

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

**DISEÑO DE UN PROTOTIPO DE ANTENA
SECTORIAL PARA TELEFONÍA MÓVIL, QUE OPERE
EN LA BANDA DE 800 MHz**

Presentado ante la ilustre
Universidad Central de Venezuela
por el Br. Iacutone P., José A.
para optar al título de Ingeniero Electricista

Caracas, 2008

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

DISEÑO DE UN PROTOTIPO DE ANTENA SECTORIAL PARA TELEFONÍA MÓVIL, QUE OPERE EN LA BANDA DE 800 MHz

Prof. Guía: Lic. Msc. Franklin Martínez.
Tutor Industrial: Ing. PhD. Freddy Brito.

Presentado ante la ilustre
Universidad Central de Venezuela
por el Br. Iacutone P., José A.
para optar al título de Ingeniero Electricista

Caracas, 2008



UNIVERSIDAD CENTRAL DE VENEZUELA
FACULTAD DE INGENIERIA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA
DEPARTAMENTO DE COMUNICACIONES



CONSTANCIA DE APROBACIÓN

Caracas, 11 de junio de 2008

Los abajo firmantes, miembros del Jurado designado por el Consejo de Escuela de Ingeniería Eléctrica, para evaluar el Trabajo Especial de Grado presentado por el Bachiller José A. Iacutone P., titulado:

***“DISEÑO DE UN PROTOTIPO DE ANTENA SECTORIAL PARA
TELEFONÍA MÓVIL, QUE OPERE EN LA BANDA DE 800 MHZ”***

Consideran que el mismo cumple con los requisitos exigidos por el plan de estudios conducente al Título de Ingeniero Electricista en la mención de Comunicaciones, y sin que ello signifique que se hacen solidarios con las ideas expuestas por el autor, lo declaran APROBADO.

Prof. Luis Fernández
Jurado

Prof. Zeldivar Bruzual
Jurado

Prof. Franklin Martínez
Prof. Guía



Edificio Escuela de Ingeniería Eléctrica, piso 1, oficina 201, Ciudad Universitaria, Los
Chaguaramos, Caracas 1051, D.F.
TELÉFONOS. (VOZ) +58 212 6053300 (FAX) +58 212 6053105
Mail: eic-com@elecisc.ing.ucv.ve

DEDICATORIA

A **Zenaida** y a **Doménico**, mi madre y mi padre, por compartir los momentos buenos y los no tan buenos, haberme facilitado la educación en mi niñez y adolescencia, haberme ayudado con y sin intención a la formación de mi carácter y personalidad.

A mis hermanos **Anselmo** y **Domeida**, con los cuales viví grandes momentos en la niñez mientras jugábamos y peleábamos, por los cuales siempre me he preocupado con sus problemas y siempre me preocuparé cuando los tengan.

Y a mi abuela **Carmen de Iacutone**, que siempre ha prestado su apoyo.

AGRADECIMIENTOS

A las siguientes personas e instituciones que han contribuido en el proyecto:

- A Dios, por permitirme canalizar las energías que me han fortalecido.
- A los Profesores **Freddy Brito** y **Paolo Maragno**.
- A mi Prof. Guía **Franklin Martínez**.
- A **FIDETEL**.
- Al Ing. **Hon Moy**,
- Al personal administrativo del **CENDIT: Elvia, Marialex, Omar, Maribel y Pablito**.
- Al Ing. **Rolando Rodríguez**.
- A mis preciados compañeros de la Dirección de Propagación y Antenas: **Lorena y Karina**.
- A **María Auxiliadora**, por su cooperación en el Departamento de Comunicaciones de Ingeniería Eléctrica, U.C.V.
- A **Marcelo Perotoni**, por facilitar la licencia de prueba y las consultas de **CST STUDIO SUITE™ 2006**
- Y muy especialmente a mi novia **Sofía** y a su madre, por estar pendiente y ser el apoyo que evitó que me cayera cuando más lo necesite sin pedir nada a cambio, que sin ustedes no se si haya podido culminar mis estudios.

Iacutone P., José A.

DISEÑO DE UN PROTOTIPO DE ANTENA SECTORIAL PARA TELEFONÍA MÓVIL, QUE OPERE EN LA BANDA DE 800 MHZ

Prof. Guía: Lic. Msc. Franklin Martínez. **Tutor Industrial:** Ing. PhD. Freddy Brito. **Tesis.** Caracas. U.C.V. Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Eléctrica. **Ingeniero Electricista. Opción:** Comunicaciones. **Institución:** CENDIT. 2008. 90 h + anexos.

Palabras claves: Tecnología planar, antena sectorial, modelo cavidad, radiador $\lambda/2$, PIFA, ROE, alimentación capacitiva.

Resumen. Se plantea el diseño de un prototipo de Antena Sectorial para telefonía móvil basado en tecnología planar, que opere en la banda de 800 MHz. Fueron estudiados diferentes métodos matemáticos para el diseño de antenas planas, con el propósito de seleccionar el que más se adapte al diseño y que permita a su vez evaluar los softwares de simulación. El modelo de cavidad fue el escogido para determinar los valores preliminares de la estructura; y mediante simulación se ajustaron las dimensiones de la alimentación, a fin de obtener las características eléctricas requeridas que aseguren la compatibilidad con las operadoras de telefonía móvil del país. En primera instancia, para obtener el elemento de referencia del arreglo, se diseñó una PIFA con acoplamiento capacitivo por platos paralelos, pero debido a la dificultad de mantener la rigidez de los alimentadores y a la reducción presentada del ancho de banda al colocar la red de distribución, se cambió la estructura de alimentación por sondas en forma de L. Un arreglo de dos elementos PIFA fue propuesto, pero el patrón de radiación obtenido mediante simulación para esta configuración no se concentraba perpendicular a la superficie de los radiadores, debido a la cros polarización presentada en los radiadores PIFA. Se realizaron montajes experimentales para comprobar las características del ROE, en los resultados se obtuvo correlación con los diseños simulados. La alimentación que presentó mejores características en cuanto a rigidez mecánica, punto de alimentación y acoplamiento de impedancia, fue la alimentación por sonda en forma de L. Como prototipo final, se planteó un arreglo de cuatro radiadores rectangulares de media longitud de onda, alimentados por sonda en forma de L, cuyo diseño cumple las características requeridas.

INDICE GENERAL

CONSTANCIA DE APROBACIÓN.....	iii
DEDICATORIA	iv
AGRADECIMIENTOS	v
RESUMEN.....	vi
ÍNDICE DE TABLAS	x
ÍNDICE DE FIGURAS.....	x
ÍNDICE DE GRÁFICAS	xi
SIGLAS.....	xiii
ACRÓNIMOS.....	xiv
INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO I	2
1 OBJETIVOS DE LA TESIS	2
1.1 Antecedentes	2
1.2 Planteamiento del problema.....	3
1.3 Justificación y Alcance	4
1.4 Objetivo General	5
1.5 Objetivos Específicos.....	5
1.6 Metodología	6
CAPÍTULO II	7
2.1 SISTEMAS CELULARES	7
2.1.1 Descripción	7
2.1.2 Estaciones Bases (BTS)	8
2.1.3 Antenas para Estaciones Bases	9

2.1.4	Sistemas Celulares en Venezuela.....	10
2.2	FUNDAMENTOS DE LAS ANTENAS PLANARES	11
2.2.1	Descripción	11
2.2.2	Modelos Analíticos para Antenas Planares.....	12
2.2.3	Generalidades del Modelo de Cavidad	14
2.2.4	Aplicación a un Radiador Rectangular $\lambda/2$	16
2.2.5	Longitud, Ancho y Permitividad Efectiva	18
2.2.6	Impedancia de Entrada para un Radiador Rectangular $\lambda/2$	20
2.2.7	Patrón de Radiación para un Radiador Rectangular $\lambda/2$	21
2.2.8	Efecto del dieléctrico en el patrón de Radiación.....	22
2.2.9	Directividad.....	23
2.2.10	Arreglos de Antenas	24
2.2.11	Ancho de Banda	25
2.2.12	Aplicación a un Radiador Rectangular $\lambda/4$ (PIFA)	25
2.2.13	Patrón de Radiación para una PIFA	27
2.3	TÉCNICAS DE ALIMENTACIÓN DE ANTENAS PLANARES	29
2.3.1	Alimentación por línea Microcinta	29
2.3.2	Alimentación Coaxial.....	30
2.3.3	Acoplamiento por Apertura	31
2.3.4	Acoplamiento Capacitivo.....	32
2.3.5	Alimentación por Sonda en forma de L	33
2.4	TÉCNICAS DE MEJORAMIENTO DE ANCHO DE BANDA	35
2.4.1	Parámetros del sustrato y dimensiones del radiador	35
2.4.2	Selección de la Forma del Radiador.....	36

2.4.3	Técnica de Alimentación.....	37
2.4.4	Técnicas Multimodos	37
2.4.5	Uso de otras técnicas.....	37
2.5	TÉCNICAS DE MEDICIÓN PARA ANTENA SECTORIAL.....	38
2.5.1	Medición de Impedancias	38
2.5.2	Medición del Patrón de Radiación	39
2.5.3	Medición de Eficiencia	42
2.5.4	Pruebas Ambientales.....	43
	CAPÍTULO III.....	46
3.1	DISEÑO DE ANTENA SECTORIAL	46
3.1.1	Consideraciones del Diseño	46
3.1.2	Selección de la Geometría del Radiador	47
3.1.3	Selección del Dieléctrico.....	47
3.1.4	Dimensiones del Radiador	48
3.1.5	Selección de la Alimentación.....	49
3.1.6	Uso de Simulador para aplicaciones electromagnéticas en 3D.....	50
3.2	DESARROLLO DEL DISEÑO.....	50
3.2.1	PIFA alimentada capacitivamente por platos paralelos	51
3.2.2	PIFA alimentada capacitivamente por platos paralelos con transición línea de microcinta-coaxial	58
3.2.3	Arreglo en el plano H de 2 elementos PIFA alimentadas capacitivamente por sonda en forma de L.....	59
3.2.4	Antena Sectorial: Arreglo en el plano E de 4 radiadores rectangulares $\lambda/2$ alimentados capacitivamente por sonda en forma de L	63
3.3	RESULTADOS EXPERIMENTALES	73

3.4 ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS.....	86
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	90
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	92
BIBLIOGRAFÍA.....	94
ANEXO.....	95

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Antena Sectorial Modelo EMS FV70-13-XXXAL2	10
Tabla 2. Características Eléctricas del Diseño Final.....	89

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Configuración de una Red Celular	8
Figura 2. (a) Dipolos (b) Dipolo con paredes Reflectoras (c) Yagi.....	9
Figura 3. (a) Radiador Rectangular (b) Radiador de Anillo Circular.....	9
Figura 4. Formas de Radiadores Planares.....	11
Figura 5. Antenas Planares Alimentada por: (a) Coaxial (b) Línea de Microcinta.....	11
Figura 6. Regiones de Modelos Analíticos.....	14
Figura 7. Modelo de una antena planar con muros magnéticos.....	14
Figura 8. Radiador rectangular.....	16
Figura 9. Líneas de Campo Eléctrico en una Cavidad de $\lambda/2$	18
Figura 10. Patrón de Radiación de un Radiador Rectangular $\lambda/2$	22
Figura 11. Líneas de Campo Eléctrico en una Cavidad cortocircuitada en el centro. 25	
Figura 12. Patrón de Radiación de una PIFA	28
Figura 13. Alimentación por línea microcinta.....	30
Figura 14. Alimentación por coaxial.....	31
Figura 15. Alimentación por apertura.....	32
Figura 16. Acoplamiento Capacitivo.....	33

Figura 17. Alimentación por Sonda en Forma de L.....	34
Figura 18 Radiador de cuarta longitud de onda con alimentación en forma de L.	35
Figura 19. Esquema de medición de campo cercano.	41
Figura 20. Cámara para pruebas de Condiciones Ambientales.....	44
Figura 21. Cámara para Exposición a la Lluvia.....	45
Figura 22. Cámara para Exposición a la Salitre.....	45
Figura 23. Dimensiones de un radiador rectangular $\lambda/2$	48
Figura 24. Dimensiones de un radiador rectangular $\lambda/4$	49
Figura 25. PIFA alimentada capacitivamente. Vista de perfil	52
Figura 26. PIFA alimentada capacitivamente. Vista superior.....	52
Figura 27. Reducción del plato paralelo	55
Figura 28. PIFA con transición línea de microcinta-coaxial.....	58
Figura 29 Arreglo PIFA con alimentación por sonda en forma de L.....	59
Figura 30 Arreglo PIFA con alimentación por sonda en forma de L.Vista de Perfil. 60	
Figura 31. Arreglo de 4 radiadores rectangulares $\lambda/2$	64
Figura 32. Montaje Experimental PIFA.....	73
Figura 33. Montaje Experimental del Arreglo de 2 elementos PIFA.	82

ÍNDICE DE GRÁFICAS

Gráfica 1. Patrón de Radiación en el plano Acimutal de la Figura 26.....	53
Gráfica 2. Patrón de Radiación en el plano de Elevación de la Figura 27.....	54
Gráfica 3. Patrón de Radiación en el plano Acimutal de la Figura 27.....	56
Gráfica 4. Patrón de Radiación en el plano de Elevación de la Figura 27.....	57
Gráfica 5. Patrón de Radiación en el plano Acimutal de la estructura de la Figura 29.	61
Gráfica 6. Patrón de Radiación Simulado en el plano de Elevación de la Figura 29..	62
Gráfica 7. ROE Simulado de la Antena Sectorial.	65
Gráfica 8. Patrón de Radiación en el plano Acimutal para 806 MHz de la Figura 31.	67

Gráfica 9. Patrón de Radiación en el plano de Elevación para 806 MHz de la Figura 31.	68
Gráfica 10. Patrón de Radiación en el plano Acimutal para 850 MHz de la Figura 31.	69
Gráfica 11. Patrón de Radiación en el plano de Elevación para 850 MHz de la Figura 31.	70
Gráfica 12. Patrón de Radiación en el plano Acimutal para 896 MHz de la Figura 31.	71
Gráfica 13. Patrón de Radiación en el plano de Elevación para 896 MHz de la Figura 31.	72
Gráfica 14. ROE de la PIFA de la Figura 26	74
Gráfica 15. Error Relativo Porcentual del ROE Experimental Vs. Simulado de la Figura 26.	75
Gráfica 16. Patrón Experimental y Simulado en el plano Acimutal para $f = 850$ MHz.	76
Gráfica 17. Patrón Experimental y Simulado en el plano de Elevación para $f = 850$ MHz.	77
Gráfica 18. ROE de la PIFA de la Figura 27.	78
Gráfica 19. Error Relativo Porcentual del ROE Experimental Vs. Simulado de la Figura 27.	79
Gráfica 20. ROE de la PIFA con transición línea de microcinta-coaxial.	80
Gráfica 21. Error Relativo Porcentual del ROE Experimental Vs. Simulado de la Figura 28.	81
Gráfica 22. ROE del Arreglo con alimentación por sonda en forma de L.	83
Gráfica 23. Error Relativo Porcentual del ROE Experimental Vs. Simulado de la Figura 29.	84
Gráfica 24. Comparación del ROE Experimental de las diferentes configuraciones.	85

SIGLAS

CENDIT: Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones

CONATEL: Comisión Nacional de Telecomunicaciones

ETSI: European Telecommunication Standards Institute

IEC: International Electrotechnical Commission

IEEE: Institute of Electrical and Electronic Engineers

UCV: Universidad Central de Venezuela

ACRÓNIMOS

AMPS: Advanced Mobile Phone System

BTS: Base Transceiver Station

CDMA: Code division multiple access

GSM: Global System for Mobile Communications

IMT-2000: International Mobile Telecommunication 2000

MSC: Mobile Switching Center

PIFA: Planar Inverted F Antenna

PSTN: Public Switched Telephone Network

ROE: Relación de Ondas Estacionaria

TM: Transversal Magnético

UMTS: Universal Mobile Telecommunications System

INTRODUCCIÓN

Existen dos tipos básicos de antenas en las estaciones de radio bases usadas en los sistemas de telefonía: Antenas Omnidireccionales y Antenas Sectoriales. Las antenas Omnidireccionales son generalmente usadas para localidades donde no es requerida sectorización, por la baja cantidad de usuarios, típico ejemplo son las localidades rurales.

En las zonas urbanas y suburbanas, se usan Antenas Sectorizadas para soportar mayor capacidad de usuarios. Existen soluciones de hasta seis sectores, usadas cuando la capacidad es demasiado grande.

El rápido crecimiento de los estándares de comunicación, liderado por la gran demanda en el desarrollo de antenas, ha logrado que se apliquen técnicas simultáneamente en el diseño de antenas para reducir el tamaño de éstas, manteniendo el buen desempeño y con costos muy bajos.

La tecnología más usada es la de microcinta, la cual es una tecnología planar que permite guiar y radiar ondas electromagnéticas mediante estructuras impresas en un substrato dieléctrico totalmente metalizado por una de sus caras. En el caso de una antena de microcinta es una estructura resonante que consiste en un substrato dieléctrico intercalado entre conductor metálico y un plano de tierra.

CAPÍTULO I

1 OBJETIVOS DE LA TESIS

1.1 Antecedentes

La invención del concepto de la microcinta se ha atribuido a muchas fuentes y entre las primeras tenemos a Greig y Englemann en 1952 y a Deschamp en 1953 [1]. Lewin [1] consideró la naturaleza de la radiación de la línea de cinta, pero hubo poco interés debido a las pérdidas de radiación. En ese tiempo la emisión de la radiación indeseada de los nuevos circuitos de línea de cinta fue apreciada y posteriormente las dimensiones del dieléctrico y de la tira que conducía fueron reducidas para inhibir los efectos de la radiación, así creando la microcinta. Con la influencia del transistor se desarrollaron rápidamente estos circuitos impresos, el interés principal era probable el desarrollo de los filtros de microonda de bajo coste.

Pasaron 20 años antes de que la primera antena fuera fabricada, los desarrollos en la década de los 70's fueron acelerados por la disponibilidad de buenos sustratos con bajas pérdidas y atractivas propiedades térmicas y mecánicas, esta antena fue desarrollada por Howell y Munson [2].

Weirschel [3] desarrolló diferentes geometrías de microcinta para uso con arreglos cilíndricos en cohetes en banda S. El patrón de radiación de un radiador circular fue analizado y medido por Carver [4]. El primer análisis matemático de una amplia variedad de formas de microcinta fue publicado en 1977 por Lo [5], quien usó la técnica de análisis de expansión modal para analizar formas de radiadores rectangulares, circulares, semicirculares y triangulares.

En 1978, la tecnología planar era ampliamente conocida y usada en diversos sistemas de comunicaciones. Esto fue acompañado por el creciente interés de la comunidad teórica de mejorar los modelos matemáticos que se usaban para diseñar.

En Venezuela se ha usado esta tecnología en el departamento de Comunicaciones de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la U.C.V., siendo los pioneros en el país en el estudio de esta tecnología. En el año 2002, Arruebarrena R. [6] diseñó y construyó un arreglo de antenas microstrip en la banda L. En el año 2005, Jota W. [7] diseñó y construyó una antena planar en tecnología microstrip para la banda de 2,4 GHz.

1.2 Planteamiento del problema

En Venezuela existe la necesidad de desarrollar tecnología propia, para ello el CENDIT dentro de sus objetivos de contribuir con el fortalecimiento del área de las telecomunicaciones ha decidido diseñar el prototipo de antena sectorial en la banda de 800MHz, para que en un futuro sean utilizadas por las operadoras del país.

1.3 Justificación y Alcance

Las tecnologías de Telecomunicaciones e Informática viven un momento estelar en Venezuela. La creación reciente de un Ministerio específico para las Telecomunicaciones y la Informática le confiere un carácter estratégico a este sector de la economía, a la par de sectores como Energía y Petróleo, Industrias Básicas y Turismo. Asimismo, se avanza hacia una más adecuada coordinación de los esfuerzos en las áreas de las telecomunicaciones y las tecnologías de información, reconociendo el fenómeno de la convergencia de estas tecnologías.

Desde el Ministerio del Poder Popular para las Telecomunicaciones y la Informática se están dirigiendo una serie de nuevas iniciativas estratégicas entre las que destacan: la elaboración de un Plan Nacional de Telecomunicaciones e Informática 2007 – 2012, la consolidación de una nueva ley para ambos sectores, el desarrollo del satélite venezolano, etc. La toma de control de la principal empresa de telecomunicaciones del país, CANTV, por parte del Estado venezolano, abarca estos planes y estrategias.

Según CONATEL [8], durante el primer trimestre de 2007 se evidenció un crecimiento de 4,34% del número de suscriptores de telefonía celular en Venezuela, totalizando 19.604.430 suscriptores registrados, de los cuales se contabilizaron 814.964 nuevas líneas de telefonía celular en Venezuela, equivalente al 4,15% del total. A finales del primer trimestre de este año, Venezuela promedió 72 líneas de telefonía celular por cada cien habitantes, lo cual implicó un aumento de dos líneas por cada cien habitantes con relación a las 70 líneas por cada cien habitantes registradas durante el último trimestre del año pasado.

Según cifras suministradas por el Instituto Nacional de Estadísticas [9], en el año 2004 se obtuvo un 80,66% de crecimiento (de 7.781.808.349,00 a 14.058.332.856,00 Bs.) de las importaciones en el rubro antenas y reflectores de antena de cualquier tipo, respecto al año 2003. En el 2005 el crecimiento fue de 62,21% y para el 2006 fue de 131,99%, dando un promedio interanual de 91,62%, evidenciándose que en nuestro país las importaciones de antenas se manejan grandes cifras y es un mercado en crecimiento.

El CENDIT ayudará al fortalecimiento y crecimiento de las telecomunicaciones; enmarcado en sus objetivos de desarrollar prototipos, ofrecer a la industria de las telecomunicaciones soluciones técnicas, generar y procesar conocimiento, ayudar a proyectar la presencia internacional de Venezuela en materia de telecomunicaciones y en contribuir a la disminución de la dependencia tecnológica en materia de telecomunicaciones ha decidido desarrollar este proyecto.

1.4 Objetivo General

Diseñar un prototipo de Antena Sectorial para telefonía móvil basado en tecnología planar, que opere en la banda de 800 MHz.

1.5 Objetivos Específicos

- Estudiar los diferentes métodos numéricos que se utilizan para el diseño de antenas planas, y que permita a su vez evaluar los softwares de paquetes de antenas.

- Determinar el método más adecuado para el diseño,
- Aplicar el método seleccionado, para obtener el modelo matemático del prototipo de antena sectorial para telefonía móvil.
- Asegurar que las características de la antena sean compatibles con las operadoras de telefonía móvil del país, entre ellas tenemos: impedancia nominal, ROE, punto de alimentación externa, ganancia máxima por sector, polarización.

1.6 Metodología

1.- Investigación bibliográfica sobre teoría de antena, sobre normativas nacionales e internacionales, así como también de las normas de fabricación de antenas con aplicación a sistemas móviles.

2.- Investigación y aplicación de los métodos numéricos para el análisis y elaboración de modelos matemáticos de antenas.

3.- Simulación mediante software.

4.- Comparación y ajuste de los resultados, donde se pueda aplicar, de los modelos matemáticos y los de la simulación.

5.- Aplicación de normas y procedimientos para el diseño del prototipo.

CAPÍTULO II

2.1 SISTEMAS CELULARES

2.1.1 Descripción

El concepto de los sistemas celulares fue inventado por los Laboratorios Bell a finales de los 70 y el primer sistema de comunicaciones de voz analógica se introdujo en 1983 en EE.UU. La primera norma que se utilizó fue el Sistema de Teléfono Móvil Avanzado (AMPS) que se utilizó para el diseño de la primera generación analógica para teléfonos inalámbricos y los sistemas celulares. Estos sistemas usan la modulación de frecuencia para los servicios de voz y modulación digital de frecuencia (FSK) para los servicios de señalización. Utilizan dos bandas de frecuencias, una de subida (824-894 MHz) desde la estación base al móvil y una de bajada (869-894 MHz) del móvil a la estación base, cada canal tiene un ancho de banda de 30 KHz, los canales de subida y de bajada están separados 45 MHz.

La segunda generación de sistemas fueron diseñados para utilizar la transmisión digital, en contraste con los primeros sistemas analógicos. Entre los sistemas más usados se tienen al Sistema Móvil Global (GSM) y al sistema de Acceso Múltiple por División de Códigos (CDMA). Estos sistemas utilizan varias bandas: la banda de 800 MHz con un enlace de subida de 824-894 MHz desde la estación base al móvil y un enlace de bajada de 869-894 MHz del móvil a la estación base, cada canal tiene un ancho de banda de 30 KHz, los canales de subida y de bajada están separados 45 MHz; y la banda de 900 MHz tiene un enlace de subida de

890-915 MHz y uno de bajada de 935-960 MHz, cada canal tiene un ancho de banda de 200 KHz, y los enlaces están separados 45 MHz.

En la tercera generación (3G) de comunicaciones móviles, los sistemas se asocian bajo el nombre de Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles (UMTS) y las telecomunicaciones móviles internacionales (IMT-2000) operando en las siguientes bandas 1885-2025 MHz y 2110-2220. Estos sistemas deben proporcionar servicios avanzados de comunicaciones (video, sonido y datos) utilizando un único estándar, teniendo grandes capacidades de ancho de banda, por lo que tienen que trabajar en bandas superiores que los sistemas de primera y segunda generación.

2.1.2 Estaciones Bases (BTS)

Las redes de telefonía móvil se basan en el concepto de celdas, una celda es un término conocido como la zona que es atendida por el sistema de telefonía móvil. Cada célula contiene una estación base que se utiliza para comunicarse con los móviles en la celda (Figura 1). La comunicación se realiza mediante la transmisión y recepción de la señal en enlaces de radio de dos vías, un enlace de bajada y un enlace de subida. Cada estación base está conectada a un centro de conmutación móvil (MSC) que conecta las llamadas desde la estación base a los móviles en otras celdas o hacia una red pública de conmutación telefónica (PSTN).

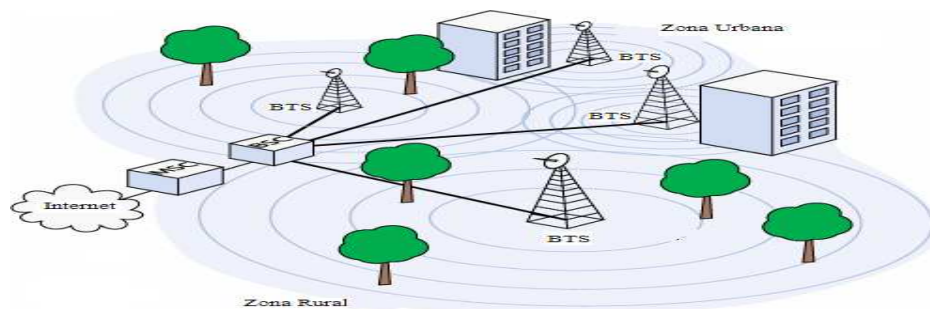


Figura 1. Configuración de una Red Celular

Típicamente, en zonas urbanas muy pobladas, hay celdas con un radio de unos cientos de metros mientras que en zonas rurales hay celdas enormes de hasta 30 kilómetros que proporcionan cobertura.

2.1.3 Antenas para Estaciones Bases

Las antenas de las estaciones bases se pueden dividir por su cobertura en: (a) omnidireccionales, este tipo de antena radia potencia en todas las direcciones y se usan en zonas rurales, un ejemplo de este tipo de antena son los dipolos; y (b) las antenas sectoriales, que usualmente tienen una ganancia mayor que las antenas omnidireccionales, ya que concentran la potencia en una dirección específica, se utilizan en las zonas urbanas para manejar la mayor cantidad de tráfico que sea posible.

Las primeras antenas utilizadas para estaciones bases eran simples dipolos, dipolo rodeados por paredes reflectoras y antenas tipo Yagi (Figura 2). En la actualidad se utilizan antenas tipo panel hechas con: dipolos, elementos rectangulares elementos circulares o con elementos en forma de anillo circular (Figura 3); algunas de ellas basadas en tecnología planar.



Figura 2. (a) Dipolos (b) Dipolo con paredes Reflectoras (c) Yagi.



Figura 3. (a) Radiador Rectangular (b) Radiador de Anillo Circular.

Las razones para que en la actualidad se utilicen antenas tipo panel son las siguientes: presentan menor superficie de resistencia al viento que los convencionales reflectores, ocupan menos espacios, y son más livianas.

2.1.4 Sistemas Celulares en Venezuela

En nuestro país en los actuales momentos, las operadoras de telefonía móvil cuentan con “*sistemas celulares de tecnología 2.5G*”, que es una transición entre la segunda y tercera generación de sistemas celulares, la razón es que la tecnología 2.5G es más rápida y más económica de actualizar hacia la tercera generación. Las bandas de frecuencias que usan las operadoras en Venezuela son las de 800 MHz y 900 MHz, en Julio de 2007 se inició la oferta de las bandas 1800 MHz y 1900 MHz para servicios de telefonía móvil. En las estaciones bases se utilizan configuraciones de 3 y 6 sectores, con antenas sectoriales tipos paneles, un ejemplo de las características de una antena utilizada en Venezuela se presenta en la Tabla 1

Tabla 1. Antena Sectorial Modelo EMS FV70-13-XXXAL2

	Vertical Polarization 806 MHz - 896 MHz
Electrical Specifications	
Azimuth Beamwidth	70°
Elevation Beamwidth	12°
Elevation Sidelobes (Upper)	≥ 18 dB
Gain	12.8 dBd (14.9 dBi)
Polarization	Linear, Vertical
Front-to-Back Ratio	≥ 26 dB
Electrical Downtilt Options	0°, 5°, 10°
VSWR	1.35:1 Max
Connectors	1; Type N or 7-16 DIN (female)
Power Handling	500 Watts CW
Passive Intermodulation	≤ -150 dBc [2 x 20W (+ 43 dBm)]
Lightning Protection	Chassis Ground
 Mechanical Specifications	
Dimensions (L x W x D)	72 in x 12 in x 7 in (182.9 cm x 30.5 cm x 17.8 cm)
Rated Wind Velocity	130 mph (209 kph)
Equivalent Flat Plate Area	6 ft² (.56 m²)
Front Wind Load @ 100 mph (161 kph)	177 lbs (786 N)
Side Wind Load @ 100 mph (161 kph)	103 lbs (457 N)
Weight (Without Mounting Kit)	25.5 lbs (11.6 kg)

2.2 FUNDAMENTOS DE LAS ANTENAS PLANARES

2.2.1 Descripción

Existen diferentes tipos de antenas planares (Figura 4) rectangulares, cuadradas, circulares, elípticas, triangulares, y de anillos circulares; su característica común es que están hechas por las siguientes partes (Figura 5): una placa metálica que es el radiador; un sustrato dieléctrico; un plano de tierra, cuyas dimensiones son mayores que el radiador, y un alimentador, que suministra la potencia de RF.

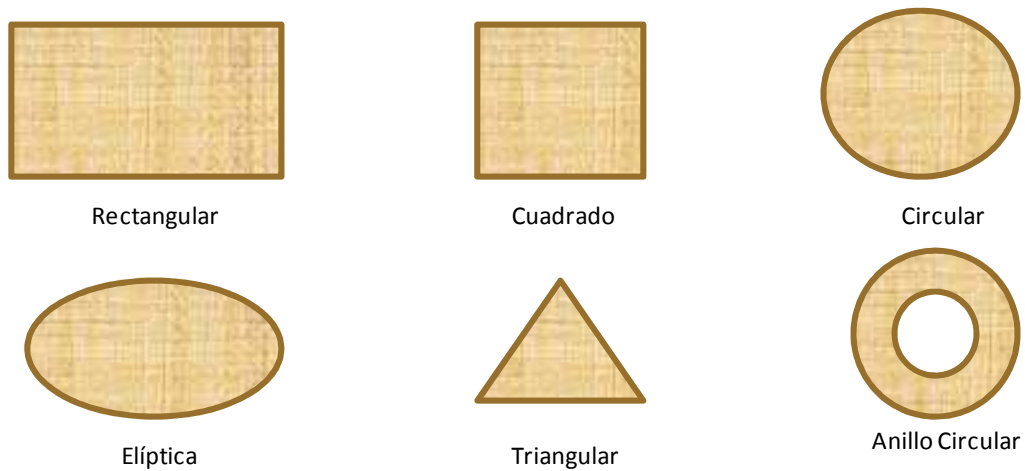


Figura 4. Formas de Radiadores Planares.

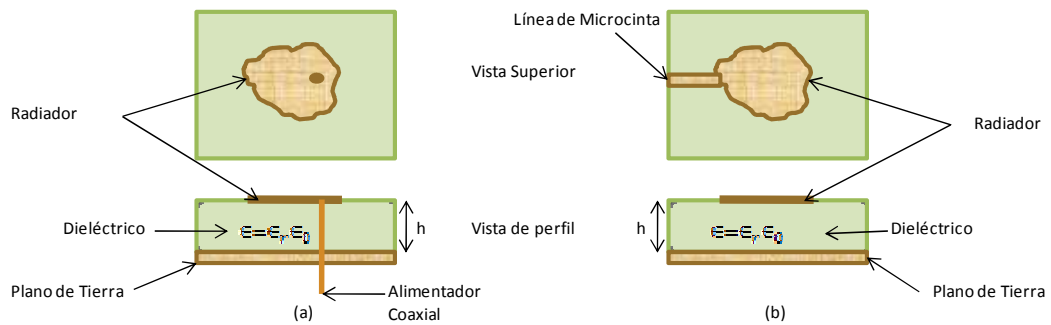


Figura 5. Antenas Planares Alimentada por: (a) Coaxial (b) Línea de Microcinta.

Las antenas planares tienen las siguientes ventajas:

- Son antenas de dimensiones y peso reducidos.
- Son fáciles y económicas de fabricar en grandes cantidades, utilizando las técnicas modernas de elaboración de circuitos impresos.
- Al montar en una superficie rígida son mecánicamente robustas.
- Fácil integración en antenas inteligentes.

Estas ventajas sobrepasan a los inconvenientes que puedan presentarse:

- Ancho de banda estrecho;
- Baja Ganancia;
- Pérdidas óhmicas en la red de alimentación;
- Radiaciones espurias debido a la red de alimentación.

Existen maneras de minimizar el efecto de algunos estos inconvenientes. Por ejemplo, el ancho de banda se puede incrementar aumentando la altura del sustrato y también utilizando técnicas especiales de alimentación; y la baja ganancia se puede superar configurando un arreglo.

2.2.2 Modelos Analíticos para Antenas Planares

El análisis de antenas planares es complicado debido la presencia de dieléctricos no-homogéneos, condiciones de fronteras no-homogéneas, diversidad de alimentadores, formas de radiadores, y diferentes configuraciones. Los modelos analíticos son importantes, por varias razones:

- Provee un entendimiento de los principios de operación que podría ser usado para un nuevo diseño, para modificaciones de un diseño existente y para el desarrollo de una nueva configuración de antena.

- Se utilizan para determinar las ventajas así como las limitaciones de una antena.
- Reducen el número de intentos en el ciclo del proceso de diseño.

Entre la complejidad del método y la exactitud de la solución, se alcanza un balance comprometiéndose algunas características. El modelo resultante se dice que es bueno si:

- Puede ser usado para calcular la impedancia y las características de radiación de la antena.
- Los resultados tienen confiabilidad.
- Permite interpretar por sí mismo los fenómenos físicos.

Los modelos analíticos más utilizados para determinar las características de las antenas planares son: (a) el modelo de línea de transmisión, (b) el modelo de cavidad y (c) el modelo de redes multipuertos. Análisis exactos basados en ecuaciones integrales tipo Sommerfeld, y la solución de las ecuaciones de Maxwell son más confiables, pero son muy laboriosos en cuanto al manejo matemático.

En los métodos o modelos analíticos, los campos asociados a la antena se dividen en (Figura 6): (a) una región interna que está formada por el radiador, el plano de tierra y por la periferia de los dos elementos anteriores, los campos en esta región se modelan como secciones de líneas de transmisión o como cavidades; y (b) una región externa que es el resto del espacio, los campos en esta región comprenden la radiación, las ondas superficiales y los efectos del desbordamiento de los campos en los bordes de las superficies de la antena y son descritos como dimensiones equivalentes de la antena y pérdidas tangenciales de dieléctrico.

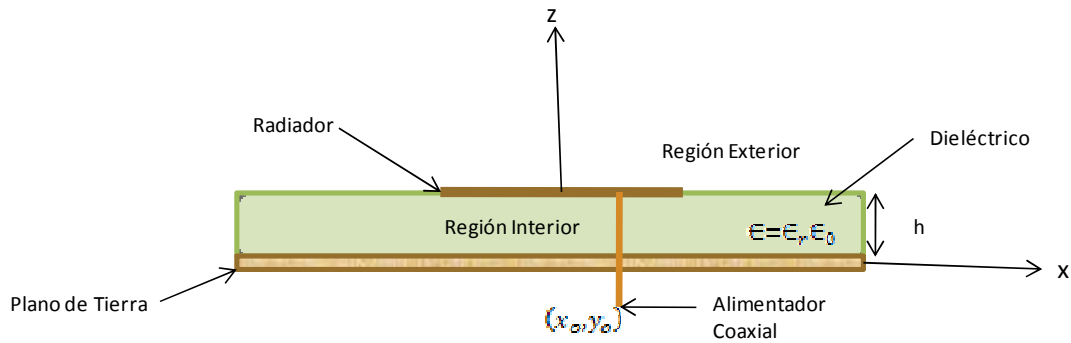


Figura 6. Regiones de Modelos Analíticos.

El modelo de cavidad produce buenos resultados para ser una aproximación, da un mejor entendimiento de la operación física de la antena y permite una mejor manipulación de los parámetros del diseño comparado con el modelo de transmisión, es por esto que la estimación preliminar del diseño se va a realizar basado en este modelo.

2.2.3 Generalidades del Modelo de Cavidad

Se asume que el radiador es un conductor perfecto, colocado en un sustrato con permitividad relativa ϵ_r de espesor h asumido pequeño comparado a la longitud de la onda en el sustrato, con muros magnéticos en la periferia del radiador (Figura 7).

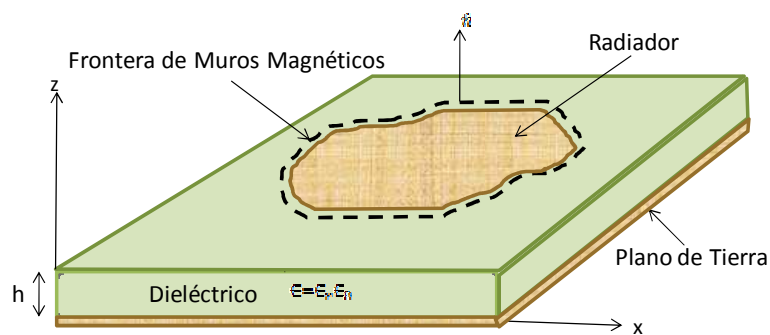


Figura 7. Modelo de una antena planar con muros magnéticos.

El modelo de cavidad está basado en el siguiente modelo físico:

- El campo eléctrico está localizado principalmente entre el radiador y el plano de tierra.
- La radiación es causada al desbordamiento de los campos electromagnéticos de la cavidad por los muros laterales.

El pequeño espesor de h del sustrato permite asumir las siguientes aproximaciones:

- Los muros magnéticos ideales permite una expansión modal simple en términos de una combinación de autofunciones.
- El campo eléctrico \vec{E} en la cavidad es paralelo a la dirección z , dada la condición que la corriente de excitación \vec{J}_e es constante (esta es una restricción que limita la validez del modelo para sustratos que son delgados comparados con la longitud de onda).
- El campo eléctrico E_z dentro de la cavidad, así como también las autofunciones, son independientes de z .

Debido a la aproximación de una cavidad ideal, las autofunciones están determinadas y son ortogonales, y el campo total excitado por la alimentación puede ser expandido en términos de estas funciones. Además, los autovalores son todos números reales independientes de las pérdidas tangenciales de los dieléctricos

Los campos exteriores de la cavidad determinan las características de radiación del radiador. Los campos interiores son usados para determinar la impedancia de la antena y las corrientes responsables de la radiación.

El modelo de cavidad se puede aplicar en general para formas de radiadores donde los campos en la región interna se puedan expresar con autofunciones, en particular en las próximas secciones se analizarán a dos tipos de antenas: al radiador rectangular de $\lambda/2$ y a un radiador de $\lambda/4$.

2.2.4 Aplicación a un Radiador Rectangular $\lambda/2$

En un radiador rectangular de longitud L y ancho W sobre un plano de tierra con un dieléctrico delgado de altura h y de constante dieléctrica ϵ_r (Figura 8), la distribución de campos puede ser descrito por modos TM en la dirección de z , como resultado de esto, existe solo tres componentes de campos E_z, H_x , y H_y . El campo eléctrico \vec{E} debe satisfacer la ecuación de onda

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} - k^2 \vec{E} = -i\omega\mu_0 \vec{J} \quad (1)$$

ó

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + k^2 E_z = i\omega\mu_0 J_z \quad (2)$$

donde $k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r$ y J_z es la densidad de corriente de excitación

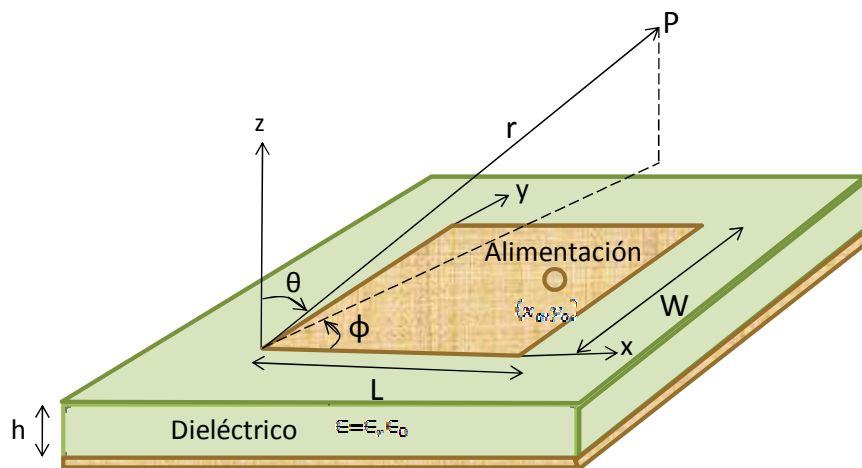


Figura 8. Radiador rectangular.

En la cavidad del radiador, el campo eléctrico se expresa en términos de varios modos como [2, pág. 260]

$$E_z(x, y) = i\omega\mu_0 I_0 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}(x, y)\psi_{mn}(x_0, y_0)}{k^2 - k_{mn}^2} G_{mn} \quad (3)$$

$$\psi_{mn}(x, y) = \sqrt{\frac{\epsilon_m \epsilon_n}{LW}} \cos(k_m x) \cos(k_n y) \quad (4)$$

$$m, n = 0, 1, 2, \dots, p, \dots$$

$$\epsilon_p = \begin{cases} 1 & p = 0 \\ 2 & p \neq 0 \end{cases}$$

$$k_m = \frac{m\pi}{L} \quad ; \quad k_n = \frac{n\pi}{W} \quad (5)$$

$$k_{mn}^2 = k_m^2 + k_n^2$$

Esta expresión permite obtener las expresiones para la impedancia de entrada y la densidad de corriente en la superficie del radiador.

De (3), se pueden deducir las siguientes consideraciones para el modo fundamental de propagación TM_{10} (Figura 9).

El campo eléctrico dentro de la cavidad presenta máximos en los bordes radiantes en la dirección x, con un mínimo en el centro.

- La longitud del radiador L determina la frecuencia de resonancia.

$$L = \frac{c}{2f_{10}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (6)$$

- El ancho del radiador W tiene un efecto despreciable en la frecuencia de resonancia. Seleccionando el ancho del radiador W de mayor dimensión que la longitud L , la frecuencia de resonancia no presenta modos indeseados, pero como se verá en la sección 2.2.6 afecta la impedancia de entrada.

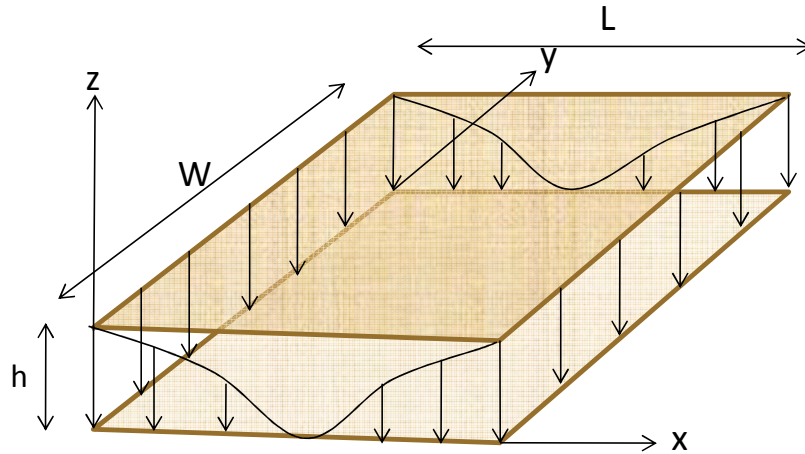


Figura 9. Líneas de Campo Eléctrico en una Cavidad de $\lambda/2$

2.2.5 Longitud, Ancho y Permitividad Efectiva

En el modelo de cavidad se coloca una frontera de muros magnéticos perfectos en los bordes del radiador para formar una cavidad cerrada. Para explicar la fuga de los campos, se usa la longitud efectiva del radiador como [10,pág.232]:

$$L_e = L + 2\Delta L \quad (7)$$

$$\Delta L = 0,412 \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,813\right)} \quad (8)$$

donde ΔL es una extensión de los bordes, esta extensión es elegida para producir la correcta frecuencia de resonancia para el modo dominante en la cavidad del radiador.

La frecuencia de resonancia del modo dominante en la cavidad f_o está relacionada con la longitud efectiva del radiador por

$$f_{10} = \frac{c}{2L_e\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (9)$$

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (10)$$

donde,

c = es la velocidad de la luz

ϵ_{ref} = es la permitividad relativa efectiva del sustrato

De igual manera se define el ancho efectivo del radiador como [10,pág.225],

$$W_e = W + 2\Delta W \quad (11)$$

$$\Delta W \approx \frac{h}{\pi} \ln 4 \quad (12)$$

2.2.6 Impedancia de Entrada para un Radiador Rectangular $\lambda/2$

La impedancia de entrada asumiendo estado cuasiestático, está dado por [2,pág. 261]:

$$Z_{ent} = i\omega\mu_o \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}^2(x_o, y_o)}{k_o^2 \epsilon_{re} (1 - i\delta_{ef}) - k_{mn}^2} \quad (13)$$

El efecto de las pérdidas en el conductor, pérdidas en el dieléctrico y el efecto de radiación, respectivamente, han sido incluidos en la impedancia definiendo la pérdida tangencial efectiva

$$\delta_{ef} = tg\delta + h\sqrt{\pi f \mu_o \sigma} + \frac{P_{rad}}{2\pi f W_T} \quad (14)$$

donde, $tg\delta$ es la perdida tangencial del dieléctrico

h es la altura del dieléctrico

f es la frecuencia de resonancia

μ_o es la permeabilidad del vacío

σ es la conductividad del metal

P_{rad} es la potencia radiada por la antena

y W_T es la energía almacenada en la cavidad.

Analizando la ecuación (13), se tiene que después de haber seleccionado la longitud L en la frecuencia de resonancia, el ancho W se utiliza para ajustar el valor de la impedancia de entrada. Cuando se aumenta la dimensión W la impedancia de entrada de la antena disminuye y al disminuir el tamaño se incrementa el valor de la impedancia de entrada.

2.2.7 Patrón de Radiación para un Radiador Rectangular $\lambda/2$

El patrón de radiación (Figura 10) está dado para [2, págs. 166-168]

$$\phi = 0$$

$$E_{\phi} = 0$$

$$|E_{\theta}|^2 = \left(\frac{\eta_o V_o \sqrt{\epsilon_r}}{2\pi r Z_o} \right)^2 \frac{\cos^2 \left(\frac{k_o L \sin \theta}{2} \right)}{(\epsilon_r - \sin^2 \theta)^2} * \quad (15)$$

$$\frac{(\epsilon_r - \sin^2 \theta) \cos^2 \theta}{(\epsilon_r - \sin^2 \theta) + \epsilon_r^2 \cos^2 \theta \cot^2 (k_o h \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta})}$$

donde

η_o = es la impedancia del espacio libre

V_o = es el voltaje de RF en el punto de alimentación

Z_o = es la impedancia en el punto de alimentación

r = es la distancia en coordenadas esféricas desde la fuente al observador

$$\phi = 90$$

$$E_{\theta} = 0$$

$$|E_{\phi}|^2 = \left(\frac{\eta_o V_o \sqrt{\epsilon_r}}{2\pi r Z_o} \right)^2 \frac{\cos^2 \theta}{(\epsilon_r - \sin^2 \theta) \cot^2 (k_o h \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}) + \cos^2 \theta} * \quad (16)$$

$$\text{sinc}^2 \left(\frac{W k_o \sin \theta}{2} \right)$$

Analizando estas ecuaciones, se puede deducir que una longitud L grande (comparada a la longitud de onda) incrementa la potencia de radiación, y el ancho W tiene influencia en las características de cros polarización.

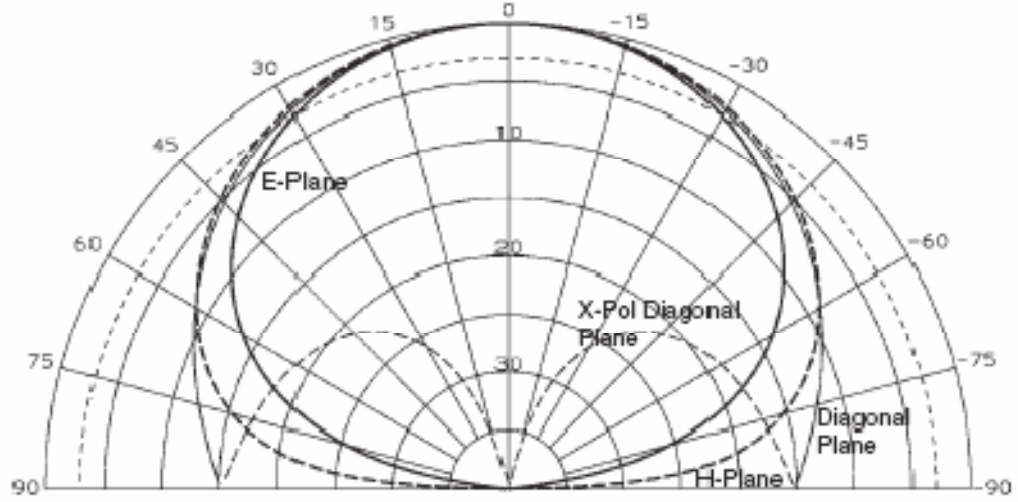


Figura 10. Patrón de Radiación de un Radiador Rectangular $\lambda/2$ [2]

2.2.8 Efecto del dieléctrico en el patrón de Radiación

El efecto del dieléctrico en las propiedades radiativas, se determina analizando el patrón de radiación para un elemento Hertziano [11].

$$E_{\phi}(r, \theta, \phi) = \text{sen}\phi \left(\frac{i\omega\mu_0}{4\pi r} \right) e^{-ik_0 r} F(\theta) \quad (17)$$

$$E_{\theta}(r, \theta, \phi) = -\text{cos}\phi \left(\frac{i\omega\mu_0}{2\pi r} \right) e^{-ik_0 r} G(\theta) \quad (18)$$

donde

$$F(\theta) = \frac{2 \text{tg}(k_0 h \sqrt{\epsilon_r - \text{sen}^2 \theta})}{\text{tg}(k_0 h \sqrt{\epsilon_r - \text{sen}^2 \theta}) - i \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_r - \text{sen}^2 \theta}} \text{sec}\theta} \quad (19)$$

$$G(\theta) = \frac{2 \text{tg}(k_0 h \sqrt{\epsilon_r - \text{sen}^2 \theta}) \text{cos}\theta}{\text{tg}(k_0 h \sqrt{\epsilon_r - \text{sen}^2 \theta}) - i \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_r - \text{sen}^2 \theta}} \text{cos}\theta} \quad (20)$$

A partir de estas ecuaciones se observa que la magnitud del patrón de radiación es inversamente proporcional al valor de la constante dieléctrica del sustrato.

2.2.9 Directividad

La directividad es una medida de direccionalidad de una antena comparada a un radiador isótropo, y está definida como la relación de la densidad de potencia en una dirección y la densidad de potencia promedio radiada y se expresa

$$D = \frac{\frac{1}{2} \operatorname{Re}(E_{\theta} H_{\phi}^* - E_{\phi} H_{\theta}^*)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad (21)$$

Una expresión aproximada para la directividad se presenta como [10,pág.264]

$$D = \frac{\eta_o}{40\pi p c_1} \left[\frac{\operatorname{tg} c^2(k_o h \sqrt{\epsilon_r})}{\frac{1}{\epsilon_r} \operatorname{tg}^2(k_o h \sqrt{\epsilon_r}) + 1} \right] \quad (22)$$

$$\operatorname{tgc}(x) = \frac{\operatorname{tg}(x)}{x}$$

donde, p es la relación de potencia radiada por el elemento rectangular con la potencia radiada por un elemento Hertziano de mismo momento dipolar [2, pág. 284]

$$p = 1 - \frac{0.16605}{20} (k_o W_e)^2 + \frac{3 * 0.00761}{560} (k_o W_e)^4 - \frac{0.09142}{10} (k_o L_e)^2 \quad (23)$$

c_1 es una constante que depende solo del dieléctrico

$$c_1 = 1 - \frac{1}{\epsilon_r^2} + \frac{2/5}{\epsilon_r^4}$$

2.2.10 Arreglos de Antenas

Muchas aplicaciones requieren características de radiación que sólo pueden lograrse si un número de elementos radiantes están organizados en una geometría de modo que se obtenga el patrón de radiación deseado. La configuración de esos elementos se llama arreglo, y se utiliza principalmente para lograr un patrón de radiación en una determinada dirección o direcciones.

Los elementos de un arreglo pueden ser distribuidos espacialmente para formar un arreglo lineal, planar o volumétrico. Un arreglo lineal está formado por elementos localizados a una distancia finita a lo largo de una línea recta, un arreglo planar tiene los elementos distribuidos en un plano y en el volumétrico los elementos están distribuidos en tres dimensiones.

Los arreglos de antenas se utilizan en las estaciones bases para crear patrones que abarcan sólo la zona deseada. Estas antenas, están por lo general compuestas de 4 a 12 elementos, las cuales son referidas en los sistemas celulares como sectoriales o antenas direccionales.

2.2.11 Ancho de Banda

Existe usualmente una red de acoplamiento entre los elementos radiantes de la antena y su puerto de entrada. El ancho de banda, es el rango de frecuencias donde la relación de ondas estacionarias ROE es menor que un valor específico, típicamente 1.5:1 para los sistemas de telefonía móvil.

$$AB = \frac{ROE - 1}{Q\sqrt{ROE}} \times 100 \quad (24)$$

2.2.12 Aplicación a un Radiador Rectangular $\lambda/4$ (PIFA)

Debido a que el campo eléctrico es cero en la mitad de un radiador de media longitud de onda, un muro eléctrico puede ser colocado sin perturbar la distribución de campo eléctrico en la cavidad (Figura 11), con esta condición una mitad puede ser descartada, conservando la frecuencia de resonancia del diseño.

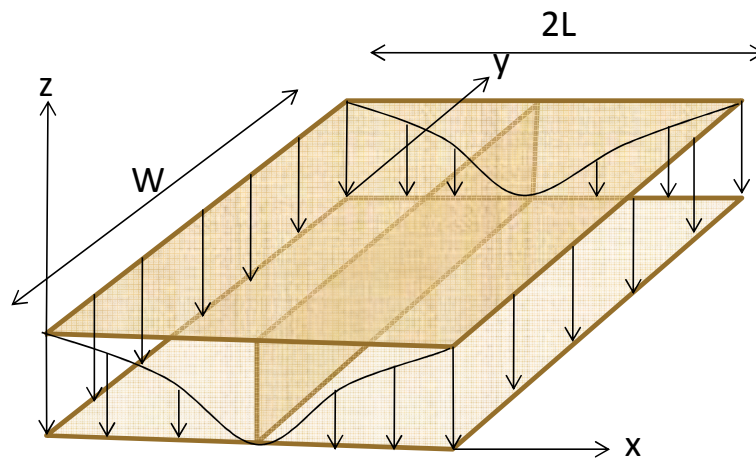


Figura 11. Líneas de Campo Eléctrico en una Cavidad cortocircuitada en el centro.

Las condiciones de fronteras para esta configuración, son las siguientes:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial E_z}{\partial x} \right|_{x=0} &= 0 & E_z \Big|_{x=L} &= 0 \\ \left. \frac{\partial E_z}{\partial y} \right|_{y=0} &= 0 & \left. \frac{\partial E_z}{\partial y} \right|_{x=W} &= 0 \end{aligned} \quad (25)$$

Con estas condiciones se obtiene un radiador de una cuarta longitud de onda, debido a que la distancia entre el borde radiante y el muro eléctrico es $\lambda/4$, la distribución de campo eléctrico entre el radiador y el plano de tierra para el modo fundamental TM_{10} se puede escribir como

$$\vec{E} = E_o \cos\left(\frac{\pi x}{2L}\right) \hat{e}_z \quad (26)$$

La frecuencia de resonancia del modo dominante en la cavidad f_{10} está relacionada con la longitud efectiva del radiador por

$$f_{10} = \frac{c}{4L_e \sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (27)$$

El radiador de cuarta longitud tiene un borde radiante comparado a los dos del radiador de media onda, esta diferencia física es responsable de todas las diferencias en las características de las antenas:

- El patrón del plano E de un radiador de cuarta longitud es más ancho, debido a que solo se tiene un borde radiante.
- La energía almacenada en un radiador de cuarta longitud de onda es la mitad de un radiador de media longitud de onda debido a la

identica distribución de los campos sobre la mitad del area. El ancho de banda es similar para ambos tipos de antenas.

- El campo eléctrico dominante E_z es cero en el plano de cortocircuito y es considerablemente grande en el borde opuesto para una PIFA, obteniéndose una distribución de campos no-uniforme perpendicular a la superficie; para un radiador de media longitud de onda se obtiene una distribución uniforme de campos.

Debido a que la geometría es derivada de un radiador de media onda, sus características pueden ser deducidas fácilmente, el factor de relación de potencia radiada por un elemento rectangular $\lambda/4$ respecto a la potencia radiada por un elemento Hertziano de mismo momento dipolar (factor p) se deduce en el Anexo A.

2.2.13 Patrón de Radiación para una PIFA

Las componentes de campo lejano del campo eléctrico (Figura 12) para un radiador de cuarta longitud de onda están dados por [2, págs.310-311]

$$E_{\theta}(r, \theta) = -ik_o V_o W \frac{e^{-ik_o r}}{2\pi r} \text{senc} \left(\frac{k_o h \text{sen}\theta}{2} \right) \quad \phi = 0^\circ \quad (28)$$

$$E_{\phi}(r, \theta) = 0 \quad \phi = 0^\circ$$

$$E_{\theta}(r, \theta) = -iV_o \frac{k_o L}{\pi} \frac{e^{-ik_o r}}{2\pi r} F_h(\theta) \quad \phi = 90^\circ \quad (29)$$

$$F_h(\theta) = \text{senc} \left(\frac{k_o W \text{sen}\theta}{2} \right)$$

$$E_{\phi}(r, \theta, \phi) = -iV_o \frac{k_o L e^{-ik_o r}}{\pi} \frac{1}{2\pi r} F_H(\theta) \quad \phi = 90^\circ \quad (30)$$

$$F_H(\theta) = \text{senc} \left(\frac{k_o W \text{sen} \theta}{2} \right) \cos \theta$$

De estas expresiones se puede señalar, que en un radiador de cuarta longitud de onda existe mayor contribución del ancho W en la cros polarización, y al aumentar esta dimensión, mayor será la cros polarización.

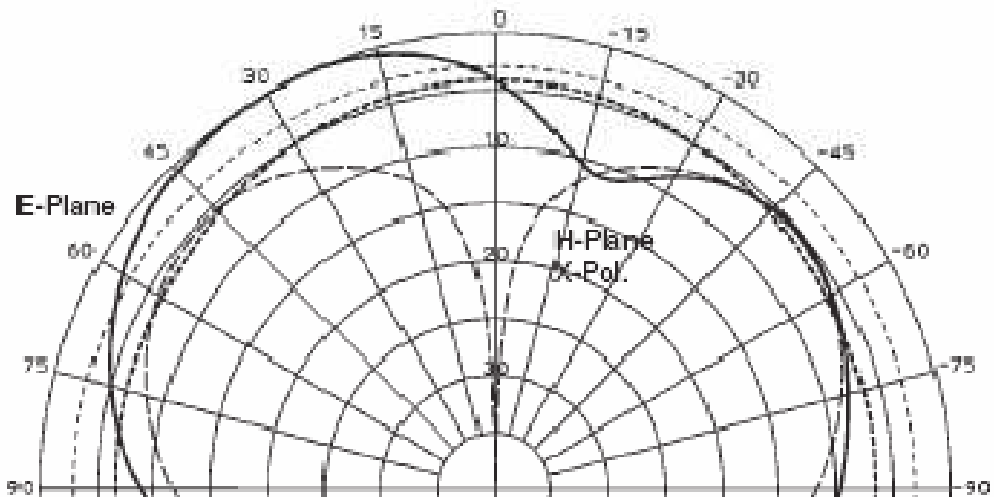


Figura 12. Patrón de Radiación de una PIFA [2]

En el patrón de radiación, se presenta el mínimo en el borde del plano de cortocircuito y el máximo valor en el lado opuesto. Cuando la relación W/L disminuye, el máximo del patrón de radiación tiende a dirigirse hacia la dirección perpendicular a superficie.

La directividad para un radiador $\lambda/4$ está dado por la siguiente expresión

$$D = \frac{\eta_o}{80\pi p c_1} \left[\frac{t g c^2(k_o h \sqrt{\epsilon_r})}{\frac{1}{\epsilon_r} t g^2(k_o h \sqrt{\epsilon_r}) + 1} \right] \quad (31)$$

donde la relación de la potencia radiada respecto a la potencia radiada por un elemento Hertziano con equivalente momento m_{eq}

$$p \approx 1 - 0,00835(k_o W_e)^2 \quad (32)$$

2.3 TÉCNICAS DE ALIMENTACIÓN DE ANTENAS PLANARES

Las técnicas de alimentación influyen en la impedancia de entrada, y son también utilizadas para propósitos de acoplamiento. La eficiencia de la antena depende de la transferencia de potencia a los elementos radiantes, es por esto que las técnicas de alimentación juegan un rol vital en el proceso de diseño. Las técnicas más populares de alimentación son discutidas a continuación.

2.3.1 Alimentación por línea Microcinta

Este tipo de alimentación son fáciles de fabricar cuando la línea de alimentación y los elementos radiantes se encuentran en el mismo sustrato (Figura 13). El acoplamiento de impedancias con esta técnica es más simple comparado a otros métodos.

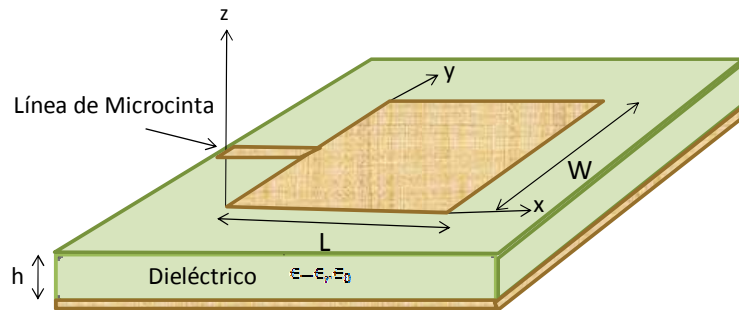


Figura 13. Alimentación por línea microcinta.

A pesar de que tiene baja radiación espuria, a menudo la radiación de la línea de alimentación incrementa los niveles de cros polarización. También, el espesor de los sustratos asociados con estas antenas introducen ondas superficiales que deterioran el comportamiento de la antena. En rango de microondas, el tamaño de la línea de alimentación es comparable al tamaño del radiador, conduciendo a un aumento de la radiación indeseada.

2.3.2 Alimentación Coaxial

En la alimentación por coaxial o por sonda, el conductor interno de un conector coaxial es soldado al radiador (Figura 14). La principal ventaja de esta alimentación es que puede ser colocado en cualquier lugar deseado dentro del radiador para acoplarlo con su impedancia de entrada; otra ventaja es que presenta baja radiación espuria. Las desventajas de la alimentación coaxial son: la necesidad de abrir un hueco en el sustrato para conectarlo al radiador, lo cual introduce un efecto inductivo que puede sacar de resonancia a la antena al aumentar la altura del sustrato, y que presenta un ancho de banda estrecho.

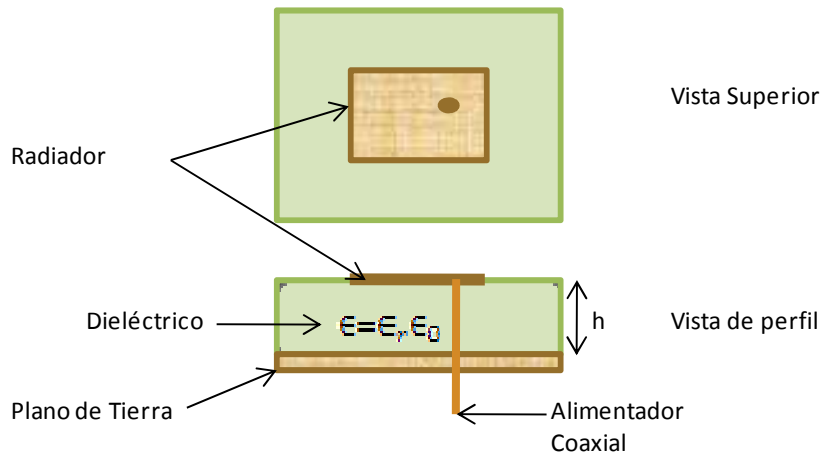


Figura 14. Alimentación por coaxial.

2.3.3 Acoplamiento por Apertura

Este es un método indirecto de alimentación, donde los campos electromagnéticos son acoplados de la línea de alimentación microcinta al radiador a través de una apertura electricamente pequeña hecha en el plano de tierra (Figura 15).

La apertura de acoplamiento es usualmente centrada debajo del radiador, conduciendo a una disminución de la polarización cruzada debido a la simetría de la configuración. La forma, el tamaño, y la localización de la apertura determinan la cantidad de acoplamiento de la línea al radiador, esto puede aumentar el ancho de banda.

La ventaja de esta técnica de alimentación es que el radiador está protegido de la estructura de alimentación por el plano de tierra. Sin embargo, el proceso de fabricación de esta clase de antena es difícil y puede deteriorarse fácilmente sus características debido a pequeños errores de alineamiento de las diferentes capas.

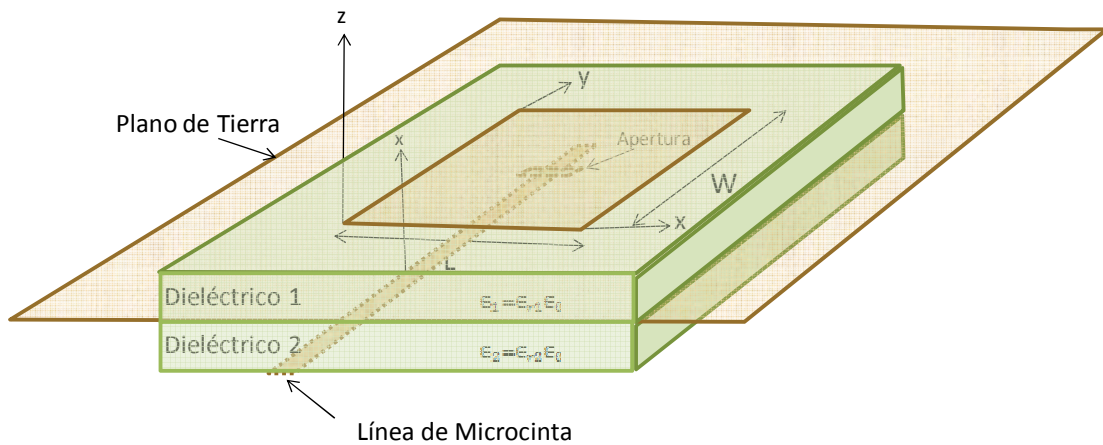


Figura 15. Alimentación por apertura.

2.3.4 Acoplamiento Capacitivo

La alimentación capacitiva es construida terminando el conductor interno de un coaxial en un plato conductor paralelo al radiador (Figura 16). La principal ventaja de esta técnica es que permite ajustar la impedancia de entrada modificando la altura y las dimensiones del plato paralelo, eliminando la componente inductiva que introduce un conductor colocado entre el radiador y el plano de tierra. Otra ventaja es el aumento del ancho de banda debido al decremento de la reactancia de entrada y la reducción del factor de calidad Q , cuando se usan sustratos gruesos.

La principal desventaja es que debido a la alta complejidad de la estructura radiante, se tienen que utilizar ecuaciones integro-diferenciales para analizar de una manera formal y con precisión a estas estructuras.

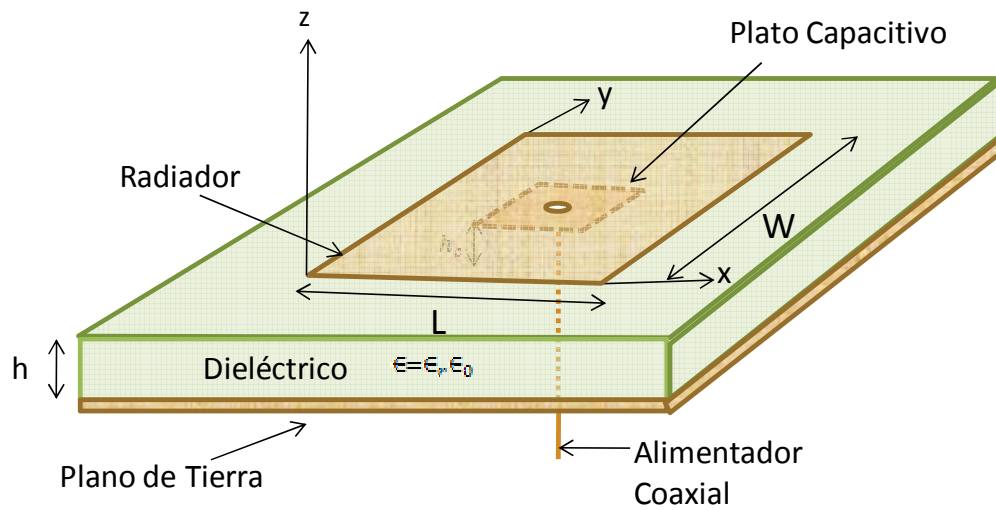


Figura 16. Acoplamiento Capacitivo.

2.3.5 Alimentación por Sonda en forma de L

En esta técnica, el alimentador se dobla en L (Figura 17), presentándose de igual manera un acoplamiento capacitivo, con las ventajas de que su construcción es de mayor simplicidad que la alimentación con platos paralelos y además se elimina la transición de coaxial a líneas de microcinta. El ajuste de la impedancia de entrada se logra modificando la altura de la sección vertical del alimentador y la longitud de la sección vertical.

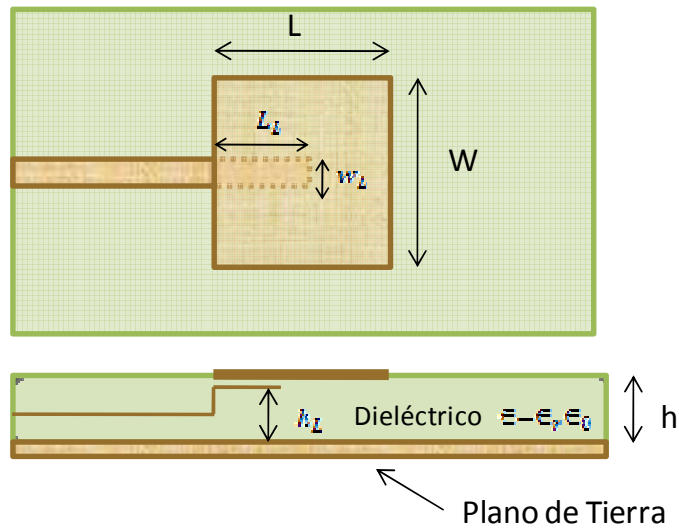


Figura 17. Alimentación por Sonda en Forma de L.

En el diseño de la Figura 17 [15], se ha utilizado un radiador rectangular planar colocado a una altura de $0,1\lambda$ en un sustrato de goma espuma de $\epsilon_r = 1.07$, en este modelo se obtuvo un ancho de banda de 56.76% ($ROE \leq 2$).

Un radiador de $\lambda/4$ (Figura 18) con alimentación en forma de L [16] ha sido propuesto, utilizando un sustrato de goma espuma de $0,1\lambda$ de espesor se obtuvo un ancho de banda de 39% ($ROE \leq 2$). En este diseño la sonda en forma de L introduce una compensación del valor alto de la inductancia introducida por el tamaño de la sonda en el sustrato de goma espuma, acoplando la antena sobre un rango de frecuencia grande.

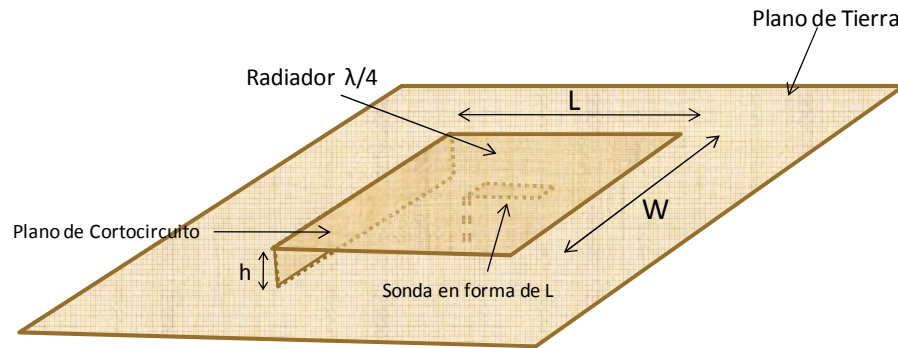


Figura 18 Radiador de cuarta longitud de onda con alimentación en forma de L.

2.4 TÉCNICAS DE MEJORAMIENTO DE ANCHO DE BANDA

La principal limitación que presentan las antenas planares es el ancho de banda estrecho. Esta limitante se puede reducir con el uso de una o varias técnicas al mismo tiempo, a continuación se describen algunas de las más usadas.

2.4.1 Parámetros del sustrato y dimensiones del radiador

Se puede aumentar el ancho de banda disminuyendo el valor de la permitividad dieléctrica del sustrato, como ya se había mencionado en la sección 2.2.8, en donde la magnitud de los campos en la zona lejana son inversamente proporcional al valor de la constante dieléctrica, lo que trae como consecuencia la disminución del factor de calidad Q debido al aumento de la potencia de radiación.

Aumentando el tamaño del radiador, la altura del sustrato, o el volumen en conjunto, se logra un incremento en el ancho de banda. El ancho del radiador tiene un efecto menor en la frecuencia de resonancia y en el patrón de radiación de la antena, sin embargo, afecta la resistencia de entrada, e incrementa el ancho de banda y la

potencia de radiación para grandes dimensiones comparado a la longitud de la onda. La altura del sustrato es el parámetro que más influye en la magnitud de los campos, un incremento de la altura aumenta tanto la energía almacenada entre el radiador y el plano de tierra y la potencia de radiación.

Se hace necesario llegar a un compromiso en la selección de estos parámetros para garantizar el buen funcionamiento de la antena, debido a que la modificación de ellos va acompañado de la degradación de otras características, como por ejemplo:

- incremento de las ondas superficiales en el sustrato, lo que produce una distorsión en el patrón de radiación.
- alimentación de radiadores con sustratos gruesos incrementa las radiaciones espurias.
- el uso de sondas de alimentación en sustratos gruesos, aumenta la componente inductiva de la impedancia, trayendo como consecuencia problemas de acoplamiento

2.4.2 Selección de la Forma del Radiador

Algunas formas de los radiadores presentan menor factor de calidad Q que otros, debido a la distribución de los campos, lo que trae como consecuencia un ancho de banda mayor. Por ejemplo un anillo circular que opera en el modo TM_{12} tiene 5 veces más ancho de banda que un radiador rectangular [2].

2.4.3 Técnica de Alimentación

Otra forma de aumentar el ancho de banda es la escogencia de la alimentación y con el uso de una buena red de acoplamiento. La alimentación por acoplamiento presenta mayor ancho de banda que la alimentación por sonda o por línea de microcinta, esto es debido a que esta técnica de alimentación tienen un gran número de parámetros ajustables que aumentan el grado de acoplamiento de la red de alimentación al radiador, ya sea en la forma y en las dimensiones de la apertura, las dimensiones de los elementos capacitivos, o el uso de stubs. Las desventajas de incrementar el ancho de banda con esta técnica es la dificultad de modelar analíticamente su contribución en las propiedades de la antena y en la dificultad de realizar esta alimentación en la fabricación de las antenas.

2.4.4 Técnicas Multimodos

El uso de un número de modos resonantes, es útil para aumentar el ancho de banda, esto se logra cuando dos o más resonadores cubren el rango de frecuencia que se necesitan para la aplicación. Esto se puede realizar colocando los radiadores paralelos en la superficie del sustrato [2, pág. 570] o una encima de otro [16, pág.54], en este último el aumento del volumen es insignificante, en cambio cuando se utilizan radiadores paralelos las dimensiones de la antena aumentan considerablemente.

2.4.5 Uso de otras técnicas

Aumentando las pérdidas en la impedancia de radiación con la adición de cargas resistivas [16, pág.55] y capacitivas [14] se suaviza la curva de ancho de

banda. Las desventajas de estas técnicas son la disminución de la ganancia y la adición de elementos discretos en la configuración de la antena, que pueden dificultar el proceso de fabricación.

2.5 TÉCNICAS DE MEDICIÓN PARA ANTENA SECTORIAL

Las mediciones de antenas planares son esencialmente las mismas que las mediciones de cualquier antena. La mayoría de estas mediciones entran en dos categorías básicas: medición de parámetros S y mediciones asociadas al patrón de radiación.

La primera categoría abarca el coeficiente de reflexión o equivalentemente la impedancia de entrada en los terminales de la antena. La segunda categoría es de amplio alcance e incluye varias propiedades asociadas a la radiación. La medición de la eficiencia es una combinación de las dos categorías.

2.5.1 Medición de Impedancias

En la práctica, lo que usualmente se mide es el ROE, y este por si solo no provee la información suficiente para determinar unívocamente la impedancia de entrada, para superar este inconveniente se utiliza un medidor vectorial. El procedimiento usual es medir el ROE, y calcular la magnitud del coeficiente de reflexión, la fase del coeficiente de reflexión puede ser determinada midiendo la fase entre la señal inyectada y la reflejada.

Una vez que el coeficiente de reflexión esta completamente descrito por su magnitud y fase, se determina la impedancia de entrada de la antena por

$$Z_{ant} = Z_c \left[\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right] = Z_c \left[\frac{1 + |\Gamma|e^{-i\gamma}}{1 - |\Gamma|e^{-i\gamma}} \right] \quad (33)$$

donde,

$\Gamma = |\Gamma|e^{-i\gamma}$ = coeficiente de reflexión en los terminales de entrada de la antena

ROE = coeficiente de relación de ondas estacionarias

Z_c = impedancia característica de la línea de transmisión

Es necesario realizar la medición de impedancias en un lugar donde los campos de la antena no tengan interacción con algún otro elemento que los pueda perturbar. El lugar idóneo para medir la impedancia de entrada es una cámara anecoica, ya que se garantizaría que no existe ningún elemento que pueda modificar o alterar los campos.

Para la frecuencia de 800 MHz, la superficie terrestre influye considerablemente en las ondas reflejadas, por lo cual si la medición se realiza en una condición semejante al del espacio libre, la antena debería colocarse de tal manera que los campos radiados estén orientados en una dirección donde haya mínima interacción con el ambiente, en este caso el plano de tierra de la antena asegura un aislamiento con la superficie terrestre.

2.5.2 Medición del Patrón de Radiación

Las mediciones típicas usadas para caracterizar el patrón de radiación son: ganancia, ancho de los lóbulos, niveles de los lóbulos laterales y polarización.

Para antenas sectoriales de telefonía móvil, se cumplen dos condiciones que dificultan la medición en campo lejano: baja frecuencia y antenas montadas en grandes estructuras, razón por la cual se hace necesario realizar las mediciones en campo cercano. Las mediciones de campo cercano, son hechas en la apertura de radiación y deben realizarse en un ambiente donde no existan perturbaciones (Cámara Anecoica).

Un sistema automatizado (Figura 19) para medición de campo cercano, consiste de los siguientes elementos:

- Controlador de Posición
- Escáner
- Sonda
- Analizador de Redes Vectorial
- Transmisor
- Estación de trabajo automatizada para medición de patrón de antenas

El campo cercano es detectado por una sonda sobre una superficie (plana, cilíndrica o esférica), la separación entre la sonda y la antena bajo prueba debe estar en la región de campo cercano.

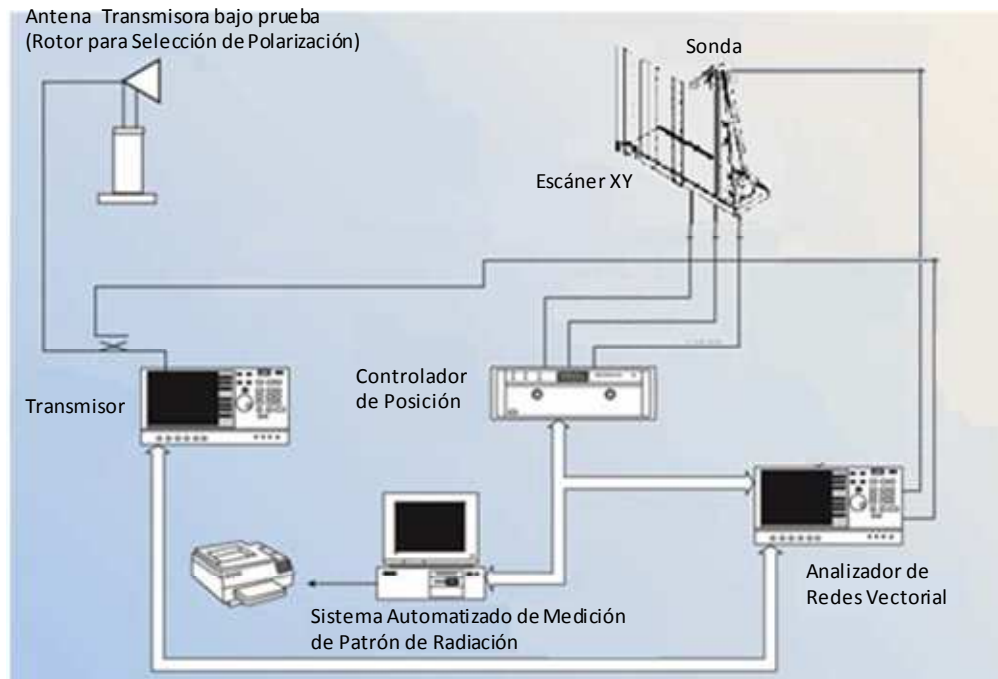


Figura 19. Esquema de medición de campo cercano.

La consideración más importante para esta aplicación es la escogencia de una sonda de prueba. La sonda debe ser lo suficientemente sensible para detectar el campo, teniendo un efecto despreciable en la apertura de medición, además la sonda debe tener una alta resolución espacial. La segunda consideración para preparar un sistema de medición de campo cercano es la instrumentación para el escáner.

Para obtener el patrón de radiación, se mide la amplitud y fase en el plano, si se desea medir la cospolarización se rota la antena 90° y se toman exactamente la misma cantidad de mediciones. Las mediciones son procesadas analíticamente o por métodos numéricos para encontrar el campo lejano.

2.5.3 Medición de Eficiencia

Arreglos de antenas planares muestran baja eficiencia debido a las inherentes pérdidas dieléctricas y a las pérdidas óhmicas en la red de alimentación y a las posibles pérdidas por ondas superficiales en el sustrato. La limitación en la eficiencia es más severa en arreglos grandes donde la red de alimentación es larga y complicada, y operando en alta frecuencia. Adicionalmente a las pérdidas de disipación, existen también pérdidas de radiación causada por radiación indeseada de las líneas de alimentación o de los conectores.

Todos estos factores reducen la ganancia de las antenas microstrip y es difícil identificar la contribución de cada pérdida, es por esto que se necesita datos experimentales para poder calcular la eficiencia.

La eficiencia de una antena es la relación de la potencia total radiada por la antena y la potencia de entrada en los terminales de entrada de la antena y se expresa como

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} = \frac{4\pi \oint P(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}{P_{ent}} \quad (34)$$

Aquí, la potencia radiada P_{rad} está dada por la integración de la intensidad de radiación $P(\theta, \varphi)$ sobre la superficie en campo lejano que encierra completamente la antena. Esto implica que para una evaluación con exactitud de η requiere la medición de $P(\theta, \varphi)$ para un número considerable de ángulos, y una integración numérica de los resultados.

2.5.4 Pruebas Ambientales

Las diversas condiciones ambientales a las que se encuentran sometidos los equipos de telecomunicaciones durante su almacén, transporte y uso, pueden ser determinantes para el buen funcionamiento del mismo. Por medio de ensayos ambientales, se garantiza la fiabilidad y seguridad de los equipos durante su ciclo de vida, es decir, se comprueba de forma real que sus características mecánicas y funcionales no se degradan.

Con el fin de asegurar el comportamiento de las antenas, se deben someter a una serie de pruebas ambientales, para determinar cual es la influencia que se presenta en las propiedades mecánicas y como afectan estas condiciones ambientales el ROE y el patrón de radiación.

Pruebas a exposición a condiciones ambientales (Figura 20), exposición a la lluvia (Figura 21), exposición al salitre (Figura 22), entre otras deben ser realizadas siguiendo las recomendaciones:

ETSI 300 019-1-1 hasta 1-7: "... Condiciones y Ensayos ambientales para los equipos de telecomunicaciones. Clasificación de las condiciones ambientales", Traducción al español de "Equipment Engineering (EE); environmental conditions and environmental test for telecommunications equipment. Classification of environmental conditions".

ETSI 300 019-2-1 hasta 2-7: "... Condiciones y Ensayos ambientales para los equipos de telecomunicaciones. Especificación de las condiciones ambientales", Traducción al español de "Equipment Engineering (EE); environmental conditions

and environmental test for telecommunications equipment. Specification of environmental conditions”.

Y en cuanto a las recomendaciones nacionales se tiene a la: COVENIN 392:1974: “Ensayos Fundamentales Climáticos y de Robustez Mecánica para los Equipos y Componentes Electrónicos. Parte 1: Generalidades.”



Figura 20. Cámara para pruebas de Condiciones Ambientales.



Figura 21. Cámara para Exposición a la Lluvia.



Figura 22. Cámara para Exposición a la Salitre.

CAPÍTULO III

3.1 DISEÑO DE LA ANTENA SECTORIAL

3.1.1 Consideraciones del Diseño

En el proceso de diseño, la meta es obtener una antena que cumpla las características eléctricas mínimas en el rango de operación. Las características eléctricas fundamentales, que se desea conseguir en el diseño del prototipo son las siguientes:

- Polarización lineal-vertical
- Impedancia nominal 50Ω
- ROE ≤ 1.5 en el rango de frecuencias de 806-896 MHz
- Ganancia ≥ 13 dBi.

Aunado a las características eléctricas, se plantearon otros criterios que el prototipo debe cumplir sin degradar las antes mencionadas:

- Bajo costo
- Fácil implementación
- Procurar que los materiales a utilizar sean de producción nacional
- Tamaño y peso reducido

Para cumplir con estas exigencias, se estableció un procedimiento de diseño paso a paso de manera iterativa hasta alcanzar las características requeridas. Con el modelo de cavidad se obtienen los valores preliminares de las diferentes

configuraciones y con el uso de un simulador computacional para aplicaciones electromagnéticas en 3D se ajustan los parámetros del diseño para obtener la impedancia de entrada y el ancho de banda deseado.

3.1.2 Selección de la Geometría del Radiador

El primer paso del diseño es escoger la forma del radiador a utilizar. La polarización de un radiador rectangular $\lambda/2$ basado en tecnología planar es lineal y está orientada a lo largo de la dirección de resonancia, cuando opera en el modo dominante. Para un radiador $\lambda/4$ se consigue polarización lineal independientemente del ancho W .

3.1.3 Selección del Dieléctrico

El siguiente paso es escoger un sustrato dieléctrico de altura h . Una lámina de sustrato grueso, además de ofrecer robustez mecánica, incrementa la potencia de radiación y aumenta el ancho de banda. Sin embargo, se incrementa el peso, las pérdidas en el dieléctrico y las pérdidas de ondas superficiales. Un incremento en la altura del dieléctrico tiene un efecto similar en las características de una antena como la disminución del valor de ϵ_r .

En la sección 2.2.8 se estudió que la magnitud del patrón de radiación es inversamente proporcional al valor de la constante dieléctrica ϵ_r , es por esta razón que se hace imperativo el uso de dieléctricos con constantes bajas a menos que se deseen tamaños reducidos de radiadores.

Habiendo hecho un análisis de las características del dieléctrico respecto a la potencia de radiación, al peso de la antena y además considerando el factor económico se decidió usar el aire como dieléctrico.

3.1.4 Dimensiones del Radiador

Seleccionadas las características del dieléctrico se proceden a escoger las dimensiones físicas del radiador. La longitud del radiador L determina la frecuencia de resonancia mediante el uso de la ecuación (10) para un radiador $\lambda/2$ (Figura 23) y con la ecuación (27) para un radiador $\lambda/4$ (Figura 24), debido a la longitud finita de la antena existen efectos de bordes que son considerados con el uso de las ecuaciones (8) y (9). El valor de W debe ser escogido de mayor dimensión que la longitud para no excitar modos indeseados en el radiador rectangular $\lambda/2$.

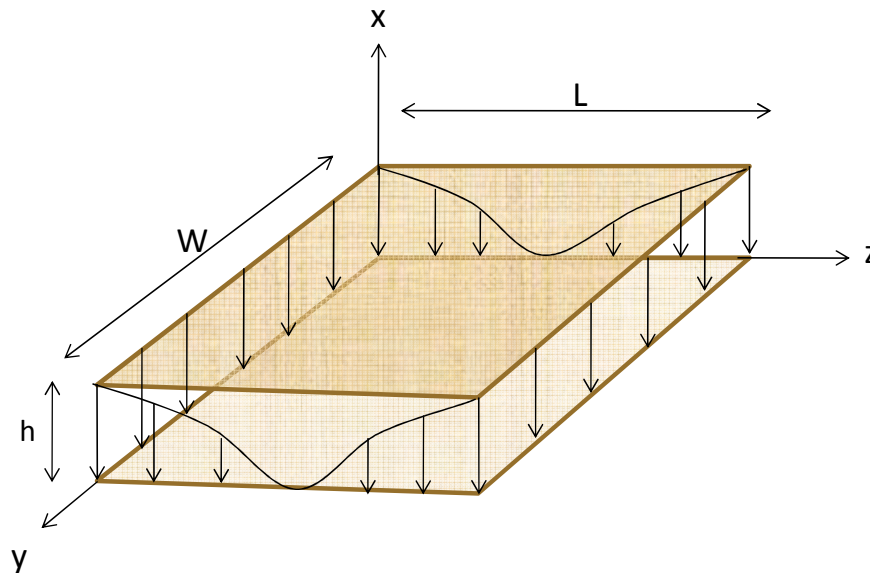


Figura 23. Dimensiones de un radiador rectangular $\lambda/2$

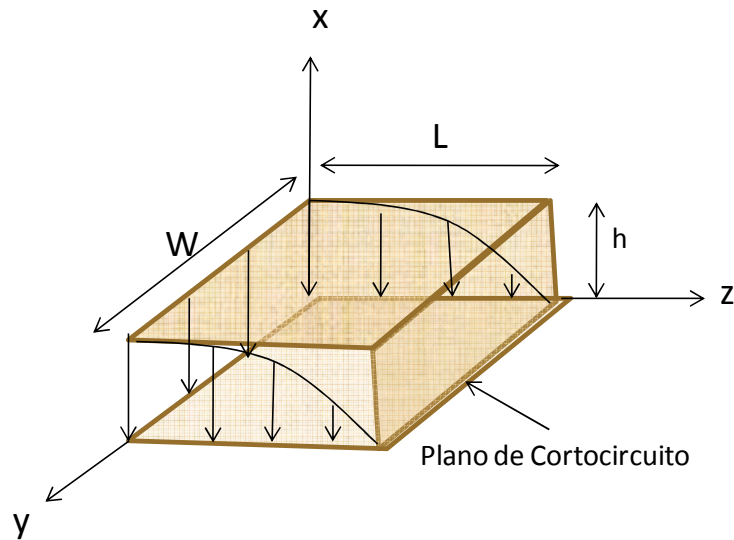


Figura 24. Dimensiones de un radiador rectangular $\lambda/4$.

En un radiador rectangular $\lambda/4$, independiente del valor de W , se asegura que no existan modos de propagación indeseados, debido a las condiciones que introduce el plano de cortocircuito.

El ancho W tiene un efecto menor en la frecuencia de resonancia y en el patrón de radiación de la antena, pero si afecta la impedancia de entrada, el ancho de banda e incrementa la eficiencia de radiación.

3.1.5 Selección de la Alimentación

La selección de la técnica de alimentación es de primordial importancia, en el presente diseño las consideraciones más importantes para ello son el ancho de banda y en la factibilidad de la fabricación en masa.

Habiendo analizado las diferentes técnicas en la sección 2.3, se seleccionaron dos en particular para el desarrollo del diseño: acoplamiento capacitivo por platos paralelos y acoplamiento capacitivo por sonda en forma de L.

Para alimentar capacitivamente por la técnica de platos paralelos o por la sonda en forma de L, se escoge una separación entre la estructura de alimentación y el radiador, teniendo en cuenta que esta separación no debe ser grande, porque traería inconveniente al acoplar a 50Ω por la baja resistencia, el ajuste de la impedancia se logra modificando la altura y las dimensiones de la estructura de alimentación

3.1.6 Uso de Simulador para aplicaciones electromagnéticas en 3D

Es indispensable el uso de simuladores computacionales para aplicaciones electromagnéticas en 3D, debido a la dificultad de modelar matemáticamente la alimentación, las pérdidas en la línea de transmisión y por la complejidad de los cálculos para determinar de manera formal los campos electromagnéticos.

Otra ventaja del uso de simuladores electromagnéticos en 3D, es la reducción del número de intentos en el montaje experimental, ya que permite ajustar de una manera rápida las características de los parámetros S y del patrón de radiación modificando las dimensiones de la estructura.

3.2 DESARROLLO DEL DISEÑO

Tomando en cuenta los pasos antes mencionados, y con una licencia de prueba del software de simulación **CST STUDIO SUITE™ 2006**, se plantearon

diferentes configuraciones de antenas en orden cronológico, para lograr los requisitos exigidos.

3.2.1 PIFA alimentada capacitivamente por platos paralelos

Con el propósito de obtener el elemento de referencia para el arreglo de la antena sectorial, se planteó en primer lugar un radiador cortocircuitado en uno de sus extremos, la principal razón era la de disminuir el tamaño preservando la polarización lineal.

La alimentación se realiza terminando el conductor del conector en un plato paralelo al radiador para lograr la alimentación capacitiva. Se propusieron dos antenas basada en esta configuración (Figura 26) y (Figura 27), dejando las mismas dimensiones del radiador, pero modificando las dimensiones y la altura del plato paralelo.

Las dimensiones de las antenas de esta configuración, para una altura $h = 2,5 \text{ cm}$ y un ancho $W = 5,8 \text{ cm}$ se determinaron usando las expresiones (27), (7) y (8).

$$L_e = \frac{2,998 * 10^8}{4 * 850 * 10^6} = 8,82 \text{ cm}$$

$$dl = 0,412 * 2,5 * \frac{(1 + 0,3) \left(\frac{5,8}{2,5} + 0.264 \right)}{(1 - 0,258) \left(\frac{5,8}{2,5} + 0.813 \right)} = 1,5 \text{ cm}$$

$$\Rightarrow L = 8,82 - 2 * 1,5 = 5,8 \text{ cm}$$

A partir de las dimensiones anteriores se procedió a simular la estructura. Modificando el punto de alimentación, la altura y las dimensiones del alimentador, se ajustó el acoplamiento a 50Ω .

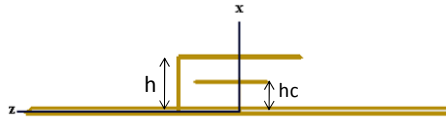


Figura 25. PIFA alimentada capacitivamente. Vista de perfil

Para el primer diseño (Figura 26) se tienen las siguientes dimensiones del plato paralelo y punto de alimentación z_0

$$h_{c1} = 1,35 \text{ cm} ; L_{c1} = 3,4 \text{ cm} ; W_{c1} = 4,9 \text{ cm} ; z_{01} = -1 \text{ cm}$$

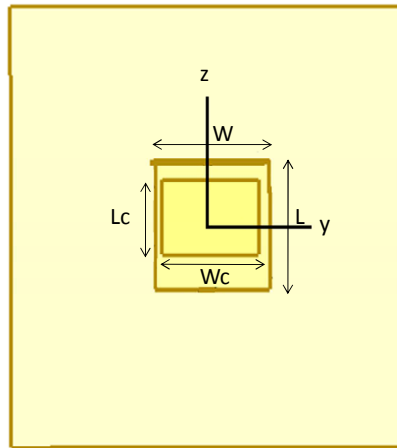


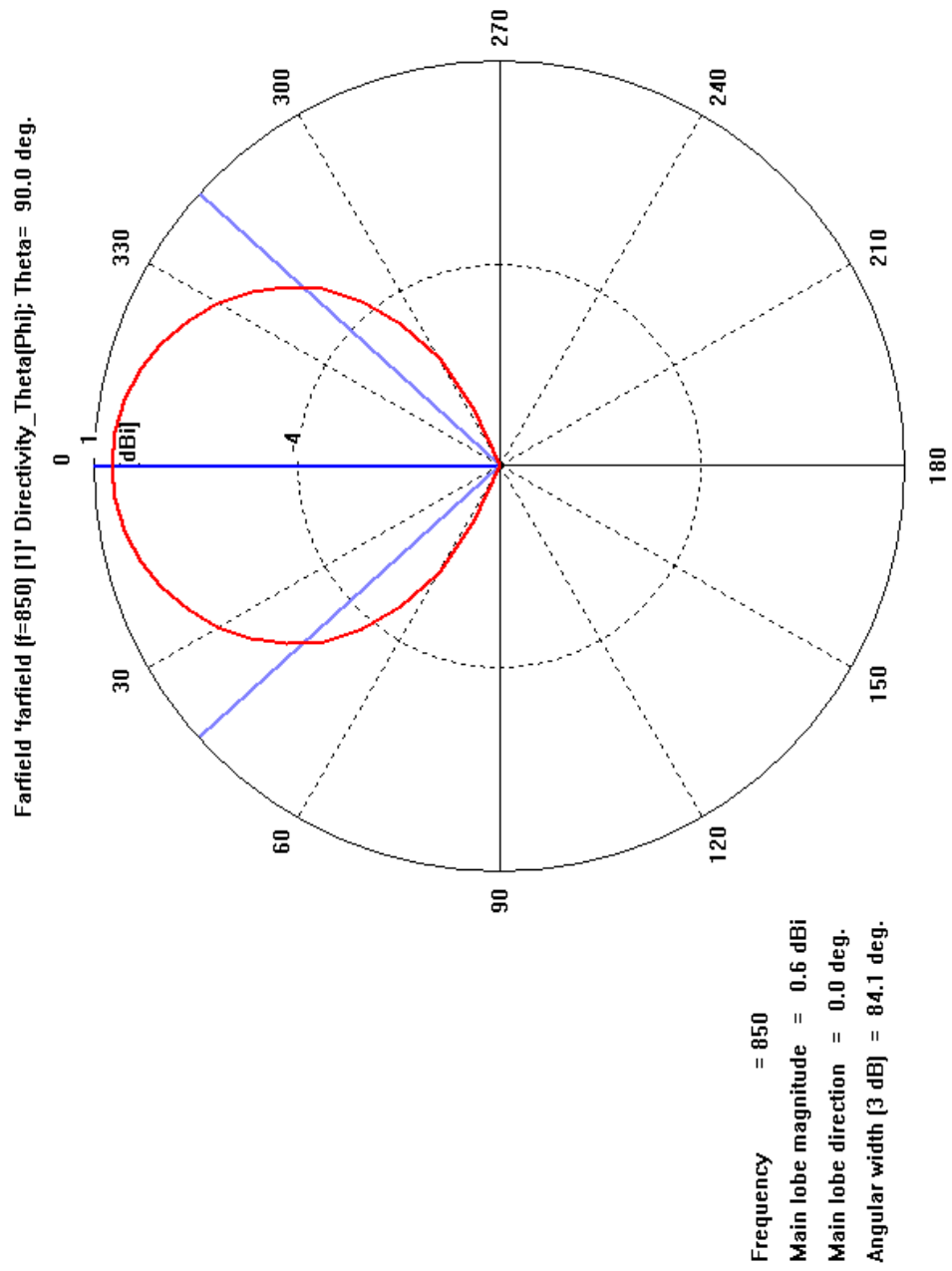
Figura 26. PIFA alimentada capacitivamente. Vista superior

La directividad se calculó mediante el uso de las expresiones (31), (32), (7), (8), (11) y (12).

$$D_i = 3,57$$

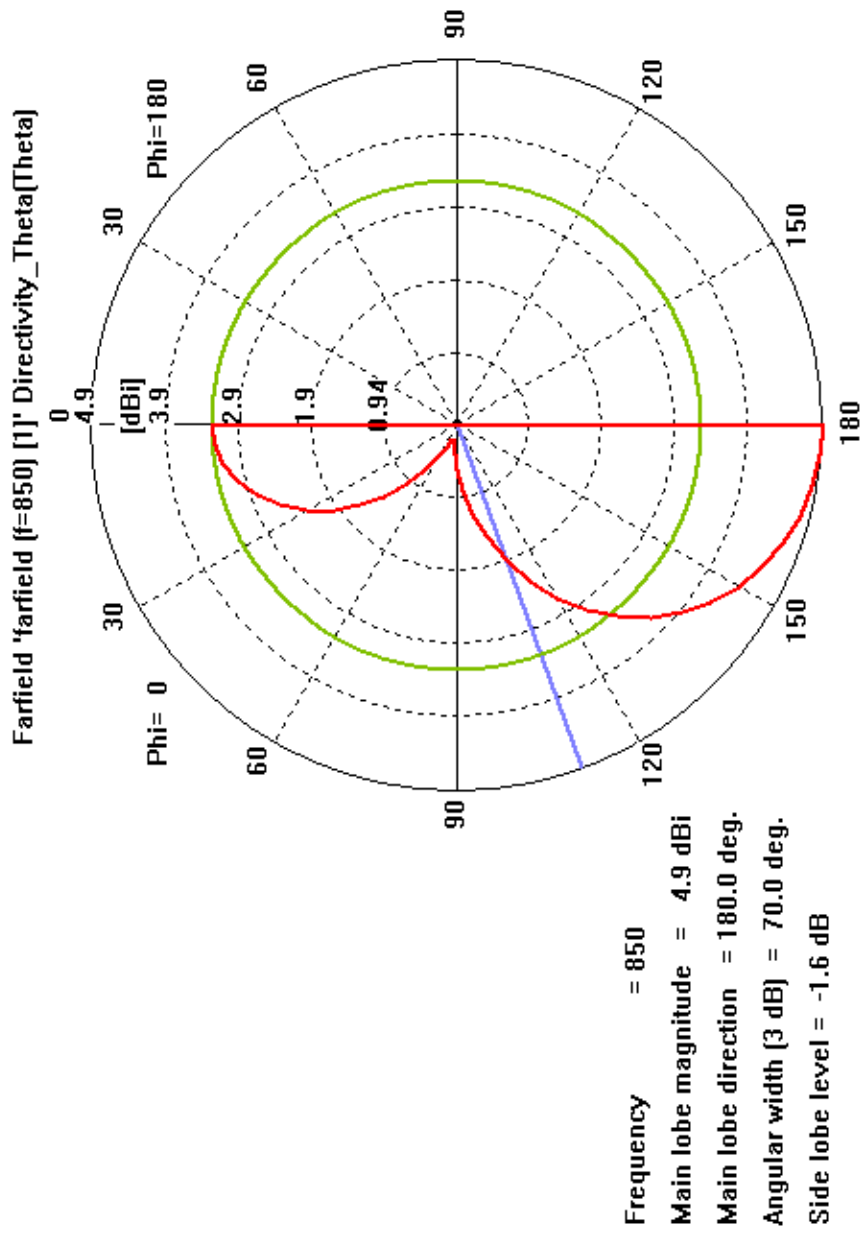
$$DdB_i = 10 \log(3,6) = 5,53 \text{ dBi}$$

de la simulación se obtuvieron las Gráficas 1 y 2 para el patrón de radiación.



Gráfica 1. Patrón de Radiación en el plano Acimutal de la Figura 26.

Extraído del CST STUDIO SUITE™ 2006.



Gráfica 2. Patrón de Radiación en el plano de Elevación de la Figura 27.
 Extraído del CST STUDIO SUITE™ 2006.

El segundo diseño (Figura 27) se planteó para reducir el tamaño del plato paralelo

$$h_{c2} = 2,3 \text{ cm} ; L_{c2} = 1,3 \text{ cm} ; W_{c2} = 1,3 \text{ cm} ; z_{02} = -1,4 \text{ cm}$$

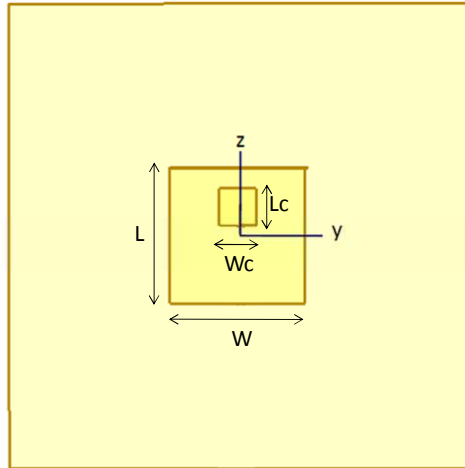


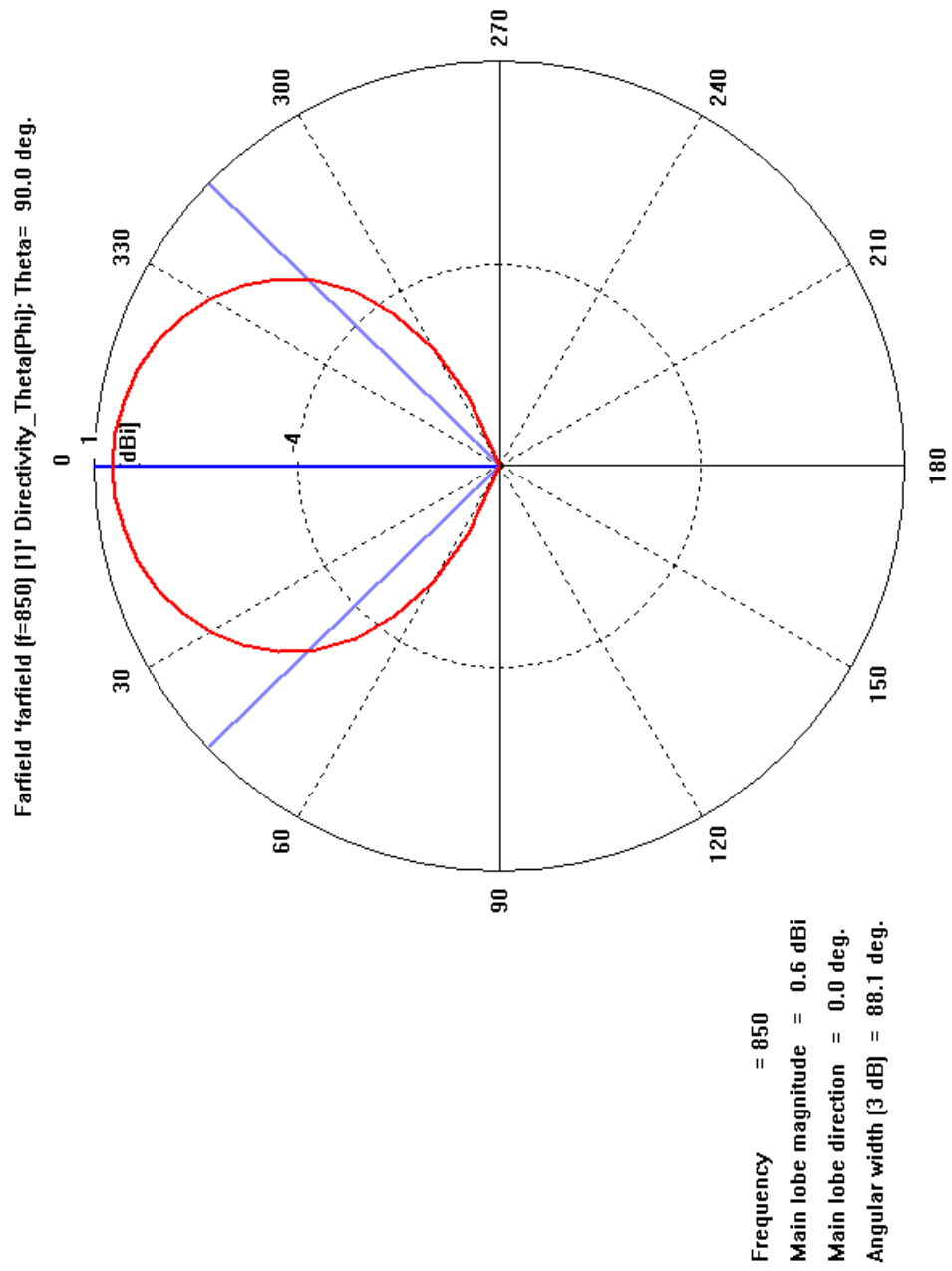
Figura 27. Reducción del plato paralelo

La directividad para esta antena, es la siguiente

$$D_i = 3,57$$

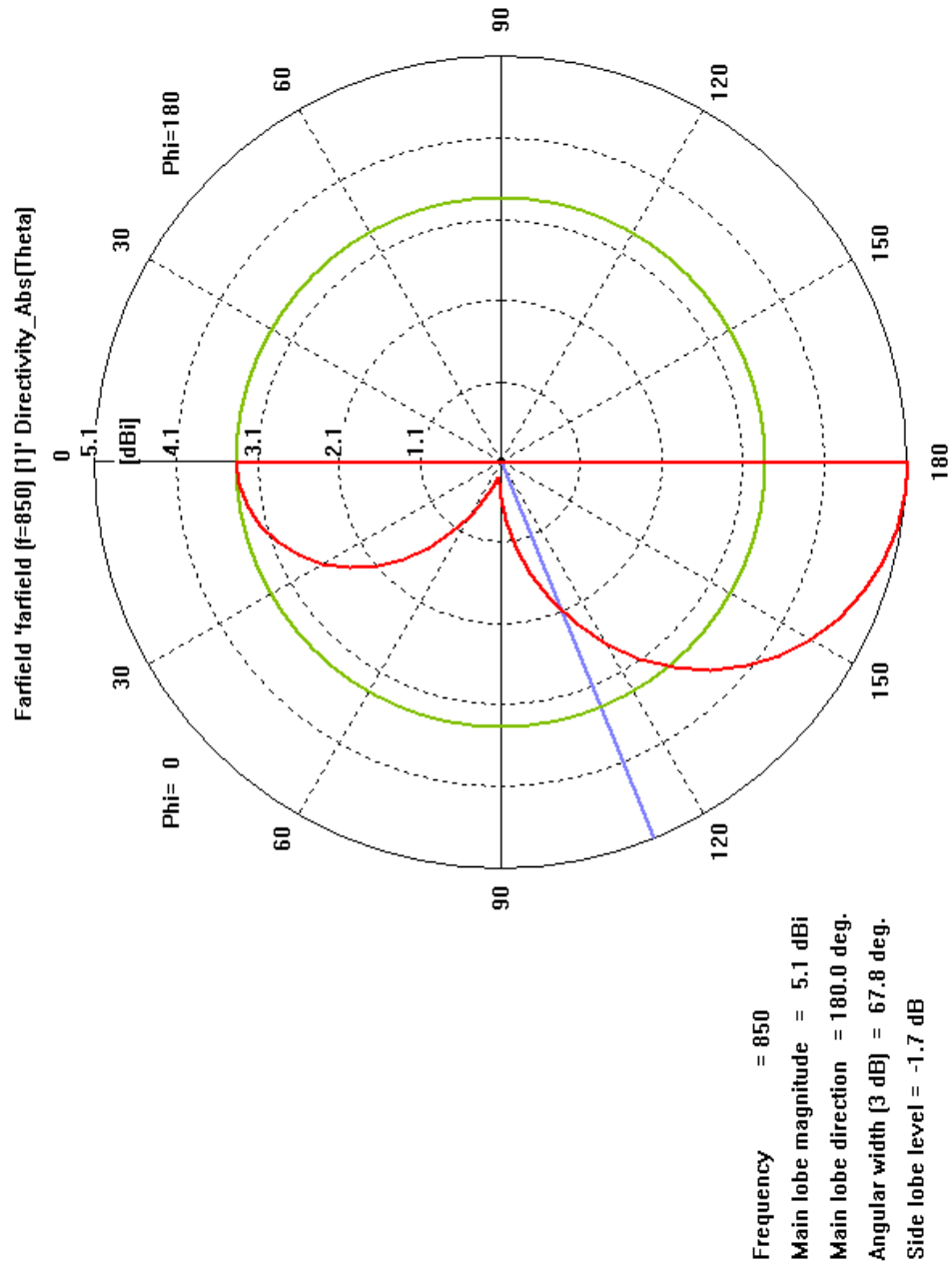
$$DdB_i = 10 \log(3,6) = 5,53 \text{ dBi}$$

Las Gráficas 3 y 4 muestran el patrón de radiación simulado para esta antena.



Gráfica 3. Patrón de Radiación en el plano Acimutal de la Figura 27.

Extraído del CST STUDIO SUITE™ 2006.



Gráfica 4. Patrón de Radiación en el plano de Elevación de la Figura 27.

Extraído del CST STUDIO SUITE™ 2006.

3.2.3 Arreglo en el plano H de 2 elementos PIFA alimentadas capacitivamente por sonda en forma de L

En esta geometría se tienen dos radiadores $\lambda/4$ alimentados capacitivamente por sondas en formas de L (Figura 29). La red de alimentación se encuentra encima del plano de tierra a una distancia de 0,3 cm, usando al aire como dieléctrico para las líneas de microcintas, la razón de utilizar esta configuración para la red de alimentación es la dificultad de colocar los conectores DIN 7/16 disponibles en el mercado, cuando la línea de transmisión está por debajo del plano de tierra. Las dimensiones del diseño se muestran a continuación:

$$h = 3 \text{ cm} ; L = 5,5 \text{ cm} ; W = 5,5 \text{ cm}$$

$$h_c = 2,8 \text{ cm} ; L_L = 3,2 \text{ cm} ; W_L = 0,5 \text{ cm} ; z_0 = 3.3 \text{ cm}$$

$$d = \lambda ; w_L = 0,5 \text{ cm}$$

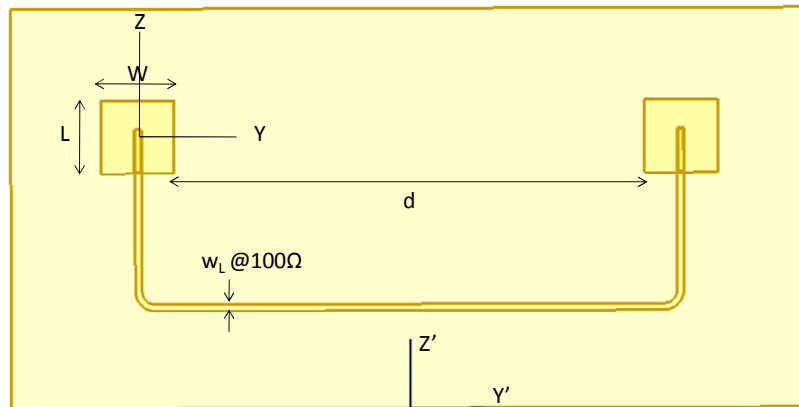


Figura 29 Arreglo PIFA con alimentación por sonda en forma de L.

La directividad para el elemento de referencia es igual que la de las configuraciones anteriores. El factor de arreglo lineal está dado por

$$FA = 1 + e^{-ikd \sin(\theta)\cos(\phi)} = 1 + e^{-ik\lambda \sin(90^\circ)\cos(0^\circ)}$$

$$D_{ti} = D_i |FA|^2 = 2D_i$$

$$D_t dBi = 10 \log(7,14) = 8,54 \text{ dBi}$$

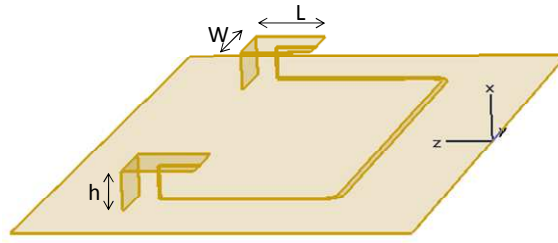
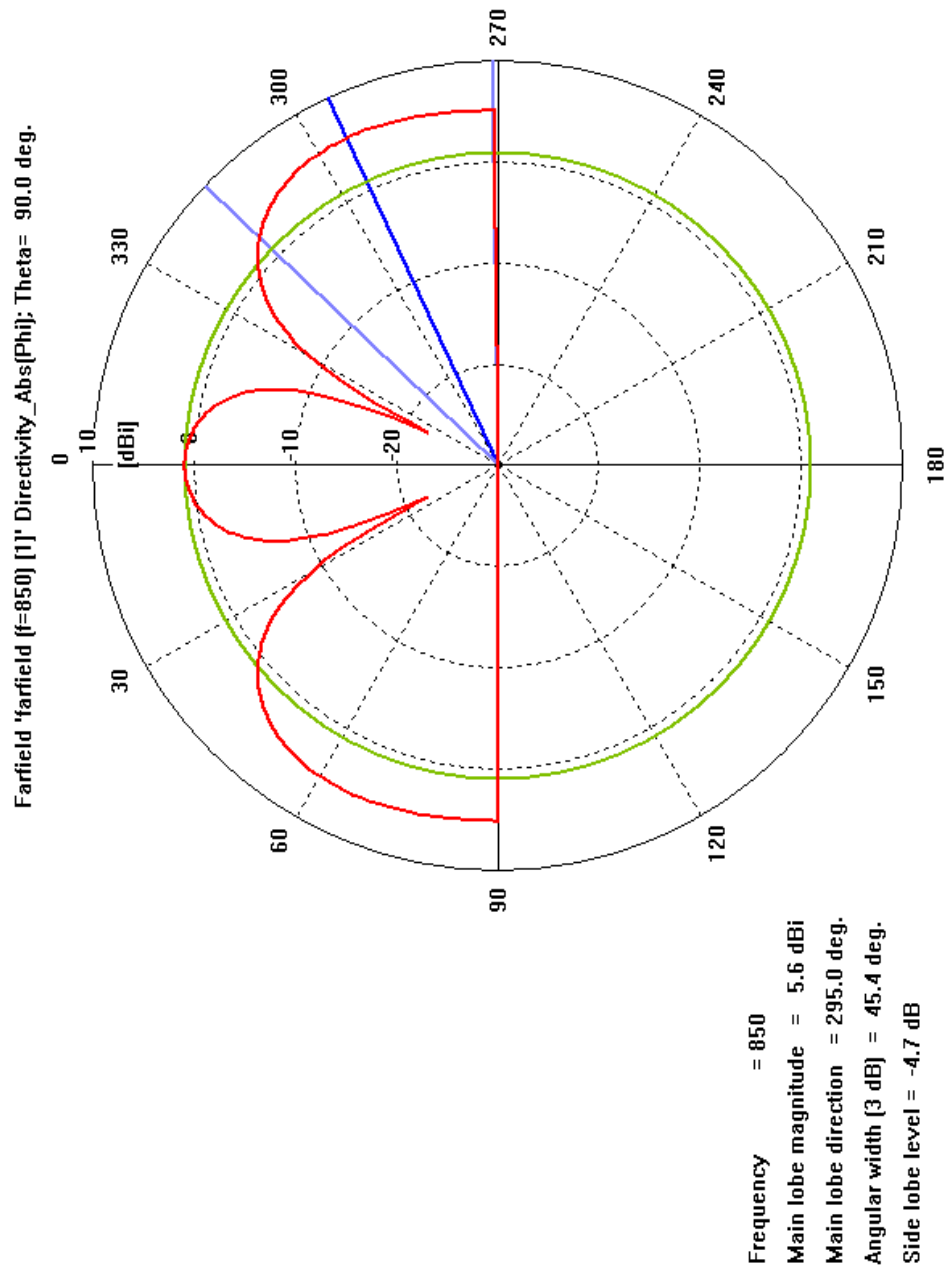


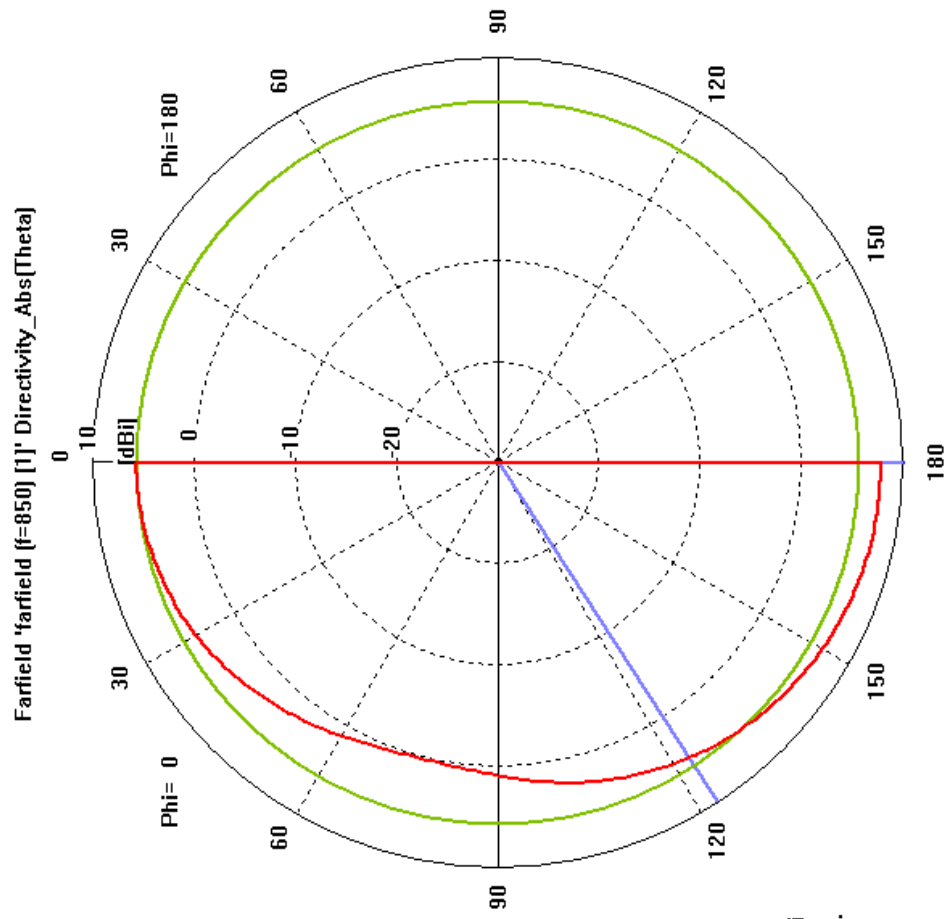
Figura 30 Arreglo PIFA con alimentación por sonda en forma de L. Vista de Perfil.

Los radiadores están separados a una distancia de una longitud de onda para evitar el acoplamiento mutuo. Cada elemento se diseñó para una impedancia de entrada de 100Ω , con el fin de obtener 50Ω al conectar en paralelo.

En la Gráfica 5 se tiene el patrón de radiación en el plano acimutal, y en la Gráfica 6 el patrón de radiación en el plano de elevación.



Gráfica 5. Patrón de Radiación en el plano Acimutal de la estructura de la Figura 29.
 Extraído del **CST STUDIO SUITE™ 2006**.



Frequency = 850
Main lobe magnitude = 7.8 dBi
Main lobe direction = 180.0 deg.
Angular width (3 dB) = 57.2 deg.
Side lobe level = -2.0 dB

Gráfica 6. Patrón de Radiación Simulado en el plano de Elevación de la Figura 29.

Extraído del **CST STUDIO SUITE™ 2006**.

3.2.4 Antena Sectorial: Arreglo en el plano E de 4 radiadores rectangulares $\lambda/2$ alimentados capacitivamente por sonda en forma de L

En esta configuración se plantea el diseño final de la antena sectorial, en la cual se tiene un arreglo lineal en el plano E de 4 elementos rectangulares alimentados capacitivamente por sondas en forma de L (Figura 31). La red de alimentación se encuentra encima del plano de tierra a una distancia de 0,3 cm, usando al aire como dieléctrico para las líneas de microcintas.

El elemento de referencia del arreglo se diseñó para obtener 50Ω en su entrada, los elementos están separados uno del otro en media longitud de onda. Al colocar dos elementos en paralelo se tiene una impedancia de 25Ω . Usando transformadores de impedancias $\lambda/4$ se adapta la impedancia de 25Ω a 100Ω , con el fin de obtener la impedancia de entrada en 50Ω al conectar dos secciones de 100Ω en paralelo. El ROE obtenido mediante simulación se muestra en la Gráfica 7.

Las dimensiones de los radiadores, y de las líneas se indican a continuación:

$$h = 3,4 \text{ cm} ; L = 12,8 \text{ cm} ; W = 1,5 * L = 19,2 \text{ cm}$$

$$h_L = 2,9 \text{ cm} ; L_L = 2,2 \text{ cm} ; W_L = 0,5 \text{ cm} ; z_0 = -3 \text{ cm}$$

$$w_{L@50\Omega} = 0,5 \text{ cm} ; w_{L@100\Omega} = 0,5 \text{ cm} ; d = \frac{\lambda}{2}$$

El valor de la impedancia característica de los transformadores $\lambda/4$, se determinó de la siguiente manera

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{25\Omega * 100\Omega} = 50\Omega$$

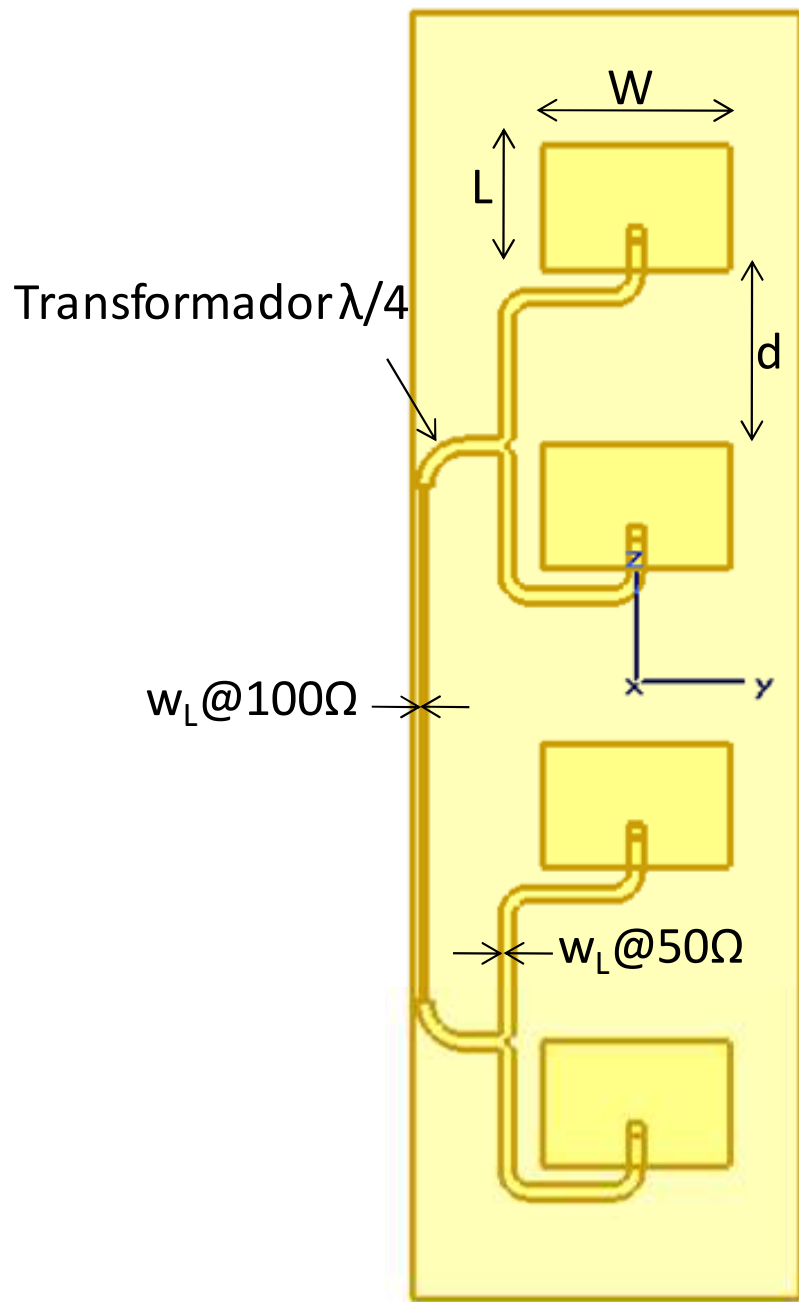
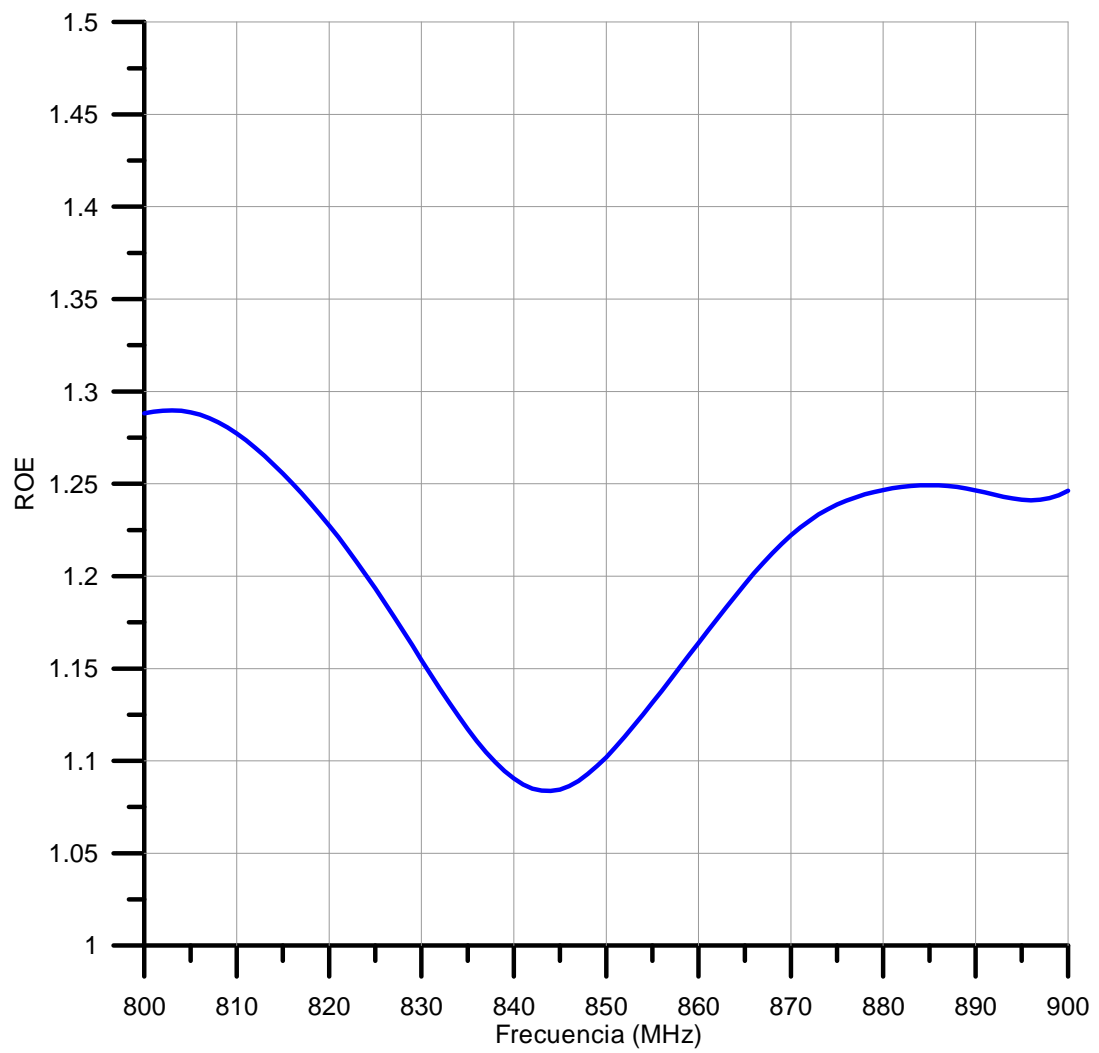


Figura 31. Arreglo de 4 radiadores rectangulares $\lambda/2$.



Gráfica 7. ROE Simulado de la Antena Sectorial.

La directividad del elemento de referencia, se calculó con el uso de las expresiones (22) (21), (23),(7), (8), (11) y (12).

$$D = 8,39$$

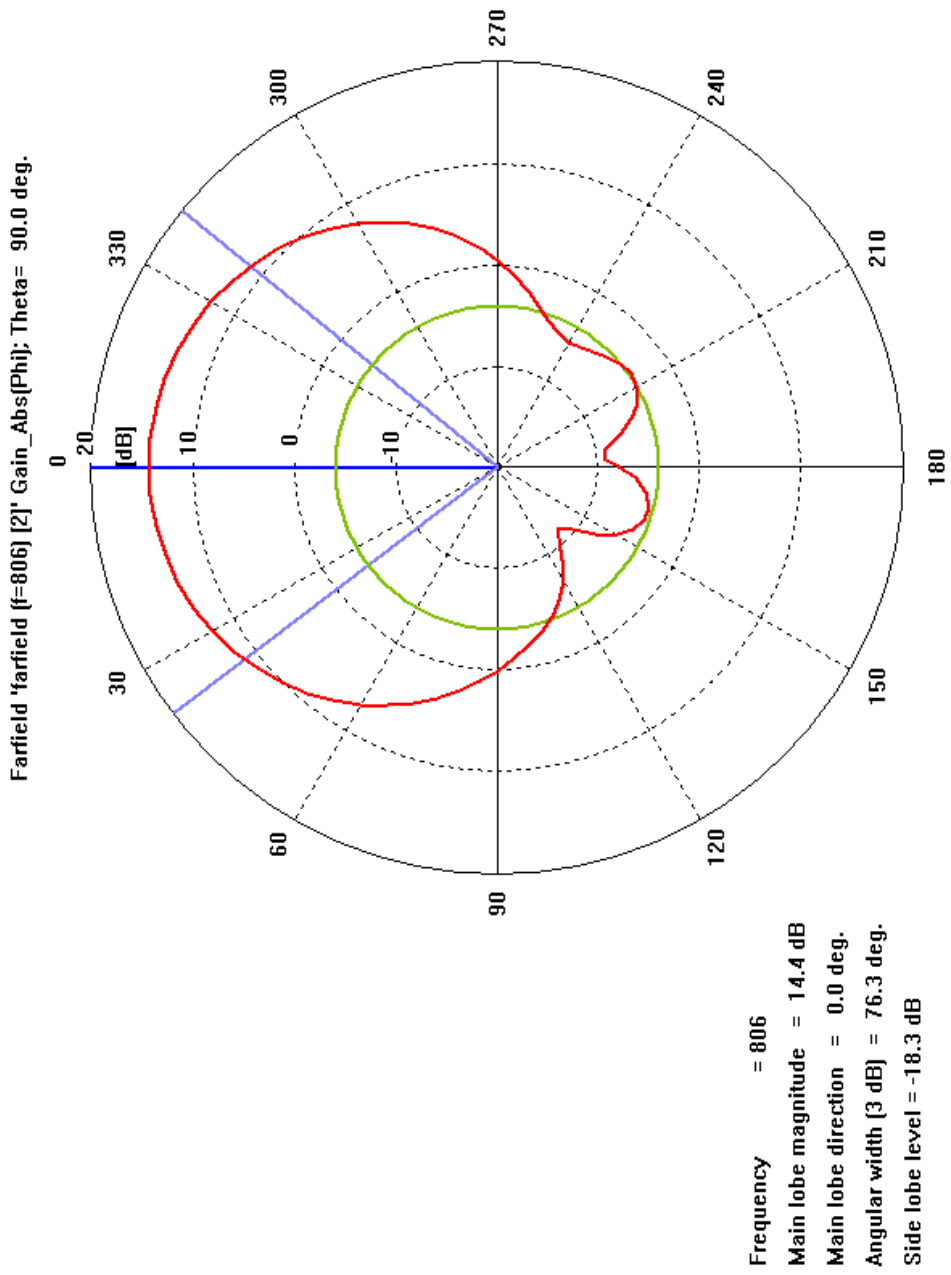
El factor de arreglo para esta configuración está dado por

$$FA = 1 + e^{-ik\frac{\lambda}{2}\cos(90^\circ)} + e^{-i2k\frac{\lambda}{2}\cos(90^\circ)} + e^{-i3k\frac{\lambda}{2}\cos(90^\circ)}$$

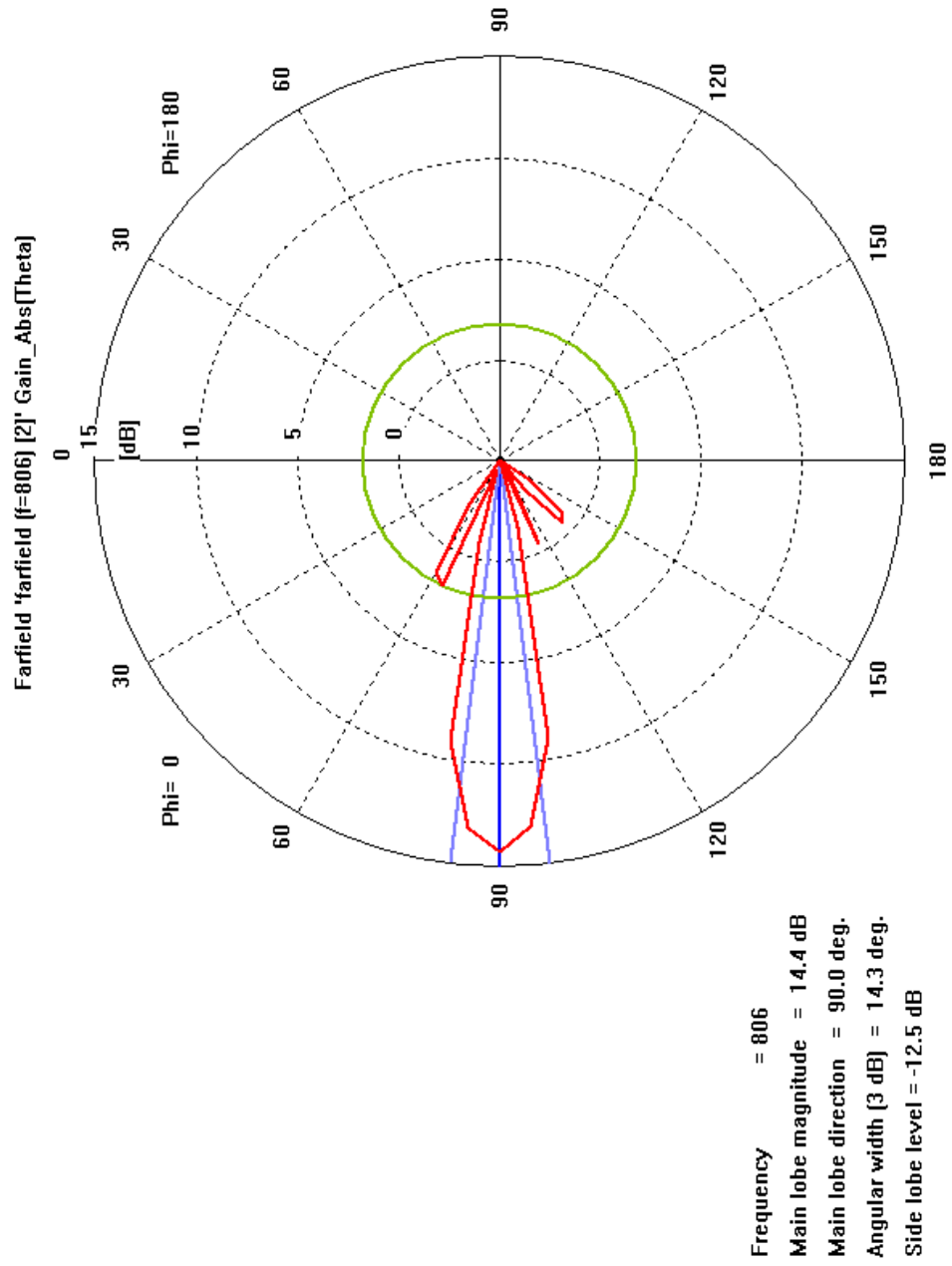
$$D_{ti} = D_i |FA|^2 = 4D_i = 33,56$$

$$D_t dBi = 10 \log(30,44) = 15,26 dBi$$

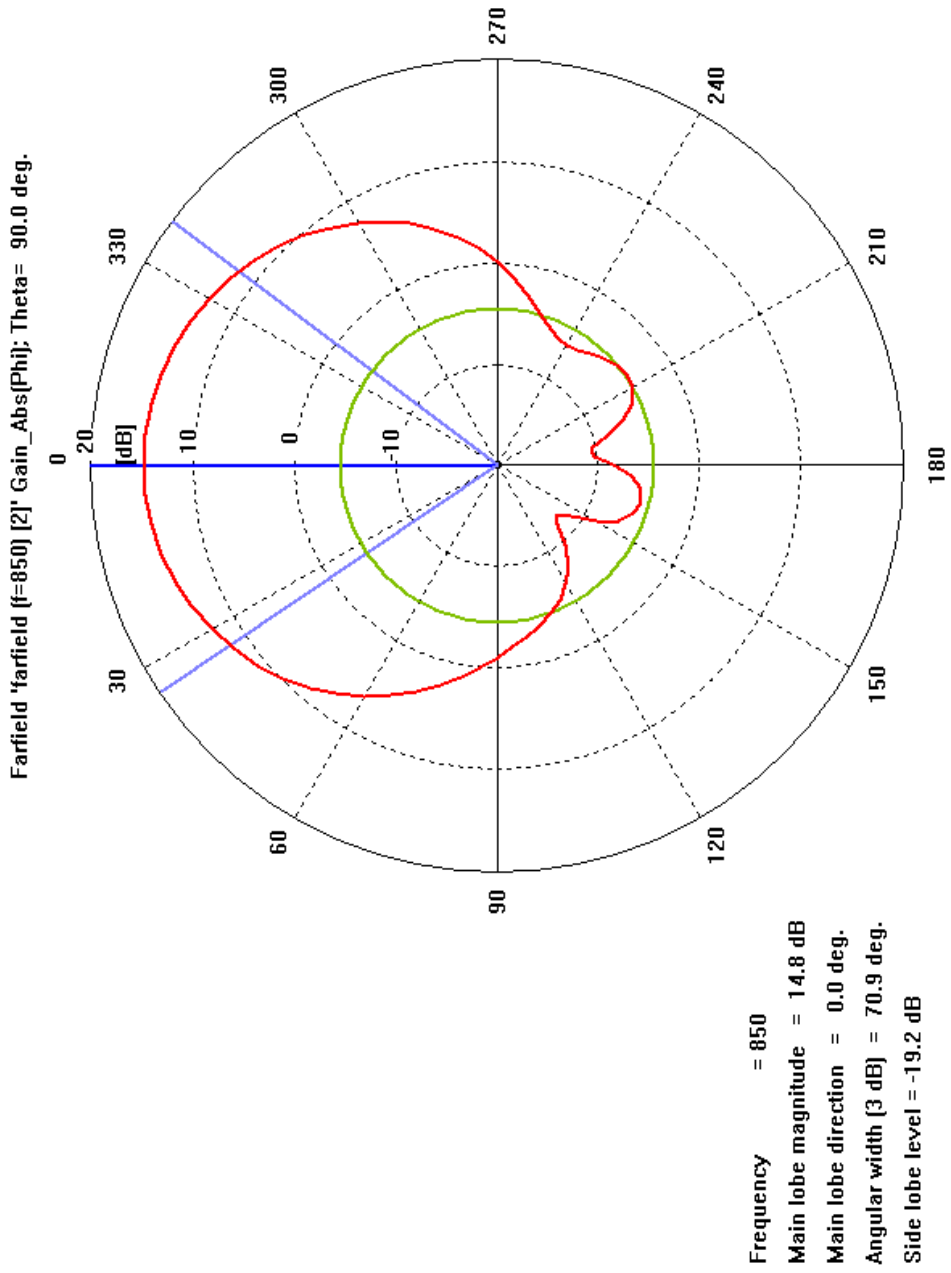
En las Gráficas, 8, 9, 10, 11, 12 y 13 se tiene el patrón de radiación para 806, 850 y 896 MHz.



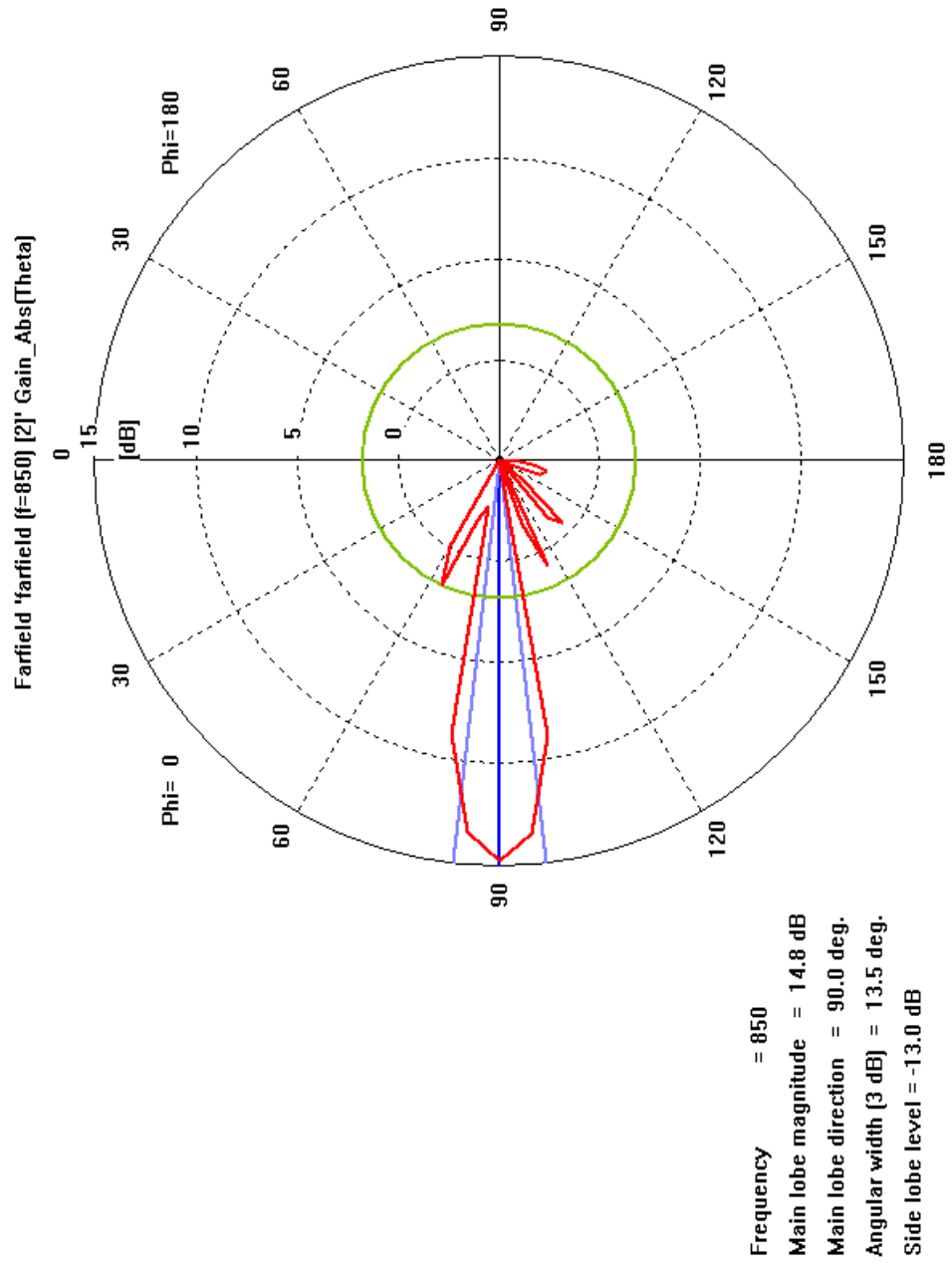
Gráfica 8. Patrón de Radiación en el plano Acimutal para 806 MHz de la Figura 31.
 Extraído del CST STUDIO SUITE™ 2006.



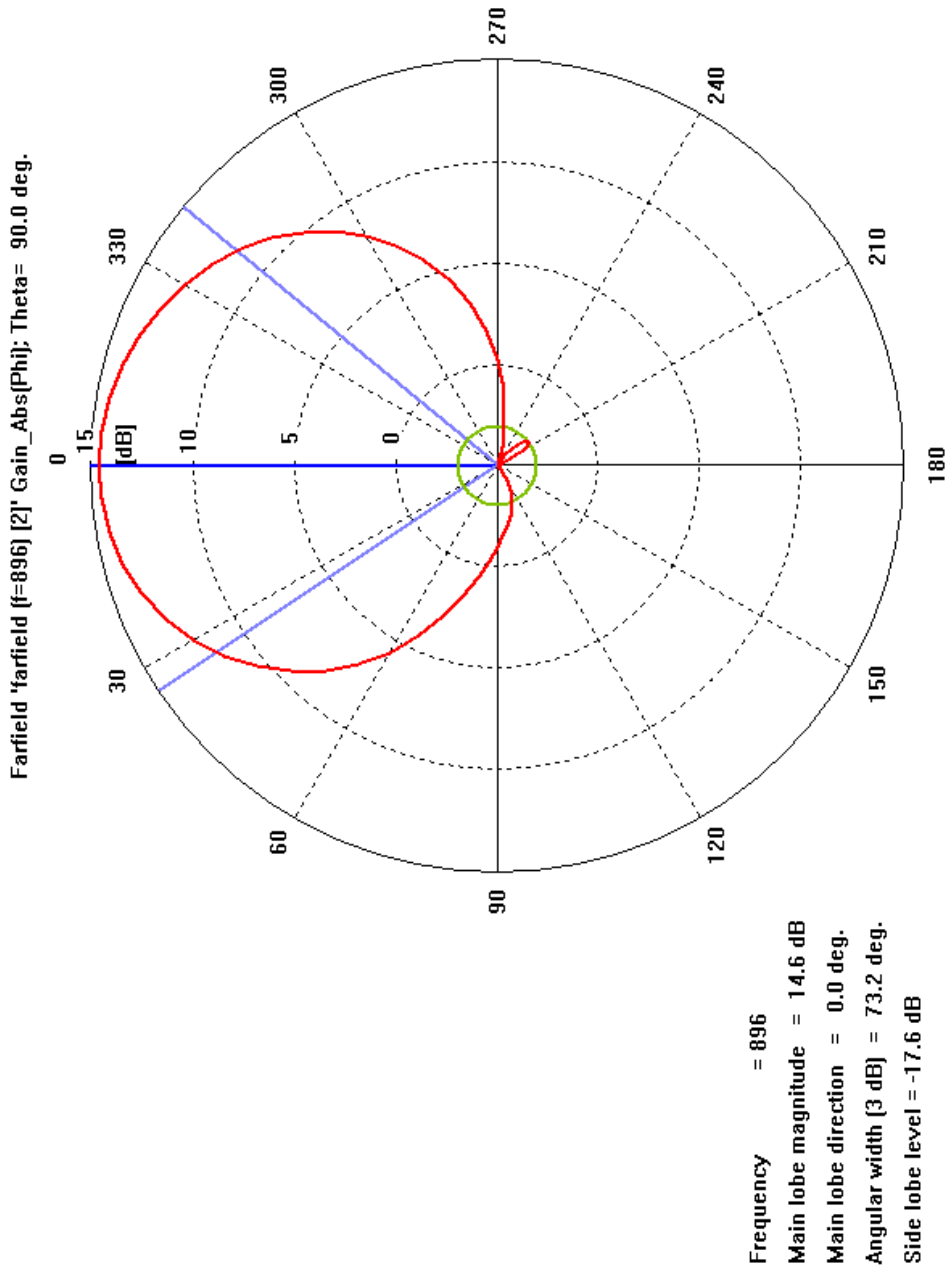
Gráfica 9. Patrón de Radiación en el plano de Elevación para 806 MHz de la Figura 3.1.
 Extraído del **CST STUDIO SUITE™ 2006.**



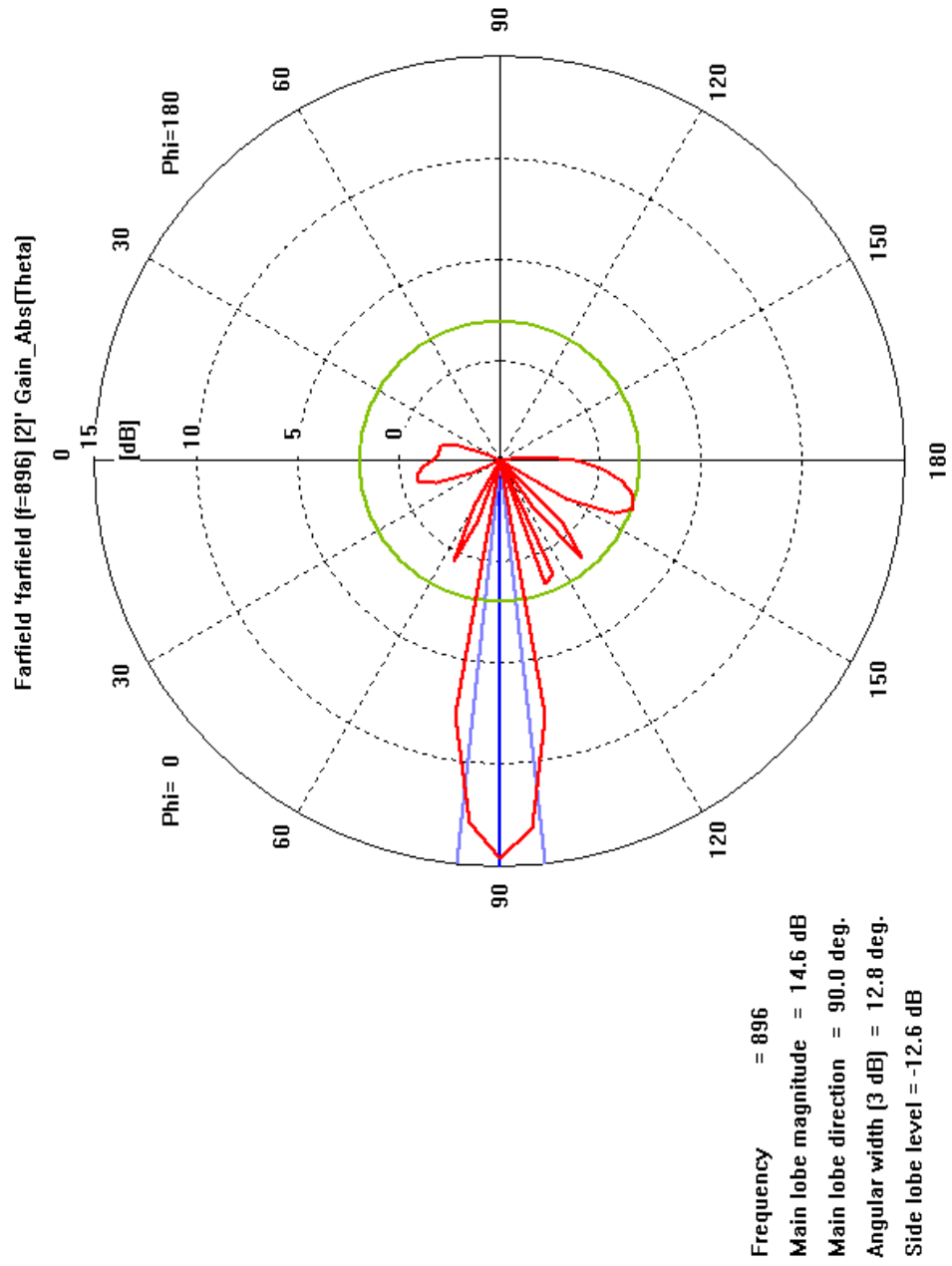
Gráfica 10. Patrón de Radiación en el plano Acimutal para 850 MHz de la Figura 31.
 Extraído del **CST STUDIO SUITE™ 2006.**



Gráfica 11. Patrón de Radiación en el plano de Elevación para 850 MHz de la Figura 31.
 Extraído del CST STUDIO SUITE™ 2006.



Gráfica 12. Patrón de Radiación en el plano Acimutal para 896 MHz de la Figura 31.
 Extraído del **CST STUDIO SUITE™ 2006.**



Gráfica 13. Patrón de Radiación en el plano de Elevación para 896 MHz de la Figura 31.
 Extraído del CST STUDIO SUITE™ 2006.

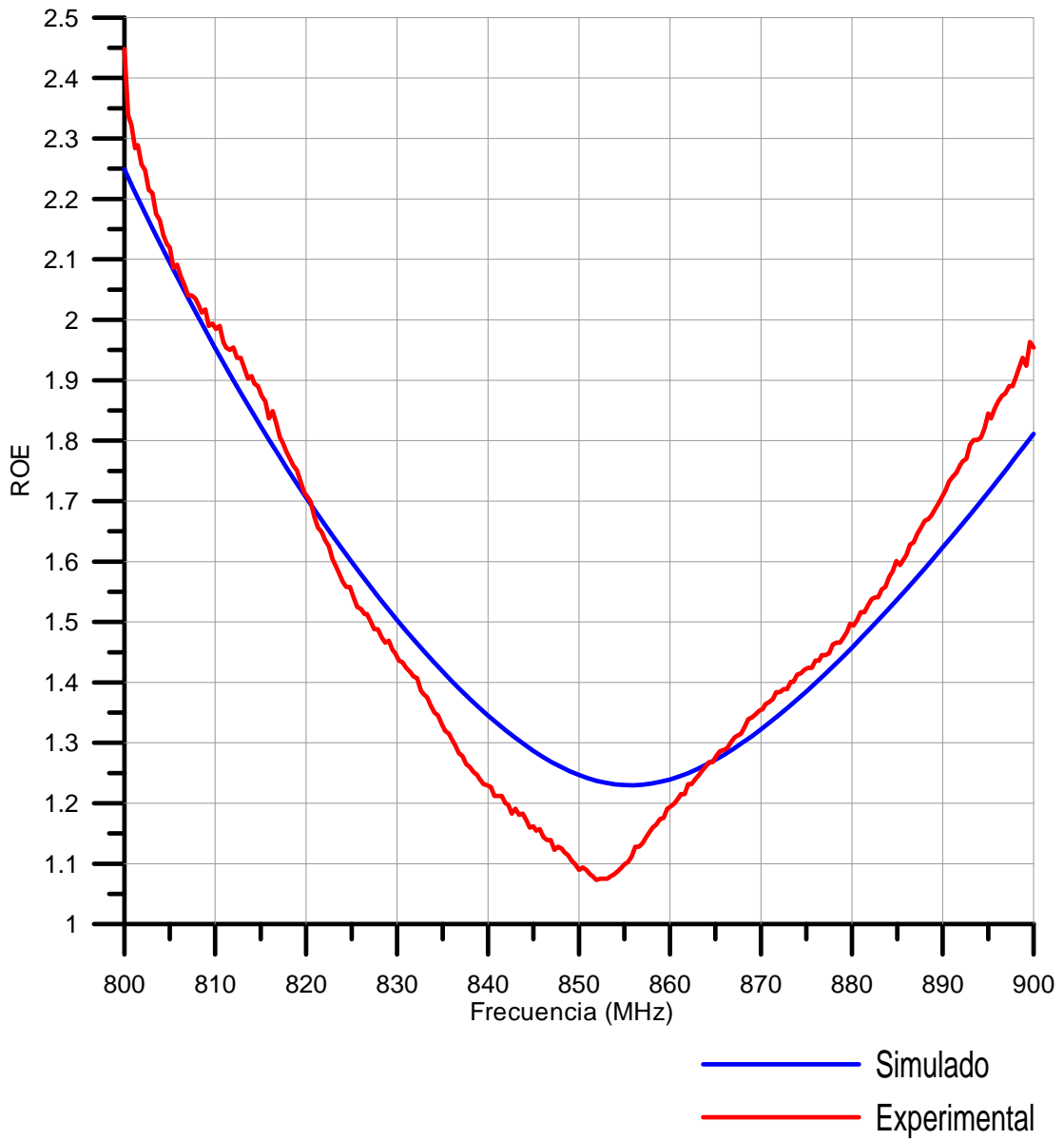
3.3 RESULTADOS EXPERIMENTALES

El material escogido para la construcción de las antenas de la sección 3.2.1 es cobre de 0,33 mm de espesor, los conectores utilizados en todos los montajes son SMA. Se midió el ROE con un equipo Anritsu S332D Site Master™ Cable and Antenna Analyzer (Figura 32). Antes de medir se ajustó el rango de frecuencias entre 750-950 MHz, y se ejecutó la función de calibración del equipo con tres diferentes conexiones a la entrada del medidor: abierto, cortocircuito y carga de 50 Ω



Figura 32. Montaje Experimental PIFA.

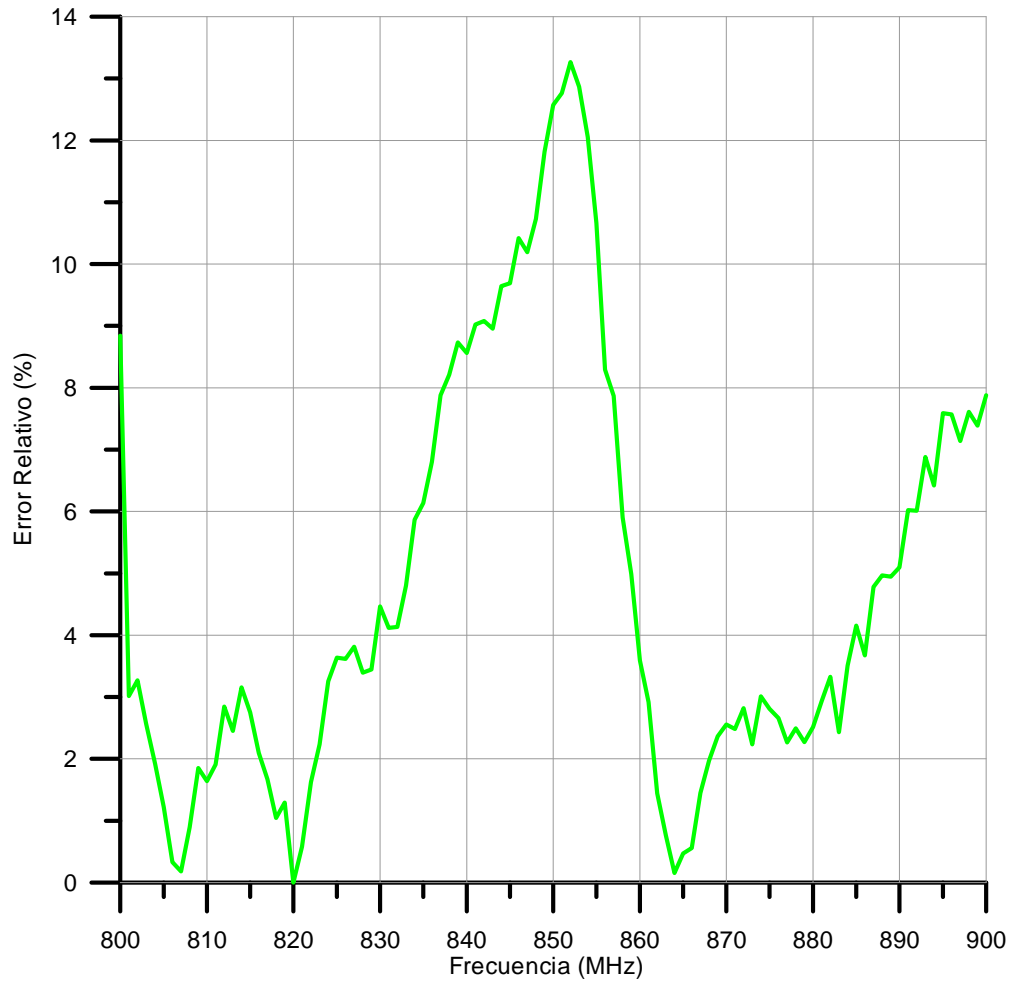
En la Gráfica 14 se muestra el ROE experimental y el obtenido mediante simulación con **CST STUDIO SUITE™ 2006** para la primera antena (Figura 26).



Gráfica 14. ROE de la PIFA de la Figura 26

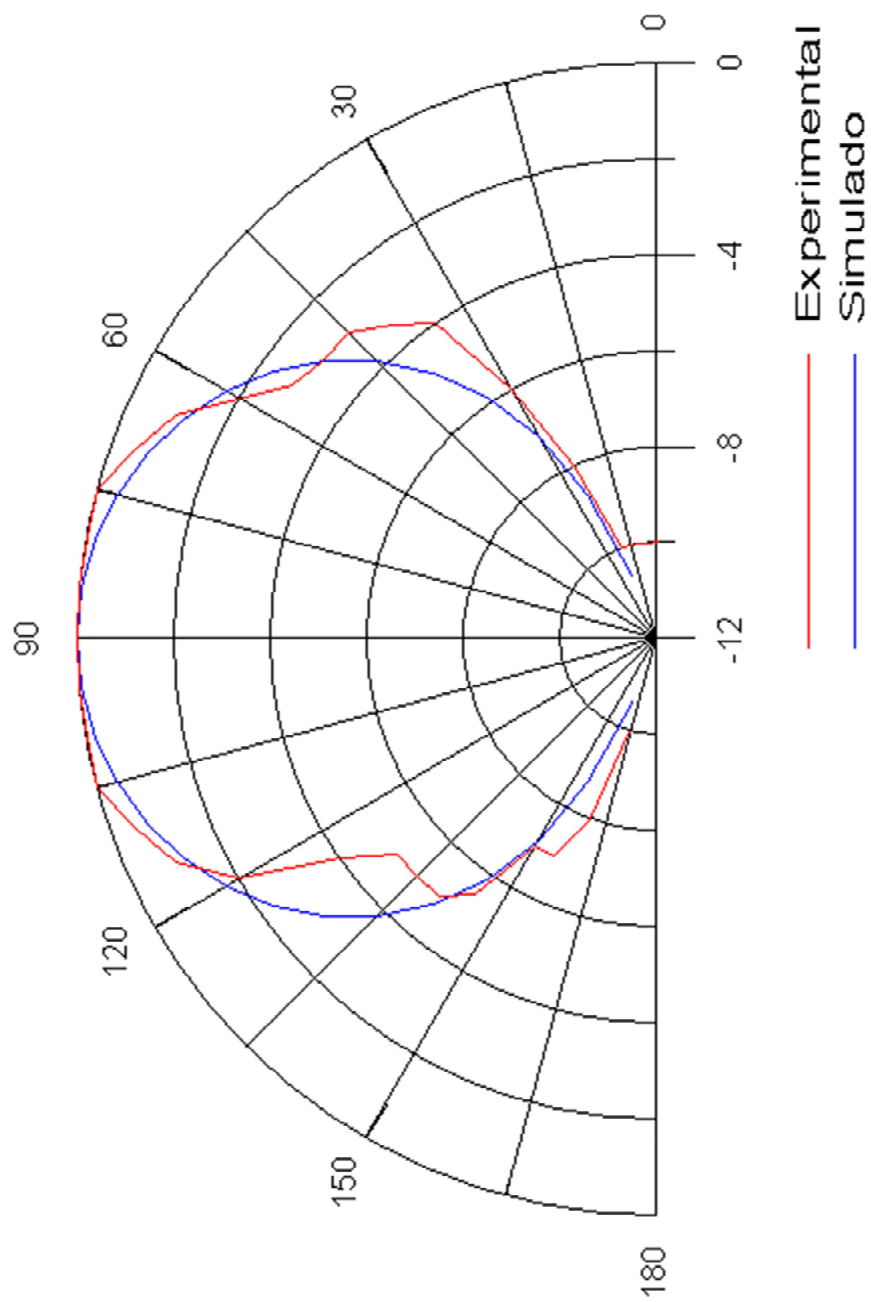
El error relativo porcentual entre el ROE experimental y el obtenido mediante simulación se muestra en la Gráfica 15 este error se calculó con la siguiente expresión:

$$e(\%) = \left| \frac{\text{Valor Teórico} - \text{Valor Experimental}}{\text{Valor Teórico}} \right| * 100\%$$

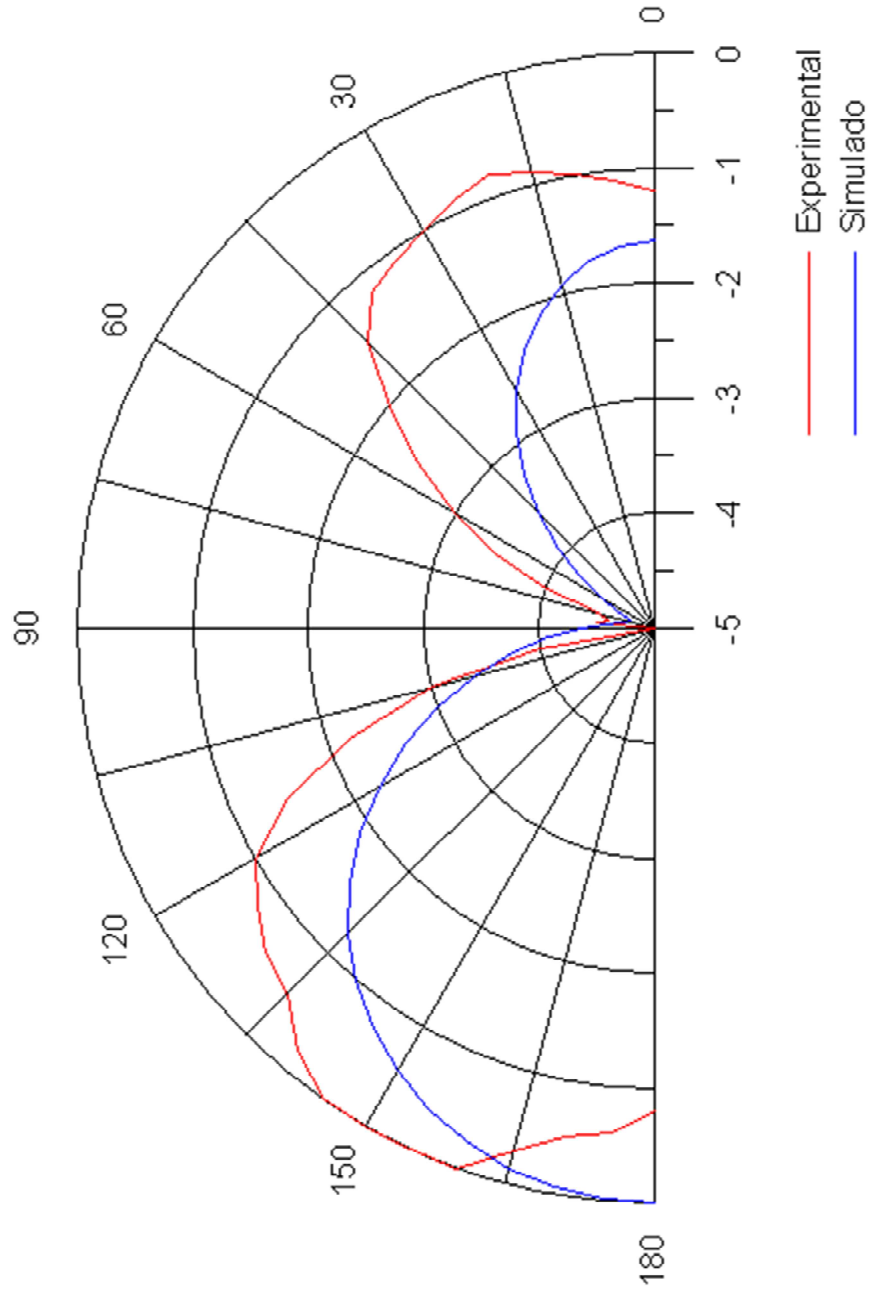


Gráfica 15. Error Relativo Porcentual del ROE Experimental Vs. Simulado de la Figura 26.

Usando dos antenas similares para una frecuencia de 850 MHz, se midió el patrón de radiación relativo. En la Gráfica 16 se muestra el patrón de radiación relativo en dB experimental y el simulado en el plano acimutal, y en la Gráfica 17 se tiene el patrón en el plano de elevación.

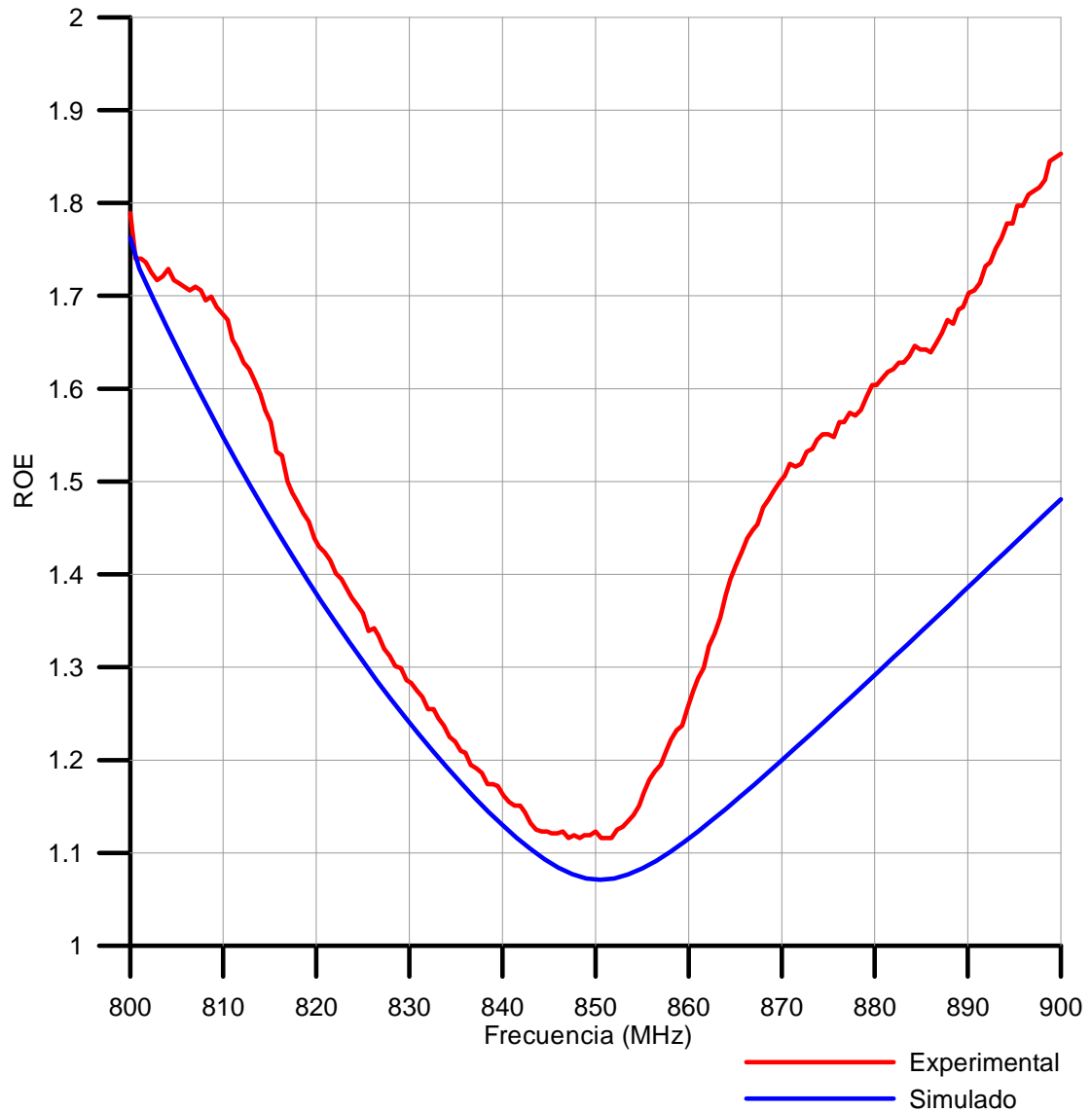


Gráfica 16. Patrón Experimental y Simulado en el plano Acimutal para $f = 850$ MHz.

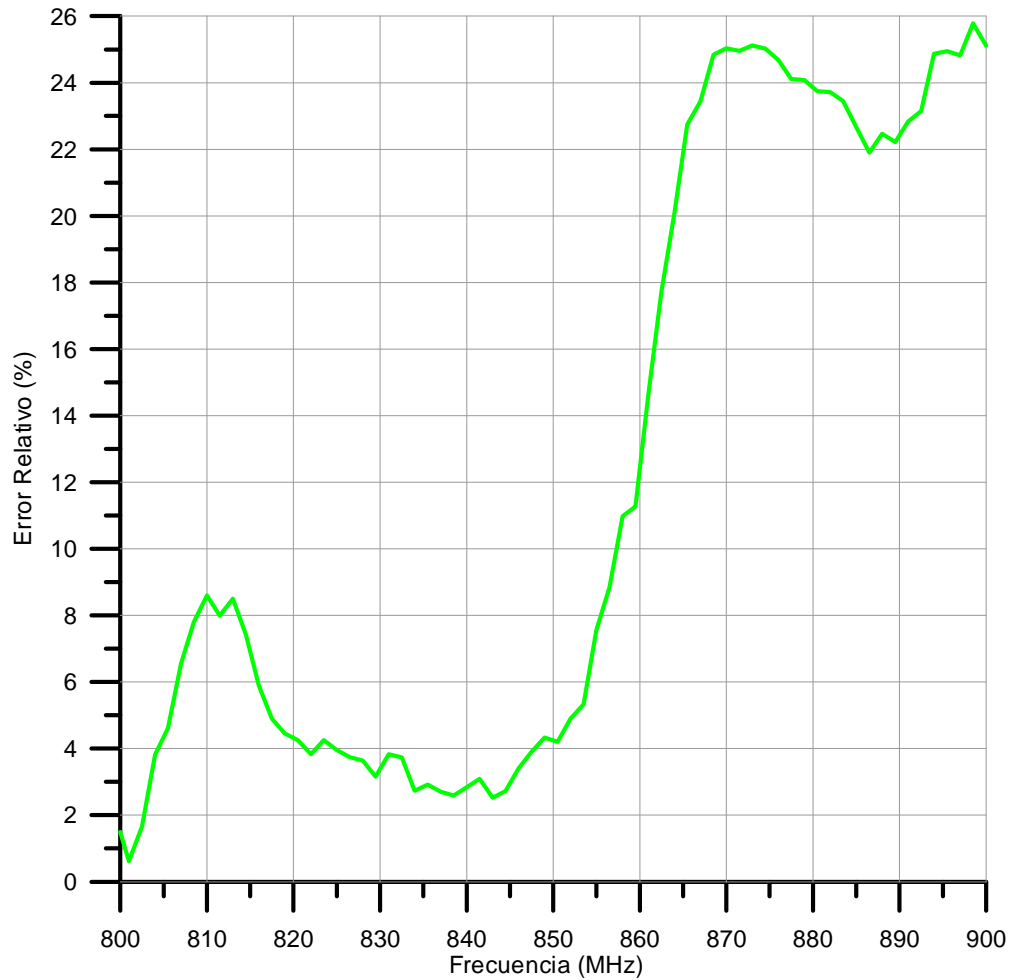


Gráfica 17. Patrón Experimental y Simulado en el plano de Elevación para $f = 850$ MHz.

En la Gráfica 18 se tiene la comparación del ROE experimental con el ROE simulado de la segunda antena de la sección 3.2.1 (Figura 27).

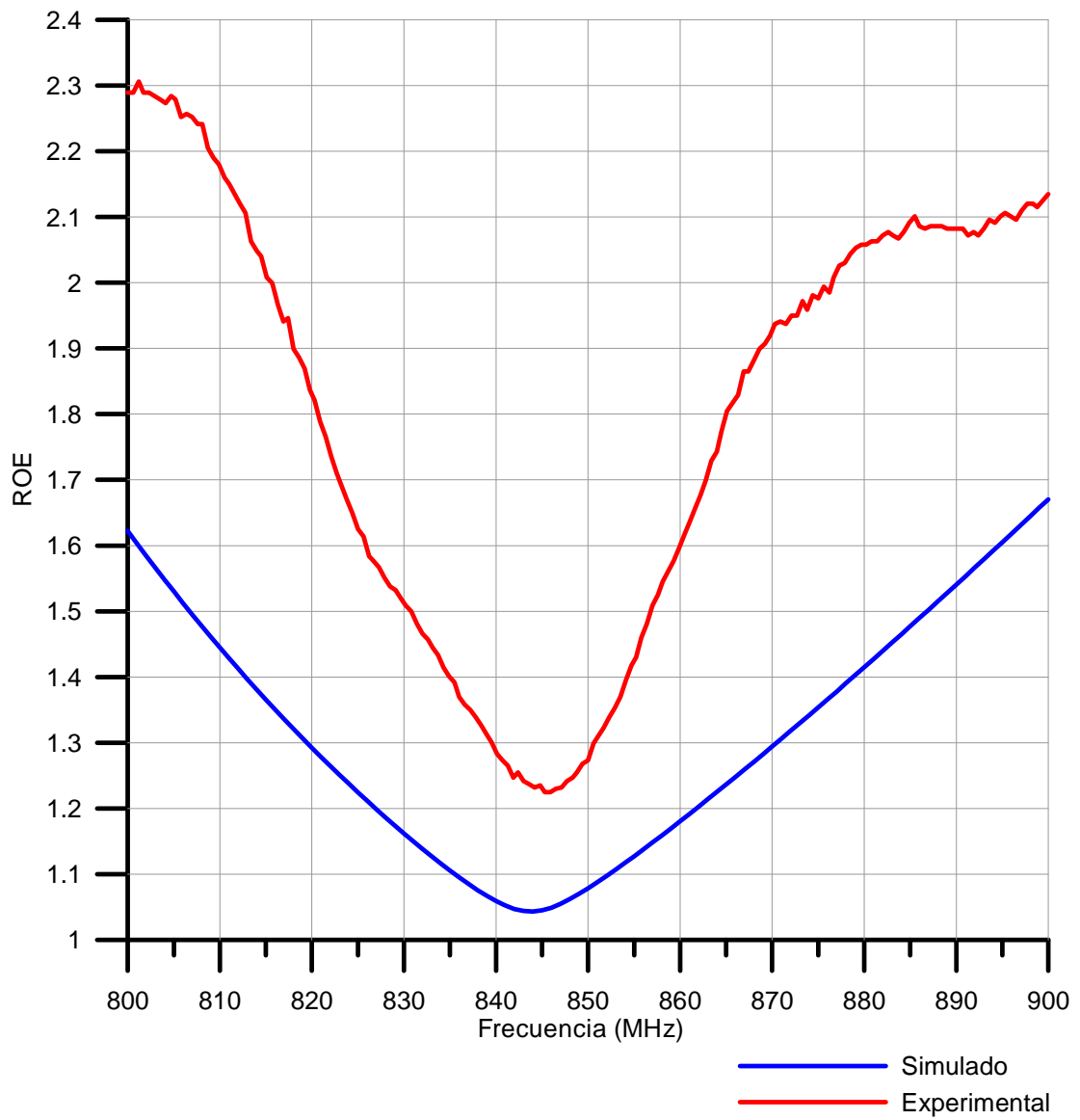


Gráfica 18. ROE de la PIFA de la Figura 27.

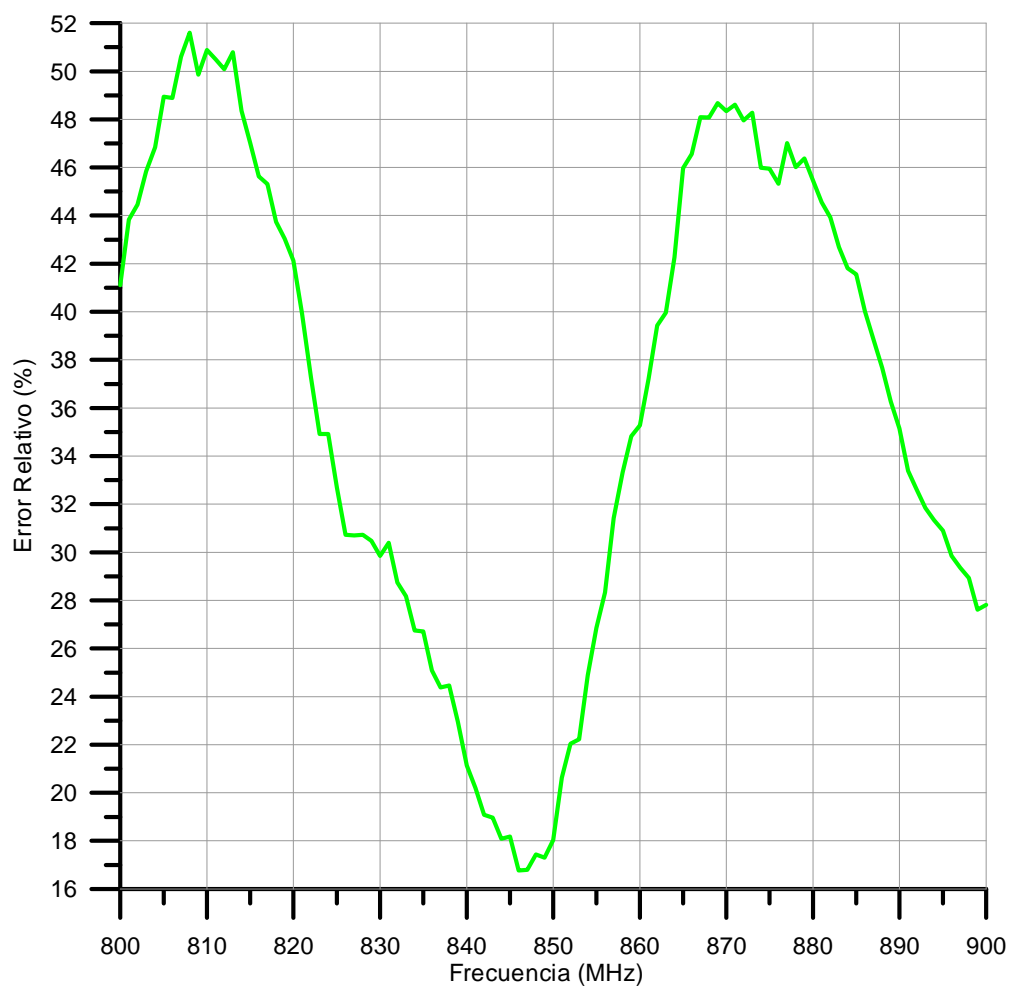


Gráfica 19. Error Relativo Porcentual del ROE Experimental Vs. Simulado de la Figura 27.

Para la configuración de la sección 3.2.2, se colocó la línea de transmisión debajo del dieléctrico con cinta adhesiva de cobre. La comparación entre el ROE Experimental y el Simulado, se presenta en la Gráfica 20 y la curva del error porcentual relativo en la Gráfica 21.



Gráfica 20. ROE de la PIFA con transición línea de microcinta-coaxial.



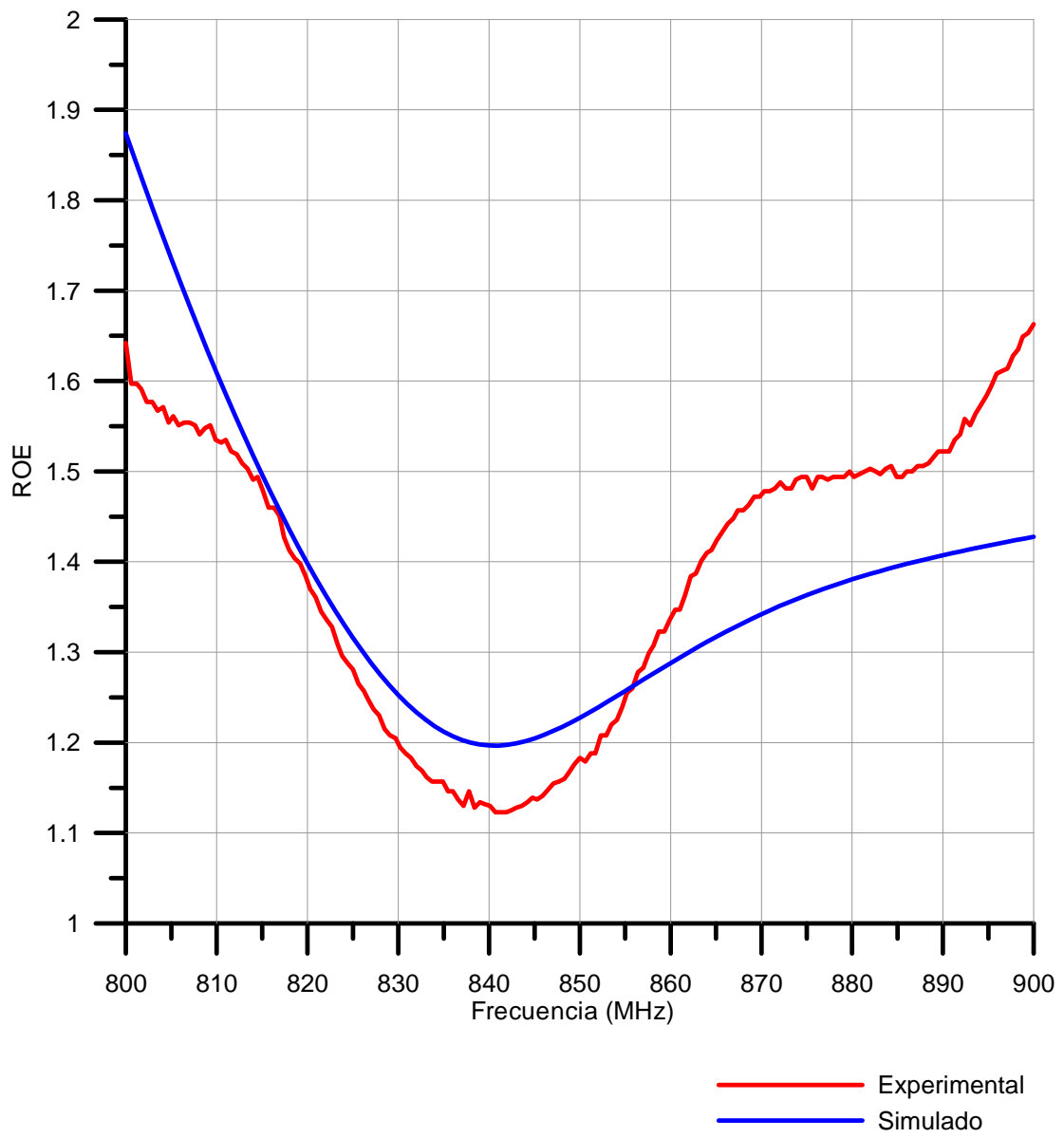
Gráfica 21. Error Relativo Porcentual del ROE Experimental Vs. Simulado de la Figura 28.

Para la construcción del Arreglo en el plano E de 2 elementos PIFA alimentadas capacitivamente por sonda en forma de L (Figura 33), la línea de microcinta se colocó 3 mm por encima del plano de tierra de la antena soportada por portantes de goma espuma. En la Gráfica 22 se muestra la curva experimental y la simulada de esta configuración y en la Gráfica 23 el error asociado.

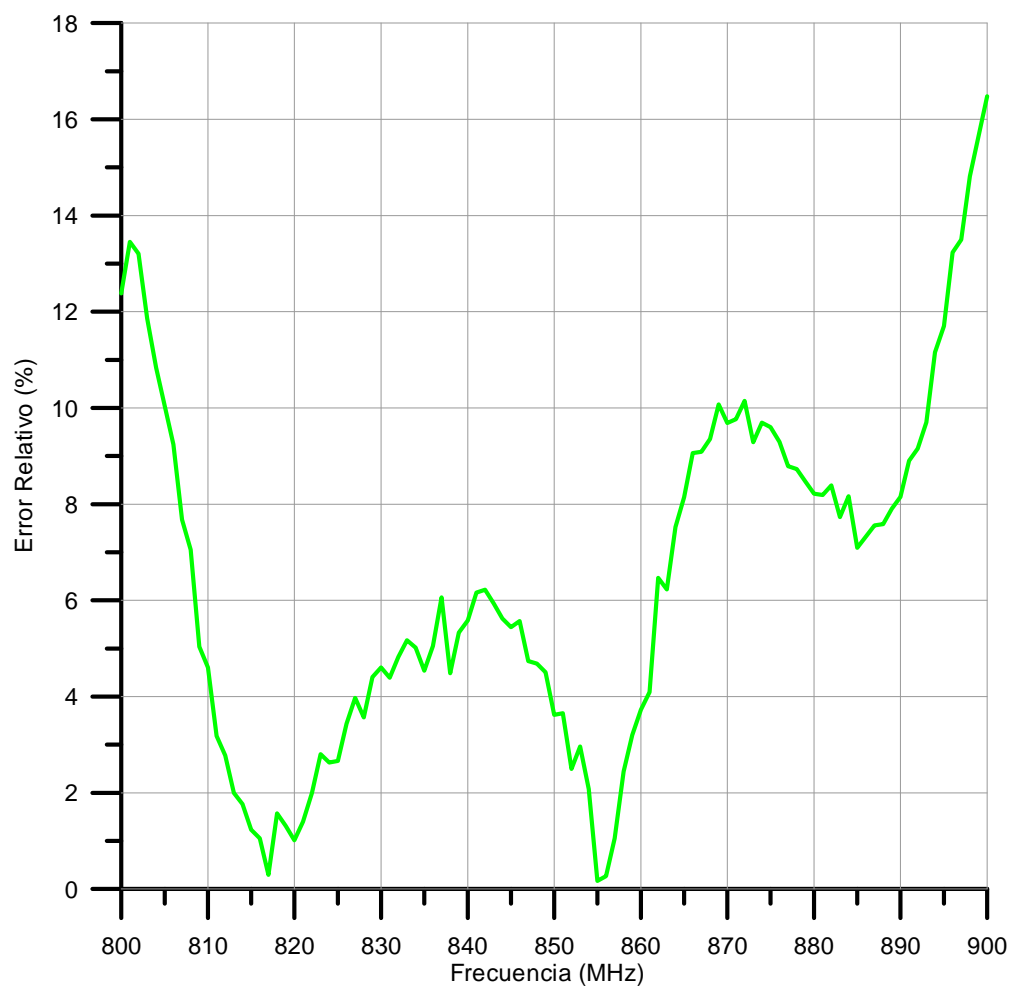


Figura 33. Montaje Experimental del Arreglo de 2 elementos PIFA.

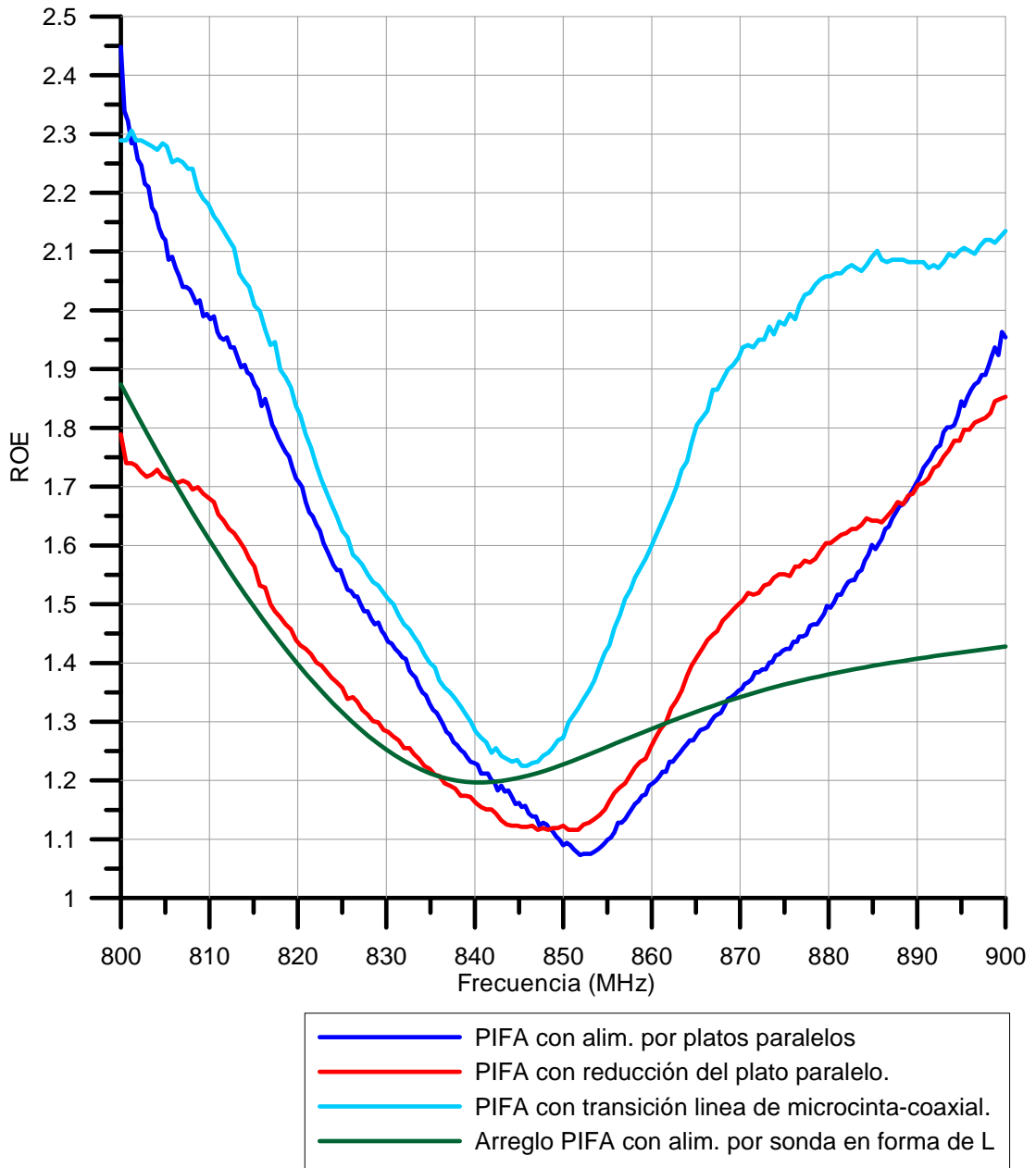
La comparación entre las diferentes curvas del ROE obtenidas experimentalmente de las diferentes configuraciones se muestra en la Gráfica 24.



Gráfica 22. ROE del Arreglo con alimentación por sonda en forma de L.



Gráfica 23. Error Relativo Porcentual del ROE Experimental Vs. Simulado de la Figura 29.



Gráfica 24. Comparación del ROE Experimental de las diferentes configuraciones.

3.4 ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS

Respecto al diseño de la PIFA con alimentación capacitiva por platos paralelos de la Figura 26, el ancho de banda de la simulación de la estructura es de 7,65% ($ROE \leq 1.5$). En la Gráfica 14 se observa que el ROE simulado y el experimental son similares, presentándose un error relativo menor del 13% en toda la banda de frecuencia (Gráfica 15). Se observa en la Gráfica 14, que la curva experimental tiene un mejor valor de ROE cerca de la frecuencia de resonancia que la simulada, tal discrepancia puede ser debida a algún error imponderable en el proceso de la calibración del equipo Anritsu S332D Site Master™ Cable and Antenna Analyzer.

La directividad calculada con el uso de las expresiones (31), (32), (7), (8), (11) y (12), coincide con la obtenida mediante simulación (Gráfica 4). Para 850 MHz, el patrón de radiación relativo experimental y el simulado coinciden, tanto en el plano acimutal (Gráfica 16), como en el plano de elevación (Gráfica 17).

Es preciso mencionar que debido a las dimensiones del plato paralelo del diseño de la primera PIFA alimentada capacitivamente por platos paralelos, se hacía difícil mantener la rigidez del mismo, se redujo el área del alimentador, pero reducir el área conlleva a una compensación de la componente capacitiva, lo que implica disminuir la separación entre los platos paralelos para compensar la componente capacitiva que provee la alimentación, redundando en un ancho de banda de 10,35%. Al comparar la Gráfica 18, se observa nuevamente que la antena está en la frecuencia de resonancia del diseño, presentándose un error relativo máximo del 26% en la

banda superior (Gráfica 19), que puede ser debida a la dificultad de colocar el condensador perfectamente paralelo y simétricamente posicionado.

El valor de la directividad calculada con las expresiones (31), (32), (7), (8), (11) y (12) para la Figura 27 tiende al obtenido en la Gráfica 3, y a su vez estos valores se asemejan al obtenido en la Gráfica 2, gracias a que la estructura de alimentación no tiene gran influencia en el patrón de radiación y las características del patrón de radiación dependen en gran medida de las dimensiones del radiador.

El ROE del diseño de la PIFA con transición línea de microcinta coaxial, presenta una considerable reducción del ancho de banda al compararse con el obtenido mediante simulación (Gráfica 20), obteniéndose un error relativo máximo de 51% en toda la banda de frecuencia (Gráfica 21), sin embargo, se observa que la frecuencia de resonancia del montaje coincide con la calculada para el diseño. El problema de esta configuración, se intuye que pueda estar fuertemente influenciado al hecho de no tomar en cuenta la matriz de dispersión de la transición línea de microcinta-coaxial cuando se simuló el diseño.

Debido a las limitantes presentadas en el ancho de banda, a la dificultad de mantener rígida la estructura de alimentación y a la no disponibilidad de conectores DIN 7/16 (utilizados en las antenas de radio base comercialmente) que se adapten a una alimentación por debajo del plano de tierra, se tuvo la necesidad de modificar la estructura de alimentación.

Al observar la Gráfica 22 correspondiente al diseño de la sección 3.2.3, la curva del ROE experimental es cercana a la obtenida mediante simulación, con un error relativo máximo de 14% en toda la banda de frecuencia, manteniéndose la frecuencia de resonancia. En este diseño se obtuvo un ancho de banda del 10%, además se eliminaron los inconvenientes presentados por la alimentación. El uso de los portantes de goma espuma para soportar la línea de transmisión no tienen efectos apreciables sobre la estructura.

En las Gráfica 5 y 6 del patrón de radiación del arreglo de 2 elementos en el plano H con alimentación por sonda en forma de L, se observa que el valor máximo de la directividad de la Gráfica 6 coincide con la calculada, pero a su vez este no se concentra perpendicular a la superficie, debido a la fuerte cros polarización presente en los radiadores $\lambda/4$, tal y como se estudió en la sección 2.2.13. La separación entre los radiadores es de una longitud de onda para reducir el acoplamiento mutuo.

Para resolver el inconveniente del patrón de radiación se planteó el diseño de la antena sectorial utilizando radiadores de media longitud de onda, tal y como se muestra en la Figura 31, en el cual 4 elementos son colocados a una distancia de media longitud de onda entre cada uno, observándose desde la Gráfica 8 hasta Gráfica 13, que el patrón de radiación se concentra perpendicular a la superficie de los radiadores, con una directividad de 15,26 dBi para 850 MHz la cual coincide con los obtenidos mediante el uso de las expresiones (22), (21), (23), (7), (8), (11) y (12).

En la Tabla 2 se muestra las características eléctricas del diseño final de la Antena Sectorial, en esta tabla se tiene una comparación entre la meta propuesta y la obtenida mediante simulación, observándose que se superaron los requisitos exigidos para el diseño.

Tabla 2. Características Eléctricas del Diseño Final

	Meta	Simulado
Rango de Frecuencias	806-896 MHz	806-896 MHz
Polarización	Vertical	Vertical
Ancho del Lóbulo Acimutal	-----	70°
Ancho del Lóbulo de Elevación	-----	13°
Ganancia	$\geq 13\text{dBi}$	$\geq 14,4\text{ dBi}$
ROE	1.5:1	1.3:1

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En este trabajo, se diseñaron y simularon diferentes estructuras de antenas, cambiando la forma, las dimensiones y la alimentación; se realizaron montajes experimentales de algunas de las estructuras propuestas midiendo el ROE. Un breve resumen de los resultados obtenidos mediante simulación y los obtenidos experimentalmente se presenta a continuación:

El modelo de cavidad permite obtener los valores preliminares de los diseños, a partir de la frecuencia de resonancia. El uso de software de simulación de aplicaciones en 3D, permitió ajustar los valores de la estructura de alimentación para acoplar la estructura en la banda deseada. Los valores de la frecuencia de resonancia y el ancho de banda de los montajes experimentales realizados son muy similares a la de la simulación con **CST STUDIO SUITE™ 2006**, lo cual permitió reducir el número de intentos en la fabricación de los diseños.

La cros polarización de las PIFAs, no permite concentrar los campos perpendiculares a la superficie del radiador. En el Arreglo PIFA propuesto en la sección 3.2.3, produce un alto acoplamiento en el plano H, siendo la mínima distancia para evitar el acoplamiento de una longitud de onda, obteniéndose una antena con grandes dimensiones.

La alimentación capacitiva por sonda en forma de L es más fácil de implementar para la producción en masa de arreglos de antenas, además no presenta inconvenientes en las transiciones y presenta mayor rigidez que la alimentación capacitiva por platos paralelos.

Un arreglo de cuatro radiadores $\lambda/2$ en el plano E, separados en media longitud de onda, presenta el máximo de radiación perpendicular a la superficie, cumpliendo con las características del diseño requeridas (Tabla 2).

Es importante destacar, que los conectores SMA utilizados para la construcción de las antenas no son los requeridos para el diseño final de la antena sectorial. Se recomienda construir el diseño propuesto con conectores DIN 7/16, los cuales son los estándar para la aplicación.

En la construcción de los diseños, se tuvo inconvenientes para cortar la línea de transmisión debido alto grado de precisión requerido. Para fabricar el prototipo final, se requiere de:

- Un sistema automatizado para cortar las piezas sin dañarlas, por ejemplo un sistema de corte por **Láser**.
- Una estación de micro-soldadura para componentes eléctricos.
- Un laboratorio acondicionado con los equipos de medición y herramientas mecánicas.

La carcasa de la antena debe estar hecha de un material que sea liviano, resistente a los rayos UV, resistente a la humedad, que tenga rigidez mecánica y de constante dieléctrica relativa entre 1 y 2,5, con el propósito de proteger a la antena y no modificar sus características eléctricas.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] James J.R., Hall. P.S . *Handbook of Microstrip Antennas*. Peter Peregrinus. Londres. 1989.
- [2] Bahl I.J., Bhartia P., *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, Norwood, MA. 2001.
- [3] Weinschel H. D.. *Progress report on development of microstrip cylindrical arrays for sounding rockets*. Physic. and Sci Lab. New MexicoState Univ., Las Cruces, 1973.
- [4] Carver K.R.. *The radiation pattern of a microstrip disc antenna*. Physic. and Sci Lab. New MexicoState Univ., Las Cruces, 1976.
- [5] Lo Y.T., Harrison D.D., Salomon D., Deschamps G.A., Ore. F.R. *Study of microstrip antennas, microstrip phased arrays, and microstrip feed networks*. Rome Air Development Center. Tech. Rep. TR-77-406. 1977
- [6] Arruebarrena, R. *Diseño y Construcción de un Arreglo de Antenas Microstrip en la banda L.* Trabajo de grado para optar al título de Ingeniero Electricista. Universidad Central de Venezuela. 2002.
- [7] Jota, W. *Diseño y Construcción de una Antena Planar en tecnología Microstrip para la banda de 2,4 GHz.* Trabajo de Grado para optar al título de Ingeniero Electricista. Universidad Central de Venezuela. 2005.
- [8] CONATEL[en línea].
<http://www.conatel.gob.ve/indicadores/Indicadores2007/estadisticas_del_sector_al_cierre_del_I_trimestre_de_2007.pdf> [Consulta: 2007]
- [9] Importación en el rubro 8529 desde el año 2000 hasta el año 2006. Fundación de Ediciones Oficiales de Estadística e Informática. Caracas.

- [10] Lee K. F., Chen W. *Advances in Microstrip and Printed Antennas*. John Wiley & Sons. New York, NY. 1997.
- [11] Jackson D.R., Alexopoulos N.G. *Simple Approximate Formulas for Input Resistance, Bandwidth, and Efficiency of a Resonant Rectangular Radiator*. IEEE Transactions on Antenna and Propagation. Vol. AP-39, pags. 407-410, March 1991.
- [12] Balanis C.A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons. Tempe, Arizona. 1997.
- [13] Vandebosch, G. A., Van de Capelle A. R. *Study of the Capacitively Fed Microstrip Antenna Element*. . IEEE Transactions on Antenna and Propagation. Vol. AP-42, pags. 1648-1652, December 1994.
- [14] Rowell C. R., Murch R.D. *A Capacitively Loaded PIFA for Compact Mobile Telephone Handsets*. IEEE Transactions on Antenna and Propagation. Vol. AP-45, pags. 837-842, May 1997.
- [15] Meshram M. K.. *Analysus of L- Strip Fed Rectangular Microstrip Antenna for Mobile Base Station*. Microwave and Optical Technology Letters. Vol. 49, N° 8. August 2007.
- [16] Wong K. L.. *Compact and Broadband Microstrip Antennas*. John Wiley & Sons. New York, NY. 2002.
- [17] Fernández L. *Práctica de Laboratorio N° 5: "Medición de Patrón de Antena"*. Laboratorio de Comunicaciones II. Escuela de Ingeniería Eléctrica, UCV. Caracas.

BIBLIOGRAFÍA

Carver K.R. *Microstrip Antenna Technology*. IEEE Transactions on antenna and Propagation, Vol. AP-29, N° 1. January 1981.

Elliot R.S.. *Antenna Theory and Design. Revised Edition*. Wiley Interscience. Los Angeles, CA. 2003

Kuo J.S. and. Wong K.L. *A low-cost microstrip-line-fed shorted-patch antenna for a PCS base station*. Microwave Opt Technol Lett 29: 146-148, John Wiley & Sons 2001.

Pozar D.M. . *Microstrip Antennas*. Proceedings of the IEEE, Vol. 89, N°1. 1992

Tulintseff A.N., Ali S.M., Kong J.A.. *Imput Impedance of a Probe-Fed Stacked Circular Microstrip Antenna*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 39, N° 3, March 1991.

ANSI/IEEE (Std 149-1979). *IEEE Standard Test Procedures for Antennas*. The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.

ANEXO

A: Factor p para una PIFA

El factor p , se define como la relación de la potencia radiada respecto a la potencia radiada por un elemento Hertziano con equivalente momento m_{eq} ,

$$p = \frac{P_{rp}}{P_r^h m_{eq}^2} \quad (\text{A. 1})$$

el factor p se aproxima a la unidad cuando el tamaño del radiador es pequeño comparado a una longitud de onda.

Una expresión aproximada para el factor p se puede obtener escribiendo en términos del patrón en campo lejano como

$$p = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} S_r(\theta, \phi) r^2 \sin\theta d\theta d\phi}{m_{eq}^2 \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} S_r^h(\theta, \phi) r^2 \sin\theta d\theta d\phi} \quad (\text{A. 2})$$

donde S_r es la componente radial del vector de Poynting en campo lejano de la corriente del radiador, y S_r^h es la densidad de potencia de un elemento Hertziano orientado en la dirección x . La densidad de potencia radiada por el radiador, se puede expresar como

$$S_r(\theta, \phi) = m_{eq}^2 S_r^h(\theta, \phi) |A(\theta, \phi)|^2 \quad (\text{A. 3})$$

donde $|A(\theta, \phi)|$ es una especie de factor de arreglo para una apertura de un radiador rectangular $\lambda/4$, definido como [2, pág. 311]

$$A(\theta, \phi) = \frac{\text{sen}\left(\frac{k_o W \text{sen } \theta \text{sen } \phi}{2}\right)}{\frac{k_o W \text{sen } \theta \text{sen } \phi}{2}} \quad (\text{A. 4})$$

Una evaluación en forma cerrada del factor p , puede ser realizada asumiendo que el sustrato es delgado y que las dimensiones del radiador no son muy grandes comparándolas a la longitud de onda.

De las componentes de un elemento Hertziano horizontal en campo lejano en la parte superior de un sustrato con plano de tierra, se tiene la siguiente expresión del vector de Poynting [10, pág. 266]

$$S_r^h = c_2(\text{sen}^2 \phi \cos^2 \theta + \cos^2 \phi) \quad (\text{A. 5})$$

donde c_2 es una constante de proporcionalidad.

Usando la identidad

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} (\text{sen}^2 \phi \cos^2 \theta + \cos^2 \phi) \text{sen } \theta d\theta d\phi = \frac{4\pi}{3} \quad (\text{A. 6})$$

el factor p , se escribe

$$p = \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} (\text{sen}^2 \phi \cos^2 \theta + \cos^2 \phi) T_1^2(\theta, \phi) T_2^2(\theta, \phi) \text{sen } \theta d\theta d\phi \quad (\text{A. 7})$$

Para resolver esta integral se usa la siguiente aproximación trigonométrica en la función $A(\theta, \phi)$ en (A. 3).

$$\text{senc}(x) = \frac{\text{sen}x}{x} \approx 1 - 0,167x^2 \quad (\text{A. 8})$$

Usando esta aproximación, las integrales de (A. 6) tienen solución en forma cerrada, obteniéndose

$$p \approx 1 - 0,00835(k_o W_e)^2 \quad (\text{A. 9})$$