

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA ANTENA DE TELEMETRÍA,
MICROTIRA OMNIDIRECCIONAL CIRCULARMENTE POLARIZADA PARA
APLICACIÓN EN COHETERÍA**

ING. DIEGO FELIPE MONÁ BOADA



**Universidad del Valle
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Mecánica
Santiago de Cali, Colombia
2013**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA ANTENA DE TELEMETRÍA,
MICROTIRA OMNIDIRECCIONAL CIRCULARMENTE POLARIZADA PARA
APLICACIÓN EN COHETERÍA**

ING. DIEGO FELIPE MONÁ BOADA

**Tesis de grado presentada como requisito para optar al título de
*Máster en Ingeniería - Énfasis en Ingeniería Aeroespacial***

**Director
Prof. Ph.D Joao Luis Ealo**



**Universidad del Valle
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Mecánica
Santiago de Cali, Colombia
2013**

Nota de aceptación:

Aprobado por el comité de grado, en cumplimiento de los requisitos exigidos por la Universidad del Valle para optar al título de maestría aeroespacial

Ph.D Joao Ealo
Director Proyecto de Grado

Firma del jurado

Firma del jurado

Santiago de Cali, Febrero 1 de 2013

TABLA DE CONTENIDO

pág.

1. INTRODUCCIÓN	17
1.1 VENTAJAS DE LAS AM PARA APLICACIONES AEROESPACIALES	18
1.2 REQUERIMIENTOS DE DISEÑO	19
2. MARCO TEÓRICO	21
2.1 ANTENAS MICROTIRA	21
2.1.1 Ventajas y limitaciones	22
2.2 TÉCNICAS DE ALIMENTACIÓN DE AM	23
2.2.1 Alimentación por acoplamiento coaxial	23
2.2.2 Alimentación por línea microtira	24
2.2.3 Alimentación por acoplamiento de proximidad	25
2.2.4 Alimentación por acoplamiento de apertura	26
2.2.5 Selección y criterio	26
2.3 MÉTODOS DE ANÁLISIS DE AM	28
2.3.1 Modelo de línea de transmisión	28
2.3.2 Modelo de cavidades resonantes	28
2.3.3 Modelos de onda completa de AM	29
2.3.4 Cálculo de las dimensiones de una AM rectangular	29
2.3.5 Selección y criterio	35
2.4 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN MICROTIRA (DISEÑO, ACOUPLE, REDES)	35
2.4.1 Acople de impedancias	36

2.4.2 Acople por transformador $\lambda/4$	37
2.4.3 Acople de impedancias por "STUB" único	38
2.4.4 Redes de alimentación para arreglos lineales	38
2.4.5 Divisor de potencia 3 dB	39
2.5 ARREGLOS DE AM	42
2.5.1 Antena cilíndrica o envolvente	42
2.5.2 Arreglo cilíndrico de mono elementos	44
2.6 TIPOS DE POLARIZACIÓN.....	45
2.6.1 Polarización lineal, circular y elíptica.....	46
2.6.2 Factores de desempeño de una antena con PC	46
2.6.3 Factor de pérdidas por polarización	47
2.7 AM CON PC.....	51
2.7.1 AM con PC de alimentación doble	51
2.7.2 AM con PC de alimentación única.....	52
2.8 MÉTODOS DE MEDICIÓN PARA CAMPO LEJANO.....	54
 3. MÉTODOS Y MATERIALES	 57
3.1 METODOLOGÍA DE DISEÑO	57
3.2 HERRAMIENTA COMPUTACIONAL	58
3.3 INSUMOS Y MATERIALES	59
3.3.1 Material dieléctrico.....	59
3.3.2 Laboratorios y elementos para las pruebas experimentales	60
3.3.2.1 Montaje para la medición del patrón de radiación	61
3.3.2.2 Limitaciones en las pruebas experimentales arreglo de AM con PC	63

4. RESULTADOS	64
4.1 AM RECTANGULAR	64
4.2 AM CUADRADA CON ESQUINAS TRUNCADAS.....	68
4.3 AM ENVOLVENTE	76
4.4 ARREGLO DE AM CON PC	85
4.4.1 Diseño de AM con esquinas truncadas para un cilindro de 53 cm	85
4.4.2 Determinación del número de elementos para un campo uniforme	90
4.4.3 Diseño de la red de alimentación para un arreglo de AM con PC	94
4.4.3.1 Compensación de las discontinuidades en la red de acople	95
4.4.4 Efectos de la red de alimentación sobre el patrón de radiación.....	98
4.4.5 Resultados y comparaciones	101
5. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	109
5.1 DISEÑO DE MONO ELEMENTOS Y ARREGLOS CON PL Y PC	109
5.2 DISEÑO DE AM SOBRE ESTRUCTURAS CILÍNDRICAS	110
5.3 PATRÓN DE RADIACIÓN OMNIDIRECCIONAL.....	111
5.4 SELECCIÓN, AM ENVOLVENTE VS ARREGLO AM CON PC	112
5.5 RECOMENDACIONES.....	112
5.6 TRABAJO FUTURO	113
BIBLIOGRAFÍA	120

LISTA DE FIGURAS

	pág.
Figura 1. Antena embarcada en satélite para telemetría	19
Figura 2. Configuración general de AM	22
Figura 3. Formas típicas de AM	22
Figura 4. Alimentación por acoplamiento coaxial.....	24
Figura 5. Alimentación por línea microtira, a) por inserción, b) directa	25
Figura 6. Alimentación por acoplamiento de proximidad	26
Figura 7. Alimentación por acoplamiento de apertura.....	27
Figura 8. AM rectangular y su modelo equivalente	28
Figura 9. Modos dominantes de la cavidad microtira, a) distribución de campo eléctrico para los modos <i>TM010</i> y <i>TM001</i> , b) simulación de los eigenmodos de un parche rectangular.....	29
Figura 10. Longitud efectiva y física de una AM rectangular	30
Figura 11. Modelo línea microtira	36
Figura 12. Transformador $\lambda_{eff}/4$	37
Figura 13. Acople de impedancias STUB en paralelo, modelo circuital.....	38
Figura 14. Red de alimentación paralela para arreglo lineal de AM	39

Figura 15. Divisor de potencia a) 3 dB, b) acoplado.....	40
Figura 16. Compensación de discontinuidades en redes de alimentación.....	40
Figura 17. Tres compensaciones diferentes para ángulo recto	41
Figura 18. Compensaciones para unión T	41
Figura 19. Configuraciones geométricas de arreglos de AM	42
Figura 20. Antena cilíndrica sobre un plano con red de alimentación	43
Figura 21. Arreglo 4x1 de AM con PL	45
Figura 22. a) Elipse de polarización, b) tipos de polarización.....	47
Figura 23. Diferentes orientaciones espaciales de la antena en tierra	50
Figura 24. Configuraciones típicas de AM que generan PC	51
Figura 25. Diagramas de amplitud y fase para AM con PC, alimentación única	52
Figura 26. Respuesta en frecuencia de AM con PC de alimentación única.....	53
Figura 27. Antena cuadrada con esquinas truncadas, a)RHCP, b)LHCP	53
Figura 28. Metodología de diseño	57
Figura 29. Proceso de diseño en HFSS	58
Figura 30. VNA Rhode & Schwarz modelo ZV6.....	61
Figura 31. Cámara anecoica	61

Figura 32. VNA Rhode & Schwarz modelo ZVB20	62
Figura 33. Montaje de pruebas patrón de radiación	62
Figura 34. Antena estándar tipo corneta	63
Figura 35. Modelo computacional AM rectangular con línea de alimentación	64
Figura 36. Variación de la f_r con respecto a L, AM rectangular (L=a)	66
Figura 37. Pruebas experimentales AM rectangular. a) S11 , b) VSWR	67
Figura 38. Campo eléctrico normalizado de la AM (dB). $0^\circ < \theta < 360^\circ$, $f = 2.45\text{ GHz}$	68
Figura 39. AM cuadrada con esquinas truncadas acoplada por STUB unico	69
Figura 40. Variación de la f con respecto a la RA, a) longitud a a)truncamiento c	71
Figura 41. Carta de Smith de AM cuadrada sin línea de acople, $2.4 - 2.5\text{ GHz}$.72	
Figura 42. Carta de Smith de AM cuadrada con acople por STUB , $f = 2.4 - 2.5\text{ GHz}$	73
Figura 43. Prototipo experimental AM cuadrada con esquinas truncadas	74
Figura 44. Pruebas experimentales AM cuadrada con esquinas truncadas, a) S11, b) VSWR	75
Figura 45. Campo normalizado (dB) AM cuadrada con esquinas truncadas, $0^\circ < \theta < 360^\circ$, $f = 2.44\text{GHz}$	76
Figura 46. AM envolvente con puntos de alimentación	77

Figura 47. Red de alimentación AM envolvente	78
Figura 48. Modelo computacional de AM envolvente sobre un plano	78
Figura 49. S_{11} Vs f AM envolvente	79
Figura 50. Variación de la f_r con respecto a $L = a$ de la AM envolvente	80
Figura 51. Compensación de ángulo recto a la red de alimentanción de la AM envolvente.....	81
Figura 52. Prototipo experimental AM envolvente	82
Figura 53. Resultados experimentales AM envolvente a) S_{11} , b) VSWR	83
Figura 54. Modelo computacional AM envolvente sobre un cilindro	84
Figura 55. Campo eléctrico normalizado (dB) AM envolvente, $f = 2.45\text{ GHz}$, a) plano acimutal, b) plano de elevación	84
Figura 56. AM cuadrada con esquinas truncadas con línea de alimentación por STUB de 100Ω	86
Figura 57. Comparación impedancia AM cuadrada, $2.4\text{GHz} - 2.5\text{GHz}$	87
Figura 58. AM cuadrada con esquinas truncadas caso plano y cilíndrico a) S_{11} , b) RA	88
Figura 59. AM cuadrada con esquinas truncadas Impedancia característica	89
Figura 60. S_{11} vs f para AM cuadrada STUB optimizado y no optimizado	89
Figura 61. Patrones de campo eléctrico normalizado (dB) para diferentes # de elementos, plano acimutal, $f = 2.45\text{GHz}$	92

Figura 62. Patrón de la RA (dB) arreglo de AM con PC, plano acimutal, $f = 2.45GHz$	93
Figura 63. Red de alimentación del arreglo de AM con PC	95
Figura 64. Modelo computacional del arreglo de AM con PC	96
Figura 65. Variaciones del corte, ángulo recto nivel 2, $f = 2.4 - 2.5GHz$	97
Figura 66. Red de alimentación compensada y sin compensar del arreglo de AM con PC	98
Figura 67. Efectos de la red de alimentación en un arreglo de AM con PC de 16 elementos, $f = 2.45GHz$	100
Figura 68. Patrón de ganancia de la AM envolvente y el arreglo (dB) a) plano acimutal, b) plano de elevación.....	101
Figura 69. Montaje AUT en la cámara anecoica	102
Figura 70. Pruebas experimentales arreglo de AM con PC a) S11 b) VSWR	102
Figura 71. Vista superior y lateral arreglo de AM con PC	104
Figura 72. Patrón de ganancia experimental (dBi), plano acimutal $\phi = 90^\circ$ $0^\circ < \theta < 360^\circ$	105
Figura 73. Patrón de ganancia normalizado plano acimutal $\phi = 90^\circ$ $0^\circ < \theta < 360^\circ$..	106
Figura 74. Ganancia relativa en el plano de polarización vertical y horizontal	107
Figura 75. Modelo computacional de 24 elementos	114

LISTA DE CUADROS

pág.

Cuadro 1. Canales de transmisión para el transceptor utilizado en el CITAE	19
Cuadro 2. Requerimientos de diseño de la antena para el cohete FAC-1	20
Cuadro 3. Comparación de las diferentes técnicas de alimentación para AM	27
Cuadro 4. Material dieléctrico utilizado en el diseño y construcción.....	59
Cuadro 5. Comparación entre los resultados analíticos y simulados de la AM rectangular	65
Cuadro 6. Comparación resultados del modelo analítico, computacional y experimental AM rectangular.....	68
Cuadro 7. Comparación entre los resultados analíticos y simulados de la AM cuadrada	73
Cuadro 8. Comparación modelo computacional y experimental AM cuadrada con esquinas truncadas	76
Cuadro 9. Parámetros de diseño para red de alimentación AM envolvente	77
Cuadro 10. Dimensiones de las líneas para la red de alimentación de la AM envolvente.....	78
Cuadro 11. Comparación modelo computacional y experimental AM envolvente ..	82
Cuadro 12. Cuadro comparativo para caso plano y cilíndrico AM cuadrada	87

Cuadro 13. Cuadro comparativo AM cudradas con esquinas truncadas optimizadas, caso plano y cilíndrico	90
Cuadro 14. Tamaño del rizado para diferentes # de elementos alrededor de un cilindro de 53 cm de diámetro	91
Cuadro 15. Dimensiones de las líneas para la red de alimentación del arreglo de AM con PC.....	94
Cuadro 16. Dimensiones de los cortes de la red de alimentación del arreglo de AM con PC.....	97
Cuadro 17. Comparación modelo computacional y experimental arreglo de AM con PC	103
Cuadro 18. Comparación ganancia máxima del arreglo de AM con PC	105
Cuadro 19. Comparación del rizado máximo del arreglo de AM con PC.....	106

LISTA DE ANEXOS

	pág.
ANEXO A. Propiedades eléctricas y mecánicas del laminado	115
ANEXO B. Cálculo de las dimensiones para líneas microtira	116
ANEXO C. Cálculo de las dimensiones y características de un parche	117
ANEXO D. Cálculo de las dimensiones del STUB	119

LISTA DE SÍMBOLOS

F_r	Frecuencia de resonancia
F_D	Frecuencia de diseño
PCB	Printed circuit board
λ	Longitud de onda
λ_0	Longitud de onda en el vacío
λ_g	Longitud de onda guiada
ε_r	Constante dieléctrica

LISTA DE ABREVIACIONES

AM	Antena(s) microtira (Se puede utilizar en plural o singular)
PCB	Tarjeta de circuito impreso
PL	Polarización lineal
PC	Polarización circular
AB	Ancho de banda
ICM	Industrial científica y médica
CITAE	Centro de investigación en tecnología aeroespacial
LHCP	Polarización circular de mano izquierda
RHCP	Polarización circular de mano derecha
RA	Relación axial
XPD	Discriminación por polarización cruzada
PSAS	Portland state aerospace society
GEST	Grupo de electrónica y sistemas de telecomunicación
AUT	Antena bajo prueba
VNA	Analizador vectorial de redes
PLF	Factor de pérdidas por polarización
HED	Dipolo eléctrico horizontal

1. INTRODUCCIÓN

El Centro de Investigación en Tecnología Aeroespacial (CITAE) adscrito a la Escuela Militar de Aviación Marco Fidel Suárez (EMAVI), se encuentra en el proceso de construir la primera lanzadera de satélites de órbita baja en el país para efectos de investigación atmosférica, fotografía satelital e investigación espacial. Uno de los subsistemas necesarios para el proyecto es el sistema de telemetría. Este es el encargado de transmitir los datos provenientes de otros dispositivos como la Unidad de Medida Inercial (IMU) y el computador de vuelo hacia una estación base en tierra.

Las antenas juegan un papel decisivo para obtener un enlace de comunicación entre el cohete y la estación base. Existen diferentes tipos de antenas para aplicaciones en cohetes, sin embargo, las antenas basadas en tecnología microtira tienen gran aceptación en la industria aeroespacial debido a su bajo costo, perfil liviano y adaptabilidad a diferentes geometrías.

Este tipo de antena se utilizó en la Universidad de Portland para los enlaces de telemetría, video y GPS del cohete LV2 [1]. La Sociedad Aeroespacial del Estado de Portland (PSAS) desarrolló tres antenas cilíndricas basadas en el procedimiento presentado por Richard C. Johnson [2]. El diseño es capaz de generar un patrón de radiación omnidireccional en el plano acimutal del cohete. Este consiste en un radiador continuo alimentado por una red paralela. La antena radia ondas con polarización lineal (PL), polarización que no es recomendable para móviles que cambian tanto su posición como su orientación; esto se debe a que las pérdidas por desacople de polarización pueden llegar a ser teóricamente infinitas en el caso de una antena con PL en tierra o de 3 dB para una antena con polarización circular (PC).

También existen empresas comerciales que diseñan sobre pedido este tipo de antenas para misiles y cohetes de investigación. Una de ellas es High Farr Inc. siendo una de las más reconocidas en el campo aeroespacial, tiene una gran experiencia en consultoría, investigación, desarrollo e implementación con experticia en el área de antenas y propagación de radio frecuencia para vehículos aeroespaciales [3]. La mayoría de las aplicaciones de la compañía se presentan en el área de telemetría de cohetes. El producto base es una antena microtira (AM) envolvente que se ajusta a geometrías cónicas y cilíndricas. El precio de dichas antenas está por encima de los \$18.000 USD y su comercialización está restringida para uso militar nacional.

La intención de este proyecto es diseñar un arreglo de AM con PC que tenga un patrón de radiación omnidireccional en el plano acimutal. Además, comprobar que el mismo iguala en desempeño a un radiador continuo cilíndrico en cuanto a omnidireccionalidad se refiere y que lo supera disminuyendo las pérdidas por desacople de polarización.

El tamaño del cohete, altitud máxima y recorrido son determinados por muchos factores que parten desde la planeación de los requerimientos de empuje para llevar una carga útil a una distancia específica, hasta las especificaciones mecánicas. Las características necesarias para el presente diseño fueron facilitadas por el CITAE, estas son: el diámetro del cohete el cual es de 53 cm y la altitud máxima la cual es de 50 Km.

Este trabajo investiga el desempeño de las AM para aplicaciones en telemetría de cohetes de investigación atmosférica. El foco principal está en el diseño de un arreglo de AM con PC, no obstante, se presentan diseños de AM con PL para efectos de comparación. La metodología presentada se basa en modelos teóricos simplificados contrastados con simulaciones computacionales empleando herramientas CAD. La precisión de los modelos teóricos y computacionales se verificó diseñando y construyendo un arreglo de 16 antenas con PC sobre una estructura cilíndrica de 53 centímetros de diámetro.

1.1 VENTAJAS DE LAS AM PARA APLICACIONES AEROESPACIALES

La AM se utiliza en diversas aplicaciones, desde redes de comunicación local, hasta telemetría de cohetes o satélites (ver Figura 1). Hay muchas ventajas que promueven el uso de AM para aplicaciones aeroespaciales, tales como: la conformación geométrica, el bajo perfil, peso ligero y costos de fabricación bajos. Adicionalmente, ondas con PC pueden ser generadas usando geometrías simples y de manera más fácil en comparación con otro tipo de antenas¹. Las AM pueden ser fabricadas por medio de máquinas de control numérico fácilmente accesibles localmente. La limitación principal es su estrecho ancho de banda (AB) que está entre 1 y 5% de la F_r .

¹ Para enlaces de comunicación a largas distancias (GPS) se prefiere que las antenas posean PC debido a que este tipo de ondas presentan tolerancias mayores a perturbaciones ajenas al enlace (lluvia, nubes, neblina, desvanecimiento, obstrucciones físicas).

1.2 REQUERIMIENTOS DE DISEÑO

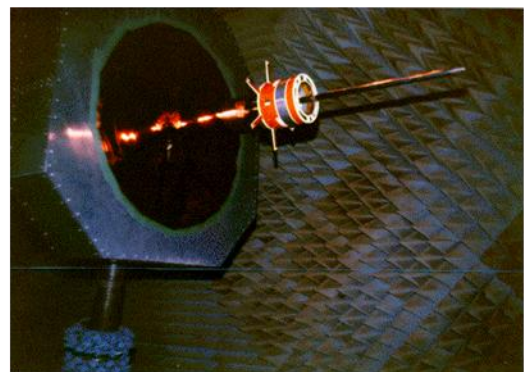
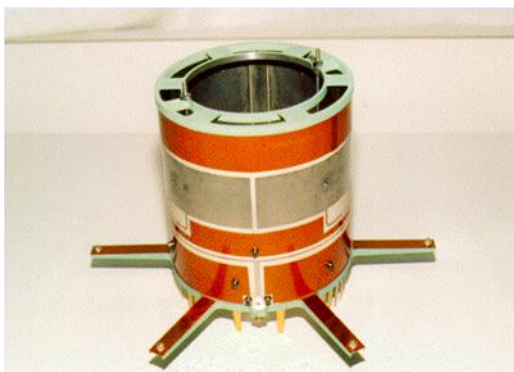
La frecuencia de operación de la antena debe estar en el centro de la banda para aplicaciones industriales, científicas y médicas (ICM: 2.4 – 2.5 *GHz*).

Los transceptores adquiridos por el CITAE consumen un AB efectivo de 17 *MHz* a una tasa de datos de 11 *Mbps*. El AB de la antena debe superar el AB efectivo en el canal de transmisión que se elija (ver Cuadro 1). Debido al tipo de aplicación la antena debe ajustarse a una geometría cilíndrica con un diámetro de 53 cm.

La principal limitación en el diseño de los sistemas para cohetes es el peso. El costo efectivo por llevar una carga equivalente a 1 *Kg* al espacio es de aproximadamente \$15.000 USD, por lo tanto la antena debe ser liviana y de perfil delgado.

Debido a que el cohete cambia constantemente su posición y orientación es importante que el patrón de radiación de la antena reproduzca o por lo menos se aproxime a un patrón de radiación omnidireccional en el plano acimutal del cohete. Los requerimientos se resumen en el Cuadro 2.

Figura 1. Antena embarcada en satélite para telemetría



Cuadro 1. Canales de transmisión para el transceptor utilizado en el CITAE

Can	Frec (GHz)	Can	Frec (GHz)	Can	Frec (GHz)	Can	Frec (GHz)
1	2.402	11	2.422	21	2.442	31	2.462
2	2.404	12	2.424	22	2.444	32	2.464

Can	Frec (GHz)	Can	Frec (GHz)	Can	Frec (GHz)	Can	Frec (GHz)
3	2.406	13	2.426	23	2.446	33	2.466
4	2.408	14	2.428	24	2.448	34	2.468
5	2.41	15	2.43	25	2.45	35	2.47
6	2.412	16	2.432	26	2.452	36	2.472
7	2.414	17	2.434	27	2.454	37	2.474
8	2.416	18	2.436	28	2.456	38	2.476
9	2.418	19	2.438	29	2.458	39	2.478
10	2.42	20	2.44	30	2.46	40	2.48

Fuente: El autor.

Cuadro 2. Requerimientos de diseño de la antena para el cohete FAC-1

Requerimientos Técnicos	$F_d: 2.45GHz$
	AB de la antena > 17MHz
Requerimientos Aplicación	Liviana
	Perfil delgado
	Ajuste geometría cilíndrica
	Patrón de radiación omnidireccional

Fuente: El autor.

2. MARCO TEÓRICO

Este capítulo revisa la teoría básica de las AM, suministrando el entendimiento necesario para diseñar y probar estructuras microtira. Después de introducir las características básicas de las AM, se presentan diferentes configuraciones capaces de lograr patrones de radiación omnidireccional. En el final de algunas secciones se incluye un apartado denominado “selección y criterio” en el cual se especifican tanto la elección como las razones asociadas, correspondientes al diseño final de la AM.

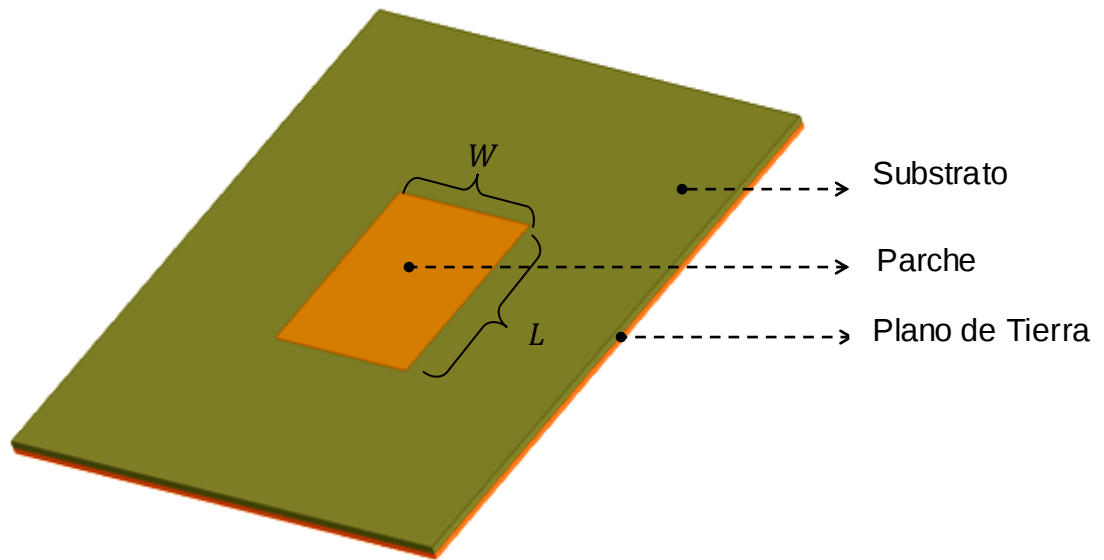
2.1 ANTENAS MICROTIRA

La AM en su configuración más simple, consiste en un parche radiante localizado en la cara superior de una estructura dieléctrica y un plano de tierra en la cara inferior (ver Figura 2). El material conductor del parche generalmente cobre u oro puede asumir virtualmente cualquier forma, pero habitualmente se emplean formas regulares para simplificar el análisis y disminuir la incertidumbre en las predicciones del rendimiento de la antena (ver Figura 3). Idealmente, la constante dieléctrica del sustrato a utilizarse debe ser baja ($\epsilon_r < 2.5$), para incrementar los campos adyacentes que contribuyen a la radiación. Sin embargo otros requisitos de desempeño pueden dictar el uso de sustratos con una constante dieléctrica diferente.

Este parche conductor al ser excitado a una frecuencia específica resuena, convirtiendo señales electrónicas (análogas o digitales) guiadas en ondas electromagnéticas radiadas [4]. Su diseño se ajusta de tal forma que la estructura disipa potencia en forma de radiación.

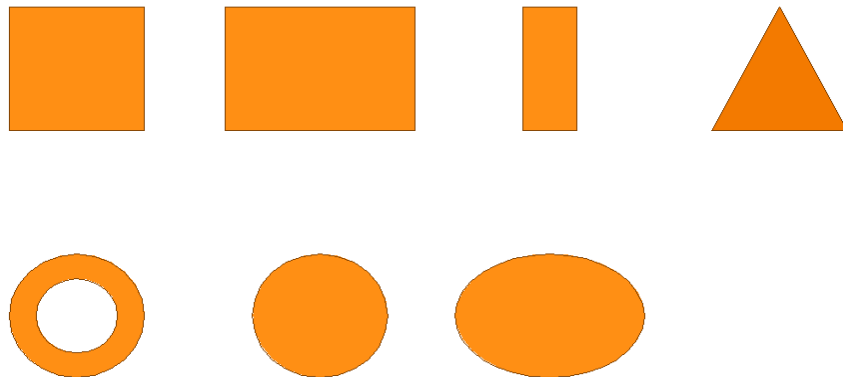
La AM se diseña de manera tal que la dirección de mayor radiación sea normal al parche, esto se logra escogiendo correctamente el modo (configuración de campo) de excitación debajo del parche. Para un parche rectangular o cuadrado la dimensión L (también llamada longitud resonante) es usualmente $\lambda_g/2$. Ésta controla la frecuencia a la cual el parche radía. El ancho W tiene menor efecto en la F_r resultante, afecta en mayor grado la impedancia de entrada y el AB. Un parche con mayor ancho W incrementa la potencia radiada y por ende disminuye la resistencia de resonancia produciendo mayor eficiencia de radiación.

Figura 2. Configuración general de AM



Fuente: El autor.

Figura 3. Formas típicas de AM



Fuente: El autor.

2.1.1 Ventajas y limitaciones. Este tipo de antena posee ventajas sobre las antenas convencionales de microondas, su diseño se presta para cubrir las necesidades de diversas aplicaciones en un rango de frecuencias extenso (~100 MHz - 100 GHz). Algunas de las ventajas principales comparadas con antenas convencionales son:

- Peso bajo, bajo volumen, perfil delgado.
- Se ajustan a geometrías difíciles, cilindros, conos, círculos.
- Bajo costo de fabricación.
- Generan ondas con PC de manera relativamente sencilla.
- No necesitan soporte mecánico.
- Pueden ser integradas con circuitos de microonda.
- Las líneas de alimentación y redes de acople pueden implementarse simultáneamente con la antena.

Sin embargo también tienen limitaciones en comparación con antenas de microondas las cuales son:

- AB angosto usualmente $<10\%$.
- Ganancia baja, usualmente <10 dB.
- Pérdidas óhmicas grandes en arreglos que utilicen redes de alimentación.
- Es difícil de generar pureza en la polarización.
- Maneja potencias bajas, usualmente <50 Watts.
- Problemas asociados a tolerancias en la implementación.

Existen maneras de mejorar estas limitaciones. Se proponen diferentes diseños donde generalmente se modifica la estructura radiante con injertos y perturbaciones para incrementar parámetros como AB, ganancia y eficiencia [5] [6].

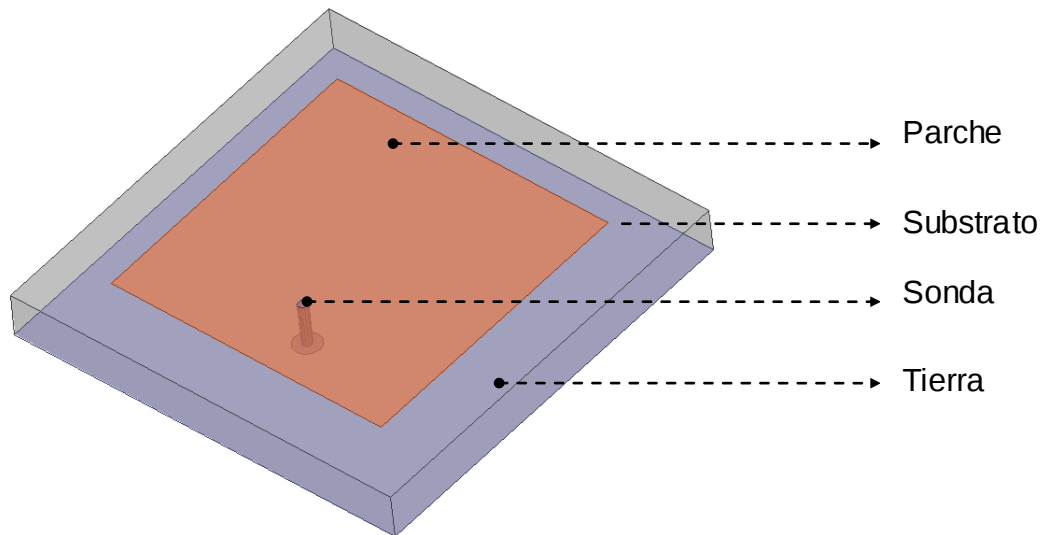
2.2 TÉCNICAS DE ALIMENTACIÓN DE AM

Existen muchas configuraciones que se utilizan para alimentar las AM, estas configuraciones se dividen en dos grupos: alimentación por contacto y alimentación sin contacto. En los métodos por contacto la potencia de RF es transferida directamente al parche mediante elementos conectivos, los más comunes son la alimentación por acoplamiento coaxial y por línea microtira co-planar. El segundo grupo se compone de alimentación por acoplamiento de proximidad, acoplamiento de apertura y finalmente por guía de ondas co-planar, donde la transferencia de potencia se lleva a cabo a través del acople entre campos electromagnéticos.

2.2.1 Alimentación por acoplamiento coaxial. El acople de potencia a través de una sonda es uno de los mecanismos básicos para la transferencia de la señal. La

sonda puede tratarse del conductor interno de una línea coaxial que se extiende a través del dieléctrico y se suelda al parche. El conductor exterior se conecta al plano de tierra como se muestra en la Figura 4. La alimentación por acoplamiento coaxial es difícil de fabricar, fácil de acoplar y tiene baja radiación espuria. Tiene un AB angosto y es difícil de modelar, especialmente para substratos gruesos ($h > 0.02\lambda_0$) [4]. No se recomienda para arreglos con múltiples antenas debido a que el número de líneas de alimentación iguala el número de elementos.

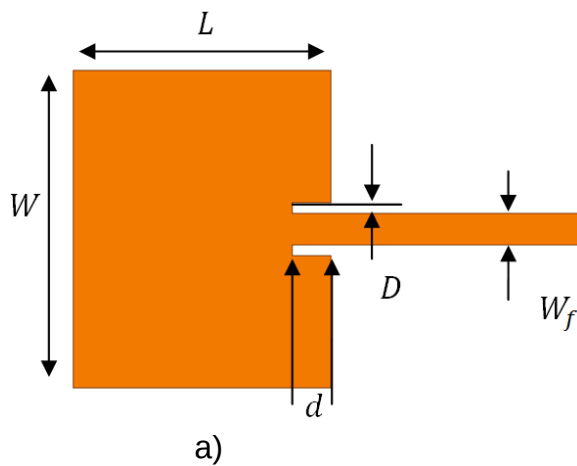
Figura 4. Alimentación por acoplamiento coaxial



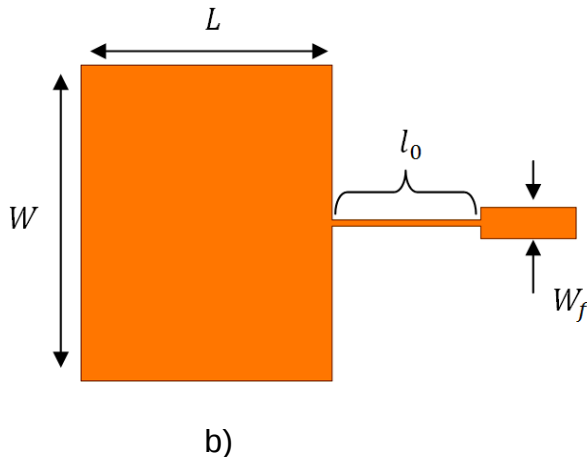
Fuente: El autor.

2.2.2 Alimentación por línea microtira. La excitación de la AM mediante una línea metálica plana posicionada sobre el mismo sustrato representa una elección natural, puesto que la línea de alimentación puede ser vista como una extensión del parche y ambos fabricarse sobre el mismo sustrato. La alimentación por línea microtira es fácil de fabricar y modelar. Se acopla fácilmente mediante el control de la posición de inserción (ver Figura 5 a), o por medio de un transformador $\lambda/4$ en uno de los bordes no resonantes del parche (ver Figura 5 b). Las pérdidas por ondas superficiales y radiación espuria que provienen de la línea de alimentación limitan el AB típicamente entre un 2 y 5% de la F_D [4]. Usualmente se utiliza en arreglos que contienen múltiples elementos.

Figura 5. Alimentación por línea microtira, a) por inserción, b) directa



W_f = Ancho de la línea de alimentación
 L = Longitud del parche
 W = Ancho del parche
 d = Profundidad de la inserción
 D = Distancia entre línea de alimentación y el parche

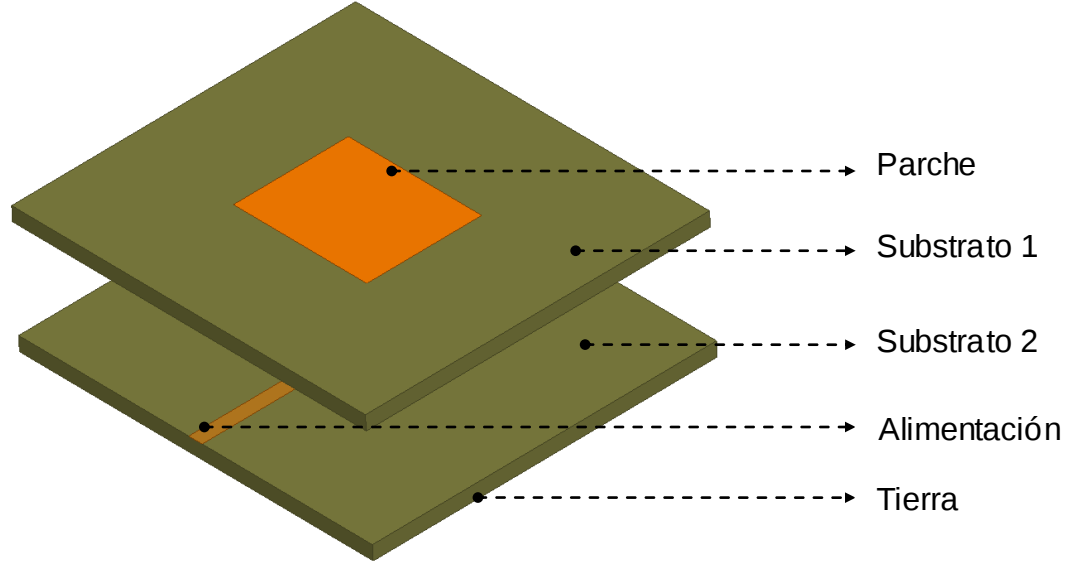


W_f = Ancho de la línea de Alimentación
 L = Longitud del parche
 W = Ancho del parche
 l_0 = Transformador $\lambda/4$

Fuente: El autor.

2.2.3 Alimentación por acoplamiento de proximidad. Este tipo de alimentación emplea un sustrato de doble capa, con una línea microtira sobre la cara inferior y la AM sobre la superior. La línea de alimentación termina en extremo abierto por debajo del parche (ver Figura 6). La alimentación por cable coaxial y por línea de transmisión microtira presenta asimetrías inherentes al proceso de manufactura, las cuales generan modos de orden mayor que producen polarización cruzada. Por medio de la alimentación por acoplamiento de proximidad se eliminan estos efectos y se mejora en gran medida el AB disponible (típicamente 13%) [6]. Su principal desventaja radica en la dificultad de construcción (PCB multicapa).

Figura 6. Alimentación por acoplamiento de proximidad



Fuente: El autor.

2.2.4 Alimentación por acoplamiento de apertura. Esta configuración cuenta con dos características fundamentales, el encapsulamiento de la radiación proveniente del alimentador hasta el parche radiante y un AB amplio. Se emplean dos sustratos separados por un plano de tierra en común (ver Figura 7). Para lograr la excitación, la línea microtira en el sustrato inferior se acopla electromagnéticamente al parche mediante una apertura en el plano de tierra. La alimentación por acoplamiento de apertura es la técnica más compleja de fabricar, convirtiéndola en la opción más difícil de aplicar en un diseño práctico [5].

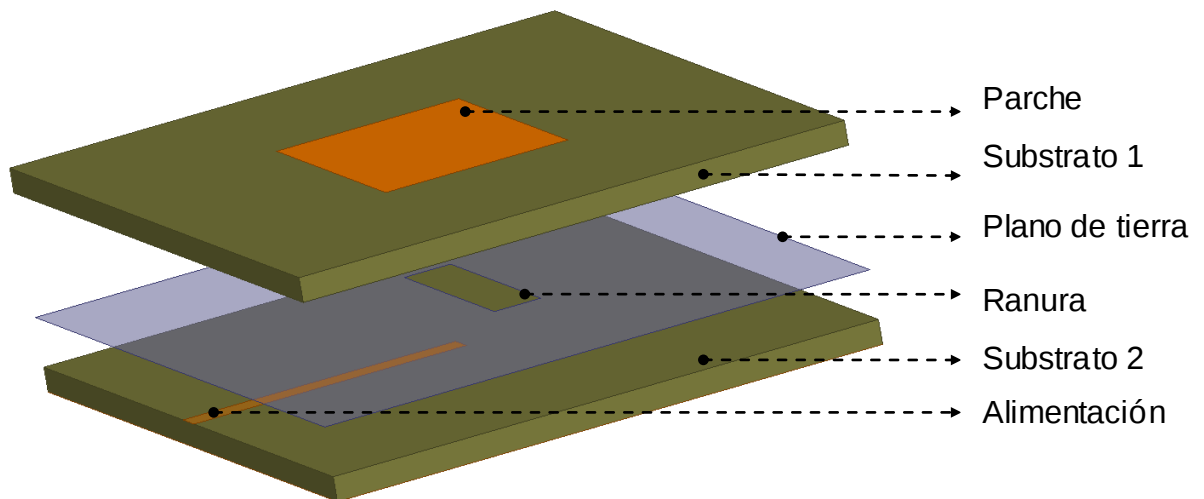
2.2.5 Selección y criterio. El acoplamiento por cable coaxial requiere de alimentación individual por elemento, en otras palabras es poco práctica en arreglos de AM.

Las técnicas donde la transferencia de potencia de RF se realiza a través del acoplamiento o direccionamiento de los campos electromagnéticos, requieren de dos o más capas de sustrato dando como resultado un aumento de grosor en la antena, característica indeseable en aplicaciones donde se necesita flexibilidad para ajustes a geometrías complejas (cilindros, conos, esferas). Además necesitan máquinas de control numérico capaces de implementar PCB's multicapa.

En conclusión, la técnica de alimentación acoplamiento por línea microtira es la opción más apropiada para el diseño e implementación de las antenas que se

proponen en este trabajo porque es fácil de modelar, acoplar y fabricar en comparación con las demás técnicas, además se puede utilizar en redes de alimentación para arreglos de AM. En el Cuadro 3 se presenta la comparación entre los diferentes tipos de técnicas de alimentación para AM.

Figura 7. Alimentación por acoplamiento de apertura



Fuente: El autor.

Cuadro 3. Comparación de las diferentes técnicas de alimentación para AM

Características	Técnicas de alimentación			
	Alimentación por coaxial	Línea microtira	Acoplamiento de proximidad	Acoplamiento de apertura
Configuración	No plana	Co-planar	Plana	Plana
Radiación espuria	Mucha	Media	Mucha	Mucha
Pureza de polarización	Pobre	Pobre	Pobre	Excelente
Facilidad de fabricación	Difícil	Fácil	Difícil	Difícil
Fiabilidad	Pobre	Mejorada	Buena	Buena
Adaptación de impedancia	Fácil	Pobre	Fácil	Fácil
AB	2-5%	2-5%	13%	21%

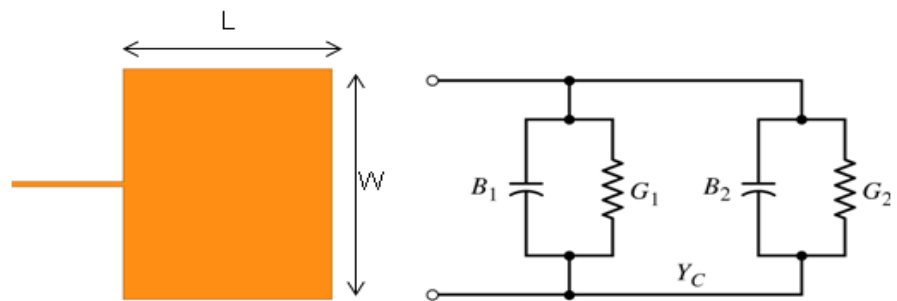
Fuente: Handbook of microstrip antennas [6].

2.3 MÉTODOS DE ANÁLISIS DE AM

Diferentes modelos se utilizan para el análisis de este tipo de antenas. Las diferencias entre los modelos residen principalmente en la dificultad de cálculo, percepción física y precisión.

2.3.1 Modelo de línea de transmisión. Como la AM es una extensión de la teoría de líneas de transmisión microtira, es natural que la estructura radiante se modele como un circuito de líneas de transmisión. Este modelo es el más sencillo y a la vez el más inexacto, sin embargo provee facilidad en cuanto al entendimiento del fenómeno físico. En resumen la AM se puede representar como dos ranuras angostas radiantes que hacen referencia a los campos adyacentes, separadas por una línea de transmisión de baja impedancia de longitud L (ver Figura 8).

Figura 8. AM rectangular y su modelo equivalente

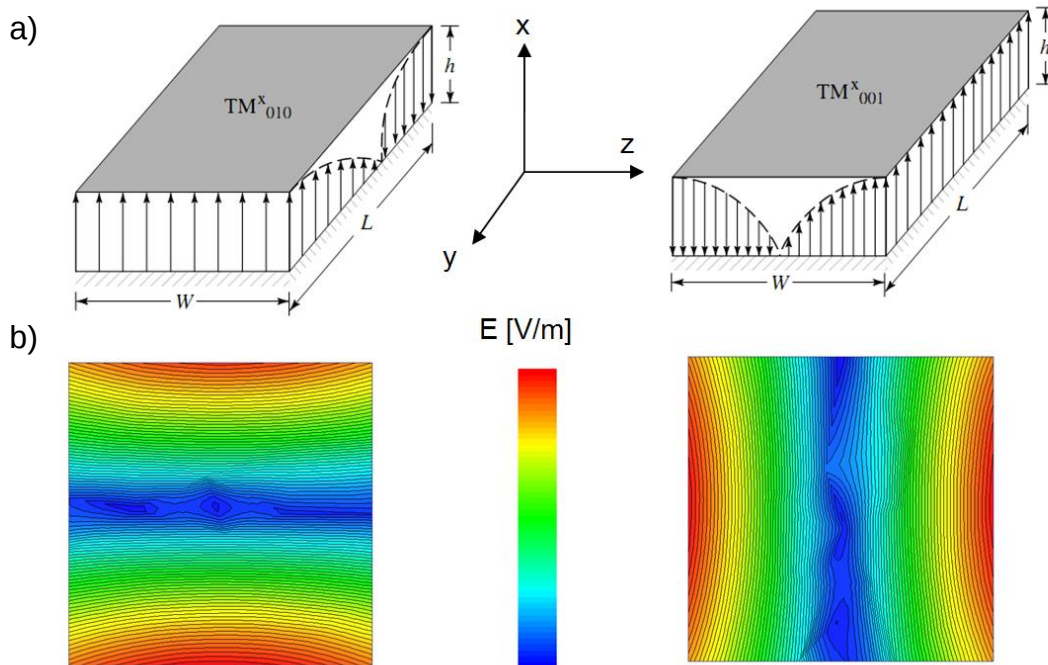


Fuente: Antenna theory analysis and design [4].

2.3.2 Modelo de cavidades resonantes. El modelo de cavidad resonante es más preciso en comparación al modelo de línea de transmisión y provee una percepción física más clara sobre los modos de propagación que se encuentran entre el parche y el plano de tierra. Este modelo asume que el grosor del sustrato es angosto ($h \ll \lambda$), por lo tanto, las variaciones del campo a lo largo de la altura se consideran constantes.

En la cavidad solo se consideran ondas TM, esto se debe a las variaciones presentes en el campo eléctrico por el efecto “fringing” o de campos adyacentes. La cavidad está delimitada por paredes conductoras (plano de tierra y parche) y por paredes magnéticas para simular un circuito abierto a lo largo del perímetro del parche. Los modos de propagación presentes en la cavidad se presentan en la Figura 9.

Figura 9. Modos dominantes de la cavidad microtira, a) distribución de campo eléctrico para los modos TM_{010} y TM_{001} , b) simulación de los eigenmodos de un parche rectangular



Fuente: Antenna theory analysis and design [4].

De la Figura 9 (b) se puede deducir que la polarización de la onda en campo lejano es lineal vertical para el caso TM_{010} y lineal horizontal para TM_{001} .

2.3.3 Modelos de onda completa de AM. Los modelos de onda completa superan en precisión a los dos anteriores, utilizando el conjunto completo de las ecuaciones de Maxwell (sin simplificaciones). Pueden ser utilizados para cualquier estructura microtira, son más complejos que el método de cavidades resonantes y proveen menor percepción física. Su precisión depende del método numérico que se utilice para derivar la solución (MoM, FDTD, FEM). La referencia [5] cubre en detalle los diferentes métodos numéricos utilizados para analizar AM.

2.3.4 Cálculo de las dimensiones de una AM rectangular. El procedimiento presentado para calcular las dimensiones de un parche rectangular y demás características (AB, directividad ganancia) se toma del libro Advances in microstrip and printed antennas [7]. El autor provee un grupo de ecuaciones cerradas que describen las propiedades de la AM rectangular. Estas fórmulas se derivan de

aproximaciones analíticas precisas de ecuaciones exactas y por lo tanto no son empíricas. Dichas ecuaciones asumen las siguientes características de diseño:

$$2 < \varepsilon_r < 10 \text{ Y } 500 \text{ MHz} < fr < 10 \text{ GHz}$$

Para un radiador eficiente, el ancho del parche está definido por [4] como se presenta en la ecuación 1 :

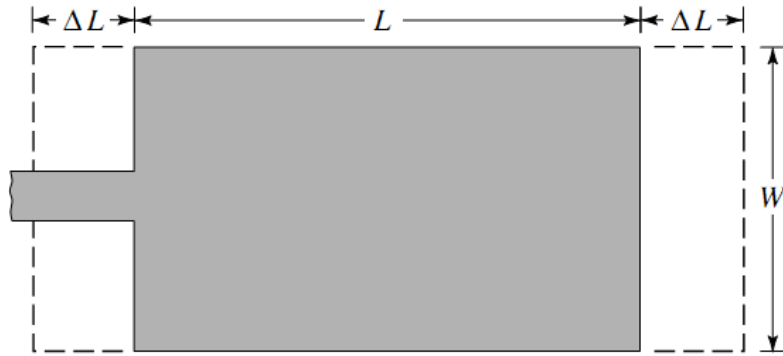
$$w = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (1)$$

La constante dieléctrica efectiva se da en la ecuación 2 [4] :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 10 \frac{h}{w} \right]^{-1/2} \quad (2)$$

Debido a los campos adyacentes, electrónicamente el parche se extiende por fuera de sus dimensiones físicas (ver Figura 10).

Figura 10. Longitud efectiva y física de una AM rectangular



Fuente: Antenna theory analysis and design [4].

La dimensión ΔL es función de la ε_{eff} y la relación entre el ancho del parche y el grosor del sustrato.

La longitud eléctrica de la antena se calcula mediante la ecuación 3 [7]:

$$l_{fringing} = 0.412(h) \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8 \right)} \quad (3)$$

Adquiriendo la longitud eléctrica a ambos lados de la antena, la longitud física real del mismo se calcula con la ecuación 4:

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_r}} - 2l_{fringing} \quad (4)$$

Las pérdidas en la AM rectangular se dan por la radiación, la resistencia del cobre, las pérdidas dieléctricas en el sustrato y las pérdidas de ondas superficiales. Para sustratos delgados, se suponen pérdidas muy pequeñas por ondas superficiales. El factor de calidad total se presenta en la ecuación 5:

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} + \frac{1}{Q_{sp}} \quad (5)$$

Donde:

Q_c = Pérdidas por el conductor (cobre).

Q_d = Pérdidas por el dieléctrico.

Q_{sw} = Pérdidas debido a la radiación en ondas superficiales.

Q_{sp} = Pérdidas debido a la radiación al espacio.

Los dos primeros factores de calidad se conocen ampliamente,

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (6)$$

$$Q_c = \frac{1}{2} \eta_0 \mu_r \left(\frac{k_0 h}{R_s} \right) \quad (7)$$

Donde:

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (8)$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (9)$$

η_0 es la impedancia intrínseca del vacío, R_s es la resistividad superficial, σ es la conductividad eléctrica del material y k_0 es el número de onda.

Los factores de calidad Q_{sw} y Q_{sp} se deducen a partir de la expresión para la eficiencia de radiación de un dipolo eléctrico horizontal sobre un sustrato sin pérdidas [5]. La fórmula de análisis para el factor de calidad de ondas espaciales se presenta en la ecuación 10:

$$Q_{sp} = \frac{3}{16} \left(\frac{\epsilon_r}{p \cdot c_1} \right) \left(\frac{L_e}{W_e} \right) \left(\frac{\lambda_0}{h} \right) \quad (10)$$

Donde:

$$L_e = L + 2l_{fringing} \quad (11)$$

$$W_{fringing} \approx \frac{\ln 4}{\pi} h \quad (12)$$

$$W_e = W + 2W_{fringing} \quad (13)$$

$$c_1 = \frac{1}{n_1^2} + \frac{2}{5n_1^4} \quad (14)$$

$$n_1 = \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (15)$$

n_1 es el índice de refracción del sustrato, c_1 es una constante que solo depende de las características eléctricas del sustrato.

El factor de arreglo p que relaciona la eficiencia del Dipolo Eléctrico Horizontal (HED) a la eficiencia del AM rectangular, se define en la ecuación 16:

$$p = 1 + \frac{a_2(k_0 W_e)^2}{10} + \frac{3(a_2^2 + 2a_4)(k_0 W_e)^4}{560} + \frac{c_2(k_0 L_e)^2}{5} + \frac{a_2 c_2 (k_0 W_e)^2 (k_0 L_e)^2}{70} \quad (16)$$

Donde:

$$a_2 = -0.16605.$$

$$a_4 = 0.00761.$$

$$c_2 = -0.0914153.$$

p es el resultado de una evaluación cerrada aproximada asumiendo que; el sustrato es delgado comparado a una λ ; las dimensiones del parche son pequeñas comparadas con una λ . Experimentos que demuestran la precisión de la fórmula para p se encuentran en la página 242 del libro Microstrip antenna design handbook [5].

El factor de calidad Q_{sp} determina la cantidad de potencia radiada al espacio y Q_{sw} determina la cantidad de potencia radiada en forma de ondas superficiales. Para relacionar estos dos factores se define la eficiencia de radiación e_r^0 , se asume que no tiene pérdidas por dieléctrico ($\tan\delta = 0$) y no tiene pérdidas por conductor ($\sigma = \infty$). Esta eficiencia solo tiene en cuenta pérdidas de potencia debido a la excitación de ondas superficiales. En términos de los factores Q se obtiene las ecuaciones 17 y 18:

$$e_r^0 = \frac{Q_r}{Q_{sp}} \quad (17)$$

$$Q_r = \frac{1}{Q_{sp}} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (18)$$

La eficiencia e_r^0 puede ser aproximada por la eficiencia de radiación de un HED e_r^{hed} (como se dijo anteriormente) sobre un sustrato sin pérdidas ($\tan\delta = 0$). Por medio de una manipulación algebraica se obtiene la ecuación 19:

$$Q_{sw} = Q_{sp} \left(\frac{e_r^{hed}}{1 - e_r^0} \right) \quad (19)$$

Por lo tanto una buena aproximación se presenta en la ecuación 20:

$$Q_{sw} = Q_{sp} \left(\frac{e_r^{hed}}{1 - e_r^{hed}} \right) \quad (20)$$

Se observa que el factor de ondas superficiales se encuentra obteniendo el factor de calidad de las ondas espaciales. Por último la eficiencia proveniente del dipolo eléctrico se presenta en la ecuación 21:

$$e_r^{hed} = \left(\frac{P_{sp}^{hed}}{P_{sp}^{hed} + P_{sw}^{hed}} \right) \quad (21)$$

Donde P_{sp}^{hed} es la potencia radiada al espacio por unidad de fuerza (HED sobre el dieléctrico sin pérdidas) y P_{sw}^{hed} es la potencia radiada en ondas superficiales, y P_{sp}^{hed} se define en la ecuación 22:

$$P_{sp}^{hed} = \frac{1}{\lambda_0^2} (k_0 h)^2 (80\pi^2 \mu_r^2 c_1) \quad (22)$$

Esta ecuación es una aproximación de la fórmula exacta para potencia de ondas espaciales asumiendo que el sustrato es delgado ($k_0 h \ll 1$). Por lo tanto se puede afirmar que a medida que el sustrato se torna más angosto las fórmulas derivadas del modelo HED son más precisas [5].

La potencia de las ondas superficiales del HED se define en la ecuación 23:

$$P_{sw}^{hed} = \frac{\eta_0 k_0^2}{8} \frac{\varepsilon_r (x_0^2 - 1)^{3/2}}{\varepsilon_r (1 + x_1) + (k_0 h) (1 + \varepsilon_r^2 x_1) \sqrt{x_0^2 - 1}} \quad (23)$$

Donde:

$$x_1 = \frac{x_0^2 - 1}{\varepsilon_r - x_0^2} \quad (24)$$

$$\alpha_0 = s \tan[(k_0 h) s] \quad (25)$$

$$\alpha_1 = -\frac{1}{s} \left[\tan[(k_0 h) s] + \frac{(k_0 h) s}{\cos^2[(k_0 h) s]} \right] \quad (26)$$

$$s = \sqrt{\varepsilon_r - 1} \quad (27)$$

Otra manera de hallar la potencia en la onda superficial asumiendo que el sustrato es delgado ($k_0 h \ll 1$) se presenta en la ecuación 28:

$$P_{sw}^{hed} = \frac{1}{\lambda_0^2} (k_0 h)^3 \left[60 \pi^3 \mu_r^3 \left(1 - \frac{1}{n_1^2} \right)^3 \right] \quad (28)$$

Por lo tanto la eficiencia de radiación del HED se da en la ecuación 29:

$$e_r^{hed} = \left(\frac{P_{sp}^{hed}}{P_{sp}^{hed} + P_{sw}^{hed}} \right) \quad (29)$$

La eficiencia total del parche se presenta en la ecuación 30:

$$e_r = \frac{e_r^{hed}}{1 + e_r^{hed} \left(\tan \delta + \frac{R_s \lambda_0}{\pi \eta_0 \mu_r h} \right) \left(\frac{3}{16} \cdot \frac{\varepsilon_r}{p c_1} \cdot \frac{L_e}{W_e} \cdot \frac{\lambda_0}{h} \right)} \quad (30)$$

La impedancia de entrada del parche se define en la ecuación 31:

$$R_{in} = \frac{4}{\pi} \eta_0 \mu_r \frac{1}{\tan \delta_{eff}} \frac{L_e}{W_e} \cdot \frac{h}{\lambda_0} \cos^2 \left(\frac{\pi x_0}{L_e} \right) \quad (31)$$

$$\tan \delta_{eff} = \frac{1}{Q_{Total}} \quad (32)$$

Algunas características de la antena pueden ser determinadas usando las fórmulas HED. La directividad y ganancia se calculan con las ecuaciones 33 y 34:

$$D = \frac{\eta_0}{40\pi p \cdot c_1} \quad (33)$$

$$G = e_r D \quad (34)$$

El AB del elemento rectangular se calcula utilizando la ecuación 35:

$$BW = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\tan \delta + \left(\frac{R_s}{\pi \eta_0 \mu_r} \right) \left(\frac{\lambda_0}{h} \right) + \left(\frac{16}{3} \right) \left(\frac{p \cdot c_1}{\epsilon_r} \right) \left(\frac{h}{\lambda_0} \right) \left(\frac{W_e}{L_e} \right) \left(\frac{1}{e_r^{hed}} \right) \right] \quad (35)$$

2.3.5 Selección y criterio. Debido a que solo se usan configuraciones básicas de AM (rectangular y cuadrada) para generar ondas con PL y PC, el procedimiento de diseño seleccionado se basa en el modelo HED propuesto por Garg et al [5] para obtener las dimensiones y características de desempeño principales de la antena. De manera consecuente, se realiza estudios de optimización por medio de herramientas CAD para ajustar el diseño a las necesidades del proyecto.

2.4 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN MICROTIRA (DISEÑO, ACOPLE, REDES)

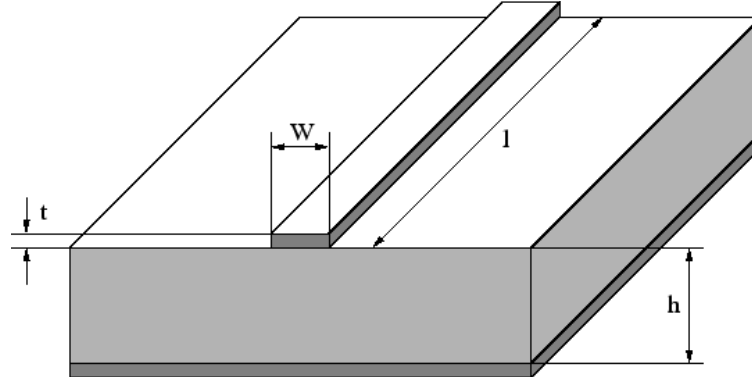
El diseño de las líneas de transmisión microtira se conoce ampliamente [4], [8] y [9]. El procedimiento se basa en encontrar el ancho de la línea “W” para la impedancia característica requerida Z_0 .

El procedimiento de diseño utiliza las ecuaciones presentadas en el libro Transmission line design handbook [8], el cual argumenta que la precisión de estas es de aproximadamente del 1%.

Para iniciar el diseño de la línea de transmisión se deben definir los siguientes parámetros:

Impedancia de entrada de la antena	Z_L
Impedancia a la cual se quiere acoplar	Z_{in}
Longitud de onda en el vacío	λ_0
Constante dieléctrica del material	ϵ_r
Grosor del dieléctrico	h

Figura 11. Modelo línea microtira



Fuente: El autor.

Para hallar el ancho de la línea W se utilizan las ecuaciones 36, 37, 38 y 39:

Para $w/h \leq 1$:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(8 \frac{h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad (36)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (37)$$

Para $w/h \geq 1$:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.44 \right) \right]} \quad (38)$$

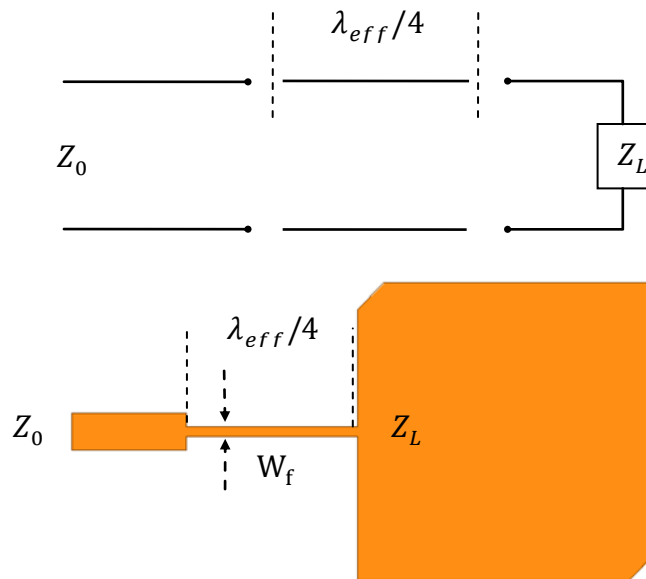
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2} \right] \quad (39)$$

2.4.1 Acople de impedancias. Este es de suma importancia en el diseño de antenas, especialmente para AM donde la impedancia de entrada del parche (generalmente $> 100\Omega$) es mucho mayor a la impedancia característica estándar

(50Ω). Existen diferentes maneras de acoplar la AM al generador de RF, sin embargo, el acople por transformador $\lambda/4$ y STUB único son de especial interés para este trabajo. Para mayor información en otro tipo de acoples referirse al libro Microwave Engineering [10].

2.4.2 Acople por transformador $\lambda/4$. El transformador $\lambda/4$ es una técnica de acople sencilla y práctica para AM, se basa en encontrar la impedancia característica Z_0 de una línea de transmisión de ancho W_f y de longitud $\lambda_{eff}/4$ para acoplar una carga sin componentes reactivos (ver Figura 12).

Figura 12. Transformador $\lambda_{eff}/4$



Fuente: El autor.

La impedancia característica del transformador se halla con la ecuación 40:

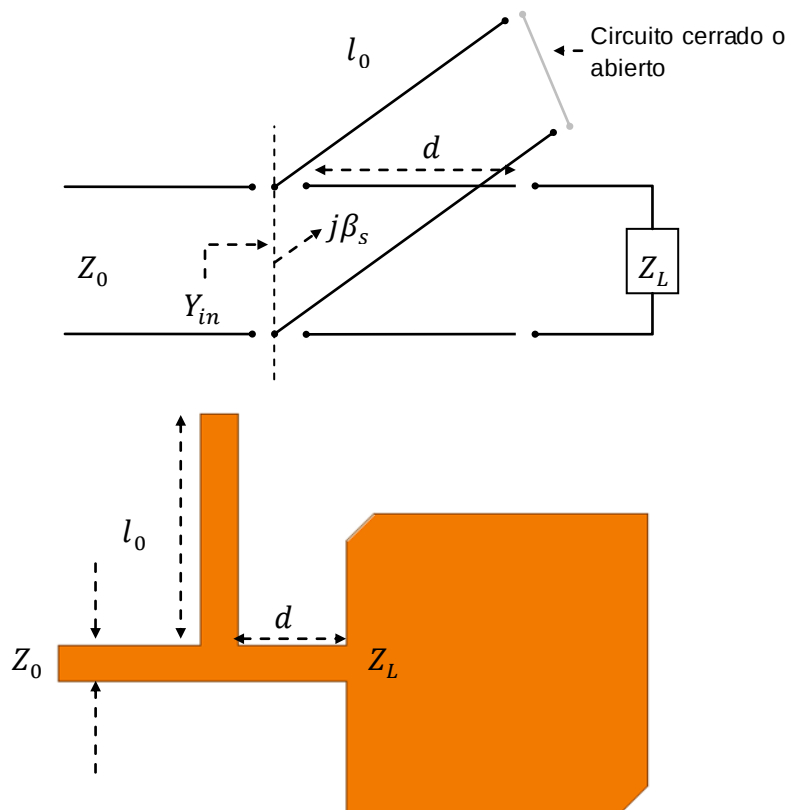
$$Z_t = \sqrt{Z_L Z_0} \quad (40)$$

El ancho W_f y la λ_{eff} se calculan utilizando las ecuaciones dadas en ...la sección 2.4... Como W_f y λ_{eff} se calculan solo para una frecuencia específica el acople se degrada rápidamente a frecuencias diferentes, por esta razón el mismo se denomina de banda angosta y limitado solo a impedancias de carga reales.

2.4.3 Acople de impedancias por "STUB" único. Esta técnica de acople utiliza una trama de línea de transmisión en circuito abierto o corto circuito (STUB) de longitud l_0 , ya sea en paralelo o en serie con la línea de alimentación a una distancia d de la carga como se muestra en la Figura 13.

En el acople de impedancias por STUB único existen dos parámetros ajustables, la distancia d a la cual se encuentra de la carga y la longitud l_0 . Las ecuaciones para calcular estas dimensiones se presentan en el libro Microwave engineering [10].

Figura 13. Acople de impedancias STUB en paralelo, modelo circuital



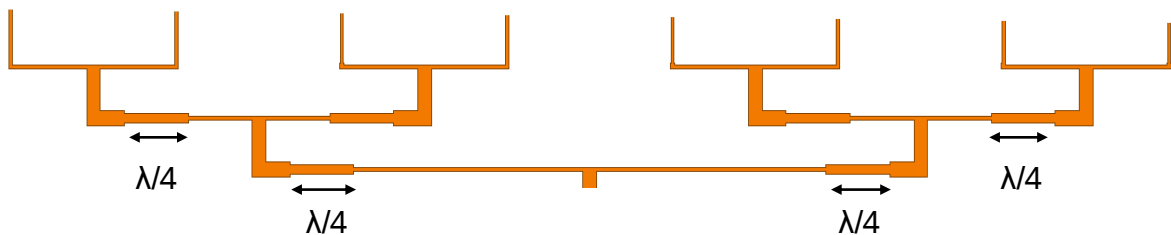
Fuente: Microwave engineering [10].

2.4.4 Redes de alimentación para arreglos lineales. La red de alimentación se refiere al mecanismo por el cual se transfiere potencia desde el punto de alimentación hasta los elementos radiantes. Para AM existen dos tipos de configuraciones base, alimentación lineal y paralela, siendo la ultima el tema de interés para este trabajo.

En la configuración red paralela los elementos del arreglo se alimentan por una red de $2^n - 1$ (n es el número de elementos) divisores de potencia, con caminos de longitud idénticos desde el punto de alimentación hasta los elementos del arreglo (ver Figura 14).

La red de alimentación paralela asegura igualdad en fase y amplitud en cada uno de los elementos del arreglo. También se puede controlar fase o amplitud generando una desigualdad en distancia sobre los caminos de alimentación o implementando atenuadores.

Figura 14. Red de alimentación paralela para arreglo lineal de AM



Fuente: El autor.

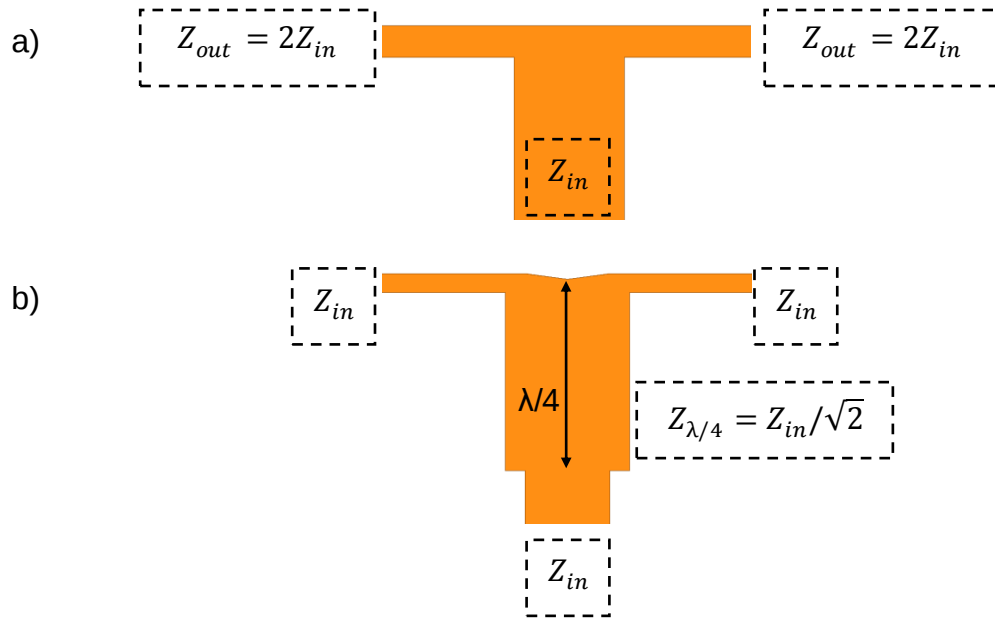
2.4.5 Divisor de potencia 3 dB. Generalmente las redes de alimentación utilizan divisores de dos vías para subdividir la potencia progresivamente al elemento radiante. Considerando el caso más simple donde se requiere que la división de potencia sea igual a 3 dB se utiliza la unión-T (ver Figura 15), cuyo puerto de entrada Z_{in} debe estar acoplado y los puertos de salida Z_{out} terminados de manera adecuada.

Un diseño alternativo ilustrado en la Figura 15 (b), tiene una impedancia de línea de 50Ω en cada uno de los puertos y un transformador $\lambda/4$ con una impedancia característica igual a $Z_{\lambda/4} = Z_{in}/\sqrt{2}$.

2.4.6 Discontinuidades en líneas microtira. En el diseño de circuitos integrados de microondas las reactancias introducidas por discontinuidades pueden generar errores de amplitud, fase, desacoples de entrada-salida y posiblemente radiación espuria no deseada. Un enfoque para eliminar estas reactancias se basa en construir un circuito equivalente para la discontinuidad e incluir sus efectos en el diseño. Otro enfoque trata sobre compensar directamente los efectos reactivos de la discontinuidad por medio de técnicas de “Chamffering” o “mittering”.

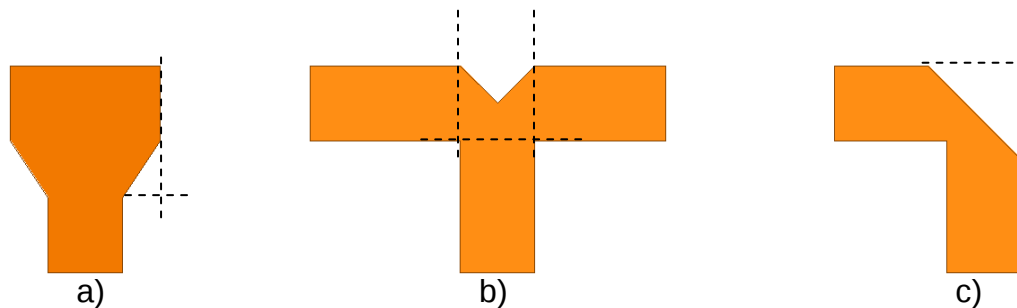
En las redes de alimentación se presentan tres tipos de reactancias parásitas: cambios de paso (a), terminación abrupta (b) y ángulos rectos (c) (ver Figura 16).

Figura 15. Divisor de potencia a) 3 dB, b) acoplado



Fuente: El autor.

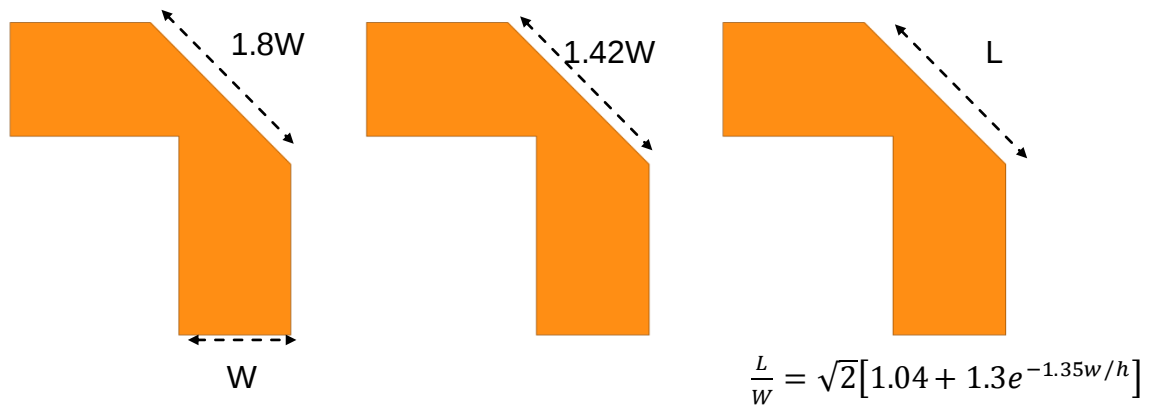
Figura 16. Compensación de discontinuidades en redes de alimentación



Fuente: El autor.

En el libro Microstrip lines and slot lines [11] se presenta la magnitud del corte basado en el ancho de la línea microtira. En el libro Transmission line design handbook [8] se presenta una ecuación que calcula la magnitud del corte óptimo, válida para $w/h > 0.25$ y $\epsilon_r \leq 25$ (ver Figura 17).

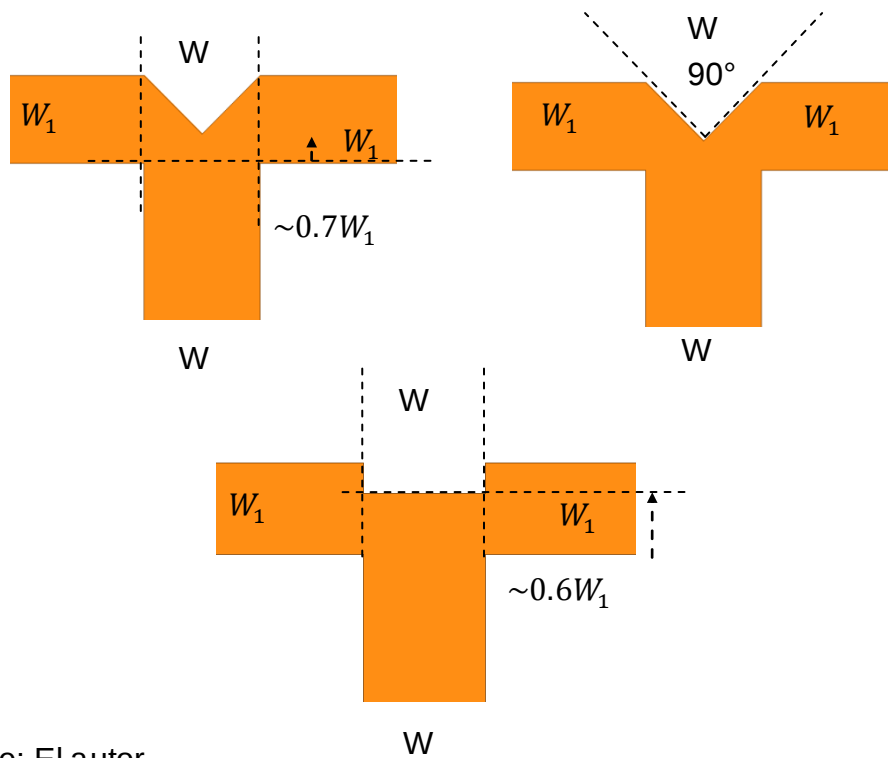
Figura 17. Tres compensaciones diferentes para ángulo recto



Fuente: Microstrip lines and slot lines y Transmission line design handbook.

En el libro Microstrip lines and slot lines [11] se ilustran las dimensiones para compensar las discontinuidades en el divisor de potencia (ver Figura 18).

Figura 18. Compensaciones para unión T



Fuente: El autor.

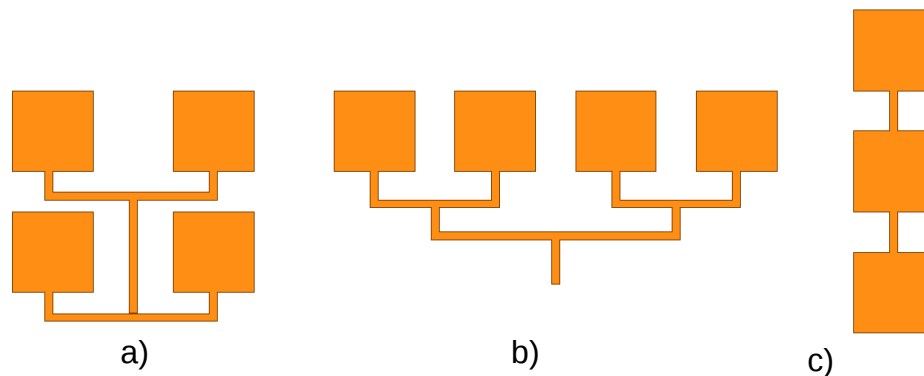
2.5 ARREGLOS DE AM

Las AM pueden ser utilizadas como parte de un arreglo. Generalmente estos se utilizan para lograr un patrón de radiación requerido que no se logra con un único elemento. También se utilizan para incrementar la directividad, AB y ganancia.

Los arreglos se pueden clasificar según su geometría: (a) bidimensional paralela, (b) unidimensional paralela o (c) arreglo alimentado en serie (ver Figura 19). La elección por una configuración u otra depende directamente de la aplicación en cuestión.

Existen diferentes métodos para lograr un patrón de radiación omnidireccional en el plano acimutal de un cohete de investigación. Usualmente se “envuelve” un parche continuo en torno al eje axial del cohete (ver Figura 20), o se reemplaza el parche envolvente único con una serie de elementos individuales con PC o PL (ver Figura 21). En ambos casos se requiere de una red de alimentación.

Figura 19. Configuraciones geométricas de arreglos de AM

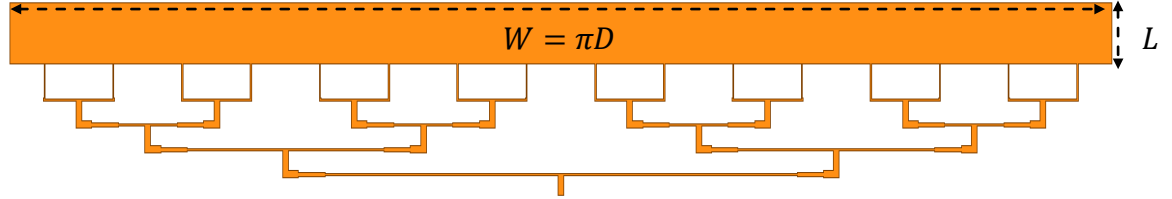


Fuente: El autor.

2.5.1 Antena cilíndrica o envolvente. Consiste en un parche rectangular que está completamente envuelto sobre un cilindro. Substratos delgados y flexibles generalmente se usan para esta aplicación. Requiere de múltiples puntos de alimentación proporcionados por una red de acople paralela. Estas antenas encuentran su aplicación en los campos de telemetría en misiles y cohetes de investigación. La antena radia principalmente ondas con PL.

El diseño de una antena envolvente consiste en la selección del sustrato, cálculo de la longitud resonante, determinación del número de puntos de alimentación, cálculo de la impedancia de entrada en cada uno de los puntos y el diseño de la red de alimentación (ver Figura 20)

Figura 20. Antena cilíndrica sobre un plano con red de alimentación



Fuente: El autor.

En el libro CAD of microstrip antennas for wireless applications [12] se presenta el procedimiento básico de diseño para este tipo de antenas.

La longitud resonante del parche envolvente se define en la ecuación 41:

$$L = \frac{\lambda_D}{2} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \quad (41)$$

El número de puntos de alimentación está relacionado con el ancho W . Los campos debajo del parche deben ser uniformes a lo largo del mismo. Cuando la distancia entre los puntos de alimentación supera una λ , modos transversales de mayor orden con campos no uniformes pueden llegar a ser excitados. El número de puntos de alimentación debe exceder o igualar el número de veces que cabe λ en W . El ancho del parche en longitudes de onda se calcula en la ecuación 42:

$$W_D = \frac{W\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\lambda_0} \quad (42)$$

El ancho de la antena es lógicamente $W = \pi D$, siendo D el diámetro del cohete.

El número de puntos de alimentación N_f requeridos es por lo menos uno por λ en el dieléctrico. Además un número binario 2, 4, 8, 16, 32... se utiliza para acomodar una red de alimentación paralela.

La conductancia y susceptancia del slot radiante puede ser aproximada a una ranura angosta radiante en un plano de tierra infinito, dando como resultado las ecuaciones 43 y 44 presentadas por [12]:

$$G_s = \frac{\pi}{\lambda\eta} \left[1 - \frac{(kh)^2}{24} \right] \quad (43)$$

$$B_s = \frac{3.135 - 2\log(kh)}{\lambda\eta} \quad (44)$$

Donde η es la impedancia intrínseca del vacío y k el número de onda. La impedancia en resonancia es $R_{in} = 1/2WG_s$. Como los puntos de alimentación están en paralelo, cada punto de alimentación distingue un valor de $R_f = N_f R_{in}$.

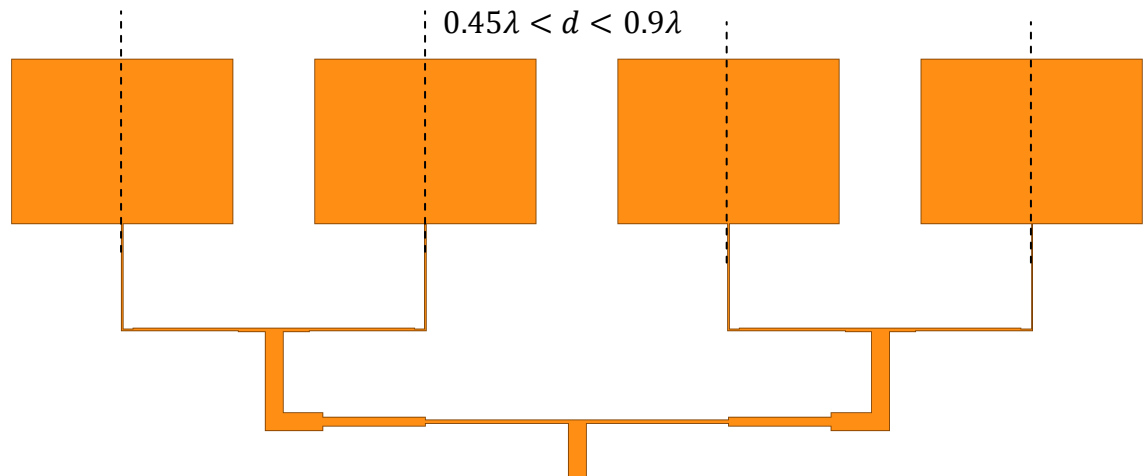
2.5.2 Arreglo cilíndrico de mono elementos. Para lograr un patrón de radiación omnidireccional un arreglo de $N \times 1$ elementos se coloca alrededor de una estructura cilíndrica (ver Figura 21).

Las dimensiones geométricas de los elementos del arreglo se calculan utilizando los procedimientos presentados ...en las secciones 2.4.4 y 2.5.5... La distancia d entre los elementos del arreglo está delimitada por el diámetro del cohete, número de elementos, red de alimentación y los requerimientos mínimos de rizado en el patrón de radiación.

Para obtener un patrón de radiación uniforme en el plano acimutal del cohete la distancia entre los elementos no debe ser mayor a una λ , para evitar efectos de acople mutuo que dificultan obtener PC con una RA aceptable, las distancias no pueden ser menores a 0.45λ .

La cobertura del patrón de radiación depende directamente del diámetro del cohete. El factor limitante en cobertura total es un “hueco” en la punta y cola del cohete. Este “hueco” se vuelve más angosto a medida que el diámetro del cohete aumenta [2].

Figura 21. Arreglo 4x1 de AM con PL



Fuente: El autor.

2.6 TIPOS DE POLARIZACIÓN

Cuando una onda viaja en el espacio, la propiedad que describe la rotación del campo eléctrico en un punto fijo como función del tiempo se denomina polarización de la onda. Es un parámetro que se mantiene constante sobre el haz principal de la antena. Sin embargo en la práctica la polarización de las ondas radiadas es función tanto de la frecuencia como de la dirección, en otras palabras, diferentes sectores del patrón de radiación pueden contener diferentes tipos de polarización.

Como los vectores de campo eléctrico y magnético están ligados de acuerdo a las ecuaciones de Maxwell, se considera suficiente especificar la polarización de alguno de ellos, generalmente se especifica con la orientación del vector campo eléctrico.

Hay dos tipos de polarización transmitidas/recibidas por una antena, la polarización co-polar o deseada o la ortogonal contra-polar o no deseada [13].

La polarización es un factor importante en el diseño de antenas y de sistemas inalámbricos. Tener el mismo tipo de polarización y sentido es importante para que la antena receptora pueda extraer la señal de la onda transmitida. Máxima transferencia de potencia tomará lugar cuando la antena receptora tenga la misma dirección, polarización, sentido y orientación espacial que la onda incidente [4], de

otra manera, existirán desacoples por polarización, lo cual resulta en un incremento de las pérdidas del sistema.

2.6.1 Polarización lineal, circular y elíptica. El vector campo eléctrico viajando en dirección negativa del eje z puede ser escrito como:

$$\tilde{E}(z; t) = \hat{a}_x \tilde{E}_x(z; t) + \hat{a}_y \tilde{E}_y(z; t) \quad (45)$$

Las componentes instantáneas del vector campo eléctrico están relacionadas con sus contrapartes complejas por:

$$\tilde{E}_x(z; t) = \text{Re}[E_x e^{-j(\omega t + Kz)}] = \text{Re}[E_{x0} e^{j(\omega t + Kz + \phi_x)}] \quad (46)$$

$$= E_{x0} \cos(\omega t + kz + \phi_x) \quad (47)$$

$$\tilde{E}_y(z; t) = \text{Re}[E_y e^{-j(\omega t + Kz)}] = \text{Re}[E_{y0} e^{j(\omega t + Kz + \phi_y)}] \quad (48)$$

$$= E_{y0} \cos(\omega t + kz + \phi_y) \quad (49)$$

Donde E_{x0} y E_{y0} son respectivamente las magnitudes máximas de las componentes x y y en una fase ϕ_x y ϕ_y determinadas.

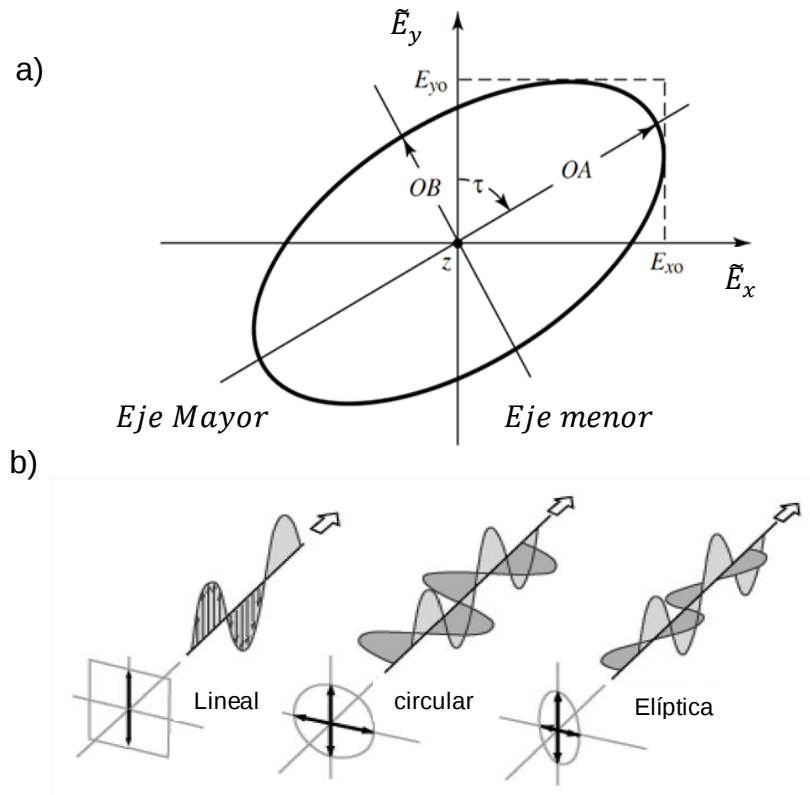
La forma del contorno dibujado por la punta del vector campo eléctrico en el plano de polarización se llama elipse de polarización (ver Figura 22).

La RA dicta la forma de la elipse, el ángulo de inclinación τ dicta su orientación. La dirección del vector campo eléctrico es el sentido de polarización en la dirección de propagación.

2.6.2 Factores de desempeño de una antena con PC. A continuación se enuncian los factores de desempeño de una antena con PC:

AB de la RA: El rango de frecuencias donde la RA oscila por debajo de una magnitud específica (usualmente 3 dB) se denomina el AB de la RA. Este determina el rango de frecuencias donde la antena se puede considerar con PC.

Figura 22. a) Elipse de polarización, b) tipos de polarización



Fuente: Antenna theory analysis and Design [4]

Ancho del haz de la RA: además de cambiar con respecto a la frecuencia, la RA varía con respecto a la dirección en el patrón de radiación (ver Figura 29), por lo tanto es importante estimar cual es el ancho del haz que contiene la mayor parte de la PC y entre que ángulos la antena se considera con polarización elíptica o lineal

XPD: es una figura de merito relacionada con la RA, donde se aprecia con mayor rigurosidad las componentes circulares del campo eléctrico (RHCP y LHCP). La magnitud XPD indica la relación entre la energía aceptada en la polarización deseada (co-polar) a la no deseada (ortogonal). Para una buena discriminación contra-polar, típicamente se usan valores ≥ 15 dB.

2.6.3 Factor de pérdidas por polarización. Generalmente la polarización de la antena receptora no es igual a la polarización de la onda transmitida esto se debe:

- Múltiples fenómenos (reflexión, refracción, efectos atmosféricos;) que afectan el vector campo eléctrico en su recorrido hacia la antena receptora.
- La alineación espacial de las antenas (ver Figura 23).

Estas diferencias en polarización generan pérdidas en el sistema y se denotan como “pérdidas por desacople de polarización” [4]. Las mismas se cuantifican utilizando el factor de pérdidas por polarización (*PLF*):

$$PLF = |\hat{\rho}_i \cdot \hat{\rho}_a|^2 = |\cos \varphi|^2, \quad PLF(dB) = 10 \log PLF \quad (50)$$

$$\hat{\rho} = \hat{x} \frac{E_x}{E_m} \pm \hat{y} \frac{E_y}{E_m} e^{j\delta p}, \quad E_m = \sqrt{E_x^2 + E_y^2} \quad (51)$$

Donde $\hat{\rho}_i$ es el vector de polarización complejo de la onda incidente y $\hat{\rho}_a$ es el vector de polarización complejo de la antena receptora. φ es el ángulo de desfase entre los dos vectores. Si la antena receptora está acoplada en polarización con la onda incidente el *PLF* es la unidad y por ende la antena extraerá la máxima potencia de la onda incidente. De la expresión de *PLF* se analizan los casos extremos asumiendo que la antena en la estación base está alineada en todo momento con la antena en el cohete. Lo anterior se presenta para dar una explicación sencilla sobre la importancia de la polarización en el sistema de telemetría en cohetes de investigación.

Teniendo un campo eléctrico dependiente del tiempo o en forma fasorial general de la forma:

$$\begin{aligned} \vec{E} &= E_x \cos(wt + kz) + E_y \cos(wt + kz + \delta p) \\ &\quad o \\ \vec{E} &= \hat{x} E_x + \hat{y} E_y e^{j\delta p} \end{aligned} \quad (52)$$

Para una posición fija se asume $z = 0$.

Cuando la antena en el cohete tiene PL vertical (i.e $E_x = 0$) y la antena en la estación base tiene PL vertical, el *PLF* depende de la orientación del cohete. Para el caso lineal $\delta p = 0$, por lo tanto el vector de polarización referente al cohete y la estación en tierra son de la forma:

$$\hat{\rho}_i = \hat{y}, \hat{\rho}_a = \hat{y} \quad PLF = |\hat{\rho}_i \cdot \hat{\rho}_a|^2 = 1 \text{ o } 0dB \quad (53)$$

Para el peor de los casos, donde la orientación del cohete es horizontal con respecto a la antena en la estación base

$$\hat{\rho}_i = \hat{x}, \hat{\rho}_a = \hat{y} \quad PLF = |\hat{\rho}_i \cdot \hat{\rho}_a|^2 = 0 \text{ o } \infty dB \quad (54)$$

Para este caso se concluye que las pérdidas oscilan entre $0 \leq dB \leq \infty$.

Cuando la antena en el cohete tiene PL vertical y la antena en la estación base tiene PC de mano de derecha, el PLF no depende de la orientación del cohete. Para el vector de polarización en el cohete se tiene $\delta p = 0$ y $E_x = 0$ entonces $\hat{\rho}_i = \hat{y}$. Para la antena en tierra $\delta p = \pi/2$ y $E_x = E_y$, por lo tanto:

$$E_m = E_x \sqrt{2} \quad (55)$$

$$\hat{\rho}_a = \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}} \quad (56)$$

$$PLF = \left| \hat{y} \cdot \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}} \right|^2 = 0.5 \text{ o } -3dB \quad (57)$$

Se concluye que las pérdidas son constantes sin importar la orientación del cohete. Esto se debe a que la componente lineal sin importar su inclinación se “acopla” a alguna de las dos componentes de la PC resultando en pérdidas referentes a la mitad de la potencia de la onda (3 dB).

Cuando ambas antenas tienen PC y están debidamente alineadas se tiene para los vectores de polarización $\hat{\rho}_i$ y $\hat{\rho}_a$, $\delta p = \pm\pi/2$ y $E_x = E_y$ por lo tanto:

$$\hat{\rho}_i = \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}} \text{ para RHCP} \quad (58)$$

$$\hat{\rho}_a = \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}} \text{ Para RHCP} \quad (59)$$

$$PLF = \left| \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}} \right|^2 = 1 \text{ o } 0dB \quad (60)$$

Para el caso donde la antena receptora es LHCP se tiene que:

$$PLF = \left| \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}} \right|^2 = 0 \text{ o } \infty dB \quad (61)$$

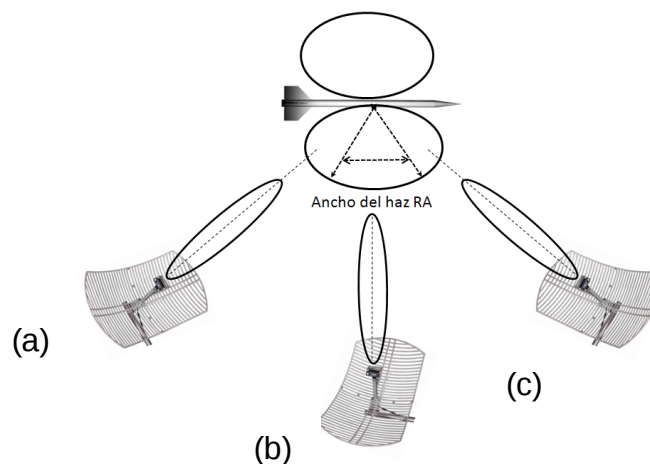
Se concluye que no hay pérdidas cuando las dos antenas tienen el mismo sentido de polarización y que las pérdidas son infinitas cuando las antenas están en sentido contrario de polarización.

En los casos anteriores se asume que las antenas están perfectamente alineadas (Figura 23 b). En la práctica mantener un alineamiento perfecto entre la estación en tierra y el cohete es prácticamente imposible debido a las altas velocidades a las cuales se desplaza el mismo (Aproximadamente 3 veces la velocidad del sonido).

El ancho del haz de la RA es el espacio en el patrón de radiación donde la antena se considera polarizada circularmente. En AM el haz es normal a la misma como se muestra en la Figura 23. La polarización se torna elíptica por fuera del haz y cambia progresivamente hasta alcanzar una PL en la punta y cola del cohete. En otras palabras; en el ejemplo de la Figura 23, las antenas (a) y (c) reciben PL de la antena abordo del cohete mientras que la antena (b) recibe PC.

Realizando un barrido superficial del patrón de radiación en el cohete, se observan cambios en la RA que van desde $0dB$ para el centro del haz hasta $80 dB$ en la punta y cola del cohete, lo que significa que el PLF tiene un rango que va desde $3 dB$ (PL en la punta y cola de cohete) hasta $0 dB$ (en la mitad del haz de la RA).

Figura 23. Diferentes orientaciones espaciales de la antena en tierra



Fuente: El autor

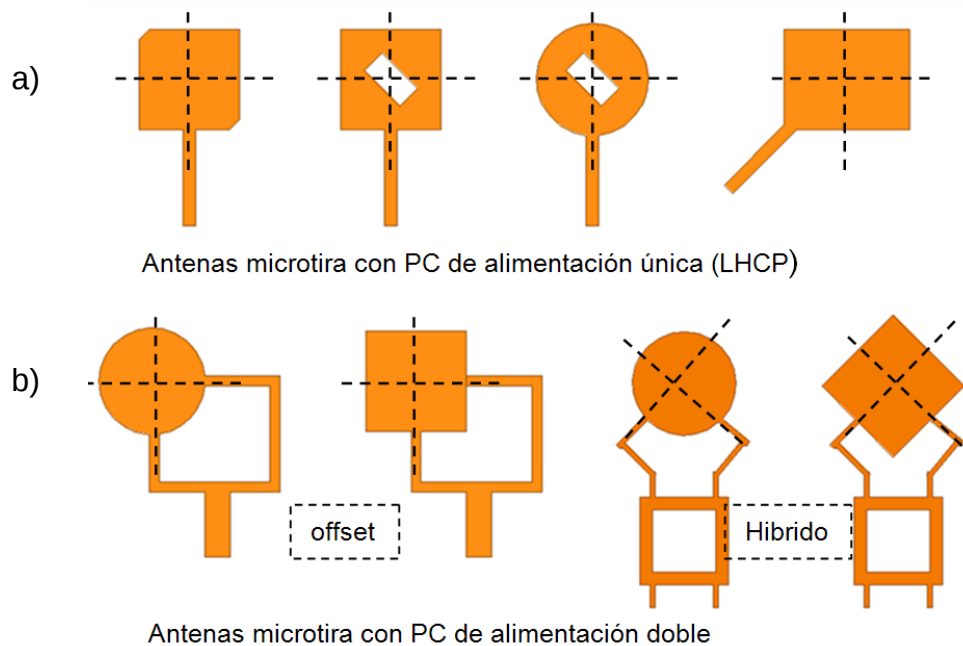
2.7 AM CON PC

Las antenas hasta ahora presentadas en este trabajo de grado radian primordialmente ondas con PL, sin embargo polarizaciones elípticas y circulares se pueden obtener usando diferentes técnicas de alimentación o haciendo pequeñas modificaciones geométricas a la estructura.

La PC se obtiene si dos modos ortogonales son excitados con una diferencia de fase en el tiempo de $\pm 90^\circ$ con el signo determinando el sentido de la rotación [4]. En la Figura 24 se presentan algunas configuraciones típicas de AM capaces de generar ondas con PC.

La clasificación de la AM se basa en el número de puntos de alimentación necesarios para lograr PC.

Figura 24. Configuraciones típicas de AM que generan PC



Fuente: El autor.

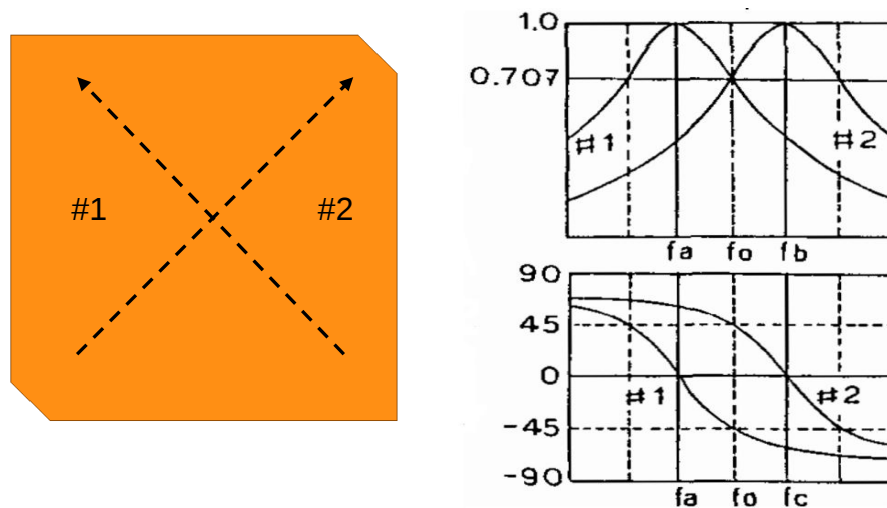
2.7.1 AM con PC de alimentación doble. Las configuraciones fundamentales de un parche con PC de alimentación doble se presentan en la Figura 24 (b). Los parches se alimentan con igual amplitud pero con una diferencia de fase de 90° usando ya sea un polarizador externo (como un acoplador híbrido de cuadratura) o

un compensador “offset”, el cual logra la cuadratura en fase por medio de diferencias en las longitudes de las líneas microtira que alimentan el parche. Este método de alimentación proporciona mejor desempeño en el AB axial, pero ocupa más espacio efectivo, característica indeseable en arreglos de un tamaño considerable.

2.7.2 AM con PC de alimentación única. La AM con PC de alimentación única se considera como uno de los métodos más sencillos para lograr PC. El principio de operación de esta antena se basa en que el modo dominante generado puede ser separado en dos modos ortogonales en cuadratura de fase por el efecto de una pequeña perturbación o ranura (ver Figura 25).

Este tipo de configuración ocupa menos espacio de implementación sobre el material dieléctrico en comparación con la alimentación dual.

Figura 25. Diagramas de amplitud y fase para AM con PC, alimentación única

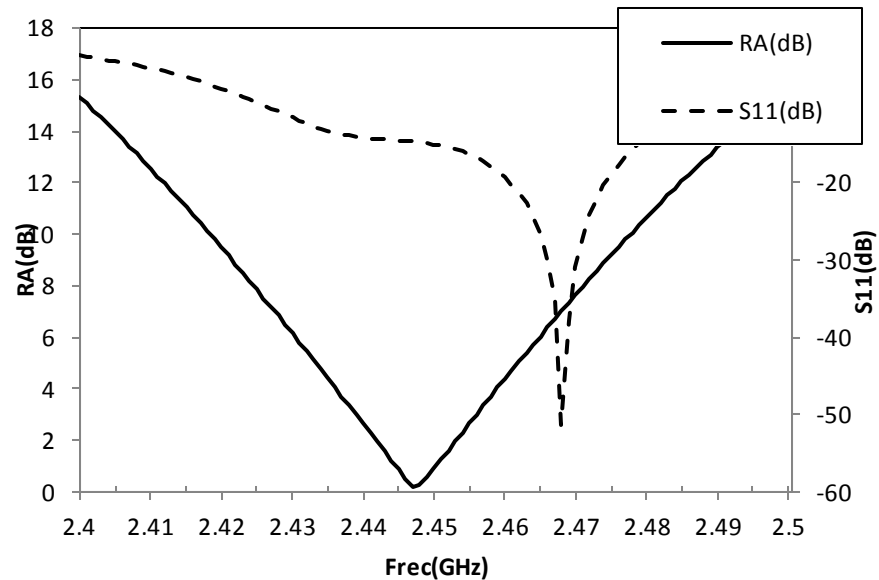


Fuente: Microstrip antenna design handbook [5].

2.7.3 Antena parche cuadrada con esquinas truncadas. La antena parche con esquinas truncadas es una de las configuraciones que genera ondas con PC (ver Figura 27). La perturbación requerida se produce recortando esquinas opuestas en la diagonal de un parche cuadrado, el parche se alimenta en el borde inferior o superior sobre el eje central de la antena. El sentido de la polarización depende de las diagonales que se escojan para el corte.

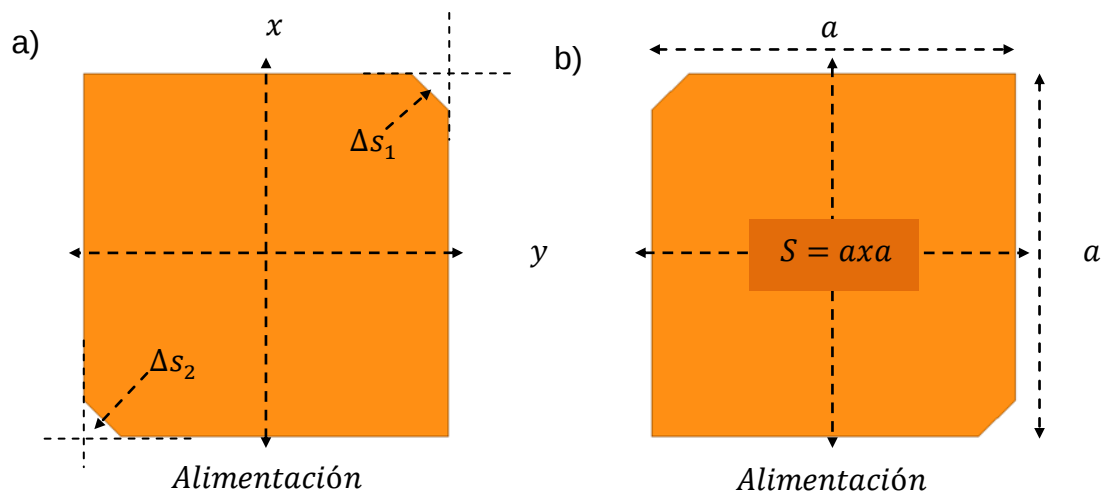
Para este tipo de configuración lograr el mejor acople de impedancia posible a la frecuencia central de la RA representa un problema importante de diseño puesto que ambas ocurren a frecuencias diferentes (ver Figura 26).

Figura 26. Respuesta en frecuencia de AM con PC de alimentación única



Fuente: El autor.

Figura 27. Antena cuadrada con esquinas truncadas, a)RHCP, b)LHCP



Fuente: El autor.

El tamaño de la perturbación está relacionado con el área del parche y el factor de calidad sin carga Q_0 , el cual a su vez depende de la λ y el grosor del sustrato. Las dimensiones de la perturbación se calculan utilizando el método variacional [5] [7]. Para el parche cuadrado con esquinas truncadas se tiene que:

$$\frac{\Delta s}{S} = \frac{1}{2Q_0} \quad (62)$$

donde Δs es el área de corte total y S es el área del parche antes de ser perturbado.

$$S = a^2 \quad (63)$$

$$\Delta s = \Delta s_1 + \Delta s_2 \quad (64)$$

$$\Delta s = c^2 \quad (65)$$

Las frecuencias de resonancia para los modos resultantes se relacionan con los segmentos de perturbación por medio de las ecuaciones 66 y 67:

$$f_1 = f_0 \left[1 - \frac{2\Delta s}{S} \right] \quad (66)$$

$$f_2 = f_0 \quad (67)$$

Donde f_0 es la frecuencia de resonancia antes de aplicar los cortes en las esquinas del parche cuadrado.

2.8 MÉTODOS DE MEDICIÓN PARA CAMPO LEJANO

La IEEE considera tres métodos para medir ganancia [4]:

- Método de dos antenas.
- Método de tres antenas.
- Método transferencia de ganancia o de comparación.

Para efectos de medición de patrón de potencia y de ganancia generalmente se utiliza el método de transferencia de ganancia. Para este se necesitan tres antenas: antena de referencia, Antena Bajo Prueba (AUT) y antena estándar. El procedimiento de cálculo se enuncia a continuación:

Primero se calcula la potencia recibida por la antena estándar, por medio de la ecuación de transmisión de *Friss*:

$$P_s = P_t G_r G_s \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (68)$$

G_t : Ganancia de la antena de referencia.

G_s : Ganancia de la antena estándar.

P_t : Potencia de excitación.

P_s : Potencia recibida.

Posteriormente, se reemplaza la antena estándar con la AUT y se mide la potencia recibida. Se calcula la ganancia por medio de la ecuación 69:

$$(G_{AUT})_{dB} = (G_s)_{dB} + 10 \log_{10} \left(\frac{P_{AUT}}{P_s} \right) \quad (69)$$

Lo anterior aplica solo para casos donde la AUT tiene PL, para antenas con PC o elíptica, se deben utilizar dos ganancias estándar ortogonales linealmente polarizadas para obtener las ganancias parciales correspondientes a cada componente de PL. La ganancia total de la AUT se calcula por medio de la ecuación 70:

$$(G_T)_{dB} = 10 \log_{10} (G_H + G_V) \quad (70)$$

G_H : Ganancia parcial con respecto a la polarización vertical.

G_V : Ganancia parcial con respecto a la polarización horizontal.

Para la medición de patrón de RA y RA vs frecuencia se presenta el método de componentes de Múltiple-Amplitud [4].

La RA se calcula a través de las ecuaciones presentadas por este método, las cuales están relacionadas con mediciones de campo tomadas a 4 ángulos separados: 0°, 45°, 90°, y 135°. Teniendo la potencia recibida a cada uno de estos ángulos se aplican las siguientes ecuaciones:

$$Y_D = \frac{(1 - \rho_D^2)}{(1 + \rho_D^2)} \quad (71)$$

$$Y_L = \frac{(1 - \rho_L^2)}{(1 + \rho_L^2)} \quad (72)$$

La proporcionalidad de los campos eléctricos está dada por

$$\rho_D = \frac{E_{135}}{E_{45}} \quad (73)$$

$$\rho_D = \frac{E_{90}}{E_0} \quad (74)$$

Usando estas relaciones la RA puede ser calculada de:

$$RA_{Lineal} = \cot \left(\frac{1}{2} \cos^{-1} (Y_L^2 + Y_D^2)^{1/2} \right) \quad (75)$$

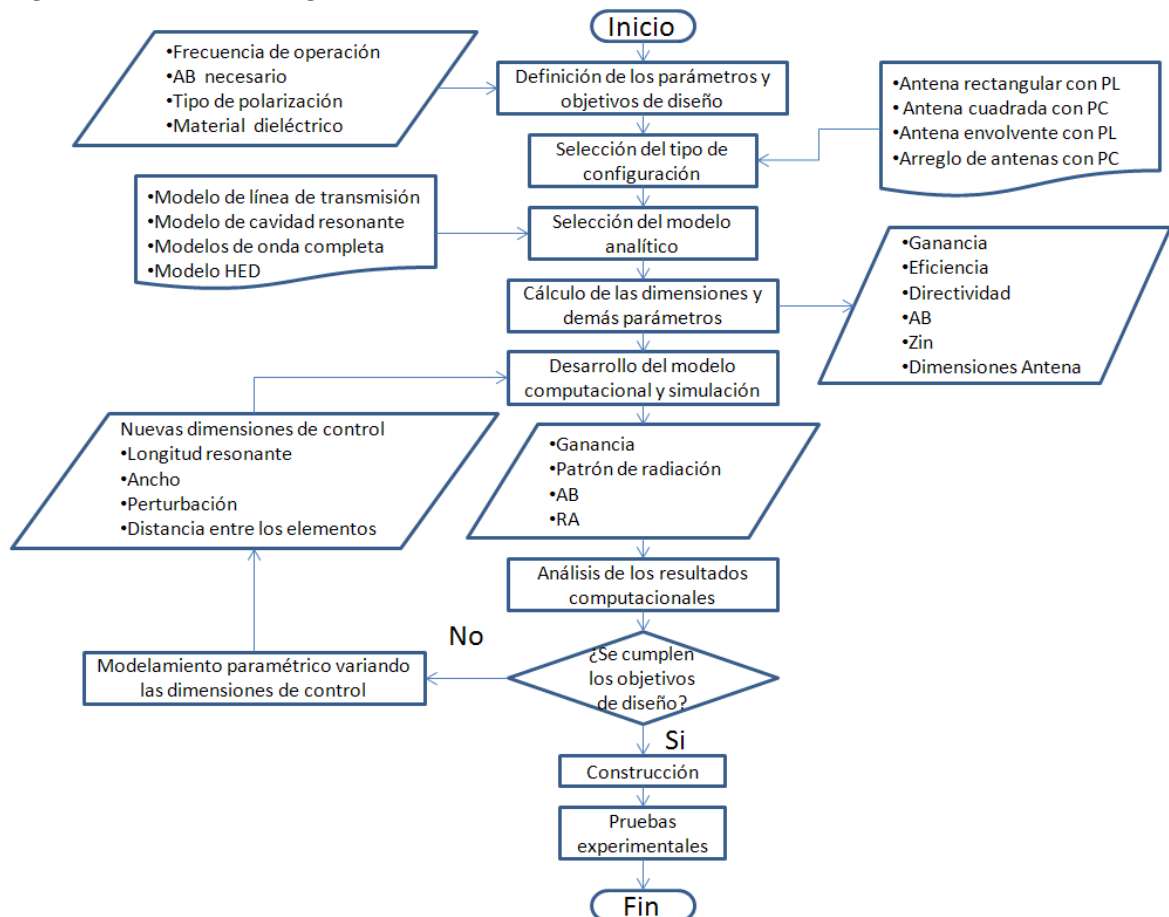
3. MÉTODOS Y MATERIALES

En este capítulo se explica la metodología empleada para el diseño de las antenas propuestas, también se presenta la herramienta computacional utilizada para realizar las simulaciones de los modelo analíticos. Y por último se mencionan los materiales utilizados para el diseño, caracterización y pruebas de las AM.

3.1 METODOLOGÍA DE DISEÑO

La metodología propuesta por el autor se observa en la Figura 28. En general cada diseño parte de un modelo teórico simplificado seguido por un estudio paramétrico de las dimensiones de control de la antena correspondiente para ajustar los resultados a las necesidades específicas del proyecto

Figura 28. Metodología de diseño



Fuente: El autor.

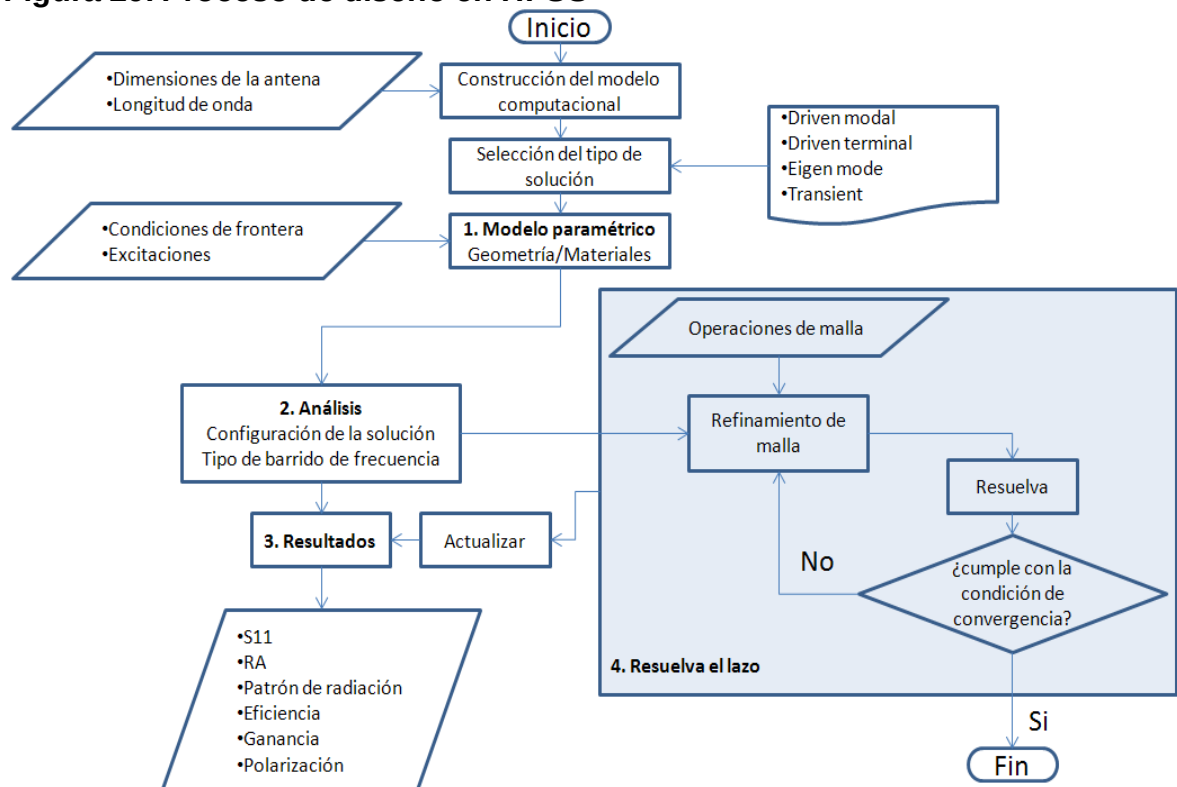
El modelamiento paramétrico de las AM se basa en la variación de las dimensiones de control que actúan sobre parámetros de diseño específicos como la F_r , F_D , RA, AB, ganancia, eficiencia, directividad y patrón de radiación.

3.2 HERRAMIENTA COMPUTACIONAL

La simulación es una parte de vital importancia en el diseño y construcción de AM debido a que reduce en gran parte la incertidumbre en el proceso de optimización y construcción. Además, concede un punto de comparación o referencia valioso con respecto a los resultados analíticos, tales como patrón de radiación, AB, eficiencia, ganancia y pérdidas de retorno.

Para la simulación de las diferentes AM presentadas en este trabajo se utiliza el Simulador de Estructuras de Alta Frecuencia (HFSS) de la empresa Ansys Inc. [14]. La herramienta utiliza el Método de Elementos Finitos (FEM) para resolver el conjunto completo de las ecuaciones de Maxwell. El flujo de trabajo típico se presenta en la Figura 29.

Figura 29. Proceso de diseño en HFSS



Fuente: Ansoft high frequency structure simulator v10 – training Seminar.

La herramienta computacional también se utiliza para generar modelos paramétricos que ajustan las dimensiones de control a los requerimientos de diseño del proyecto.

3.3 INSUMOS Y MATERIALES

Para efectos de validación de los modelos computacionales se fabricaron 4 antenas: antena parche rectangular, antena parche cuadrada con esquinas truncadas alimentada por STUB, antena parche continuo cilíndrica y un arreglo de AM con PC. Los diseños finales se dibujaron sobre el software Eagle, y posteriormente se fabricaron en la empresa Microcircuitos S.A radicada en Cali-Colombia.

En esta sección se presentan los materiales necesarios para el diseño, modelamiento, fabricación y caracterización de las antenas construidas.

3.3.1 Material dieléctrico. El sustrato seleccionado para el diseño e implementación de las AM presentadas en este trabajo de grado es RT/Duroid 5880 de la empresa ROGERS CORPORATION (ver Anexo A). Se le denomina laminado de alta frecuencia, exhibe excelentes características tanto eléctricas como mecánicas, adicionalmente existen artículos científicos, trabajos de maestría y tesis doctorales que lo respaldan para aplicaciones en telemetría [15] [16].

Las propiedades eléctricas del material se presentan en el Cuadro 4.

Cuadro 4. Material dieléctrico utilizado en el diseño y construcción

Rogers RT/Duroid 5880	
Constante dieléctrica (ϵ_r)	2.20 ± 0.02
Ancho (mm)	1.57 ± 0.02
Factor de disipación ($\tan\delta$)	0.0009 ± 0.02
Resistividad superficial (Mohm)	3×10^7
Grosor del cobre (mm)	0.0178
Peso de la hoja de cobre (oz.)	0.5

Fuente: Ficha técnica laminado de alta frecuencia RT/duroid 5880 [15]

3.3.2 Laboratorios y elementos para las pruebas experimentales. Las pruebas varían con respecto a la antena estudiada. La caracterización del patrón de radiación para las antenas parche rectangular y parche cuadrado con esquinas truncadas no se realizó, sin embargo se presentan resultados computacionales que reflejan el comportamiento típico del patrón de radiación de las mismas. Esto se debe a que estos diseños se implementaron para proveer un punto de referencia inicial para las antenas de mayor costo.

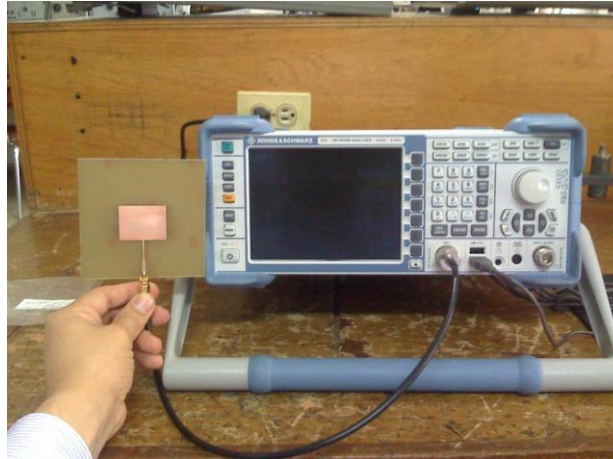
Para las diferentes pruebas se utilizaron los siguientes insumos: 8 conectores tipo Edge-Mount RP-SMA hembra con impedancia característica de 50Ω ; dichos conectores se soldaron directamente a las antenas, 3 Cables tipo Pig-tail; que transforman conectores Tipo-N macho a conectores RP-SMA macho, un divisor de potencia de alta frecuencia con conectores Tipo-N macho para las antenas cilíndricas. Cada una de las pruebas se realizaron sobre la banda de frecuencias de interés ($2.4 - 2.5\text{ GHz}$).

Las pruebas se hicieron en dos laboratorios diferentes. La caracterización de las AM rectangular y envolvente se realizó en el Laboratorio de Comunicaciones de la Universidad del Cauca, Popayán. Se tomaron medidas de parámetros de dispersión sobre un Analizador Vectorial de Redes (VNA) modelo ZVL6 marca Rhode & Schwarz de Alemania (ver Figura 30). El VNA tiene un rango de frecuencia máximo de 6 GHz y posee dos puertos con conectores Tipo-N hembra.

La caracterización de la AM cuadrada con esquinas truncadas y el arreglo de AM con PC se realizó en el Laboratorio de Telecomunicaciones de la Universidad de los Andes, Bogotá. El Grupo de Electrónica y Sistemas de Telecomunicaciones (GEST) ubicado en el edificio Mario Laserna, tiene a su disposición la única cámara anecoica del país. La cámara tiene 9 m de alto 6 m de ancho y 6 m de largo (ver Figura 31), el rango de frecuencias de operación está entre 20 MHz y 18 GHz . Para realizar la medición de parámetros de dispersión se utilizó un VNA Rhode & Schwarz ZBV20 de Alemania (ver Figura 32), cuenta con cuatro puertos con conectores tipo N-Hembra, tal equipo está en la capacidad de realizar mediciones hasta 20 GHz .

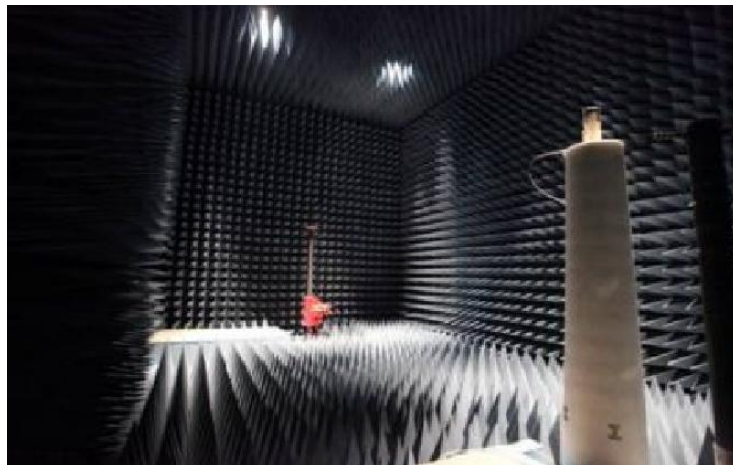
La cámara anecoica cuenta con un posicionador acimutal, el cual tiene una resolución de 5° y soporta 15 Kg . Adicionalmente tiene una antena de referencia tipo corneta con una respuesta lineal de ganancia sobre la banda de interés, equivalente a 6.4 dBi . La distancia horizontal máxima entre la Antena Bajo Prueba (AUT) y la antena de referencia equivale a 4.34 m .

Figura 30. VNA Rhode & Schwarz modelo ZV6



Fuente: El autor.

Figura 31. Cámara anecoica



Fuente: El autor.

3.3.2.1 Montaje para la medición del patrón de radiación. El montaje experimental se observa en la Figura 33. El arreglo de antenas con PC se utilizó en modo de recepción mientras que la antena estándar se utilizó en modo de transmisión. Se tomaron mediciones de transmisión o parámetro S_{21} .

Debido a que no fue posible medir la frecuencia central de la RA (ver sección 3.3.2.2), se tomaron tres medidas a frecuencias diferentes dentro del AB de la antena: 2.478 GHz , 2.46 GHz y 2.45 GHz , y para comprobar que la antena tiene PC las mediciones se realizaron con dos tipos de polarización: vertical y horizontal.

Figura 32. VNA Rhode & Schwarz modelo ZVB20



Fuente: El autor.

Figura 33. Montaje de pruebas patrón de radiación



Fuente: El autor.

3.3.2.2 Limitaciones en las pruebas experimentales arreglo de AM con PC.

Hay dos limitaciones asociadas a las pruebas experimentales. El campo lejano se define como:

$$d = \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (76)$$

Dónde D es la longitud máxima de la antena. Para el caso del arreglo de AM con PC se toma el diámetro de la misma, por lo tanto se tiene que:

$$d = 4.62 \text{ m}$$

La distancia efectiva máxima horizontal en la cámara anecoica no cumple con la condición de campo lejano para el arreglo de AM con PC por un valor equivalente a 28 cm, esto implica una fuente de error en la medición.

Otra limitación hace referencia al montaje de prueba para la medición de la RA Vs frecuencia, y patrón de la RA. La técnica de medición que sería empleada trata sobre el método de componentes de Múltiple-Amplitud la cual se presenta ...en la sección 2.8..., esta técnica requiere que la antena estándar (ver Figura 34) esté en la capacidad de rotar en incrementos de 45°. Lamentablemente el sistema de posicionamiento de la misma solo está en la capacidad de rotar en incrementos de 90°, razón por la cual no fue posible realizar las mediciones de RA.

Figura 34. Antena estándar tipo corneta



Fuente: El autor.

4. RESULTADOS

Este capítulo resume los resultados analíticos, computacionales y experimentales de las antenas fabricadas. La metodología se basa en el diagrama de flujo presentado ...en la sección 3.1... El capítulo empieza en el diseño, simulación e implementación de una AM con PL hasta el diseño completo de un arreglo cilíndrico de antenas con PC.

4.1 AM RECTANGULAR

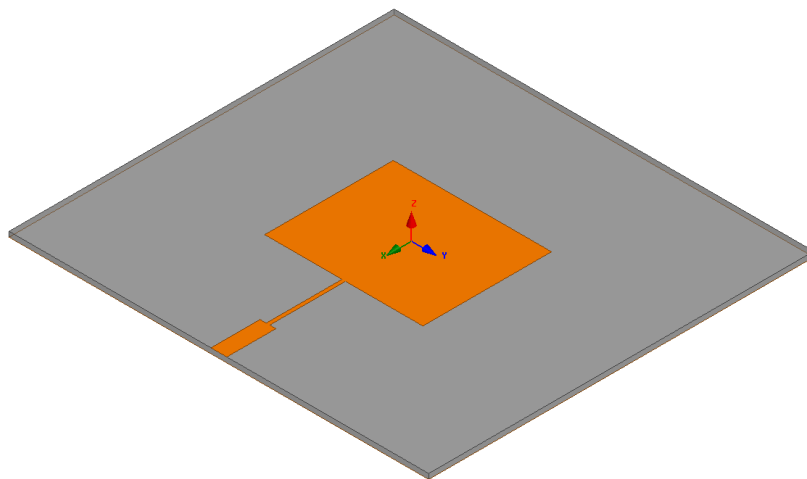
El diseño de una AM rectangular empieza por un diseño teórico que sirve de base para el modelo computacional, seguidamente se optimiza las dimensiones del modelo para ajustar los parámetros a las necesidades del proyecto.

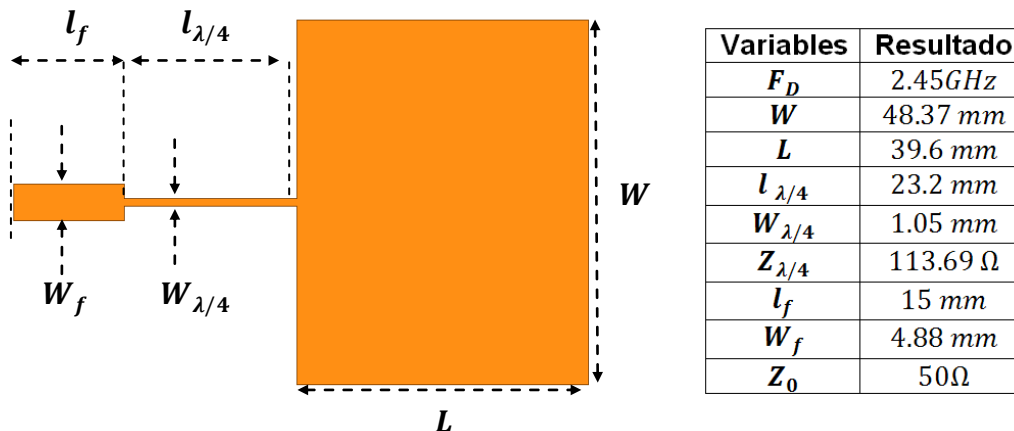
La F_D utilizada para la AM rectangular fue de 2.45 GHz . Para obtener las dimensiones L y W de la antena se empleó el procedimiento presentado ...en la sección 2.3.4... y las dimensiones $l_{\lambda/4}$, $W_{\lambda/4}$ y W_f se calcularon utilizando las ecuaciones presentadas ...en la sección 2.4... (Anexo B) (Ver Figura 35).

La impedancia de entrada de la antena es de 258.4Ω , para acoplarla se utiliza un transformador $\lambda/4$ cuya impedancia característica se calcula utilizando la ecuación 40:

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_L Z_0} = 113.69 \Omega$$

Figura 35. Modelo computacional AM rectangular con línea de alimentación





Fuente: El autor.

Con las dimensiones presentadas en la Figura 35 se implementó el modelo computacional, obteniendo como resultado una F_r de 2.432 GHz con un AB de 32.5 MHz. Las comparaciones entre los datos analíticos y simulados se presentan en el Cuadro 5. Debido a que la F_r se desvía de la F_D en 18 MHz se realiza un modelamiento paramétrico de L . Para el mismo se tiene en cuenta que L es inversamente proporcional a la F_r de la antena.

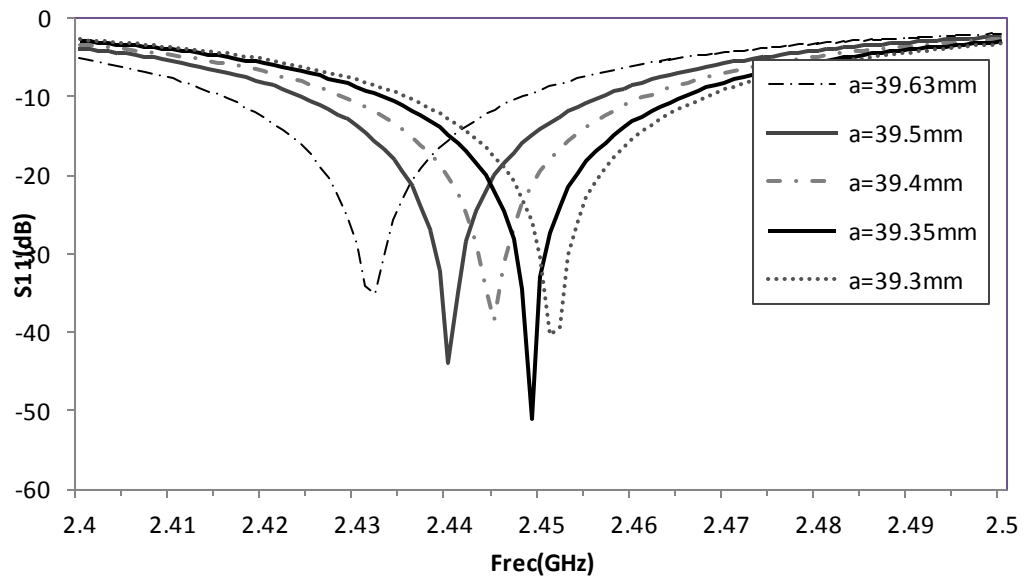
Cuadro 5. Comparación entre los resultados analíticos y simulados de la AM rectangular

Parámetro	Analíticos	Simulados	Diferencia
F_r	2.45 GHz	2.4320 GHz	18 MHz
AB	2.72%	1.37%	1.35%
Z_{in}	258.45 Ω	264.58 Ω	6.13 Ω
Ganancia	7.57 dBi	7.88 dBi	0.31dB
Eficiencia	84.57%	90.6%	6.03%
Directividad	8.30 dB	8.13 dB	0.17dB
Z_0	50 Ω	49.2 Ω	0.8 Ω

Fuente: El autor.

En la Figura 36 se presentan los resultados correspondientes al estudio paramétrico, siendo $a = L$, se obtiene que a una longitud de 39.35 mm la AM resuena aproximadamente a 2.45GHz.

Figura 36. Variación de la f_r con respecto a L, AM rectangular (L=a)



Fuente: El autor.

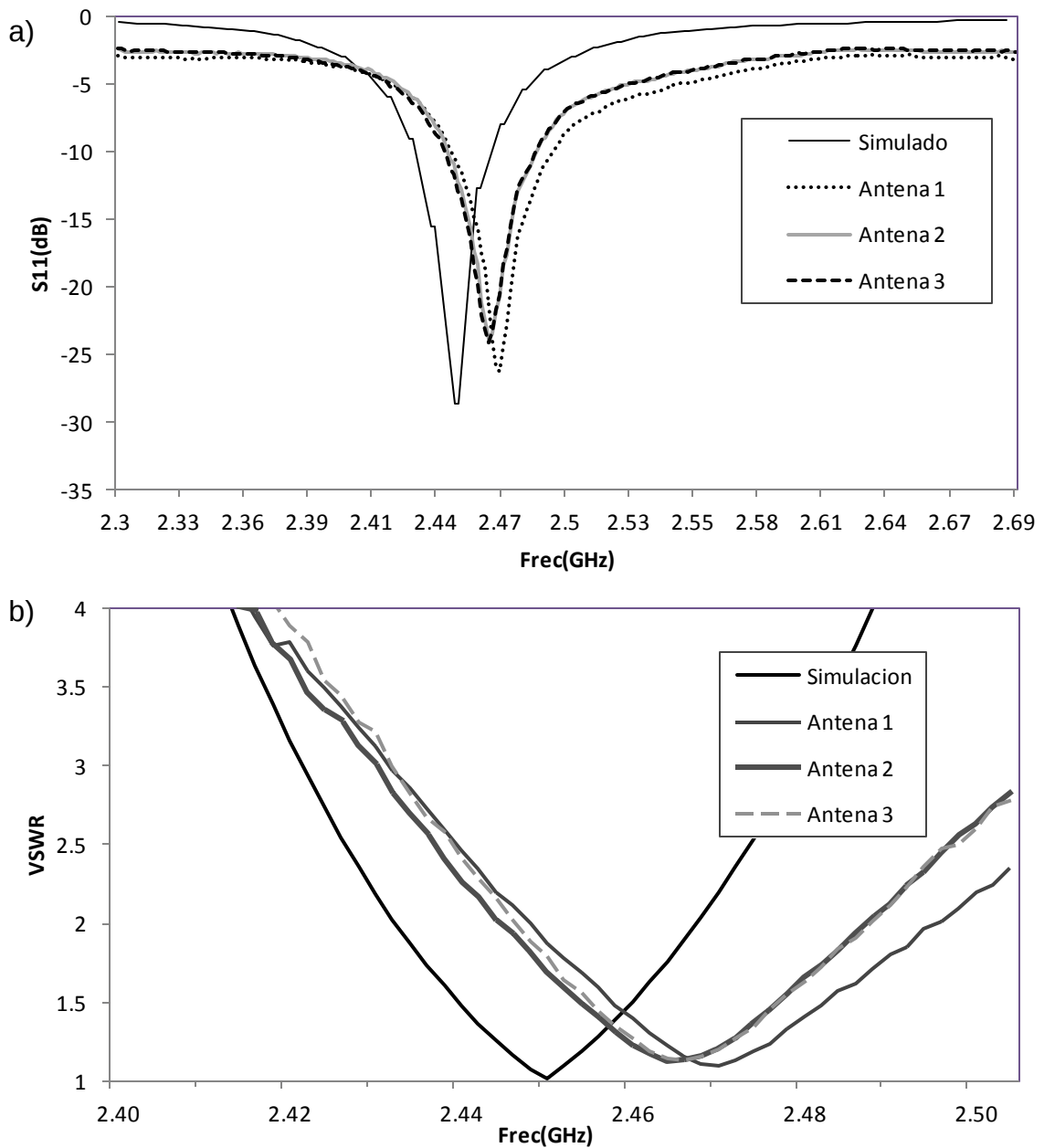
Se fabricaron tres antenas con las mismas dimensiones para cuantificar los efectos del proceso de manufactura sobre la F_r y las impedancias características de las líneas microtira. Para efectos de comparación se escoge la antena 1(ver Figura 37).

El resultado de la prueba experimental para el parámetro S_{11} se presenta en la Figura 37 (a). Se observa concordancia entre el modelo computacional y experimental. La F_r se encuentra en 2.468 GHz , el AB es de 43.8 MHz , el cambio en frecuencia con respecto al modelo computacional es de 18 MHz lo cual equivale a un error del 0.73% , el AB del prototipo supera al del modelo computacional en 15.8 MHz .

La mayoría de fabricantes especifican el $VSWR$ como parámetro de acople (Figura 37 b). Este permite apreciar claramente las diferencias en AB del prototipo experimental con el modelo computacional.

En el Cuadro 6 se resumen los resultados obtenidos, como también la comparación entre el modelo analítico, computacional y experimental. Se puede concluir que los defectos de manufactura sobre el rendimiento de la antena son mínimos.

Figura 37. Pruebas experimentales AM rectangular. a) S11 , b) VSWR



Fuente: el autor.

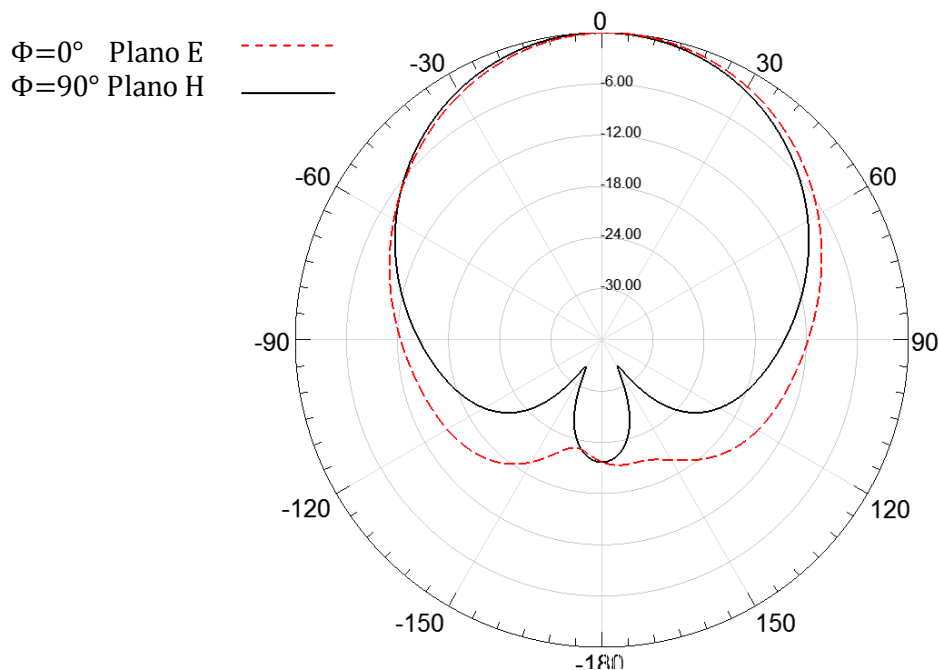
El patrón de radiación se mantuvo prácticamente constante con respecto al estudio paramétrico de L , su comportamiento es coherente con lo esperado, obteniendo la mayor densidad de radiación en dirección normal al parche (ver Figura 38).

Cuadro 6. Comparación resultados del modelo analítico, computacional y experimental AM rectangular

Parámetros	Teóricos	Simulados	Antena 1	Antena 2	Antena 3
FR(GHz)	2.45	2.449	2.468	2.4624	2.4643
S11(dB)	<i>N/A</i>	-29.82	-26.24	-24.26	-23.97
AB (MHz)	33.5	32.5	43.8	38.4	38.5
VSWR	1	1.0	1.10	1.114	1.137
Z11	50 Ω	48.99 Ω	49.72 Ω	46.80 Ω	48.34 Ω

Fuente: el autor.

Figura 38. Campo eléctrico normalizado de la AM (dB). $0^\circ < \theta < 360^\circ$, $f = 2.45 \text{ GHz}$



Fuente: El autor.

4.2 AM CUADRADA CON ESQUINAS TRUNCADAS

Las pruebas experimentales de la AM rectangular y cilíndrica dieron como resultado corrimientos de frecuencia en un rango entre 13 y 19 MHz por encima de la F_D computacional. Esto se debe a diversos aspectos entre los cuales se encuentran: tolerancia en la fabricación, tolerancia en la medida y precisión del software. Para incluir estos efectos se tomó un factor de error de 10 MHz en el

diseño computacional, como consecuencia la AM cuadrada con esquinas truncadas tiene una F_d de 2.44 GHz.

Para utilizar las ecuaciones ...de la sección 2.3.4...(ecuaciones orientadas al diseño de una AM rectangular) solo basta igualar el ancho del parche " W " con la longitud resonante " L " para obtener las dimensiones y rendimiento de un parche cuadrado.

Para obtener la magnitud de la perturbación " c " se necesita el factor de calidad sin carga Q_0 . Esta magnitud se calculó como Q_T en las ecuaciones ...de la sección 2.3.4... Utilizando la ecuación 5 se obtiene que:

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} + \frac{1}{Q_{sp}}$$

$$Q_T = 60.4$$

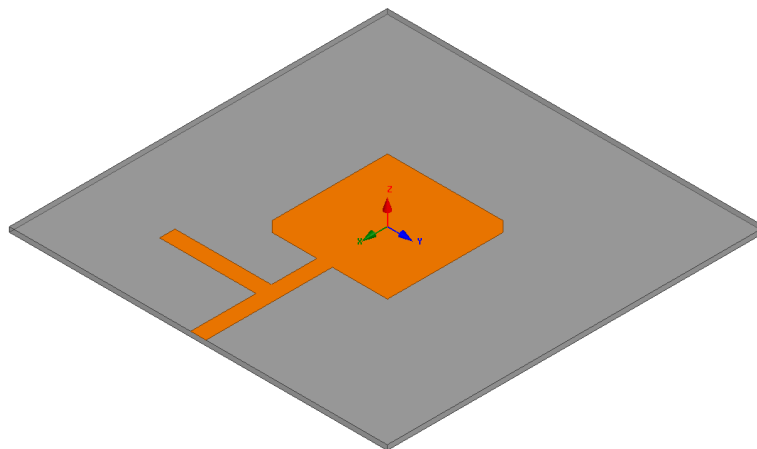
Siguiendo el método variacional, el truncamiento o perturbación " c " del parche es de:

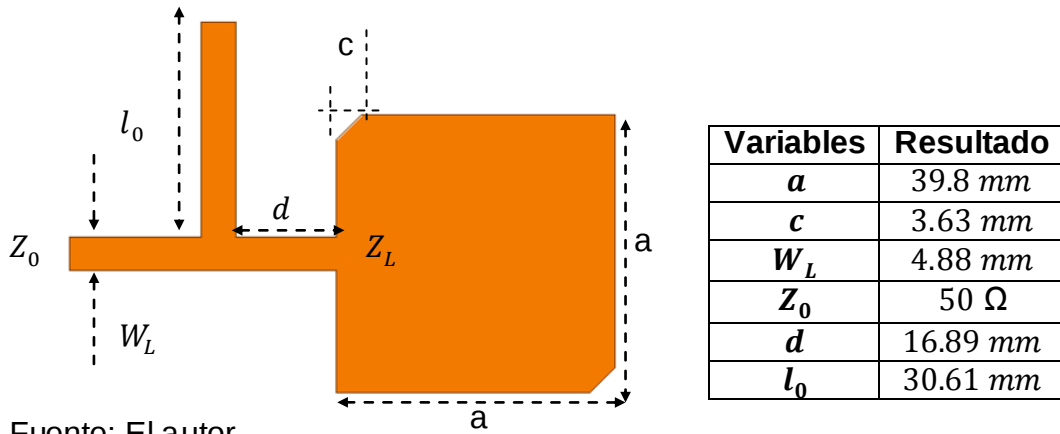
$$S = L \times L = 1584.04 \text{ mm}^2$$

$$\Delta s = \frac{S}{2Q} = 13.19 \text{ mm}^2$$

$$c = \sqrt{\Delta s} = 3.63 \text{ mm}$$

Figura 39. AM cuadrada con esquinas truncadas acoplada por STUB unico





Fuente: El autor

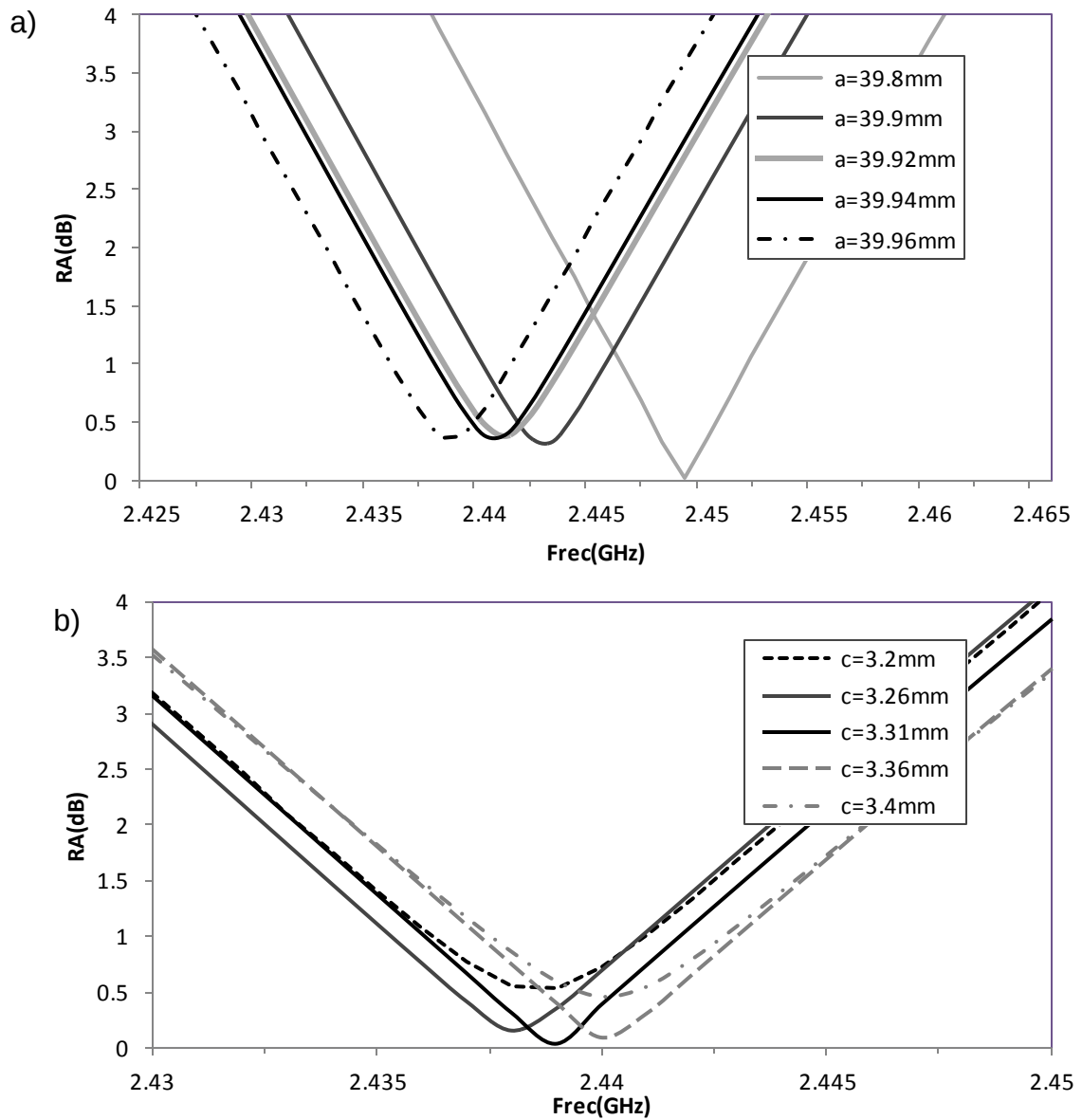
Las dimensiones del parche cuadrado y el truncamiento c se presentan en la Figura 39. Los resultados del modelo nominal se ilustran en la Figura 40 (a) (cuando $a = 39.8 \text{ mm}$), debido a que la F_D difiere de lo esperado, es necesario implementar un modelamiento paramétrico, este empieza por ajustar las dimensiones a y c del parche cuadrado (sin línea de alimentación) hasta lograr el menor valor posible de la RA a la F_D . Se debe tener en cuenta que la variación de a afecta la F_r y la variación de c afecta la magnitud de la RA. Los resultados de dicho procedimiento se presentan en la Figura 40 (a) y (b).

Se concluye que utilizando una longitud a de 39.94 mm y un corte c igual a 3.36 mm, la frecuencia central de la RA se ubica en 2.44 GHz.

Utilizando éstas dimensiones se calculan las longitudes l_0 y d del STUB (ver Figura 39). Para diseñar la línea de alimentación se debe obtener la impedancia de entrada de la antena en la F_D . Utilizando la herramienta computacional se grafica el comportamiento de la impedancia característica de la AM a diferentes frecuencias (ver Figura 41).

Como se observa la antena tiene un comportamiento inductivo en la F_D . El objetivo consiste en ajustar la impedancia compleja Z_{in} en el centro de coordenadas de la Carta de Smith donde se logra condición de acople.

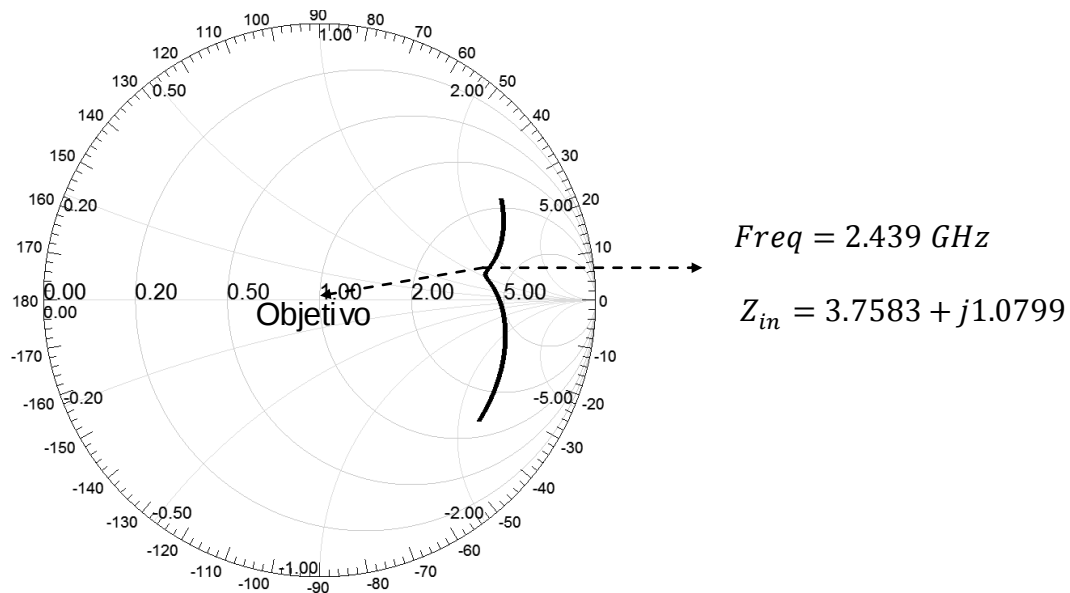
Figura 40. Variación de la f con respecto a la RA, a) longitud a
a)truncamiento c



Fuente: El autor.

Para utilizar las ecuaciones que se presentan en el libro Microwave Engineering [10], Z_{in} se debe expresar de la forma $Z = R + jXL$. Como la Carta de Smith está normalizada a 50Ω entonces:

Figura 41. Carta de Smith de AM cuadrada sin línea de acople, 2.4 – 2.5 GHz



Fuente: El autor.

$$Z = (3.7583) \times 50 + j(1.0799) \times 50$$

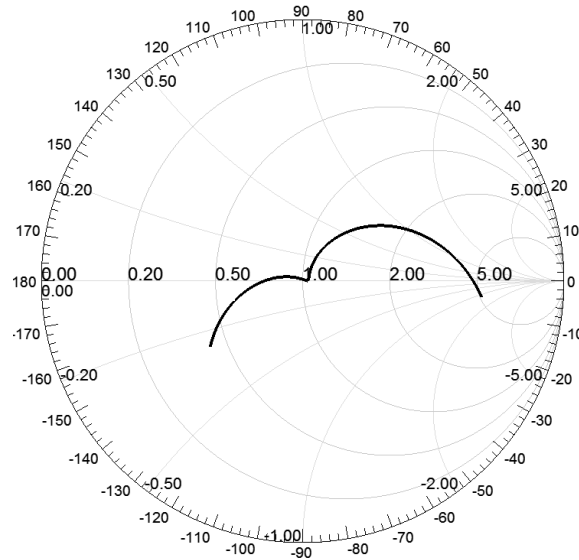
$$Z = 187.92 + j54$$

El procedimiento de diseño da como resultado una longitud l_0 de 30.61 mm y una distancia d de 16.89 mm. Utilizando estas dimensiones para el STUB se logra una condición de acople a la F_D (ver Figura 42). Obtenidos los resultados mencionados se procede a simular la antena en su totalidad.

El modelo computacional resultante tiene una F_r de 2.433 GHz y una F_D de 2.44 GHz, el AB S11 es de 58 MHz y el AB de la RA es de 16 MHz. Comparaciones entre los datos analíticos y simulados se presentan en el Cuadro 7.

Se fabricó una antena tomando las dimensiones calculadas en el proceso de diseño computacional (ver Figura 43). En la Figura 44 se presentan los resultados de la medición experimental y del modelo computacional.

Figura 42. Carta de Smith de AM cuadrada con acople por STUB , $f = 2.4 - 2.5 \text{ GHz}$



Fuente: El autor.

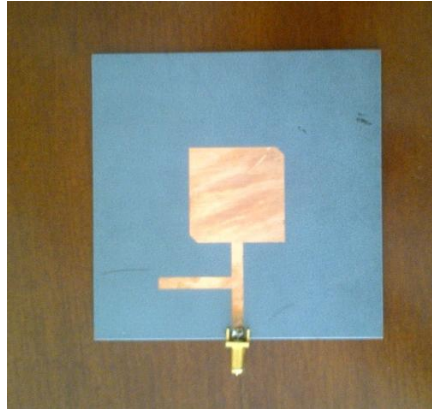
Cuadro 7. Comparación entre los resultados analíticos y simulados de la AM cuadrada

Parámetro	Analíticos	Simulados	Diferencia
F_D	2.44 GHz	2.44 GHz	0 GHz
F_r	2.44 GHz	2.433 GHz	7 MHz
AB_{S11}	63.6 MHz	58 MHz	5.6 MHz
AB_{RA}	N/A	16 MHz	N/A
Ganancia	7.47 dBi	7.20 dBi	0.27 dB
Eficiencia	85%	89%	3%
Directividad	7.94 dB	7.73 dB	0.21 dB

Fuente: El autor

El comportamiento del parámetro S_{11} del prototipo experimental difiere en gran medida del modelo computacional. Esto se debe en parte al montaje de la prueba, puesto que se utilizaron 3 acoples en total para lograr la conexión al VNA. Con base en experiencias pasadas por parte del autor del presente trabajo de grado, este tipo de conexiones pueden llegar a modificar el experimento en cuestión de manera importante. Debido a la falta de disponibilidad de equipos no fue posible indagar más en el problema.

Figura 43. Prototipo experimental AM cuadrada con esquinas truncadas



Fuente: El autor.

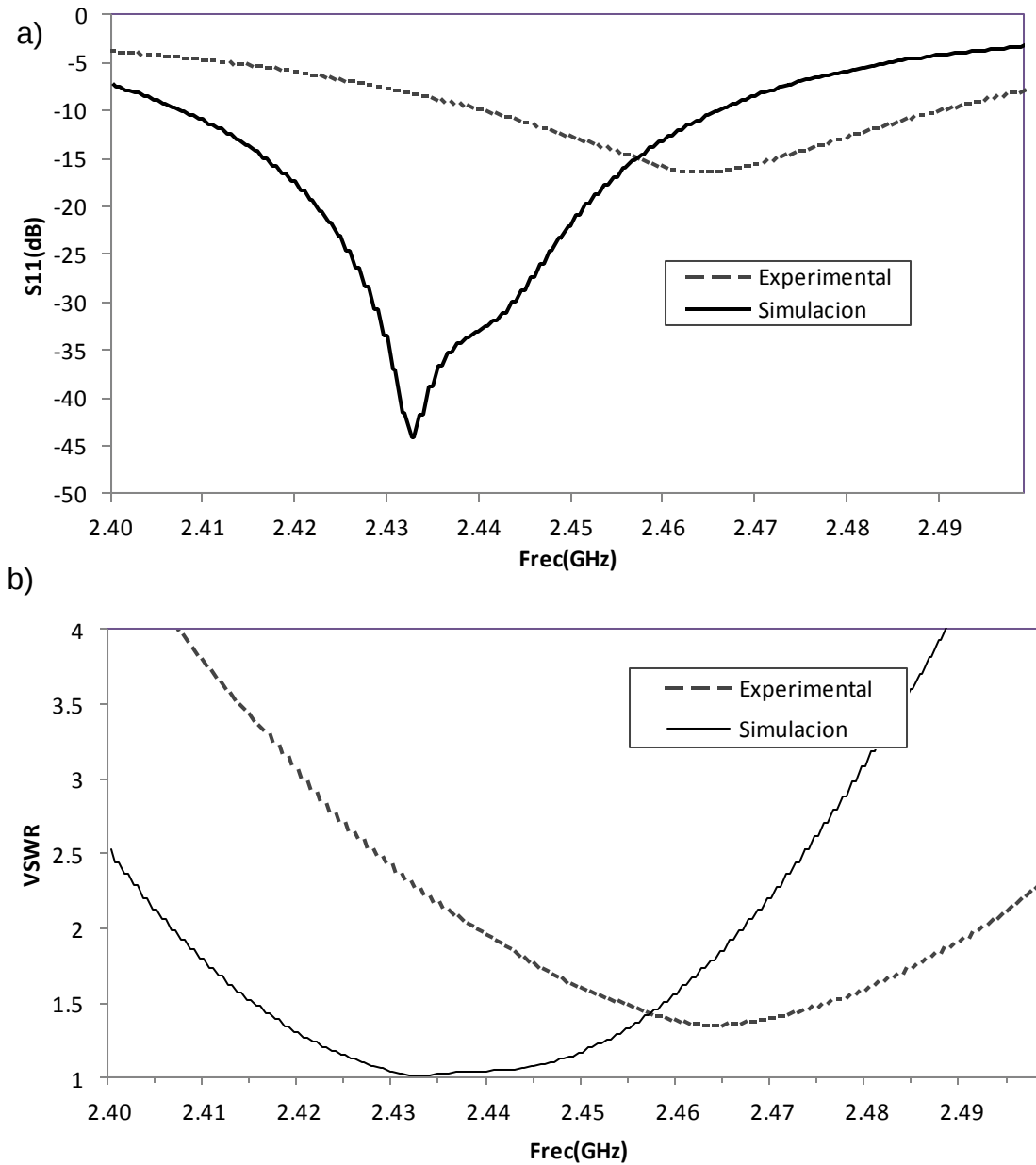
Basándose en estudios, simulaciones y conocimientos adquiridos a lo largo del proyecto, para el prototipo experimental se concluye con un alto grado de certeza que la frecuencia central de la RA mínima coincide con la F_r .

La F_r del prototipo está ubicada en 2.4643 GHz y el AB es de 49.8 MHz (ver Figura 44 a). El cambio en frecuencia con respecto al modelo computacional es de 16.3 MHz , lo cual equivale a un error del 0.5% . La diferencia entre el AB del modelo computacional y el del prototipo es de 8.3 MHz . En el Cuadro 8 se resumen y se comparan los datos aquí presentados.

Desde un punto de vista técnico de diseño existe concordancia entre los datos experimentales y los simulados a pesar que el comportamiento computacional del parámetro S_{11} no se asemeja al experimental. Lo anterior se observa en el Cuadro 8.

Otra manera de evaluar los resultados es observando el comportamiento del parámetro $VSWR$ cuyos cambios en magnitud son menores con respecto a los observados en el parámetro S_{11} (ver Figura 44 b).

Figura 44. Pruebas experimentales AM cuadrada con esquinas truncadas, a) S11, b) VSWR



Fuente: El autor.

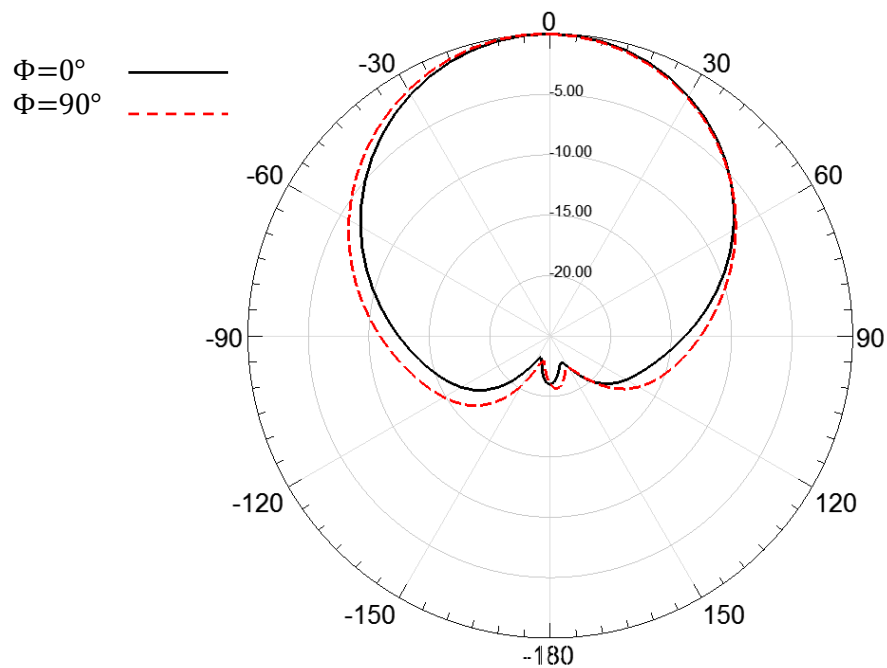
El patrón de radiación se mantuvo prácticamente constante con respecto al estudio paramétrico de a y c . El comportamiento es coherente con lo esperado, obteniendo la mayor densidad de radiación en dirección normal al parche (ver Figura 45).

Cuadro 8. Comparación modelo computacional y experimental AM cudrada con esquinas truncadas

Parámetros	Simulados	Experimentales	Diferencia
FR(GHz)	2.448	2.4643	0.0163
VSWR	1.35	1.3540	0.004
AB (MHz)	58.1	49.8	8.3
AB RA (MHz)	16	N/A	N/A

Fuente: El autor

Figura 45. Campo normalizado (dB) AM cuadrada con esquinas truncadas, $0^\circ < \theta < 360, f = 2.44GHz$



Fuente: El autor.

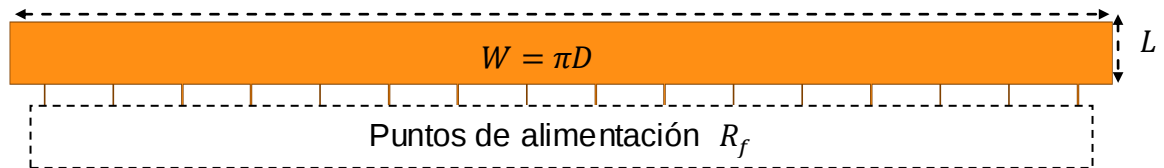
4.3 AM ENVOLVENTE

La AM envolvente se diseñó a una F_D de 2.45 GHz para un cohete de 60 cm de diámetro. Según Munson R. [17] los efectos de curvatura para las AM con PL se vuelven predominantes para $\lambda_g > \text{radio}$, por lo tanto no se tuvieron en cuenta en el procedimiento.

El tamaño máximo de impresión de una PCB realizada por la empresa Microcircuitos, es de $120\text{ cm} \times 45\text{ cm}$. La antena mide en su totalidad 1.885 m de ancho razón por la cual no es realizable físicamente. Se optó por dividir la antena en dos partes iguales.

El diseño de la AM envolvente se realizó con base en las ecuaciones presentadas ...en la sección 2.5.1. En la Figura 46 se ilustra la representación gráfica de las variables calculadas.

Figura 46. AM envolvente con puntos de alimentación



Fuente: El autor.

Los resultados de los parámetros calculados se presentan en el Cuadro 9.

Cuadro 9. Parámetros de diseño para red de alimentación AM envolvente

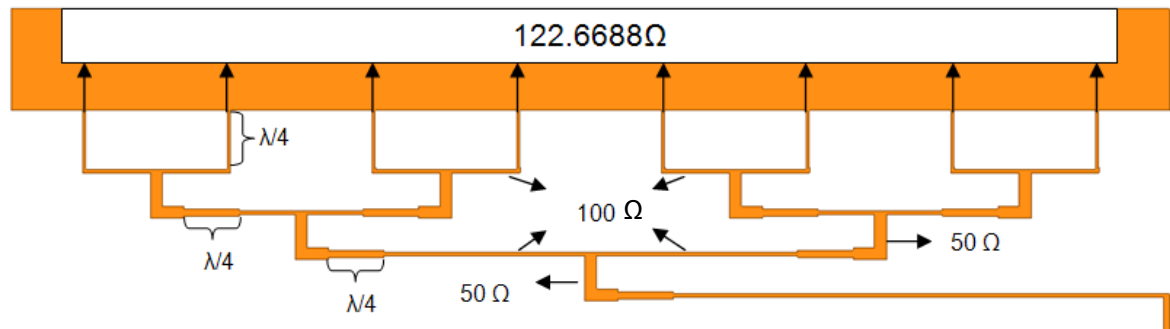
Longitud resonante L	41.25 mm
Ancho del parche W	0.9425 m
Frecuencia de operación	2.45 GHz
Número de puntos de alimentación N_f	16
Impedancia total de entrada R_{in}	$7.7918\ \Omega$
Impedancia de entrada en cada punto R_f	$124.6\ \Omega$

Fuente: El autor.

Tomando R_f como la impedancia de entrada en cada punto de alimentación, se diseña una red de acople paralela (ver Figura 47). Los resultados se presentan en el Cuadro 10.

El diseño se realiza una vez y se reproduce de igual manera para la segunda antena, completando el ancho total $W = 1.885\text{ m}$.

Figura 47. Red de alimentación AM envolvente



Fuente: El autor.

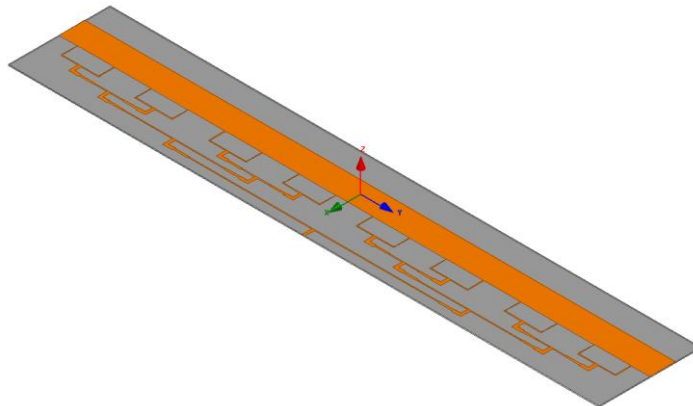
Cuadro 10. Dimensiones de las las líneas para la red de alimentación de la AM envolvente

Impedancia	Ancho	Largo
50 Ω	4.88 mm	N/A
100 Ω	1.4 mm	N/A
70.07 Ω	2.8 mm	22.70 mm
111.66 Ω	1.092 mm	23.17 mm

Fuente: El autor.

Utilizando como base las dimensiones calculadas de los Cuadros 9 y 10 se implementa el modelo computacional (ver Figura 48). El tamaño del modelo es considerablemente más grande en comparación a una λ , en consecuencia la estructura resulta difícil de simular. Esta dificultad se resuelve aprovechando la simetría del dominio, resolviendo solo la mitad de la estructura.

Figura 48. Modelo computacional de AM envolvente sobre un plano



Fuente: El autor.

Los resultados de la simulación con base en las dimensiones halladas en el diseño analítico se presentan en la Figura 49. La F_r está ubicada en 2.3 GHz y el AB es de 88.3 MHz . La F_r difiere conde la F_D en 150 MHz .

La degradación en desempeño del parámetro S_{11} con respecto a los diseños anteriores para la AM envolvente se debe principalmente a los numerosos cambios de impedancia y discontinuidades presentes en la red de alimentación que generan desacoples y afectan la transferencia de potencia.

No se tienen en cuenta resultados de ganancia y directividad provenientes de la simulación, debido a que la AM envolvente se simuló sobre una estructura plana. Estos parámetros se tomaron en cuenta cuando se simuló la antena sobre una estructura cilíndrica.

Para sintonizar la F_r a 2.45 GHz se realiza un modelamiento paramétrico de L (ver Figura 50), considerando que es inversamente proporcional a la F_r de la antena. Los resultados correspondientes al modelamiento se ilustran en la Figura 50. Se concluye que utilizando $L = 38.4\text{ mm}$ la F_r se ubica en 2.45 GHz .

Figura 49. S_{11} Vs f AM envolvente

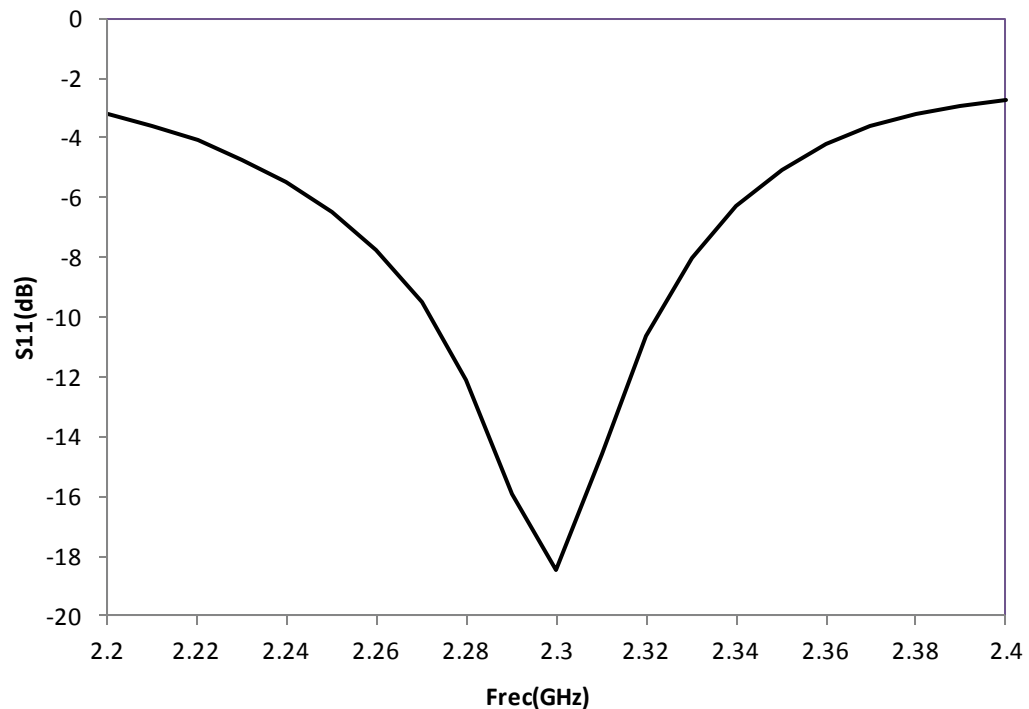
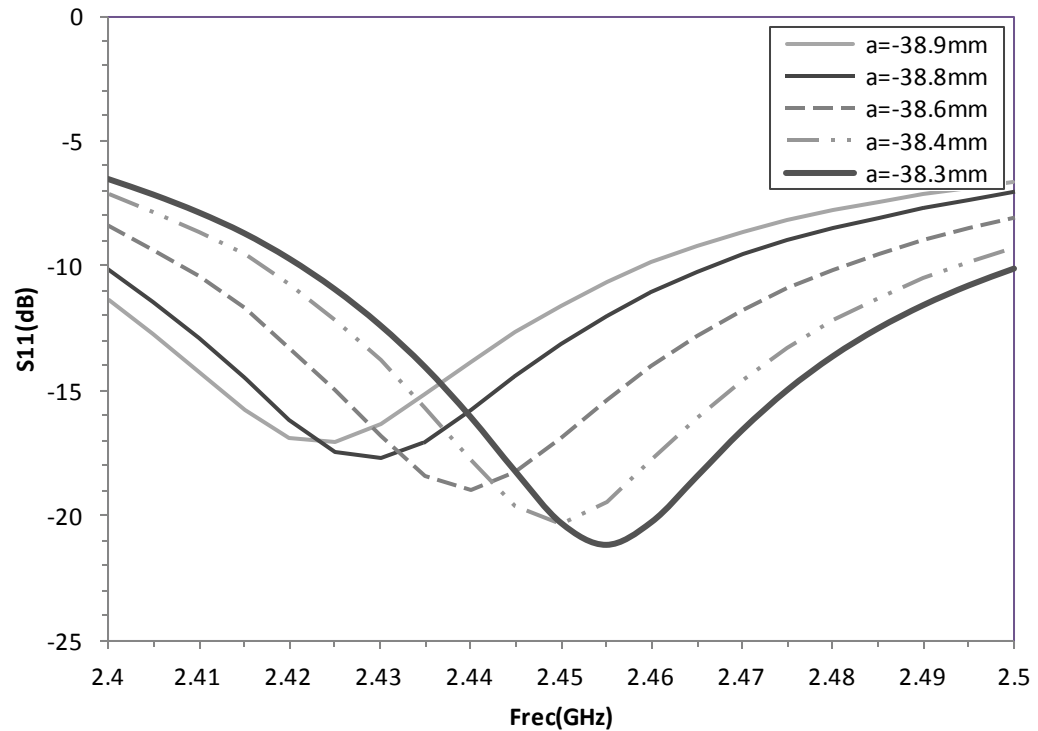


Figura 50. Variación de la f_r con respecto a $L = a$ de la AM envolvente



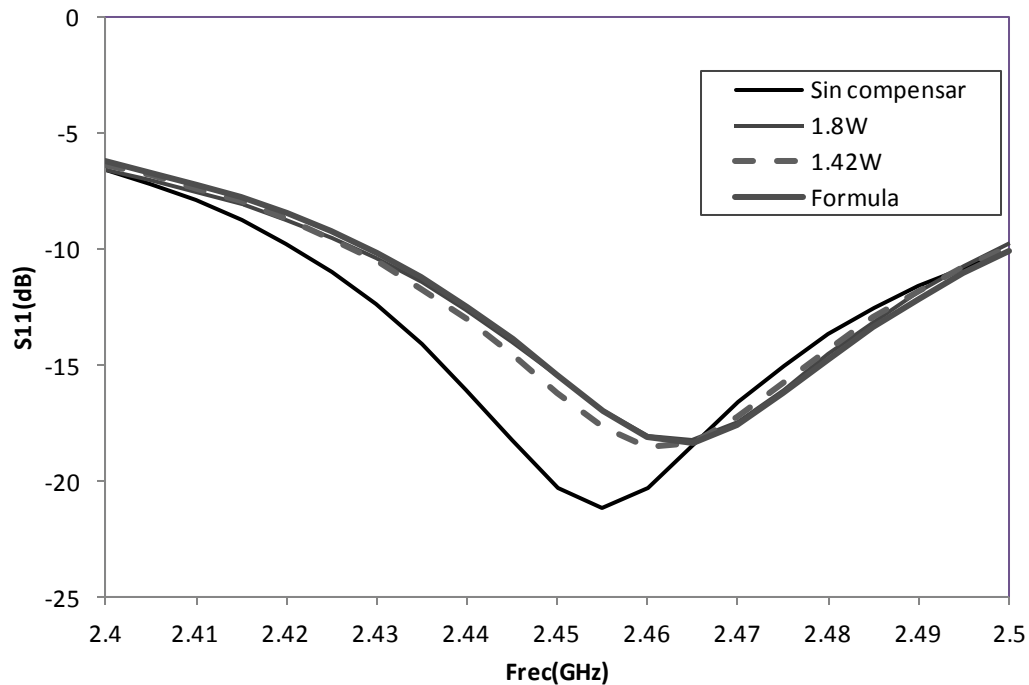
Fuente: El autor.

También se simuló el efecto de las discontinuidades en la red de alimentación sobre el comportamiento del parámetro S_{11} , se aplicaron las reglas de compensación por ángulo recto y de terminación abrupta en el divisor de potencia presentadas ...en la sección 2.4.6...

En la Figura 51 se presentan los resultados correspondientes a las reglas de compensación por ángulo recto. Como se observa no se obtiene ningún beneficio al compensar las discontinuidades.

De igual manera se realiza la compensación por terminación abrupta en el divisor de potencia obteniendo como resultado un pequeño incremento en el AB de la antena.

Figura 51. Compensación de ángulo recto a la red de alimentación de la AM envolvente



Fuente: El autor.

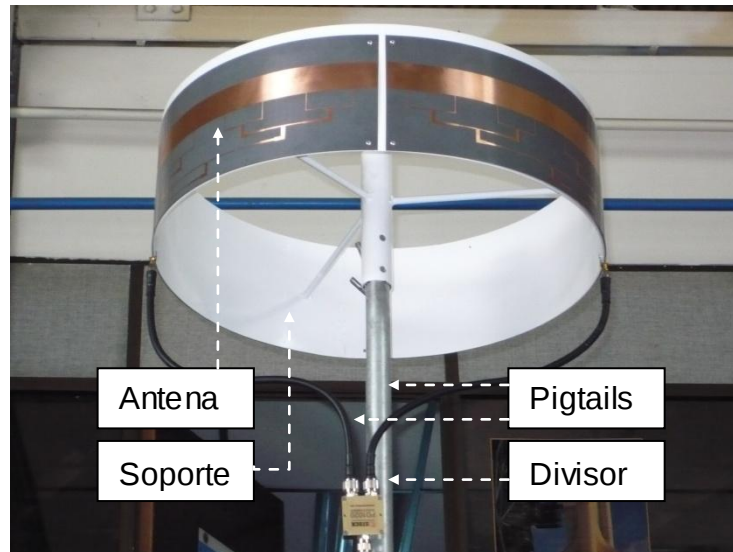
Se fabricó una AM envolvente tomando las medidas calculadas en el proceso de diseño computacional (ver Figura 52). En la Figura 53 se presentan los resultados de la medición experimental, como también la comparación con respecto a los resultados del modelo computacional.

La F_r se encuentra en 2.4780GHz , el AB es de 70MHz , el cambio en la F_r con respecto al modelo computacional es de 18MHz , la diferencia entre el AB del modelo computacional y el prototipo es de 10MHz . En el Cuadro 11 se comparan y resumen los datos aquí presentados.

El valor mínimo del parámetro S11 difiere en gran medida con respecto al estimado por el modelo computacional. Esto se puede atribuir al divisor de potencia externo que genera una condición de acople mayor al entregado por las AM.

Debido a la falta de disponibilidad de equipos no fue posible hacer mediciones experimentales de campo lejano para la AM envolvente, sin embargo se realizaron simulaciones de la antena diseñada posicionada sobre una estructura cilíndrica.

Figura 52. Prototipo experimental AM envolvente



Fuente: El autor.

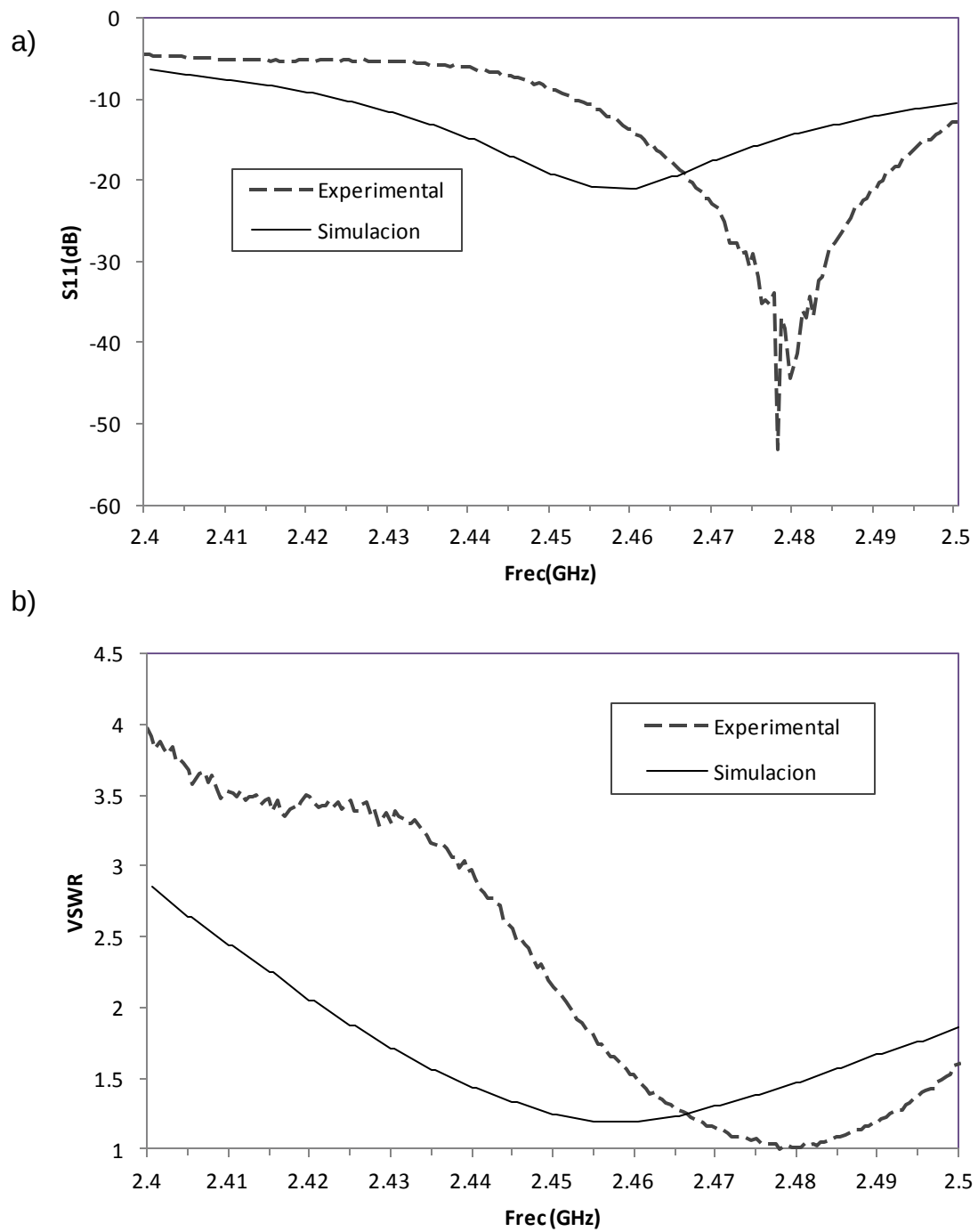
En la Figura 55 se presenta el resultado de la simulación del campo eléctrico normalizado de la AM envolvente, como se observa en (a) el rizado es $< 3 \text{ dB}$ logrando así un patrón de radiación omnidireccional en el plano acimutal de la antena. En el plano de elevación (ver Figura 55 b) se observan variaciones en el patrón a partir de $\pm 50^\circ$. Existen nulos que se encuentran en la punta y cola del cohete. Los resultados representan lo esperado para este tipo de antenas [2] y [3].

Cuadro 11. Comparación modelo computacional y experimental AM envolvente

Parámetros	Simulados	Experimentales	Diferencia
FR	2.46 GHz	2.478 GHz	18 MHz
S11	-20.97 dB	-44 dB	-23.03 dB
AB	80 MHz	70 MHz	10 MHz
VSWR	1.1963	1.01425	0.18
Z11	44.08 Ω	49.589 Ω	-5.509 Ω

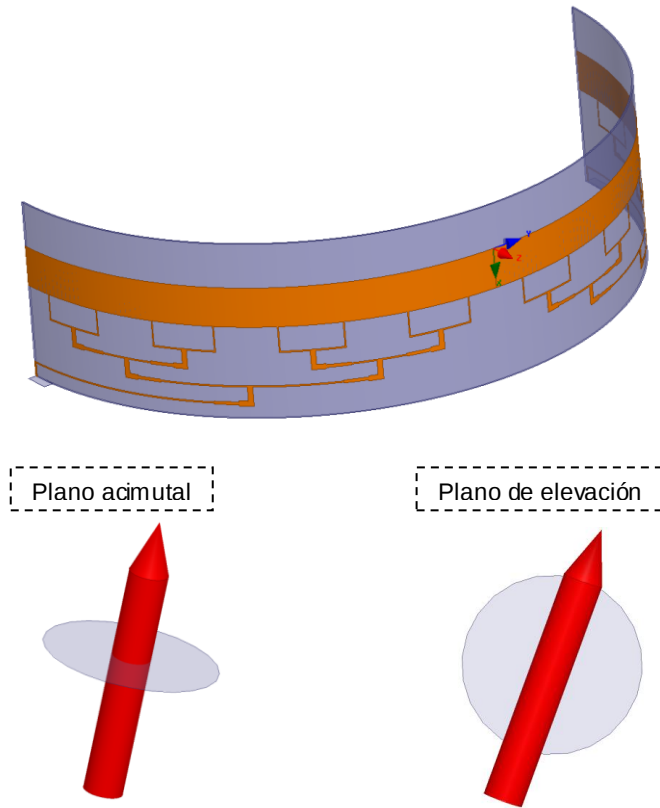
Fuente: El autor.

Figura 53. Resultados experimentales AM envolvente a)S11, b)VSWR



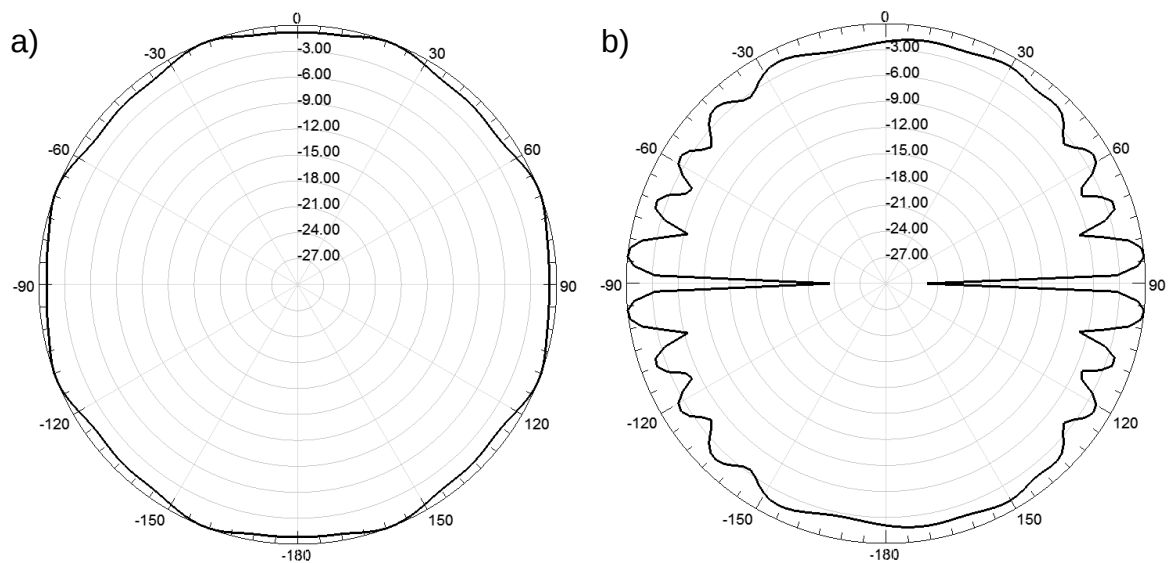
Fuente: El autor.

Figura 54. Modelo computacional AM envolvente sobre un cilindro



Fuente: El autor.

Figura 55. Campo eléctrico normalizado (dB) AM envolvente, $f = 2.45 \text{ GHz}$, a) plano acimutal, b) plano de elevación



Fuente: El autor.

4.4 ARREGLO DE AM CON PC

El procedimiento de diseño para el arreglo de AM con PC se divide en cuatro pasos: primero, calcular las dimensiones de una AM cuadrada con esquinas truncadas tomando en cuenta los efectos de curvatura sobre los parámetros de diseño; segundo, acoplar la antena a una impedancia característica por medio de la técnica de STUB único; tercero, calcular el número de elementos para generar un patrón de radiación omnidireccional, y por ultimo diseñar la red de acople.

4.4.1 Diseño de AM con esquinas truncadas para un cilindro de 53 cm. En el libro Design of non planar microstrip antennas and transmission Lines [18] se explican los efectos de curvatura sobre las AM, además se presentan modelos numéricos para predecir los efectos de curvatura sobre la F_r , impedancia característica y patrón de radiación. Estos modelos son complejos y no se consideran para este trabajo.

En general se concluye de Kin-Lu Wong [18] que al disminuir el radio del cohete: la F_r de la antena se incrementa, el patrón de radiación en el plano acimutal se ensancha y la impedancia característica de las líneas de transmisión aumenta.

Los efectos de curvatura se deben tener en cuenta cuando $\lambda_g > r_{cohete}$ [17] siempre y cuando la antena sea de PL, pero la condición es más estricta cuando se trata de antenas con PC en la cual tales efectos se deben tener en cuenta cuando $3\lambda_0 > r_{cohete}$ [18]. Para el caso actual se tiene que:

$$r_{cohete} < 3(122.95mm)$$

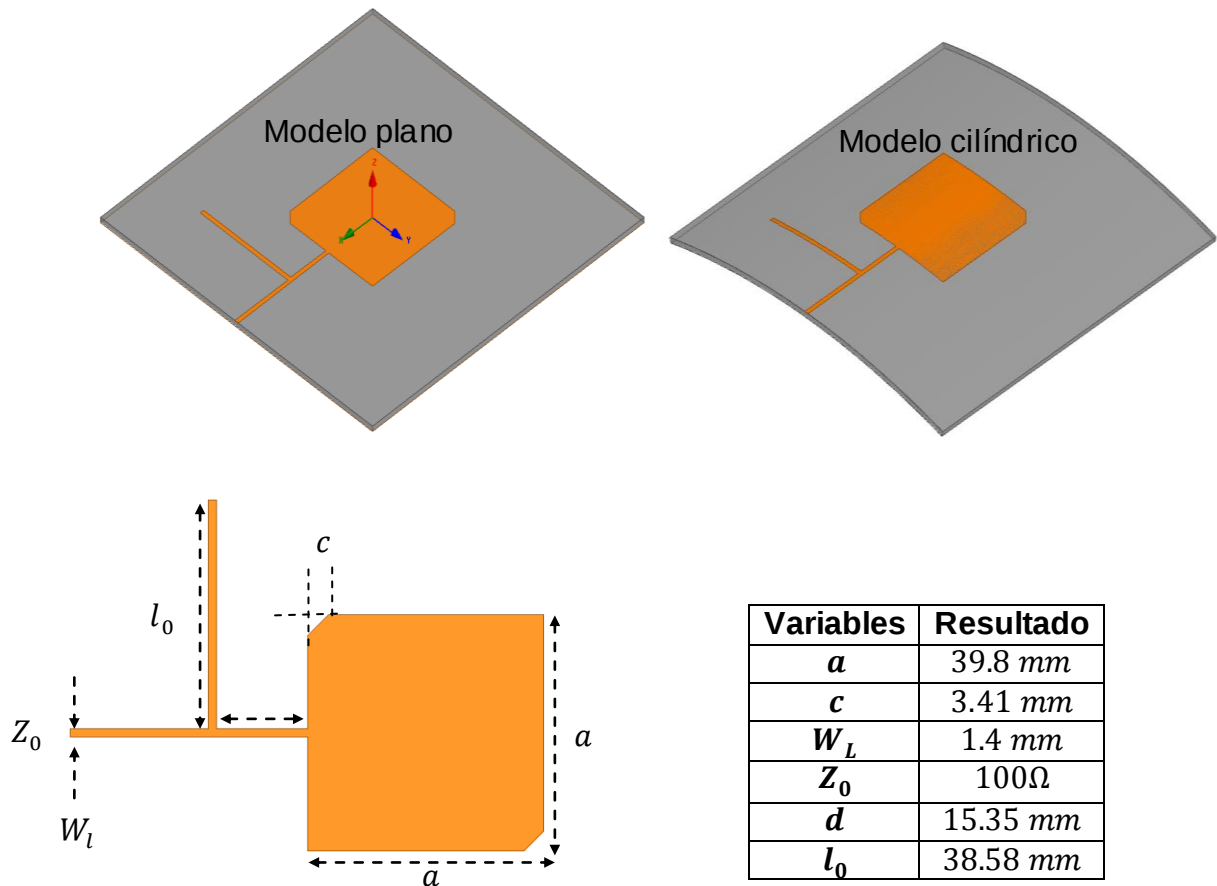
$$265mm < 368.9mm$$

Razón por la cual se tomaron en cuenta los efectos de curvatura para el arreglo de AM con esquinas truncadas.

Siguiendo el procedimiento presentado ...en la sección 4.2... se obtienen las dimensiones para la AM cuadrada sobre un plano (ver figura 54). Se cambia la impedancia de la línea a 100Ω para facilitar el diseño de la red de alimentación. Por esta razón, las dimensiones de la antena y el STUB cambian con respecto al diseño inicial.

El modelo se coloca sobre una superficie cilíndrica con radio de curvatura de 26.5 cm para evaluar los efectos de la misma sobre el diseño.

Figura 56. AM cuadrada con esquinas truncadas con línea de alimentación por STUB de 100Ω



Fuente: El autor.

El cambio en la impedancia característica de la antena se presenta en la Figura 57, se evidencia un aumento en reactancia de tipo capacitiva para el modelo cilíndrico.

La comparación entre el modelo plano y el cilíndrico se observa en la Figura 58. Para el modelo cilíndrico la F_d se incrementa en 5 MHz y se degrada el desempeño del parámetro S_{11} con respecto al modelo plano.

En el Cuadro 12 se presentan los efectos de curvatura sobre los demás parámetros a partir de este se concluye que no hay efectos significativos sobre la eficiencia y que la ganancia disminuye para el caso cilíndrico; debido a que el patrón de radiación se ensancha.

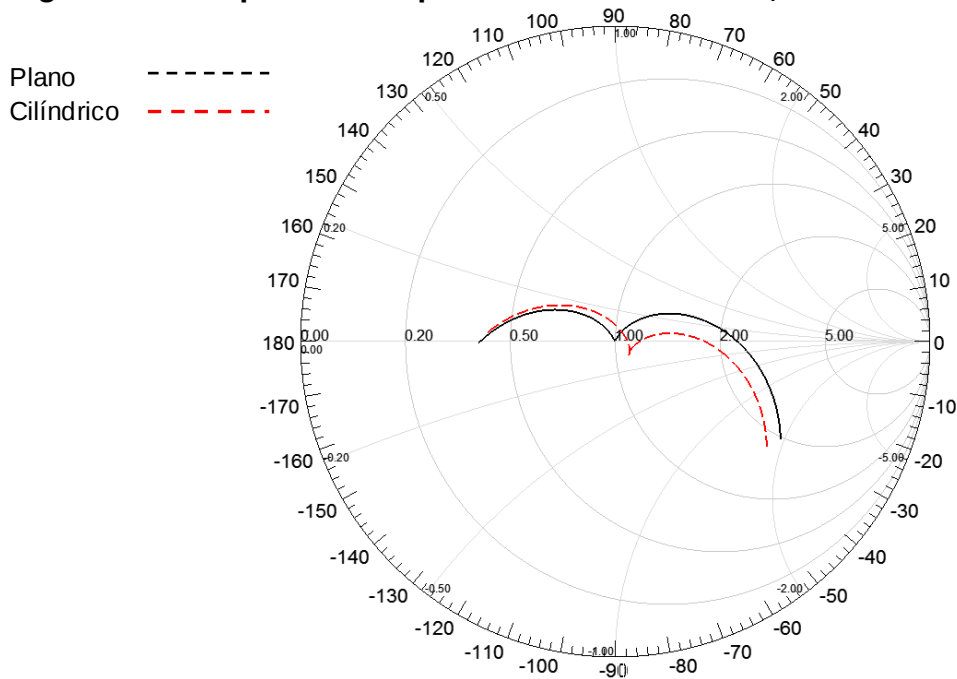
Cuadro 12. Cuadro comparativo para caso plano y cilíndrico AM cuadrada

Parámetro	Plano	Cilíndrico	Diferencia
F_r	2.442 GHz	2.447 GHz	5 MHz
AB (S11)	62.8 MHz	67.3 MHz	4.5 MHz
AB (RA)	16 MHz	15.2 MHz	0.8 MHz
RA mínima	0.0642 dB	0.2153 dB	0.1511 dB
Ganancia	7.18 dBi	7.02 dBi	0.16 dB
Eficiencia	89%	89%	0%
Directividad	7.68 dB	7.51dB	0.17 dB

Fuente: El autor.

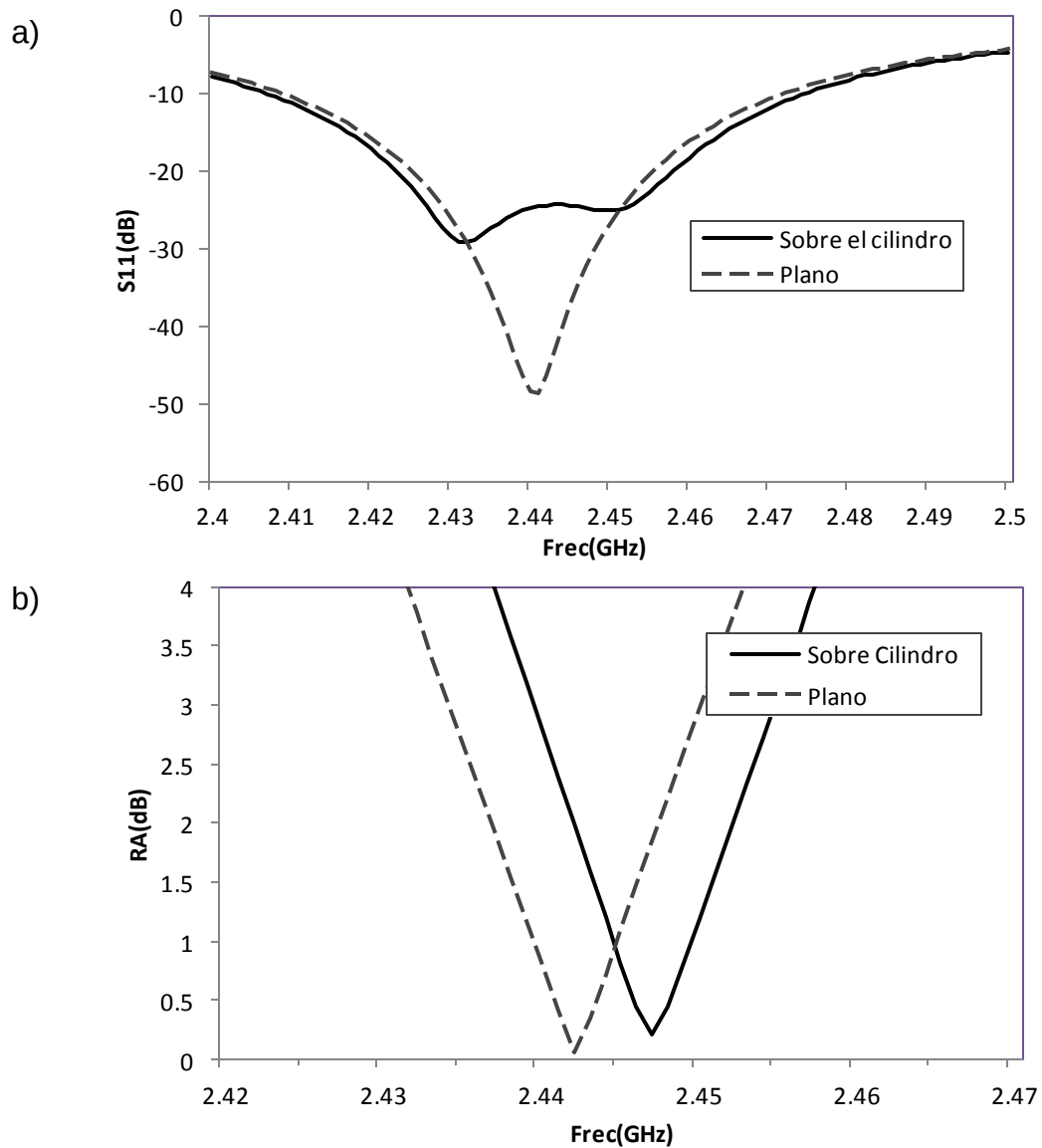
Como el modelo cilíndrico del mono elemento es parte del diseño del arreglo, es necesario realizar un modelo paramétrico de la antena.

Figura 57. Comparación impedancia AM cuadrada, 2.4GHz – 2.5GHz



Fuente: El autor.

Figura 58. AM cuadrada con esquinas truncadas caso plano y cilíndrico a) S11, b) RA



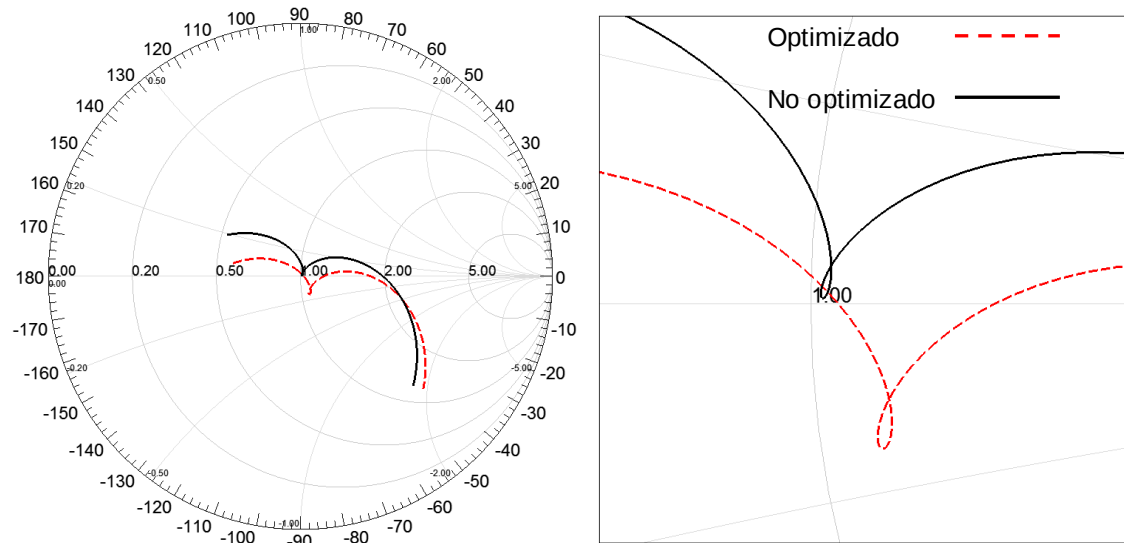
Fuente: El autor.

Se realizó un modelamiento paramétrico (igual al presentado ...en la sección 4.2...) para sintonizar la F_r con la F_D del modelo cilíndrico.

También es necesario realizar variaciones en las dimensiones del STUB l_0 y d para obtener el mejor acople a la F_D , ello considerando que l_0 es directamente proporcional a la magnitud de la componente reactiva de la impedancia y que d es directamente proporcional a la componente real de la misma.

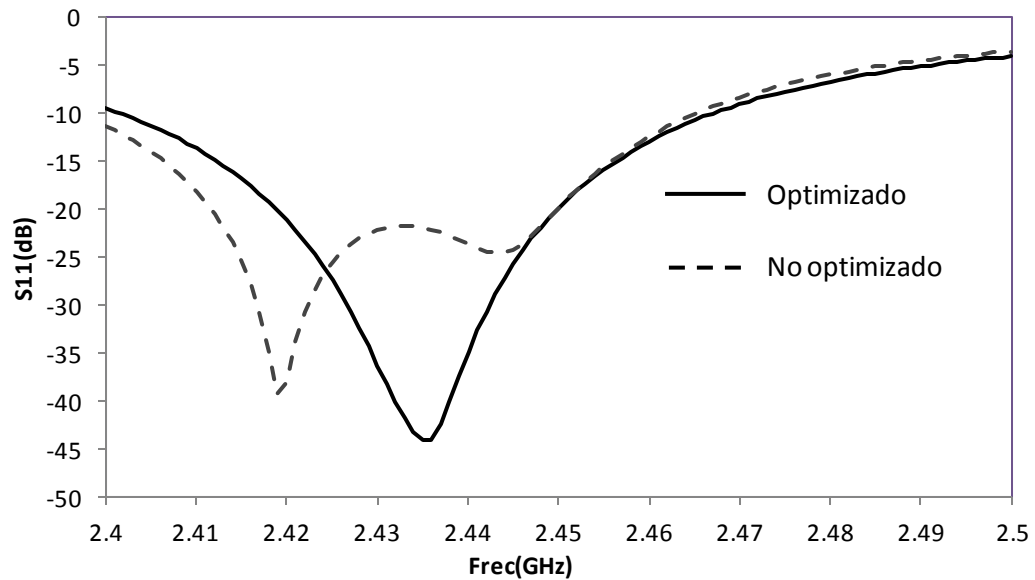
Los resultados finales de ambos procedimientos se presentan en el Cuadro 13. En la Figura 59 se ilustran las diferencias entre el modelo inicial y el modelo optimizado. En la Figura 60 se observa un aumento considerable de desempeño en el parámetro S11 a la frecuencia central de la RA para el modelo optimizado.

Figura 59. AM cuadrada con esquinas truncadas Impedancia característica $f = 2.4\text{GHz} - 2.5\text{GHz}$



Fuente: El autor.

Figura 60. S11 vs f para AM cuadrada STUB optimizado y no optimizado



Fuente: El autor.

Cuadro 13. Cuadro comparativo AM cuadradas con esquinas truncadas optimizadas, caso plano y cilíndrico

Parámetro	Plano	Cilíndrico
a	39.8 mm	39.98 mm
c	3.41 mm	3.45 mm
l_0	38.58 mm	40.28 mm
d	15.35 mm	14.09 mm
Fd	2.442 GHz	2.438 GHz
AB S11	62.8 MHz	65.9 MHz
AB RA	16 MHz	15.4 MHz
Ganancia	7.18 dBi	7 dBi
Eficiencia	89%	89%
Directividad	7.68 dB	7.51 dB

Fuente: El autor.

4.4.2 Determinación del número de elementos para un campo uniforme. Una antena se considera omnidireccional en un plano cuando las variaciones del campo radiado sobre ese mismo plano no superan los 3 dB.

Se definieron 8 diferentes simulaciones en las cuales progresivamente se aumenta el número de elementos sobre un cilindro. El objetivo principal se enfocó en encontrar el número correcto de elementos que garantice un rizado menor o igual a 3 dB en el plano acimutal de un cohete.

Generalmente la separación entre los elementos de un arreglo se da en términos de λ . Se ha sugerido en la bibliografía que para lograr un patrón de radiación uniforme en el plano acimutal del cohete, la distancia entre los elementos no debería ser mayor a $0.7\lambda_0$ [2] o $0.75\lambda_0$ [13]. También se sugiere que las distancias no pueden ser menores a $0.45\lambda_0$, debido a que los efectos por acoplamiento mutuo dificultan obtener una PC aceptable.

En el Cuadro 14 se presenta un resumen de los resultados obtenidos para diferentes números de elementos. Para cada una de las simulaciones se utilizó la antena diseñada ...en la sección 4.4.1... El radio de curvatura asumido fue de 26.5 cm.

Cuadro 14. Tamaño del rizado para diferentes # de elementos alrededor de un cilindro de 53 cm de diámetro

N	Ángulo	Arco	λ	Rizado Max
2	180°	837.45 mm	$6.81\lambda_0$	-24 dB
4	90°	418.72 mm	$3.40\lambda_0$	-14 dB
8	45°	209.36 mm	$1.70\lambda_0$	-11 dB
12	30°	139.57 mm	$1.13\lambda_0$	-9 dB
16	22.5°	104.68 mm	$0.85\lambda_0$	-1 dB
20	18°	83.74 mm	$0.68\lambda_0$	-0.4 dB

Fuente: El autor.

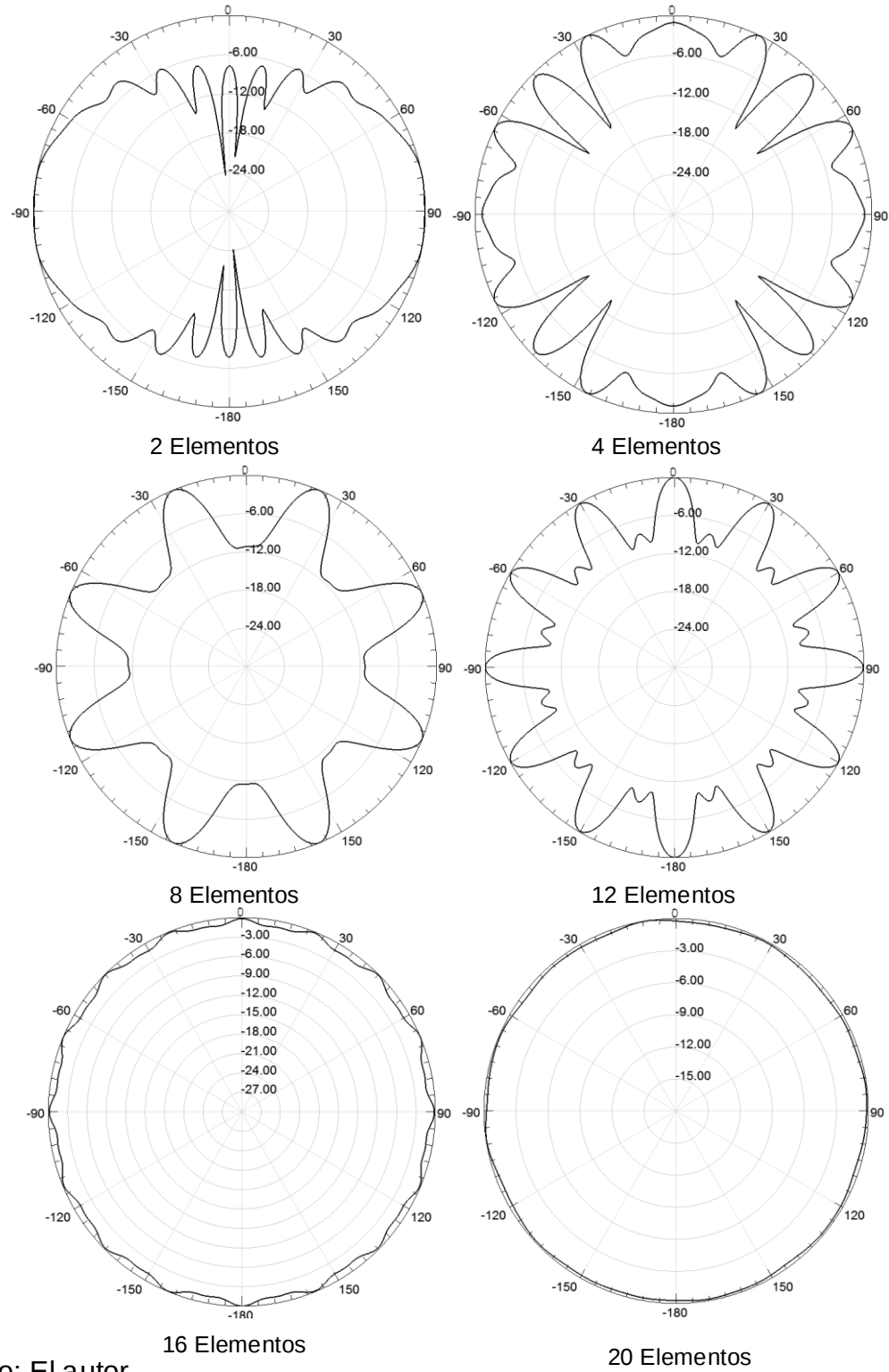
En la Figura 61 se presenta el campo eléctrico normalizado para cada uno de los casos del Cuadro 12. Como se observa en dicha figura, se logra un patrón omnidireccional en el plano acimutal cuando la distancia entre los elementos es menor a $0.9\lambda_0$ (16 elementos). Con 20 elementos el rizado es prácticamente inexistente.

Otro parámetro que se debe tener en cuenta es el patrón de la RA. Como se explicó ...en la sección 2.7.5... la RA es dependiente de la frecuencia, de la dirección en el patrón de radiación y hasta cierto punto de la distancia entre los elementos. Se demostró que a mayor distancia inter-elemento mayor es la variación de la RA. Además, a partir de la Figura 62 (a) se comprobó que obtener un patrón de radiación omnidireccional del campo eléctrico en el plano acimutal no implica lograr una RA invariable en el mismo plano.

Lo anterior demuestra que, a pesar que se logra un patrón de radiación omnidireccional del campo eléctrico con 16 elementos (ver Figura 61), no se logra una RA invariable sobre el mismo plano (ver Figura 62 a). Las variaciones que se generan son inaceptables puesto que la RA debe permanecer constante en un rango de frecuencias dadas.

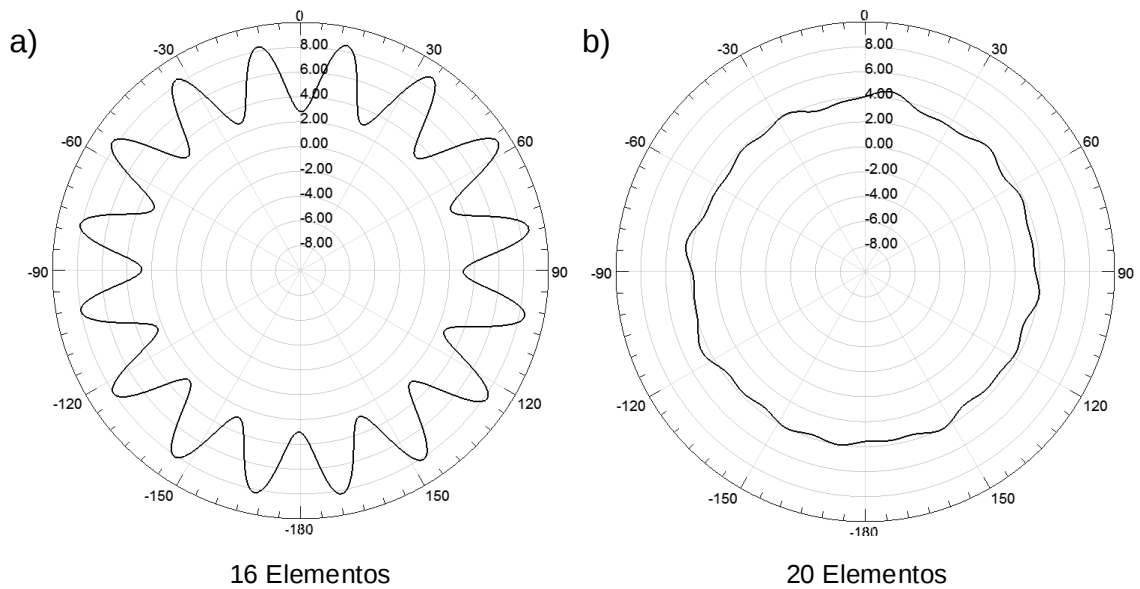
En la Figura 62 (b) se muestra el patrón de la RA para 20 elementos, la variación máxima es de aproximadamente 1.2 dB, esta magnitud es aceptable para la aplicación en cuestión.

Figura 61. Patrones de campo eléctrico normalizado (dB) para diferentes # de elementos, plano acimutal, $f = 2.45GHz$



Fuente: El autor.

Figura 62. Patrón de la RA (dB) arreglo de AM con PC, plano acimutal, $f = 2.45GHz$



Fuente: El autor.

De lo anterior se deduce que tener una separación entre elementos por debajo de $0.9\lambda_0$ garantiza un patrón de campo eléctrico uniforme en el plano acimutal del cohete, tanto para antenas con PL como para antenas con PC, sin embargo la condición dada por Richard C Jhonson [2] es más adecuada para antenas con PC; en éste se especifica que el espaciamiento entre los elementos no debe superar $0.7\lambda_0$ para lograr una RA estable en el mismo plano donde se genera el patrón de radiación omnidireccional del campo eléctrico.

Se concluye que el objetivo propuesto se logra con un arreglo de 20 elementos o más, sin embargo no es posible diseñar una red de alimentación paralela para este arreglo, porque éste es realizable siempre y cuando el número de elementos sea una potencia de dos. Una manera de implementar el arreglo mencionado consiste en diseñar 5 antenas, cada una con 4 elementos, y como conector de las mismas se utilizaría un divisor de potencia externo de 5 vías.

La configuración mencionada anteriormente resultaría poco práctica debido al aumento de puntos de soldadura, volumen excesivo de cableado y peso adicional. Otra opción más práctica y con mejor desempeño consiste en implementar tres antenas de 8 elementos cada una, lo cual equivale a un arreglo de 24 elementos, y como conector se utilizaría un divisor de potencia de tres vías.

El laboratorio del CITAE cuenta con un divisor de potencia de alta frecuencia de 2 vías lo cual evita la implementación de las opciones planteadas anteriormente.

Por lo tanto las opciones se limitan a implementar un arreglo de 16 o de 32 elementos. Este último es poco recomendable debido a que la separación entre los elementos del arreglo para un cilindro de 53 *cm* de diámetro sería de $0.43\lambda_0$, en cuyo caso los efectos por acople mutuo se vuelven dominantes. Además, el tamaño del arreglo se tornaría considerablemente grande volviéndolo difícil de simular por las limitaciones en los recursos computacionales.

Por las razones expuestas anteriormente se decidió implementar un arreglo de 16 elementos, cabe resaltar que el éxito en los resultados experimentales permitirá una justificación para la adquisición de mejores equipos de laboratorio.

4.4.3 Diseño de la red de alimentación para un arreglo de AM con PC. La red de acople alimenta un arreglo de 16 elementos. El perímetro de la antena es de 1.665 *m* lo cual sobrepasa el rango máximo permisible para su implementación. Se decidió dividir la antena en dos partes iguales. La red de alimentación de las dos antenas es exactamente igual, razón por la cual sólo se diseña una.

La red de alimentación para la mitad de un arreglo de 8 elementos se puede observar en la Figura 63. El procedimiento de diseño comienza en una primera etapa que utiliza un divisor de potencia para unir las señales provenientes de los elementos radiantes, la impedancia resultante equivale a 50 Ω , está se transforma nuevamente a 100 Ω por medio de un transformador $\lambda/4$ con una impedancia característica de 70.07 Ω ; el procedimiento se repite para el siguiente nivel.

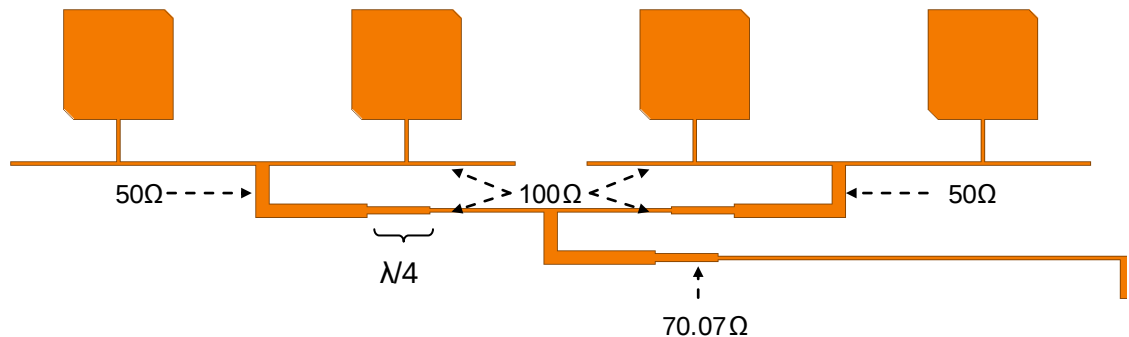
Las impedancias características calculadas y longitudes correspondientes se resumen en el Cuadro 15.

Cuadro 15. Dimensiones de las líneas para la red de alimentación del arreglo de AM con PC

Impedancia	Ancho	Largo
50 Ω	4.88 <i>mm</i>	N/A
100 Ω	1.4 <i>mm</i>	N/A
70.07 Ω	2.78 <i>mm</i>	22.78 <i>mm</i>

Fuente: El autor.

Figura 63. Red de alimentación del arreglo de AM con PC



Fuente: El autor.

4.4.3.1 Compensación de las discontinuidades en la red de acople. Las pautas dadas ...en la sección 2.4.6... para compensar las discontinuidades representan solo guías y se limitan para casos simples, razón por la cual se decidió hacer un modelamiento paramétrico de los cortes óptimos para el ángulo recto y divisor de potencia.

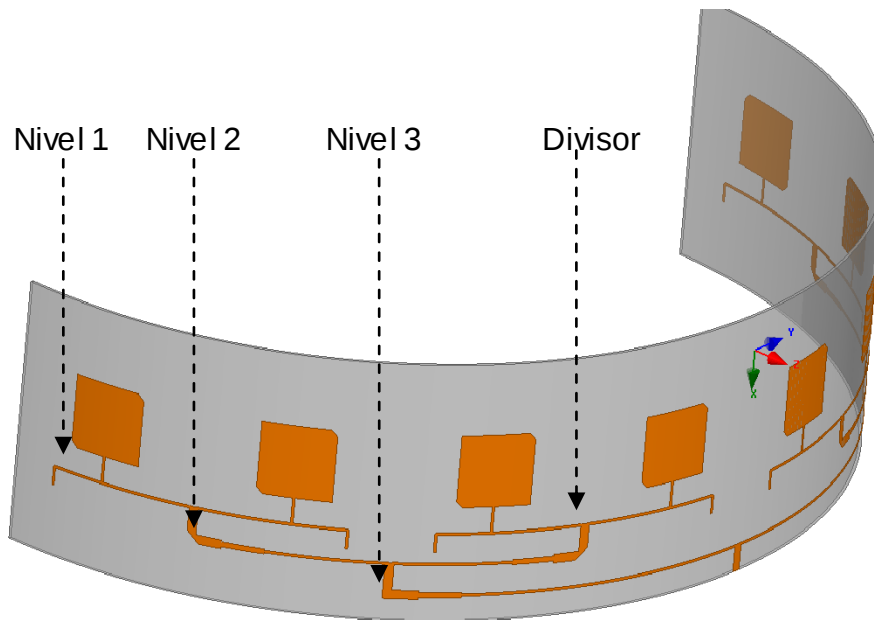
El proceso de optimización de las discontinuidades por ángulo recto y divisor de potencia es extenso y algo complejo, puesto que se debe tener en cuenta tanto el desempeño de las pérdidas de retorno como de la RA a medida que se varia el corte.

El diseño a optimizar se presenta en la Figura 64. Como se observa el modelo varia con respecto al de la Figura 63, específicamente en la forma geométrica del STUB. El cambio se debe a la radiación no deseada que se presenta en la terminación abrupta del mismo, esta puede llegar a interferir o alterar la radiación proveniente de los elementos en el arreglo. Razón por la cual se decidió doblar el STUB en un ángulo de 90° respetando las dimensiones del mismo.

Debido a las limitaciones computacionales y restricciones de tiempo, el proceso se realizó en etapas, las cuales se resumen así:

1. Optimización de ángulo recto primer nivel.
2. Optimización ángulo recto segundo nivel.
3. Optimización ángulo recto tercer nivel.
4. Optimización corte divisor de potencia.

Figura 64. Modelo computacional del arreglo de AM con PC



Fuente: El autor.

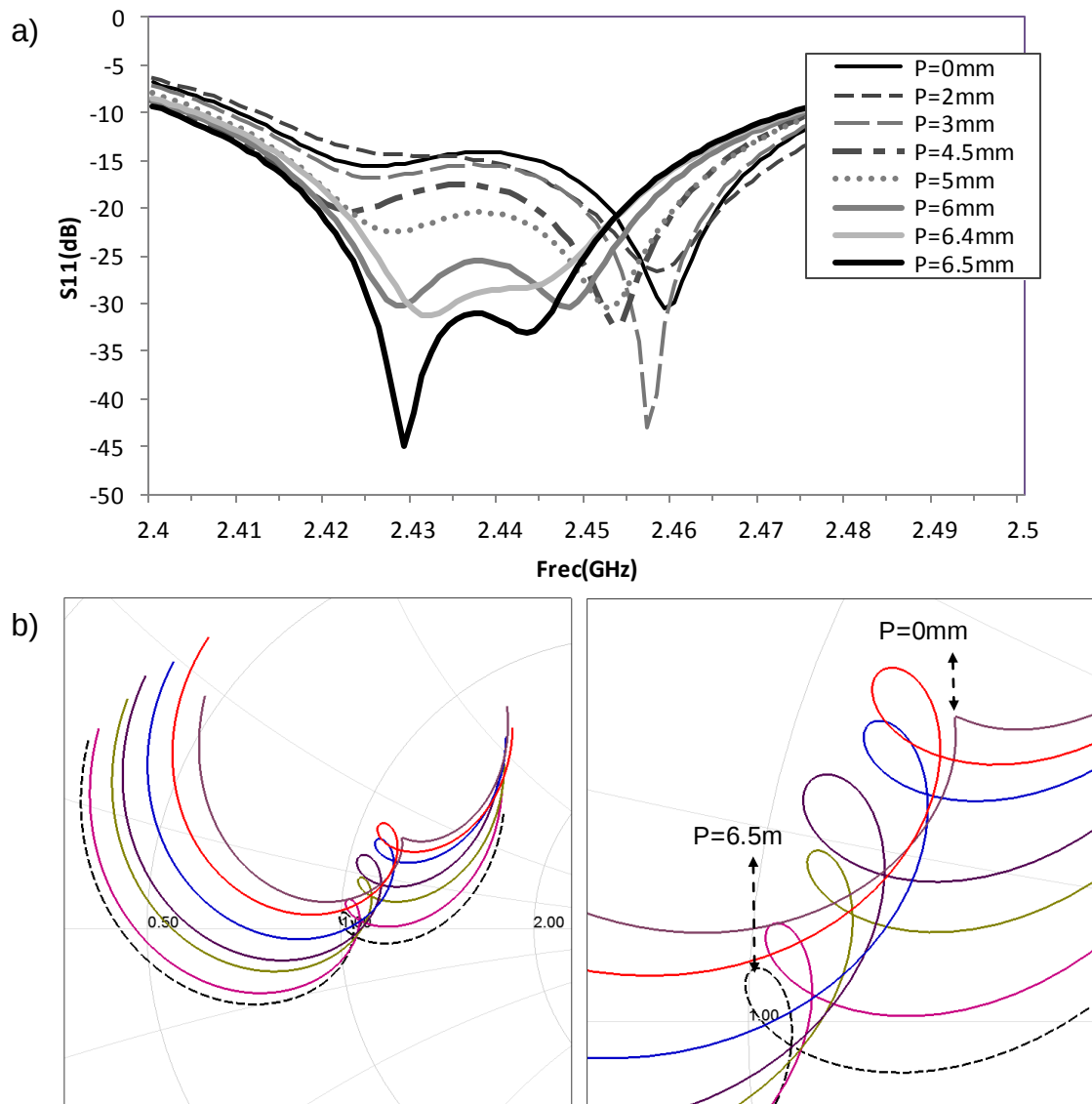
En la Figura 65 se presentan los resultados correspondientes al estudio paramétrico del ángulo recto nivel 2. Se observa que pequeñas variaciones del corte producen cambios grandes en el comportamiento de las pérdidas de retorno. Los cambios se observan claramente en la Carta de Smith (ver Figura 65 b). Sobre la misma se puede apreciar como progresivamente aumentando el corte del ángulo recto se disminuyen los efectos reactivos y se aumenta el acople de la red de alimentación.

En conclusión, al tomar un corte de $P = 6.5 \text{ mm}$ o $1.88W$ (en términos del ancho de la línea) se logra reducir los efectos reactivos por ángulo recto sobre el nivel 2 de la red de alimentación.

De igual manera se encuentran los cortes óptimos de los demás niveles. En el Cuadro 16 se resumen los resultados obtenidos.

En la Figura 66 se muestra la comparación entre el modelo no compensado y el modelo compensado. Se observa el beneficio de utilizar una red de alimentación compensada obteniendo mejor acople en la frecuencia central de la RA.

Figura 65. Variaciones del corte, ángulo recto nivel 2, $f = 2.4 - 2.5\text{GHz}$



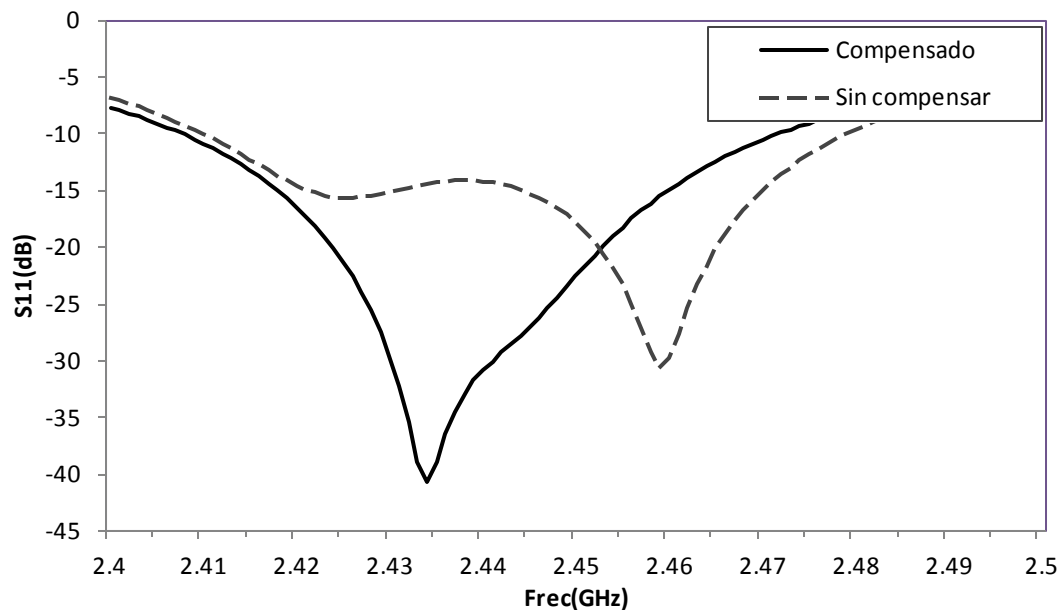
Fuente: El autor.

Cuadro 16. Dimensiones de los cortes de la red de alimentación del arreglo de AM con PC

Compensación	Valor
ángulos rectos Nivel 1	0.8 mm o 0.8W
ángulos rectos Nivel 2	6.5 mm o 1.88W
ángulos rectos Nivel 3	3.0 mm o 0.86W
Divisor de potencia (Nivel 1 2 y 3)	0.3 mm

Fuente: El autor.

Figura 66. Red de alimentación compensada y sin compensar del arreglo de AM con PC



Fuente: El autor.

4.4.4 Efectos de la red de alimentación sobre el patrón de radiación. Los resultados presentados en la ...sección 4.4.1... no tuvieron en cuenta los efectos de la red de alimentación sobre el patrón del campo eléctrico y de la RA. Para evaluar aquellos se implementó un modelo computacional que incluye la red de alimentación diseñada con las antenas del arreglo. Los resultados de la simulación se presentan en la Figura 67. Como se observa, la red de alimentación degrada el desempeño del patrón de radiación del campo eléctrico. En el plano acimutal produce asimetrías en el patrón de radiación y un rizado máximo de 5.45 dB (ver Figura 67 a). Esto se debe en parte a las discontinuidades presentes en la red de alimentación que producen radiación espuria no deseada, la cual interfiere con la radiación proveniente de las antenas del arreglo.

En el plano de elevación la red de alimentación afecta en menor grado al patrón de radiación. El HPBW se reduce aproximadamente 18° en comparación con el arreglo sin red de alimentación.

El patrón de la RA se ve afectado de la misma forma (ver Figura 67 b). Las asimetrías en el plano acimutal provocan un aumento en las variaciones de la RA que superan los 10dB, a diferencia de las variaciones máximas de 8 dB de la antenna sin red de alimentación. En el plano de elevación se degrada el

desempeño de la RA en el lugar donde se encuentra posicionada la red de acople, pasando de una magnitud de $11dB$ para la antena sin red de alimentación, a $76dB$ para la antena con red de alimentación. Sin embargo debido a que este aumento recae por fuera (aproximadamente $+75^\circ$) del ancho del haz de la RA, no se afecta el desempeño del parámetro en cuestión.

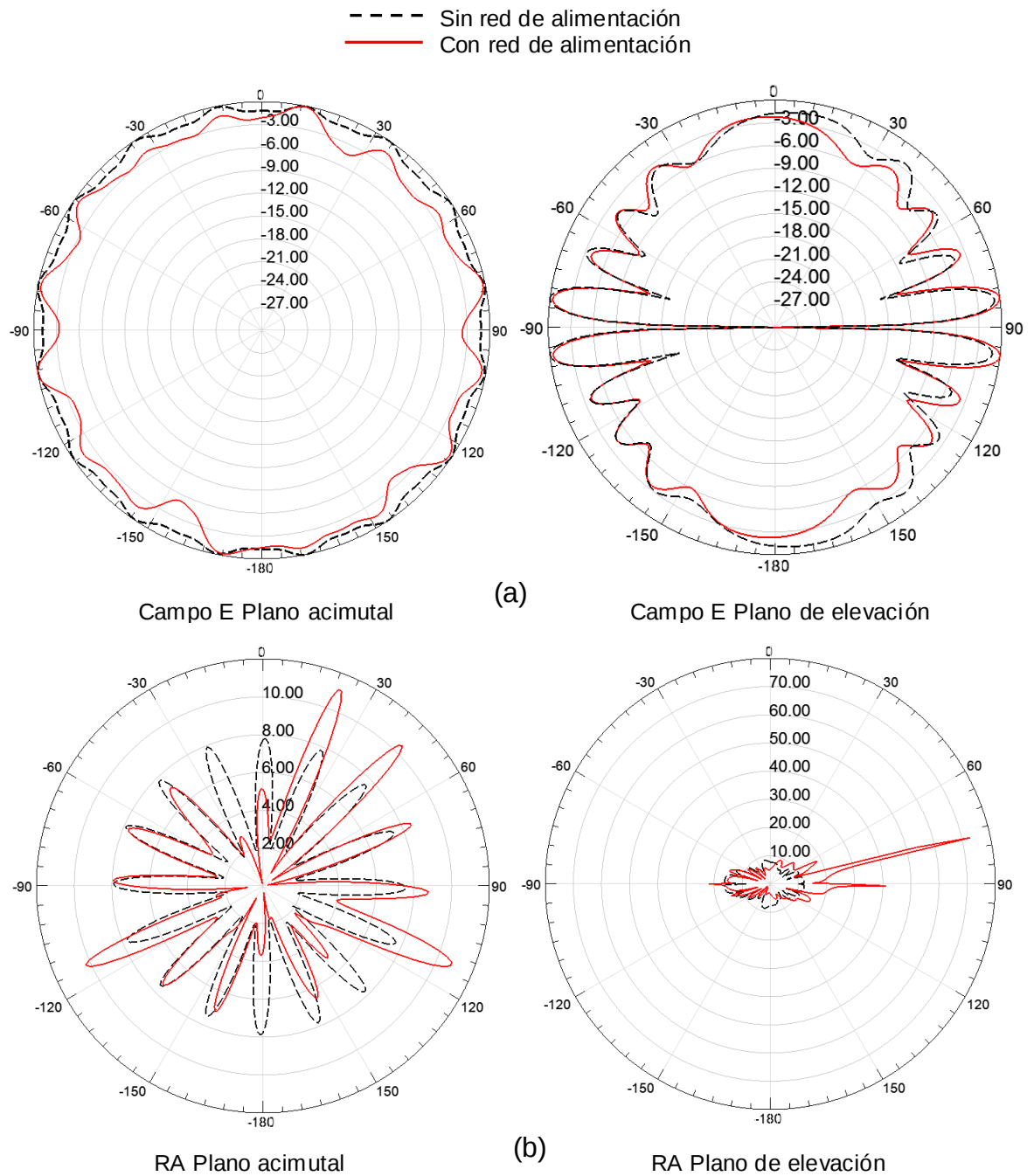
En conclusión la red de alimentación afecta de manera importante al patrón de radiación del campo eléctrico y por ende afecta la ganancia y la RA de la antena cilíndrica. Estos efectos deben ser tenidos en cuenta para la determinación del número de elementos alrededor de un cilindro para lograr un patrón de radiación omnidireccional.

Para disminuir estos efectos se pueden emplear las siguientes estrategias:

1. Aumentar el número de elementos para evitar el exceso de rizado en el patrón de campo eléctrico y RA.
2. Aislar la red de alimentación del arreglo de antenas para evitar la radiación no deseada proveniente de la misma.
3. Emplear otra técnica de alimentación que disminuya la radiación no deseada, como la alimentación por acoplamiento de proximidad presentada ...en la sección 2.2.3...

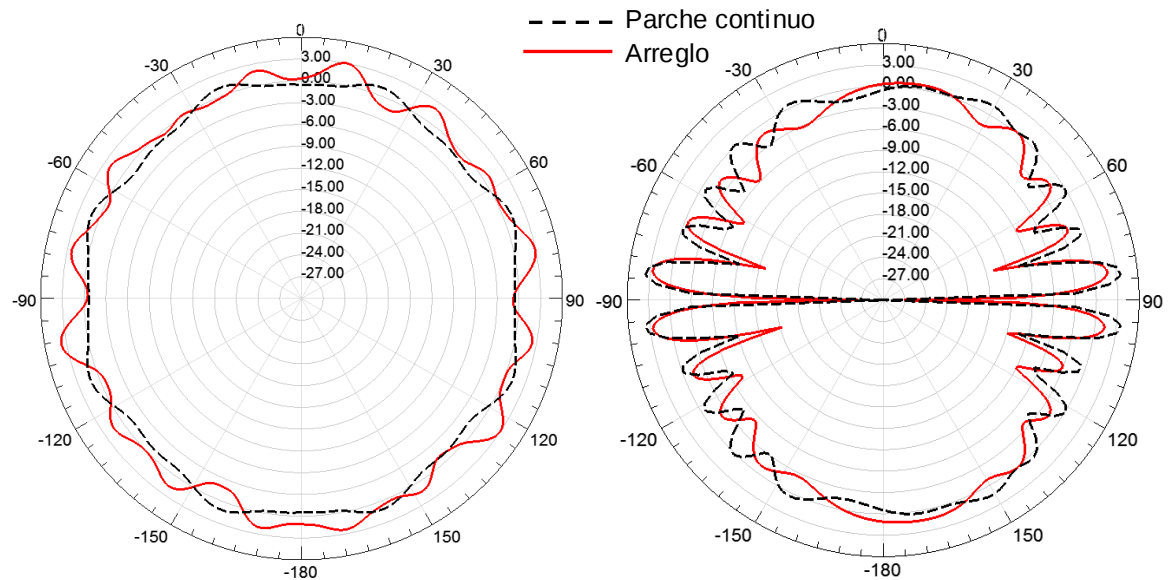
En la Figura 68 se observa la comparación entre la AM envolvente y el arreglo de AM con PC. En el plano acimutal el comportamiento del patrón de ganancia es similar en ambas antenas, aunque, la AM envolvente exhibe un patrón más homogéneo con un nivel de rizado menor. En el plano de elevación se puede observar que el arreglo es más directivo. No obstante el comportamiento es esencialmente el mismo.

Figura 67. Efectos de la red de alimentación en un arreglo de AM con PC de 16 elementos, $f = 2.45GHz$



Fuente: El autor.

Figura 68. Patrón de ganancia de la AM envolvente y el arreglo (dB) a) plano acimutal, b) plano de elevación



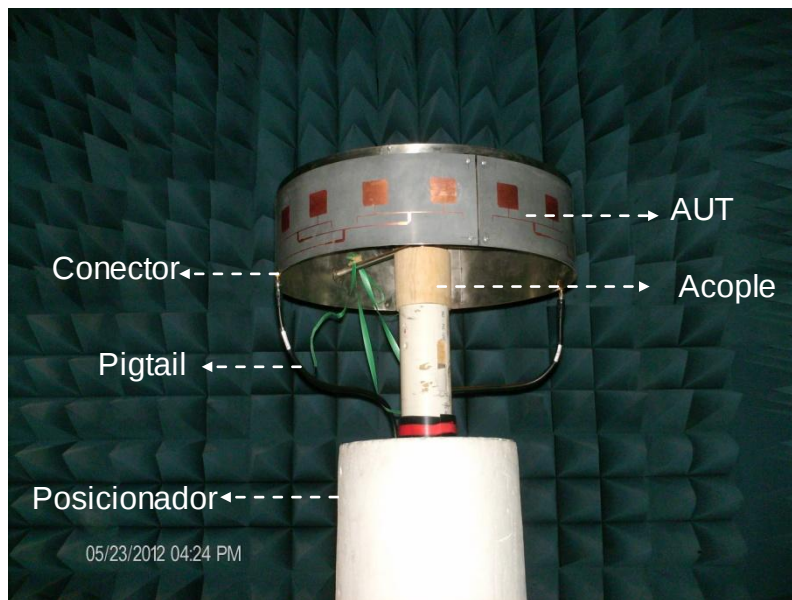
Fuente: El autor.

4.4.5 Resultados y comparaciones. Se fabricó una AM envolvente (ver Figura 69) tomando las medidas calculadas en el proceso de diseño computacional. En el Cuadro 17 se presentan los resultados de la medición experimental como también la comparación con respecto a los resultados del modelo computacional.

Los resultados experimentales difieren ampliamente con los resultados del modelo computacional compensado (ver Figura 66). Esto se debe principalmente a las tolerancias inherentes del proceso de manufactura que producen cambios pequeños en las dimensiones de los cortes de compensación, los cuales a su vez generan cambios importantes en el comportamiento del parámetro S11 (ver Figura 65). Adicionalmente en la simulación no se tuvo en cuenta el divisor de potencia externo.

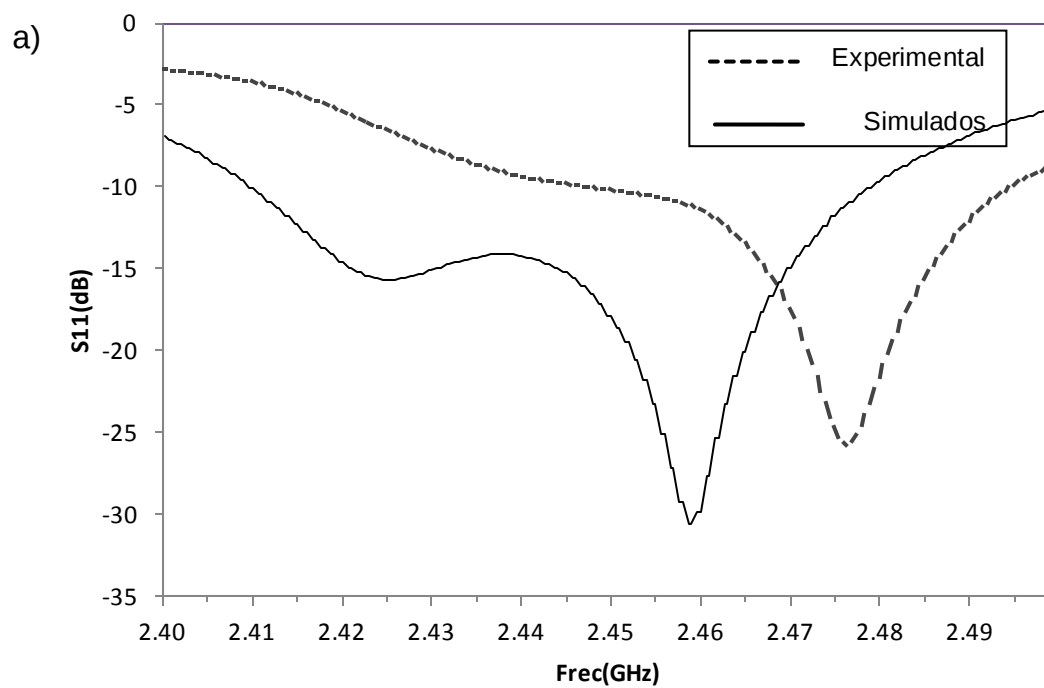
Por lo tanto para efectos de comparación, se selecciona de la Figura 65 el resultado que más se asemeja al comportamiento experimental del parámetro S11.

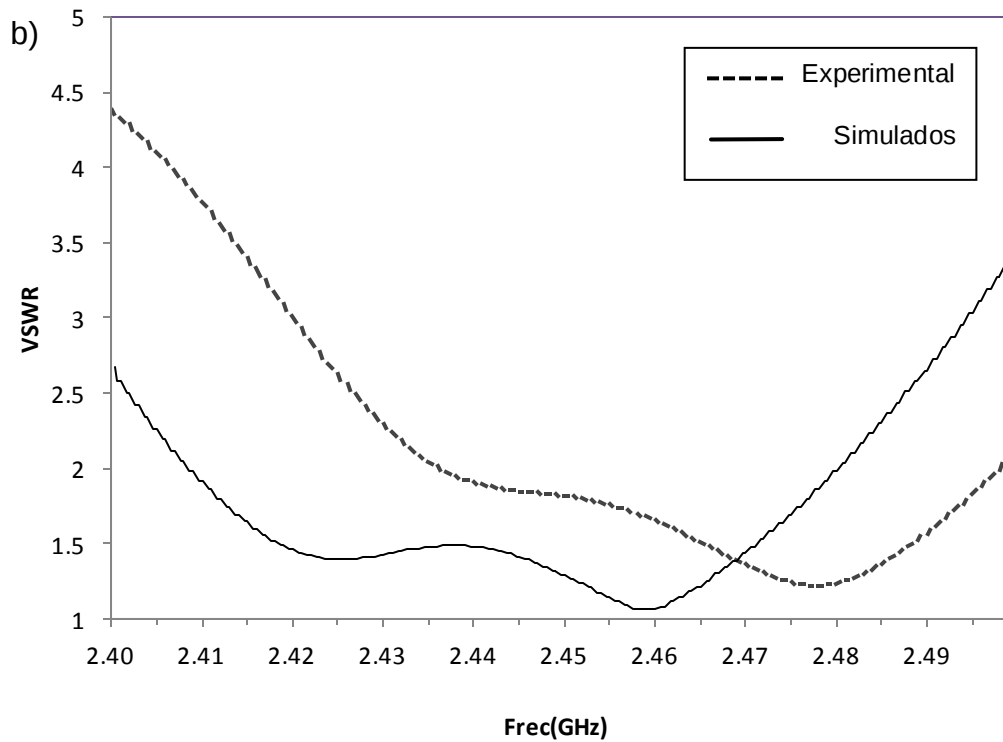
Figura 69. Montaje AUT en la cámara anecoica



Fuente: El autor.

Figura 70. Pruebas experimentales arreglo de AM con PC a) S₁₁ b) VSWR





Fuente: El autor.

Cuadro 17. Comparación modelo computacional y experimental arreglo de AM con PC

Parámetros	Simulados	Experimental	Diferencia
FR(GHz)	2.4590	2.4769	17.9 MHz
S11(dB)	-30.5	-25.7	4.8 dB
VSWR	1.06	1.10	0.04
AB (MHz)	69.1	58	11.1 MHz

Fuente: El autor.

La F_r está ubicada en 2.4784 GHz, el AB experimental es de 58 MHz, el cambio en frecuencia con respecto al modelo computacional es de 19 MHz, la diferencia de AB entre el prototipo y el modelo computacional es de 11 MHz.

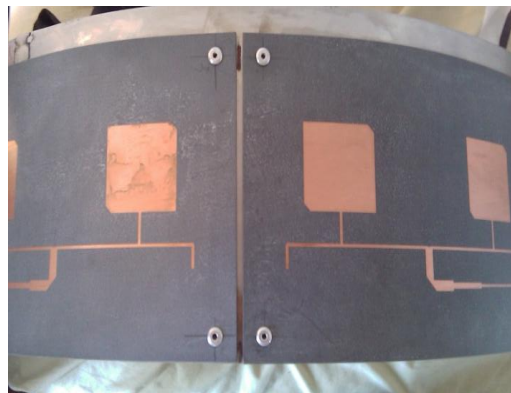
Se puede afirmar con alto grado de certeza que la F_r difiere de la frecuencia central de la RA. Lo anterior se concluye porque el comportamiento del resultado experimental se asemeja al comportamiento típico del parámetro S11 para una AM

cuadrada con esquinas truncadas acoplada por un transformador $\lambda/4$ (ver Figura 26).

En la Figura 72 se muestran los resultados experimentales y computacionales obtenidos del patrón de ganancia. Se concluye que existe concordancia entre el modelo numérico y el experimental. Las ganancias máximas para 2.45 GHz, 2.46 GHz y 2.478 GHz son 5.4 dBi, 5.66 dBi y 3 dBi respectivamente. En general el prototipo supera en desempeño al modelo computacional ofreciendo mayor ganancia alrededor del plano acimutal sin presentar ganancias por debajo de 0 dBi, exceptuando la medida tomada a 2.478 GHz. Esto se debe a que probablemente a esta frecuencia la magnitud de la RA es elevada, resultando en un desacople de polarización que incrementa las pérdidas y de manera consecuente disminuye la ganancia.

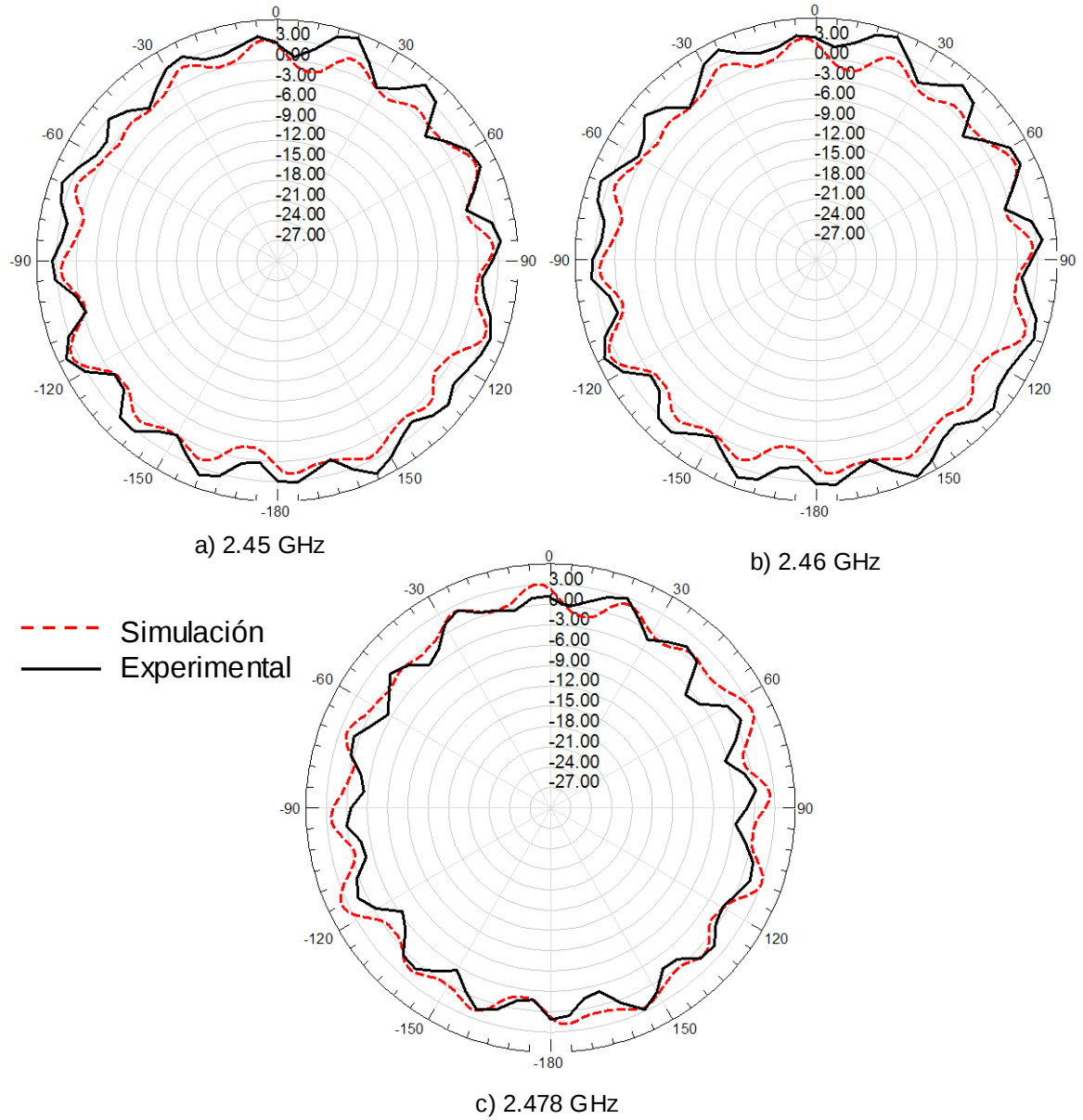
El rizado experimental en el patrón de radiación para cada una de las frecuencias se puede observar en la Figura 73. El menor rizado posible en el patrón de ganancia normalizado se encuentra en 2.45 GHz, con un valor máximo de 6.50 dB. Éste se debe en gran parte al acople defectuoso de las antenas sobre la estructura de soporte, el cual produce un distanciamiento inter elemento mayor al simulado. Otra fuente de error probable se debe a que la estructura de soporte no es perfectamente cilíndrica (ver figura 71).

Figura 71. Vista superior y lateral arreglo de AM con PC



Fuente: El autor.

Figura 72. Patrón de ganancia experimental (dBi), plano acimutal $\varphi = 90^\circ$ $0^\circ < \theta < 360^\circ$



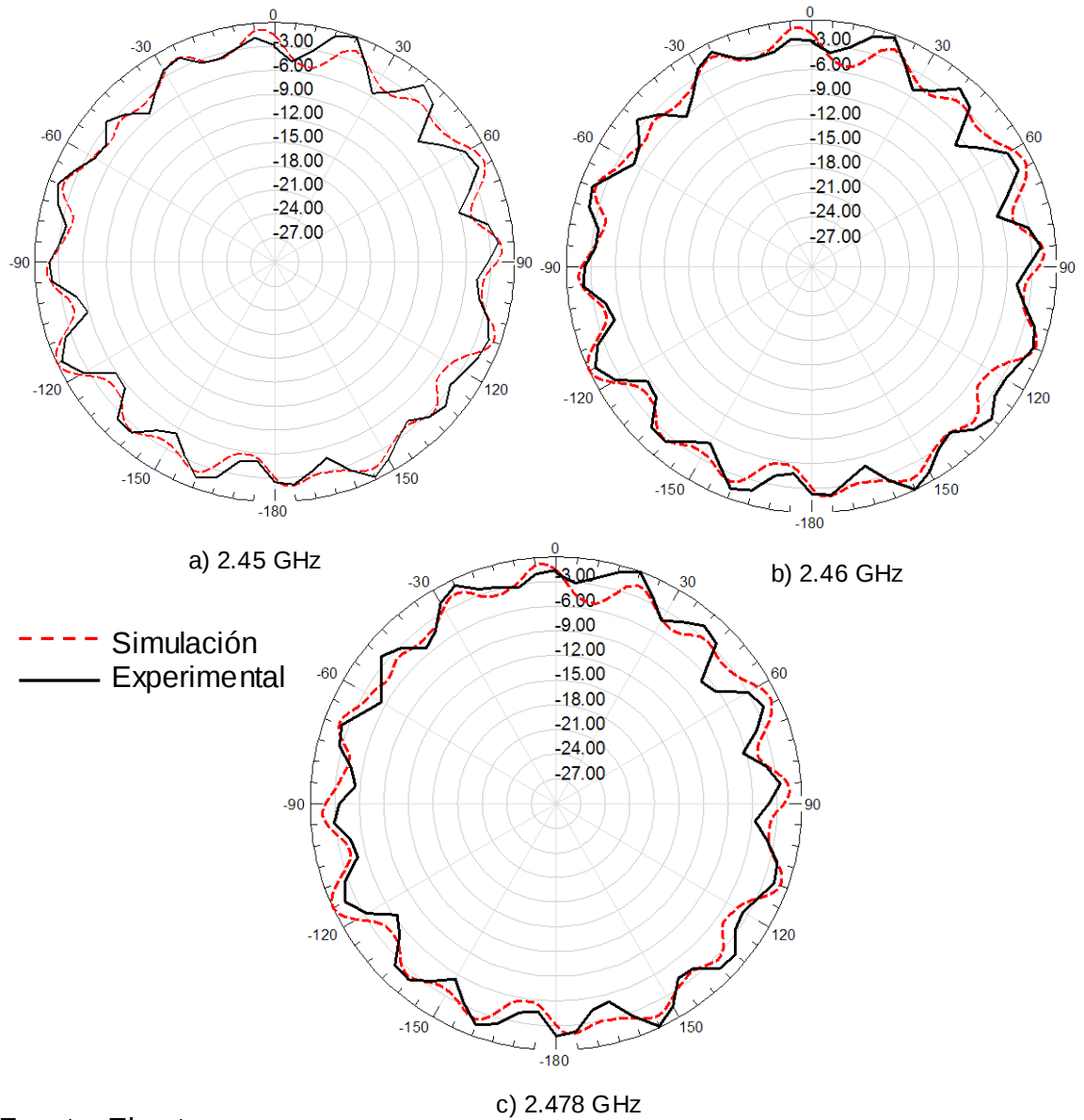
Fuente: El autor.

Cuadro 18. Comparación ganancia máxima del arreglo de AM con PC

Frecuencia	Modelo computacional ganancia Max	Modelo experimental ganancia Max	Diferencia
2.45 GHz	3.9 dBi	5.4 dBi	1.5 dBi
2.46 GHz	3.9 dBi	5.66 dBi	1.76 dBi
2.478 GHz	3.9 dBi	3 dBi	0.9 dBi

Fuente: El autor.

Figura 73. Patrón de ganancia normalizado plano acimutal $\phi = 90^\circ$ $0^\circ < \theta < 360^\circ$



Fuente: El autor.

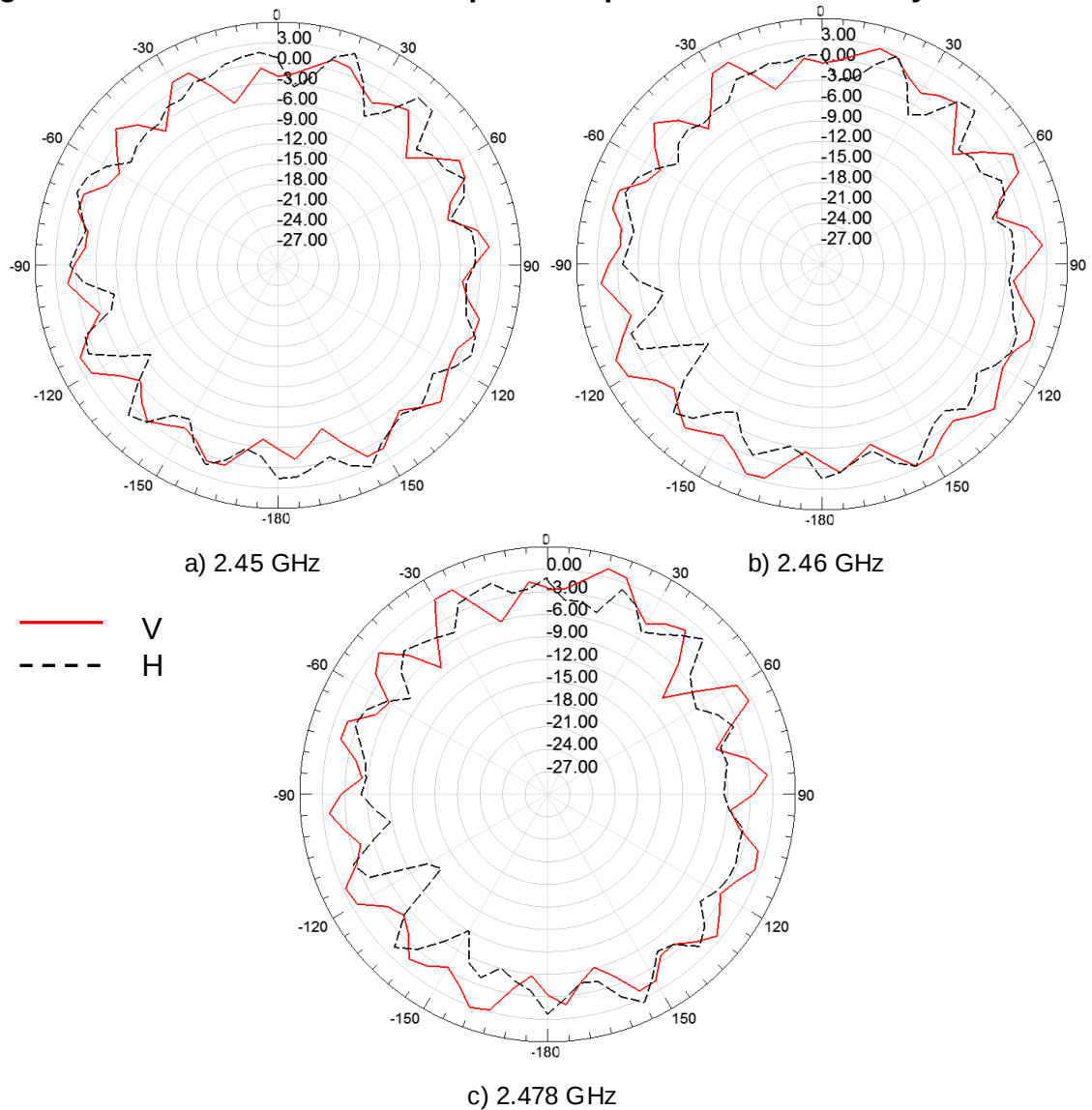
Cuadro 19. Comparación del rizado máximo del arreglo de AM con PC

Frecuencia	Modelo Computacional Rizado Max	Modelo Experimental Rizado Max	Diferencia
2.45 GHz	-5.67 dB	-6.52 dB	-0.85 dB
2.46 GHz	-5.67 dB	-7 dB	-1.33 dB
2.478 GHz	-5.67 dB	-6.93 dB	-1.26 dB

Fuente: El autor.

Como se explica ...en la sección 4.4..., no fue posible determinar el comportamiento de la magnitud de la RA en la banda de frecuencias de interés, y tampoco el patrón de radiación. Sin embargo se puede concluir de la Figura 74 que la antenna recibe potencia de la antenna de referencia sobre los dos planos de polarización (vertical y horizontal).

Figura 74. Ganancia relativa en el plano de polarización vertical y horizontal



Fuente: El autor.

También se concluye que la frecuencia más cercana a la RA mínima es 2.45 GHz , debido a que los planos de polarización vertical y horizontal son muy similares. Para 2.46 GHz y 2.478 GHz la polarización se asemeja a un comportamiento elíptico; en otras palabras la RA posee una magnitud mayor. Cabe anotar que las posibles fuentes de error presentadas ...en la sección 4.4.2... afectan de la misma manera a los planos de polarización.

5. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

Este trabajo presenta el diseño y construcción de un arreglo de AM con PC para aplicaciones en telemetría de cohetes de investigación. La razón principal del trabajo consiste en proveer al CITAE con información que describa el desempeño y la viabilidad del uso de AM para aplicaciones aeroespaciales.

5.1 DISEÑO DE MONO ELEMENTOS Y ARREGLOS CON PL Y PC

El diseño teórico de AM con PL y PC consistió en hallar el método de análisis adecuado para encontrar las dimensiones y características principales de desempeño. Se concluye que no hay necesidad de utilizar métodos numéricos complejos ya que el método HED provee la precisión suficiente para su uso y simplifica en gran medida el procedimiento de diseño.

La selección del sustrato adecuado es de suma importancia para el diseño tanto teórico como computacional, lo anterior tiene un interés particular cuando se diseñan antenas para cohetes de investigación. El material dieléctrico debe estar en la capacidad de adaptarse a una geometría cilíndrica y soportar cambios bruscos de temperatura sin cambiar sus propiedades eléctricas y mecánicas.

La herramienta computacional provee una percepción física valiosa sobre el funcionamiento de la AM y al mismo tiempo valida los resultados provenientes del método seleccionado para el análisis. Sin embargo, la precisión de los resultados provenientes de las simulaciones recae en gran parte sobre la habilidad y el conocimiento que tiene el usuario de la herramienta. Este proceso requiere de un tiempo considerable de entrenamiento que se debe tener en cuenta para la planeación del proyecto.

El diseño teórico y computacional de las antenas con PL es mucho más sencillo y consume menos tiempo. Para las antenas con PL solo se tuvo en cuenta la longitud resonante de la estructura y su relación con la F_r para el modelamiento paramétrico. Para antenas con PC se debe tener en cuenta un parámetro adicional, el cual hace referencia al tamaño de la perturbación o truncamiento de las esquinas del parche. Además la impedancia a la frecuencia de diseño para este caso es compleja, por lo tanto requiere de métodos de acople más avanzados.

Las AM con PC proveen un AB mayor en comparación a las AM con PL. En cuanto a ganancia eficiencia y HPBW la AM con PC no provee de un aumento considerable de desempeño.

Cuando se diseña una red de acople se debe tener en cuenta los efectos negativos que tiene sobre el desempeño de la antena. Dentro de la red existen numerosas discontinuidades (ángulos rectos y terminaciones abruptas) que generan asimetrías en la distribución de potencia a los elementos radiantes. Estas discontinuidades también generan radiación espuria no deseada que aumenta el acople mutuo entre los elementos, el cual a su vez degrada la ganancia y eficiencia del arreglo.

5.2 DISEÑO DE AM SOBRE ESTRUCTURAS CILÍNDRICAS

Los efectos de curvatura en AM con PL se deben tener en cuenta cuando $r_{cohetete} < \lambda_g$. Para $r_{cohetete} > \lambda_g$ se puede considerar que el caso cilíndrico es igual al plano. Para AM con PC los efectos de curvatura se deben considerar cuando $r_{cohetete} < 3\lambda_0$.

En general, la curvatura afecta la F_r , la impedancia característica y el patrón de radiación. A medida que aumenta el radio de curvatura la F_r aumenta y el patrón de radiación se ensancha o es mas disperso. Existen métodos analíticos que describen los efectos de curvatura sobre las líneas y AM pero estos son complejos y difíciles de aplicar a un caso real. Una aproximación más práctica es diseñar la antena sobre un plano y tomar en cuenta los efectos de curvatura sobre el modelo computacional.

El diseño de un modelo computacional que incluya los efectos de curvatura es exponencialmente más complejo en comparación. En el caso cilíndrico se debe tener un control estricto de la malla para capturar estos efectos. Parámetros como la desviación superficial máxima y desviación normal máxima de los elementos que componen la malla dictan hasta qué punto la malla reproduce las superficies reales. Esto produce un aumento considerable de la densidad de malla y por ende aumenta el tiempo de simulación y el consumo de los recursos computacionales.

5.3 PATRÓN DE RADIACIÓN OMNIDIRECCIONAL

Las AM tienen un patrón de radiación direccional normal a la estructura. Cuando una cantidad suficiente de AM se colocan a distancias iguales sobre una estructura cilíndrica se logra un patrón de radiación simétrico en el plano acimutal. Para obtener el menor rizado posible se requiere una cantidad suficiente de elementos en el arreglo. En general el número de elementos depende de λ_0 y del diámetro del cohete. Además se pudo constatar que para AM con red de alimentación paralela co-planar es de suma importancia incluir los efectos de la misma sobre el patrón del campo eléctrico, ganancia y RA.

Es claro que tener un espaciamiento entre elementos menor a una λ_0 garantiza un patrón de radiación omnidireccional en el plano acimutal. Sin embargo esta condición no se debe utilizar para antenas con PC debido a que las variaciones de la RA sobre el mismo plano son inaceptables. La condición dada por [2] es más adecuada para antenas con PC donde se especifica que la distancia entre los elementos del arreglo no puede superar $0.7\lambda_0$.

Generalmente no hay requerimientos exactos sobre el número de elementos siempre y cuando esta condición se cumpla. Sin embargo, tomar una distancia inter elemento menor a $0.45\lambda_0$ da como resultado un aumento en el acople mutuo de los elementos del arreglo, el cual afecta de manera negativa a la RA y al acople de impedancias.

Se puede concluir que se tienen dos condiciones para lograr un patrón de radiación omnidireccional en el plano acimutal de un cohete de investigación: para AM con PL que utilizan una red de alimentación paralela co-planar, la distancia inter elemento debe estar comprendida entre $0.45\lambda_0 < d < 0.75\lambda_0$. Para antenas con PC que utilizan una red de alimentación paralela co-planar la distancia inter elemento debe estar comprendida en $0.45\lambda_0 < d < 0.70\lambda_0$.

A pesar que no se logra la condición de omnidireccionalidad (*rizado max* < 3dB) para el prototipo, la implementación del arreglo de 16 elementos y su posterior caracterización permitió validar el modelo computacional dando como resultado un buen acuerdo entre el modelo numérico y el experimental. De lo anterior se puede concluir que las pruebas experimentales para el arreglo de 24 elementos proyectaran resultados similares a los presentados en la Figura 75 b y c.

5.4 SELECCIÓN, AM ENVOLVENTE VS ARREGLO AM CON PC

En la ...sección 4.4.4... se presenta la comparación entre la AM envolvente y el arreglo de AM con PC. El comportamiento del patrón de radiación tanto en el plano acimutal como en el plano de elevación es aproximadamente el mismo. El aumento en desempeño se evidencia cuando se toma en cuenta el *PLF*. Asumiendo que la antena de la estación base tiene PC, el arreglo de AM con PC ofrece 3 dB mas de ganancia con respecto a la AM envolvente. Adicionalmente las ondas con PC tienen mayor tolerancia a perturbaciones ajenas al enlace de comunicación.

El diseño teórico y computacional del arreglo de AM con PC es considerablemente más complejo. Para este se debe tener en cuenta la RA y su variación con respecto a las dimensiones de control de la antena. Adicionalmente es importante verificar el patrón de la RA una vez logrado el campo de radiación omnidireccional.

Por lo tanto la selección entre una o la otra depende de múltiples factores. Si el individuo tiene un entendimiento básico de teoría electromagnética y no tiene a su disposición instalaciones o los equipos necesarios para simular y medir la RA, entonces la AM envolvente es la opción más adecuada. Si por el contrario se tiene herramientas computacionales que describan y validen la operación de la antena con PC y además se tenga a disposición laboratorios para realizar mediciones de RA, el arreglo de antenas con PC seria la opción más adecuada.

5.5 RECOMENDACIONES

El CITAE requiere de un laboratorio adecuado para realizar pruebas. Desplazarse de una ciudad a otra toma tiempo considerable y ralentiza el proceso de investigación.

También se requiere acceso a estructuras cilíndrica que simulen el cohete en su totalidad para lograr mediciones más precisas y coherentes con la realidad. Esta estructura se debe construir con los mismos materiales que se utilizarán en el cohete.

Para realizar mediciones de RA con alto grado de precisión se requiere de una antena estándar tipo dipolo y un sistema de posicionamiento que rote la antena con una resolución de 1° .

Para los diseños computacionales se necesita una estación de trabajo que tenga por lo menos 64GB de RAM, lo anterior para no implementar estrategias que ahorran recursos de procesamiento inducen errores en el resultado final.

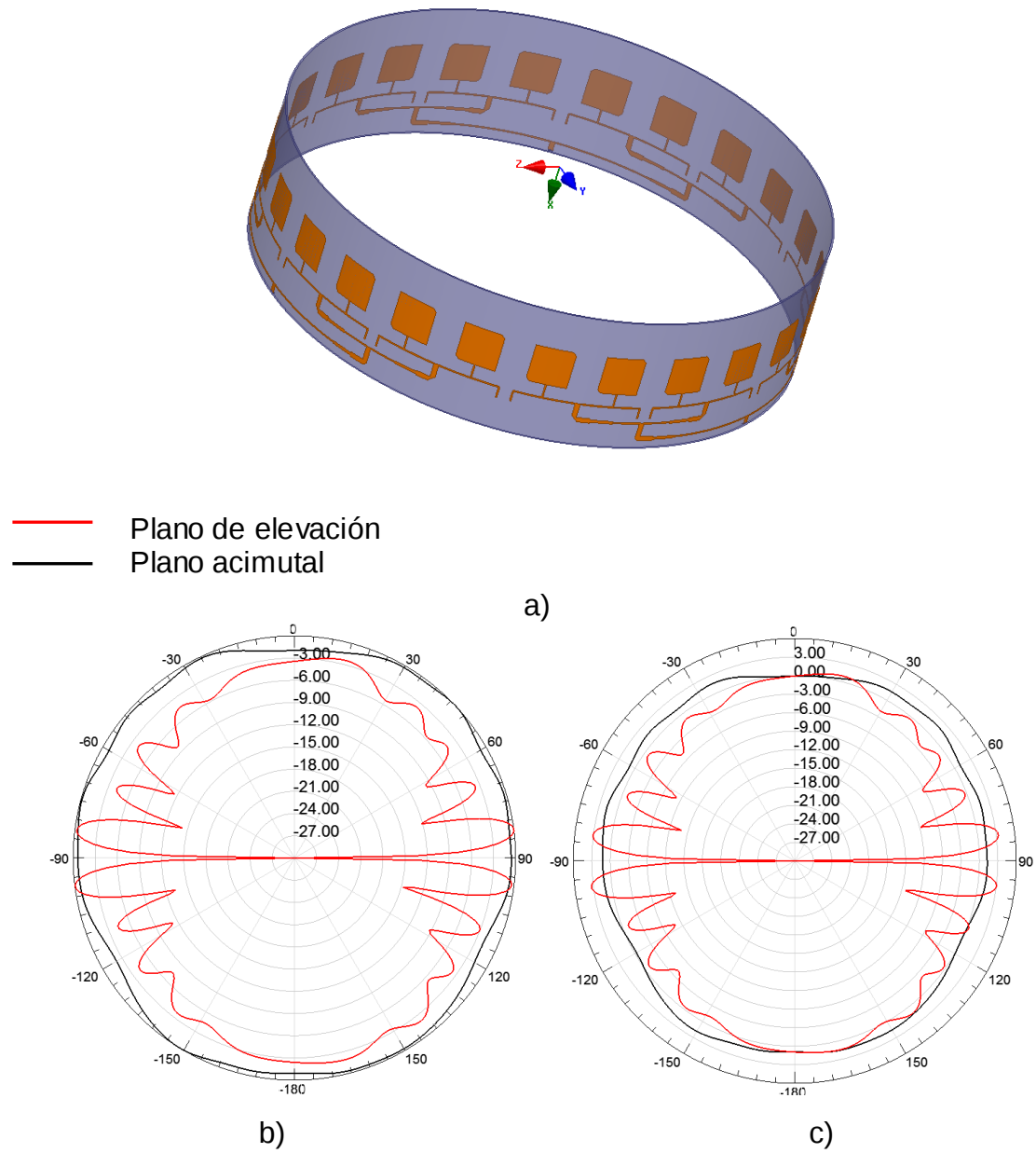
5.6 TRABAJO FUTURO

Para completar el trabajo presentado es necesario por parte del CITAE adquirir un divisor de potencia de tres vías y posteriormente implementar el arreglo de 24 elementos mencionado ...en la sección 4.4.2... con el cual se logra un patrón de radiación donde el rizado en el plano acimutal está por debajo de 3 dB y por ende es omnidireccional.

La distancia inter elemento para este caso sería de $0.57\lambda_0$ lo cual está dentro del rango permisible para lograr un patrón de radiación omnidireccional en el plano acimutal evitando los efectos de acople mutuo. En la Figura 75 (b) se presenta el campo eléctrico normalizado, como se puede observar el rizado se mantiene por debajo de 3 dB. La ganancia se presenta en (c), y es de 2 dB

También es necesario un modelo computacional multi-físico que incluya los efectos de la temperatura sobre el desempeño de las AM. Ésta afecta las dimensiones físicas del cobre y el substrato que resultan en cambios sobre la frecuencia de resonancia de la antena.

Figura 75. Modelo computacional de 24 elementos



Fuente: El autor.

ANEXOS

ANEXO A. Propiedades eléctricas y mecánicas del laminado de alta frecuencia

PROPERTY		TYPICAL VALUE				DIRECTION	UNITS	CONDITION	TEST METHOD
		RT/duroid® 5870		RT/duroid 5880					
Dielectric Constant, ϵ_r		2.33 2.33 ± 0.02 spec.		2.20 2.20 ± 0.02 spec.		Z Z		C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Dissipation Factor, $\tan \delta$		0.0005 0.0012		0.0004 0.0009		Z Z		C24/23/50 C24/23/50	1 MHz IPC-TM-650, 2.5.5.3 10 GHz IPC-TM-2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r		-115		-125			ppm/°C	-50 - 150°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Volume Resistivity		2 X 10 ⁷		2 X 10 ⁷		Z	Mohm cm	C96/35/90	ASTM D257
Surface Resistivity		2 X 10 ⁸		3 X 10 ⁷		Z	Mohm	C/96/35/90	ASTM D257
Tensile Modulus	Test at 23°C	Test at 100°C	Test at 23°C	Test at 100°C		MPa (kpsi)	A	ASTM D638	
	1300 (189)	490 (71)	1070 (156)	450 (65)	X				
	1280 (185)	430 (63)	860 (125)	380 (55)	Y				
ultimate stress	50 (7.3)	34 (4.8)	29 (4.2)	20 (2.9)	X	%			
	42 (6.1)	34 (4.8)	27 (3.9)	18 (2.6)	Y				
ultimate strain	9.8	8.7	6.0	7.2	X	%			
	9.8	8.6	4.9	5.8	Y				
Compressive Modulus	1210 (176)	680 (99)	710 (103)	500 (73)	X	MPa (kpsi)	A	ASTM D695	
	1360 (198)	860 (125)	710 (103)	500 (73)	Y				
	803 (120)	520 (76)	940 (136)	670 (97)	Z				
ultimate stress	30 (4.4)	23 (3.4)	27 (3.9)	22 (3.2)	X	%			
	37 (5.3)	25 (3.7)	29 (5.3)	21 (3.1)	Y				
	54 (7.8)	37 (5.3)	52 (7.5)	43 (6.3)	Z				
ultimate strain	4.0	4.3	8.5	8.4	X	%			
	3.3	3.3	7.7	7.8	Y				
	8.7	8.5	12.5	17.6	Z				
Deformation Under Load, Test at 150°C				1.0		Z	%	24hr/14 MPa (2 Kpsi)	ASTM D621
Heat Distortion Temperature		>260 (>500)		>260 (>500)		X,Y	°C (°F)	1.82 MPa (264 psi)	ASTM D648
Specific Heat		0.96 (0.23)		0.96 (0.23)			J/g/K		Calculated
Moisture Absorption	Thickness 0.31" (0.8mm)	0.9 (0.02)		0.9 (0.02)			mg (%)	D24/23	ASTM D570
	0.62" (1.6mm)	13 (0.015)		13 (0.015)					
Thermal Conductivity		0.22		0.20		Z	W/m/K		ASTM C518
Thermal Expansion	X	Y	Z	X	Y	Z	mm/m	ASTM D3386 (10K/min) (Values given are total change from a base temperature of 35°C)	
	-5.0	-5.5	-11.6	-6.1	-8.7	-18.7			
	-0.6	-0.9	-4.0	-0.9	-1.8	-6.9			
	-0.3	-0.4	-2.6	-0.5	-0.9	-4.5			
	0.7	0.9	7.5	1.1	1.5	8.7			
	1.8	2.2	22.0	2.3	3.2	28.3			
	3.4	4.0	58.9	3.8	5.5	69.5			
Td		500		500			°C TGA		ASTM D3850
Density		2.2		2.2					ASTM D792
Copper Peel		20.8 (3.7)		22.8 (4.0)			pli (N/mm)	after solder float	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability		94V-0		94V-0					UL
Lead-Free Process Compatible		Yes		Yes					

ANEXO B. Cálculo de las dimensiones para líneas microtira

```
clear
%Parámetros de diseño
er=2.2;
fr=2.45*10^9;
c=3*10^8;
lo=c/fr;

%para w<h
r=0.01:0.001:1;
eff=(er+1)/2+((er-1)/2)*((1+12./r).^(-1/2)+0.04*(1-r).^2);
Zo=(60./sqrt(eff)).*log(8./r+r/4);
subplot(1,2,1);
plot(r,Zo)
xlabel('W/h relación')
ylabel('Zo (Ωs)')
grid on
title('Impedancia Característica Línea microstrip, W/h < 1')

%Para w>h
r1=1:0.001:5;
eff1=(er+1)/2+((er-1)/2)*(1+12./r1).^(-1/2);
Zo1=(120*pi)./(sqrt(eff1).*(r1+1.393+0.667*log(r1+1.444)));
subplot(1,2,2);
plot(r1,Zo1)
xlabel('W/h ratio')
ylabel('Zo (Ωs)')
grid on
title('Impedancia característica Línea Microstrip, W/h >1')
```

ANEXO C. Cálculo de las dimensiones y características de un parche rectangular

```
% Diseño del Parche
format long

%Parámetros del diseño
clear
er=2.2; % Constante dieléctrica del material
h=1.6*10^-3; % grosor de la placa
fr=2.45*10^9; % Frecuencia de resonancia
zig=0.02; %tangente de pérdidas del dieléctrico
MUr=1; %permeabilidad del material

%Constantes Generales
c=2.99792458*10^8; %Velocidad de la luz en en la vacío
lo=c/fr; %longitud de onda en el vacío
No=377; %impedancia intrínseca del vacío
Ko=(2*pi)/lo;%número de onda
wf=2*pi*fr;
MUo=4*pi*10^-7; %permeabilidad del vacío
ec=3*10^7; %conductividad efectiva para el parche y el plano de tierra

%Cálculo de las longitudes
W=(c/(2*fr))*sqrt((2)/(er+1));
eff=(er+1)/2+((er-1)/2)*(1+10*((h)/(W)))^(-1/2); % para w>h teoría de
líneas de transmisión
Leff=(h*0.412)*((eff+0.3)*((W/h)+0.264))/((eff-0.258)*((W/h)+0.8));
lg=(c/fr)/(sqrt(er)); %Longitud de onda en un material con constante
dieléctrica er
L=(lg/2)-2*Leff;
Le= L+2*Leff; %longitud efectiva
Weff=((log(4))/(pi))*h; %anchura efectiva
We=W+2*Weff;% Anchura efectiva

%Constantes provenientes del cad
Rs=sqrt((wf*MUo)/(2*ec)); %resistencia superficial
a2=-0.16605;
a4=0.00761; % constantes del factor de arreglo p
c2=-0.0914153;
n1=sqrt(er*MUr); % índice de refracción del substrato
c1=(1/n1^2)+(2/(5*n1^4));
p=1+((a2*(Ko*We)^2)/10)+((3*(a2^2+2*a4)*(Ko*We)^4)/560)+((c2*(Ko*Le)^2)/5
)+((a2*c2*(Ko*We)^2*(Ko*Le)^2)/70); %factor de arreglo
s=sqrt(er-1);
alpha1=-(1/s)*(tan(Ko*h*s)+(Ko*h*s)/(cos(Ko*h*s))^2);
alpha0=s*tan(Ko*h*s);
Xo=1+(-er^2+alpha0*alpha1+er*sqrt(er^2-2*alpha0*alpha1+alpha0^2))/(er^2-
alpha1^2);
X1=(Xo^2-1)/(er-Xo^2);

%Cálculo de las potencias
```

```

Psp=(1/(lo^2))*(Ko*h)^2*(80*pi^2*MUr^2*c1);%Potencia radiada al espacio
Psw=((No*Ko^2)/8)*(er*(Xo^2-1)^(3/2))/(er*(1+X1)+(Ko*h)*(1+er^2*X1)*sqrt(Xo^2-1));%Potencia radiada
en las ondas superficiales
Psw1=(1/lo^2)*(Ko*h)^3*(60*pi^3*MUr^3*(1-(1/n1^2))^3); % segundo método
de cálculo asumiendo h*lo<<1

%Caculo de las eficiencias de radiación
Ehed=Psp/(Psp+Psw); %eficiencia de radiación del dipolo eléctrico
horizontal
Erad=(Ehed)/(1+Ehed*((zig+((Rs*lo)/(pi*No*MUr*h)))*((3*er*Le*lo)/(16*p*c1
*We*h))))); %Eficiencia de radiación del parche

%cálculo de los factores de calidad
Qd=1/zig; %Factor de calidad del dielectrico
Qc=(No*MUr*Ko*h)/(2*Rs); %Factor de calidad del cobre
Qsp=(3/16)*(er/(p*c1))*(Le/We)*(lo/h);%Factor de calidad de las ondas
espaciales
Qsw=Qsp*(Ehed/(1-Ehed)); % %Factor de calidad de las ondas superficiales
Qttotal=1/((1/Qd)+(1/Qc)+(1/Qsp)+(1/Qsw)); % Factor de calidad total
zigeff=1/Qttotal;

%cálculo de la impedancia de entrada de Lee advances
X=0+Leff; %distancia que varía desde 0<x<L
Rin=((4*No*MUr*Le*h)/(pi*zigeff*We*lo))*((cos((pi*X)/(Le)))^2);
%impedancia de entrada del parche
Rin1=((4/pi)*(MUr*No)*(Le/We)*(h/lo))*((cos((pi*X)/(Le)))^2)/(zig+(Rs/(pi
*No*MUr))*(lo/h)+(16/3)*(p*c1/er)*(We/Le)*(h/lo)*(1/Ehed));% modo
alternativo
Redge=(4*No*MUr*Le*h)/(pi*zigeff*We*lo);

%cálculo de la impedancia de entrada de willy modern antenna designs
G=((pi*W)/(No*lo))*(1-((Ko*h)^2)/24); %Harrington da la conductividad de
radiación para un radiador de platos paralelos
Rin2=1/(2*G);

%Cálculo de la directividad
D=(No/(40*pi))*(1/(p*c1));% directividad
D1=(No/(40*pi))*(1/(p*c1))*(((tan(Ko*h*n1))/(Ko*h*n1))^2)/(1+(1/er)*tan(
Ko*h*n1)^2));%Sin ninguna aproximación
%Calculo de la Ganancia
G=Erad*D; %ganancia del parche

%Cálculo del ancho de banda
BW=(1/(sqrt(2)))*(zigeff+(Rs*lo/(pi*No*MUr*h))+((16*p*c1*h*We)/(3*er*lo*L
e*Ehed))));
BW1=(1/(sqrt(2)))*(zig+(Rs*lo/(pi*No*MUr*h))+((16*p*c1*h*We)/(3*er*lo*Le*
Ehed))));

```

ANEXO D. Cálculo de las dimensiones del STUB

```
clear
er=2.20;
fr=2.44*10^9;
c=3*10^8;
lo=c/fr;
Zo=50;
eff=1.8912;
leff=lo/(sqrt(eff));
w=2*pi*fr;

RL=187.92;
XL=54;

t1=(XL+sqrt((RL/Zo)*((Zo-RL)^2+XL^2)))/(RL-Zo);
t2=(XL-sqrt((RL/Zo)*((Zo-RL)^2+XL^2)))/(RL-Zo);

if t1>=0
    d1= leff*(1/(2*pi))*atan(t1);
else
    d2= leff*(1/(2*pi))*(pi+atan(t1));
end

if t2>0
    d1=leff*(1/(2*pi))*atan(t2);
else
    d2=leff*(1/(2*pi))*(pi+atan(t2));
end

B1=(RL^2*t1-(Zo-XL*t1)*(XL+Zo*t1))/(Zo*(RL^2+(XL+Zo*t1)^2));
B2=(RL^2*t2-(Zo-XL*t2)*(XL+Zo*t2))/(Zo*(RL^2+(XL+Zo*t2)^2));

L1=leff*(-1/(2*pi))*atan(B1/(1/Zo));
L2=leff*(-1/(2*pi))*atan(B2/(1/Zo));

if L1<0
    L1=L1+0.5*leff;
end

if L2<0
    L2=L2+0.5*leff;
end
```

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Portlan State Aerospace Society. (2009, Agosto) Communications Team Homepage. [Online]. <http://psas.pdx.edu/communications/>
- [2] Richard C. Jhonson, *Antenna Engineering Handbook*, Tercera edición ed. Atlanta, Georgia, Estados Unidos: McGraw-Hill, Inc., 1993.
- [3] Bill High and George Farr. (2010, Mayo) High Farr. [Online]. <http://www.haigh-farr.com/>
- [4] Constantine Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Segunda edición ed. New york, Estados Unidos: Jhon Wiley & Sons, Inc, 1997.
- [5] Ramesh Garg, Prakash Bharthia, and Inder Bahl, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Norwood, Estados Unidos : Arthec House. INC, 2001.
- [6] JR James and PS Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*. london, Reino Unido: Peter Peregrinus Ltd., 1989, vol. I.
- [7] KAI FONG LEE and WEI CHEN, *Advances in Microstrip and Printed Antennas*. Canada: John Wiley & Sons, INC, 1997.
- [8] Brian C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook*. Norwood, Estados unidos: Arthec House, Inc., 1991.
- [9] David and M Pozar., "Microstrip Antennas: The analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays," 1995.
- [10] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Segunda edicion ed. New york, Estados Unidos: Jhon Wiley & Sons. Inc, 1998.
- [11] K.C. Gupta Ramesh Garg Inder Bhal Prakash Bhartia, *Microstrip Lines and Slot lines*, Segunda edicion ed. Norwood, Massachussets, Estados Unidos: Artchec House, 1996.
- [12] Robert A. Sainati, *CAD of microstrip antennas for wirelesss applications*. Portland: Artech house, 1996.
- [13] Thomas A. Milligan, *Modern Antenna Design*, Segunda edición ed. New jersey, Estados unidos: Jhon Wiley & Sons, 2005.

- [14] ANSYS, Inc. (2012, Enero) sitio Web de ANSYS HFSS. [Online]. <http://www.ansys.com/>
- [15] Bending Etched Antenna Boards. (2003) Rogers Corporation. [Online]. <http://www.rogerscorp.com/>
- [16] High Frequency Materials Product Selector Guide. (2010, Noviembre) Rogers Corporation. [Online]. <http://www.rogerscorp.com>
- [17] Munson R. E, "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip phased Arrays," *IEEE Trans, on Antennas and Propagation*, vol. 22, no. 1, pp. 74-78, Enero 1974.
- [18] Kin-Lu Wong, *Design of non planar Microstrip antennas and Transmission Lines*. New York, USA: John Wiley & Sons, Inc, 1999.
- [19] K.R. Carver and J.W. Mink, *Microstrip Antenna Techonology*.: IEEE Trans. Antennas Propagat, 1981, vol. AP-29.
- [20] P.S. Hall and C.M. Hall, "Coplanar Corporate Feed Effects in Microstrip Patch Array Design," vol. 135, pp. 180-186, junio 1988.
- [21] Stutzman Warren and L. Thiele Gary, *Antenna Theory and Design*, Primera edición ed. Estados unidos: Jhon Wiley & Sons, 1981.
- [22] Jualian A. Herrera MsC. (2010, junio) CMUN. [Online]. <http://gmun.unal.edu.co/cmuni/wiki/doku.php>
- [23] Nestor Misael Peña Tralaviña Ph.D. (2010, Febrero) GEST. [Online]. <http://gest.uniandes.edu.co/>
- [24] Portland State university. (2010, Septiembre) PSAS. [Online]. <http://psas.pdx.edu/>
- [25] Telemetry Group RF Systems Committee, *Telemetry (TM) Systems Radio Frecuency (RF) Handbook*. Nuevo Mexico, Estados Unidos : Secretariat Range Commanders Council US Army White Sands Missile Range, 2008.
- [26] Nasa, *Sounding Rocket Program Handbook*. Wallops Island, Virginia: Goddard Space Flight Center, June 1999.

- [27] Ministerio de comunicaciones, *Resolución 797*. Bogota, Colombia: Republica de Colombia, 2001.
- [28] Ministerio de Comunicaciones, *Decreto Numero 0963*. Bogota, Colombia: Republica de Colombia, 2009.
- [29] Joseph J. Carr, *Practical Antenna Handbook*, Cuarta Edición ed. Chicago, Estados Unidos: McGraw - Hill, 2001.
- [30] David M. Pozar, *Microwave and RF Design of Wireless Systems*. New york, Estados Unidos: Jhon Wiley & Sons, INC., 2001.
- [31] Thomas A. Gilligan, *Mdern Antenna Design*. New jersey: Jhon Wiley & Sons, INC, 2005.
- [32] Rogers RT Duroid Material Provides Flexible Substrate In New Conical Antenna. (1998, Julio) Rogers Corporation. [Online]. <http://www.rogerscorp.com>
- [33] E. O.Hammerstad, "Equations For Microstrip Circuit Design," in *5ta conferencia Europea de Microondas*, Hamburg, 1975, pp. 268 - 272.
- [34] (2011, Enero) Afar Communications. [Online]. <http://www.afar.net/>
- [35] NASA, *Sounding Rocket Program Handbook*. Wallops Island, Virginia: Goddard Space Flight Center, June 1999.