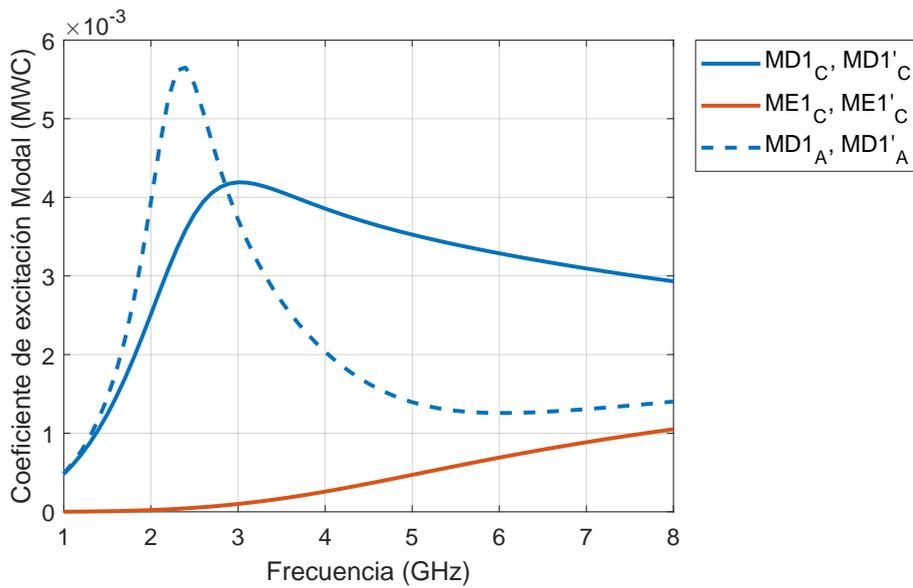
En esta sección se han analizado los modos característicos de un disco y un anillo. El ancho de banda del anillo es menor al del disco. Los modos espira del anillo tiene menor significancia modal de los del disco e incluso los modos espira de orden superior son nulos. Un anillo reducido tiene similares características modales pero desplazados a frecuencias superiores al de un anillo de mayor

### CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO



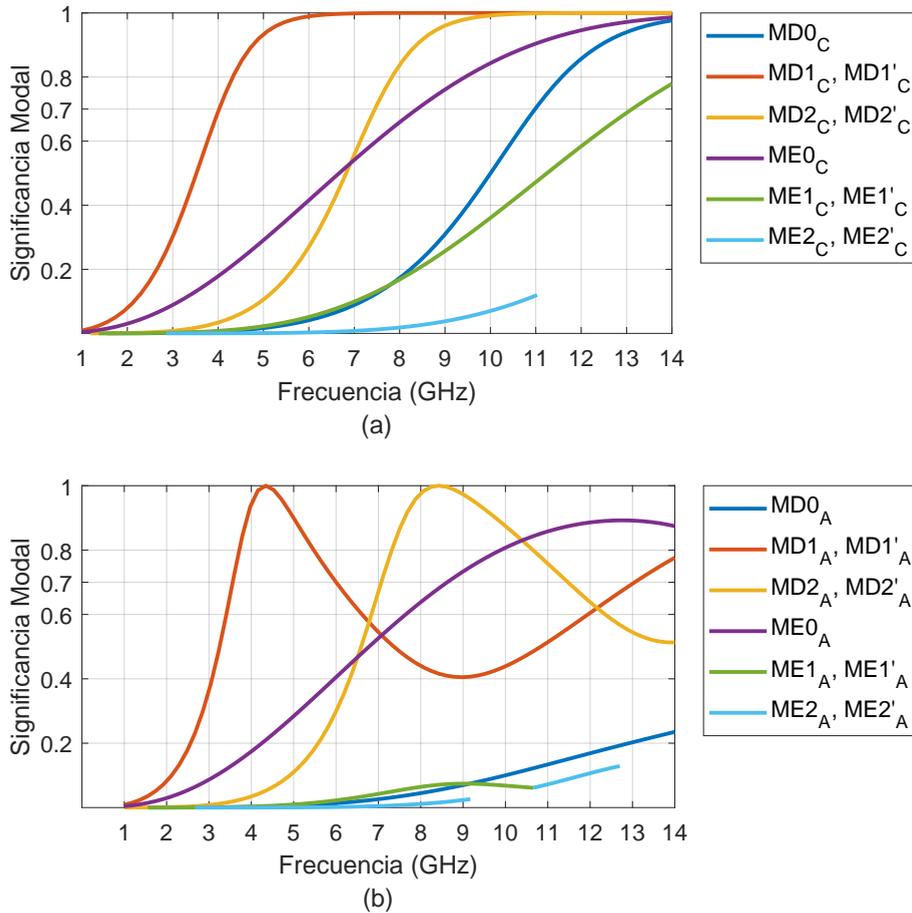
**Figura 3.25:** Distribución de corrientes modales y diagramas de radiación modales normalizadas de un anillo de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm, analizados en 2.4 GHz

### 3.6 Estructuras planas circulares y en anillos



**Figura 3.26:** Comparativa del coeficiente de excitación modal de un círculo de radio de 2.5 cm ( $M_C$ ) y un anillo ( $M_A$ ) de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm. Incidiendo en ambas estructuras con onda plana de polarización circular en dirección normal al plano de la estructura.

**CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO**



**Figura 3.27:** Significancia modal de un disco y anillo de menor tamaño que los de la Fig. 3.23. a) Disco de radio de 1.5 cm, b) Anillo de radio externo 1.5 cm y radio interno de 1 cm.

tamaño. En la siguiente sección se analizará la respuesta modal de 2 anillos concéntricos de dimensiones iguales a los dos anillos analizados en esta sección.

### 3.6.2. Estructura de 2 anillos concéntricos

En esta sección se analizarán los modos característicos dos anillos concéntricos con las dimensiones de los 2 anillos analizados en el apartado anterior. Se analizará el acoplamiento modal de los dos anillos concéntricos, para obtener posibilidades de gran ancho de banda modal al combinar los modos de los dos anillo y diagrama bidireccional normal a la estructura. Este estudio es la parte de un análisis simplificado para conseguir diseñar de antenas de dos anillos concéntricos con gran ancho de banda y diagrama bidireccional. Los resultados de esta sección proporcionan el criterio para diseñar la antena de la sección 5.4.

Debido a la naturaleza de la distribución de corrientes modales sobre los 2 anillos concéntricos, compuestos en ciertos casos por corrientes tanto del tipo dipolo como espira, su nombre se ha codificado y esta separados por una coma”. Antes de la coma” se indica el modo del anillo externo, y después de la coma. al modo del anillo interno. La codificación no incluye espacio entre caracteres.

En la Fig. 3.28 se presenta el ángulo característico de los dos anillos concéntricos. Los modos resonantes son los modos MD1,D1, MD2 y ME1,D1 con sus modos ortogonales MD1,D1’, MD2’ y ME1,D1’ cuyas curvas están superpuestas; los demás son modos no resonantes.

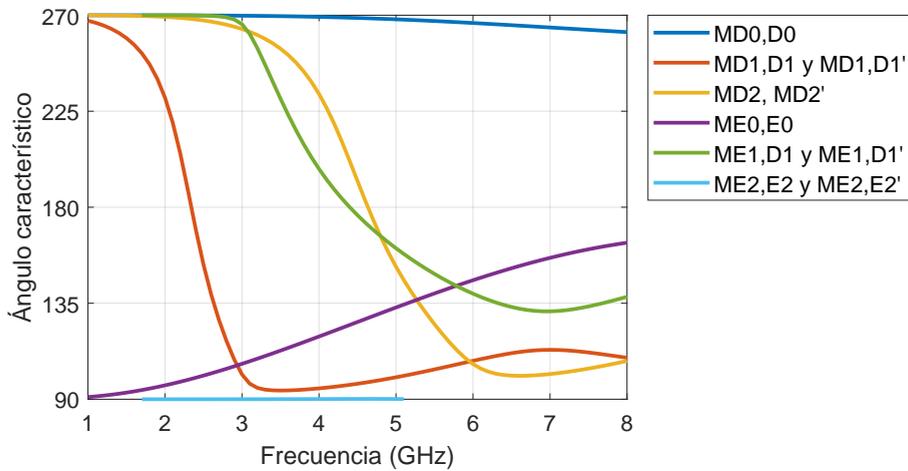
En la Fig. 3.29 de significancia modal se observa que el modo fundamental MD1,D1 tiene menor ancho de banda en referencia a los de más modos que resuenan. El de mayor ancho de banda es del modo ME1,D1.

A continuación, para estudiar las corrientes modales, observaremos como los modos de un solo anillo de la Fig. 3.25 se acoplan en la estructura de dos anillos concéntricos. En la Fig. 3.30 se presenta la distribución de corrientes de la estructura compuesta de 2 anillos concéntricos. En esta estructura, la distribución de corrientes de cada anillo tiene coherencia con los modos de la estructura de un solo anillo.

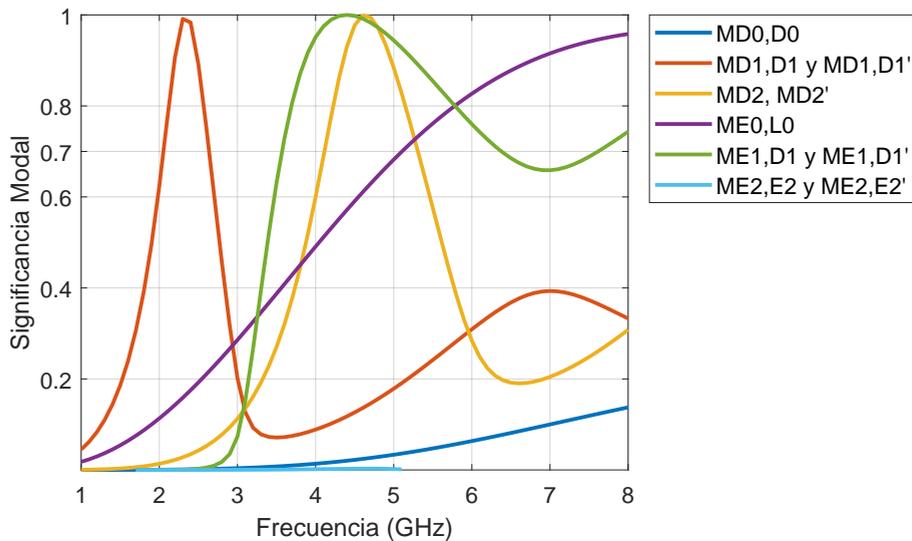
En el modo fundamental MD1,D1 se observa que la distribución de corrientes en el anillo interno y externo, son equivalentes al modo fundamental de un solo anillo, pero en contra fase. Las corrientes sobre este modo son más intensas en el anillo exterior y su resonancia es la misma que la del anillo grande MD1<sub>A</sub> de la Fig. 3.23, pero con menor ancho de banda entorno a los 700 MHz.

Por otro lado en el modo ME1,D1 la distribución de corrientes en el anillo exterior es en forma de espira, equivalente al modo ME1 de un solo anillo. Por otro lado, el anillo interno tiene una distribución de corrientes tipo dipolo equivalente al modo fundamental del un solo anillo. Se observa en su curva de significancia modal que el ME1,D1 resuena a la misma frecuencia del modo fundamental del anillo reducido (Fig. 3.27) entorno a los 4.3 GHz, y con el

### CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO



**Figura 3.28:** Ángulo característico de dos anillos concéntricos. Un anillo grande de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm, y un anillo reducido de radio externo 1.5 cm y de radio interno de 1 cm

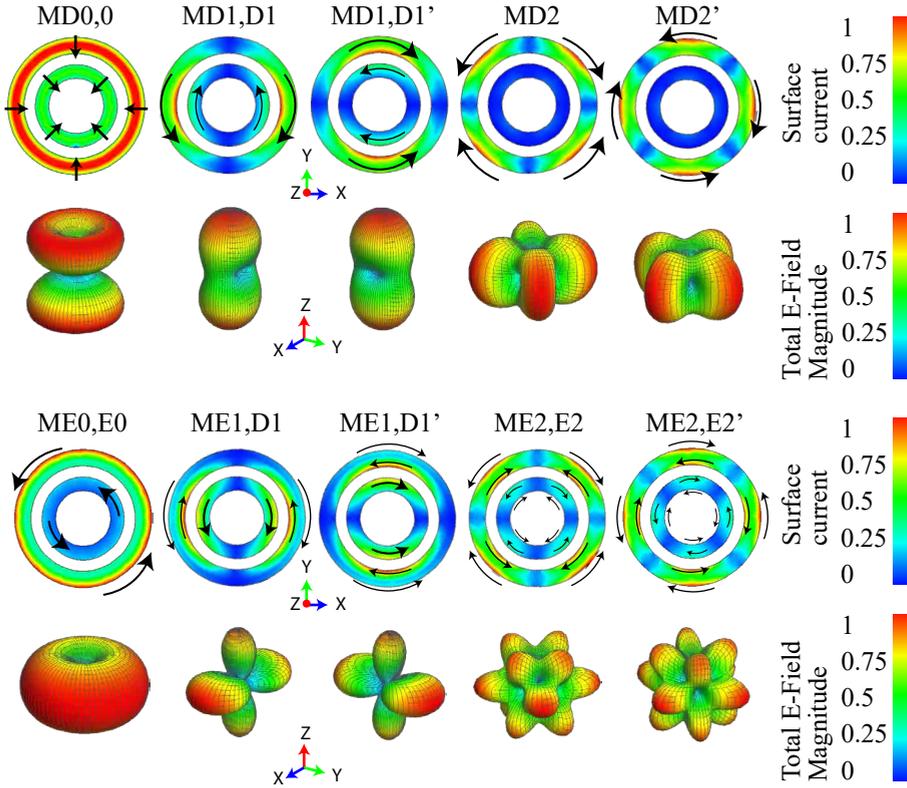


**Figura 3.29:** Significancia modal de dos anillos concéntricos. Un anillo grande de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm, y un anillo reducido de radio externo 1.5 cm y de radio interno de 1 cm

### 3.6 Estructuras planas circulares y en anillos

mismo ancho de banda entorno a 3 GHz. Esto nos indica que el modo dominante es del anillo interno.

El modo MD2 tiene corriente nula en el anillo interno, por lo que el modo del anillo externo es el que domina. Su frecuencia de resonancia es la misma que la del anillo grande de la Fig. 3.23, pero con menor ancho de banda.

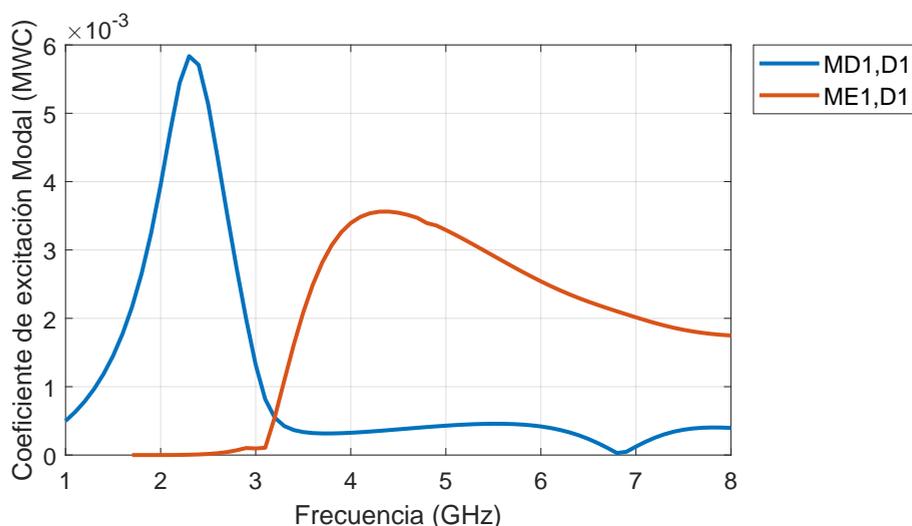


**Figura 3.30:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales normalizados de dos anillos concéntricos. Un anillo grande de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm, y un anillo reducido de radio externo 1.5 cm y de radio interno de 1 cm, en 2.5 GHz

Con el fin de estudiar que modos son necesarios excitar para conseguir polarización circular, se incide en dirección perpendicular al plano de la estructura con una onda plana de polarización circular. Los resultados se presentan en la gráfica de coeficiente de excitación o peso modal de la Fig. 3.31. Se observa que el modo MD1,D1 y ME1,D1 y sus modos ortogonales que se superponen a las curvas, tienen mayor peso modal. Todos los demás modos tienen peso nulo. Se

### CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO

observa que a frecuencias bajas domina el MD1,D1 es decir el modo del anillo externo, mientras a frecuencias superiores domina el modo del anillo interno, lo que corrobora al análisis echo en los párrafos anteriores. Al incidir de la misma manera, con una onda plana en dirección normal al plano de la estructura pero ahora con polarización vertical, los modos en excitar son también los modos MD1,D1 y ME1,D1, pero no sus modos ortogonales. La gráfica de coeficiente de excitación o peso modal con polarización vertical es igual a la Fig. 3.31. Igual efecto se tiene incidiendo con una onda plana con polarización horizontal pero los modos excitados son MD1,D1' y ME1,D1', debido a la simetría de la estructura.

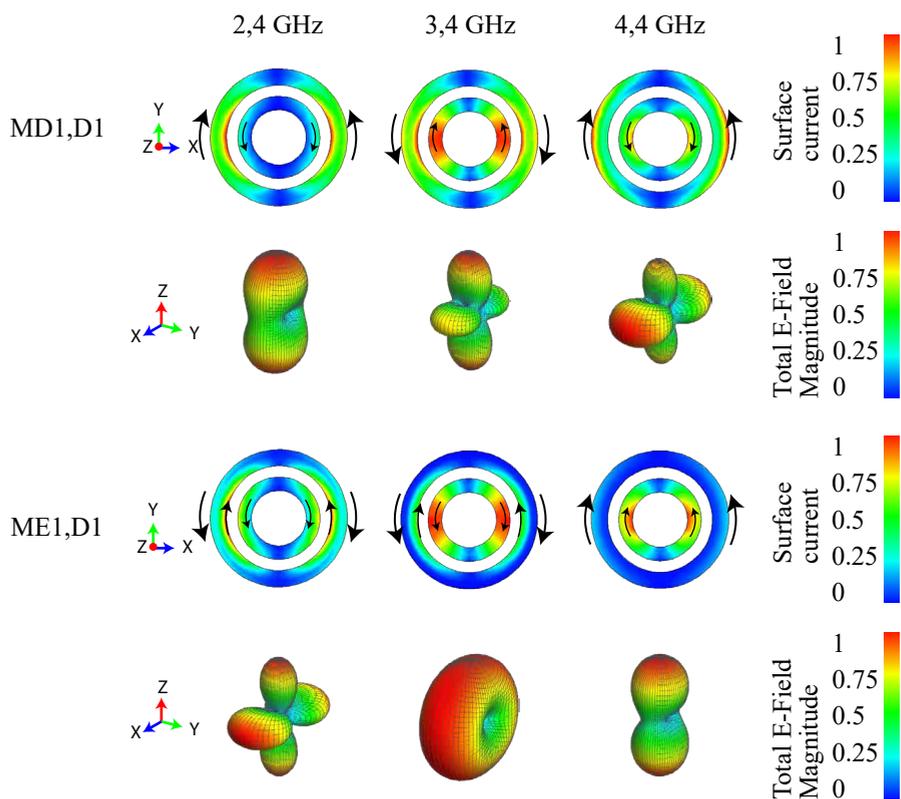


**Figura 3.31:** Coeficiente de excitación modal de dos anillos concéntricos. Un anillo grande de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm, y un anillo reducido de radio externo 1.5 cm y de radio interno de 1 cm.

Para completar el estudio, se ha analizado la evolución de los 2 modos MD1,D1 y ME1,D1, tanto en sus frecuencias de resonancia, como en la frecuencia de cruce de las curvas de coeficiente de excitación o peso modal. La distribución de corrientes y diagramas de radiación modal en 2.4 GHz, 3.4 GHz y 4.4 GHz son presentados en la Fig. 3.32.

En la frecuencia de 2.4 GHz, donde tiene mayor peso el modo MD1,D1, las corrientes son más intensas en el anillo externo y su diagrama de radiación es bidireccional sobre el eje z. En el modo ME1,D1, en la frecuencia de 4.4 GHz, las corrientes son más intensas en el anillo interno y su diagrama de radiación es también bidireccional.

### 3.6 Estructuras planas circulares y en anillos



**Figura 3.32:** Evolución de corrientes y diagramas modales de 2 anillos concéntricos. Un anillo grande de radio externo 2.5 cm y de radio interno de 1.9 cm, y un anillo reducido de radio externo 1.5 cm y de radio interno de 1 cm.

## **CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO**

---

En el punto de cruce de las curvas de peso modal de MD1,D1 y ME1,D1, en la frecuencia de 3.4 GHz, los dos modos se combinan con el mismo peso modal. Según la distribución de corriente de ambos modos en esta frecuencia, las corrientes de los dos modos van en contra fase por lo que parte de las corrientes se anularían. Su acoplamiento en este punto sera deficiente.

Del análisis de modos característicos de 2 anillos concéntricos se determina que, se puede obtener un diseño con dos resonancias, con gran ancho de banda al combinar dos modos, y con diagramas bidireccional en ambas resonancias. La resonancia en frecuencia baja controlada por el anillo externo y la resonancia en frecuencia alta controlada por el anillo interno. Las resonancias son controladas por el perímetro interno del anillo. En la frecuencia central existirá bajo acoplamiento debido a que varias corrientes de los dos modos están en contra fase.

### **3.6.3. Acoplamiento modal de 1 y 2 discos dentro de un anillo plano.**

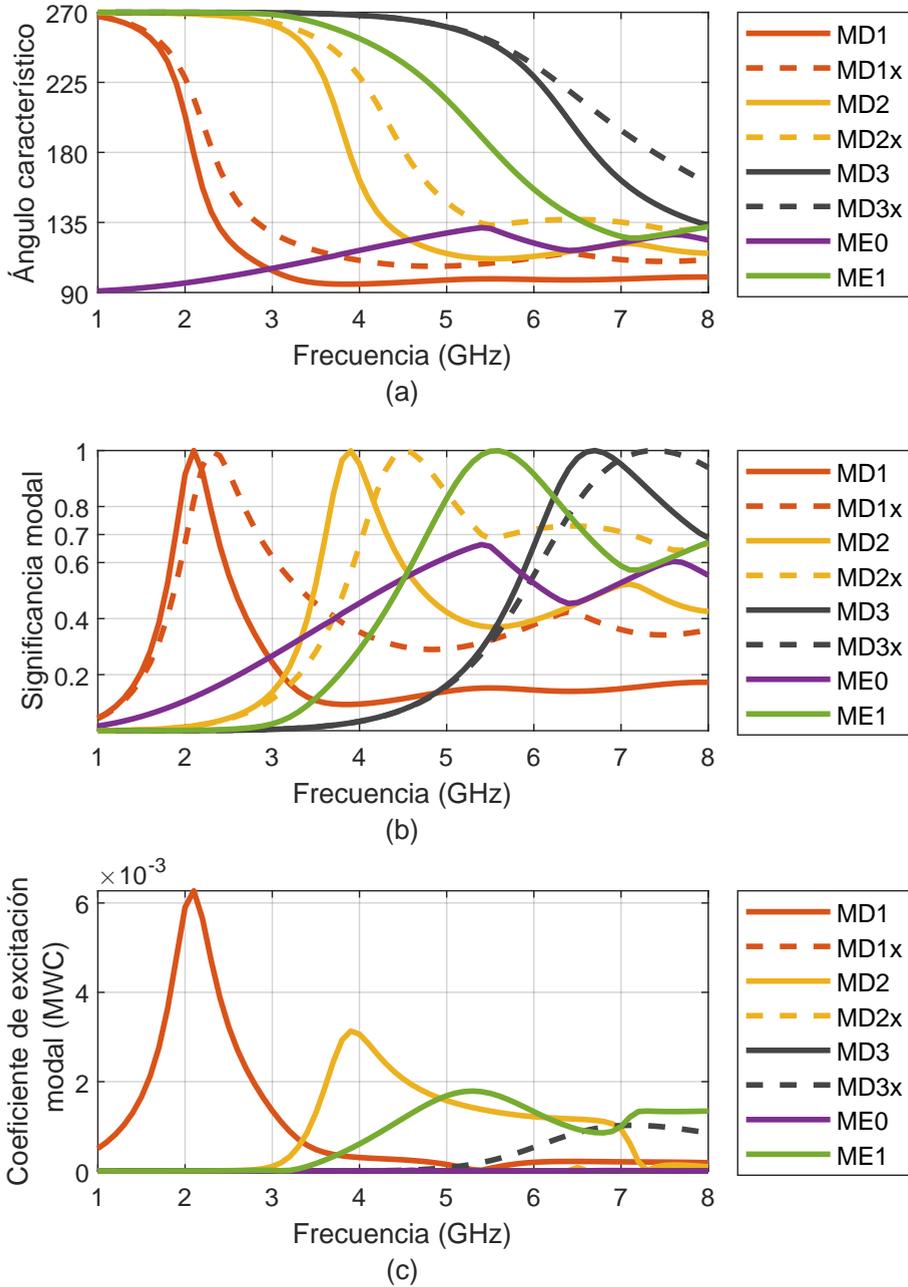
En este sección iniciamos el estudio de un anillo con monopolos circulares en su interior, como parte del análisis de una estructura más compleja conformada por la estructura plana de esta sección sobre una cavidad cilíndrica abierta. Posterior a este estudio, en la Sección y continuaremos el estudio con la cavidad cilíndrica y su acoplamiento con el anillo y los monopolos de esta sección. Los resultados del estudio de esta sección y de las secciones citadas, proporcionaran el criterio de diseño de la antena total propuesta en la Sección 5.7.

Empezaremos estudiando el acoplamiento modal entre estructuras planas formadas por un anillo con 1 y 2 monopolos de banda ancha en forma de disco ubicadas en su interior. Para aprovechar los resultados obtenidos en la sección 3.6.1 usaremos un anillo con el mismo radio externo de 2.5 cm de la Fig. 3.25, pero de 2.03 cm el radio interno. Los monopolos en forma de disco tiene un radio de 0.625 cm. Las dimensiones de la estructura están escaladas en una tasa de 0.78 en referencia a la estructura de la Sección 5.7.

### **Acoplamiento de un anillo con un monopolo de disco**

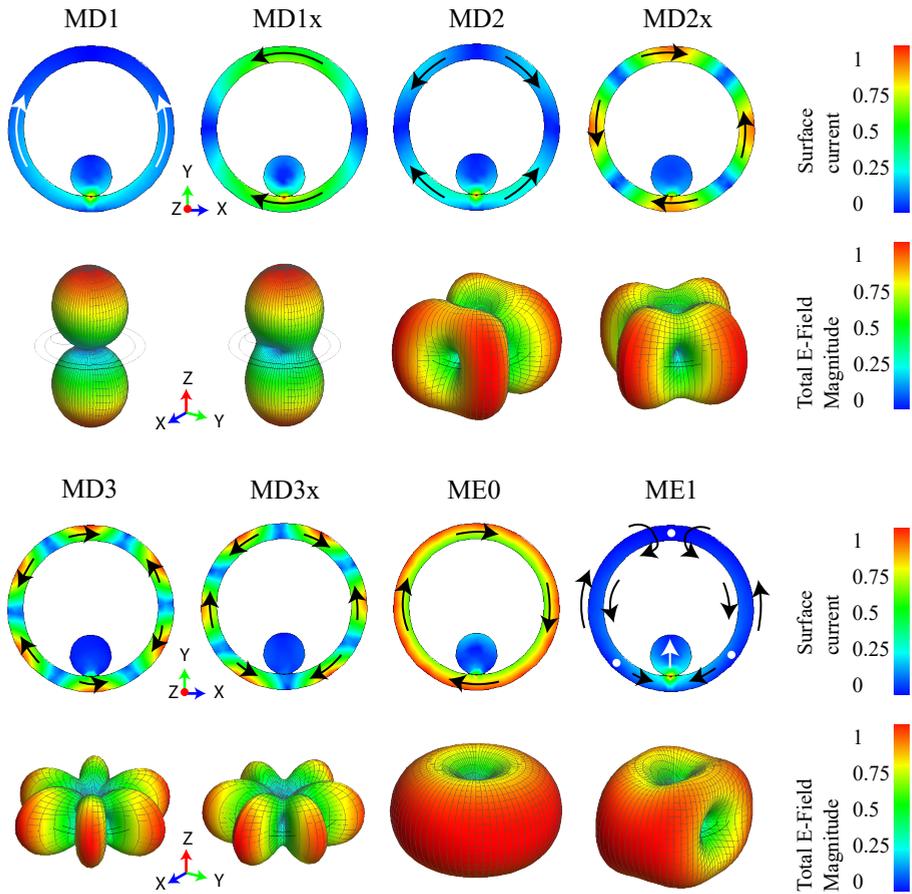
En la Fig. 3.33 se presenta las gráficas de ángulo característico, significancia modal y coeficiente de excitación o peso modal de un monopolo en forma de disco dentro de un anillo con las dimensiones ya indicadas al inicio de este apartado. Con el mismo color pero de diferente estilo de línea, se han trazado las curvas de modos semi ortogonales, que se han desacoplado por presencia de los monopolos.

### 3.6 Estructuras planas circulares y en anillos



**Figura 3.33:** CMA de anillo con 1 discos de alimentación. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación modal (Onda plana con polarización Lineal vertical).

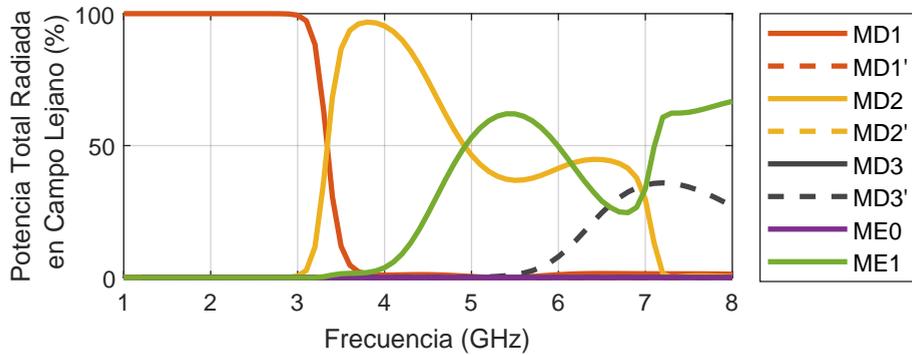
**CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO**



**Figura 3.34:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los modos característicos de un anillo con 1 discos de alimentación.

### 3.6 Estructuras planas circulares y en anillos

En los modos ortogonales de un anillo sin monopolos de la Sección 3.6.1, las respuestas modales son iguales por la simetría del anillo. Por otro lado, para el caso del anillo con un monopolo en su interior, los modos con corrientes verticales (Fig. 3.34) se han desacoplado de su modo ortogonal, debido a que estas corrientes circulan por el monopolo, alargando su camino y haciendo que descienda la frecuencia de resonancia (Lineas continuas). El monopolo también a provocado una disminución del ancho de banda en referencia a su modo ortogonal. A estos modos se los ha nombrado MDn. Por otro lado, los modos dipolo con corrientes tangenciales al monopolo se los ha nombrado MDnx (linea discontinua) y tienen una respuesta modal muy similar al del anillo, es decir no se ven afectados por el monopolos.



**Figura 3.35:** Porcentaje de Potencia total radiada en campo lejano de anillo con 1 discos de alimentación.

En el modo ME1 de la Fig. 3.34 se observan dos espiras de corrientes ubicadas a cada lado del anillo, y una distribución de corrientes tipo dipolo convergiendo sobre el monopolo. En base a su curva de ángulo característico de la Fig. 3.33 (a) se observa que la corriente dominante es la del tipo dipolo, permitiéndole resonar. El modo ME0 es un modo espira puro y no resuena. Los modos dipolo de orden 2 y 3 son modos de orden superior.

Los monopolos en forma de disco se utiliza para emplearlos como elementos de alimentación de banda ancha. En función de obtener polarización vertical, se analiza la estructura en recepción, incidiendo en dirección normal al plano de la estructura con una onda plan con polarización vertical. En la Fig. 3.33 (c) se observa que los modos en ser excitados son los modos MD1 en frecuencias bajas y el modo MD2 y ME1 en frecuencias medias y altas; así también en frecuencias altas se excita el modo MD3x. Los demás modos tienen un peso modal nulo.

En la Fig. 3.35 se presenta el porcentaje de potencia total radiada en campo lejano que contribuye cada modo en referencia a la potencia dispersada por la

## CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO

---

estructura usando el Método de los Momentos. Los modos que contribuyen a la radiación son los mismos modos que aparecen en el coeficiente de excitación o peso modal.

### Acoplamiento de un anillo con dos monopolos de disco

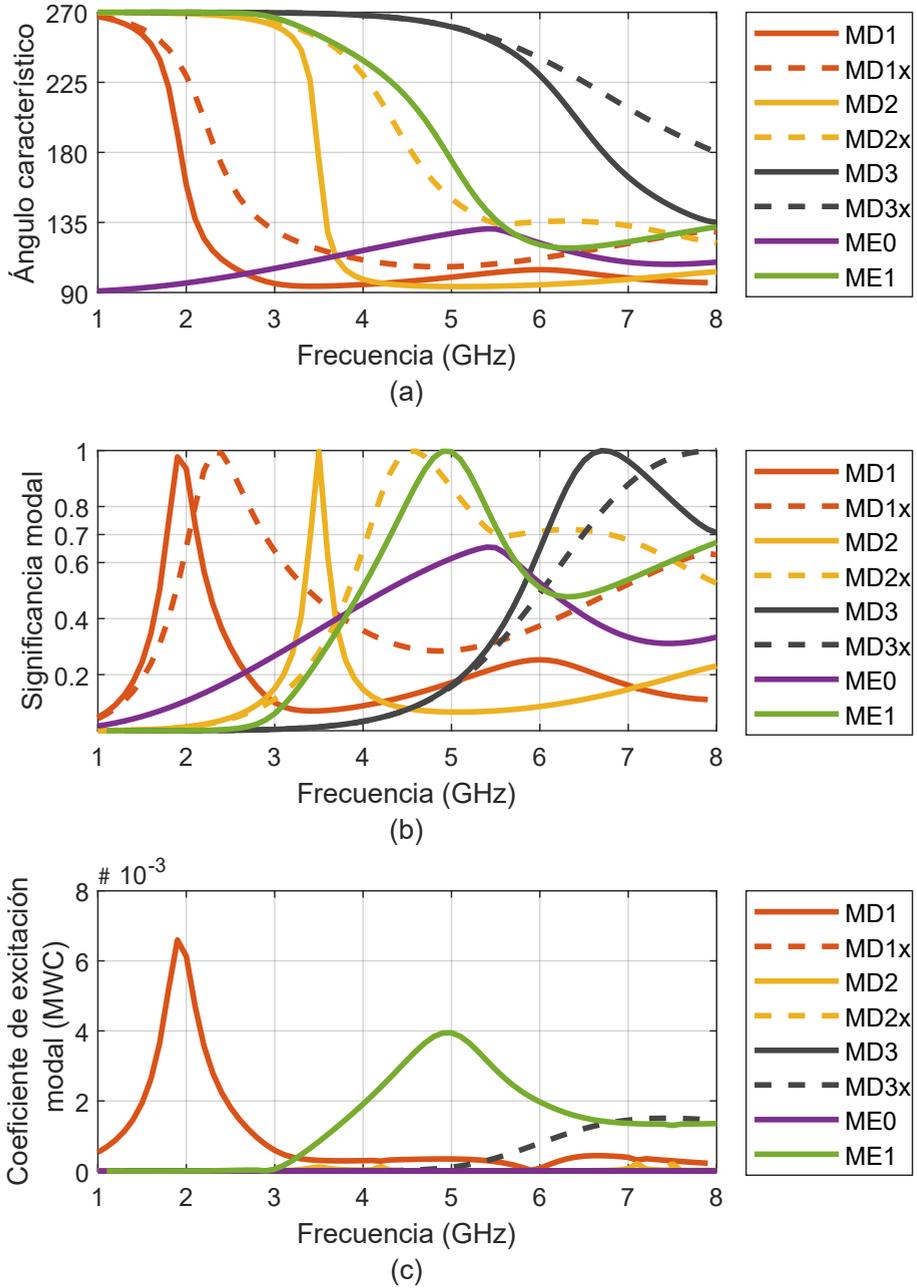
Ahora analizaremos dos monopolos circulares dentro de un anillo y observaremos su respuesta modal en comparación con la de un solo monopolo. En la Fig. 3.36 se presentan los resultados del análisis de modos característicos de la estructura. La resonancia de los modos han descendido aun más que las del modelo de un solo anillo, debido a que las corrientes (Fig. 3.37) sobre los modos MDn circulan por ambos monopolos alargando aun más el camino de la corriente. A demás, se observa una reducción del ancho de banda modal de los modos MDn en referencia al anillo con un solo monopolo. Los modos MDnx, es decir con corriente tangencial por los monopolos, permanecen inalterables. La resonancia del modo ME1 ha descendido casi hasta alcanzar al modo MD2x.

Por otro lado, para determinar que modos excitar para obtener polarización vertical, se ha analizado el coeficiente de excitación modal al incidir normalmente al plano de la estructura una onda plana con polarización vertical. La respuesta se presenta en la Fig. 3.36 (c). Los modos en ser excitados son: en frecuencias bajas el modo MD1, y a frecuencias medias y altas el modo ME1, además en frecuencias altas se excita también el modo MD3x. Cabe notar que al agregar dos monopolos se ha filtrado el modo MD2, y ha aumentado al doble el peso del modo ME1 en frecuencias medias, en referencia al anillo con un solo monopolo. La contribución porcentual de potencia por cada modo se muestra en la Fig. 3.38, y es más evidente la contribución de cada modo de lo que se ha observado en los pesos modales.

Al agregar monopolos circulares a un anillo, se acoplan a las corrientes de los modos que se alinean con el monopolo, permitiendo alargar el camino de las corriente de estos modos y consecuentemente descender la resonancia, pero por otro lado se disminuye el ancho de banda por corrientes en contra fase en las proximidades del monopolo con el anillo. Con 2 monopolos, y en un análisis en modo recepción al incidir la estructura de forma perpendicular con onda plana en polarización vertical, se define claramente los modos que tienen mayor peso a frecuencias bajas (MD1), medias (ME1) y altas (ME1 y MD3x). Por el sentido de las corrientes, para excitar los modos MD1, ME1 y MD3x, se propone dos alimentaciones diferenciales en los monopolos. Los diagramas de radiación modales del modo fundamental son bidireccionales sobre el eje  $z$  en las 2 estructuras analizadas.

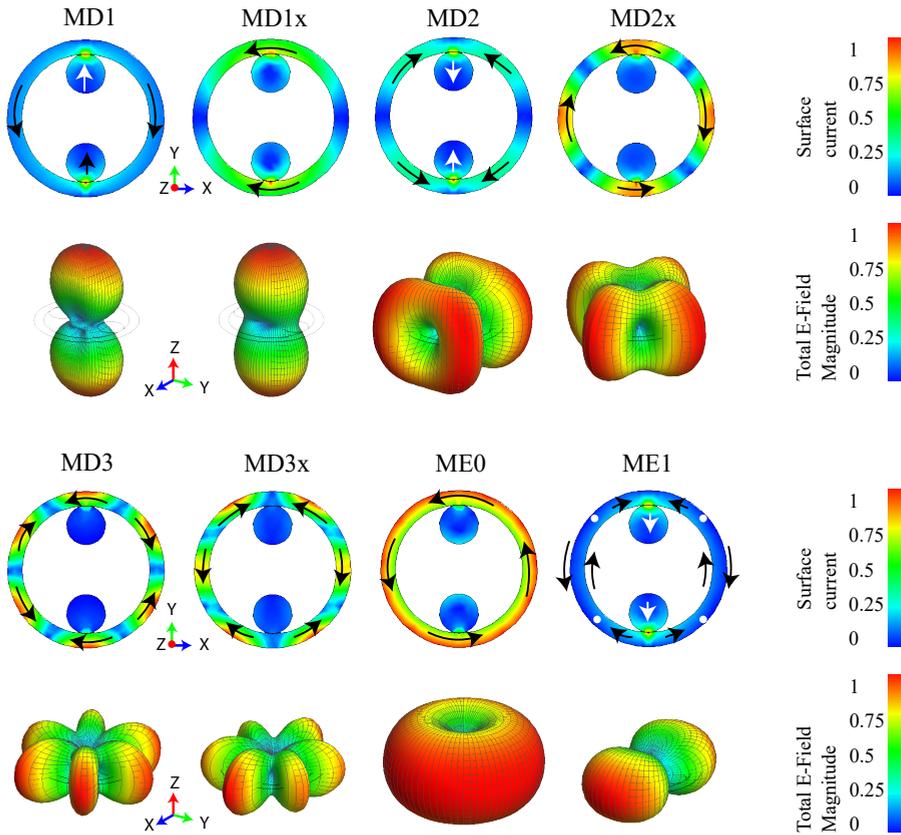
Los resultados del análisis de modos característicos de esta sección sugieren un mejor acoplamiento con dos monopolos para conseguir combinar dos modos y por lo tanto conseguir gran ancho de banda; a demás de posibilitar la

### 3.6 Estructuras planas circulares y en anillos



**Figura 3.36:** CMA de anillo con 2 discos de alimentación. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación modal (Onda plana con polarización Lineal vertical).

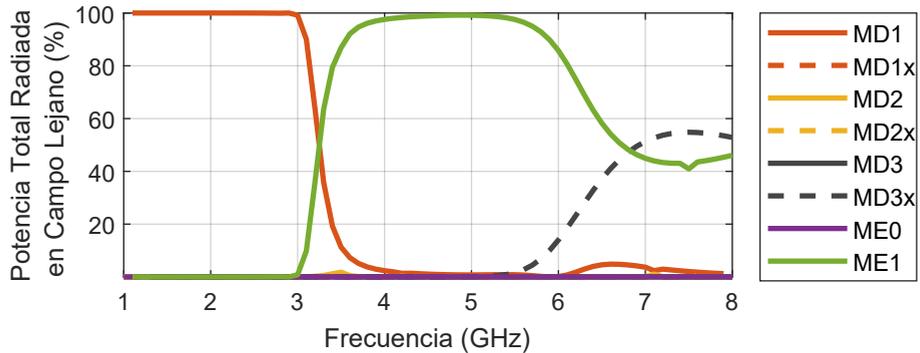
**CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO**



**Figura 3.37:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los modos característicos de un anillo con 2 discos de alimentación.

### 3.6 Estructuras planas circulares y en anillos

radiación bidireccional en dirección normal al plano de la estructura. En las Secciones 4.4.3 se continuara con el estudio de de un anillo con 2 monopolos sobre una cavidad cilíndrica, para obtener un diagrama directivo con gran ancho de banda. Pero antes, en la Sección 4.4.2 se estudiará la cavidad cilíndrica aislada para determinar como se acoplan sus modos con la estructura total.



**Figura 3.38:** Porcentaje de Potencia total radiada en campo lejano de anillo con 2 discos de alimentación.

## Conclusiones

- Una placa cuadrada tiene gran ancho de banda modal que empieza desde aproximadamente  $f=c/(\text{diagonal del cuadrado})$ , siendo  $c$  la velocidad de la luz. En frecuencias superiores a la resonancia, aparecen varios modos, y combinándolos adecuadamente se puede sintetizar un diagrama inclinado y obtener su distribución de corrientes.
- Se puede incrementar el tamaño eléctrico de una placa cuadrada con radiales. Al acoplar los radiales a la placa cuadrada con las dimensiones señaladas en este capítulo, los modos que dominan son los modos de los 4 radiales cruzados, y determinan la respuesta del sistema acoplado. Se puede conseguir polarización circular al combinar el modo fundamental y su modo degenerado.
- Se consigue un diagrama directivo con gran ancho de banda al acoplar en las esquinas de la placa cuadra un par de radiales largos paralelos a otro par de radiales cortos. El par de radiales largos controla la resonancia a frecuencias bajas, y el par de radiales cortos controla la resonancia a frecuencias altas. La estructura está basada en un modelo conceptual de antena Yagi.

### **CAPÍTULO 3. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 2D CON ESTRUCTURAS DE HILO**

---

- Con dos anillos concéntricos, al combinar modos de resonancias cercanas, se puede conseguir gran ancho de banda modal y un diagrama de radiación bidireccional. La primera y segunda resonancia es controlada por el perímetro interno de anillo externo e interno respectivamente. En la primera y segunda resonancia domina el modo del anillo externo e interno respectivamente. En la primera resonancia las corrientes son intensas sobre el anillo externo y nulas en anillo interno, en la segunda resonancia pasa lo contrario.
- Otra forma de conseguir gran ancho de banda con un diagrama bidireccional es combinando 2 modos en una estructura de un anillo con dos monopolos en su interior en forma de disco de tamaño muy pequeño. La primera resonancia es del modo dipolo de orden uno que interactúa con el monopolo alargando el camino de la corriente. En la segunda resonancia, se producen corrientes espira concentrados en el anillo a mitad de camino entre los monopolos. Estas corrientes no contribuyen a la radiación, pero recortan el camino sobre el anillo para formar el modo dipolo que interviene con el monopolo y dominan esta resonancia.

En este capítulo se ha estudiado estructuras planas y su acoplamiento con hilos, anillos y discos. Se ha determinado y aprovechado las afectaciones que causan estructuras pequeñas de alimentación sobre las estructuras que las contienen. Estas afectaciones modales permiten combinar modos y posibilitar gran ancho de banda, sintetizar diagramas de radiación y conseguir polarización lineal o circular. En el siguiente capítulo analizaremos los modos característicos de estructuras 3D, en base a los resultados obtenidos de estudiar geometrías más simples como las estructuras 2D de esta sección.

## Capítulo 4

# CMA para acoplamiento entre estructuras 3D con hilos y placas planas para aplicaciones en CubeSat y 5G

### 4.1. Introducción

En el capítulo 3 se analizaron los modos característicos de estructuras planas como el cuadrado, el disco y el anillo, así como su acoplamiento con hilos. Se examinaron varias de estas estructuras como parte de un estudio destinado a simplificar la comprensión de estructuras 3D más complejas.

Un ejemplo de ello es la estructura plana cuadrada con diferentes disposiciones de radiales. En la Sección 3.4, se estudió una placa cuadrada de  $10 \times 10 \text{ cm}^2$  con radiales en 3 configuraciones distintas. Los resultados del estudio demostraron que al acoplar cuatro radiales a la placa cuadrada, se produce un aumento en el tamaño eléctrico total de la estructura, lo cual permite que resuene en la banda de VHF. Por otro lado, también se determinó que para conseguir polarización circular es necesario excitar el modo fundamental y su degenerado. Los resultados modales en las tres configuraciones fueron similares.

En la Sección 3.5 se estudió la placa cuadrada con un par de radiales cortos en las esquinas superiores de la placa cuadrada y, paralelamente a estos, un par de radiales largos en las esquinas inferiores, similar a un diseño conceptual de

## CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G

---

una antena Yagi. Los resultados demostraron posibilidades de un gran ancho de banda al combinar dos modos de resonancias cercanas y, al mismo tiempo, producir un diagrama de radiación directiva.

El criterio obtenido del análisis de la placa cuadrada con radiales del capítulo 3 se utiliza en este capítulo como base para analizar un cubo con radiales utilizando los modos característicos. Posteriormente, en el capítulo 5, este criterio se utiliza para el diseño de antenas para CubeSat.

Además del cubo, en este capítulo también se estudian con los modos característicos un cubo alargado o prismático, un cilindro bajo y un cilindro alto como figuras canónicas 3D. Las dimensiones de las estructuras se han escogido para obtener una comparativa entre sus respuestas modales. Una aplicación para nanosatélites cilíndricos se ha obtenido en el capítulo 5, siguiendo el criterio establecido en esta sección.

Asimismo, en este capítulo se estudia una cavidad cuadrada abierta y su afectación modal al introducir un núcleo cuadrado grande y pequeño en su interior. Los resultados se comparan y se determinan las posibilidades de un gran ancho de banda mediante la combinación de un grupo de modos con un diagrama de radiación directiva.

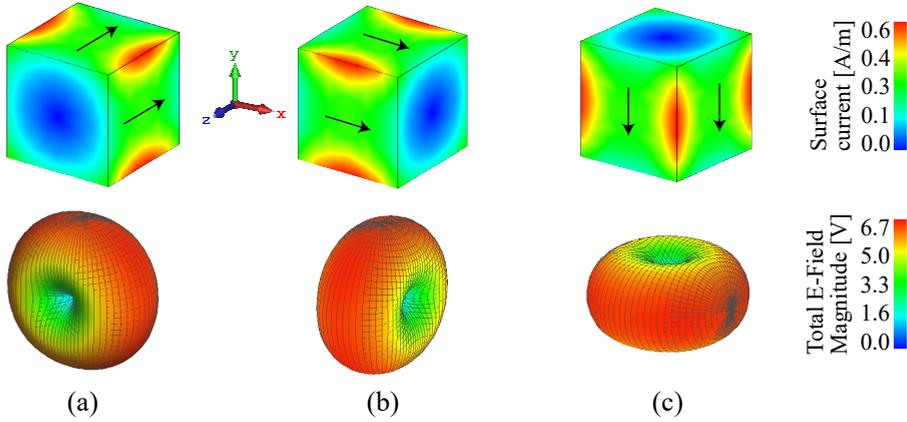
Por otro lado, en la Sección 3.6.3 se estudió un anillo con dos monopolos en forma de disco en su interior. Los resultados demostraron posibilidades de un gran ancho de banda mediante la combinación de modos impares de resonancias cercanas, con un diagrama de radiación bidireccional. En este capítulo, estudiaremos el acoplamiento de esta estructura con una cavidad cilíndrica abierta y posibilitar un gran ancho de banda con un diagrama directivo.

Los resultados del análisis de modos característicos de las estructuras tridimensionales de este capítulo proporcionan el criterio de diseño de varias antenas del Capítulo 5, como antenas para CubeSat, IoT y 5G.

### 4.2. CMA en Satélites CubeSat Cúbicos

En esta sección se analizan los modos característicos de un cubo con las medidas de un CubeSat 1U de 10 cm x 10 cm x 10 cm. Los modos característicos se clasifican atendiendo a su naturaleza como modos tipo dipolo (MD), y modos espira (ME).

En la Fig. 4.1 (a), (b) y (c), se presentan la distribuciones de corriente y diagramas de radiación de los 3 modos que conforman el Modo dipolo fundamental (MD 1). Cada uno está orientado sobre los eje  $x$ ,  $y$  y  $z$ . En este modo de primer orden se observa que las corrientes divergen desde una cara del cubo y convergen en la cara contraria, con mayor intensidad en las 4 aristas paralelas a la dirección de las corrientes. La distribución de corrientes y diagrama de radiación son equivalentes a los de un dipolo.



**Figura 4.1:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los Modos Dipolo (MD) de primer orden de un CubeSat 1U, a 1GHz.

En la Fig. 4.2 se presentan los ángulos característicos de los 4 primeros MD, que se distinguen por sus curvas sobre la fase de  $180^\circ$  (línea continua), y los 4 primeros ME con curvas por debajo de la fase de  $180^\circ$  (línea discontinua).

Debido a la simetría geométrica del cubo, los modos característicos se repiten en grupos de 3 modos, orientados cada uno en los ejes  $x$ ,  $y$  y  $z$  (como se observó al MD1 en la Fig. 4.1). Estos 3 grupos de modos ortogonales se superponen en cada curva de la Fig. 4.2. Por lo tanto solo se ha citado el nombre de un modo (ejemplo MD2), entendiéndose que contiene 3 modos ortogonales cada curva. Por otro lado, la respuesta de los modos MD3 y MD4 son idénticas, por lo que sus curvas se superponen.

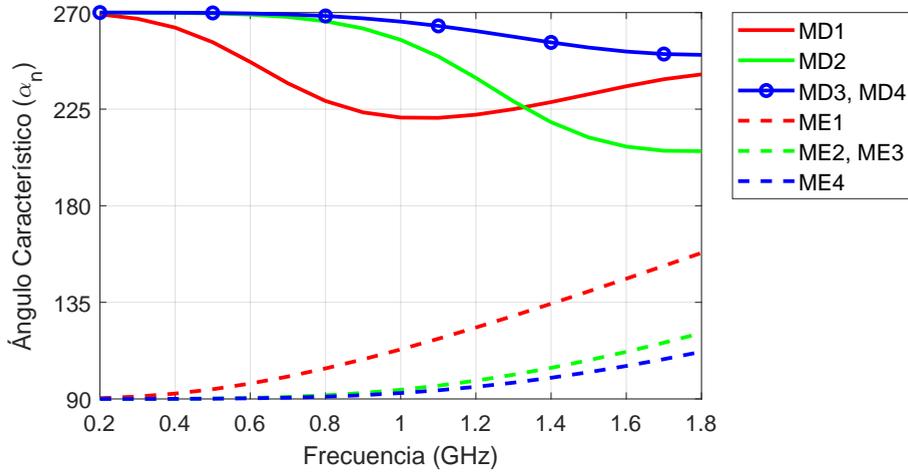
La significancia modal del cubo se presenta en la Fig. 4.3. El modo fundamental (MD 1) es máximo a 1.05 GHz de la significancia modal. La longitud de onda del modo fundamental  $\lambda_{MD1}$  en la frecuencia del punto máximo de significancia modal es aproximadamente:

$$\lambda_{MD1} \approx 3L_c \quad (4.1)$$

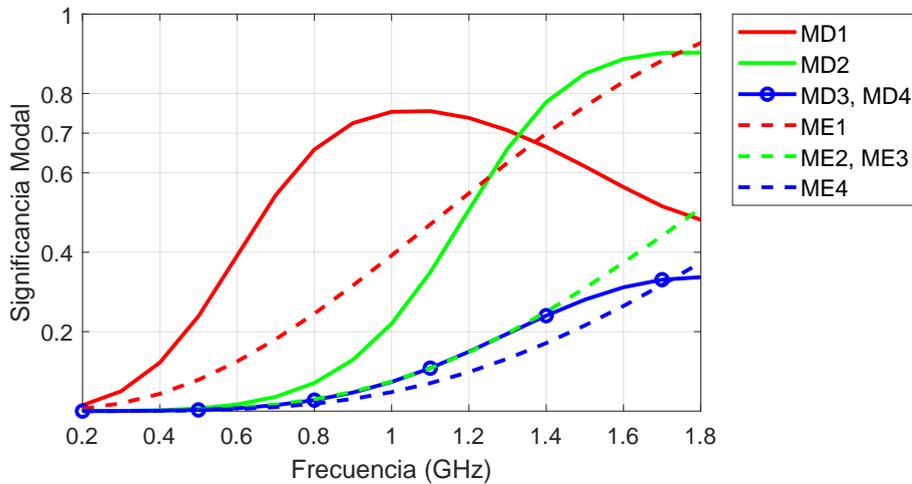
donde  $L_c$  es el lado del cubo.

Además, en la Fig. 4.3, se observa que después de resonar el modo MD 1 a 1.05 GHz, también resuenan aproximadamente a la misma frecuencia (1.8 GHz) los modos MD 2, MD 3 y MD 4. Estos son modos de orden superior. Las curvas de los modos MD 3 y MD 4 se superponen. Por otro lado, los modos ME no son resonantes. Las curvas de los modos ME 2 y ME 3 también se superponen.

**CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G**

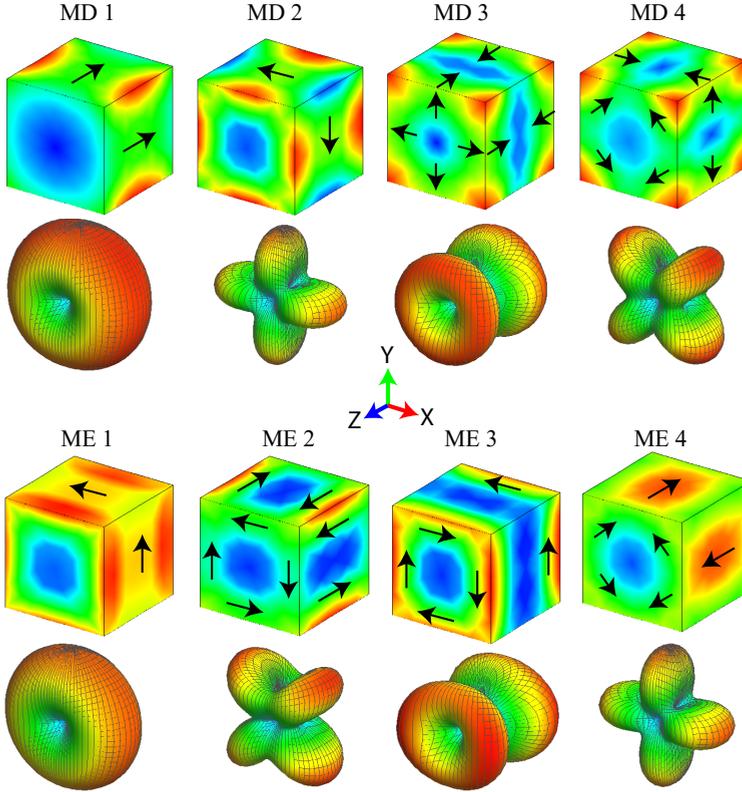


**Figura 4.2:** Ángulo característico de los 4 primeros Modos Dipolo (MD) y Modos Espira (ME) de un Cubo 1U.



**Figura 4.3:** Significancia modal de los 4 primeros Modos Dipolo (MD) y Modos Espira o Loop (ML) de un Cubo 1U.

Para una mejor representación y análisis de la distribución de corrientes, en la Fig. 4.4, se presentan los cuatro primeros modos MD y ME, orientados únicamente en el eje  $z$ .



**Figura 4.4:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los Modos Dipolo (MD) y Modos Espira (ME) de un cubo 1U, a 1GHz.

Las siguientes ecuaciones son aproximaciones de la longitud de onda en la frecuencia de los puntos máximos de significancia modal de los modos dipolo de orden superior.

$$\lambda_{MD_2} \approx \pi \frac{L_c}{2} \quad (4.2)$$

$$\lambda_{MD_3} = \lambda_{MD_4} \approx L_c \left(1 + \frac{\sqrt{2}}{2}\right) \quad (4.3)$$

## CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G

---

donde  $L_c$  es el lado del cubo,  $\lambda_{MD2}$ ,  $\lambda_{MD3}$ ,  $\lambda_{MD4}$  son la longitud de onda de los modos MD2, MD3 y MD4 respectivamente.

Los modos espira no presentan acumulación de carga, por lo que sus corrientes giran alrededor de los puntos nulos de corriente. En el modo ME 1 de la Fig. 4.4, los puntos nulos de corriente se encuentran en las caras del cubo que son paralelas a los planos  $xy$ , mientras que las corrientes giran alrededor de las otras 4 caras del cubo, alrededor del eje  $z$ .

En la Fig. 4.4, de bajo de cada representación de distribución de corrientes modales, se presentan sus campos modales. El campo modal del modo MD 1 y ME 1 es equivalente al de un dipolo de media onda recostado sobre el eje  $z$ . La diferencia entre estos dos diagramas radica en que el MD1 tiene polarización vertical, mientras que el ME 1 tiene polarización horizontal.

Al comparar la significancia modal del modo fundamental MD 1 del cubo de  $10 \times 10 \times 10 \text{ cm}^3$  con el M1 de la placa cuadrada de la Fig. 3.3, se determina lo siguiente. Desde el punto de vista de radiación, el cubo es menos eficiente que la placa cuadrada. Esto se establece debido a que el cubo tiene un ancho de banda estrecho entorno a 400 MHz, en comparación al ancho de banda modal de la placa cuadrada que se extiende desde 1 GHz en adelante.

Los resultados modales muestran que el chasis de un CubeSat de dimensiones 1U, no es capaz de resonar en la banda de VHF, específicamente a 435 MHz. En base al criterio de la Sección 3.4, se propone completar la estructura con monopolos de hilo o radiales para aumentar su tamaño eléctrico. Para simplificar el estudio, en la siguiente sección se estudiará el acoplamiento con 4 radiales conectados al cubo, y conseguir que la estructura resuene en la frecuencia de interés.

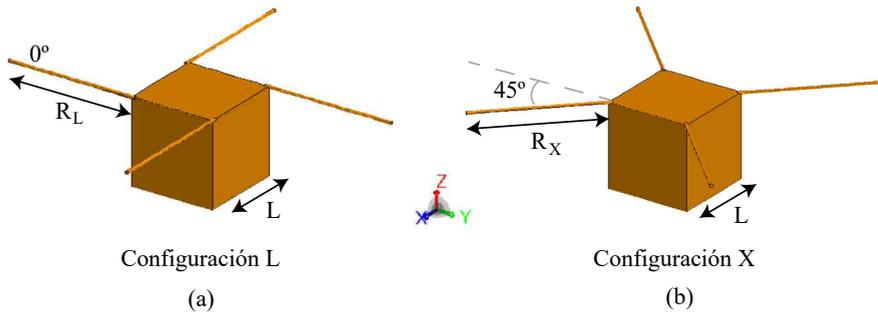
### 4.2.1. Cubo 1U con 4 radiales

En esta sección, se analizará un cubo con dimensiones de un CubeSat 1U de  $10 \text{ cm} \times 10 \text{ cm} \times 10 \text{ cm}$ , al cual se le añadirán cuatro radiales dispuestos sobre el plano de una de sus caras. El objetivo es utilizar el criterio establecido en la Sección 3.4, es decir, completar la estructura con monopolos de hilo o, como los hemos denominado, radiales, con el fin de aumentar el tamaño eléctrico de la estructura y conseguir que resuene en 435 MHz.

En la sección 3.4 se analizó una placa cuadrada de  $10 \text{ cm} \times 10 \text{ cm}$ , con cuatro radiales, observando que el comportamiento desde el punto de vista modal es aproximadamente el mismo para las 3 configuraciones de los radiales sobre un mismo plano. En base a esta conclusión, en esta sección se ha planteado el análisis de las configuraciones que tienen radiales conectados a los vértices del cubo. Estas configuraciones se seleccionaron teniendo en cuenta las características mecánicas favorables para el despliegue y almacenamiento de los radiales

dentro de un CubeSat 1U, con el objetivo de lograr una implementación práctica.

Las 2 configuraciones de radiales seleccionadas se muestran en la Fig. 4.5. Los radiales están conectados a los vértices del cubo sobre el plano  $xy$ . En la configuración L los radiales siguen la misma dirección de las aristas, mientras que en la configuración X los radiales están girados  $45^\circ$  de la dirección de la arista.



**Figura 4.5:** Configuraciones L y X de estructuras de placa cuadrada con 4 radiales.

En el cuadro 4.1 se muestran las dimensiones de los radiales de cada configuración, siendo el lado del cubo  $L = 10$  cm. Las longitudes de los radiales han sido ajustadas para sintonizar el modo fundamental a la frecuencia de 435 MHz, como se explicará más adelante en esta sección.

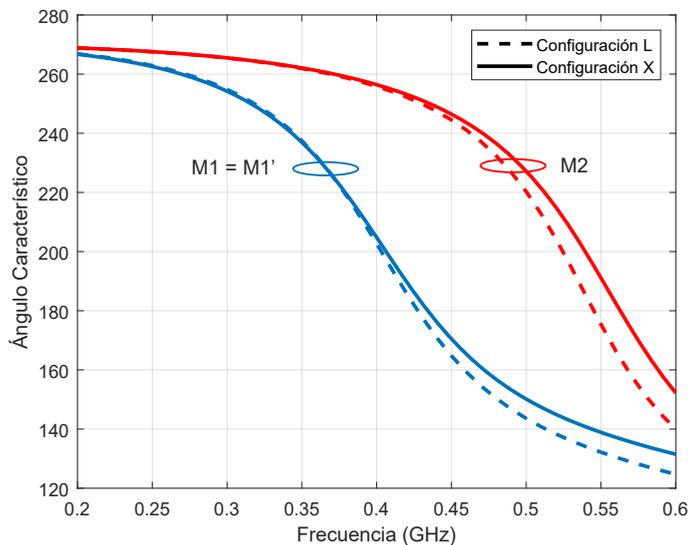
**Cuadro 4.1:** Dimensiones de los radiales de las Configuraciones L y X, de la Fig. 4.5.

Estructura	Configuración L	Configuración X
Radial (cm)	$R_L = 10,5$	$R_X = 9,8$

En la Fig. 4.6, se muestra el ángulo característico de los dos primeros modos de las configuraciones L y P. Las curvas de los modos de la configuración L se representan con líneas discontinuas, mientras que las curvas de la configuración X se representan con líneas continuas. Se observa que todos los modos son modos dipolo. Las curvas de los modos M1 y M1' de cada configuración se superponen. Con una diferencia de 0.7 cm en las longitudes de los radiales entre las dos configuraciones, como se indica en el Cuadro 4.1, tanto las configuraciones L como X resuenan a 435 MHz. Las curvas del ángulo característico del

## CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G

modo M2 en ambas configuraciones son similares, y su frecuencia de resonancia está alrededor de los 550 MHz.



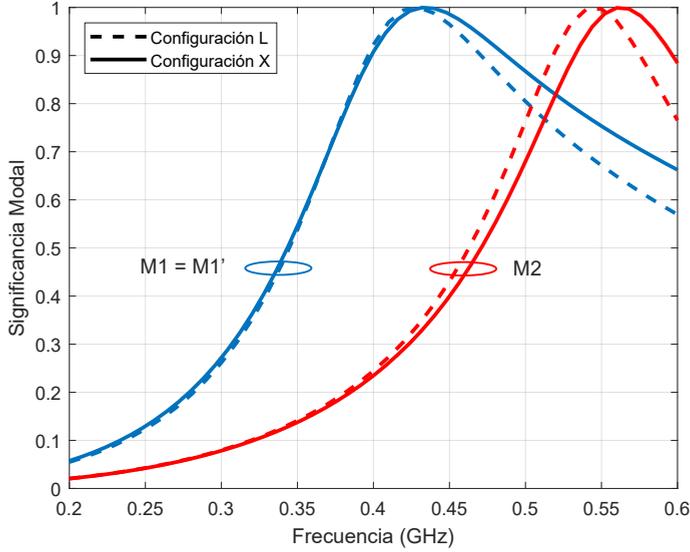
**Figura 4.6:** Ángulo característico de los primeros dos modos del cubo 1U con 4 radiales de las configuraciones L y X.

La significancia modal de las configuraciones L y X se muestra en la Fig. 4.7. El ancho de banda del modo fundamental M1 en la configuración X es de aproximadamente 210 MHz, lo cual es mayor que el ancho de banda de la configuración L, que está alrededor de 170 MHz.

A diferencia del cubo sin radiales, la adición de radiales conectados al cubo permite que los modos dipolo resuenen, y se evidencia por que las curvas de ángulo característico atraviesen la fase de  $180^\circ$  o que la significancia modal alcance la unidad.

Los radiales conectados al cubo permiten que los dos primeros modos analizados sean más eficientes desde el punto de vista de la radiación en comparación con el cubo aislado, es decir, sin los radiales. Como se verá a continuación, la adición de los radiales mejora la distribución de corriente y el patrón de radiación del cubo, lo que resulta en una mayor eficiencia radiante en los modos dipolo.

En la Fig. 4.8 se muestra la distribución de corrientes de los dos primeros modos de la configuración L. El Modo 1 corresponde al modo fundamental y se representa en la Fig. 4.8 (a), mientras que su modo degenerado u ortogonal, el Modo 1', se muestra en la Fig. 4.8 (b).



**Figura 4.7:** Significancia modal de los primeros dos modos del cubo 1U con 4 radiales de las configuraciones L y X.

En el Modo 1, se observan corrientes intensas que fluyen en la misma dirección a lo largo de los 2 radiales orientados sobre el eje  $y$ , mientras que en los otros 2 radiales hay una menor intensidad de corriente. En este modo fundamental, solo 2 radiales están activos, y las corrientes divergen y convergen a lo largo de las aristas del cubo en el vértice al cual se conecta el radial. Esto facilita las conexiones de alimentación en esos puntos para aplicaciones prácticas.

La longitud de onda ( $\lambda$ ) a la frecuencia de resonancia del Modo 1 es equivalente al camino que recorre la corriente desde un extremo al otro a través de los 2 radiales activos, cruzando la diagonal de la cara del cubo en la que se encuentran conectados los 2 radiales activos. Esto es equivalente a un dipolo de media onda en términos de longitud de onda, es decir:

$$\frac{\lambda_{M1}}{2} \approx 2R_L + L\sqrt{2} \quad (4.4)$$

donde  $R_L$  es la longitud del radial y  $L$  es el lado del cubo. Como se ha mencionado, el campo modal del Modo 1 de la configuración L es equivalente a un dipolo de media onda orientado en el eje  $y$ , pero ligeramente inclinado. Esto se debe a que los radiales no están alineados perfectamente en el eje  $y$ , lo que introduce una ligera inclinación en el campo modal del modo dipolo.

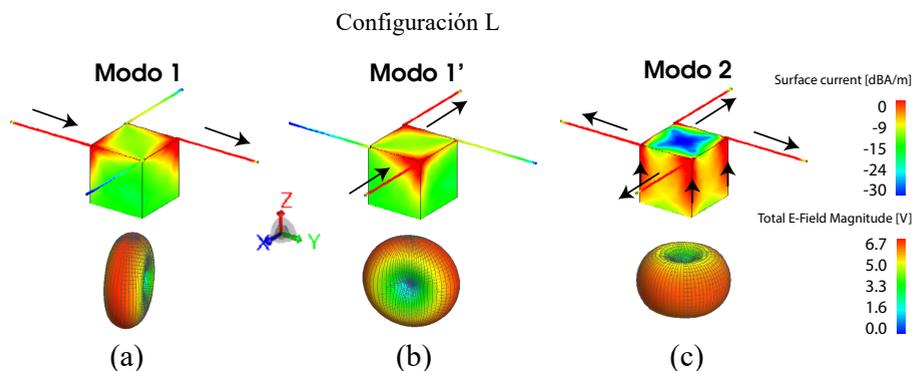
## CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G

---

En la distribución de corrientes del Modo 2 de la configuración L, representado en la Fig. 4.8 (c), se observa que hay una concentración de cargas en los extremos de los radiales y en el centro de la cara opuesta a la que están conectados los radiales. Esta distribución de cargas permite que las corrientes suban por las aristas del cubo y pasen a través de los radiales, generando una mayor intensidad de corriente a lo largo de las aristas y sobre los propios radiales. Esta concentración de corrientes en las aristas y los radiales contribuye a la formación del patrón de radiación característico al de un dipolo de media onda orientado en el eje  $z$ . La longitud de onda del Modo 2 se puede aproximar por:

$$\lambda_{M_2} \approx R_L + L\left(1 + \frac{\sqrt{2}}{2}\right) \quad (4.5)$$

donde  $R_L$  es la longitud del radial y  $L$  es el lado del cubo.



**Figura 4.8:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los 2 primeros modos de la configuración L, en 435MHz.

En la Fig. 4.9, se muestra la distribución de corrientes de la configuración X. El Modo 1 es el modo fundamental, mientras que el Modo 1' es el modo degenerado. Al igual que en la configuración L, en el Modo 1 de la configuración X se observa que están activos 2 radiales, en este caso los radiales diagonales en dirección de los ejes  $y - x$  en el Modo 1, y en dirección de los ejes  $x + y$  en el Modo 1'. En el Modo 1, se produce una concentración de cargas opuestas en los extremos de los radiales activos. La corriente fluye a lo largo de los radiales alineados, recorriendo el camino desde un extremo al otro, y pasando por la diagonal de la cara del cubo a la cual están conectados. Esta distribución de corrientes contribuye a la formación del patrón de radiación equivalente al de un dipolo de media onda acostado en dirección de los ejes  $y - x$ . La longitud de onda del Modo 1 se puede aproximar por:

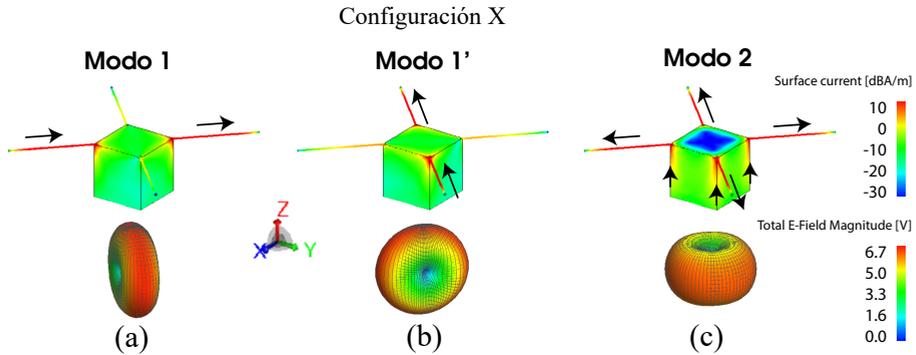
$$\frac{\lambda_{M_1}}{2} \approx 2R_X + L\sqrt{2} \quad (4.6)$$

donde  $R_X$  es la longitud del radial y  $L$  es el lado del cubo.

Para el modo 2, como se observa en la Fig. 4.9 (c), igual a la configuración L, las corrientes divergen desde la cara interior del cubo, sube por cada una de las aristas y terminan en el radial conectado en cada arista. La longitud de onda del Modo 2 se puede aproximar por:

$$\lambda_{M_2} \approx R_X + L\left(1 + \frac{\sqrt{2}}{2}\right) \quad (4.7)$$

donde  $R_X$  es la longitud del radial y  $L$  es el lado del cubo. La distribución de corrientes y diagrama de radiación es equivalente al de un dipolo de media onda orientado en el eje  $z$ .

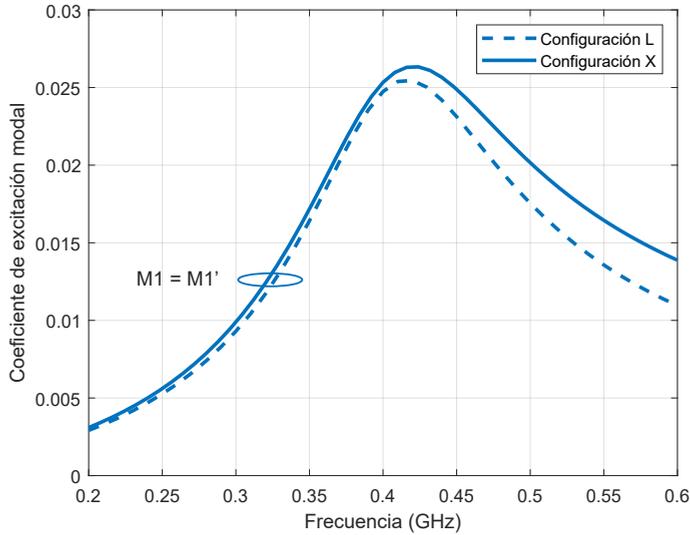


**Figura 4.9:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los 2 primeros modos de un cubo 1U de la Configuración X, en 435MHz

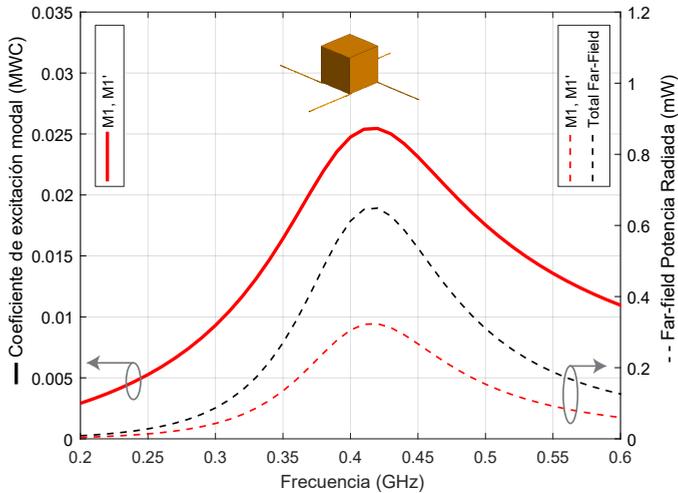
En la Fig. 4.10, se muestra el coeficiente de excitación modal de las dos configuraciones (L y X) cuando son iluminadas por una onda plana con polarización circular desde el eje  $z$ . En ambas configuraciones, se observa que solo se excita el Modo 1 y el Modo 1' de manera significativa, y estos modos están superpuestos, lo que significa que tienen los mismos pesos o amplitudes modales. Los demás modos, como el Modo 2 y los modos de orden superior, tienen valores nulos de coeficiente de excitación y no se muestran en la gráfica. Esto indica que al iluminar con una onda plana polarizada circularmente desde el eje  $z$  solo se excitan los modos dipolo fundamentales de las configuraciones L y X.

Después de analizar los modos característicos de las configuraciones L y X, se observa que ambas presentan respuestas modales similares, con la única

**CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G**



**Figura 4.10:** Coeficiente de excitación modal de las configuraciones L y X iluminadas desde el eje z por una onda plana con polarización circular.



**Figura 4.11:** Coeficiente de excitación o peso modal y potencia radiada en campo lejano de la configuración L, iluminados desde tierra por una onda plana con polarización circular.

diferencia de que la configuración X tiene un ancho de banda modal ligeramente mayor en comparación con la configuración L. Sin embargo, teniendo en cuenta las consideraciones mecánicas para una aplicación práctica, se selecciona la configuración L debido a sus ventajas en el despliegue de los radiales.

En la configuración L, los radiales se conectan en los vértices del cubo y se orientan en la misma dirección que las aristas del cubo. Esto permite un mejor despliegue de los radiales y una mayor facilidad en su conexión. Estas características mecánicas favorecen la implementación práctica de la configuración L en un CubeSat 1U.

Por lo tanto, se elige la configuración L como la más adecuada para la aplicación práctica, considerando tanto el rendimiento modal como las ventajas mecánicas para el despliegue de los radiales.

La Fig. 4.11 presenta dos respuestas relevantes para la configuración L. En el eje vertical izquierdo se muestra el coeficiente de excitación de la configuración L cuando es iluminada por una onda plana con polarización circular desde el eje  $z$ . Como se mencionó anteriormente, los modos 1 y 1' son los únicos modos que se excitan, como se muestra en la línea roja continua de la gráfica.

En el eje vertical derecho de la misma Fig. 4.11 se muestra la potencia radiada en campo lejano para cada modo. La curva roja entrecortada representa la potencia radiada por los modos 1 y 1' cuando se iluminan con una onda plana con polarización circular desde el eje  $z$ . Las curvas de potencia de los modos 1 y 1' se superponen. La curva entrecortada de color negro representa la potencia total radiada, que es la suma de la potencia radiada en campo lejano de los modos 1 y 1'.

En resumen, la Fig. 4.11 muestra que la potencia radiada total es la suma de las contribuciones de los modos 1 y 1', lo cual concuerda con el coeficiente de excitación o peso modal de la configuración L cuando se ilumina con una onda plana con polarización circular desde el eje  $z$ .

En esta sección, se ha conseguido trasladar los resultados fundamentales de una placa cuadrada con radiales de la Sección 3.4 para conseguir que un cubo 1U con 4 radiales sobre el plano  $xy$  resuene en la banda de VHF. Así también, se ha determinado que excitando el modo fundamental y su modo degenerado se puede conseguir polarización circular. En la siguiente sección se usará este criterio para analizar un cubo 1U con 8 radiales.

### 4.2.2. Cubo 1U con 8 radiales

En esta sección, se buscará trasladar los resultados obtenidos del análisis de una placa cuadrada con radiales paralelos de la Sección 3.5 al diseño de un cubo 1U con 8 radiales, con el objetivo de concentrar el haz de radiación en una dirección específica. Para lograr esto, se combinarán los criterios de diseño de la estructura tridimensional del cubo con los resultados obtenidos de la anterior

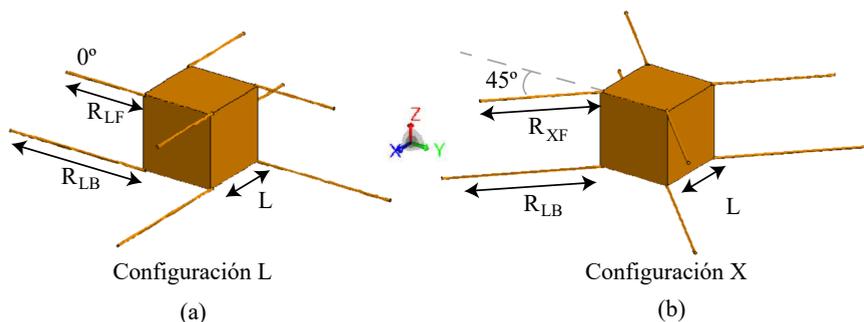
## CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G

Sección 4.2.1, donde se ha demostrado que un cubo con 4 radiales sobre el plano  $xy$  puede resonar en la banda de VHF con polarización circular excitando el modo fundamental y su modo degenerado.

Este enfoque permitirá obtener un diseño de antena para un cubo de dimensiones 1U con 8 radiales, aprovechando los conocimientos adquiridos en las secciones anteriores. El objetivo final será lograr un diseño conceptual de una antena Yagi tridimensional con un diagrama de radiación directivo hacia el nadir, que pueda ser implementada en un CubeSat 1U.

En la sección anterior se determinó que las configuraciones L y X presentan respuestas modales similares, y se seleccionó la configuración L debido a las ventajas mecánicas prácticas que presenta en el despliegue de los radiales. En esta sección estudiaremos nuevamente ambas configuraciones, pero con 8 radiales. Las configuraciones L y X se presentan en la Fig. 4.12 (a) y (b), respectivamente.

Utilizando el criterio de la Sección 3.5 para obtener un diagrama directivo en una estructura tridimensional, se disponen 4 radiales largos conectados a la cara inferior del cubo, y 4 radiales cortos conectados a la cara superior del cubo (Fig. 4.12). La disposición de los radiales largos y cortos responde al criterio de diseño conceptual de una antena Yagi, con elementos activos largos y elementos directores cortos.



**Figura 4.12:** Configuraciones L y X con 8 radiales.  $L = 10 \text{ cm} \times 10 \text{ cm} \times 10 \text{ cm}$ .

Enfocándonos principalmente en la configuración L, se ha optimizado la longitud de los radiales para lograr que el cruce de las curvas de significancia modal y el coeficiente de excitación modal de los modos de interés esté alrededor de 435 MHz. El criterio para ajustar los radiales se ha determinado en base a los resultados de la Sección 3.5. Es decir, se combinan dos modos de frecuencias de resonancia cercanas para obtener un diagrama directivo. Los radiales largos controlan la primera resonancia y los radiales cortos controlan la segunda resonancia.

En el cuadro 4.2, se muestran las dimensiones de los radiales de las configuraciones L y X. El cubo tiene de lado  $L = 10$  cm. Las dimensiones de los radiales son las mismas en ambas configuraciones con el propósito de realizar una comparación de sus resultados modales.

**Cuadro 4.2:** Dimensiones de los radiales de las Configuraciones L y X, de la Fig. 4.12.

Estructura	Configuración L	Configuración X
Radial corto (cm)	$R_{LF} = 11,3$	$R_{XF} = 11,3$
Radial largo (cm)	$R_{LB} = 16,0$	$R_{XB} = 16,0$

En la Figura 4.13, se muestra el ángulo característico de los primeros 4 modos de ambas configuraciones. El ángulo característico de la configuración X se representa con una línea continua, mientras que la configuración L se representa con una línea discontinua. Todos los modos son modos de dipolo. En ambas configuraciones, las curvas de los modos M1 y M1' se superponen, al igual que los modos M4 y M4'. Además, los modos del mismo orden están pintados con el mismo color en ambas configuraciones.

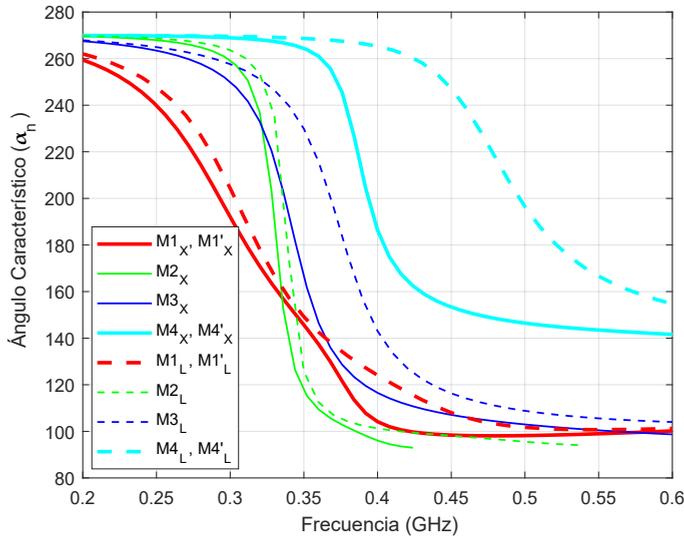
El modo fundamental M1 en ambas configuraciones resuena a frecuencias similares, alrededor de los 325 MHz. De la misma manera, el M2 resuena en torno a los 335 MHz en ambas configuraciones. Sin embargo, el M3 de la configuración L se desplaza a frecuencias superiores en comparación con el M3 de la configuración X. En cuanto al M4, la frecuencia de resonancia de la configuración L está significativamente desplazada a frecuencias superiores, alrededor de los 525 MHz, mientras que el M4 de la configuración X resuena a 410 MHz.

En la Figura 4.14 de significancia modal, se ha simplificado el gráfico para mostrar únicamente los modos M1 y M4 de ambas configuraciones. En esta representación, es más evidente que los modos M1 de ambas configuraciones resuenan alrededor de la misma frecuencia, mientras que el modo M4 de la configuración L resuena a una frecuencia superior en comparación con el modo M4 de la configuración X.

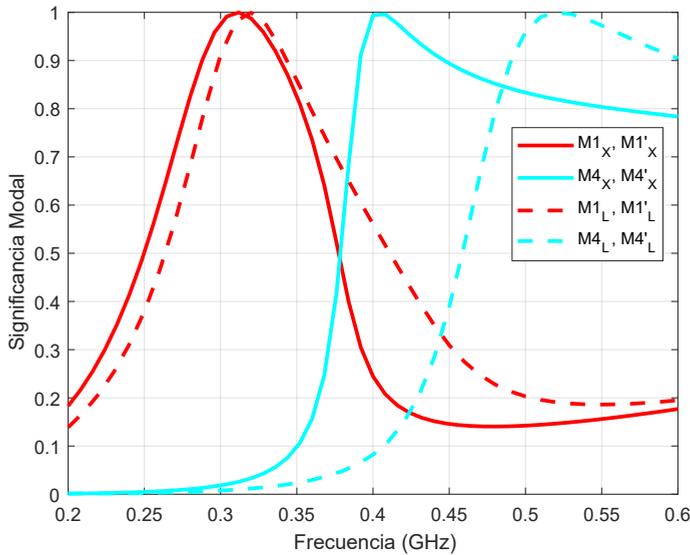
### Distribución de corrientes Configuración L

En la Figura 4.15, se muestra la distribución de corrientes de los primeros 4 modos característicos de la configuración L en la frecuencia de resonancia del modo fundamental (320 MHz). El modo M1 representa el modo fundamental, mientras que M1' es su modo degenerado. En este modo, las corrientes son más intensas en los 2 radiales largos orientados en el mismo eje. El modo M1 presenta una concentración de cargas opuestas en los extremos de los dos radiales activos.

**CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G**



**Figura 4.13:** Ángulo característico de los 4 primeros modos de un CubeSat con 8 radiales en configuración X y P



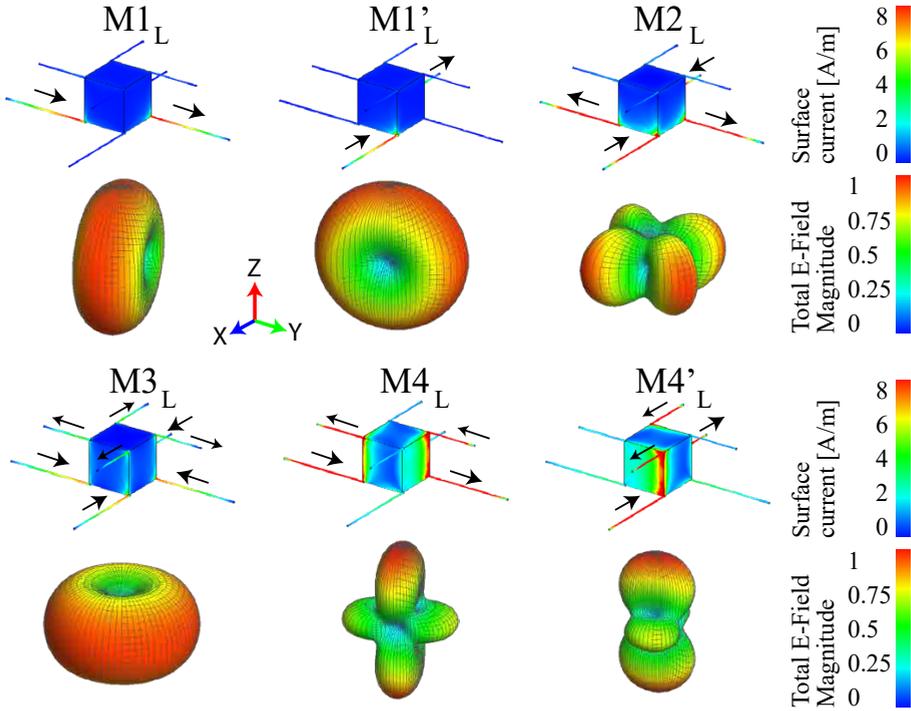
**Figura 4.14:** Significancia modal de un CubeSat con 8 radiales en configuración X y L

La distribución de corrientes en los radiales activos que interactúan con el cubo es similar a la del cubo con solo 4 radiales, como se muestra en la Figura 4.8.

La resonancia del modo M1 se debe a la distancia que recorre la corriente de extremo a extremo de los 2 radiales activos, pasando por la diagonal de la cara inferior del cubo, es decir:

$$\frac{\lambda_{M1L}}{2} \approx 2R_{LB} + L\sqrt{2} \quad (4.8)$$

donde  $R_{LB}$  es la longitud del radial largo y  $L$  es el lado del cubo.



**Figura 4.15:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los 4 primeros modos de CubeSat con 8 Radiales en configuración L, en 320 MHz.

En el Modo M2 de la Figura 4.15, las corrientes son más intensas en los 4 radiales más largos. Las corrientes en cada radial experimentan un cambio de fase en relación a su radial ortogonal. El diagrama de radiación y la distribución de corrientes en este modo son similares al Modo M2 de los dipolos cruzados mostrados en la Figura 3.7, así como al Modo M2 de la configuración B de la placa cuadrada con 4 radiales ilustrada en la Figura 3.14.

## CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G

---

En el modo M3 de la Figura 4.15, las corrientes son intensas en los radiales más largos y menos intensas en los cuatro radiales cortos. Las corrientes fluyen entre los radiales largos y cortos, pasando por las aristas que comparten, lo que genera una distribución de corrientes equivalente a la de un dipolo de media onda orientado en el eje  $z$ , como se puede observar en su diagrama de radiación. La distribución de corriente y el diagrama de radiación son similares al Modo 2 del cubo con 4 radiales mostrado en la Figura 4.8.

El modo M4 tiene un modo ortogonal, M4'. En la Figura 4.15, se muestran las corrientes del modo M4 a 320 MHz. En esta frecuencia, se activan 4 radiales orientados en el mismo eje  $y$ . Las corrientes fluyen desde el radial largo al radial corto a través de la arista que comparten. Sin embargo, a 525 MHz, la frecuencia de resonancia del modo M4, se observa una mayor intensidad de corriente solo en los 2 radiales cortos orientados en el eje  $y$ . La longitud de onda del modo M4 se aproxima por la siguiente ecuación:

$$\lambda_{M4L} \approx 2R_{LF} + L(2 + \sqrt{2}) \quad (4.9)$$

donde  $R_{LF}$  es la longitud del radial corto y  $L$  es el lado del cubo.

### Distribución de corrientes Configuración X

La distribución de corrientes de la configuración X es similar al de la configuración L.

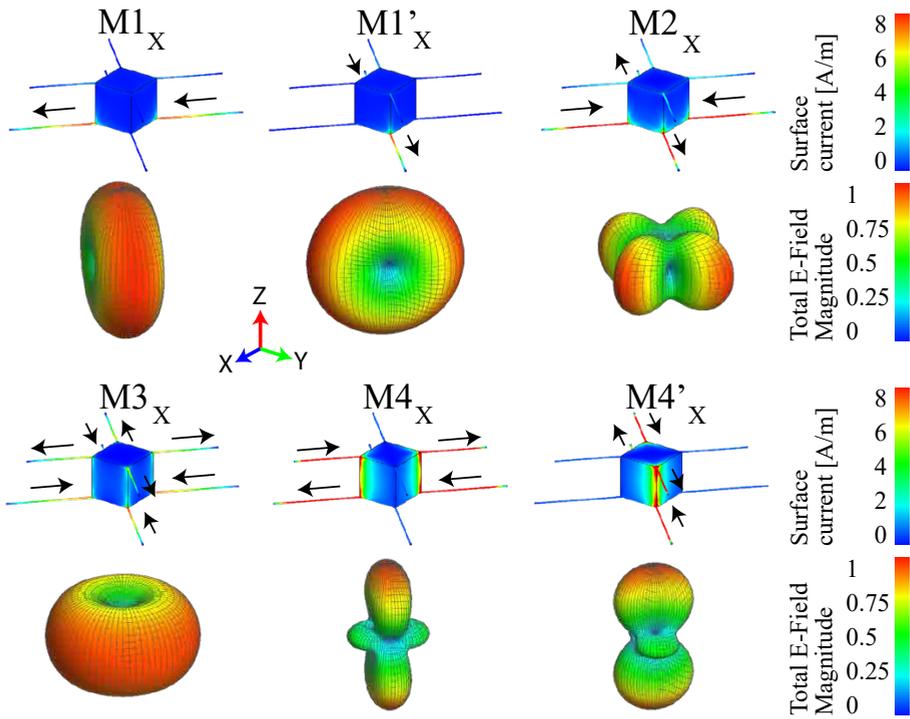
En la Figura 4.16, se muestra la distribución de corrientes modales de la configuración X a una frecuencia cercana a su resonancia, específicamente a 320 MHz. El modo fundamental M1 tiene un modo degenerado M1'. En el modo M1, las corrientes fluyen en fase a través de solo 2 radiales largos, pasando en diagonal por los vértices del cubo al que están conectados. La longitud de onda del modo M1 de la configuración X puede aproximarse mediante la siguiente ecuación:

$$\frac{\lambda_{M1X}}{2} \approx 2R_{LB} + L\sqrt{2} \quad (4.10)$$

donde  $R_{LB}$  es la longitud del radial largo y  $L$  es el lado del cubo.

En la Figura 4.16, se muestra la distribución de corrientes del modo M4 a 320 MHz en la configuración X. En esta frecuencia, las corrientes fluyen desde el radial largo al radial corto a través de la arista que los une.

Sin embargo, a 408 MHz, la frecuencia de resonancia del modo M4, se observa una mayor intensidad de corriente únicamente sobre los 2 radiales cortos. Las corrientes atraviesan en diagonal por los vértices a los que están conectados. La longitud de onda en la frecuencia de resonancia del M4 se puede aproximar por la siguiente ecuación:



**Figura 4.16:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los 4 primeros modos de CubeSat con 8 Radiales en Configuración X en 320 MHz

## CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G

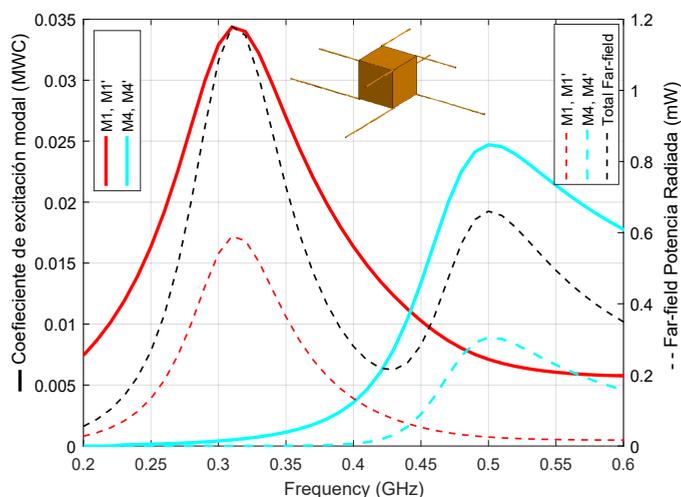
---

$$\frac{\lambda_{M4x}}{2} \approx 2R_{LF} + L\sqrt{2} \quad (4.11)$$

donde  $R_{LF}$  es la longitud del radial corto y  $L$  es el lado del cubo.

### Combinación de modos de la configuración L

Enfocándonos nuevamente en la Configuración L, en esta sección se determinará qué modos deben ser excitados para obtener un diagrama de radiación directiva hacia el nadir, con el mayor ancho de banda posible y polarización lineal.

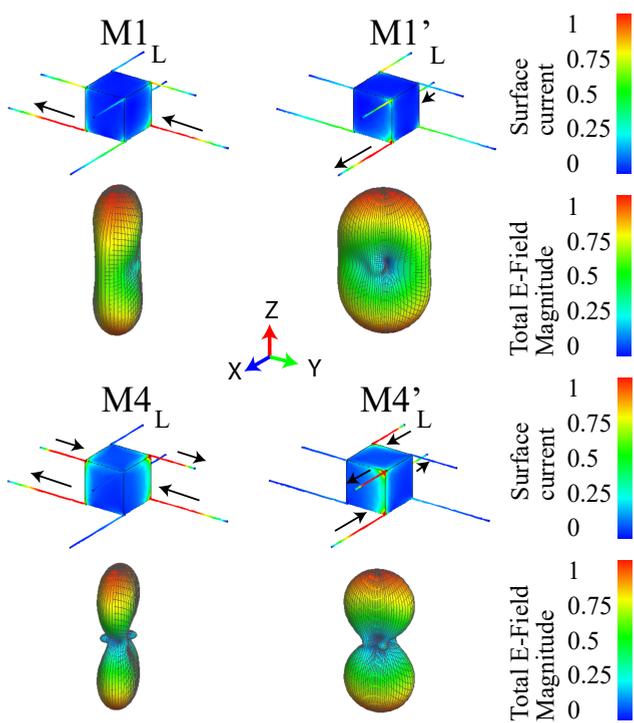


**Figura 4.17:** Coeficientes de excitación modal y potencia de radiación en campo lejano de la configuración L.

Para lograr estos objetivos, examinaremos la antena en recepción. Iluminaremos la estructura de la configuración L con una onda plana de polarización circular desde la tierra (eje  $z$ ), con el objetivo de determinar la alimentación óptima que genere la máxima radiación en la dirección del nadir.

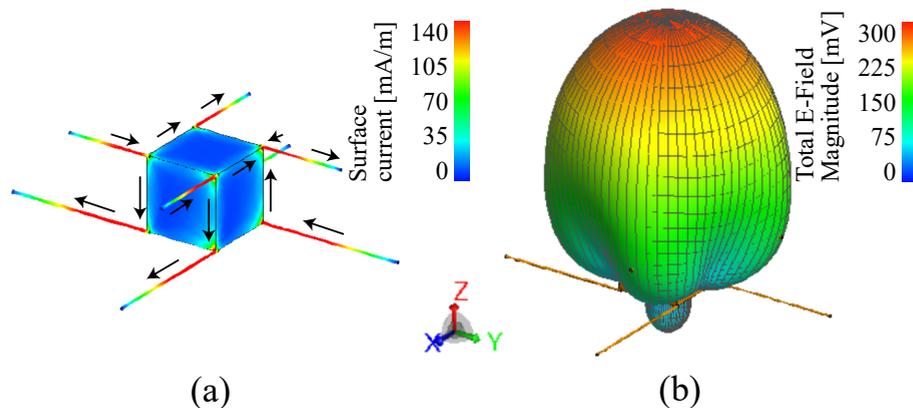
En las curvas continuas de la Fig. 4.17, representadas en el eje vertical izquierdo, se muestra el coeficiente de excitación o peso modal. Solo los modos M1, M1', M4 y M4' tienen valores diferentes de cero, por lo tanto, los demás modos se excluyeron de la gráfica. Las curvas de M1 y M1' se superponen, al igual que ocurre con las curvas de M4 y M4'.

Como se mencionó en este apartado, las longitudes de los radiales de la Configuración L se han optimizado para lograr que los modos M1 y M4, junto con sus modos degenerados M1' y M4', se crucen alrededor de la frecuencia de



**Figura 4.18:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación de los modos a combinar de la Configuración L en 435 MHz.

## CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G



**Figura 4.19:** Combinación de Modos M1, M1', M4 y M4' de la configuración L. a) Distribución de corriente de modos combinados, b) Diagrama radiación de Modos combinados.

435 MHz, como se puede observar en la Fig. 4.17. Esto permite una combinación de modos que incrementa el ancho de banda resultante entorno a 435 MHz.

Así también, en la Fig. 4.17 se presenta la potencia total radiada (línea discontinua de color negro y medida en el eje vertical derecho), que es producida por la contribución de las potencias individuales de los modos M1, M1' y M4, M4' (líneas discontinuas de color rojo y celeste).

Para observar la distribución de corrientes y diagramas de radiación de la configuración L, esta vez en la frecuencia de cruce del peso modal (435 MHz), la Fig. 4.18 muestra los modos de interés. Se observa que los modos M1, M1', M4 y M4' han evolucionado y sus diagramas son bidireccionales en el eje  $z$ . El diagrama bidireccional de M1 y M1' tiene el mismo signo en ambas direcciones (eje  $+z$  y  $-z$ ), mientras que M4 y M4' tienen signos diferentes. Mediante una combinación teórica adecuada de los modos suma y diferencia de M1, M1', M4 y M4', se logrará un diagrama directivo.

El resultado de la combinación propuesta de modos produce un diagrama de radiación directivo hacia el nadir en la frecuencia de interés, como se muestra en la Fig. 4.19 (b). En la Fig. 4.19 (a), se puede observar la densidad de corrientes resultante de dicha combinación. Se destaca una concentración significativa de corrientes en los radiales, cerca de los vértices del cubo a los que están conectados, lo cual los convierte en ubicaciones ideales para colocar las alimentaciones.

Los criterios de diseño hallados en esta sección se detallan en las siguientes conclusiones. Estos criterios servirán para diseñar una antena para CubeSat en la frecuencia de 435 MHz en la Sección 5.5.

## Conclusiones

Mediante el análisis de modos característicos se ha demostrado que el chasis de un CubeSat de dimensiones 1U puede resonar en la banda de VHF/UHF al completar su estructura con radiales, lo que implica aumentar su tamaño eléctrico. Además, al ubicar 4 radiales simétricos sobre el plano de una de las caras del cubo y conectarlos a sus vértices, se puede lograr polarización circular por combinación de modos degenerados. Por otro lado, al colocar 4 radiales largos y 4 radiales cortos en las caras opuestas del cubo, siguiendo el diseño de una antena Yagi con elementos activos y directores, es posible concentrar la radiación en una sola dirección. Esta configuración permite también obtener un mayor ancho de banda mediante la combinación de 2 modos de resonancia cercanos. La longitud de los radiales largos controla la primera resonancia, mientras que los radiales cortos controlan la segunda resonancia.

## 4.3. Otras geometrías 3D

En esta sección se llevará a cabo un estudio de varias geometrías 3D canónicas, como el prisma rectangular, el cilindro alto y el cilindro bajo. Estas geometrías son de especial interés debido a su relevancia en el contexto de los nanosatélites y su potencial aplicación en el diseño de cavidades.

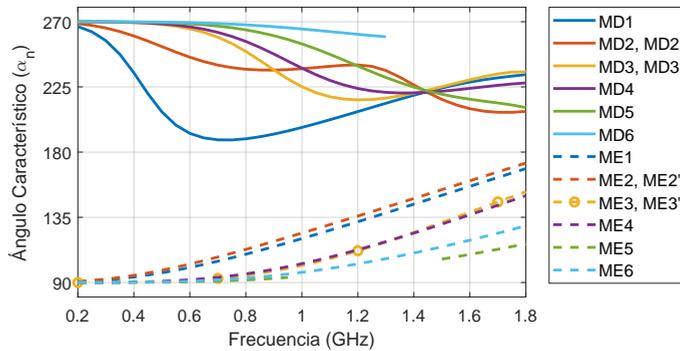
### 4.3.1. Prima rectangular

Entre las varias configuraciones de CubeSat se encuentran las geometrías prismáticas. A continuación, se llevará a cabo un estudio de los modos característicos de un CubeSat prismático de 2U ( $10 \times 10 \times 20 \text{ cm}^3$ ). En la Fig. 4.20 se presentan los ángulos característicos de la estructura prismática. Se observa que la estructura produce modos tipo dipolo (MD) representados por líneas continuas, y modos tipo espira (ME) representados por líneas discontinuas.

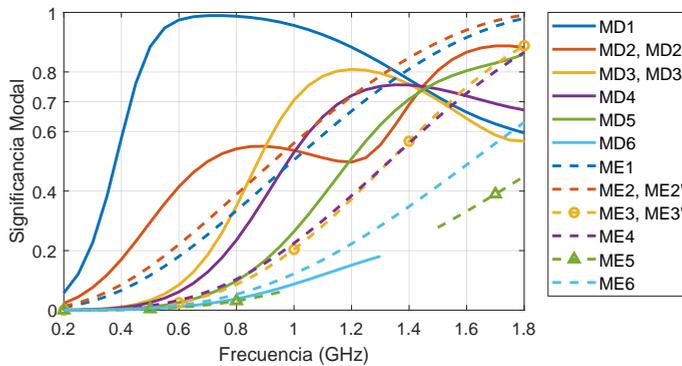
Debido a que las curvas de ángulo característico del prisma rectangular no cruzan por  $180^\circ$ , es decir no resuenan, se propone clasificar los modos dipolo por el orden que va apareciendo los picos de significancia modal. En la Fig. 4.22 se presenta la significancia modal del prisma 2U. El modo MD1 es el modo fundamental con un pico máximo cerca de la unidad entorno a los 700 MHz. Además, presenta un importante ancho de banda modal, que abarca a los modos MD2, MD3 y parte del MD4.

En cuanto a los modos tipo espira (ME), al ser modos no resonantes, se han ordenado de acuerdo a la equivalencia de la forma del diagrama con los modos dipolo (MD), como se muestra en la Fig. 4.22. Cabe destacar que la polarización es ortogonal entre los modos MD $n$  y ME $n$ .

## CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G



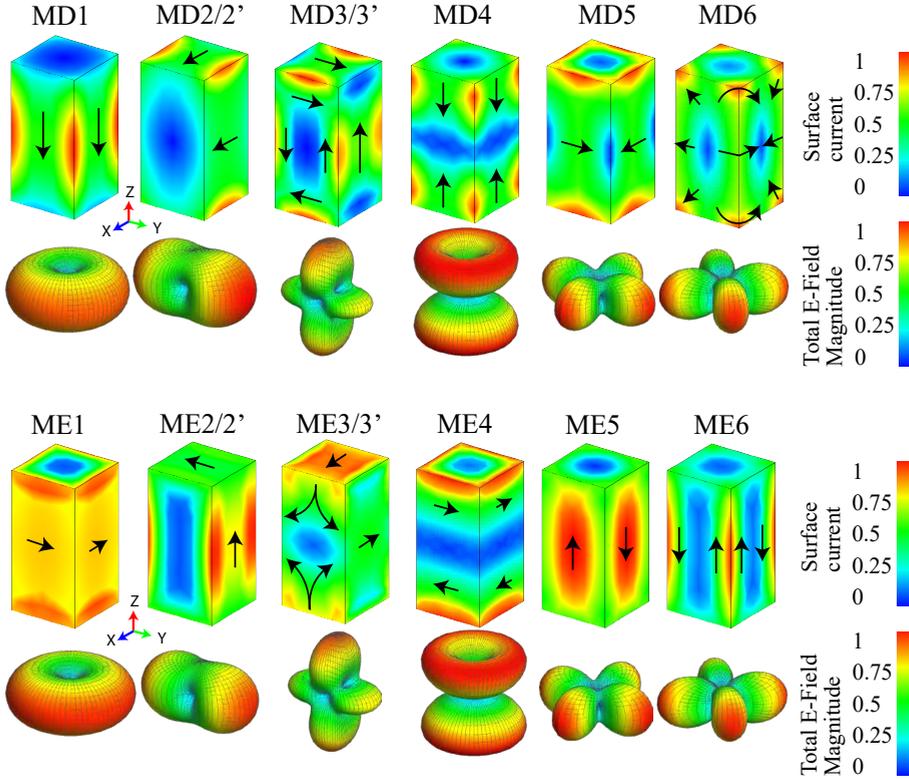
**Figura 4.20:** Ángulo Característicos del prisma rectangular de  $10 \times 10 \times 20 \text{ cm}^3$ .



**Figura 4.21:** Significancia Modal del prisma rectangular de  $10 \times 10 \times 20 \text{ cm}^3$ .

Observando la distribución de corrientes entre el modo MD1 y MD2/2' en la Fig. 4.22, se puede observar que ambos modos presentan una distribución de corrientes tipo dipolo. Sin embargo, debido a la geometría de la estructura, tienen resonancias diferentes. En el modo MD1, las corrientes fluyen desde y hacia las caras cuadradas del prisma, siendo más intensas en las aristas paralelas al eje  $z$ , lo que produce un diagrama de radiación toroidal.

El modo M2/2' se ha designado de esta manera para representar tanto al modo principal MD2 como a su modo degenerado MD2'. En la curva de significancia modal del MD2, se pueden observar dos picos distintos. El primer pico se encuentra alrededor de los 800 MHz, mientras que el segundo pico, con una mayor significancia modal, se encuentra en 1.7 GHz. Estos dos picos son el resultado de las diferentes trayectorias que toman las corrientes entre las caras rectangulares opuestas del prisma. Una trayectoria más larga atraviesa la cara cuadrada superior o inferior del prisma, mientras que una trayectoria más corta



**Figura 4.22:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales del prisma rectangular de  $10 \times 10 \times 20 \text{ cm}^3$ , analizado en 700 MHz en la resonancia del modo fundamental.

pasa por las caras rectangulares laterales. Debido a la simetría tridimensional del prisma, tanto los modos M2 como M3, tanto en la configuración dipolo como en la espira, tienen modos degenerados M2' y M3'.

En comparación con la estructura cúbica, en la estructura prismática se ha separado el modo fundamental en MD1, MD2 y MD2', ya que no presentan simetría geométrica.

Desde el punto de vista de radiación, la forma geométrica del prisma rectangular es más eficiente que la del cubo. El ancho de banda modal del prisma rectangular es aproximadamente de 1.1 GHz, mientras que el ancho de banda modal del cubo es de solo 400 MHz. Además, el prisma rectangular, con el doble de tamaño que el CubeSat de 1U, presenta un pico de resonancia alrededor de los 700 MHz, mientras que el cubo tiene una resonancia en 1.05 GHz.

### 4.3.2. Cilindro bajo

En este apartado se presenta una estructura cilíndrica que, con fines comparativos, tiene dimensiones similares a las estructuras cúbica. La cara circular del cilindro tiene un perímetro de 40 cm, al igual que el perímetro de una de las caras del cubo. Además, la altura del cilindro es de 10 cm, que es igual al lado del cubo. Debido a estas dimensiones comparables, los modos característicos del cilindro presentan similitudes con los modos del cubo, lo que permite realizar una comparación entre ellos.

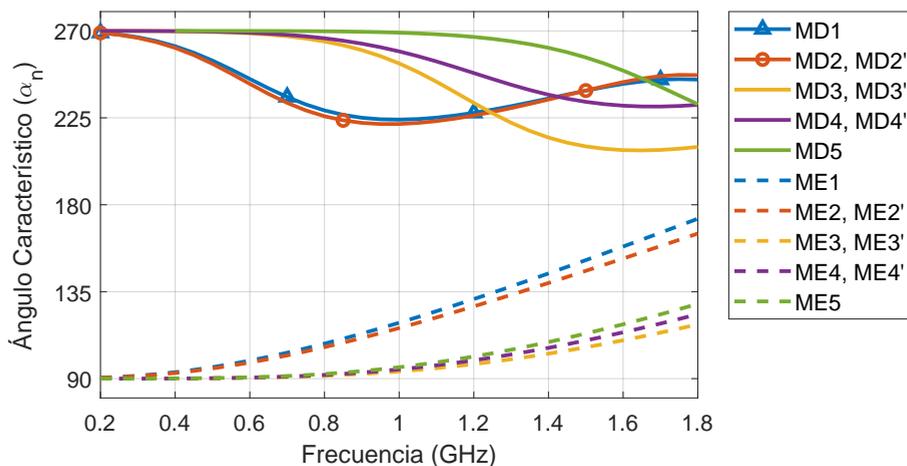


Figura 4.23: Ángulo Característicos del Cilindro bajo.

En la Fig. 4.23 y Fig. 4.24 se presentan el ángulo característico y la significancia modal, respectivamente, del cilindro. Estos gráficos muestran un comportamiento muy similar al del cubo. Al igual que en el cubo, en esta figura geométrica también se forman modos dipolo y modos espira. Los modos espira, al no ser resonantes, se han clasificado de acuerdo con la equivalencia de la forma del diagrama de radiación con los modos dipolo.

Es importante destacar que la forma de los diagramas de los modos dipolo y espira son equivalentes, es decir, tienen diagramas similares en términos de magnitud, pero sus polarizaciones son ortogonales entre sí. Esto significa que aunque los patrones de radiación puedan ser similares en términos de forma, la dirección y orientación de las corrientes involucradas en cada modo son distintas, lo que resulta en polarizaciones perpendiculares entre los modos dipolo y espira.

El modo fundamental del cilindro se ha separado en MD1 y MD2 con su modo degenerado MD2', debido a la falta de simetría, pero sus curvas de ángulo característico y significancia modal son similares.

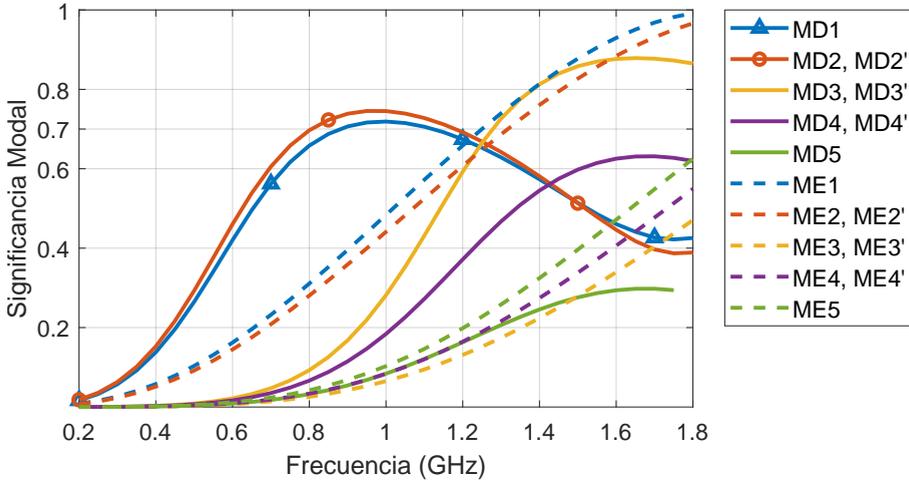


Figura 4.24: Significancia Modal del Cilindro bajo.

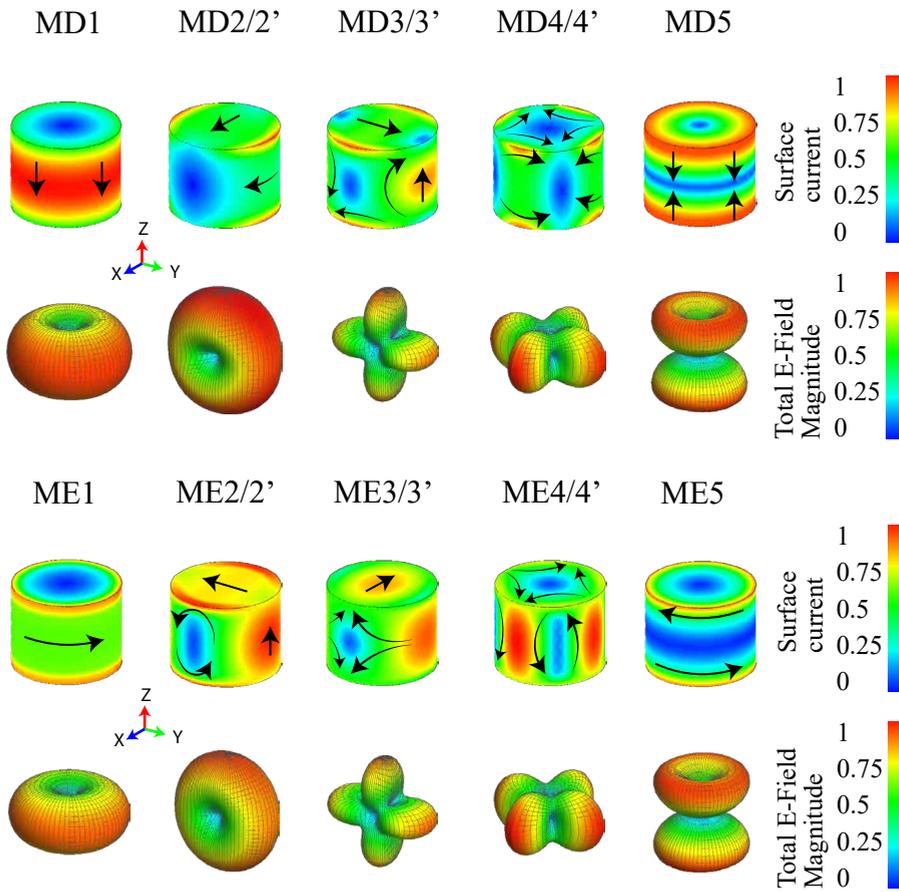
El modo fundamental del cilindro se ha separado en MD1 y MD2, junto con su modo degenerado MD2', debido a la falta de simetría en la estructura cilíndrica. La distribución de corrientes del cilindro se presentan en la Fig. 4.25. Aunque los modos MD1 y MD2 presentan diferencias en la distribución de corrientes debido la geometría del cilindro, sus curvas de ángulo característico y significancia modal son similares. Los modos MD1 y MD2, tienen características de radiación comparables en el cilindro por pertenecer al grupo de modos fundamentales.

Es cierto que el modo fundamental MD1 del cilindro, al igual que en el caso del cubo, no es un buen radiador en comparación con el prisma rectangular. En la Fig. 4.24, se puede observar que el modo fundamental del cilindro apenas alcanza un nivel de significancia modal de 0.7 o incluso lo sobrepasa ligeramente el MD2. El ancho de banda modal del MD1 es de 100 MHz, y el del modo MD2 es de 200 MHz. Estos anchos de banda son relativamente estrechos en comparación con otros modos de orden superior.

Los modos fundamentales del cilindro, desde un punto de vista de radiación, son menos eficientes en comparación con los modos del prisma rectangular. Esto se debe a que en el modo fundamental del prisma rectangular, las corrientes tienden a concentrarse en las aristas, donde son más intensas. Además, las corrientes en el prisma rectangular siguen varios caminos entre la fuente y el drenaje. En cambio, en el modo MD1 del cilindro, las corrientes se distribuyen de manera uniforme y verticalmente. Sin embargo, es importante tener en cuenta que la forma en la que la corriente fluye en una superficie curva y continua, como en el caso del cilindro, es diferente a cómo fluye en el prisma, que tiene

**CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G**

---



**Figura 4.25:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales del Cilindro bajo, analizado en 1 GHz en la resonancia del modo fundamental. Dimensiones: perímetro del círculo de 40 cm y alto de 10 cm

una forma más larga y presenta discontinuidades. En la siguiente sección se estudiarán los modos característicos de un cilindro que tiene el doble de altura que el analizado en esta sección.

### 4.3.3. Cilindro alto

En este apartado se presenta una estructura que es el doble de larga que el cilindro alto analizado en el apartado anterior. El perímetro de la tapa circular se mantiene en 40 cm, mientras que la altura del cilindro se incrementa a 20 cm, igualando la altura de la estructura prismática. Estas dimensiones nos permitirán comparar el comportamiento modal de esta estructura con las del cubo, prisma rectangular y cilindro bajo analizadas en los apartados anteriores.

La Fig. 4.26 muestra el ángulo característico del cilindro alto, mientras que la Fig. 4.27 presenta la significancia modal correspondiente. Se observa que el comportamiento modal del cilindro alto es muy similar al del prisma rectangular. El modo fundamental del cilindro alto es eficiente en términos de radiación, al igual que ocurre con el prisma rectangular.

En la Fig. 4.28 se muestra la distribución de corrientes y los diagramas de radiación del cilindro alto. Estos diagramas son equivalentes a los de la estructura prismática rectangular. La distribución de corrientes y la radiación del cilindro alto siguen un patrón similar al del prisma rectangular.

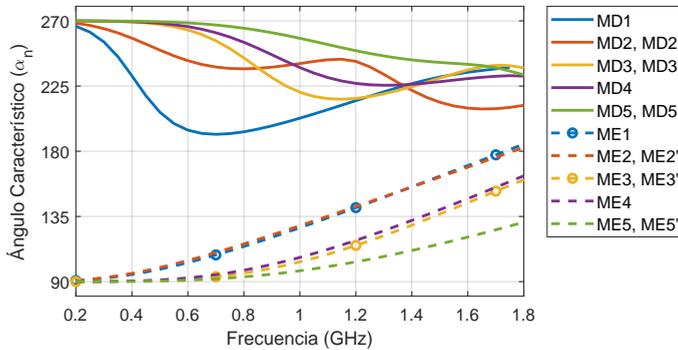
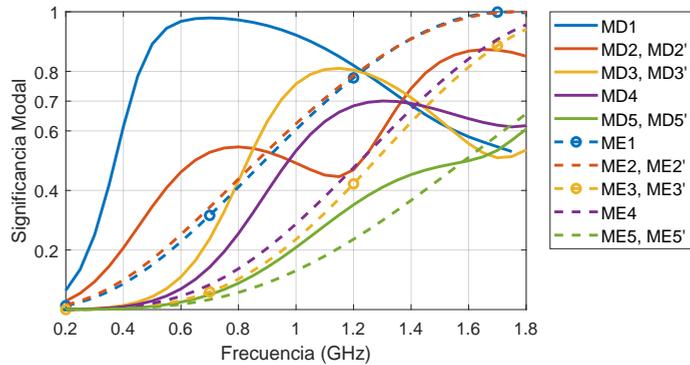


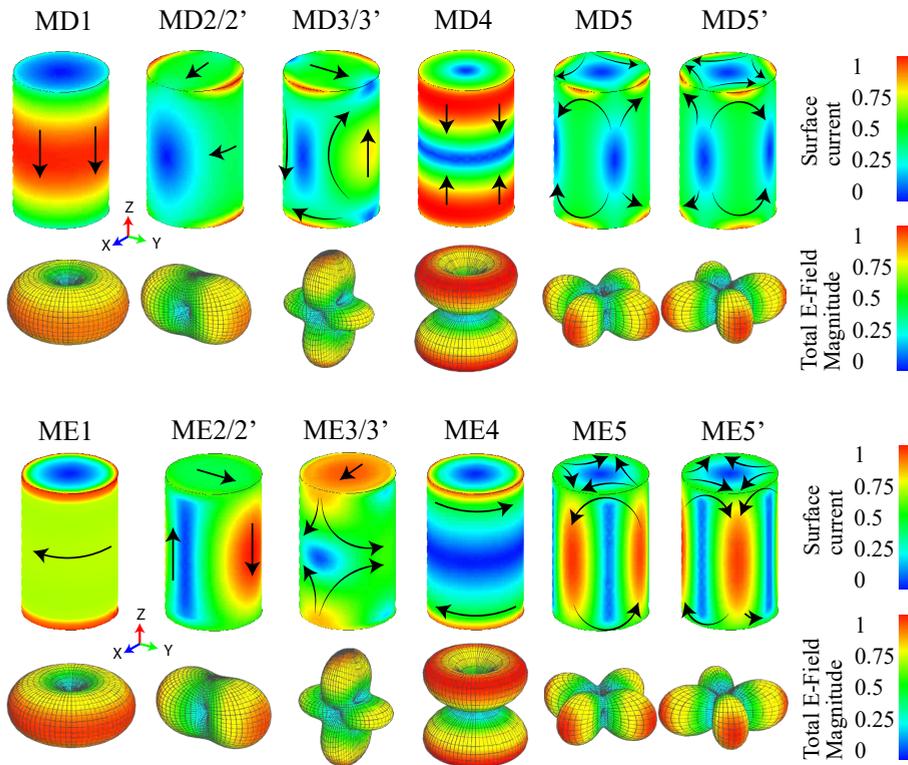
Figura 4.26: Ángulo Característicos del Cilindro Alto.

En las próximas secciones, se analizarán las cavidades abiertas con formas tanto cilíndricas como cuadradas, y se investigará cómo se acoplan a los modos de las estructuras sólidas estudiadas anteriormente. Se examinará cómo estas cavidades interactúan con elementos adicionales, como anillos o núcleos colocados en su interior.

**CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G**



**Figura 4.27:** Significancia Modal del Cilindro Alto.



**Figura 4.28:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales del Cilindro Alto, analizado en 700 MHz, resonancia del modo fundamental. Dimensiones: perímetro del círculo de 40 cm y alto del cilindro de 20 cm

## 4.4. Cavidades abiertas

Hasta este punto, hemos realizado un análisis de estructuras geométricas sólidas utilizando modos característicos. En esta sección, nos centraremos en el estudio de cavidades abiertas de forma cuadrada y cilíndrica utilizando el análisis de modos característicos. Además, examinaremos el uso de elementos de aislamiento de puertos en estas cavidades, como en el caso de la cavidad cuadrada con núcleos sólidos en forma de rombos en su interior. Por otro lado, estudiaremos una cavidad cilíndrica con un anillo que contiene monopolos en su apertura, los cuales se utilizarán como elementos de alimentación. Los criterios de diseño obtenidos en esta sección se usarán para alimentar las estructuras correspondientes y analizarlos con onda completa en el Capítulo 5.

### 4.4.1. Cavidad cuadrada compuesta

En esta sección se analizarán los modos característicos de una cavidad cuadrada abierta de dimensiones  $7.5 \times 7.5 \times 1.9 \text{ cm}^3$  y de 1 mm de espesor. A demás se analizará el efecto en la respuesta modal que causa al ubicar un núcleo central romboidal grande y pequeño al interior de la cavidad. El núcleo grande tiene dimensiones de  $4.5 \times 4.5 \times 4.5 \text{ cm}^3$  con una apertura de  $0.86 \text{ cm}$  con la pared de la cavidad, y el núcleo pequeño es de  $1.8 \times 1.8 \times 1.9 \text{ cm}^3$ . En la Sección 5.6.1 y 5.6.2 se alimentan estas dos estructuras basados en los resultados modales de esta sección.

En la Fig. 4.29 (a), (b) y (c) se presenta la significancia modal de la cavidad vacía, la cavidad con el núcleo grande y la cavidad con el núcleo pequeño respectivamente. Las curvas de los modos degenerados u ortogonales de los modos M1 y M5 están superpuestos.

Al introducir el núcleo grande o pequeño en el interior de la cavidad, tanto el modo fundamental M1 como los modos de orden superior M2, M3, M5 y M0 no se ven afectados.

Por otro lado, el modo M4 (curva de color púrpura) se ve afectado por la introducción del núcleo dentro de la cavidad. Su resonancia se desplaza a frecuencias medias alrededor de 2.6 GHz y 2.5 GHz para el núcleo grande y pequeño, respectivamente. Con la adición del núcleo, se observa que el modo M4 pasa a ser un modo de banda estrecha en frecuencias medias, y su significancia modal se atenúa en frecuencias más altas.

En este documento, en la sección 3.2, se analizó la significancia modal de una placa cuadrada de  $10 \times 10 \text{ cm}^2$  (Fig. 3.3), que es 1.33 veces más grande que la base cuadrada de la cavidad de esta sección. Al comparar la significancia modal de la placa cuadrada y la cavidad cuadrada vacía, se observa que la resonancia de sus tres primeros modos están próximos a los de la placa cuadrada, que tiene un área mayor en el plano  $xy$ . Esto se debe a que la longitud de las paredes de

CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G

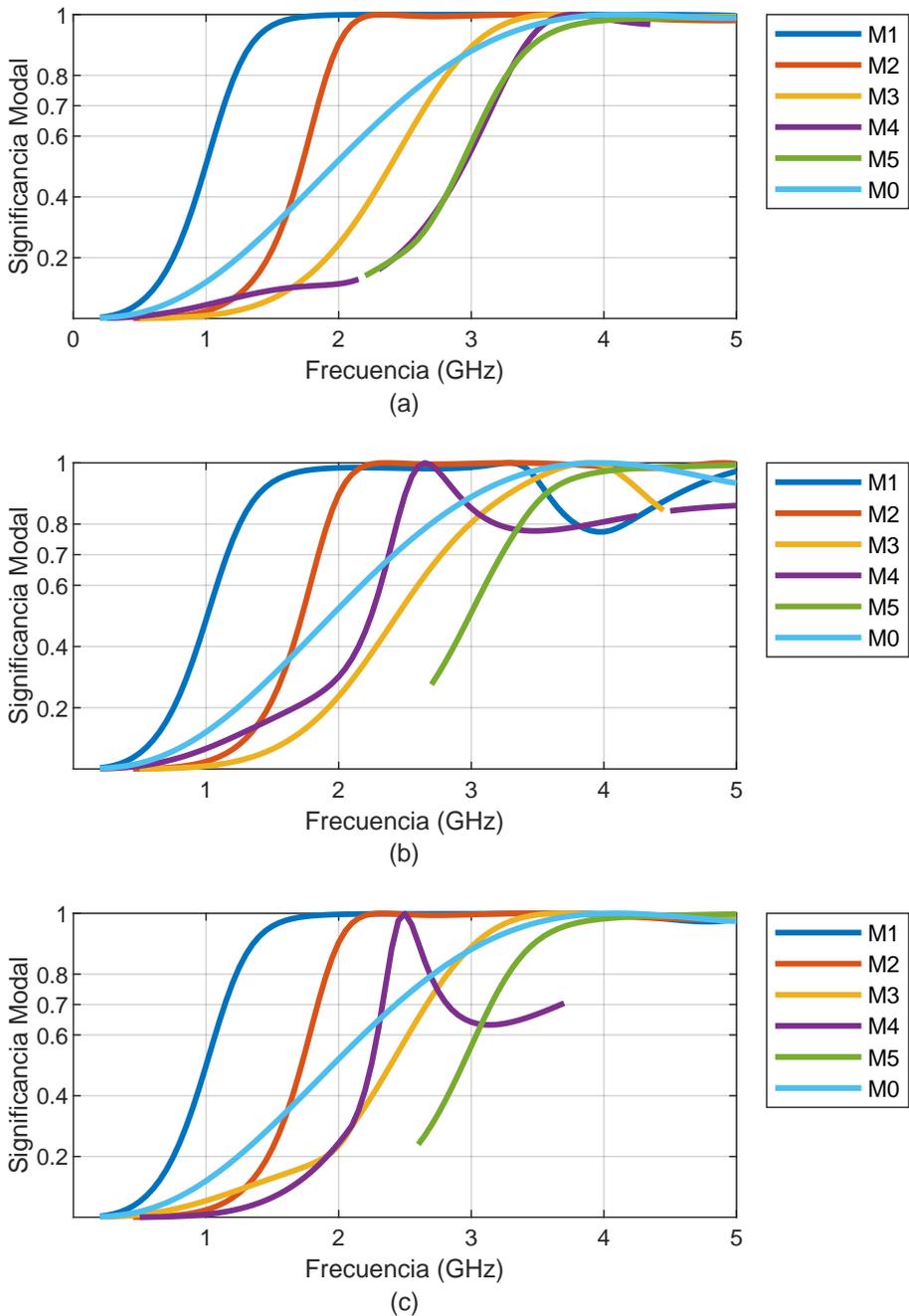
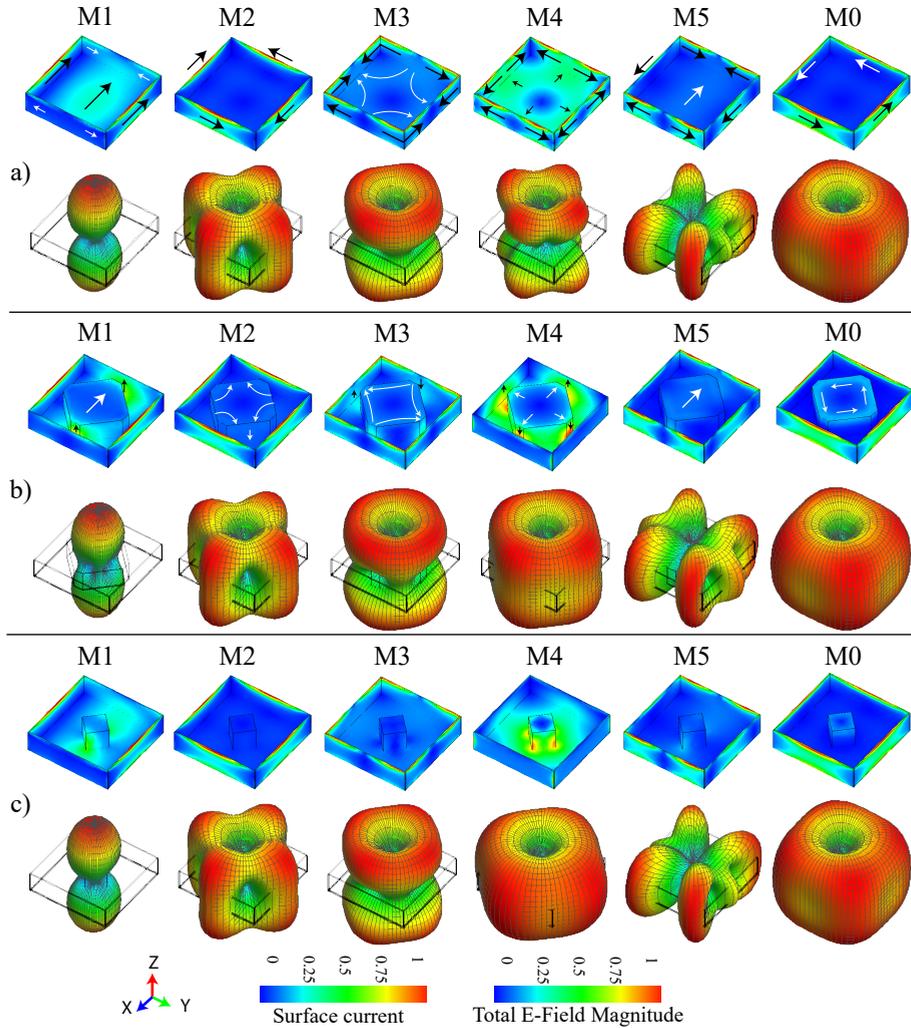


Figura 4.29: Significancia Modal de: a) Cavity sin núcleo, b) Cavity con núcleo grande, c) Cavity con núcleo pequeño.



**Figura 4.30:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales de una cavidad de  $7.5 \times 7.5 \times 1.9 \text{ cm}^3$ . a) Cavidad sin núcleo, b) Cavidad con núcleo grande de  $4.5 \times 4.5 \times 1.9 \text{ cm}^3$  y apertura de  $0.86 \text{ cm}$  con la pared de la cavidad, c) Cavidad con núcleo pequeño de  $1.8 \times 1.8 \times 1.9 \text{ cm}^3$ .

## CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G

---

la cavidad aumenta el camino de las corrientes, lo que provoca una resonancia a una frecuencia más baja.

A continuación, observaremos como la distribución de corrientes del cuadrado (Fig. 3.1) se acoplan a las corrientes modales en la cavidad cuadrada (Fig. 4.30 (a)).

La distribución de corrientes de la cavidad vacía se presentan en la Fig. 4.30 (a). Se observa que la distribución de corrientes modales M1, M2, M3 y M4 del cuadrado (Fig. 3.1) se acoplan con mayor intensidad sobre el borde de las paredes de la cavidad cuadrada de los modos M1, M2, M3 y M0 respectivamente.

Las corrientes del modo M1 también son más intensas en el centro de la cavidad, y esta corriente es la dominante para determinar la frecuencia de resonancia. En particular, en la frecuencia de resonancia,  $\lambda/2$  es igual a la suma del lado de la cavidad más la longitud de una pared.

El modo M4 presenta corrientes radiales en el interior de la cavidad, con acumulación de cargas tanto en el centro de la tapa interna de la cavidad como en las esquinas internas de la cavidad, pero con cargas de signo contrario. Esto produce líneas de campo TEM en el plano superior de la apertura de la cavidad, similares a los campos generados por una línea de transmisión coaxial.

Al introducir el núcleo grande en el interior de la cavidad cuadrada, se acopla la misma distribución de corrientes que en la cavidad vacía, pero ahora fluyen a nivel de la apertura sobre el núcleo de la cavidad. La distribución de corrientes con el núcleo grande se muestra en la Fig. 4.30 (b), y solo se han dibujado las corrientes sobre el núcleo, ya que las corrientes en el resto de la cavidad son las mismas que sin el núcleo (Fig. 4.30 (a)).

Una mayor intensidad de corrientes se ha formado en la apertura, entre la pared de la cavidad y el núcleo grande en los modos M1 y M4 (Fig. 4.30 (b)). En el modo M1 esta mayor intensidad de corrientes se da entre las dos aperturas coloniales o contrarias, y en el modo M4 en todas las aperturas. Además, en el modo M4 las corrientes han dejado de ser intensas en las paredes externas de la cavidad. En todos los modos las corrientes son menos intensas sobre el núcleo.

En cuanto al núcleo pequeño dentro de la cavidad, la distribución de corrientes es la misma que en el núcleo grande, por lo que no se ha dibujado sus corrientes en la Fig. 4.30 (c). El modo M4 tiene corrientes radiales al interior de la cavidad, similar al M4 de la cavidad con núcleo grande, formando líneas de campo TEM en el plano de la apertura de la cavidad, similar a como se ha mencionado de la cavidad grande.

Otro efecto que se observa al introducir el núcleo dentro de la cavidad, es la modificación del diagrama de radiación en el modo M4. En los modos M1, M2, M3, M5 y M0 los diagramas de radiación permanecen sin mayor alteración. Pero en el modo M4, al introducir el núcleo sea formado un diagrama tipo dipolo, siendo más pronunciado este efecto en la cavidad con el núcleo pequeño.

Con el fin de determinar que modos se excitan para obtener un diagrama de radiación inclinado, se incide sobre la estructura una onda plana desde  $\phi = 60$  y  $\theta = 0$ . En la Fig. 4.31 (a), (b), y (c) se presenta el coeficiente de excitación o peso modal de la cavidad cuadrada sin núcleo, la cavidad con el núcleo grande, y la cavidad con el núcleo pequeño respectivamente. Se observa que hasta 2 GHz el modo dominante es el modo fundamental, y luego es una combinación de varios modos de orden superior. Además, se observa como el pico máximo del coeficiente de excitación modal del modo M4 se ve desplazado a frecuencias medias con la introducción del núcleo en la cavidad, siendo más pronunciado este efecto en el núcleo pequeño.

En la Fig. 4.32, se ha realizado un análisis incidiendo con una onda plana desde  $\phi = 60$  y  $\theta = 0$ , al igual que en el análisis del coeficiente de excitación o peso modal, para observar cuánta potencia aporta cada modo en comparación con la potencia dispersada por la estructura utilizando el Método de los Momentos (curva de color gris denominada "Total"). Se observa que a frecuencias bajas, el pico de potencia total es proporcionado por el modo fundamental M1 en las tres cavidades analizadas. Sin embargo, a frecuencias más altas, en la cavidad sin núcleo (Fig. 4.32 (a)), se tiene un pico que sigue la forma de la curva de potencia del modo M4.

Por otro lado, al introducir el núcleo dentro de la cavidad, el pico de potencia del modo M4 se desplaza a frecuencias medias y está relacionado con el modo M4, como se observa en las Fig. 4.32 (b) y (c). Incluso la potencia total llega a aplanarse después del pico de potencia en la cavidad con el núcleo pequeño.

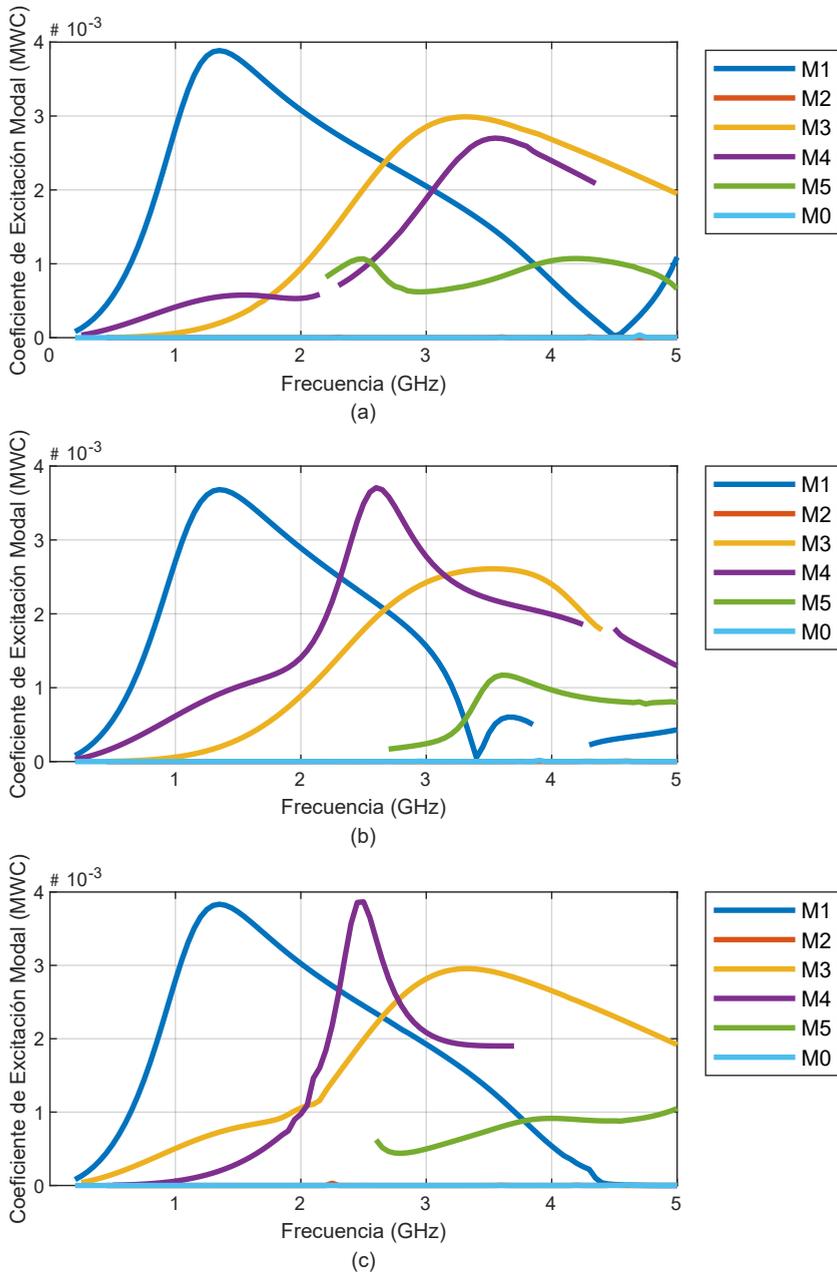
En base al criterio de aislamiento entre puertos, que se resume en las siguientes conclusiones, se diseñarán antenas multipuerto en la Sección 5.6, tanto para la cavidad con núcleo grande como para la cavidad con núcleo pequeño que se han analizado. El objetivo será obtener un gran ancho de banda con 4 haces independientes y un amplio ancho de banda por combinación de modos para aplicaciones MIMO. Por lo tanto, el aislamiento entre los puertos es un requisito importante.

## Conclusiones

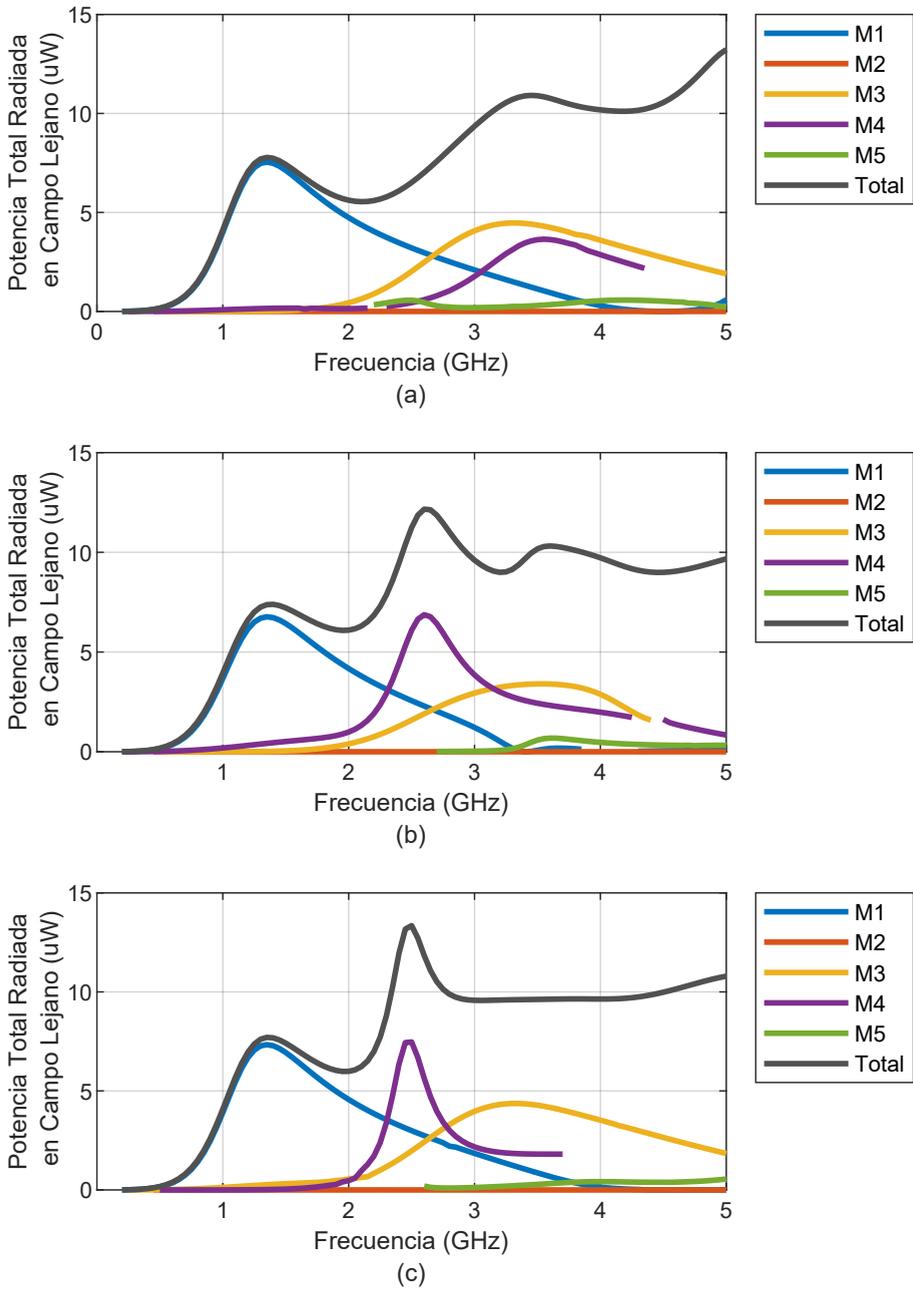
En base a los resultados modales obtenidos en esta sección, es evidente que en la cavidad vacía, el modo M4 causará mayor acoplamiento entre los puertos, debido a que tiene mayor intensidad de corrientes en los bordes centrales de las paredes, puntos donde se alimentará la estructura.

Al adherir al interior de la cavidad cuadrada un núcleo central grande o pequeño, se desplaza la resonancia del modo M4 a frecuencias medias. Esto permite que entre puertos exista mayor aislamiento en rangos de frecuencia superiores al ancho de banda modal del modo M4. Es decir que, para obtener aplicaciones con gran ancho de banda, haces independientes y buen aislamiento

**CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G**



**Figura 4.31:** Coeficiente de excitación o peso modal de una cavidad de  $7.5 \times 7.5 \times 1.9 \text{ cm}^3$ . a) Cavidad sin núcleo, b) Cavidad con núcleo grande, c) Cavidad con núcleo pequeño.



**Figura 4.32:** Potencial Total Radiada en Campo Lejano de una cavidad de  $7.5 \times 7.5 \times 1.9 \text{ cm}^3$ . a) Cavidad sin núcleo, b) Cavidad con núcleo grande, c) Cavidad con núcleo pequeño.

## CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G

---

entre puertos, la estructura debería funcionar en frecuencias superiores a la resonancia del modo M4 de la cavidad con núcleo. Lo último también indica que, además de evitar el rango de frecuencias del modo M4, también se debe filtrar las frecuencias bajas del modo fundamental M1, y que la radiación de la estructura será causado por la combinación de varios modos de orden superior.

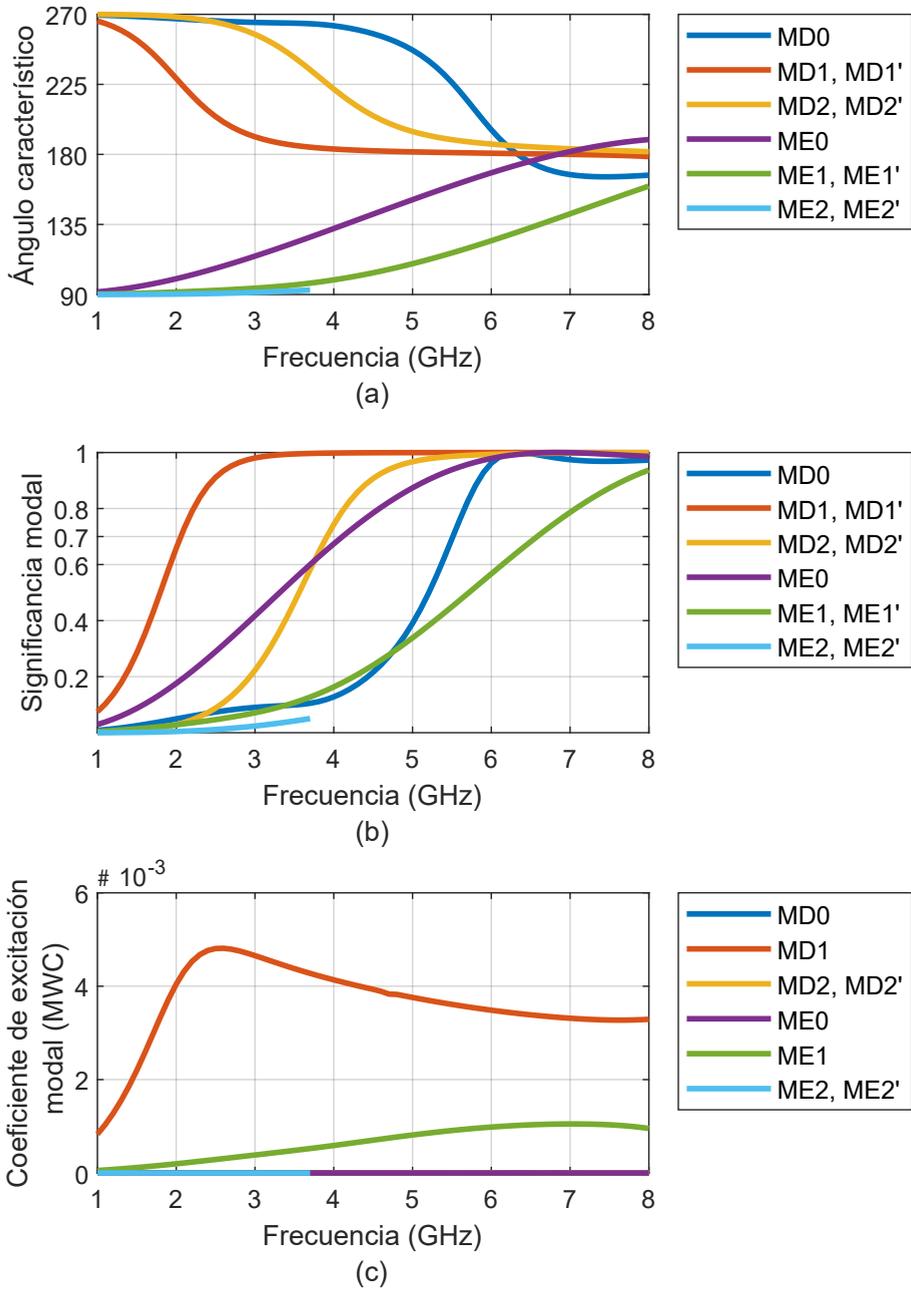
Para simplificar el análisis de los modos responsables del acoplamiento entre puertos, de forma conceptual, en este estudio se ha incidido con una onda plana inclinada sobre unos de los lados de la estructura para evidenciar claramente los efectos del modo M4. En [65] se evidencian estos efectos alimentando un puerto y observando la potencia que aporta cada modo.

### 4.4.2. Cavidad Cilíndrica

A continuación se analizará los modos característicos de una cavidad cilíndrica abierta de radio de 2.5 cm con una altura de 1 cm y espesor de 0.035 cm. El presente estudio se realiza como parte de la explicación teórica de la antena que se propone en la Sección 5.7, misma que esta compuesta por una cavidad cilíndrica de tamaño proporcional a la que se analiza en esta sección. En la Sección 3.6.1, se analizaron los modos característicos de una placa circular con el mismo radio que la base circular del cilindro en esta sección, con el objetivo de realizar comparaciones y observar cómo evolucionan hacia una estructura tridimensional.

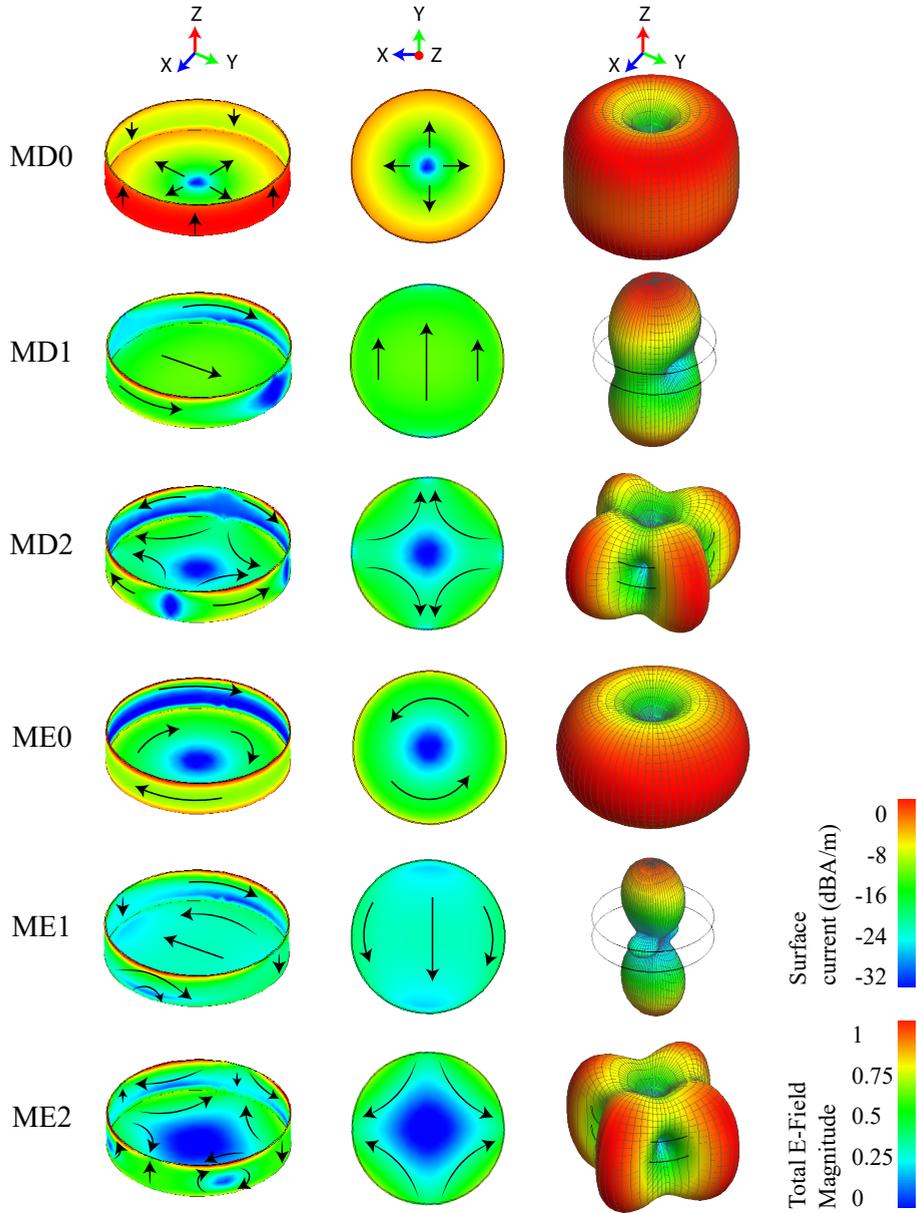
En la Fig. 4.33 (a), (b) y (c) se presenta los resultados modales de ángulo característico, significancia modal y coeficiente de excitación o peso modal de la cavidad cilíndrica. En la Fig. 4.33 (a) se observan bien definidos tanto modos dipolo (MD) por encima de la fase de  $180^\circ$  y modos espira (ME) por debajo de la fase de  $180^\circ$ . Las curvas entre modos ortogonales o degenerados se encuentran superpuestas como por ejemplo el MD1 y MD1'.

En la Fig. 4.33 (b), se observa una significancia modal muy similar a la de la placa circular en la Fig. 3.27 (a), pero desplazada hacia frecuencias más bajas, alrededor de los 400 MHz. Esto se debe a la adición de la altura de la pared de la cavidad, lo cual aumenta la longitud efectiva y provoca el desplazamiento en frecuencia. En la Fig. 4.34 se presenta la distribución de corrientes y diagramas de radiación modales sobre la cavidad circular. No se presentan la distribución de corrientes de los modos degenerados porque son los mismo que el modo principal pero girados  $90^\circ$  con respecto al eje  $z$ . Se observa que las corrientes de la placa circular (Fig. 3.24) se acoplan o siguen el camino por las paredes de la cavidad de los modos MD0, MD1, MD2 y ME0. En las corrientes de los modos espira ME1 y ME2 en la tapa interna de cavidad se observa una distribución de corrientes tipo dipolo como el MD1 y MD2 del disco; así también, en la pared interna también se observan corrientes tipo dipolo que siguen a las corrientes de la tapa interna pero con fase invertida. Las espiras de corrientes se forman

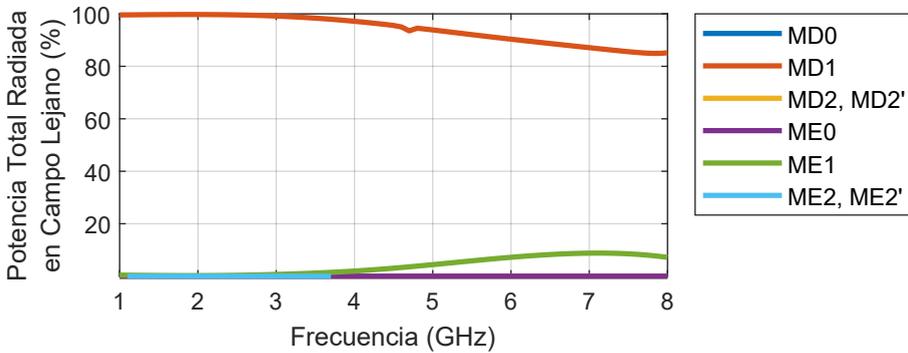


**Figura 4.33:** Análisis de modos característicos de una cavidad cilíndrica. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación modal (MWC).

**CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G**



**Figura 4.34:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales de una cavidad cilíndrica en 3 GHz. Las dimensiones son de radio de 2.5 cm de radio, 1 cm de altura y 0.035 cm de espesor de las paredes.



**Figura 4.35:** Porcentaje de potencia total radiada en campo lejano de los modos característicos una cavidad cilíndrica al incidir sobre la estructura de forma perpendicular con una onda plana de polarización vertical.

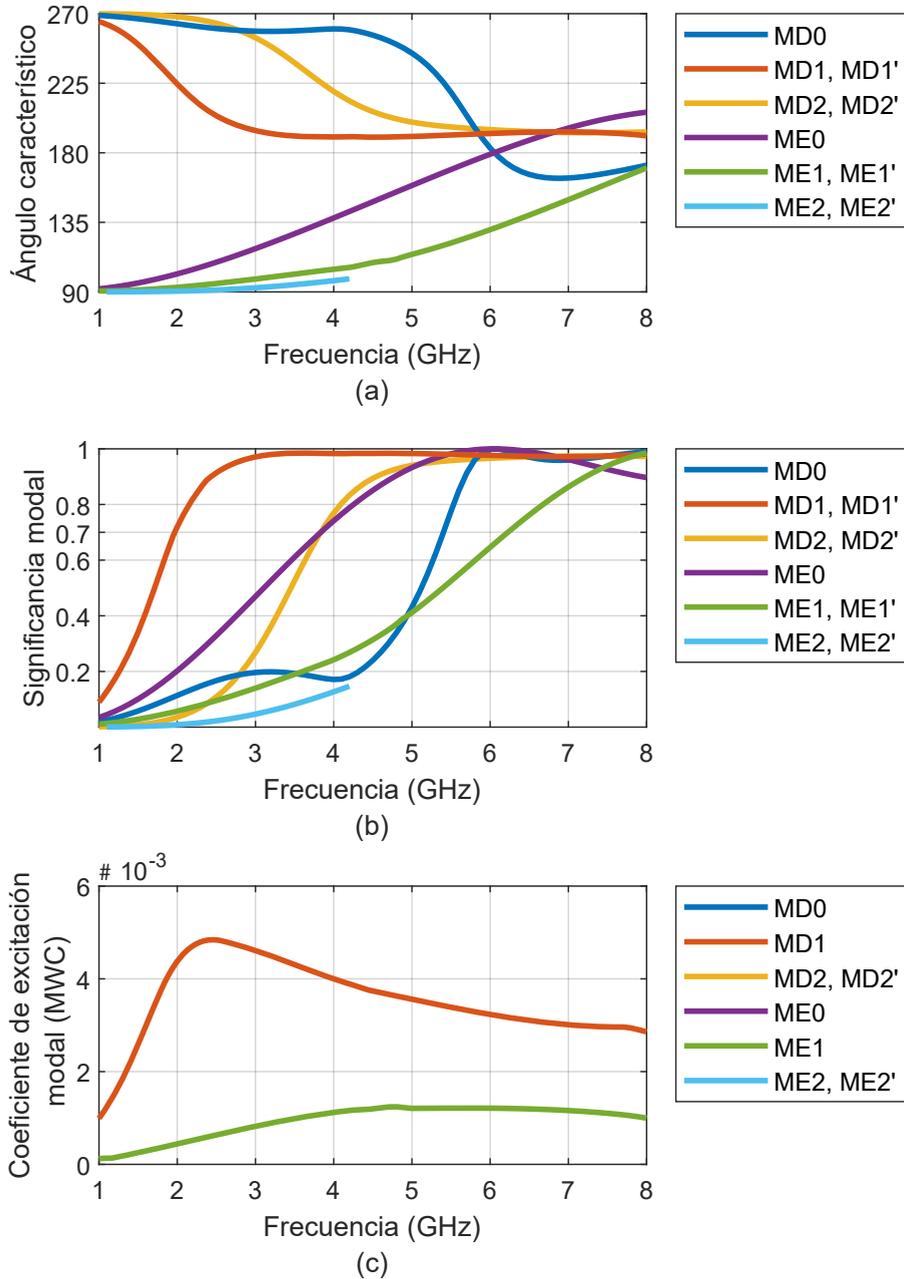
entre la pared y tapa externas de la cavidad. Los diagramas de radiación de los modos MD1 y ME1 son bidireccionales sobre el eje  $z$ .

En función de conocer los modos que se excitan para formar un diagrama de radiación en dirección del eje  $z$ , se incide sobre la estructura de forma perpendicular una onda plana con polarización vertical. Los resultados se observan en la Fig. 4.33 (c) del coeficiente de excitación o peso modal. Se observa que el modo dominante en el rango de frecuencias de análisis es el modo MD1, y en menor intensidad el modo ME1 que se pronuncia más a frecuencias superiores. Lo mencionado también se evidencia en el porcentaje de potencia radiada por cada modo presentada en la Fig. 4.35.

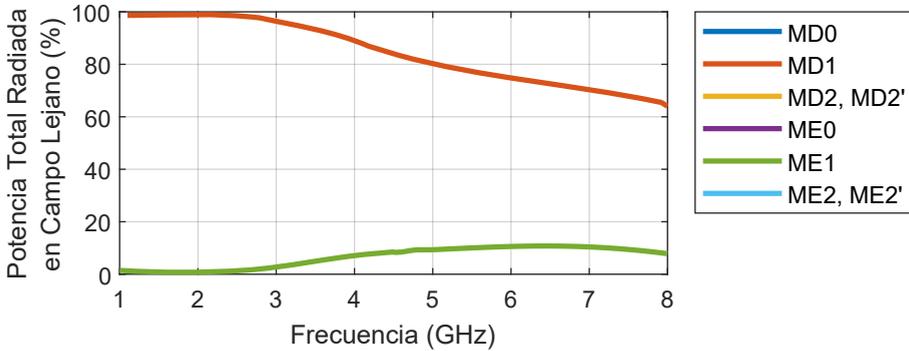
En la Sección 5.7 se diseña una antena con una cavidad cilíndrica, pero con una tapa inferior más gruesa que la analizada hasta el momento. Por tal razón, los modos han sido calculados con un espesor proporcional (0.4 cm de espesor), y los resultados modales se presentan en la Fig. 4.36 y 4.37. Se observa una ligera variación en las curvas de los modos con base de espesor grueso en comparación con la base delgada de la Fig. 4.33. La variación más representativa es puede observar en el Coeficiente de excitación o peso modal de la Fig. 4.36 (c), donde el efecto de aumentar el grosor de la tapa circular hace que el modo ME1 aumente su peso modal y el MD1 disminuya en frecuencias medias y altas. Lo mismo se puede observar en la Fig. 4.37 de potencia porcentual de cada modo.

En la siguiente sección, se investigará el acoplamiento de modos entre una cavidad cilíndrica abierta con las dimensiones de esta sección y un anillo con dos monopolos en su interior, que fue estudiado de forma aislada en la Sección 3.6.3. El acoplamiento entre estas dos estructuras proporcionará el criterio de diseño para una antena similar propuesta en la Sección 5.7.

**CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G**



**Figura 4.36:** Análisis de modos característicos de una cavidad cilíndrica de tapa circular gruesa. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación modal (MWC).



**Figura 4.37:** Porcentaje de potencia total radiada en campo lejano de los modos característicos una cavidad cilíndrica al incidir sobre la estructura de forma perpendicular con una onda plana de polarización vertical de tapa circular gruesa.

## Conclusiones

La distribución de corrientes de la cavidad cilíndrica sigue el mismo patrón que la placa cuadrada circular. La respuesta modal en cuanto al ángulo característico y la significancia modal son similares. Sin embargo, la cavidad circular resuena a una frecuencia más baja que la placa circular debido a que las paredes de la cavidad aumentan el camino de las corrientes. La distribución de corrientes tanto dentro como fuera de la cavidad es la misma.

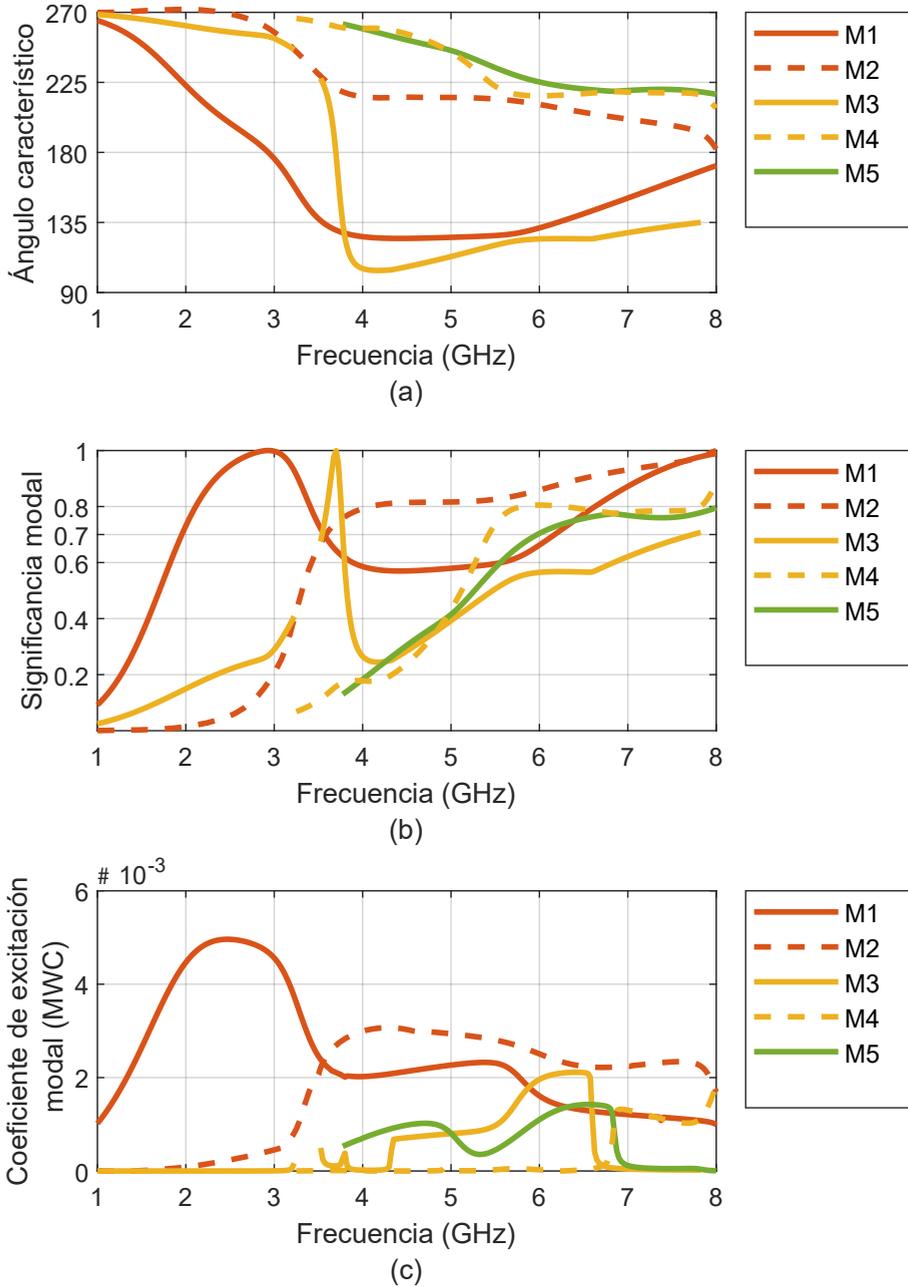
### 4.4.3. Cavidad Cilíndrica compuesta

En esta sección se presenta una estructura compuesta de un anillo plano con 2 monopolos circulares coplanares en su interior, y ubicados sobre la apertura una cavidad circular abierta. Las dimensiones de la estructura son iguales a las dimensiones del anillo con 2 monopolos de la Sección 3.6.3, y de la cavidad cilíndrica de la Sección 4.4.2. Además, las dimensiones de la estructura se toman de la placa circular y el anillo de la Sección 3.6 con el propósito de realizar comparaciones y observar su acoplamiento modal.

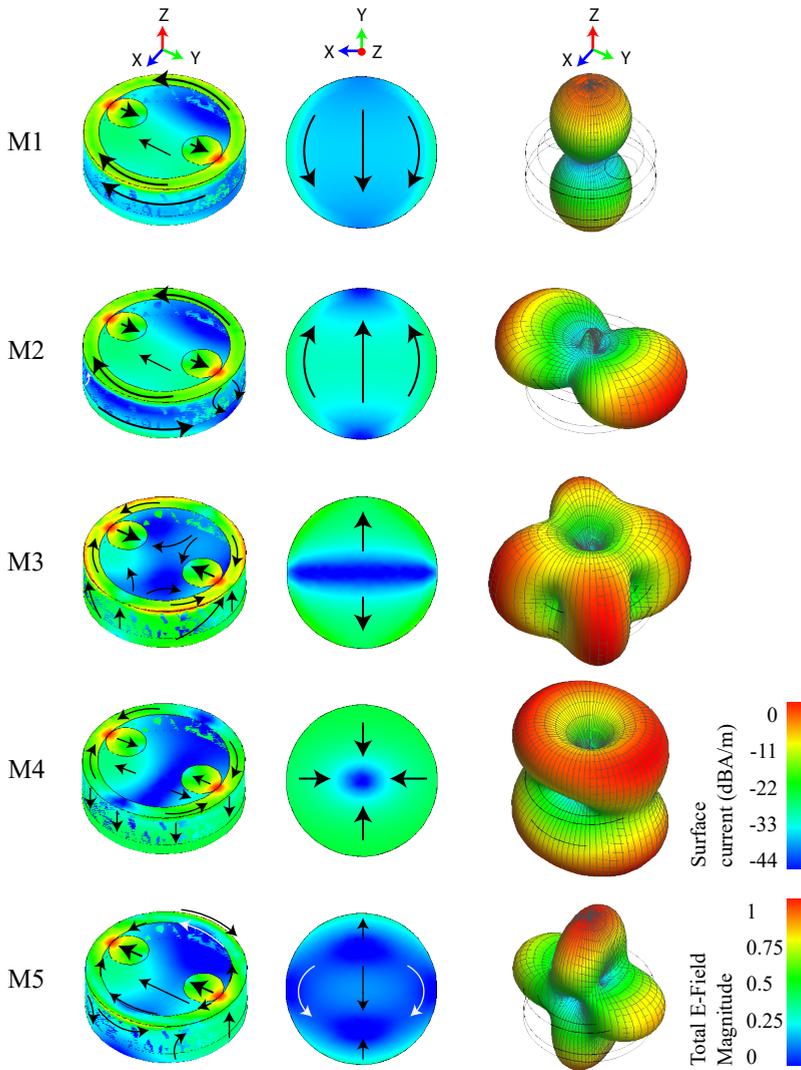
Los resultados modales obtenidos anteriormente para el disco, el anillo, el anillo con 2 monopolos circulares y la cavidad circular serán de gran ayuda para comprender el comportamiento y el acoplamiento modal de la estructura compuesta presentada en esta sección.

En la Fig 4.38 (a), (b), y (c) se presenta el ángulo característico, significancia modal y Coeficiente de excitación o peso modal de la cavidad cilíndrica compuesta. Se observa en la gráfica de ángulo característico (Fig 4.38 (a)) que todos son modos tipo dipolo. En la significancia modal (Fig 4.38 (b)), se observa que el modo M1 es el dominante a frecuencias bajas. El ancho de banda modal

CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G

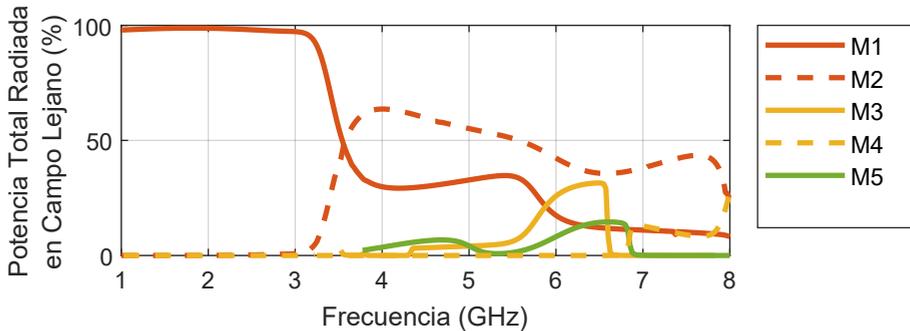


**Figura 4.38:** Análisis de modos característicos de una cavidad cilíndrica compuesta. a) Ángulo característico, b) Significancia modal, c) Coeficiente de excitación modal (MWC).



**Figura 4.39:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación modales de una cavidad cilíndrica compuesta en 3 GHz (M1, M2 y M3) y en 3,8 GHz (M4 y M5)

## CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G



**Figura 4.40:** Porcentaje de potencia total radiada en campo lejano de una cavidad cilíndrica compuesta.

del M1 empieza desde 2 GHz a 3.5 GHz. La curva ascendente del M1 coincide con la curva del modo MD1 de la cavidad cilíndrica (4.36 (b)) hasta alcanzar su máximo, posterior a este punto su significancia modal del M1 desciende. Es decir el modo fundamental MD1 de la cavidad cilíndrica se ha convertido en el modo M1 de banda limitada de la cavidad compuesta.

A partir de 3.5 GHz el modo dominante es el modo M2, y por un rango muy corto el modo M3. A partir de 5.4 GHz aparecen otros modos de orden superior como el M4 y M5, además del modo M2.

Con el objetivo de lograr una máxima radiación en la dirección del eje  $z$ , se ilumina la estructura desde esta dirección con una onda plana de polarización vertical para determinar qué modos se excitan. En la Figura 4.36 (c), se presentan los resultados del coeficiente de excitación o peso modal, donde se observa que a frecuencias bajas se excita principalmente el modo M1. A frecuencias medias, se excita una combinación del modo M2 junto con los modos M1, M3 y M5, siendo estos dos últimos de menor peso. En frecuencias superiores, se observa una combinación de los modos M2, M1 y M4, siendo los dos últimos modos de similar peso.

En efecto, la respuesta de excitación de los modos se refleja de manera similar en la gráfica del porcentaje de potencia total radiada por cada modo en comparación con la potencia dispersada por la estructura calculada con el método de los momentos. Esto se puede observar en la Figura 4.40, donde se muestra cómo varía el porcentaje de potencia radiada por cada modo a medida que aumenta la frecuencia.

En la Fig. 4.39 se presenta la distribución de corrientes y los diagramas de radiación modales de la cavidad cilíndrica compuesta. En el modo fundamental M1, se produce un acoplamiento de la distribución de corrientes de los modos fundamentales de cada componente de las estructuras. Es decir, se observa que

la distribución de corrientes de la tapa de la cavidad, conformada por el anillo con los 2 monopolos en su interior, es la misma que la del modo MD1 de la Fig. 3.37. La tapa circular de fondo de la cavidad también corresponde al modo MD1 de la placa circular de la Fig. 3.24. Por otro lado, la distribución de corrientes en las paredes externas de la cavidad coincide con el modo MD1 de la cavidad circular de la Fig. 4.34. En todos los modos de las estructuras mencionadas, el diagrama de radiación es bidireccional en dirección al eje  $z$ , al igual que el diagrama del M1 de la cavidad compuesta.

Otro modo que domina en el rango de frecuencias de análisis es el modo M2. Su distribución de corrientes sobre el anillo con los 2 monopolos y en la tapa circular de fondo de la cavidad son la misma del modo M1. Pero en la distribución de corrientes de las paredes exteriores de la cavidad cilíndrica son del tipo MD3 del cilindro sólido bajo de la Fig. 4.25, corrientes que dominan a frecuencias superiores. Es decir que las corrientes externas de la cavidad dominan el modo M2.

En el modo M3, se observa sobre el anillo con los 2 monopolos, una distribución de corrientes igual al modo MD2 del anillo con 2 monopolos circulares de la Fig. 3.37. Además, el pico de la significancia modal del modo M3 (Fig 4.38 (b)) es igual al pico de la significancia modal del modo MD2 del anillo con 2 monopolos circulares (Fig 4.38 (b)). Es decir que esta distribución de corriente sobre el anillo con los 2 monopolos es la que domina en el modo M3.

En este apartado se ha evidenciado que los modos de la cavidad compuesta resultan del acoplamiento de varios modos de las partes que componen la estructura. En la sección 5.7, se han diseñado dos antenas aprovechando las posibilidades de obtener un gran ancho de banda mediante la combinación de modos y la diversidad de polarización. A continuación, se presentan las conclusiones principales de este apartado.

## Conclusiones

La distribución de corrientes en el modo fundamental M1 de la cavidad compuesta coincide con la distribución de corrientes en el modo fundamental de cada una de sus partes, como el anillo con 2 monopolos en su interior, la placa circular y la cavidad cilíndrica abierta. Esto significa que en frecuencias bajas, el modo fundamental M1 es dominante. Sin embargo, en frecuencias medias y altas, el modo dominante es el M2, cuyas corrientes externas a la cavidad son las predominantes.

En todos los modos, hay una concentración de corrientes en el punto de conexión con los monopolos. Esto es beneficioso para ubicar las alimentaciones en estos puntos, ya que al alimentar de forma diferencial se puede lograr una polarización vertical. Si se colocan dos monopolos adicionales de forma horizontal dentro del anillo, se podría conseguir polarización horizontal. Además,

## **CAPÍTULO 4. CMA PARA ACOPLAMIENTO ENTRE ESTRUCTURAS 3D CON HILOS Y PLACAS PLANAS PARA APLICACIONES EN CUBESAT Y 5G**

---

con cuatro monopolos, se podría obtener polarización circular alimentando los puertos con una fase progresiva de  $90^\circ$  entre ellos.

En el modo fundamental, existen posibilidades de lograr un diagrama de radiación directivo y estable. Sin embargo, a frecuencias medias y altas, el diagrama no será estable debido a la combinación de modos de orden superior, cuyos diagramas no son directivos. El diagrama del modo M2, que es dominante a frecuencias superiores, se inclinará cada vez más hacia el eje  $z$  a medida que se incrementa la frecuencia.

## Capítulo 5

# Alimentación de estructuras, prototipos y medidas

### 5.1. Introducción

En los capítulos anteriores, se han analizado los modos característicos de diversas geometrías canónicas, como anillos rectangulares, en forma de Y invertida, y en forma de T, así como placas cuadradas y circulares. También se han estudiado estructuras tridimensionales como cubos y cilindros. En varios de estos estudios, se incluyeron elementos de alimentación y se observó su afectación modal.

El análisis de los modos característicos de las estructuras mencionadas proporcionó criterios de diseño con posibilidades de obtener amplios anchos de banda, diagramas de radiación en diferentes direcciones, polarización y aislamiento de puertos, según las características de cada estructura.

En este capítulo, se llevará a cabo un análisis con onda completa utilizando el software de simulación CTS Studio Suite para la alimentación de varias de las estructuras estudiadas con modos característicos en los capítulos previos. Estos análisis estarán enfocados en aplicaciones de 5G, IoT y CubeSat. Además, varios de los prototipos han sido fabricados y medidos, lo que permitirá validar los resultados obtenidos mediante simulación.

## 5.2. Anillo en forma de T alimentada con ILA

En el Capítulo 2 se empezaron analizando estructuras canónicas de anillos de hilo de formas simples con el fin de introducir al lector en el diseño de antenas usando la teoría de modos característicos. En esta sección se continuará con el diseño de una antena de anillo en forma de T analizado con onda completa.

Efectivamente, en las Secciones 2.5.3 y 2.5.4 del Capítulo 2, se analizaron los modos característicos de un anillo en forma de T y se investigó cómo se veían afectados los resultados modales al introducir un excitador en forma de ILA dentro de dicho anillo. Durante el análisis, se identificaron buenas posibilidades de combinar los modos M3 y M5, los cuales resonaban a frecuencias de 130 MHz y 169 MHz, respectivamente. Se encontró que las curvas de los coeficientes de excitación o pesos modales de estos dos modos se cruzaban en 155.7 MHz, lo que representa un punto de interés para combinar los dos modos y conseguir gran ancho de banda.

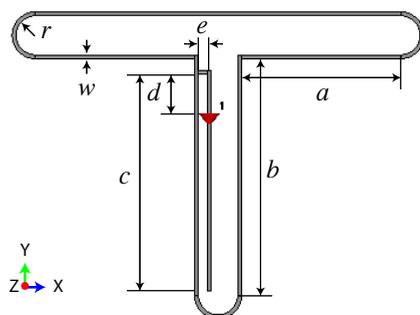


Figura 5.1: Antena de anillo en forma de T con ILA.

Cuadro 5.1: Dimensiones anillo en T con ILA.

Parámetro	Valor (cm)	Parámetro	Valor (cm)
$a$	41.6	$e$	2.3
$b$	61.4	$r$	5
$c$	56.4	$w$	1
$d$	12.3		

La forma y los parámetros de la estructura se presentan en la Fig. 5.1, y se detalla el valor de sus parámetros en el Cuadro 5.1. El perímetro del anillo es de  $3/2\lambda$  en 130 MHz. El brazo vertical del anillo tiene una longitud de

## 5.2 Anillo en forma de T alimentada con ILA

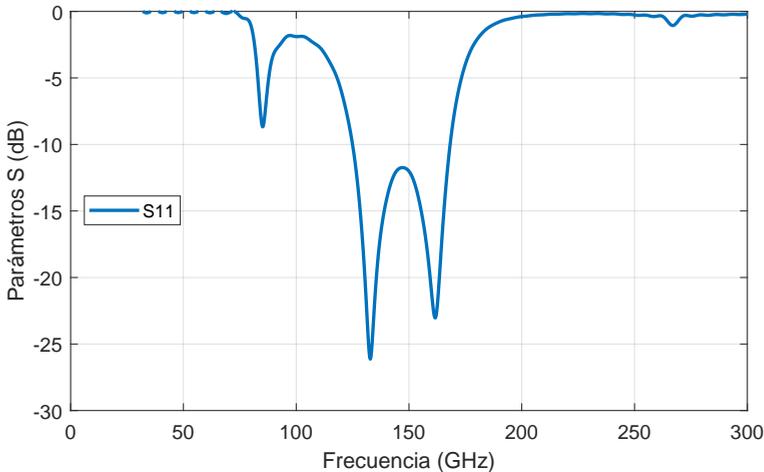
$\lambda/2$ . Como elemento de excitación, se ha introducido una ILA de  $\lambda/4$  en el interior del anillo. Sobre el brazo largo de la ILA, se ha colocado un puerto de alimentación. La alimentación en este punto actúa como un transformador de impedancia.

Se realizó un análisis de onda completa utilizando el método de ecuación integral en el dominio de la frecuencia para determinar los parámetros S de la estructura. Los resultados se muestran en la Fig. 5.2. Se observaron tres resonancias significativas en la estructura, las cuales se detallan en el Cuadro 5.2. El parámetro S11 se mantiene por debajo de -10 dB en un rango de frecuencia que va desde 125 MHz hasta 168 MHz, y las dos últimas resonancias caen dentro de este rango. Se logró un ancho de banda del 29.3% en relación a la frecuencia central.

Las tres resonancias que se observan en la Fig. 5.2 y se detallan en el Cuadro 5.2 corresponden a los modos M1, M3 y M5 que fueron analizados con modos característicos en la Sección 2.5.4 y se muestran en la Fig. 2.14 y el Cuadro 2.4.

**Cuadro 5.2:** Resonancia de anillo en forma de T con ILA (Fig. 5.2).

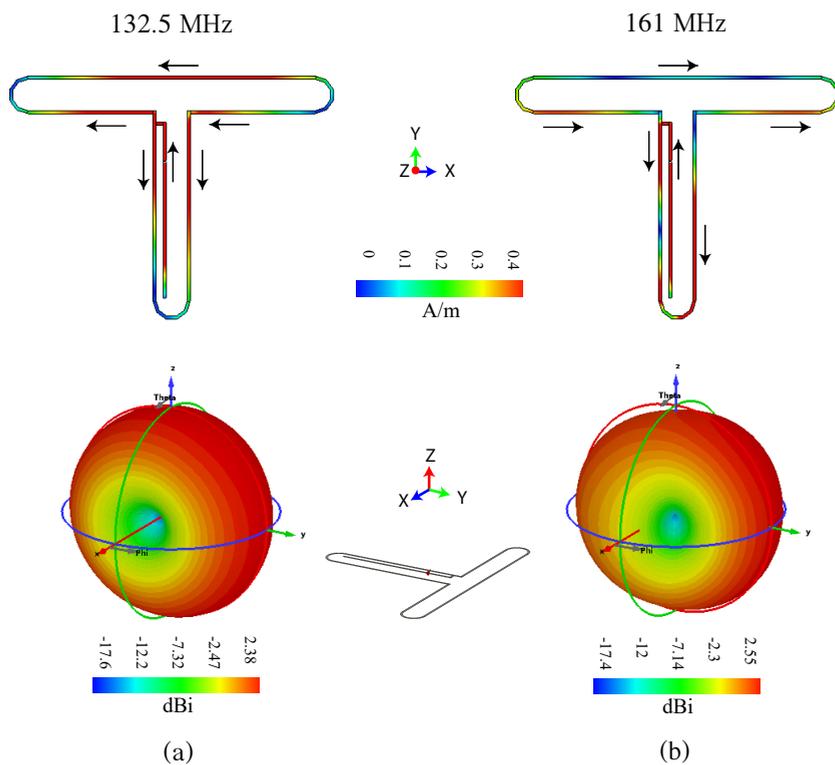
Resonancia	1era	2da	3era
Frecuencia (MHz)	84.7	132.5	161



**Figura 5.2:** Parámetros S de la antena de anillo en forma de T con ILA.

Para confirmar que las resonancias coinciden con los modos característicos mencionados, se presenta en la Fig. 5.3 la distribución de corrientes y los diagra-

## CAPÍTULO 5. ALIMENTACIÓN DE ESTRUCTURAS, PROTOTIPOS Y MEDIDAS



**Figura 5.3:** Distribución de corrientes y diagramas de radiación de una antena de anillo en forma de T con ILA. Analizado en a) 132.5 MHz, b) 161 MHz

### **5.3 Alimentación de placa cuadrada con ILA y resonador triangular**

mas de radiación correspondientes a cada resonancia de los parámetros S11. En 132.5 MHz, se observa una distribución de corrientes de tipo modo antena en los hilos del brazo horizontal de la estructura. Estas corrientes son dominantes y generan un diagrama de radiación equivalente al de un dipolo de media onda orientado horizontalmente sobre el eje  $x$ . En la tercera resonancia (161 MHz), se forman corrientes de tipo modo antena entre el extremo de los brazos horizontales discontinuos y el centro del brazo horizontal continuo, lo que resulta en un diagrama de radiación con una corta rotación azimutal. La directividad en 132.5 MHz y 161 MHz es de 2.38 dBi y 2.55 dBi, respectivamente.

Comparando la distribución de corrientes de esta sección (Fig. 5.3) con la distribución de corrientes de los modos característicos M3 y M5 de la Fig. 2.15, se puede observar que son idénticas. Además, los diagramas de radiación también son muy similares entre sí.

En la frecuencia de 147 MHz, se observa una baja adaptación en la Fig. 5.2. Esto se debe a que en este punto se combinan los modos M3 y M5, los cuales tienen la misma distribución de corrientes en el brazo vertical de la estructura, pero con una diferencia de fase de 180 grados.

Con el análisis de onda completa realizado en esta sección, hemos concluido un ejemplo demostrativo del proceso de diseño de una antena utilizando modos característicos, el cual se inició en las secciones 2.5.3 y 2.5.4. Se ha determinado que la combinación de los modos M3 y M5 mencionados en la sección 2.5.4 son los mismos que se presentan al alimentar la estructura y analizarla mediante el método de onda completa. Se ha observado una similitud en la frecuencia de resonancia, la distribución de corrientes y los diagramas de radiación tanto en el análisis de modos característicos como en el análisis de onda completa.

### **5.3. Alimentación de placa cuadrada con ILA y resonador triangular**

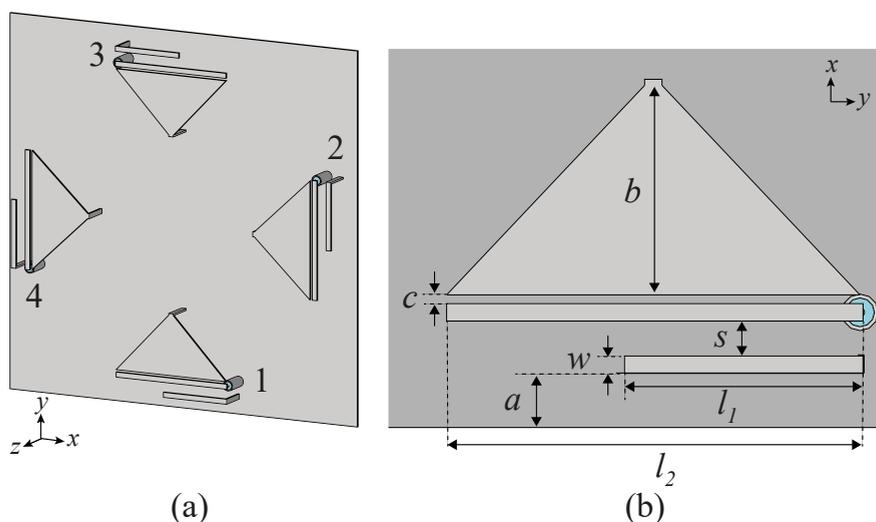
El 5G se ha convertido en uno de los temas de mayor atención en las telecomunicaciones en los últimos años. La banda entre 3 a 5 GHz ha sido desarrollada para servicios 5G en muchos países y su despliegue se ha dado en diferentes bandas como 3.4 - 3.8 GHz en Europa, 3.1 - 3.55 GHz y 3.7 - 4.2 GHz en los Estados Unidos, y 3.3 - 3.6 y 4.8 - 4.99 GHz en China [66]. En la actualidad hay una necesidad de diseños de antenas compatibles con MIMO, con amplio número de puertos para ambientes interiores. Varias soluciones con polarización dual en diferentes configuraciones han sido propuestas en [67] [68] [69] [70]. Sin embargo diseños con un alto número de puertos son escasos.

En este apartado se presenta un nuevo diseño de antena con capacidades MIMO para ambientes de interiores en la banda Europea. Los requisitos son an-

## CAPÍTULO 5. ALIMENTACIÓN DE ESTRUCTURAS, PROTOTIPOS Y MEDIDAS

cho de banda, bajo perfil, diversidad en polarización, diagrama unidireccional, aislamiento entre puertos y escalabilidad para un gran número de antenas.

La propuesta consiste de una celda unidad de 4 cavidades de forma triangular, alimentados capacitivamente en la hipotenusa del triángulo rectángulo y con el vértice opuesto conectado a tierra. Las 4 antenas son ubicadas sobre un plano de masa cuadrado de 75mm de lado. Esta dimensión es equivalente a  $\lambda$  en 4 GHz. Esta celda unidad puede ser repetida para formar una agrupación de un gran número de elementos. El diseño con una configuración de 4 elementos se presenta en la Fig. 5.4 (a). Los detalles y dimensiones de cada elemento radiante son mostrados en Fig. 5.4 (b) y el Cuadro 5.3.



**Figura 5.4:** Estructura de la antena Multipuerto. a) Vista 3D, b) Dimensiones de la antena elemento.

**Cuadro 5.3:** Parámetros optimizados de la antena propuesta.

Parámetro	Valor (mm)	Parámetro	Valor (mm)
$a$	3	$l_1$	13.5
$b$	12	$l_2$	23.7
$c$	0.5	$w$	1
$s$	2		

El diseño de la antena es derivado de una cavidad cuadrada con el modo TMz 11 con un pin en corto circuito en el centro. El campo distribuido de

### 5.3 Alimentación de placa cuadrada con ILA y resonador triangular

esta cavidad es máxima en los bordes y mínima en el pin del corto circuito. Las cuatro antenas son obtenidas por cortar esta cavidad en partes iguales en forma de triángulos. Las dimensiones de cada resonador son muy compactas. El criterio para el diseño de la antena es que la longitud de la hipotenusa ( $l_2$ ) de la cavidad triangular este en al menos  $\lambda/4$  en la frecuencia más baja de la banda. Un buen ancho de banda puede ser obtenido con un dieléctrico de baja permitividad, siendo el aire en este caso, con una separación de 5mm entre el triángulo y el plano de masa. Además, se incluye una línea de  $\lambda/4$  cortocircuitada en un extremo, para incrementar el ancho de banda. La longitud de este elemento parásito ( $l_1$ ) esta dada para cubrir la frecuencia máxima de la banda de interés.

Un estudio de modos resonantes de la estructura del plano de masa cuadrado se ha realizado utilizando la Teoría de los Modos Característicos en la Sección 3.2 de este documento. Además, en la Sección 3.2.1 se realizó una síntesis de los modos M1', M3 y M5. Con la síntesis de modos propuesta se alcanza a inclinar el haz principal en  $\theta = 30$  y  $\phi = 180$ , y se determina la distribución de corrientes que lo provoca.

Un análisis de onda completa se ejecuto en el software CST Studio Suite. La Fig. 5.5 ilustra la distribución de corrientes total obtenida del análisis de la antena elemental en la frecuencia central de resonancia de 3.6 GHz.

Desde el punto de vista de radiación, las corrientes responsables que contribuyen a la radiación son las corrientes inducidas en el plano de masa y sus bordes, como se observa en la Fig. 5.6 (a). El diagrama de radiación esta ligeramente inclinado con respecto a la dirección perpendicular al plano de masa como se muestra en la Fig. 5.6 (b). La inclinación del diagrama de radiación sigue la dirección conformada por los lados del cuadrado. La distribución de corrientes e inclinación del diagrama de radiación concuerdan con el análisis de modos característicos realizados en la Sección 3.2.1.

Un análisis de onda completa ha sido ejecutado usando el método de ecuación integral en el dominio de la frecuencia para analizar los parámetros S de la estructura. Los parámetros S se presentan en la Fig. 5.7. El  $S_{11}$  es más bajo que -10 dB de 3.24 a 3.9 GHz, con un acoplamiento mutuo entre puertos por debajo de -24 dB. Los valores obtenidos muestran que los puertos están altamente desacoplados uno de otro. El ancho de banda es más grande que el 20%.

La antena tiene 4 diagramas de radiación independientes, los cuales se muestran en la Fig. 5.8. La directividad es de 5.77 dBi en 3.6 GHz. El máximo de radiación es diferente para cada uno de ellos, y están apuntando en  $\theta = 35$  con giro azimutal de  $90^\circ$  referente al elemento activo. Los 4 diagramas de radiación corresponden a cada puerto de la antena numerados de P1 a P4, y sin la necesidad de adherir una red de alimentación.

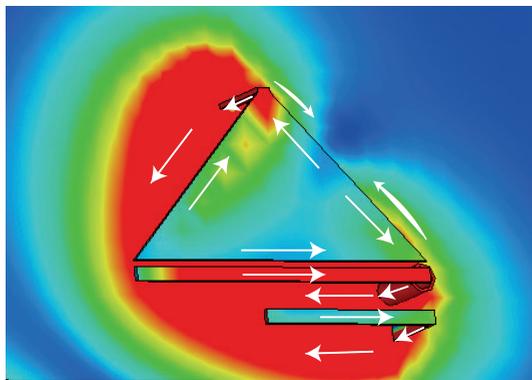


Figura 5.5: Distribución de corrientes de la antena propuesta.

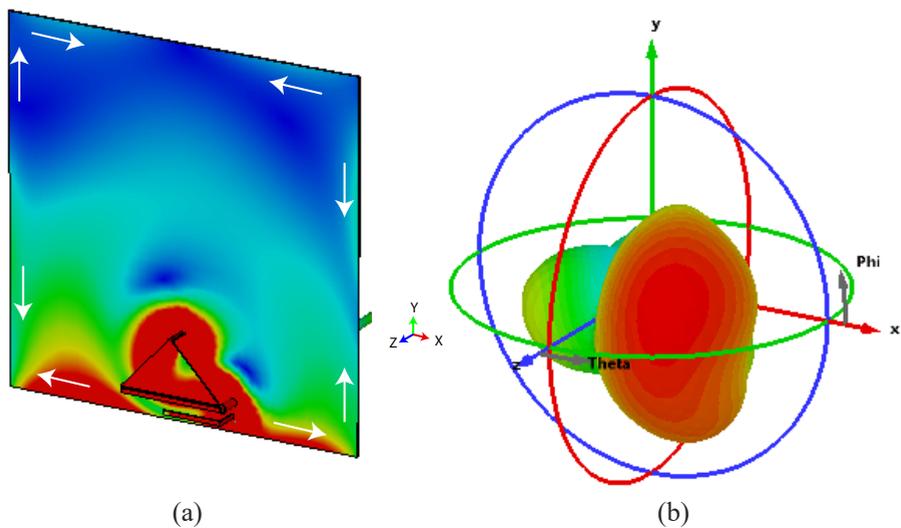


Figura 5.6: Antena con un solo elemento. a) Distribución de corrientes y, b) Diagrama de radiación.

### 5.3 Alimentación de placa cuadrada con ILA y resonador triangular

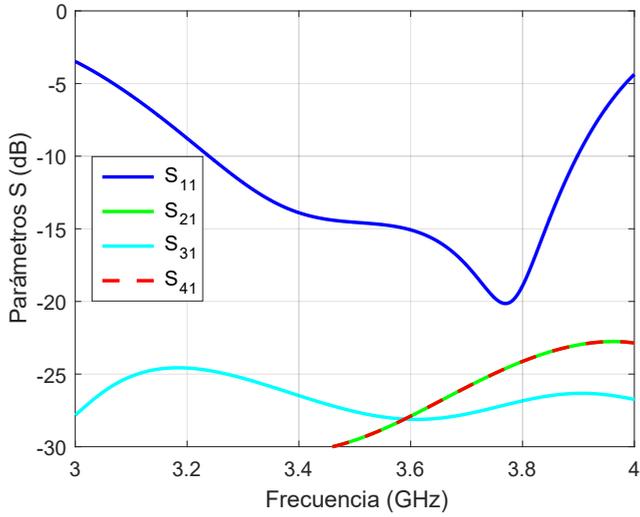


Figura 5.7: Parámetros S simulados de la antena MIMO.

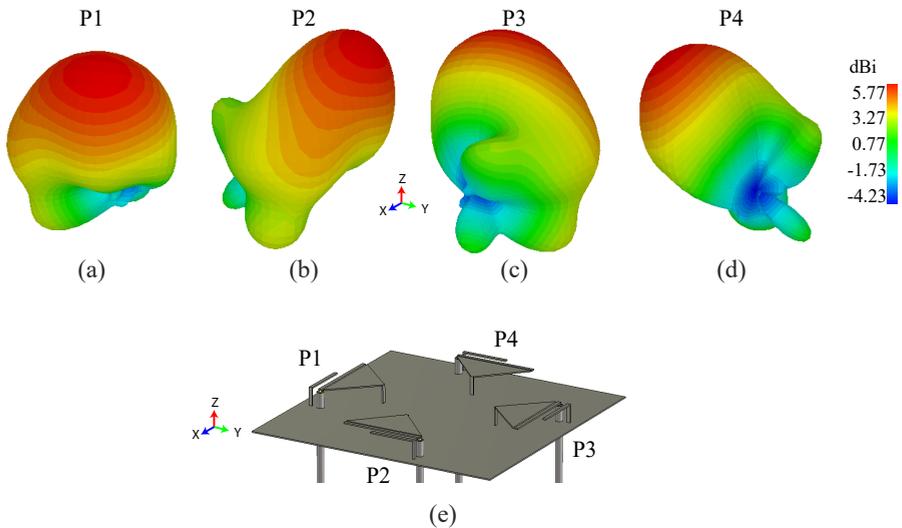


Figura 5.8: Diagramas 3D de la antena alimentada: a) Puerto 1, b) Puerto 2, c) Puerto 3, d) Puerto 4, e) Estructura 3D con Puertos.

## CAPÍTULO 5. ALIMENTACIÓN DE ESTRUCTURAS, PROTOTIPOS Y MEDIDAS

---

En esta sección se ha diseñado una antena con 4 diagramas independientes, con un aislamiento de más de 24 dB y un ancho de banda del 20 %, que cubre la banda Europea de 5G desde 3.4 GHz a 3.8 GHz con pérdidas de retorno menores a 15 dB. Las 4 antenas conforman la celda unidad y pueden ser repetidos para formar agrupaciones más grandes con capacidades MIMO como por ejemplo agrupaciones de 4x4 o 8x8. El ancho de banda obtenido y el aislamiento entre los puertos son particularmente interesantes para estaciones base 5G en ambientes de interiores.

### 5.4. Alimentación de 2 anillos concéntricos

Basado en los resultados de modos característicos de una estructura plana de 2 anillos concéntricos analizados en la sección 3.6.2, en este apartado se dará una aplicación práctica usando un análisis de onda completa.

Como se observó en la gráfica de coeficiente de excitación o pesos modal (Fig. 3.31), los modos con mayor peso al iluminar la estructura con onda plana circular desde el eje  $z$  son los modos MD1,D1 y ME1,D1. Luego, al analizar la evolución en frecuencia de la distribución de corrientes y diagramas de estos modos (Fig. 3.32), se observó que a frecuencias bajas las corrientes se concentran en anillo exterior (MD1,D1) y a frecuencias superiores las corrientes se concentran en el anillo interior (ME1,D1). En ambos casos se tiene un diagrama de radiación bidireccional. Por otro lado, en el cruce de las curvas de coeficientes de excitación modal, en la frecuencia central la distribución de corrientes de ambos modos se oponen por lo que se espera un bajo acoplamiento de modal.

El objetivo entonces es excitar las corrientes de los modos MD1,D1 y ME1,D1 en cada banda de frecuencias, cerca de los puntos de máxima concentración de corrientes. La distribución de corrientes a excitar sobre cada anillo es el modo fundamental tipo espira MD1 similar al de la Fig. 3.25.

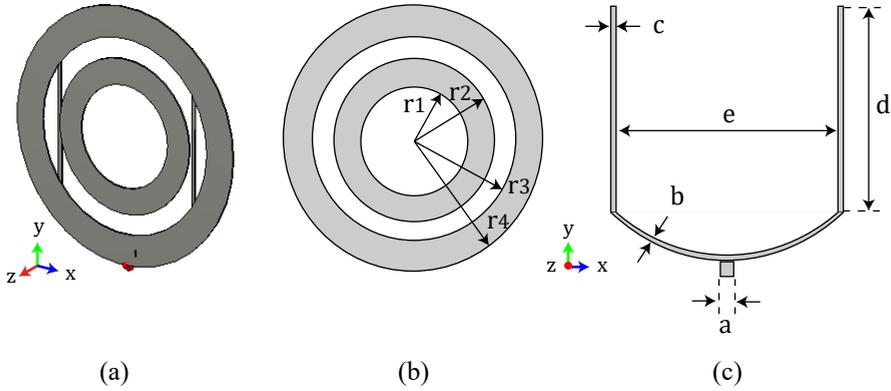
Se ha escogido la alimentación tipo U ubicada detrás de los dos anillos concéntricos, para excitar a cada uno de los anillos por aproximación a través de 2 líneas capacitivas conectadas al generador a través de una línea de transmisión, y conseguir un posible gran ancho de banda por la combinación de modos. El generador de tensión está ubicado en la parte baja de la estructura.

La estructura de la antena se muestra en la Fig. 5.9 y sus dimensiones optimizadas se presentan en la Tabla 5.4.

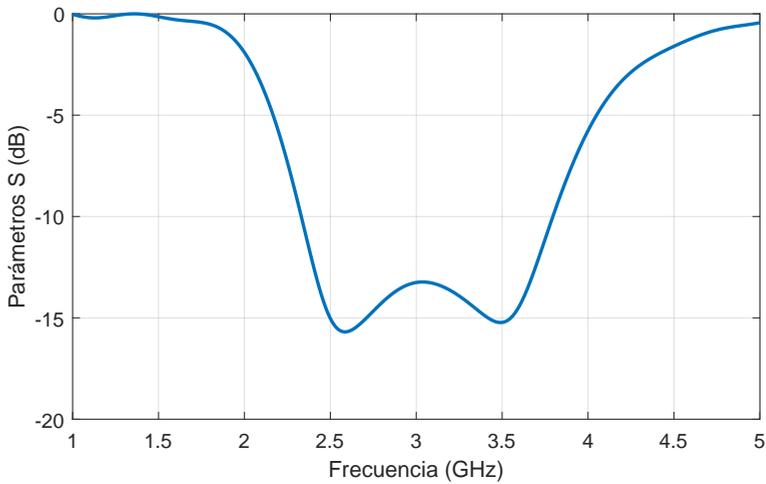
En la Fig. 5.10 se presentan los resultados de parámetros S simulados de la estructura. Se observan un ancho de banda a -10 dB de 1.5 GHz, con dos picos de resonancia en 2.56 GHz y en 3.5 GHz.

En la 5.11 (a) y (b) se presenta la distribución de corrientes y diagramas de radiación en 2.56 GHz y 3.5 GHz respectivamente. Como se esperaba, se

## 5.4 Alimentación de 2 anillos concéntricos



**Figura 5.9:** Antena de 2 anillos concéntricos y alimentación en U. a) Vista 3D, b) 2 anillos concéntricos, c) Alimentación en U separada 0.5 mm del plano de los 2 anillos.

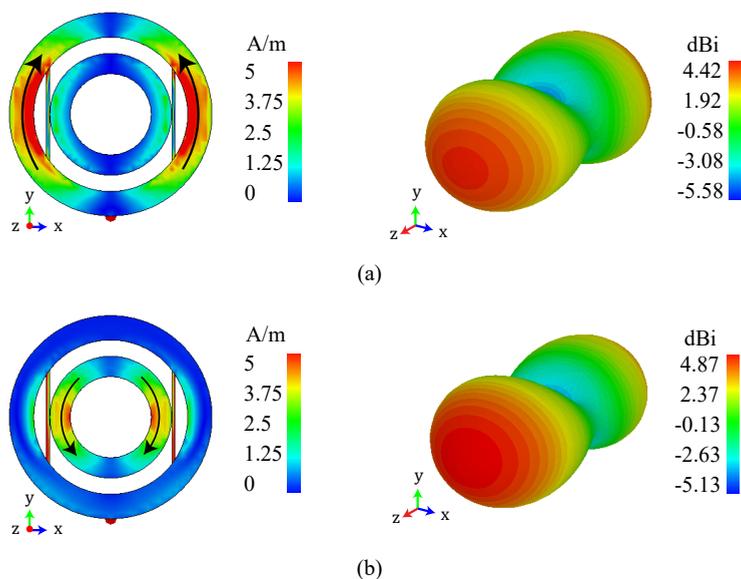


**Figura 5.10:** Parámetros S de la Antena de 2 anillos concéntricos y alimentación en U.

## CAPÍTULO 5. ALIMENTACIÓN DE ESTRUCTURAS, PROTOTIPOS Y MEDIDAS

**Cuadro 5.4:** Dimensiones de la antena de 2 anillos concéntricos y alimentación en U.

Parámetro	r1	r2	r3	r4	a	b	c	d	e
Unidad (cm)	1	1.5	1.9	2.5	0.17	0.05	0.07	2.8	3



**Figura 5.11:** Distribución de corrientes y diagrama de radiación de antena de 2 anillos concéntricos, en: a) 2.56 GHz, b) 3.5 GHz

observa que a frecuencias bajas la mayor concentración de corrientes lo tiene el anillo exterior, cuyo perímetro interno es  $\lambda$  en 2.5 GHz, entorno al primer pico de impedancia de la Fig. 5.10. Así mismo, en la frecuencia superior, se observa que las corrientes se concentran en el anillo interior, cuyo perímetro central está próximo a  $\lambda$  en 3.5 GHz, entorno al segundo pico de impedancia. Los resultados se han publicado en conjunto en [71] para aplicaciones de IoT ubicando un logotipo dentro del anillo interno. Además se han echo pruebas con presencia del cuerpo humano que están fuera del alcance de este trabajo.

## 5.5. Diseño de antenas para Cubesat en VHF/UHF

A continuación, se diseñará 2 modelos para antenas de CubeSat 1U en base al criterio de diseño obtenido con el análisis de modos característicos de la Sección 4.2. El primero es una antena para CubeSat de 4 radiales con diagrama bidireccional y polarización circular. El segundo diseño es una antena de CubeSat con 8 radiales con diagrama direccional, gran ancho de banda y polarización circular, deseable en aplicaciones de comunicación satelital.

### 5.5.1. Alimentación de CubeSat con 4 radiales

Para simplificar el proceso de diseño, en la sección 4.2.1 se empezó analizando en recepción los modos característicos del CubeSat con 4 radiales, para determinar el objetivo óptimo de la alimentación necesaria de la estructura. En base al estudio realizado en la sección mencionada, y debido a que las 2 configuraciones presentan similares características, se ha seleccionado, desde el punto de vista mecánico, la configuración L de 4 radiales por la conveniencia de fácil despliegue de los radiales que se orientan en dirección de las aristas.

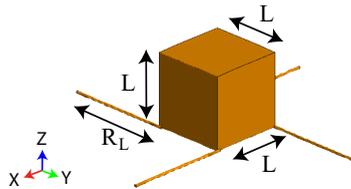


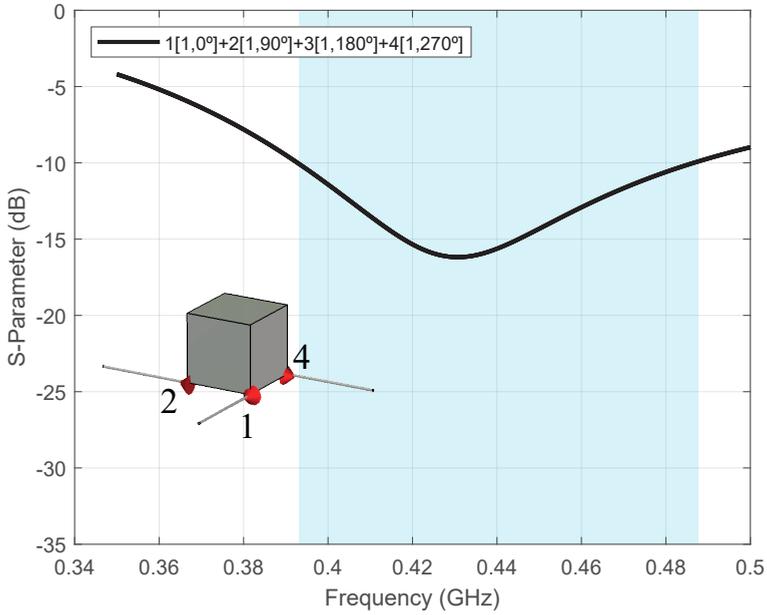
Figura 5.12: Estructura 3D de CubeSat con 4 radiales.

**Cuadro 5.5:** Dimensiones de la estructura de CubeSat con 4 radiales de la Fig. 5.12.

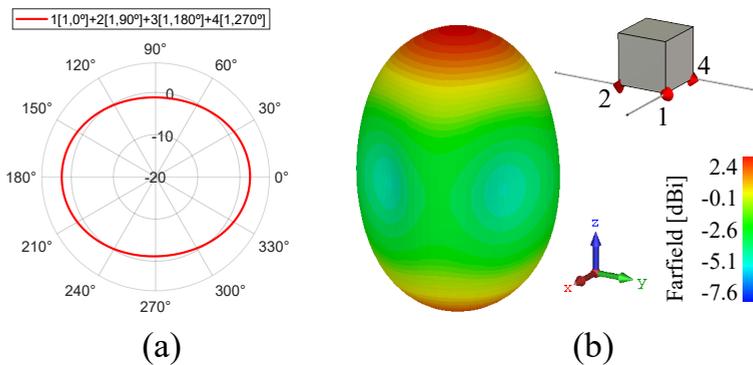
Parámetro	$R_L$	$L$
Unidad (cm)	13,5	10

Para conseguir excitar los 2 modos ortogonales  $M1$  y  $M1'$ , se propone 4 alimentaciones ubicadas en el radial junto al vértice del CubeSat, alimentadas con la misma amplitud y con fase secuencial de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$ . El siguiente análisis en transmisión con onda completa se ha realizado usando el software de simulación CST Studio. Se ha ajustado el tamaño del radial a una longitud de 13.5 cm para conseguir la resonancia en la frecuencia de 435MHz. La estructura

**CAPÍTULO 5. ALIMENTACIÓN DE ESTRUCTURAS, PROTOTIPOS Y MEDIDAS**



**Figura 5.13:** Acoplamiento Activo con alimentación progresiva.



**Figura 5.14:** Diagrama de radiación en el plano y-z con alimentación progresiva.

## 5.5 Diseño de antenas para Cubesat en VHF/UHF

del CubeSat con 4 radiales se presenta en la Fig. 5.12 y sus dimensiones en el Cuadro 5.5.

Los resultados de parámetros S de acoplamiento activo con la alimentación propuesta se presentan en la Fig. 5.13, en el que se observa un importante ancho de banda entorno a los 90MHz para valores menores a -10dB.

En la Fig. 5.14 se presenta el diagrama de radiación, en la que se observa una baja directividad de 2.4 dBi sobre el eje del nadir, debido a la bidireccionalidad de la radiación.

### 5.5.2. CubeSat con 8 radiales

Debido a los resultados de baja ganancia y bidireccionalidad del diagrama de radiación de la estructura del CubeSat con 4 radiales y alimentados en fase progresiva de la sección anterior, y de acuerdo al análisis de los modos característicos planteado en la sección 4.2.2, se propone una estructura con 8 radiales para lograr un diagrama más directivo. En esta estructura, se podrían ubicar 8 alimentaciones o bien solo 4 alimentaciones. Además, en el análisis de modos característico de la sección 4.2.2, se ha determinado las dimensiones óptimas de los radiales para posibilitar una combinación de modos entorno a la frecuencia de 435 MHz. La resonancia de interés se consigue variando el tamaño relativo de los radiales largos que controla la primera resonancia y los radiales largos que controlan la segunda resonancia.

Como se ha comentado en la sección 4.2.2, se ha optado seleccionar la configuración L por las capacidades mecánicas favorables de despliegue de los radiales, debido a que es más fácil orientar los radiales en dirección de las aristas del CubeSat.

Para una mayor aplicación práctica y basándonos en los resultados de las secciones mencionadas, así como para obtener un diseño equivalente a una antena Yagi, se ha seleccionado una estructura con 4 alimentaciones ubicadas en los radiales largos junto a los vértices. Este diseño combina los modos M1, M1', M4 y M4', como se presentó en las Figuras 4.17 y 4.19. Se mantienen las dimensiones de los radiales largos y cortos de la sección 4.2.2, que sintonizan una mejor adaptación en la frecuencia de 435 MHz. La estructura del CubeSat con 8 radiales se presenta en la Fig. 5.15 y sus dimensiones en el Cuadro 5.6.

**Cuadro 5.6:** Dimensiones de la estructura del CubeSat con 8 radiales de la Fig. 5.15.

Parámetro	$R_{LF}$	$R_{LB}$	$L$
Unidad (cm)	11,3	16	10

## CAPÍTULO 5. ALIMENTACIÓN DE ESTRUCTURAS, PROTOTIPOS Y MEDIDAS

---

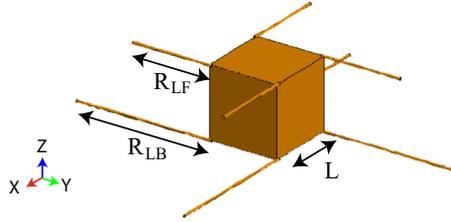


Figura 5.15: Estructura 3D de CubeSat con 8 radiales.

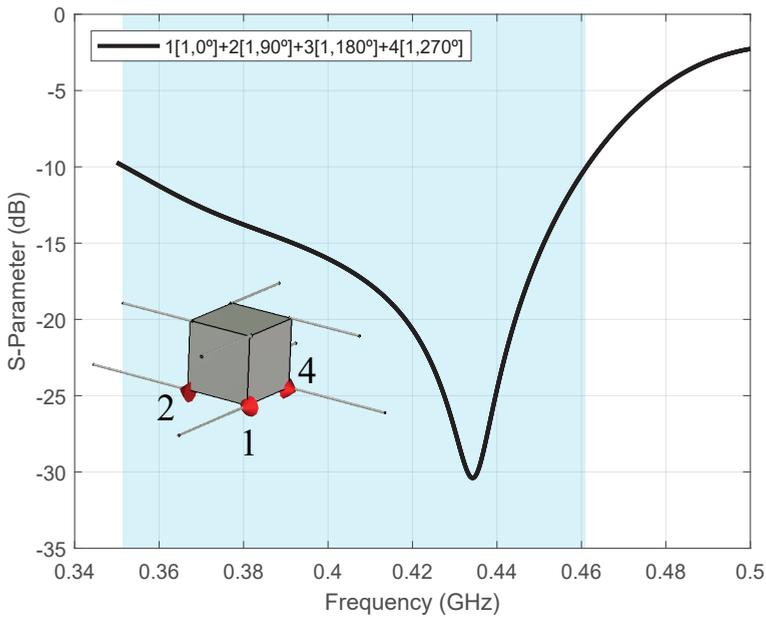
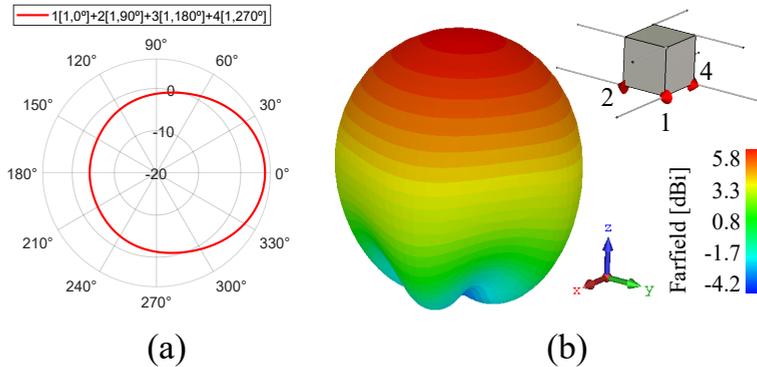


Figura 5.16: Acoplamiento Activo con alimentación progresiva y estructura con generadores. La longitud de los radiales cortos y largos es de 11.3 cm y 16 cm respectivamente.

## 5.5 Diseño de antenas para Cubesat en VHF/UHF



**Figura 5.17:** Diagrama de radiación de Cubesat con 4 radiales cortos pasivos y 4 radiales largos con alimentación progresiva. a) Corte en el plano y-z. b) Diagrama de radiación 3D y estructura con generadores.

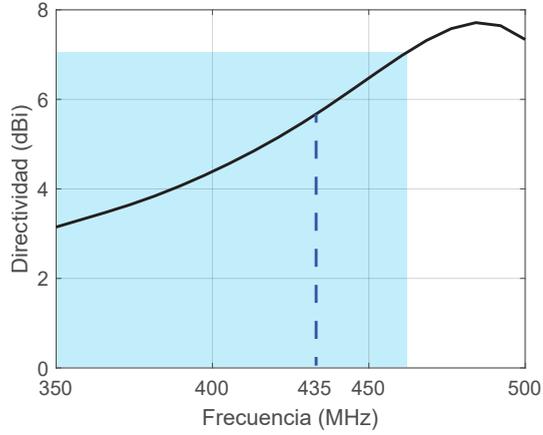
Los resultados de acoplamiento activo de los 4 puertos alimentados con desfase secuencial de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$  son presentados en la Fig. 5.16, en el que se observa un gran ancho de banda entorno a los 110 Mhz. Con la estructura y alimentación propuesta se obtiene una directividad de 5.8 dBi como se presenta en la Fig. 5.17, superior a la directividad obtenida con la estructura de solo 4 radiales. En la Fig. 5.17 (b) se observa un diagrama de radiación direccional hacia el nadir similar al diagrama de radiación producido por la combinación de modos M1, M1', M4 y M4' presentado en la Fig. 4.19 (b).

En la Fig. 5.18 se presenta la directividad en función de la frecuencia, con el ancho de banda de funcionamiento sombreado en celeste de acuerdo a la Fig. 5.16. Se observa un pico de directividad fuera de la banda de operación, cerca de 490 MHz con 7.7 dBi. Este pico es debido a que la directividad óptima se obtiene cuando la separación de los elemento activos y pasivos de la agrupación es  $\lambda/4$ . En el diseño propuesto la distancia entre los radiales activos y pasivos es inferior a  $\lambda/4$  a la frecuencia de diseño de 435 MHz. Se podría resolver poniendo elementos radiales en L que sobresalgan de la estructura para alcanzar la separación óptima  $\lambda/4$ , pero su despliegue sería más complicado.

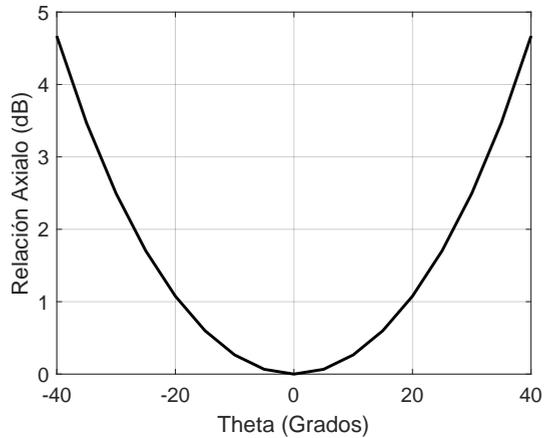
La curva de relación axial del diseño propuesto se presenta en la Fig. 5.19 para polarización circular. Se observa que la relación axial es estable por debajo de los 3 dB entre  $\pm 33^\circ$  de Theta y por debajo de 1 dB entre  $\pm 20^\circ$  de Theta. La relación axial en función de la frecuencia, en la dirección de su máxima directividad, es decir en theta y phi cero, es estable con un valor entorno a 0 dB en todo la banda de análisis de 200 MHz a 600 MHz.

## CAPÍTULO 5. ALIMENTACIÓN DE ESTRUCTURAS, PROTOTIPOS Y MEDIDAS

---



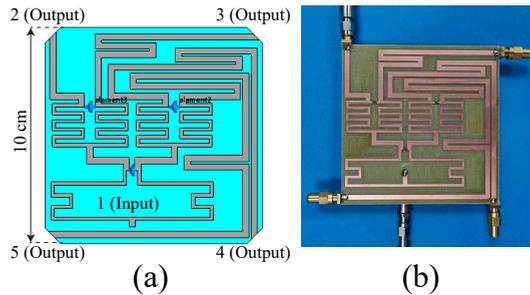
**Figura 5.18:** Directividad en función de la frecuencia para un CubeSat 1U con 8 radiales.



**Figura 5.19:** Curva de la Relación Axial versus theta para polarización circular.

## Diseño de una red de adaptación y divisor de potencia

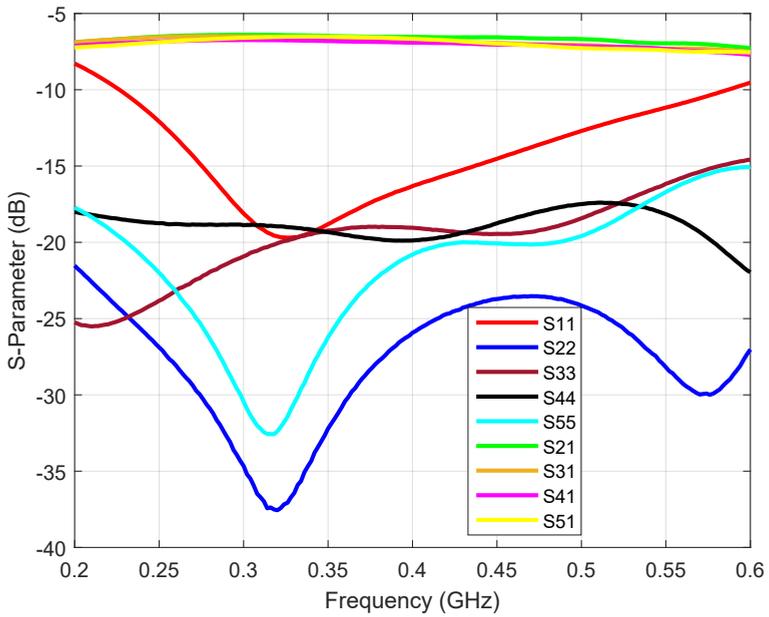
En este apartado se describe el diseño del circuito de 4 alimentaciones para un CubeSat 1U con desfase secuencial de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$ . Los circuitos convencionales divisores de potencia y fase progresiva para frecuencia de VHF/UHF tiene tamaños que superan las dimensiones del CubeSta 1U. Se ha revisado en [72] - [73] soluciones para reducir el tamaño del dispositivo. Entre las técnicas de miniaturización se hallan el uso de líneas de meandro, o para reducir el tamaño de la longitud de las líneas de transmisión usando ramales planos de líneas microstrip. Hemos optado por el divisor de potencia Wilkinson, que permite dividir la potencia en partes iguales y en fase. Para alcanzar el objetivo del circuito de 4 alimentaciones es necesario 3 divisores de potencia Wilkinson de 1-2. Se ha revisado [74] y [75] para reducir el tamaño del dispositivo donde las longitudes de las líneas de transmisión están dispuestas de manera serpenteante. La entrada del divisor tiene una impedancia característica de  $50 \Omega$  y se divide en dos líneas de  $\lambda/4$  de longitud y con impedancia de salida de  $\sqrt{2}Z_o = 70,7\Omega$ . Ambas salidas se combinan al otro extremo a través de una resistencia de  $2Z_o = 100 \Omega$ . A continuación se ha agregado un red de desfase.



**Figura 5.20:** Circuito de alimentación. a) Diseño simulado, b) Circuito implementado

En la Fig. 5.20 (a), se muestra el divisor de potencia Wilkinson desarrollado. El puerto 1 es el puerto de entrada. El puerto 2 tiene fase  $0^\circ$ , aumentando el tamaño de línea de transmisión en  $\lambda/4$  se consigue una fase de  $90^\circ$  en el puerto 3, y de manera similar aumentando  $\lambda/2$  y  $3\lambda/4$  se consigue fases de  $180^\circ$  y  $270^\circ$  para los puertos 4 y 5 respectivamente. En la Fig. 5.20 (b) se presenta la imagen del prototipo del circuito de alimentación.

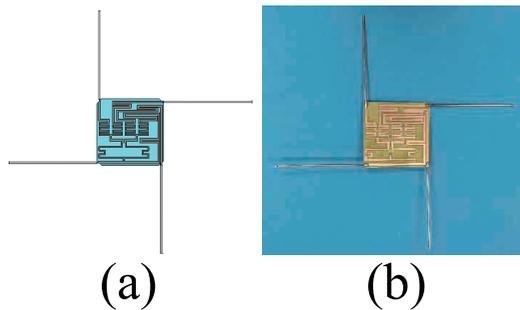
En la Fig. 5.21 se presentan los resultados de las medidas de los parámetros S del prototipo del circuito de alimentación desarrollado. Se ha obtenido un buen aislamiento entre los puertos, con un ancho de banda de 370 MHz para un factor de reflexión menor a 10 dB. Además, se consigue una división uniforme de potencia entre los puertos de salida 2 ,3 ,4 y 5, observados en el S12, S13,



**Figura 5.21:** Medidas de parámetros S del prototipo de divisor de potencia Wilkinson 1-4

S14 y S15, respectivamente, en un rango entre 6.5 dB y 6.8 dB a la frecuencia de interés de 435MHz.

### Diseño e implementación previa de una estructura de 4 radiales y circuito de alimentación



**Figura 5.22:** Circuito de alimentación con 4 radiales. a) Diseño simulado, b) Prototipo implementado

Como paso previo al diseño final, se ha implementado el circuito de alimentación con 4 radiales para verificar el funcionamiento del sistema.

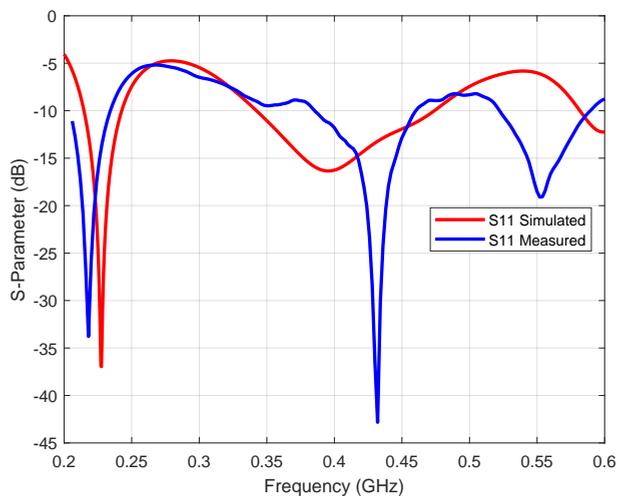
En la Fig. 5.22 (a) y (b) se presenta la estructura simulada y el prototipo implementado respectivamente.

En la Fig. 5.23 se presentan los parámetros S de la estructura simulada y medida. En las mediciones se obtiene una buena adaptación en la frecuencia de interés, con un ancho de banda reducido entorno a los 53 MHz en comparación a los resultados simulados de la estructura de 4 radiales y el cubo prestando en la Fig. 5.13 que tiene un ancho de banda de 90 MHz.

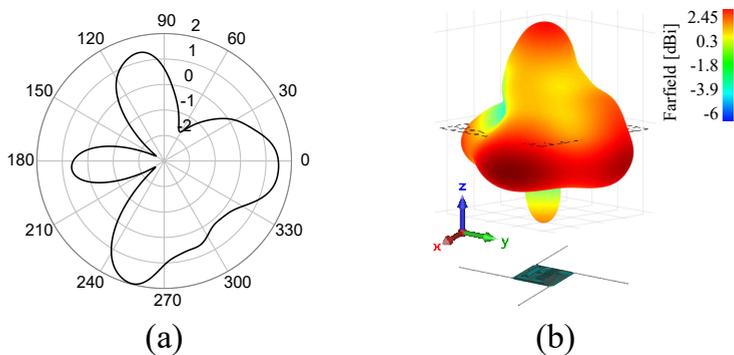
En la Fig. 5.24 se presenta el diagrama de radiación medido del circuito de alimentación con 4 radiales. Si se compara con los resultados simulados se observa una divergencia debida esencialmente al material absorbente del soporte de la antena en la cámara anecoica. El posicionamiento de la antena lleva material absorbente que ha distorsionado la relación hacia atrás del diagrama de radiación. Los bulos secundarios laterales que se obtienen son debido al sistema de reflexión de la cámara anecoica. Las mediciones están realizadas a una frecuencia que está al límite de la cámara anecoica y los lóbulos laterales pueden ser reflexiones en la pared de la cámara. La fiabilidad de la medida en estas bandas no es muy buenas y los efectos del lóbulo secundario son debido sobre todo al material absorbente.

## CAPÍTULO 5. ALIMENTACIÓN DE ESTRUCTURAS, PROTOTIPOS Y MEDIDAS

---



**Figura 5.23:** Parámetros S simulado y medido del prototipo de circuito de alimentación y 4 radiales

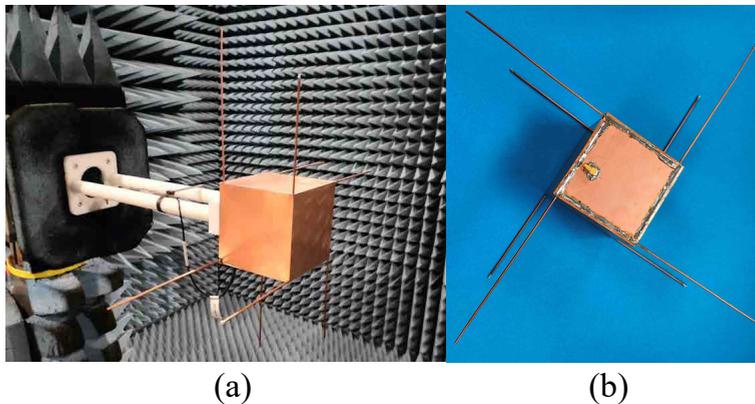


**Figura 5.24:** Diagrama de radiación de campo lejano medido del prototipo de circuito de alimentación con 4 radiales. a) Plano yz, b) 3D Medido

## Diseño final, resultados y fabricación

**Cuadro 5.7:** Dimensiones del diseño final del CubeSat con 8 radiales en configuración L.

Parámetro	Valor (cm)
Cubo 1U ( $cm^3$ )	10 x 10 x 10
Radial corto (cm)	11.8
Radial largo (cm)	16.8

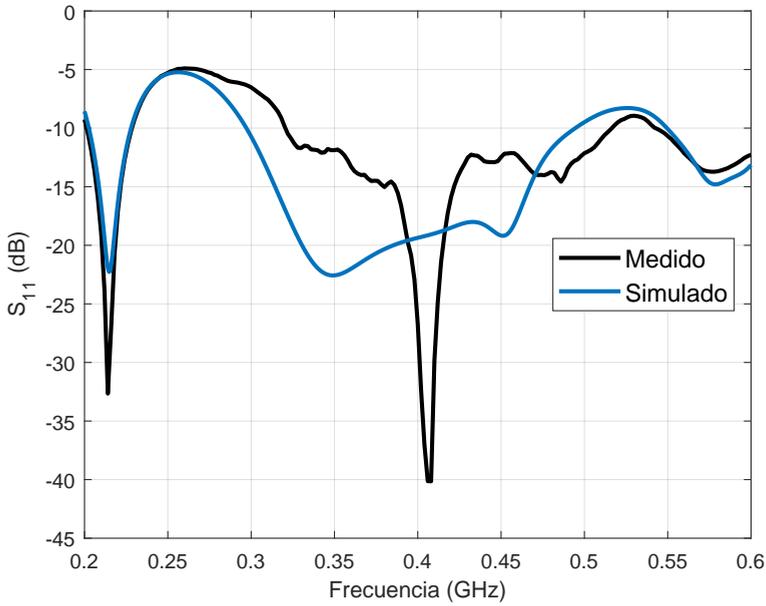


**Figura 5.25:** CubeSat con 8 radiales fabricado, y conectado al analizador de redes para medición dentro de la cámara anecoica.

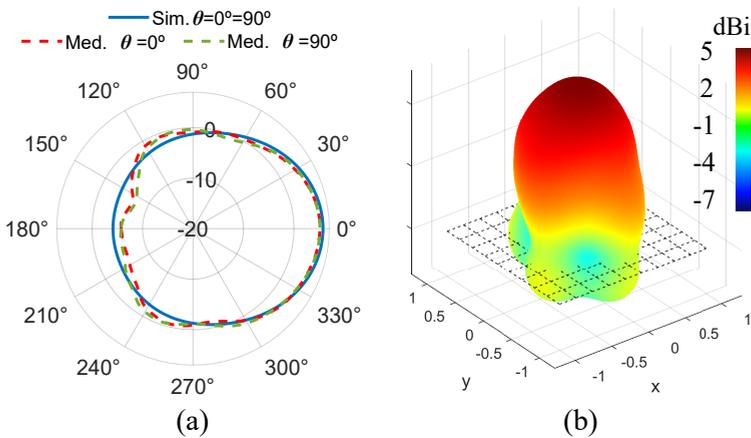
El diseño final del CubeSat fabricado consta de un cubo recubierto de una lamina de cobre de 0,3 mm, y los radiales de cilindro de cobre hueco de 2 mm de diámetro. Las dimensiones del diseño final optimizado se muestran en la Tabla 5.7. La placa del circuito divisor de potencia que alimenta los 4 radiales se encuentra ubicado en la parte posterior del cubo en el plano de los radiales largos, quedando su plano de masa como tapa del CubeSat. En la Fig. 5.25 se muestra el CubeSat implementado al interior de la cámara anecoica, conectado a un analizador de redes para su medición.

En la Fig. 5.26 se presenta los resultados de la simulación y medición del parámetro S11 de toda el diseño final que consta de el divisor de potencia Wilkinson de 1:4 y CubeSat 1U con 8 radiales. En la curva en azul se presenta los resultados de la simulación, se observa que el ancho de banda del diseño final en referencia a la Fig. 5.16 se ha incrementado de 110MHz a 200 MHz

**CAPÍTULO 5. ALIMENTACIÓN DE ESTRUCTURAS, PROTOTIPOS Y MEDIDAS**



**Figura 5.26:** Simulación y medición de los parámetros  $S_{11}$  del diseño final del CubeSat con 8 Radiales y divisor de potencia Wilkinson



**Figura 5.27:** Simulación y medición del diagrama de radiación del CubeSat con 8 Radiales y divisor de potencia Wilkinson 1:4, en 435 MHz. a) Plano  $xz$  y  $yz$  ( $\theta$  igual a  $0^\circ$  y  $90^\circ$  respectivamente), b) Diagrama de radiación medido en 3D.

## 5.5 Diseño de antenas para Cubesat en VHF/UHF

entorno a la la frecuencia de interés de 435 MHz. En la curva de color negro de la Fig. 5.26 se presentan los resultados de las mediciones con un ancho de banda de 196 MHz ligeramente menor al simulado, pero desplazado 20MHz a frecuencias superiores. En los bordes de la frecuencia de análisis los resultados concuerdan más entre lo medido y simulado.

En la Fig. 5.27 (a) se presentan los resultados del diagrama de radiación medidos y simulados en el plano  $xz$  y  $yz$  ( $\theta$  igual a  $0^\circ$  y  $90^\circ$  respectivamente) a 435 MHz. Como se esperaba, se observa que el diagrama de radiación es unidireccional, y presenta una buen concordancia entre los resultados de lo simulado y medido. La directividad medida es de 5.15 dBi, ligeramente menor a los 5.8 dBi de directividad simulada. En la Fig. 5.27 (b) se observa el diagrama de radiación directivo en 3D medido que guarda similitud con la simulación 3D de la Fig. 5.17 (b).

En la Fig. 5.28 (a) y (b) se muestra el diagrama de radiación medido y en el plano E y H en 435 MHz, frecuencia central de operación. Por otro lado, en la Fig. 5.28 (c) se presenta la medición de la elipse de polarización en  $\theta=0^\circ$  y  $\phi=0^\circ$  con un relación axial de RA=0.76 dB, con inclinación de  $232.14^\circ$ , y polarización circular a izquierdas (LHCP). Finalmente, en la Fig. 5.28 (d) se presenta la medición de la componente copolar del campo eléctrico tridimensional.

**Cuadro 5.8:** Comparación del diseño propuestos con otros diseños de antenas para CubeSat.

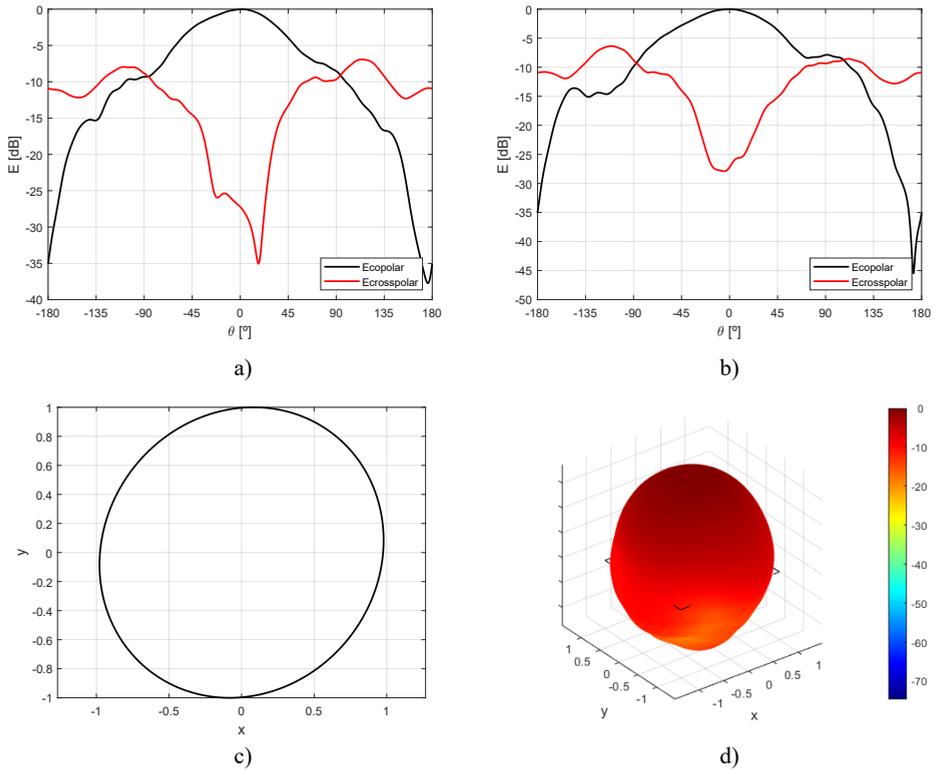
Ref.	AB (MHz)	Tamaño cm <sup>3</sup>	Dir. (dBi)	Efic. (%)	Pol.	Almacenado en
[76]*	80 - 600	250 × 250 × 0.15	5.5	–	Dual	3U
[77]	393 - 403	9.6 x 4 x 0.46	3.11	–	Lineal	–
[78]*	300 - 720	77228	6.5	–	Lineal	2U
[79]	433 - 437	9.2 x 4 x 0.03	–	55	Lineal	<1U
[80]*	360 - 470	6 × 6 x 0.15	–	–	Cir.	–
[81]*	400 - 2400	48.8 x 48.8 x 5	–	85		6U
<b>Este trabajo</b>	<b>296 - 494</b>	<b>42 x 42 x 10</b>	<b>5.15</b>	<b>36</b>	<b>Cir.</b>	<b>&lt;1U</b>

\* Prototipos medidos sin CubeSat

Finalmente el diseño propuesto es comparado con otros diseños de antenas en VHF/UHF para CubeSat existentes en la literatura y se presentan en la Tabla 5.8. De la comparación se distingue que el diseño propuesto es muy compacto, provee gran ancho de banda entorno a la frecuencia de interés de

## CAPÍTULO 5. ALIMENTACIÓN DE ESTRUCTURAS, PROTOTIPOS Y MEDIDAS

---



**Figura 5.28:** Mediciones CubeSat: a) Componentes copolar y crosspolar del campo eléctrico - Plano XZ. b) Componentes copolar y crosspolar del campo eléctrico - Plano YZ. c) Elipse de polarización en  $\theta=0^\circ$  y  $\phi=0^\circ$  (RA=0.76 dB; Inclinación=232.14 $^\circ$ ; LHCP). d) Componente copolar del campo eléctrico 3D (dB), posición máximo  $\theta=2^\circ$  y  $\phi=7^\circ$ .

435 MHz y puede ser almacenado dentro de un CubeSat 1U dejando espacio incluso para más carga útil. Sin embargo el diseño propuesto tiene polarización circular, con un diagrama de radiación directivo hacia el nadir.

### Conclusiones

En esta sección se ha presentado el diseño de un CubeSat 1U con 8 radiales con diagrama de radiación unidireccional para la banda de VHF/UHF y con amplio ancho de banda. Los resultados de las mediciones y simulación presentan un ancho de banda ( $S_{11} < -10\text{db}$ ) de 196 MHz en torno a la banda de 435 MHz. La estructura desplegada tiene dimensiones de  $42 \times 42 \times 10 \text{ cm}^3$ .

El CMA ha sido aplicado para identificar y combinar los modos M1, M1', M4 y M4' que aportan para conformar un diagrama de radiación unidireccional con polarización circular. Varias configuraciones de estructuras han sido estudiadas con CMA para determinar el tamaño de los radiales y sus orientaciones en dirección de las aristas de un cubo de dimensiones 1U.

Tanto la lámina que cubre el CubeSat como los radiales del prototipo han sido fabricado de cobre. Las mediciones de diagrama de radiación e impedancia presentan una buena concordancia con las simulaciones. El diseño propuesto es un buen candidato para aplicaciones de CubeSat con diagrama de radiación unidireccional, en la banda de VHF/UHF con gran ancho de banda, con una estructura simple, de fácil despliegue y orientación de los radiales.

## 5.6. Alimentación de cavidad cuadrada con núcleo

En esta sección, se alimentarán las cavidades cuadradas que contienen núcleos en forma de rombo en su interior, los cuales fueron estudiados con los modos característicos de la Sección 4.4.1. Uno de los resultados importantes del análisis es que la ubicación del núcleo dentro de la cavidad permite lograr un mayor aislamiento entre los puertos, ya que desplaza la resonancia del modo M4 a frecuencias inferiores a 3 GHz. Por lo tanto, para obtener un buen aislamiento entre los puertos, la antena debe operar a partir de 3 GHz. A frecuencias superiores, aparecen modos de orden superior. Uno de los modos dominantes a frecuencias superiores es el modo M3, el cual presenta una acumulación de cargas en el centro de los lados de la cavidad, lo cual es ideal para ubicar las alimentaciones. El objetivo en los diseños será lograr un gran ancho de banda mediante la combinación de modos de orden superior, con 4 haces independientes y un buen aislamiento entre los puertos para aplicaciones de estaciones base en la banda baja de 5G, entre otras.

En la Sección 5.6.1, se alimenta la cavidad con el núcleo grande utilizando una ILA. En la Sección 5.6.2, se alimenta la cavidad con el núcleo pequeño utilizando una T.

### 5.6.1. Alimentación con ILA de una cavidad con núcleo sólido

Nuevas soluciones conceptuales están surgiendo para cumplir con los requerimientos de despliegue de sistemas de inalámbricos de 5ta generación. La red móvil actual tiene grandes desafíos en 5G que no puede superar como la capacidad, tasa de dato, latencia, cantidad de usuarios, confiabilidad y eficiencia [82].

Un concepto incorporado en los nueva generación de sistemas móviles es el Small Cell o celda pequeña [82]. El objetivo e s dividir un estación base compleja en varias estaciones bases simples y obtener un rendimiento eficiente. Las estaciones base de Small Cell usan equipos de baja potencia, bajo costo y corto alcance tanto para cobertura en interiores como exteriores.

La banda baja de 5G de 3 GHz a 5 GHz depende de cada país. Actualmente hay una gran demanda por antenas compactas de bajo costo con haces independientes que permitan capacidades MIMO. Varias propuestas han sido presentadas como prototipos de bajo perfil [83] [84] . En [83] presentan una antena MIMO de 4 puertos para LTE en las bandas 3400-3600 MHz, 3600-3800 MHz and 5150-5925 MHz con una eficiencia sobre el 70 %. En [84], presentan una antena MIMO de banda ancha de 4 puertos. El diseño opera en la sub-banda de 6 GHz de sistemas 5G y en la banda de WiFi de 2.45 GHz y 5 GHz con una eficiencia total sobre el 34.1 %.

En este apartado se presenta una antena de cavidad de 4 elementos para operar desde 3 GHz a 5 GHz cubriendo la banda de 5G para despliegue anticipado. Este incorpora 4 haces independientes proporcionando MIMO de 4x4 con una alta eficiencia total, y con diversidad en polarización.

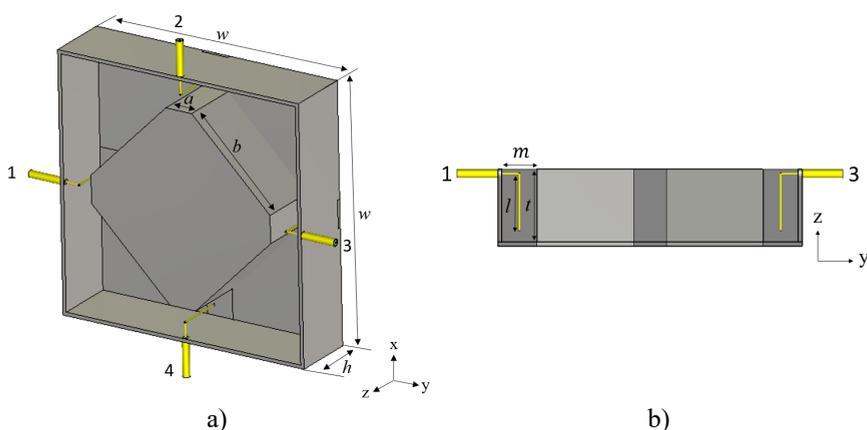


Figura 5.29: Geometría de la antena propuesta. a) Vista 3D, b) Sección cruzada.

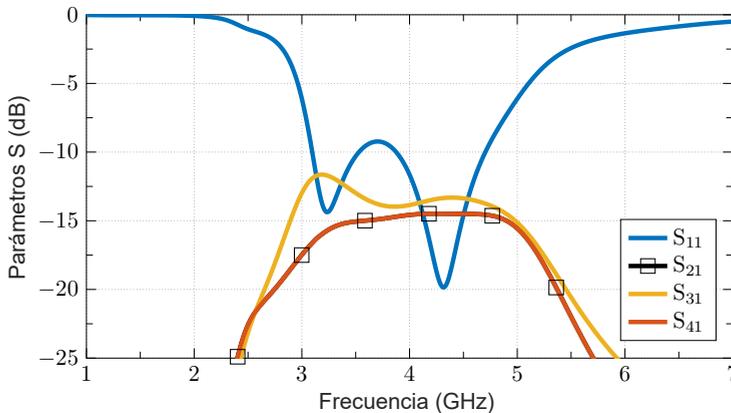
## 5.6 Alimentación de cavidad cuadrada con núcleo

El objetivo de este apartado es diseñar una antena multipuerto de banda ancha usando una cavidad en la parte posterior de las antenas elementales como en [85] y [86]. En la Fig. 5.29 (a) se muestra la vista 3D de la antena de cavidad propuesta, diseñada sobre una caja metálica cuadrada de dimensiones  $\lambda_c \times \lambda_c \times 0,25\lambda_c$ , donde  $\lambda_c$  es la longitud de onda en la frecuencia central de funcionamiento (4 GHz). Las dimensiones de la antena han sido optimizadas para obtener una buena estabilidad del diagrama de radiación y buena eficiencia total. Las dimensiones se presentan en el Cuadro 5.9.

**Cuadro 5.9:** Dimensiones de la antena de cavidad.

Parámetro	$w$	$h$	$a$	$b$	$m$	$l$	$t$
Unidad (mm)	75	18.75	8	33.77	8.62	14.22	17.75

La alimentación de la antena está dada por 4 cables coaxiales de  $50 \Omega$  cuyo conductor interno ha sido extendido, y doblado en L invertido al interior, entre la cavidad y el núcleo, creando un transformador de impedancia como se muestra en la Fig. 5.29 (b). Con este transformador de impedancia, se divide en cuatro la parte real de la impedancia, obteniendo una adaptación entorno a los  $50 \Omega$  a lo largo de toda la banda de trabajo. Las dimensiones optimizadas del transformador de impedancia se presentan en el Cuadro 5.9.



**Figura 5.30:** Parámetros S simulados.

El diseño y optimización de la antena ha sido realizado con el simulador CST Studio. Los parámetros S son presentados en la Fig. 5.30. El coeficiente

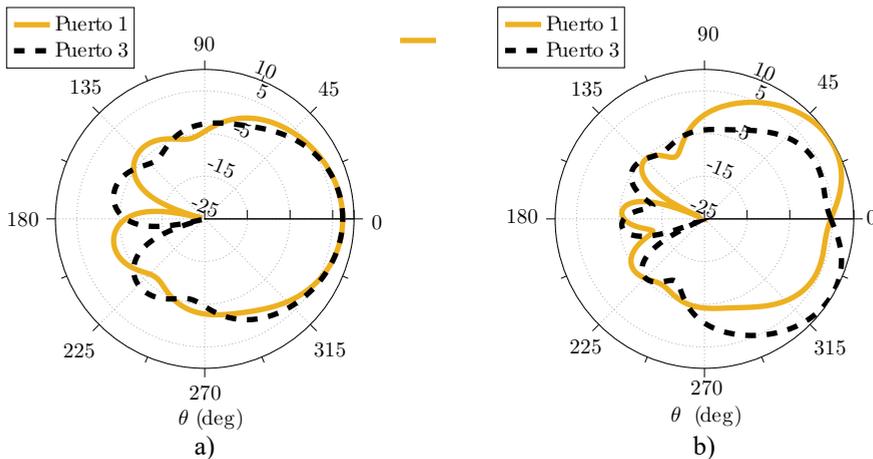
## CAPÍTULO 5. ALIMENTACIÓN DE ESTRUCTURAS, PROTOTIPOS Y MEDIDAS

de reflexión está por debajo de -6 dB entre 3 GHz y 5 GHz, y el acoplamiento mutuo entre puertos está por debajo de -11dB.

En la Fig. 5.31 se muestra el diagrama de radiación en el plano E ( $\phi = 90$ ) cuando el puerto 1 y 3 son excitados individualmente en la frecuencia mínima y máxima de 3 GHz y 5 GHz respectivamente. La inclinación del haz aumenta conforme se sube en frecuencia entorno a los  $30^\circ$  en referencia al eje  $z$ . La directividad simulada en 3 GHz y 5 GHz es de 7.5 dBi y 9.81 dBi respectivamente. El funcionamiento al ser excitados individualmente los puertos 2 y 3 son equivalentes en el plano H.

La antena propuesta es capaz de ofrecer 3 modos de operación. En el primer modo se obtienen haces independientes al alimentar de forma individual cada puerto. El segundo modo de operación es en polarización Vertical u Horizontal cuando 2 puertos opuestos son excitados con fase invertida. El tercer modo con polarización circular.

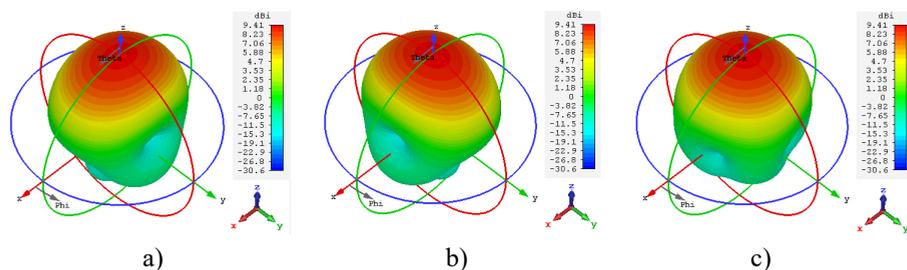
Para obtener polarización lineal dos puertos opuestos deben ser excitados con fase invertida, es decir, sea el puerto 1 y 3 para la polarización horizontal, o puerto 2 y 4 para polarización vertical. La polarización circular se obtiene excitando el puerto del 1 al 4 con fase progresiva de  $90^\circ$ .



**Figura 5.31:** Diagrama de radiación 2D de los puertos 1 y 3. a)  $f = 3$  GHz, b)  $f = 5$  GHz.

En la Fig. 5.32, se presenta los diagramas de radiación en 3D de los modos de operación con polarización lineal y circular. La Fig. 5.32 (a) corresponde a la polarización horizontal, la Fig. 5.32 (b) a la polarización vertical. En la Fig. 5.32 (c) se presenta la el diagrama de radiación en polarización circular.

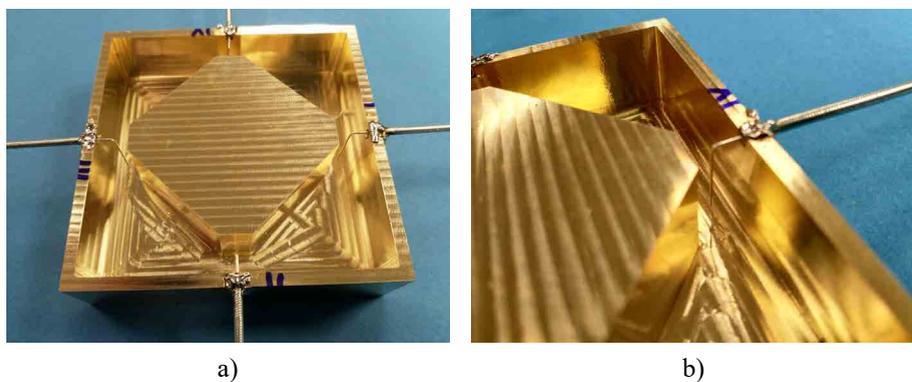
## 5.6 Alimentación de cavidad cuadrada con núcleo



**Figura 5.32:** Diagrama de radiación 3D. a) Polarización Horizontal, b) Polarización Vertical, c) Polarización Circular.

### Resultados experimentales

Las fotografías de la antena fabricada se muestra en la Fig. 5.33. La cavidad es fresada de una estructura de latón cuadrada. Las mediciones de los parámetros  $S_{nn}$  y  $S_{nm}$  se presentan en la Fig. 5.34 (a) y (b) respectivamente. Las mediciones muestran un coeficiente de reflexión de  $-6$  dB entre 3 GHz y 5 GHz (50%) en todos los puertos. Así también las mediciones muestran un aislamiento entre puertos mejor que 11.8 dB en la banda de funcionamiento. En la Fig. 5.35 se presenta la directividad medida en varias frecuencias, y como se esperaba se observa como el haz se inclina a medida que la frecuencia se incrementa.

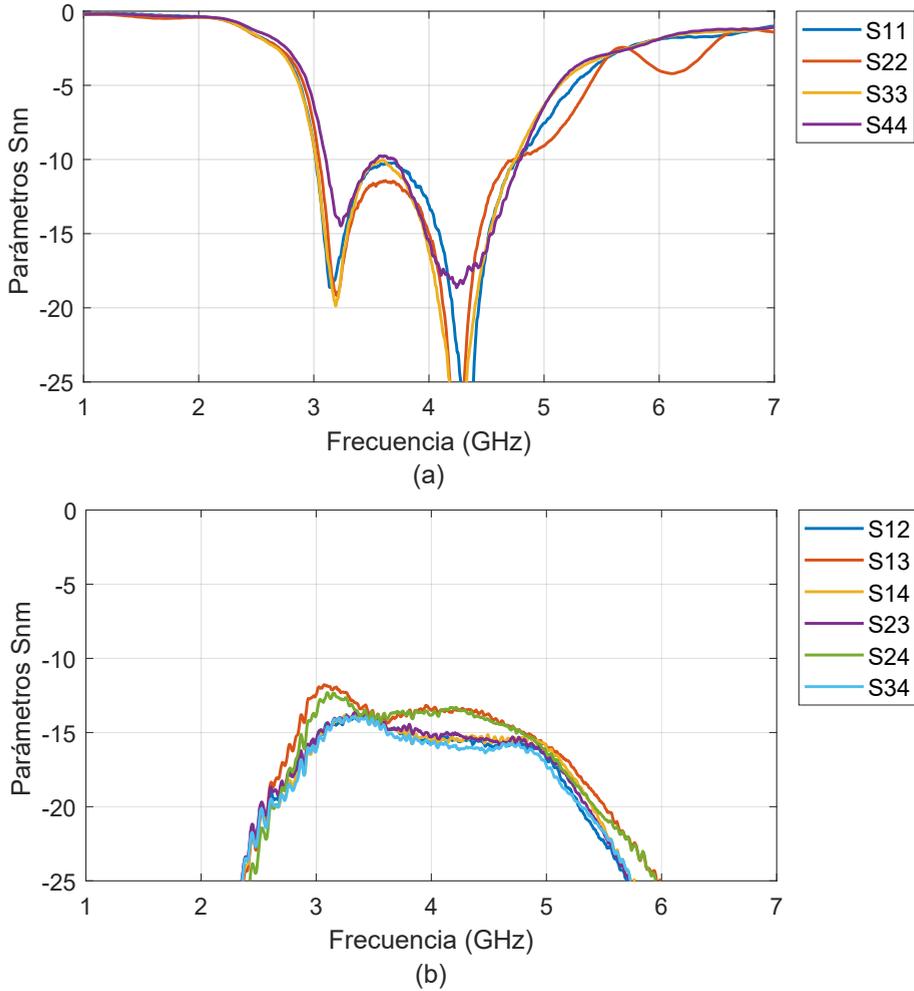


**Figura 5.33:** Fotografía de la antena fabricada. a) Cavidad con núcleo y alimentaciones, b) Elemento puerto 3.

En esta sección se ha presentado el diseño, simulación y medición de una antena de 4 puertos con cavidad y de banda ancha para la banda baja de 5G con aplicaciones MIMO. Los resultados medidos están acordes a los simulados.

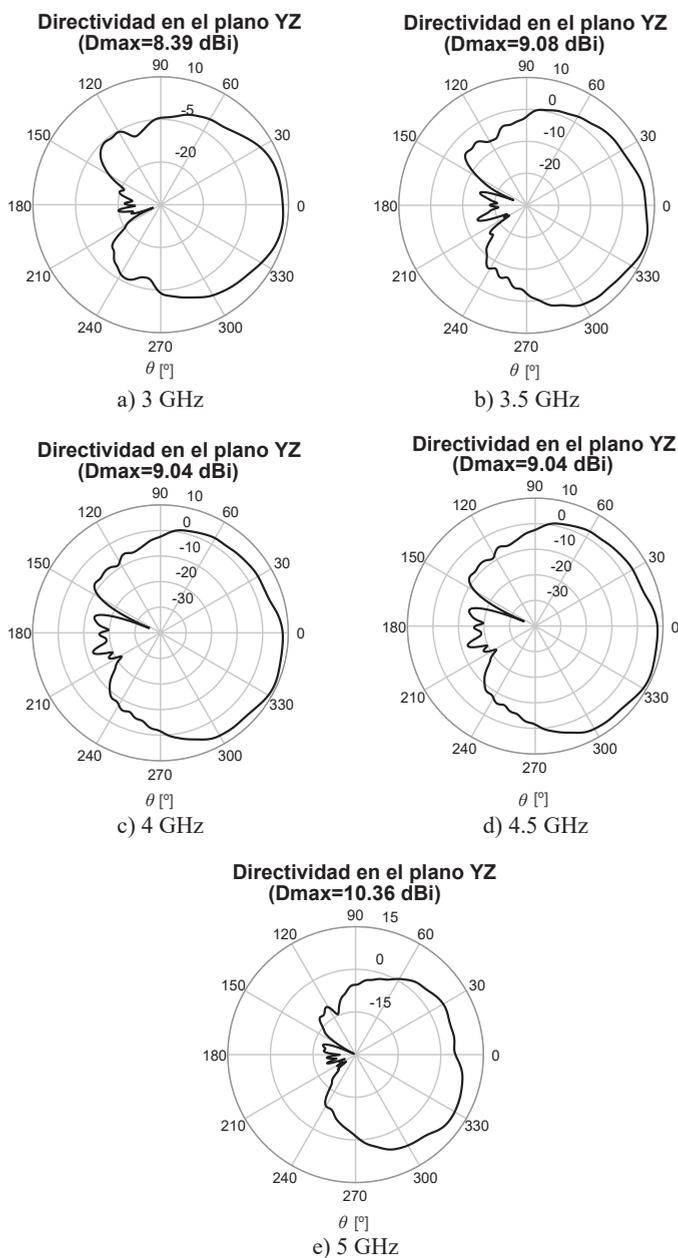
## CAPÍTULO 5. ALIMENTACIÓN DE ESTRUCTURAS, PROTOTIPOS Y MEDIDAS

---



**Figura 5.34:** Parámetros S Medidos.

## 5.6 Alimentación de cavidad cuadrada con núcleo



**Figura 5.35:** Mediciones del diagrama de radiación 2D del puerto 3. a)  $f = 3$  GHz, b)  $f = 3.5$  GHz, c)  $f = 4$  GHz, d)  $f = 4.5$  GHz, e)  $f = 5$  GHz.

Debido a sus 4 haces independientes, rango de operación entre 3 GHz y 5 GHz con directividad medida de 8.39 y 10.36 respectivamente, y eficiencia total del 67%, el diseño propuesto es adecuado para una antena de estación base 5G de interiores, ofreciendo mejor funcionamiento que diseños de publicaciones previas [83] [84] [85] y [86]. La antena propuesta no necesita de acopladores híbridos o balun para obtener diagramas independientes. El diseño está realizado sobre una caja metálica, y la adaptación se obtiene extendiendo el cable interno del cable coaxial permitiendo una fácil fabricación y a bajo costo. El diseño y los resultados simulados han sido publicados en [87].

### 5.6.2. Alimentación con T a una cavidad con núcleo sólido

Con el pronto despliegue del sistema inalámbrico de 5ta generación, existe una necesidad de cumplir con los desafíos de esta tecnología en términos de velocidad de datos, latencia, eficiencia y fiabilidad [82]. El rango de frecuencias establecidas para 5G están desde los cientos de MHz hasta sobre los 72 GHz. Pero el despliegue inicial se dará en la banda de entre 3 y 5 GHz. Una de las características nuevas en 5G son las small cell o celdas pequeñas, que manejarán potencias bajas, de bajo costo y de corto alcance para estaciones base de interiores o exteriores que manejen alta densidad de usuarios.

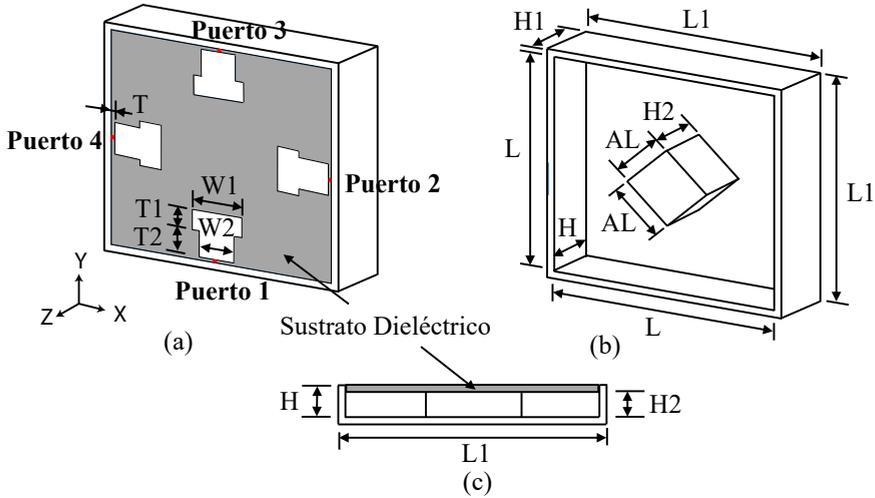
Esta situación a disparado una gran demanda por antenas multipuerto [88] [89], con haces independientes para obtener capacidades de funcionamiento MIMO. En muchas aplicaciones el uso de antenas de banda ancha [90] [91] [92] [93] [94] [95] [96] [97] es una adecuada solución para cubrir varias bandas.

Una propuesta para un punto de acceso 5G para interiores es presentada en [98] con capacidades MIMO 4x4 para LTE 42-43 (3400-3800 MHz) y LTE 46 (5150-5925 MHz). En [99] los directores de este trabajo presentaron una antena de cavidad de 4 puertos. Usando el mismo concepto, una antena de cavidad ha sido diseñada con 4 monopolos de banda ancha en forma de T como alimentadores, como se presenta en la Fig. 5.36. Esta solución incrementa el ancho de banda con un simple proceso de fabricación.

El objetivo de esta sección es presentar un diseño de una antena unidireccional proporcionando un MIMO 4x4 con 4 puertos independientes cubriendo la banda de Sub-6GHz de comunicaciones inalámbricas, es decir, 5G (3.1-4.99 GHz), LTE 2300/2500 (2.3-2.69 GHz), WiMAX (2.30-2.36, 2.50-2.90, 3.30-3.80 GHz) y WiFi (2.4-2.48, 5.15-5.875 GHz). Además, el diseño esta enfocado para ser de fácil fabricación y despliegue.

La antena consiste de 4 monopolos de banda ancha en forma de T ubicados sobre una cavidad cuadrada como se muestra en la Fig. 5.36. Los monopolos están ubicados sobre una placa de sustrato, mismo que sirve como tapa de la cavidad. Dentro de la cavidad en el centro se ha ubicado una bloque o núcleo para incrementar el aislamiento entre los monopolos.

## 5.6 Alimentación de cavidad cuadrada con núcleo



**Figura 5.36:** Estructura de la antena propuesta. a) Vista 3D, b) Cavity, c) Vista lateral

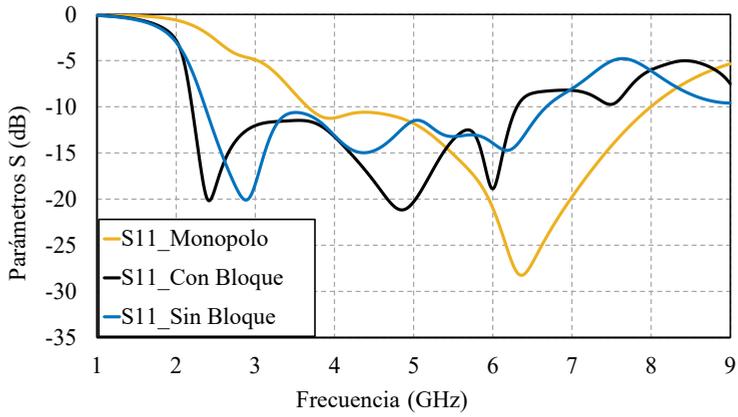
La Fig. 5.37 compara los parámetros S de los tres diseños: los monopolos aislados, los monopolos con la cavidad, y los monopolos con la cavidad más el núcleo o bloque central.

Las dimensiones han sido optimizadas para obtener un coeficiente de reflexión más bajo que -10 dB y un aislamiento entre puertos más alto que 10 dB. Los parámetros optimizados son presentados en el Cuadro 5.10. El sustrato escogido para ubicar los monopolos es el Roger RO4003C con constante dieléctrica de  $\epsilon_r = 3,38$ , pérdidas tangenciales de  $\tan\delta = 0,0027$ , y un espesor de  $t = 0,508\text{mm}$ .

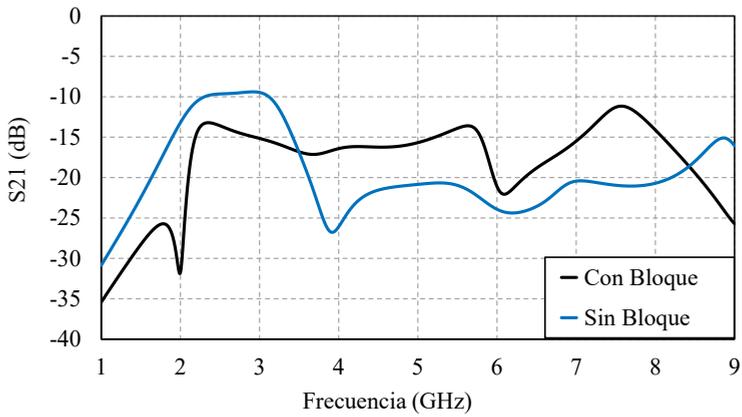
Los siguientes resultados son obtenidos con un tamaño de antena optimizado de  $0.542\lambda \times 0.542\lambda \times 0.139\lambda$ , donde  $\lambda$  es la longitud de onda en el espacio libre en 2.2 GHz.

**Cuadro 5.10:** Dimensiones optimizadas de la antena (Unidad: mm)

Parámetro	L1	H1	L	H	T	T1	T2	W1	W2	AL	H2
(mm)	74	19	72	18	1	6	9	16	11	18	17.49



a)



b)

**Figura 5.37:** Simulación de los parámetros S de la antena propuesta. a) S11 con y sin núcleo sólido, b) S21, S31, S41 con y sin núcleo sólido.

### Alimentación diferencial

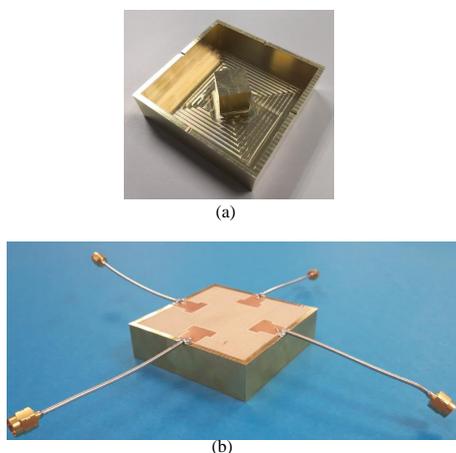
Debido a que la antena propuesta tiene una estructura simétrica, la polarización lineal o circular puede ser obtenida dependiendo la magnitud y fase de la señal aplicada a los cuatro puertos con alimentación diferencial.

La antena opera en 3 modos diferentes dependiendo la forma de alimentación aplicada a los 4 puertos. El primer modo sin alimentación diferencial, es decir cada puerto alimentado de forma independiente lo cual permite MIMO 4x4. El modo 2 es usando alimentación diferencial, es decir, alimentando dos puertos opuestos (puerto 1 y 3, o puertos 2 y 4) con desfase de  $180^\circ$  entre ellos. El modo 3 es alimentación diferencial sobre los 4 puertos de manera simultánea pero con fase progresiva de  $90^\circ$  entre puertos consecutivos, lo que da como resultado una polarización circular. MIMO no está disponible en este modo.

### Resultados experimentales

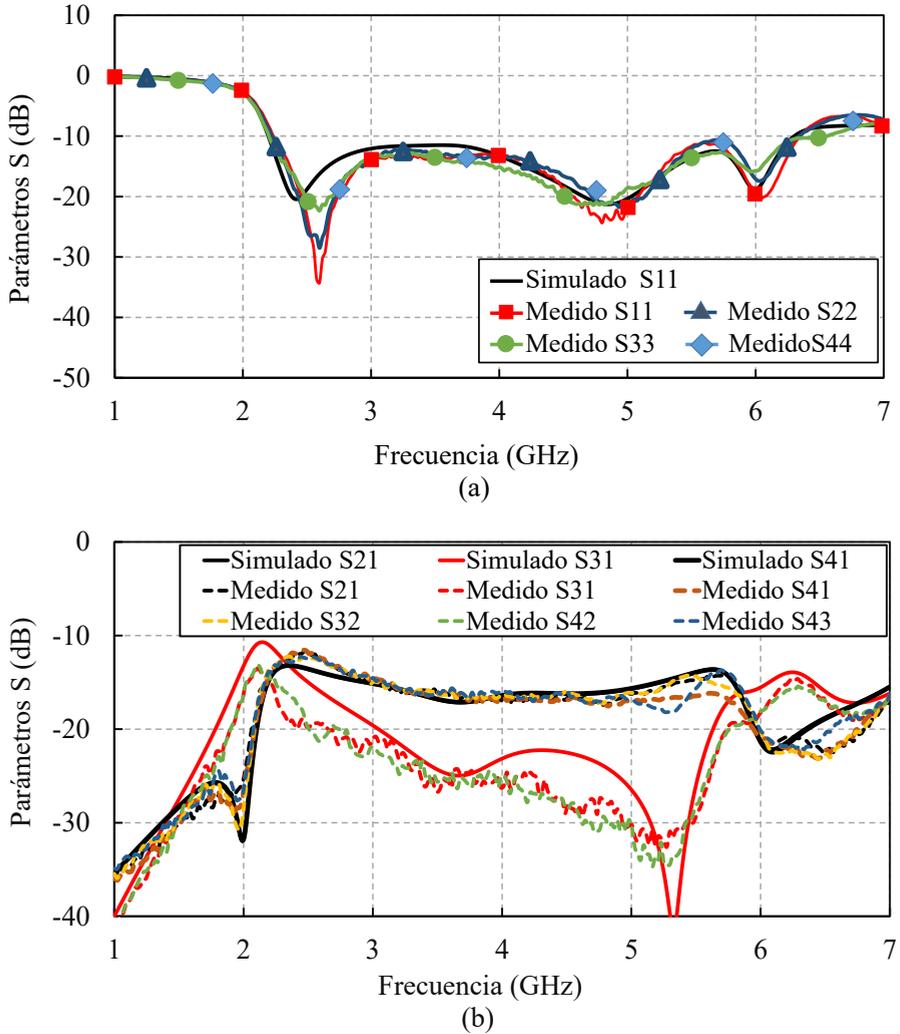
La antena fabricada se muestra en la Fig. 5.38. La cavidad es fresada de una estructura de latón cuadrada. La simulación y medición son presentadas en la Fig. 5.39. Las mediciones muestran un coeficiente de reflexión de  $-10$  dB entre 2.24 GHz y 6.31 GHz (95.2 %) en todos los puertos. Así también las mediciones muestran un aislamiento de entre puertos mejor que 11.5 dB sobre toda la banda de funcionamiento.

La Fig. 5.41 presenta la medición de la ganancia de la antena y eficiencia de adaptación cuando solo un puerto es excitado.



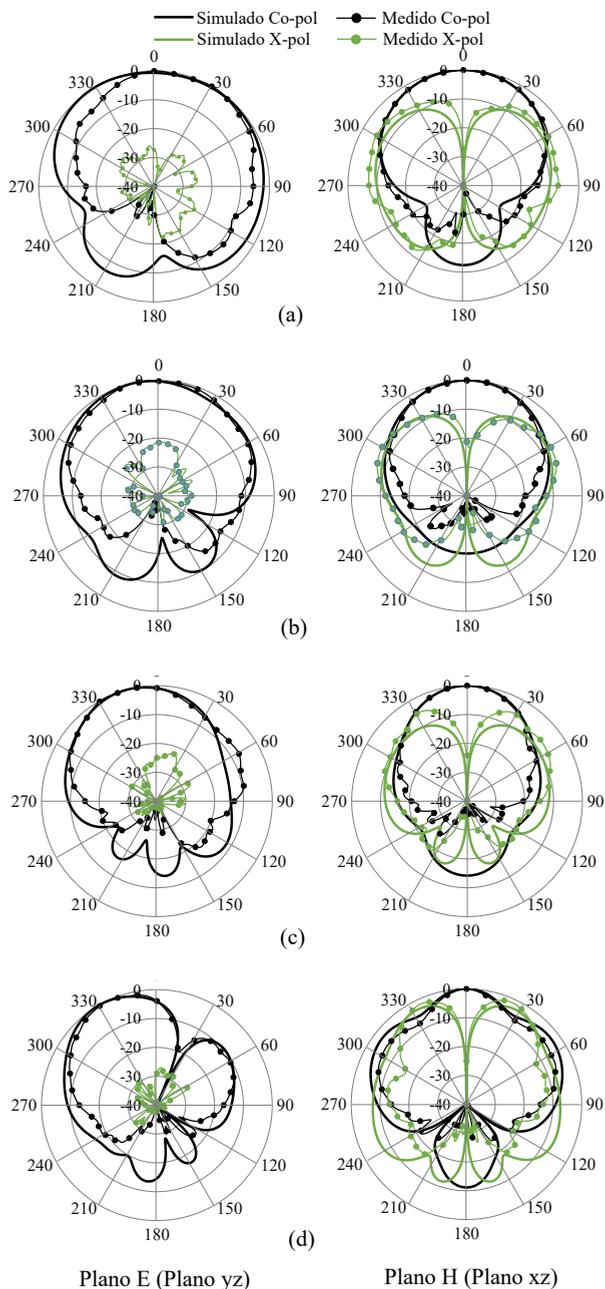
**Figura 5.38:** Fotografías de la antena fabricada. a) Cavidad sin sustrato dieléctrico, b) Antena prototipo.

## CAPÍTULO 5. ALIMENTACIÓN DE ESTRUCTURAS, PROTOTIPOS Y MEDIDAS

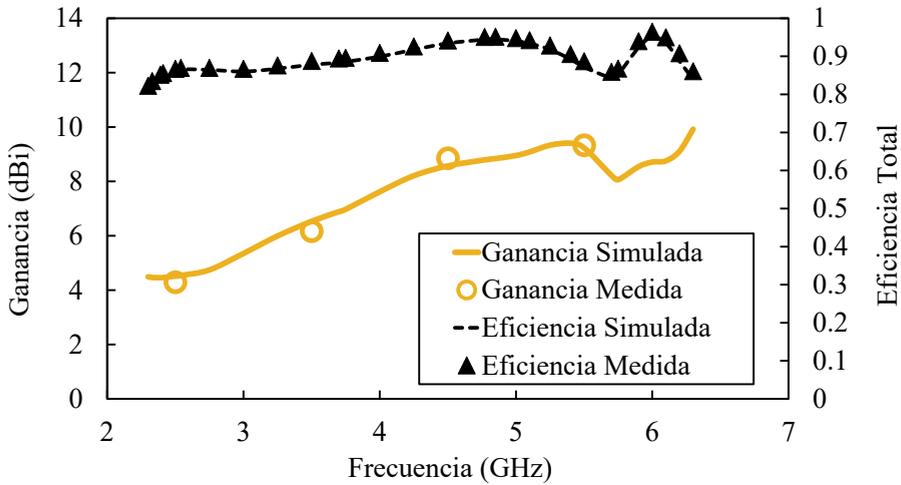


**Figura 5.39:** Medidas y simulación de los parámetros S de la antena propuesta. a) S11, S22, S33 y S44, b) S21, S31 y S41

## 5.6 Alimentación de cavidad cuadrada con núcleo



**Figura 5.40:** Medidas y simulación del diagrama de radiación de la antena de cavidad rectangular con núcleo pequeño, cuando solo el puerto 1 es excitado. a) 2.5 GHz, b) 3.5 GHz, c) 4.5 GHz, y d) 5.5 GHz.



**Figura 5.41:** Medidas y simulación de la ganancia y eficiencia de la antena propuesta cuando solo el puerto 2 es excitado.

En la Fig. 5.40 se muestra el diagrama de radiación medido y simulado en el plano E y H en 2.5 GHz, 3.5 GHz, 4.5 GHz, y 5.5 GHz cuando solo el puerto 1 es excitado y el resto de puertos están conectados a una carga de 50  $\Omega$ . Los resultados de las Fig. 5.39 5.41 5.40 concuerdan con los resultados de las simulaciones.

En este apartado se ha presentado el diseño de una antena compacta de banda ancha con diagrama de radiación unidireccional y multi-haces independientes para aplicaciones MIMO. Los resultados de las simulaciones y mediciones muestran un ancho de banda ( $S_{11} < -10$  dB) entre 2.24 GHz y 6.31 GHz (95.2%) y una ganancia entre 4.4 a 9.9 dBi. El aislamiento entre puertos es más alto que 11.5 dB, la ECC esta bajo 0.03, y la eficiencia de adaptación esta sobre el 82% en la banda de operación. La antena es idónea para estaciones base small cell para proveer servicios para aplicaciones de LTE 2300/2500, WiFi, WiMAX y la banda baja de 5G.

## 5.7. Alimentación de cavidad cilíndrica compuesta

En esta sección se alimentará una cavidad abierta con un anillo con dos monopolos ubicada sobre la apertura. Debido a la complejidad de la estructura se a analizado por partes más simples y de forma progresiva integrando ele-

mentos de la antena. Desde una placa circular con el tamaño de la tapa base de la cavidad, pasando por un anillo, un anillo con un y dos monopolos, Así también se ha analizado la cavidad aislada, para finalmente analizar la estructura completa.

### Introducción

Actualmente existe gran interés en estaciones base que puedan instalarse al interior de edificios con soluciones de diversidad de polarización y gran ancho de banda para cubrir las expectativas de capacidad y velocidades de transmisión de datos en los sistemas de comunicaciones móviles. Las estaciones base de exteriores instaladas sobre torres, tienen agrupaciones de antenas verticales con polarización dual y cobertura de  $120^\circ$ . Mientras la antenas de interiores son requeridas con características como bajo perfil, duales en polarización para ser instaladas en cuartos o salas. En [100] se presenta un buen estudio del estado del arte de antenas para sistemas 5G, y en base a esta se puede clasificar a la propuesta de esta sección como una antena MIMO de ultra banda ancha.

La innovación fundamental que se presenta en este apartado es el uso de la teoría de modos característicos para sistematizar el diseño de un antena de interiores con gran ancho de banda y estabilidad en el diagrama de radiación. La antena propuesta será comparada con otras soluciones que usan cavidades pero con diferente tipo de alimentaciones como dipolos cruzados o estructuras capaces de alcanzar polarización circular.

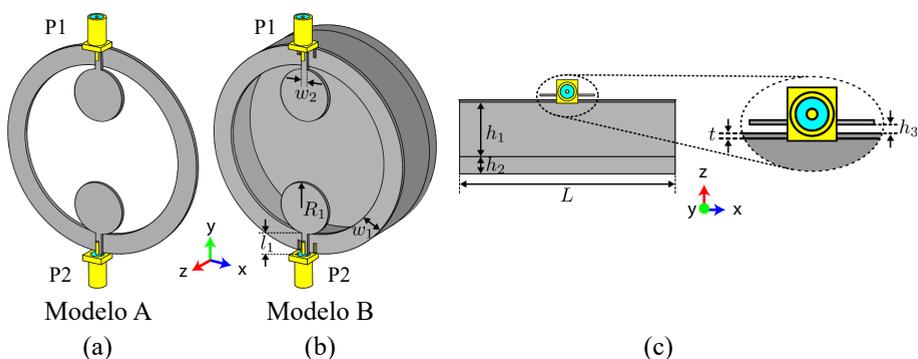
El proceso inicia estudiando recientes soluciones con especificaciones tales como gran ancho de banda y el diagrama de radiación unidireccional y estable. En [101] los elementos radiantes con dipolos cruzados sobre una cavidad, con ancho de bna de 1710 - 2690 MHz. En [102] se usa una solución de dipolo cortocircuitados alcanzando un ancho de banda que va desde 1.67 GHz a 3.7 GHz. Por otro lado en [103] se usan dipolos elementales magneto-eléctrico con polarización dual, obteniendo un amplio ancho de banda que va desde 1.6GHz a 3.7 GHz, pero con una implementación complicada del elemento radiante.

A continuación se revisan soluciones para estaciones de base de cobertura en interiores que alcanzan un buen ancho de banda pero con un solo puerto por lo que pierden capacidades MIMO. La propuesta de [104] es una antena de dipolos cruzados con polarización circular y gran ancho de banda desde 1.99 a 3.22 GHz. En la referencia [105] también se usan dipolos cruzados y además un elemento acoplado que alcanza polarización circular con un ancho de banda desde 2.05 GHz a 3.72 GHz. Así también en la solución de [106] se alcanza un buen ancho de banda y polarización circular, sin embargo la fabricación es compleja y además no tiene capacidades MIMO debido a que tiene solo una polarización.

### Cavidad Cilíndrica compuesta por 2 monopolos

La cavidad cilíndrica compuesta, fue estudiada a una escala de 0.78, con modos característicos en la Sección 4.4.3. Según el coeficiente de excitación o peso modal para conseguir una polarización vertical, se debe excita el M1 a frecuencias bajas, y el M1 y M2 a frecuencias medias.

La distribución de corrientes modales demostraron que todos los modos presentan una mayor intensidad de corrientes entre el monopolo y el anillo, ideal para la colocación de las fuentes de alimentación. Con alimentación diferencial, se puede lograr una polarización vertical. Si se incorporan dos monopolos adicionales en disposición horizontal dentro del anillo, sería posible obtener una polarización horizontal. Asimismo, mediante el uso de cuatro monopolos, podría lograrse una polarización circular alimentando los puertos con una fase progresiva de 90 grados entre ellos.



**Figura 5.42:** a) Modelo A con anillo y alimentación diferencial metálico. b) Modelo B con anillo, alimentación diferencial y cavidad metálica. c) Vista lateral del Modelo B.

**Cuadro 5.11:** Dimensiones optimizadas de la Fig. 5.42

Parámetro	L	l1	w1	w2	R1	h1	h2	h3	t
Unidad (mm)	64	6.5	6	1.9	8	15	5	0.6	0.035

En cuanto al diagrama de radiación, el modo fundamental predominante a frecuencias bajas tiene un diagrama de radiación directivo y estable. Pero a frecuencias medias y superiores están presentes varios modos de orden superior, y de los cuales el más representativo es el modo M2. El modo M2 tiene un

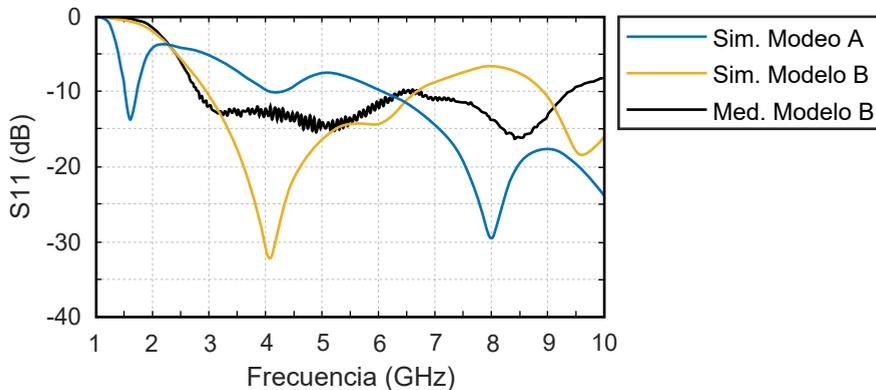
## 5.7 Alimentación de cavidad cilíndrica compuesta

diagrama de radiación que no es estable y a medida que se incrementa la frecuencia, se inclinará cada vez más hacia el eje  $z$ .

Con los criterios obtenidos del análisis de modos característicos de la Sección 4.4.3, en este apartado se presenta una antena de ultra banda ancha de bajo perfil con diversidad de polarización para estaciones base de 5G. La antena está compuesta de una cavidad cilíndrica abierta y alimentada capacitivamente con 2 monopolos en forma de disco ubicados en el plano de la apertura, como se muestra en la Fig. 5.42 (b), denominada Modelo B. También se ha estudiado El modelo A presente en la Fig. 5.42 (a) para comparar los resultados con y sin cavidad. Las dimensiones de la estructura se presentan en el Cuadro 5.11.

En la Fig. 5.43 se presentan los parámetros  $S_{11}$  simulados y medidos del Modelo B. También en esta gráfica se ha incluido los parámetros  $S_{11}$  simulados del modelo A. La diferencia entre estos dos resultados es debido al plano de maza generado por la cavidad circular. El resultado de la simulación del Modelo B tiene un gran ancho de banda ( $S_{11} < -10$  dB) que va desde 2.8 GHz hasta los 9 GHz. Cabe mencionar que este resultado será limitado por la estabilidad del diagrama de radiación.

En la Fig. 5.44 se presenta el modelo B fabricado. En la Fig. 5.43 se presenta las mediciones de  $S_{11}$  del Modelo B fabricado. Como puede ser observado, los resultados medido y simulados son similares entre el rango de frecuencias de 2.8 GHz a 6.5 GHz. El resultado medido tiene menor ancho de banda que el simulado.



**Figura 5.43:** Parámetros  $S_{11}$  simulados del Modelo A, simulación y medición de los parámetros  $S_{11}$  del Modelo B.

Tomando en cuenta la simetría de la cavidad cilíndrica abierta y la propiedad de ortogonalidad de los modos característicos, es posible diseñar una antena dual en polarización basado en el criterio de diseño usado hasta este

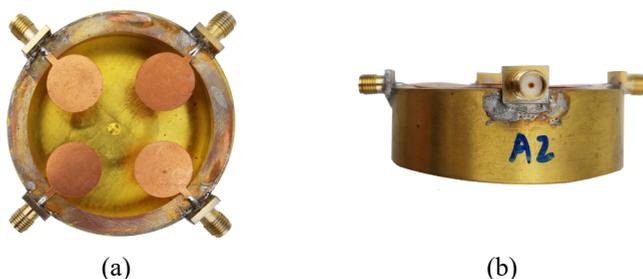


**Figura 5.44:** Vista superior de la antena del modelo B fabricado.

punto. Para diseñar una antena dual es necesario usando otros dos pares de monopoles ubicados en forma horizontal dentro del anillo. Esta configuración se implementa a continuación.

### **Cavidad Cilíndrica compuesta por 4 monopolos**

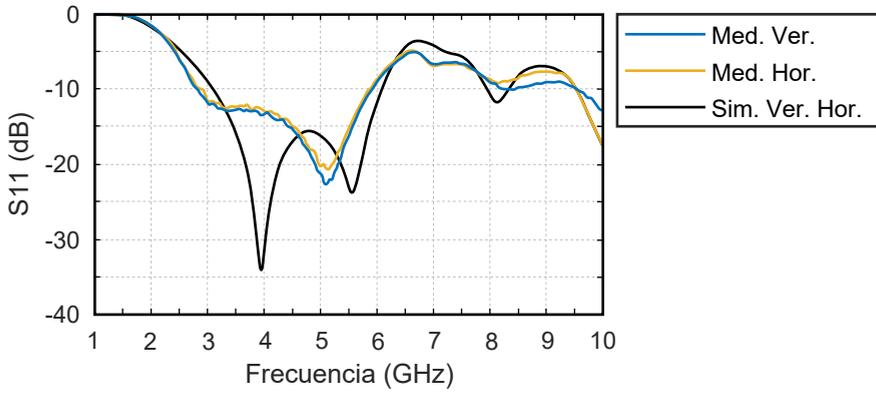
En la Fig. 5.45, se presenta la antena de cavidad cilíndrica con 4 monopolos fabricada. En la Fig. 5.46 se presenta los parámetros  $S_{11}$  simulados y medidos. Como se puede observar, los resultados simulados y medidos son bastante similares. La banda de adaptación ( $S_{11} < -10$  dB) se extiende desde 2.8 GHz a 6 GHz, que corresponde a un ancho de banda porcentual del 72 %.



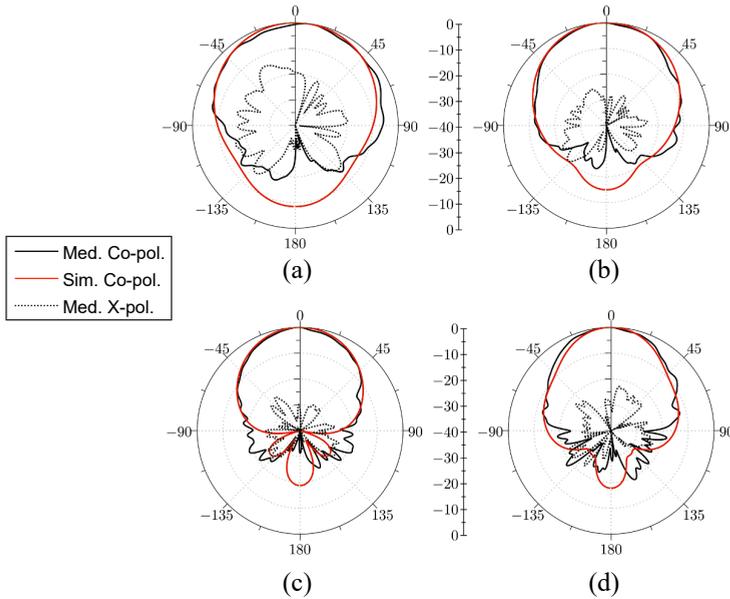
**Figura 5.45:** Antena de cavidad de 4 puertos fabricada. a) Vista superior, b) Vista lateral.

En la Fig. 5.47 y Fig. 5.48, se muestra el diagrama de radiación normalizado en el plano  $xz$  en cuatro frecuencias entre 3 GHz y 6 GHz, demostrando que la antena propuesta tiene un diagrama de radiación unidireccional para ambas polarizaciones.

## 5.7 Alimentación de cavidad cilíndrica compuesta



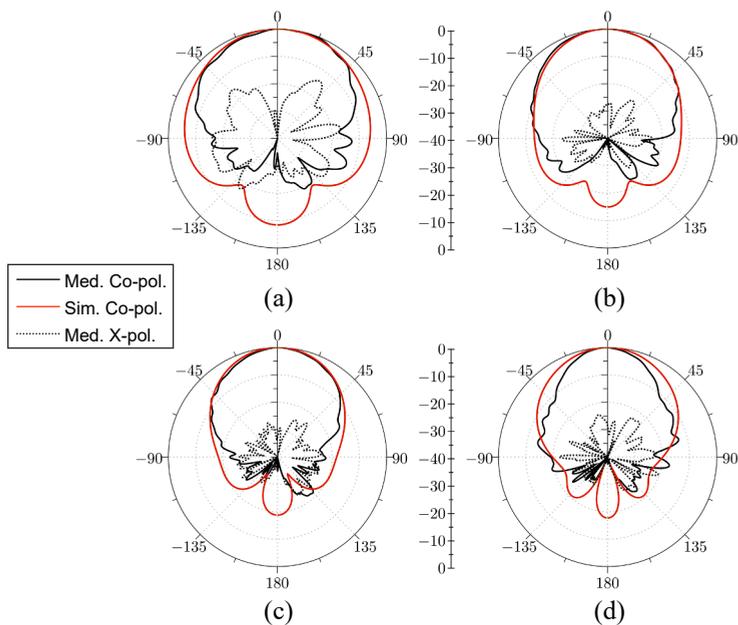
**Figura 5.46:** Parámetros  $S_{11}$  simulados y medidos de la antena de cavidad de 4 puertos de bajo perfil, ultra banda ancha (UWB) y con polarización dual.



**Figura 5.47:** Diagrama de radiación normalizado en el plano  $xz$  con polarización horizontal en: a) 3GHz, b) 4 GHz, c) 5 GHz, d) 6 GHz. Simulación y medición de componente copolar (Co-pol) y crosspol (X-pol)

## CAPÍTULO 5. ALIMENTACIÓN DE ESTRUCTURAS, PROTOTIPOS Y MEDIDAS

---



**Figura 5.48:** Diagrama de radiación normalizado en el plano  $xz$  con polarización vertical en: a) 3GHz, b) 4 GHz, c) 5 GHz, d) 6 GHz. Simulación y medición de componente copolar (Co-pol) y crosspol (X-pol)

## 5.7 Alimentación de cavidad cilíndrica compuesta

El Cuadro 5.12 demuestra una buena concordancia entre los resultados simulados y los medidos de la ganancia de la antena, desde 3 GHz a 6 GHz para ambas polarizaciones.

**Cuadro 5.12:** Ganancia de antena de cavidad con 4 puertos y polarización dual.

Frecuencia (GHz)	Ganancia	Ganancia	Ganancia	Ganancia
	$xz$ (dBi)	$xz$ (dBi)	$xz$ (dBi)	$xz$ (dBi)
	Horizontal Medido	Horizontal Simulado	Vertical Medido	Vertical Simulado
<b>3 GHz</b>	5.50	6.2	4.19	6.20
<b>4 GHz</b>	7.59	8.74	7.24	8.74
<b>5 GHz</b>	8.13	10.11	8.36	10.11
<b>6 GHz</b>	7.89	10.41	8.33	10.41

Finalmente, una comparación entre antenas publicadas con diagrama de radiación unidireccional y la antena propuesta son dadas en el Cuadro 5.13. Las antenas propuestas en las referencias [104], [105] y [106] son compactas y tienen buen ancho de banda, pero tienen un solo puerto y no pueden alcanzar diversidad de polarización. Las referencias [101], [102] y [103] son duales en polarización. El ancho de banda alcanzado por la antena propuesta en esta sección se mejor que las referencias [101] y [102]. Las dimensiones de la referencia [103] son más grandes y el elemento radiante tiene una estructura tridimensional difícil de fabricar. Tomando en cuenta la comparación mostrada en el Cuadro 5.13, se puede concluir que la antena propuesta es una mejor solución entre el tamaño de la antena, ancho de banda y diseño simplificado.

**Cuadro 5.13:** Ganancia de antena de cavidad con 4 puertos y polarización dual.

Ref.	Tamaño de antena ( $\lambda_0^3$ )	S11 AB(%)	Polarización
[101]	0.57 x 0.75 x 0.22	43.8	Dual
[102]	0.85 x 0.85 x 0.19	45.45	Dual
[103]	0.86 x 0.86 x 0.16	79.25	Dual
[104]	0.36 x 0.36 x 0.18	45.68	Circular
[105]	0.51 x 0.51 x 0.17	68.9	Circular
[106]	0.70 x 0.70 x 0.18	73.38	Circular
<b>Este trabajo</b>	0.64 x 0.64 x 0.15	72.72	Dual

$\lambda_0$  representa la longitud de onda en baja frecuencia en el espacio libre.

### Conclusiones

La teoría de modos característicos ha sido usada para explicar el comportamiento de un anillo circular con dos monopolos en su interior y alimentados diferencialmente, y el efecto de incluir a la estructura una cavidad de bajo perfil debajo. Cuando se alimenta de forma diferencial la cavidad compuesta, se obtiene un diagrama de radiación unidireccional estable con un ancho de banda porcentual de 72 % por combinación de modos. El diseño ha sido orientado para operar en la banda baja de 5G entre 2.8 GHz y 6 GHz. Las mediciones y simulaciones demostraron la viabilidad del prototipo, como también su escalabilidad a otro rango de frecuencias. Considerando la simetría de la cavidad cilíndrica compuesta y la ortogonalidad de los modos característicos, una antena dual en polarización es alcanzada usando dos alimentaciones diferenciales más ubicadas sobre el eje horizontal dentro del anillo. Esta antena es una buena solución entre tamaño y ancho de banda, y tiene mejor funcionamiento en comparación a similares antenas publicadas.

## Capítulo 6

# Conclusiones y trabajos futuros

En este último capítulo se sintetizan las aportaciones más importantes de la Tesis, destacando los resultados más relevantes aplicables al diseño de antenas

### 6.1. Conclusiones generales

Se ha demostrado la viabilidad de la aplicación de la teoría de modos característicos para el diseño de antenas en estructuras 3D, como cubos, esferas, cilindros y prismas. También se ha demostrado la utilidad de los diseños de antenas frente a cavidades, con múltiples alimentaciones.

Se han realizado varios diseños entre los que destacan las antenas de UHF para cubesat, los diseños de anillos con formas no convencionales, como Y o T y los diseños de cavidades cuadradas y circulares con capacidades MIMO, con múltiples puntos de alimentación.

Los resultados se han publicado en 7 Congresos internacionales, así como en revistas indexadas, una de ellas aceptada y otra en trámite.

### 6.2. Conclusiones específicas

En cada uno de los capítulos de la tesis se han ido detallando conclusiones específicas parciales, en este apartado se resumen las aportaciones más relevantes.

Las estructuras de hilo, como dipolos y espiras son ampliamente conocidas. No obstante hay espacio para nuevas aportaciones.

## CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

---

Se destaca el análisis modal de una espira rectangular, evolucionando desde el cuadrado hasta el dipolo doblado, determinando que hay una relación de aspecto óptima cuando el ancho es el doble del alto. También se ha demostrado que los modos similares a las líneas de transmisión tienen unos anchos de banda muy reducidos.

Se ha propuesto antenas en forma de Y y T, que consiguen anchos de banda muy grandes dado que los modos de orden superior tienen diagramas de radiación similares a los modos de las primeras resonancias. Se ha demostrado que una alimentación en forma de L invertida es muy adecuada para este tipo de estructuras.

Las estructuras planas también han sido ampliamente estudiadas. En la Tesis se realizan aportaciones combinando distintas geometrías como hilos frente a cuadrados, espiras concéntricas o monopolos de banda ancha en el interior de espiras.

Las aportaciones más relevantes son las orientaciones de diseño para conseguir resonancias combinando hilos y placas. Los anillos concéntricos permiten diseñar antenas con un gran ancho de banda y diagrama bidireccional. Los monopolos en el interior de espiras permiten acoplar los modos deseados, que podrán ser combinadas posteriormente con cavidades.

Las estructuras 3D no han sido muy estudiadas, salvo los casos en los que hay solución analítica, como las esferas. En la Tesis se plantean nuevas ideas, como los cubos con monopolos radiales, los cilindros, los prismas y las cavidades abiertas.

Las aportaciones más relevantes son el estudio sistemático de los modos en la parte exterior de los cuerpos geométricos y el diseño de antenas incluyendo monopolos de hilo y de banda ancha en cubos y en cavidades abiertas.

Finalmente se plantean varias aportaciones en diseño de antenas, entre las que destacan la espira en forma de T, el diseño de un cubesat con polarización circular en VHF y los diseños de cavidades, con alimentación optimizada para conseguir grandes anchos de banda y aislamiento entre puertos.

En resumen, se han cumplido los objetivos enunciados, planteando una metodología de diseño que ha sido aplicada a varios casos de antenas de hilo, estructuras planas y 3D. Las propuestas teóricas se han validado con prototipos fabricados y publicaciones en congresos y revistas.

### 6.3. Trabajos futuros

La tesis doctoral deja muchos temas abiertos que se podrán desarrollar en el futuro. Entre los más relevantes están el diseño de antenas que incluyan dieléctricos, materiales inhomogéneos y anisótropos. En el Laboratorio de Antenas y Propagación se están proponiendo varios proyectos relacionados con

modos característicos en aviones, nuevos diseños de antenas para móviles 5G y nuevos metamateriales 3D, que requieren avances en métodos numéricos, optimización y diseño de metamateriales volumétricos.

## **CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS**

---

---

# References

- [1] R. Garbacz and R. Turpin, “A generalized expansion for radiated and scattered fields,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 19, no. 3, pp. 348–358, 1971.
- [2] C. Montgomery and R. Dicke, “col.:” principles of microwave circuits”, 1947.
- [3] R. Harrington and J. Mautz, “Theory of characteristic modes for conducting bodies,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 19, no. 5, pp. 622–628, 1971.
- [4] A. Yee and R. Garbacz, “Self- and mutual-admittances of wire antennas in terms of characteristic modes,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 21, no. 6, pp. 868–871, 1973.
- [5] M. Cabedo-Fabres, E. Antonino-Daviu, A. Valero-Nogueira, and M. F. Bataller, “The theory of characteristic modes revisited: A contribution to the design of antennas for modern applications,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, no. 5, pp. 52–68, 2007.
- [6] B. K. Lau, M. Capek, and A. M. Hassan, “Characteristic modes: Progress, overview, and emerging topics,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 64, no. 2, pp. 14–22, 2022.
- [7] Y. Chen and C.-F. Wang, *Characteristic modes: Theory and applications in antenna engineering*. John Wiley & Sons, 2015.
- [8] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabres, M. Ferrando-Bataller, and M. Gallo, “Design of a multimode mimo antenna using the theory of characteristic modes,” *Radioengineering*, vol. 18, no. 4, pp. 425–430, 2009.
- [9] J. Molins-Benlliure, E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabrés, and M. Ferrando-Bataller, “Four-port wide-band cavity-backed antenna with isolating x-shaped block for sub-6 ghz 5g indoor base stations,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 80 535–80 545, 2021.

## REFERENCES

---

- [10] J. Molins-Benlliure, M. Cabedo-Fabrés, E. Antonino-Daviu, and M. Ferrando-Bataller, "Sector unit-cell methodology for the design of sub-6 ghz 5g mimo antennas," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 100 824–100 836, 2022.
- [11] J. L. T. Ethier and D. A. McNamara, "Antenna shape synthesis without prior specification of the feedpoint locations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 10, pp. 4919–4934, 2014.
- [12] B. Yang, A. Eroglu, and J. J. Adams, "Shape synthesis of multi-mode dielectric resonator antennas using characteristic modes," in *2020 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)*, 2020, pp. 1–2.
- [13] F. Jiang, C.-Y. Chiu, S. Shen, Q. S. Cheng, and R. Murch, "Pixel antenna optimization using  $n$ -port characteristic mode analysis," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 5, pp. 3336–3347, 2020.
- [14] Y. Chen and C.-F. Wang, "Characteristic-mode-based improvement of circularly polarized u-slot and e-shaped patch antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1474–1477, 2012.
- [15] H. H. Tran, N. Nguyen-Trong, and A. M. Abbosh, "Simple design procedure of a broadband circularly polarized slot monopole antenna assisted by characteristic mode analysis," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 78 386–78 393, 2018.
- [16] X. Gao, G. Tian, Z. Shou, and S. Li, "A low-profile broadband circularly polarized patch antenna based on characteristic mode analysis," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 2, pp. 214–218, 2021.
- [17] C. Zhao and C.-F. Wang, "Characteristic mode design of wide band circularly polarized patch antenna consisting of h-shaped unit cells," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 25 292–25 299, 2018.
- [18] X. Zhang, T.-Y. Tan, Q.-S. Wu, L. Zhu, S. Zhong, and T. Yuan, "Pin-loaded patch antenna fed with a dual-mode siw resonator for bandwidth enhancement and stable high gain," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 2, pp. 279–283, 2021.
- [19] Y. Luo, Z. N. Chen, and K. Ma, "A single-layer dual-polarized differentially fed patch antenna with enhanced gain and bandwidth operating at dual compressed high-order modes using characteristic mode analysis," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 5, pp. 4082–4087, 2020.

- 
- [20] —, “Enhanced bandwidth and directivity of a dual-mode compressed high-order mode stub-loaded dipole using characteristic mode analysis,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 3, pp. 1922–1925, 2019.
- [21] —, “Enhanced bandwidth and directivity of a dual-mode compressed high-order mode stub-loaded dipole using characteristic mode analysis,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 3, pp. 1922–1925, 2019.
- [22] H. Li, Y. Chen, and U. Jakobus, “Synthesis, control, and excitation of characteristic modes for platform-integrated antenna designs: A design philosophy,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 64, no. 2, pp. 41–48, 2022.
- [23] D. Manteuffel, F. H. Lin, T. Li, N. Peitzmeier, and Z. N. Chen, “Characteristic mode-inspired advanced multiple antennas: Intuitive insight into element-, interelement-, and array levels of compact large arrays and metantennas,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 64, no. 2, pp. 49–57, 2022.
- [24] H. Alroughani, J. Ethier, and D. McNamara, “Observations on computational outcomes for the characteristic modes of dielectric objects,” in *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2014, pp. 844–845.
- [25] B. K. Lau, M. Capek, and A. M. Hassan, “Characteristic modes: Progress, overview, and emerging topics,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 64, no. 2, pp. 14–22, 2022.
- [26] P. Ylä-Oijala, H. Wallén, and S. Järvenpää, “Theory of characteristic modes for lossy structures: Formulation and interpretation of eigenvalues,” *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 33, no. 2, p. e2627, 2020.
- [27] S. Huang, J. Pan, and D. Yang, “A novel electromagnetic power-based characteristic mode for magnetodielectric materials,” *Radio Science*, vol. 53, no. 4, pp. 458–471, 2018.
- [28] R. Luomaniemi, P. Ylä-Oijala, A. Lehtovuori, and V. Viikari, “Designing hand-immune handset antennas with adaptive excitation and characteristic modes,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 7, pp. 3829–3839, 2021.

## REFERENCES

---

- [29] C. R. Peñafiel Ojeda, “Design of multi-feed uwb antennas using the theory of characteristic modes,” Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de València, 2021.
- [30] D. A. Santillán Haro, “Diseño de lentes metálicas usando la teoría de modos característicos,” Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de València, 2020.
- [31] R. Harrington and J. Mautz, “Computation of characteristic modes for conducting bodies,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 19, no. 5, pp. 629–639, 1971.
- [32] H. Li, S. Sun, W. Li, M. Wu, and C. Zhou, “Systematic pattern synthesis for single antennas using characteristic mode analysis,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 7, pp. 5199–5208, 2020.
- [33] J. J. Adams, S. Genovesi, B. Yang, and E. Antonino-Daviu, “Antenna element design using characteristic mode analysis: Insights and research directions,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 64, no. 2, pp. 32–40, 2022.
- [34] A. Bouvy and N. Behdad, “A heuristic study of the bandwidth potential of electrically small, platform-based antennas at the hf band,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 2, pp. 623–635, 2021.
- [35] W. Wu and Y. P. Zhang, “Analysis of ultra-wideband printed planar quasi-monopole antennas using the theory of characteristic modes,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 52, no. 6, pp. 67–77, 2010.
- [36] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabres, M. Ferrando-Bataller, and A. Valero-Nogueira, “Wideband double-fed planar monopole antennas,” *Electronics Letters*, vol. 39, no. 23, p. 1, 2003.
- [37] X. Yang, Y. Liu, and S.-X. Gong, “Design of a wideband omnidirectional antenna with characteristic mode analysis,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 6, pp. 993–997, 2018.
- [38] —, “Design of a wideband omnidirectional antenna with characteristic mode analysis,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 6, pp. 993–997, 2018.
- [39] M. Xue, W. Wan, Q. Wang, and L. Cao, “Low-profile wideband millimeter-wave antenna-in-package suitable for embedded organic substrate package,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 8, pp. 4401–4411, 2021.

- 
- [40] X. Zhang, T.-Y. Tan, Q.-S. Wu, L. Zhu, S. Zhong, and T. Yuan, "Pin-loaded patch antenna fed with a dual-mode siw resonator for bandwidth enhancement and stable high gain," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 2, pp. 279–283, 2021.
- [41] D. Wen, Y. Hao, H. Wang, and H. Zhou, "Design of a wideband antenna by manipulating characteristic modes of a metallic loop," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 61, no. 2, pp. 513–518, 2019.
- [42] A. Bhattacharyya, J. Pal, K. Patra, and B. Gupta, "Bandwidth-enhanced miniaturized patch antenna operating at higher order dual-mode resonance using modal analysis," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 2, pp. 274–278, 2021.
- [43] L. Wang, J. Shi, K. Xu, and Z. W. Yin, "Compact dual-strip coupled dual-patch antenna for millimeter-wave aip applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 4, pp. 577–581, 2021.
- [44] N. L. Bohannon and J. T. Bernhard, "Design guidelines using characteristic mode theory for improving the bandwidth of pifas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 2, pp. 459–465, 2015.
- [45] R. Varma and J. Ghosh, "Analysis and design of compact triple-band meandered pifa for 2.4/5.2/5.8 ghz wlan," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 13, no. 4, pp. 505–509, 2019.
- [46] F. A. Dicandia and S. Genovesi, "A compact cubesat antenna with beamsteering capability and polarization agility: Characteristic modes theory for breakthrough antenna design," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 62, no. 4, pp. 82–93, 2020.
- [47] S. Liu, D. Yang, Y. Chen, S. Huang, and Y. Xiang, "Broadband dual circularly polarized dielectric resonator antenna for ambient electromagnetic energy harvesting," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 6, pp. 4961–4966, 2020.
- [48] S. V. Kumar and A. R. Harish, "Generation of circularly polarized conical beam pattern using torus knot antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 11, pp. 5740–5746, 2017.
- [49] M. Capek, J. Eichler, and P. Hazdra, "Evaluating radiation efficiency from characteristic currents," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 9, no. 1, pp. 10–15, 2015.
- [50] M. Capek, P. Hazdra, and J. Eichler, "A method for the evaluation of radiation q based on modal approach," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 10, pp. 4556–4567, 2012.

## REFERENCES

---

- [51] H. Li, S. Sun, W. Li, M. Wu, and C. Zhou, "Systematic pattern synthesis for single antennas using characteristic mode analysis," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 7, pp. 5199–5208, 2020.
- [52] H. Li, Y. Chen, and U. Jakobus, "Synthesis, control, and excitation of characteristic modes for platform-integrated antenna designs: A design philosophy," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 64, no. 2, pp. 41–48, 2022.
- [53] H. V. Singh and S. Tripathi, "Compact uwb mimo antenna with cross-shaped unconnected ground stub using characteristic mode analysis," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 61, no. 7, pp. 1874–1881, 2019.
- [54] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabres, B. Bernardo-Clemente, and M. Ferrando-Bataller, "Printed multimode antenna for mimo systems," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 25, no. 14-15, pp. 2022–2032, 2011.
- [55] D. Manteuffel, F. H. Lin, T. Li, N. Peitzmeier, and Z. N. Chen, "Characteristic mode-inspired advanced multiple antennas: Intuitive insight into element-, interelement-, and array levels of compact large arrays and metantennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 64, no. 2, pp. 49–57, 2022.
- [56] W. Li, L. Zhang, J. Zhu, Z. Tao, and Q.-H. Liu, "Constructing dual-frequency oam circular patch antenna using characteristic mode theory," *Journal of Applied Physics*, vol. 126, no. 6, p. 064501, 2019.
- [57] H. Alroughani and D. A. McNamara, "The shape synthesis of dielectric resonator antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 8, pp. 5766–5777, 2020.
- [58] P. Liang and Q. Wu, "Duality principle of characteristic modes for the analysis and design of aperture antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 6, pp. 2807–2817, 2018.
- [59] F. A. Dicandia, S. Genovesi, and A. Monorchio, "Efficient excitation of characteristic modes for radiation pattern control by using a novel balanced inductive coupling element," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 3, pp. 1102–1113, 2018.
- [60] M. Bouezzeddine and W. L. Schroeder, "Parametric study on capacitive and inductive couplers for exciting characteristic modes on cpe," in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*. IEEE, 2014, pp. 2731–2735.

- 
- [61] R. Martens, E. Safin, and D. Manteuffel, "Inductive and capacitive excitation of the characteristic modes of small terminals," in *2011 Loughborough Antennas & Propagation Conference*. IEEE, 2011, pp. 1–4.
- [62] M. Cabedo Fabrés, "Systematic design of antennas using the theory of characteristic modes," Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de València, 2008.
- [63] Ph.D. dissertation.
- [64] Ph.D. dissertation.
- [65] J. Molins-Benlliure, E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabrés, and M. Ferrando-Bataller, "Four-port wide-band cavity-backed antenna with isolating x-shaped block for sub-6 ghz 5g indoor base stations," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 80 535–80 545, 2021.
- [66] W. An, Y. Li, H. Fu, J. Ma, W. Chen, and B. Feng, "Low-profile and wideband microstrip antenna with stable gain for 5g wireless applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 4, pp. 621–624, 2018.
- [67] Y. Liu, S. Wang, X. Wang, and Y. Jia, "A differentially fed dual-polarized slot antenna with high isolation and low profile for base station application," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 2, pp. 303–307, 2019.
- [68] H. Zhai, L. Xi, Y. Zang, and L. Li, "A low-profile dual-polarized high-isolation mimo antenna arrays for wideband base-station applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 1, pp. 191–202, 2018.
- [69] H. Huang, X. Li, and Y. Liu, "A low-profile, dual-polarized patch antenna for 5g mimo application," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 2, pp. 1275–1279, 2019.
- [70] Y. Li, Z. Zhao, Z. Tang, and Y. Yin, "Differentially fed, dual-band dual-polarized filtering antenna with high selectivity for 5g sub-6 ghz base station applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 4, pp. 3231–3236, 2020.
- [71] C. R. Peñafiel-Ojeda, A. Ortiz-Cruz, A. Llanga-Vargas, and M. Ferrando-Bataller, "Wearable logo textile directive antenna for iot applications," in *2022 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/URSI)*, 2022, pp. 1732–1733.

## REFERENCES

---

- [72] Y. Abdalla and H. Hammad, "Ultra-wideband compact slot-coupled 180° hybrid based on ultra-wideband wilkinson power divider," in *2014 44th European Microwave Conference*, 2014, pp. 231–234.
- [73] M.-L. Chuang, "Miniaturized ring coupler of arbitrary reduced size," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 1, pp. 16–18, 2005.
- [74] M. Rizqi, R. Rahardi, W. D. Lukito, F. A. P. Kornel, A. B. Santiko, and A. Munir, "Development of compact wilkinson power divider using meander line for uav telemetry application," in *2020 International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications (ICRAMET)*. IEEE, 2020, pp. 107–110.
- [75] H. Phan, T. Vuong, T. Nguyen, M. Luong, Y. Iitsuka, and M. Hoang, "Simple miniaturized wilkinson power divider using a compact stub structure," in *2015 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*. IEEE, 2015, pp. 168–171.
- [76] V. Manohar, S. Bhardwaj, S. B. Venkatakrisnan, and J. L. Volakis, "UHF/VHF ultrawideband tightly coupled dipole array for cubesats," *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2, pp. 702–708, 2021.
- [77] X. Zhang, F. Sun, G. Zhang, and L. Hou, "Compact UHF/VHF monopole antennas for cubesats applications," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 133 360–133 366, 2020.
- [78] A. Liu and J. Lu, "A UHF deployable log periodic dipole antenna: Concept, design, and experiment," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 1, pp. 538–543, 2021.
- [79] A. Narbudowicz, R. Borowiec, and S. Chalermwisutkul, "No-need-to-deploy uhf antenna for cubesat: Design based on characteristic modes," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 4, pp. 508–512, 2021.
- [80] R. Hussain, M. Ikram, A. M. Algarni, and S. S. Iqbal, "Dual sense circularly polarized compact slot antenna for cubesat applications," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 111 732–111 737, 2022.
- [81] M. Carvalho and J. L. Volakis, "Deployable rigid-flexible tightly coupled dipole array (rf-tcda)," *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2, pp. 1184–1193, 2021.

- 
- [82] M. Agiwal, A. Roy, and N. Saxena, "Next generation 5g wireless networks: A comprehensive survey," *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 18, no. 3, pp. 1617–1655, 2016.
- [83] Y. Li, H. Zou, M. Wang, M. Peng, and G. Yang, "Eight-element mimo antenna array for 5g/sub-6ghz indoor micro wireless access points," in *2018 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2018, pp. 1–4.
- [84] A. Haskou, A. Pesin, J.-Y. Le Naour, and A. Louzir, "Four-port, broadband, compact antenna for 5g indoor access and content distribution over wifi," in *2018 International Conference on High Performance Computing Simulation (HPCS)*, 2018, pp. 51–56.
- [85] E. Merkley, B. Jackson, C. Saavedra, and Y. Antar, "A compact cavity-backed monopole antenna for uwb applications," in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2017, pp. 495–496.
- [86] S.-W. Qu, C.-H. Chan, and Q. Xue, "Ultrawideband composite cavity-backed folded sectorial bowtie antenna with stable pattern and high gain," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 8, pp. 2478–2483, 2009.
- [87] J. Molins-Benlliure, A. Llanga-Vargas, D. K. Park, M. Ferrando-Bataller, and M. Cabedo-Fabrés, "Mimo antenna for indoor low-band 5g base stations," in *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, 2019, pp. 151–152.
- [88] A. Haskou, A. Pesin, J.-Y. Le Naour, and A. Louzir, "Four-port, broadband, compact antenna for 5g indoor access and content distribution over wifi," in *2018 International Conference on High Performance Computing Simulation (HPCS)*, 2018, pp. 51–56.
- [89] S. Saxena, B. Kanaujia, S. Dwari, S. Kumar, and R. Tiwari, "Mimo antenna with built-in circular shaped isolator for sub-6 ghz 5g applications," *Electronics letters*, vol. 54, no. 8, pp. 478–480, 2018.
- [90] M. V. Komandla, G. Mishra, and S. K. Sharma, "Investigations on dual slant polarized cavity-backed massive mimo antenna panel with beamforming," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 6794–6799, 2017.
- [91] D.-L. Wen and Y. Hao, "A wideband t-shaped slot antenna and its mimo application," in *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2016, pp. 1761–1762.

## REFERENCES

---

- [92] C. R. Peñafiel-Ojeda, M. Cabedo-Fabrés, E. Antonino-Daviu, and M. Ferrando-Bataller, "Multi-beam wideband antenna useful in mimo applications," in *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2018, pp. 53–54.
- [93] M. Manteghi and Y. Rahmat-Samii, "Multiport characteristics of a wideband cavity backed annular patch antenna for multipolarization operations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 1, pp. 466–474, 2005.
- [94] H. Raza, A. Hussain, J. Yang, and P.-S. Kildal, "Wideband compact 4-port dual polarized self-grounded bowtie antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 9, pp. 4468–4473, 2014.
- [95] F. Zhu, S. Gao, A. T. S. Ho, R. A. Abd-Alhameed, C. H. See, T. W. C. Brown, J. Li, G. Wei, and J. Xu, "Ultra-wideband dual-polarized patch antenna with four capacitively coupled feeds," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 5, pp. 2440–2449, 2014.
- [96] B. Feng, S. Li, W. An, S. Yin, J. Li, and T. Qiu, "U-shaped bow-tie magneto-electric dipole antenna with a modified horned reflector for ultra-wideband applications," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 8, no. 12, pp. 990–998, 2014.
- [97] F. Zhu, S. Gao, A. T. Ho, T. W. Brown, J. Li, G. Wei, and J. Xu, "Cavity-backed dual-polarized antenna for ultra-wideband radar systems," in *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, pp. 1462–1466.
- [98] Y. Li, H. Zou, M. Wang, M. Peng, and G. Yang, "Eight-element mimo antenna array for 5g/sub-6ghz indoor micro wireless access points," in *2018 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2018, pp. 1–4.
- [99] J. Molins-Benlliure, A. Llanga-Vargas, D. K. Park, M. Ferrando-Bataller, and M. Cabedo-Fabrés, "Mimo antenna for indoor low-band 5g base stations," in *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, 2019, pp. 151–152.
- [100] S. Kumar, A. S. Dixit, R. R. Malekar, H. D. Raut, and L. K. Shevada, "Fifth generation antennas: A comprehensive review of design and performance enhancement techniques," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 163 568–163 593, 2020.

- [101] H. Lee and B. Lee, "Compact broadband dual-polarized antenna for indoor mimo wireless communication systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 2, pp. 766–770, 2015.
- [102] L.-H. Wen, S. Gao, C.-X. Mao, Q. Luo, W. Hu, Y. Yin, and X. Yang, "A wideband dual-polarized antenna using shorted dipoles," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 39 725–39 733, 2018.
- [103] B. Feng, Y. Tu, K. L. Chung, and Q. Zeng, "A beamwidth reconfigurable antenna array with triple dual-polarized magneto-electric dipole elements," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 36 083–36 091, 2018.
- [104] Y. He, W. He, and H. Wong, "A wideband circularly polarized cross-dipole antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 67–70, 2014.
- [105] H. H. Tran, I. Park, and T. K. Nguyen, "Circularly polarized bandwidth-enhanced crossed dipole antenna with a simple single parasitic element," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1776–1779, 2017.
- [106] M. Li and K.-M. Luk, "A wideband circularly polarized antenna for microwave and millimeter-wave applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 4, pp. 1872–1879, 2014.

## REFERENCES

---

# Publicaciones relacionadas

## Revistas indexadas JCR

- C.R. Peñafiel-Ojeda, M. Cabedo-Fabrès, **A. Llanga-Vargas** M. Ferrando-Bataller, “Low-Profile UWB Antenna with Unidirectional Radiation Pattern Analyzed with the Theory of Characteristic Modes,” *AEUE - International Journal of Electronics and Communications*, Volume 142, 2021, ISSN 1434-8411 <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2021.153981>

## Congresos internacionales

- **A. Llanga-Vargas**, C.R. Peñafiel-Ojeda, M. Cabedo-Fabrès, M. Ferrando-Bataller, and “Design of VHF/UHF Antennas for CubeSat using Characteristic Modes,” in *International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/URSI), 2022 IEEE*, Septiembre 2022, pp. 1106-1107.
- C.R. Peñafiel-Ojeda, A. Ortiz-Cruz, **A. Llanga-Vargas**, M. Ferrando-Bataller, and “Wearable Logo Textile Directive Antenna for IoT applications,” in *International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/URSI), 2022 IEEE*, Septiembre 2022, pp. 1732-1733.
- **A. Llanga-Vargas**, M. Cabedo-Fabrès, M. Ferrando-Bataller, y C.R. Peñafiel-Ojeda “Multiport broadband 5G MIMO antenna with very high isolation,” in *International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI), 2021 IEEE*, Diciembre 2021, pp. 767-768.
- **A. Llanga-Vargas**, D.Park, J. Molins-Benlliure, M. Cabedo-Fabrès, y M. Ferrando-Bataller “Four-port Cavity-backed Wide-band Antenna for 5G MIMO Applications,” in *MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC 2020), 2020 IEEE*, Noviembre 2021.

## RELATED PUBLICATIONS

---

- F. Toasa, L. Tello-Oquendo, C.R. Peñafiel-Ojeda, **A. Llanga-Vargas**, and G. Cuzco, “Efficient Digital Beamforming for Bluetooth 5.1 using Software Defined Radio,” in *The International Conference on Telecommunications and Communication Engineering*, Springer, 2020, pp.1–10
- C.R. Peñafiel-Ojeda, **A. Llanga-Vargas**, M. Cabedo-Fabrès, and M. Ferrando-Bataller, “Elliptical Disk Cavity Backed Antenna for UWB Systems,” in *International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, 2019 IEEE*, Julio 2019, pp. 1-2.
- J. Molins-Benlliure, **A. Llanga-Vargas**, D.Park, and M. Ferrando-Bataller, “MIMO Antenna for Indoor Low-Band 5G Base Stations,” in *International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, 2019 IEEE*, Julio 2019, pp. 151-152.

## Conferencias nacionales

- **A. Llanga-Vargas**, C.R. Peñafiel-Ojeda, D. Santillán-Haro, M. Cabedo-Fabrès, E. Antonino-Daviu, M. Ferrando-Bataller, “Antenas para estaciones base 5G definidas por software,” in *XXXIII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, Sep. 2018.

## Otras revistas

- **A. Llanga-Vargas**, M. Ferrando-Bataller, M. Cabedo-Fabrès, and C.R. Peñafiel-Ojeda, “Sistema de Agrupación de Antenas Definidas por Software de Bajo Costo, como Instrumento de Medida para Sistemas MIMO,” *Revista NOVASINERGIA de la Universidad Nacional de Chimborazo*, vol. 2, no. 1, pp. 59–66, December 2018.