

# INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

---

---

## ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

UNIDAD PROFESIONAL ADOLFO LÓPEZ MATEOS

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

**“Desarrollo de Antenas semi-isotrópicas para evaluar emisiones  
radiadas e inmunidad electromagnética en el intervalo de  
frecuencias de 300 MHz a 3 GHz.”**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

**MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

PRESENTA:

**ING. MIGUEL ANGEL MUÑOZ SANCÉN**

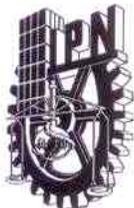
ASESORES

DR. ROBERTO LINARES Y MIRANDA

DR. JOSÉ ALFREDO TIRADO MÉNDEZ

MEXICO D.F. DICIEMBRE 2011





# INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

## ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de México siendo las 17:00 horas del día 12 del mes de Diciembre del 2011 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de la Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de ESIME-Zacatenco para examinar la tesis titulada:

Desarrollo de Antenas Semi-isotrópicas para Evaluar Emisiones Radiadas e Inmunidad Electromagnética en el Intervalo de Frecuencias de 300 MHz a 3 GHz.

Presentada por el alumno:

Muñoz  
Apellido paterno

Sancén  
Apellido materno

Miguel Angel  
Nombre(s)

Con registro: 

B	0	9	1	7	3	6
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica

Después de intercambiar opiniones los miembros de la Comisión manifestaron **APROBAR LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

### LA COMISIÓN REVISORA

Directores de tesis

\_\_\_\_\_  
Dr. Roberto Linares y Miranda

\_\_\_\_\_  
Dr. José Alfredo Tirado Méndez

Presidente:

Secretario:

\_\_\_\_\_  
Dr. José Manuel de la Rosa Vázquez

\_\_\_\_\_  
Dr. Raul Peña Rivero

3er. Vocal

\_\_\_\_\_  
M. en C. Ruben Flores Leal

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES

\_\_\_\_\_  
Dr. Jaime Robles Garcia





**INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**  
**SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO**

*CARTA CESIÓN DE DERECHOS*

En la Ciudad de México el día 12 del mes Diciembre del año 2011, el (la) que suscribe Miguel Angel Muñoz Sancén alumno (a) del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica con número de registro B091736, adscrito a la Sección de Estudios de Postgrado e Investigación de la ESIME Unidad Zacatenco, manifiesta que es autor (a) intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. Roberto Linares y Miranda y Dr. José Alfredo Tirado Méndez y cede los derechos del trabajo intitulado Desarrollo de Antenas Semi-Isotrópicas para Evaluar Emisiones Radiadas e Inmunidad Electromagnética en el Intervalo de Frecuencias de 300 MHz a 3 GHz, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección [angel\\_ipn@hotmail.com](mailto:angel_ipn@hotmail.com), [rlinaresy@ipn.mx](mailto:rlinaresy@ipn.mx) . Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

  
Miguel Angel Muñoz Sancén

Nombre y firma

## Resumen

En este trabajo de tesis se presenta el diseño, construcción y caracterización de antenas semi-isotrópicas para pruebas de emisiones e inmunidad electromagnética en el intervalo de frecuencia de 300 MHz a 3 GHz. Estas antenas se desarrollaron en base de dos dipolos de banda ancha en un arreglo ortogonal para logra la semi-isotropía. Los dipolos son de tipo parche de forma elíptica, construídos en tabletas de circuito impreso FR-4. La antena para la evaluación de emisiones electromagnéticas tiene una ganancia cercana a los 5 *dB* y un factor de antena de  $20 m^{-1}$  a la frecuencia de 1 GHz, la antena para evaluar la inmunidad electromagnética tiene las mismas características, ambas antenas presentan valores de relación de onda estacionaria de entre 1.2 a 1.5 dentro del ancho de banda de interés. Debido a que ambas antenas presentan la misma estructura, el parámetro que las diferencia es el circuito de acoplamiento para el manejo de potencia.

Este circuito de acoplamiento es importante para obtener el mejor desempeño de las antenas, por lo que también se describe su diseño, construcción y caracterización. Estas antenas son importantes en la evaluación de la Compatibilidad Electromagnética (EMC), los niveles se especifican en las normas internacionales para emisiones radiadas, respetando los límites de energía radiada se pueden reducir las interferencias electromagnéticas (EMI) entre dispositivos, equipos, sistemas eléctricos-electrónicos generadores y susceptibles respectivamente. Los conceptos básicos de este tema se presentan en la introducción de la tesis.

## **Abstract**

This thesis presents the design, construction and characterization of the semi-isotropic antenna for testing electromagnetic radiation and immunity in a frequency range of 300 MHz to 3 GHz. These antennas are developed on the basis of two broadband dipoles in an orthogonal array to achieve the semi-isotropy property. The dipoles are elliptical-shaped patches, built in FR4 laminate. The antenna for the evaluation of electromagnetic radiation has a gain around 5 *dB* and an antenna factor of 25 at 1 GHz. The antenna for evaluating the electromagnetic immunity has the same characteristics. Both antennas have a ROE of 1.2 at the frequency where the best matching is got and 1.5 over the remaining bandwidth. Both antennas are equal, but the matching structure, which is changed for higher power management.

This matching circuit is important to get the best performance of the antennas, so that also in this thesis this described its design, construction and characterization. These antennas are important for evaluating the electromagnetic compatibility (EMC), the levels specified in international standards for radiations within the limits of radiated energy between devices, equipment, electrical-electronics systems, generators. The basics of this subject are presented in the introduction of the thesis.

## Índice de Contenidos

Resumen	i
Abstract	ii
Índice	iii
Índice de Figuras y Tablas	vi
Acrónimos	xii
Objetivo de la Tesis	xiv
Objetivos Específicos	xiv
Alcance	xv
Justificación	xvi

## Capítulo 1

<b>Introducción</b>	<b>1</b>
1.1 Compatibilidad Electromagnética	3
1.2 Perturbación Electromagnética	3
1.3 Emisiones Electromagnéticas	5
1.4 Inmunidad a la energía electromagnética	6
1.5 Susceptibilidad	6
1.6 Parámetros de antena comunes para el área de Compatibilidad Electromagnética	8
1.7 Normas de la Compatibilidad Electromagnética	12
Conclusiones	15
Referencias	16

## Capítulo 2

### Antenas de banda ancha y sus parámetros de diseño

2.1	Antenas de banda ancha	16
2.2	Antena receptora y transmisora	20
2.3	Principio básico de operación de una antena dipolo	22
2.4	Diseño de la antena de banda ancha dipolo con brazos elípticos	23
2.5	Variación de la geometría del dipolo con brazos elípticos	37
2.6	Simulación de dipolo con brazos elípticos de banda ancha usando CST	38
	Conclusiones	41
	Referencias	42

## Capítulo 3

### Obtención de un patrón de radiación semi-isotrópico por medio de un arreglo ortogonal de antenas dipolo

3.1	Antena isotrópica	43
3.2	Fuente puntual isotrópica	44
3.3	Modelo de propagación en el espacio libre de Friis	47
3.4	Arreglo de dos antenas dipolo	49
3.5	Patrón de radiación de un arreglo ortogonal	49
	Conclusiones	54
	Referencias	54

## Capítulo 4

### Construcción acoplamiento y caracterización de la antena semi-isotrópica

4.1	Construcción de la antena de banda ancha	56
4.2	Compensación capacitiva del dipolo de banda ancha	58
4.3	Construcción de una segunda antena	62
4.4	Construcción del arreglo ortogonal	63
4.5	Desarrollo de un acoplador de Impedancias para un arreglo de dos dipolos con un ancho de banda de 300 MHz a 1.5 GHz	66
4.6	Desarrollo de un acoplador de Impedancias para un arreglo de dos dipolos con un ancho de banda de 1.5 a 3 GHz	79
4.7	Construcción de los acopladores de impedancias y mediciones	80
4.8	Caracterización de la antena semi-isotrópica	88
	Conclusiones	104
	Conclusiones generales	106
	Referencias	108
	Trabajo a Futuro	109
	Apéndice A.1 Pruebas de Emisiones Electromagnéticas Radiadas.	110
	Apéndice A.2 Pruebas de Inmunidad a la Radiación Electromagnética.	114
	Apéndice B Tablas de conversiones de EMI.	118

### Índice de figuras y tablas

Figura 1.1 Proceso de las interferencias electromagnéticas.	4
Figura 1.2 Sitios para pruebas de emisión e inmunidad de EMI.	5
Figura 1.3 Ambiente electromagnético.	5
Figura 1.4 Referencia de un campo eléctrico dentro de una cámara anecoica o semi-anecoica para pruebas de inmunidad electromagnética.	7
Figura 2.1 a) Dimensiones del dipolo elíptico con respecto al ancho de banda b) Patrón de radiación de un dipolo elíptico.	20
Figura 2.2 Comportamiento de la antena, a) receptora b) transmisora y circuitos equivalentes correspondientes.	21
Figura 2.3 Línea de transmisión de dos cables terminada en circuito abierto	22
Figura 2.4 Línea de transmisión de dos cables con las terminales abiertas formando una antena dipolo.	22
Figura 2.5 Antena dipolo de brazos elípticos y su patrón de radiación.	26
Figura 2.6 Gráficas polares del patrón de radiación de una antena dipolo a) vista horizontal b) vista vertical.	27
Figura 2.7 Geometría de una antena dipolo elíptica.	28
Figura 2.8 Diagrama del generador de RF conectado a una línea de transmisión y la antena.	33
Figura 2.9 Gráfica del parámetro de dispersión $S_{11}$ de un dipolo elíptico de 2 mm de ancho y 17.6 cm de largo.	34
Figura 2.10 Gráfica del promedio entre la mínima y máxima resonancia en el parámetro $S_{11}$ con respecto al ancho del dipolo.	38
Figura 2.11 Geometría del dipolo de brazos elípticos resultante para un ancho de banda de 300 MHz a 3 GHz 21.6 cm de ancho con 17.6 de largo en cada brazo.	39
Figura 2.12 Gráfica del parámetro $S_{11}$ del dipolo de brazos elípticos con 176 mm de largo en cada brazo y 216 mm de ancho.	39
Figura 3.1 Radiación isotrópica.	43

Figura 3.2 Ilustración de la directividad de una antena: fuente isotrópica a), antena directiva b).	46
Figura 3.3 Arreglo de dipolos de media longitud de onda idénticos separados por una distancia $d$ .	50
Figura 3.4 a) Patrón de radiación de dos dipolos en los diferentes planos b) Patrón de radiación resultante.	53
Figura 4.1 a) Fotografía de la antena construida b) mediciones con el analizador de redes.	57
Figura 4.2 Gráfica del parámetro $S_{11}$ experimental (rojo) y simulado (verde) con CST.	57
Figura 4.3 Gráfica de impedancia de la antena en parte real simulada (roja) y medida (verde).	58
Figura 4.4 Gráfica parte real de la impedancia de la antena.	59
Figura. 4.5 Gráfica de la impedancia de la antena en parte imaginaria.	59
Figura. 4.6 a) Capacitancia de montaje superficial b) Conexión de la capacitancia en la terminación de la antena.	61
Figura 4.7 Comparación del parámetro $S_{11}$ experimental (rojo) simulado (verde).	61
Figura 4.8 Segunda antena construida para realizar el arreglo de antenas.	62
Figura 4.9 Comparación del parámetro $S_{11}$ de las antenas construidas; antena uno (rojo) antena dos (verde).	63
Fig. 4.10 Fotografías del arreglo ortogonal de antenas de banda ancha construido.	63
Fig. 4.11 Divisor de potencia para dos antenas de la marca mini-circuits.	64
Figura 4.12 Conexión del arreglo con los cables y el divisor de potencia.	64
Figura 4.13 Imagen del montaje de la antena sobre el pedestal para la medición del parámetro $S_{11}$ con el analizador de redes Rohde & Schwarz ZVB4.	65
Figura 4.14 Gráfica del parámetro $S_{11}$ del arreglo ortogonal con el divisor de potencias minicircuits.	65
Figura 4.15 Divisor resistivo de tres puertos.	66
Figura 4.16 Conductor de cinta sobre un sustrato de FR4 con plano de tierra.	69

Figura 4.17 Divisor de microcinta 1:2 en forma de T.	70
Figura 4.18 Divisor de microcinta de 1:2 que contiene un transformador de microcinta estándar de $\lambda/4$ . La longitud del transformador es 75 mm a una $f = 1$ GHz, su anchura es 5 mm y su impedancia característica de 35.35 $\Omega$ .	71
Figura 4.19 Configuración para la simulación del acoplador de microcinta de 50 $\Omega$ en forma de "T"	71
Figura 4.20 gráfica del parámetro $S_{11}$ del acoplador de microcinta de 50 $\Omega$ .	72
Figura 4.21 Acoplador de microcinta con el brazo inferior a una impedancia de 35.35 $\Omega$ .	72
Figura 4.22 Gráfica del parámetro $S_{11}$ del acoplador de microcinta con el brazo inferior a una impedancia de 35.35 $\Omega$ .	73
Figura 4.23 Variación de la longitud del brazo inferior para ajustar la frecuencia de resonancia del acoplador.	74
Figura 4.24 Gráfica del parámetro $S_{11}$ de un acoplador de impedancias para una resonancia de 850 MHz.	74
Figura 4.25 Combinación del acoplador resistivo y de microcinta.	75
Figura 4.26 Gráfica del parámetro $S_{11}$ del acoplador resistivo y de microcinta.	76
Figura 4.27 Gráfica del parámetro $Z_{11}$ del acoplador de impedancias resistivo y de microcinta.	76
Figura 4.28 Acoplador de impedancias con el brazo inferior ranurado.	77
Figura 4.29 Gráfica $S_{11}$ del acoplador de impedancias ranurado en su brazo inferior a la mitad.	78
Fig. 4.30 Gráfica del parámetro $Z_{11}$ del acoplador ranurado a la mitad en su brazo inferior.	78
Figura 4.31 Acoplador de impedancias para frecuencias de 1.5 a 3 GHz	79
Figura 4.32 Gráfica del parámetro $S_{11}$ del acoplador para altas frecuencias (1.5 - 3 GHz).	79
Figura 4.33 Gráfica del parámetro $Z_{11}$ del acoplador de impedancias para altas frecuencias (1.5 - 3 GHz).	80

Figura 4.34 Acoplador de impedancias construido a) parte de frente líneas de microcinta b) parte trasera plano de tierra.	81
Figura 4.35 Mediciones del acoplador de impedancia con analizador de redes Rohde & Schwarz.	81
Figura 4.36 Gráfica del parámetro $S_{11}$ del acoplador de impedancias conectado a dos cargas fijas de $50 \Omega$ del analizador Rohde & Schwarz.	82
Figura 4.37 Gráficas del parámetro $S_{11}$ de acoplador de impedancias conectado a dos cargas fijas de $50 \Omega$ , simulación (verde), medición con analizador de redes (roja).	
Figura 4.38 Conexión del acoplador con el arreglo de antenas para medir su parámetro $S_{11}$ .	82
Figura 4.39 Gráfica de la simulación y medición del parámetro $S_{11}$ , del arreglo de antenas con el acoplador de impedancias de 300 MHz a 1.5 GHz simulación (verde), experimental (rojo).	84
Figura 4.40 Acoplador de impedancias con una nueva división en la parte superior del brazo inferior y mayor plano de tierra en los brazos superiores.	85
Figura 4.41 Gráfica del parámetro $S_{11}$ del acoplador de impedancias con una ranura más en el brazo inferior.	85
Figura 4.42 Gráfica del parámetro $S_{11}$ del acoplador modificado conectado al arreglo de antenas.	86
Figura 4.43 Gráfica del parámetro $S_{11}$ del arreglo de antenas con el acoplador optimizado, simulado (verde) y experimental (rojo).	86
Figura 4.44 Acopladores direccionales construidos para altas frecuencias (1-3 GHz).	87
Figura 4.45 Gráficas del parámetro $S_{11}$ del arreglo con el acoplador de 1.5 a 3 GHz experimental (rojo) simulado (verde).	87
Figura 4.46 Esquema utilizado para obtener R.O.E.	90
Figura 4.47 Gráfica de la potencia incidente de un acoplador direccional utilizando un generador de RF a 0 dBm medida con analizador de espectros portátil Rohde & Schwarz.	90

Figura 4.48 Gráfica de la potencia reflejada medida con analizador de espectros portátil Rohde & Schwarz.	91
Figura 4.49 Esquema para obtener patrones de radiación y ganancia.	91
Figura 4.50 Preparación para medición del patrón de radiación en la cámara anicónica.	92
Figura 4.51 Patrones de radiación de la antena de a) 300 MHz b) 1 GHz c) 3 GHz.	93
Figura 4.52 Gráfica del patrón de radiación en 3D a) 300 MHz b) 1 GHz c) 3 GHz.	94
Figura 4.53 Esquema para obtener patrones de radiación y ganancia	95
Figura 4.54 Esquema utilizado para obtener la ganancia del arreglo de antenas.	96
Figura 4.55 a) Colocación de las antenas de frente con una separación de 3 m una con respecto de la otra b) Rotación de la antena receptora c) Equipo de generación y medición de la señal de RF.	97
Figura 4.56 Gráfica del parámetro $Z_{11}$ del arreglo de antenas que nos muestra las impedancias a lo largo del intervalo de frecuencias de operación.	101
Figura 1 del apéndice. Pruebas de emisiones radiadas.	113
Figura 2 del apéndice. Diagrama a bloques de una configuración típica para pruebas de inmunidad con niveles de señales y características adicionales.	117
Tabla I. Normas Mexicanas para la CEM y su concordancia con las normas internacionales.	14
Tabla II. Variación del parámetro $S_{11}$ con respecto al incremento de la angostura del dipolo de brazos elípticos.	35
Tabla III. Tabla de las mediciones de ROE a diferentes frecuencias con un acoplador direccional.	90
Tabla IV. Ganancias calculadas de la antena de 300 MHz a 3 GHz.	98
Tabla V. Valores del factor de antena de 300 MHz a 3 GHz calculado por medio de la ganancia de la antena.	100
Tabla VI. Resultados del cálculo de la tensión en dB $\mu$ V por medio de la potencia en dBm y la impedancia en la frecuencia.	102

Tabla VII. Resultados del cálculo del campo eléctrico por medio del factor de antena.	103
Tabla VIII Conversión de EMI potencia.	118
Tabla IX Conversión de EMI tensión.	118
Tabla X Conversión de EMI fuerza del campo.	118
Tabla XI Conversión de EMI ampo magnético.	118
Tabla XII Conversión de EMI sistema métrico.	118

## Acrónimos

AF	(Antenna Factor) Factor de Antena.
ANCE	Asociación Nacional de Normalización y Certificación del Sector Eléctrico.
CISPR	(Comite International Special des Perturbations Radioelectriques) Comité Internacional Especial en Perturbaciones Radioeléctricas.
COFETEL	Comisión Federal de Telecomunicaciones.
CST	(Computer Simulation Tecnology) Tecnología de Simulación por Computadora.
dB	Decibel.
dBi	Decibel referido a una antena isotrópica.
DC	(Direct Current) Corriente directa.
DS	(Division Sequence) Modulación por división de Secuencia.
EMC	(Electromagnetic Compatibility) Compatibilidad electromagnética.
EMI	(Electromagnetic interference) Interferencia electromagnética.
EUT	(Equipment Under Test) Equipo Bajo Prueba.
FCC	(Federal Communications Commission) Comisión Federal de Comunicaciones.
FR-4	(Fiberglass epoxy resin) Substrato de resina epoxica de fibra de vidrio.
GHz	(Giga Hertz).
IEC	(International Electrotechnical Commission) Comisión Electrotécnica Internacional.
LFMN	Ley Federal sobre Metrología y Normalización.
MHz	(Mega Hertz).
NMX	Normas Mexicanas.
NOM	Normas Oficiales Mexicanas.
NYCE	Normalización Y Certificación Electrónica A.C.
OATS	(Open Air Testing Site) Sitio de Pruebas en Espacio Abierto.
RF	Radio frecuencia.
ROE	Razón de onda estacionaria.
SMA	(Sub Miniature Version A) Conector Versión Sub Miniatura tipo A.
$S_{11}$	(Scattering parameter 11) Parámetro de dispersión 11.

- TEM (Transversal Electromagnetic Mode Cells) Modelo de propagación transversal electromagnética.
- UHF (Ultra High Frequency) Frecuencia Ultra Alta.
- UWB (Ultra Wide Band) Banda Ultra Ancha.
- VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) Relación de Voltaje de Onda Estacionaria.
- $Z_{11}$  (Impedance 11) Impedancia.
- 3D (Third Dimension) Tercera Dimensión.

## **Objetivo de la Tesis**

Diseñar, construir y caracterizar una antena semi-isotrópica para pruebas de emisiones radiadas e inmunidad electromagnética en el intervalo de frecuencias de 300 MHz a 3 GHz.

## **Objetivos Específicos**

- Desarrollo de antenas de banda ancha de 300 MHz a 3 GHz.
- Desarrollo de un arreglo ortogonal de antenas de banda ancha para lograr un patrón de radiación semi-isotrópico.
- Desarrollo de acopladores de impedancias para cubrir el intervalo de frecuencias requerido.

### **Alcance**

Para cubrir los objetivos y cumplir con el alcance de este trabajo de investigación de tesis, se desarrollaron los tópicos que se describen en este trabajo, distribuidos en cuatro capítulos. El primero corresponde a la introducción, donde se presenta un marco respecto a la problemática de la Compatibilidad Electromagnética en relación las emisiones/inmunidad electromagnética radiada, incluyendo algunas definiciones y aspectos de normalización. En el segundo capítulo, se describen los aspectos de las antenas de banda ancha, sus parámetros de diseño, así como un estado del arte. En el tercer capítulo se presenta el diseño de antenas isotrópicas objeto de esta tesis, su construcción y caracterización se presenta en el capítulo 4. Finalmente se presentan las conclusiones y los apéndices.

### **Justificación**

Una antena isotrópica es una antena que presenta un patrón de radiación uniforme en todos los puntos del espacio, semejante a una esfera. Sin embargo, una antena de este tipo solo es teórica. El camino para obtener una antena semejante es realizado con características semi-isotrópicas. Las antenas semi-isotrópicas comerciales son de alto costo y en muchas ocasiones de ancho de banda limitado. El diseño de antenas semi-isotrópicas de bajo costo y alto rendimiento es un compromiso que permite utilizar estos elementos en la caracterización de ambientes electromagnéticos por sus características inherentes.

El desarrollo de este tipo de antenas en el intervalo de 300 MHz a 3 GHz permite su aplicación en diversas bandas radioeléctricas que cubren diferentes aplicaciones y estándares de comunicación.

## Capítulo 1

### Introducción

Los sistemas que funcionan con energía eléctrica son parte de la vida cotidiana del ser humano. Éstos emiten energía electromagnética radiada al medio ambiente. En la actualidad, el medio ambiente de cualquier zona metropolitana tiene un elevado grado de contaminación de energía electromagnética debido que tiene una alta densidad de dichos sistemas. Para controlar emisiones radiadas se han generado Normas Internacionales de Compatibilidad Electromagnética que especifican los límites de las emisiones del campo eléctrico y del campo magnético al medio ambiente para no generar interferencias electromagnéticas. Estas normas también especifican los procedimientos para la evaluación de la conformidad de la compatibilidad electromagnética.

La energía electromagnética radiada emitida por cualquier sistema que funciona con energía eléctrica se cuantifica para la evaluación de la conformidad de la compatibilidad, en lugares que simulan el espacio libre. Estos espacios se han diseñado para dicho propósito y se reconocen como Sitios de Área Abierta. En lugares donde es difícil tener áreas abiertas, las pruebas para la cuantificación de la energía electromagnética radiada se realizan en Cámaras Anecoicas o Semianecoicas, que son recintos blindados forradas en su interior de un material que absorbe la energía electromagnética para no producir reflexiones, difracciones o dispersiones. Para la caracterización de los Sitios de Área Abierta, Cámaras anecoicas o Semianeciocas, se utilizan antenas semi-isotrópicas u omnidireccionales, así como también para la energía electromagnética radiada emitida por cualquier sistema que funciona con energía eléctrica, ya que estas antenas pueden captar o transmitir energía electromagnética en cualquier dirección, con un patrón de radiación o cobertura sin nulos o con un mínimo de ellos.

Las normas internacionales de compatibilidad electromagnética especifican para la cuantificación de energía electromagnética radiada un intervalo de frecuencia

de 30 MHz a 3 GHz, por lo que se requiere una o varias antenas para cubrir este intervalo.

Esta investigación se enfocó al desarrollo de antenas semi-isotrópicas para evaluar emisiones radiadas e inmunidad electromagnética en el intervalo de frecuencias de 300 MHz a 3000 MHz.

La descripción del desarrollo de las antenas se presenta en cuatro capítulos. El presente corresponde a la introducción, donde se da un marco respecto a la problemática de la compatibilidad electromagnética, donde se incluyen definiciones y algunos aspectos de normalización enfocados a las emisiones electromagnéticas radiadas y a la inmunidad de los sistemas para este tipo de energía electromagnética. En el capítulo 2, se describen los aspectos de las antenas de banda ancha, sus parámetros de diseño, así como un estado del arte. El capítulo 3 está enfocado al diseño de antena isotrópica objeto de esta tesis, su construcción y caracterización se presenta en el capítulo 4. Finalmente se presentan las conclusiones y los apéndices.

## 1.1 Compatibilidad Electromagnética

La Compatibilidad Electromagnética (conocida por sus siglas EMC) es la rama de la tecnología Electrónica y de telecomunicaciones que se ocupa de las interferencias entre equipos eléctricos y electrónicos. Se define según la norma de IEC [1] como: "la habilidad de cualquier dispositivo, aparato, equipo o sistema que funciona con energía eléctrica para funcionar de forma satisfactoria en su entorno (ambiente) electromagnético, sin producir perturbaciones electromagnéticas (emisiones) intolerables sobre todo lo que se encuentra en ese entorno y sin ser afectado o aceptar (inmunidad) un nivel de perturbaciones electromagnéticas de ese entorno. Básicamente, en el área de la Compatibilidad Electromagnética es analizar los fenómenos las perturbaciones electromagnéticas que generan o que afectan los dispositivos, aparatos, equipos o sistemas que funciona con energía eléctrica para que puedan convivir.

## 1.2 Perturbación electromagnética

Desde el punto de vista de la Compatibilidad Electromagnética la perturbación electromagnética es una energía electromagnética que degrada el funcionamiento de cualquier dispositivo, aparato, equipo o sistema que funciona con energía eléctrica, la cual se conoce como Interferencia Electromagnética y se refiere como EMI [1] por sus siglas en inglés. Para que exista una EMI se deben de presenta tres elementos: una fuente generadora de EMI, un medio donde se propaga la EMI y un elemento víctima que es afectado por la EMI. Un esquema de un ambiente electromagnético donde se presenta Interferencias electromagnéticas se muestra en la figura 1.1.

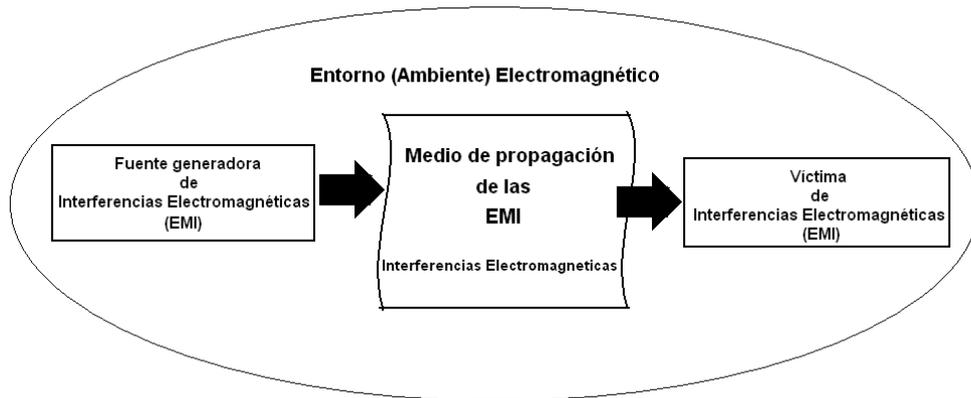


Figura 1.1 Proceso de las interferencias electromagnéticas.

En general, la energía electromagnética interferente (EMI) puede ser radiada o conducida, La EMI radiada se presenta como campo eléctrico o campo magnético, donde el medio de propagación es el espacio libre. Las EMI conducidas se presentan como corriente o tensión eléctrica y requieren para propagarse un medio físico conductor [1].

En este trabajo nos enfocamos a las EMI radiadas, ya que el objetivo de la tesis es el desarrollo de antenas semi-isotrópicas. Entonces, la aplicación de las antenas bajo estudio se utilizan en pruebas donde se requiere cuantificar las emisiones de energía electromagnética que radian los dispositivos, elementos, equipos o sistemas que funcionan con energía eléctrica, así como también el nivel de inmunidad (habilidad de funcionar en presencia de EMI) que tienen. Estas pruebas se realizan en lugares controlados como son los sitios de área abierta o las cámaras anecoicas (figura 1.2), donde no se presentes señales interferentes. Estos sitios de prueba para las EMI son importante, porque el ambiente está contaminado por una gran cantidad de energía electromagnética radiada, tal como se muestra en la figura 1.3.

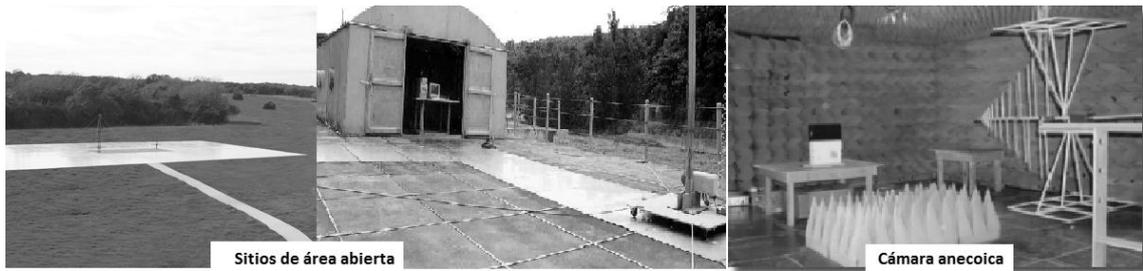


Figura 1.2 Sitios para pruebas de emisión e inmunidad de EMI.

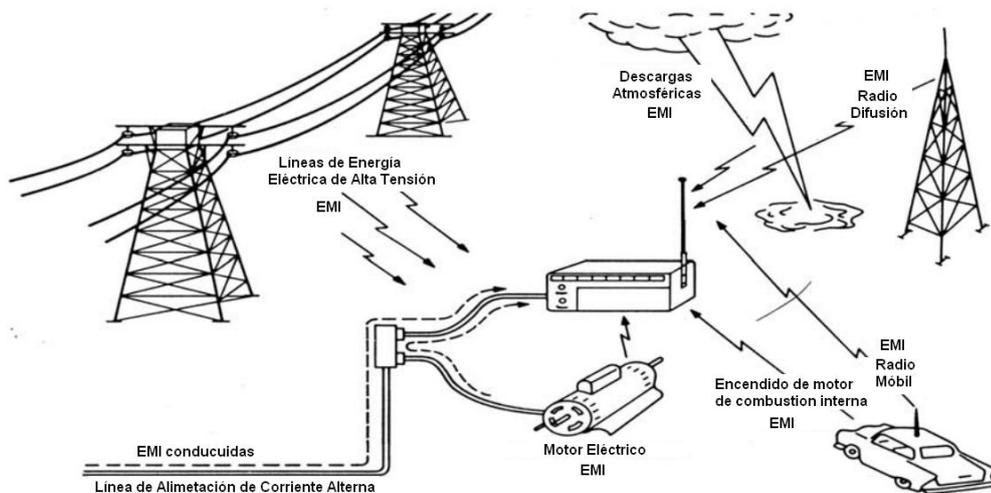


Figura 1.3 Ambiente electromagnético [2]

Los parámetros para evaluar la conformidad de la compatibilidad electromagnética respecto a las interferencias electromagnéticas radiadas son: Emisiones electromagnéticas e Inmunidad/Susceptibilidad a la energía electromagnética.

## 1.3 Emisiones electromagnéticas

Una emisión electromagnética es energía radiada que emite cualquier dispositivo que funciona con corriente eléctrica [3]. Estas emisiones no son intencionales, pero también hay intencionales, tales como algunos sistemas de radiocomunicación que tiene un propósito específico, pero pueden causar interferencias a otros sistemas.

### **1.4 Inmunidad a la energía electromagnética**

La inmunidad electromagnética es la propiedad de un dispositivo, equipo o sistema para aceptar un cierto nivel de EMI del ambiente sin ser perturbado; capacidad de rechazar las EMI [4].

### **1.5 Susceptibilidad**

Susceptibilidad es la propiedad opuesta a la inmunidad, es decir, la capacidad de un dispositivo, equipo o sistema a ser perturbado electromagnéticamente en un determinado ambiente electromagnético [4].

Como referencia para la evaluación de emisiones radiadas e inmunidad electromagnética en sitios controlados, idealmente se requiere una antena isotrópica, la cual radie o reciba energía electromagnética en todas direcciones, ya que se necesita conocer las emisiones o la inmunidad del dispositivo bajo prueba en todas las direcciones; sin embargo esta es una propiedad puramente teórica. En la práctica se utilizan antenas semi-isotropicas o antenas que reciben energía en cada una de las coordenadas (x,y,z).

Las antenas semi-istrópicas representan una condición más cercana a la realidad como referencia para evaluar la conformidad de la compatibilidad electromagnética respecto a emisiones/inmunidad electromagnética de forma radiada. En la figura 1.4 se ilustra el proceso básico para tener una referencia de un campo eléctrico dentro de un sitio controlado o libre EMI. El campo eléctrico se fija de 10 V/m ó 30 V/m dentro de una cámara anecoica o semi-anecoica para pruebas de inmunidad [5].

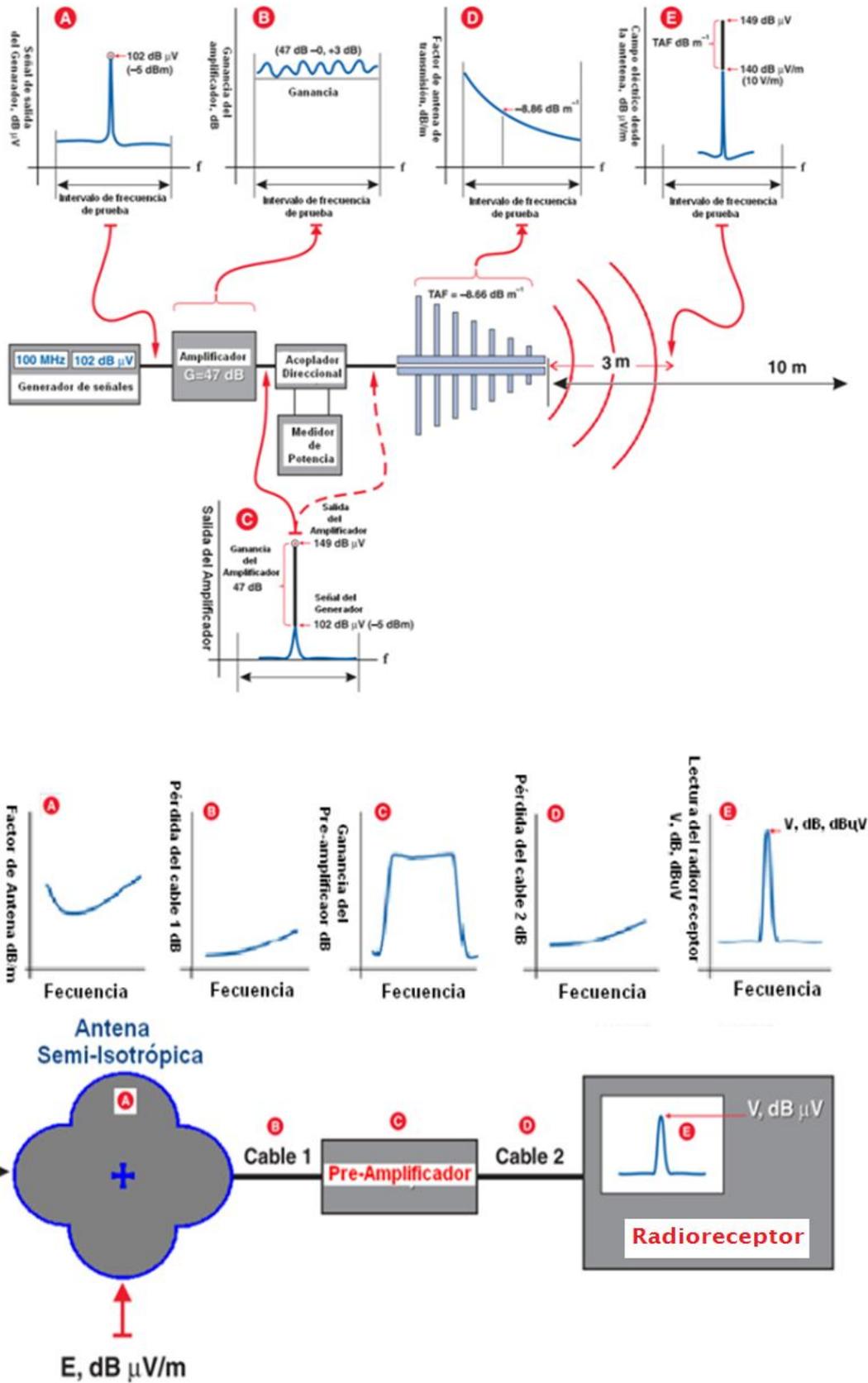


Figura 1.4 Referencia de un campo eléctrico dentro de una cámara anecoica o semi-anecoica para pruebas de inmunidad electromagnética.

Como se puede observar en la figura 1.4, la antena semi-isotrópica es un elemento importante para tener una referencia de campo eléctrico dentro de un sitio controlado para pruebas de radiación electromagnética, también se utiliza para determinar la características de dicho sitio, como son: la uniformidad del campo, la relación de onda estacionaria y otros que se especifican en la norma CISPR16-1 [6].

### 1.6 Parámetros de antena comunes para el área de Compatibilidad Electromagnética

Los parámetros de mayor importancia de una antena para el área de compatibilidad electromagnética son:

#### 1.6.1 Factor de antenas (FA)

Es un parámetro que se usa para calcular la intensidad de campo eléctrico en las mediciones de las emisiones electromagnéticas radiadas. Relaciona la tensión de salida en la antena con el campo eléctrico que le incidente [7]. Sus unidades son 1/metro. Este factor es puntual, solo se especifica para una frecuencia. La expresión del factor de antena es:

$$FA = \frac{E}{V} \quad (1.1)$$

Donde:

$FA$  Factor de antena ( $m^{-1}$ ).

$E$  Intensidad de campo eléctrico ( $V/m$ , o  $\mu V/m$ ).

$V$  Tensión eléctrica en las terminales de la antena ( $V$ , o  $\mu V$ ).

El factor de antena ( $FA$ ) se puede expresar en  $dB$  dada la siguiente forma:

$$FA_{dB(m^{-1})} = 20 \log \left( \frac{E}{V} \right) = E_{dB(V/m)} - V_{dB(V)} \quad (1.2)$$

Para el caso de una antena transmisora, el factor de antena ( $FA$ ) relaciona la intensidad del campo eléctrico producido por la antena respecto a la tensión que se alimenta en sus terminales de entrada; es decir son los volts por metro producidos por la tensión de entrada. Esto se determina por medio de formula (1.3).

$$E_{dB(V/m)} = V_{dB(V)} + FA_{dB(m^{-1})} \quad (1.3)$$

### 1.6.2 Patrón de radiación de una antena

El patrón de radiación de una antena es la representación normalizada de la cobertura de la intensidad del campo eléctrico o magnético en función del ángulo de vista en una gráfica comúnmente, polar.

### 1.6.3 Ganancia de una antena

La ganancia de una antena es un parámetro que describe la respuesta direccional de una antena comparada con una fuente que radia en todas direcciones de forma uniforme, la cual se conoce como isotrópica. El punto máximo concentra la mayor cantidad de energía radiada.

### 1.6.4 Ancho de banda de una antena

El ancho de banda de una antena es la habilidad de operar a través de un amplio intervalo de frecuencias. Este es frecuentemente definido por el rango de frecuencias en el cual la ganancia se mantiene dentro de 3  $dB$  en su máximo valor.

También se puede definir como el intervalo de frecuencias de operación donde su  $VSWR < 2$  [8].

### 1.6.5 Coeficiente de reflexión ( $\Gamma$ )

El coeficiente de reflexión es la relación de la tensión reflejada respecto a la tensión que se alimenta en la terminal de una antena. Esta descripción es el mismo efecto que se presenta en una línea de transmisión, donde es la relación de la tensión reflejada desde la carga respecto a la tensión alimentada en la carga. Cuando la impedancia de carga es acoplada a la impedancia de la fuente y a la impedancia característica de la línea de transmisión (impedancias iguales) no hay reflexión y el coeficiente es cero. Cuando las cargas son diferentes el coeficiente de reflexión se aproxima a uno, entonces la potencia incidente se refleja.

Normalmente el coeficiente de reflexión se determina por la medición de relación de onda estacionaria (ROE) y se determina por la ecuación (1.4).

$$|\Gamma| = \frac{ROE-1}{ROE+1} \quad (1.4)$$

Donde:

$\Gamma$             Coeficiente de reflexión.

$ROE$         Relación de tensión de onda estacionaria.

### 1.6.6 Relación de tensión de onda estacionaria (ROE)

Este parámetro es una medida del desacoplamiento de impedancias fuente-carga. Numéricamente es la relación del máximo valor de tensión medido en la terminal de la antena dividido entre el mínimo valor. Cuando el valor es cercano a dos, la potencia que libera el generador es reflejada por la antena y regresa al generador. La potencia que no se refleja se radia por la antena. El objetivo de una antena es radiar toda la potencia que le alimenta el generador, por eso es importante que la

antena refleje el mínimo nivel de potencia, cuando esto se logra se tiene un valor de ROE cercano a uno este puede ser expresado por medio de la tensión o coeficiente de reflexión.

$$ROE = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad (1.5)$$

Donde:

$V_{max}$  Voltaje máximo de la onda (v).

$V_{min}$  Voltaje mínimo de la onda (v).

$\Gamma$  Coeficiente de reflexión

### 1.6.7 Potencia neta radiada

Es la potencia que radia una antena y se determina por la relación de la potencia que se alimenta en la antena con respecto a la potencia que refleja. Usualmente no se mide directamente, se calcula por medio de la fórmula (1.6).

$$P_{neta(W)} = P_i + P_r \quad (1.6)$$

Donde:

$P_i$  Potencia incidente (W).

$P_r$  Potencia reflejada (W).

### 1.6.8 Polarización

Este parámetro corresponde a la orientación del eje de medición de la antena respecto a un plano de referencia que normalmente es horizontal el cual puede ser el plano de tierra. La polarización vertical se presenta cuando el eje de medición es perpendicular al plano de referencia. La polarización horizontal se presenta cuando el eje de medición es paralelo al plano de referencia. En la

evaluación de la conformidad de la compatibilidad electromagnética para EMI radiadas normalmente se requiere especificar ambas polarizaciones.

### **1.7 Normas de la Compatibilidad Electromagnética**

La Comisión Electrotécnica Internacional (IEC) es una organización internacional que realiza el trabajo más completo y extenso sobre normas en EMC, desarrolla publicaciones básicas y normas de productos. Las normas básicas sobre EMC se refieren a métodos de medición y pruebas detalladas. Las normas de productos especifican un número limitado de pruebas respecto a la inmunidad y las emisiones de energía electromagnética, así como niveles mínimos exigidos. El propósito de las publicaciones de la IEC es asegurar la compatibilidad electromagnética adecuada de cualquier sistema que funciona con energía eléctrica, considerando un buen balance entre las consideraciones técnicas y económicas [1].

#### **1.7.1 Países que Regulan la EMC**

Actualmente algunos de los países que regulan sus mercados en cuanto a la EMC son los Estados Unidos, Japón, Canadá, Australia, Corea del Sur, Taiwán y aquéllos que pertenecen a la Comunidad Europea [9]. En consecuencia, prácticamente todos los dispositivos eléctricos y electrónicos, que se desean colocar en esos mercados, deben probarse en cuanto a emisiones e inmunidad, no sólo por seguridad, funcionalidad u otras, sino ahora también porque estos productos deben ser certificados conforme a las normas de EMC establecidas en dichos países.

Afortunadamente, la normatividad que se desarrolla en cada nación, toma como referencia las normas de la IEC, lo cual favorece el establecimiento de acuerdos de reconocimiento mutuo (ARM) entre distintas naciones.

### 1.7.2 Normalización en EMC Ámbito Nacional

De acuerdo con la Ley Federal sobre Metrología y Normalización (LFMN) [10], en México las dependencias de la administración pública federal están facultadas para expedir normas oficiales mexicanas de observancia obligatoria (NOM). De esta manera, la Secretaría de Comunicaciones y Transportes, a través de la Comisión Federal de Telecomunicaciones (COFETEL), desarrolla normas oficiales sobre EMC que tienen por objeto: a) proteger el espectro radioeléctrico, el cual es un recurso natural y una vía general de comunicación; b) asegurar la seguridad funcional y c) proteger el ecosistema.

Por su parte Normalización y Certificación Electrónica (NYCE) y la Asociación Nacional de Normalización y Certificación del Sector Eléctrico (ANCE), organismos nacionales de normalización, elaboran normas mexicanas de observancia voluntaria (NMX) sobre EMC. Las normas mexicanas que especifican la evaluación de la conformidad de la compatibilidad electromagnética respecto a emisiones/inmunidad electromagnética radiada se muestran en la tabla I. En estas normas se recomienda el uso de una sonda de campo eléctrico semi-isotrópica, la cual normalmente es desarrollada en otros países, de aquí la importancia del temas de investigación que se presenta en este trabajo.

## SEPI-ESIME Zacatenco

---

Tabla I. Normas Mexicanas para la CEM y su concordancia con las normas internacionales.

Clase de Norma	Norma Mexicana	Concordancia con normas internacionales
NMX	NMX-I-039-NYCE-2003 "Métodos de medición para equipo de radio utilizado en los servicios móviles- Métodos de medición para antenas y equipo auxiliar"	IEC-60489-8
NMX	NMX-I-200-NYCE-2003, "Telecomunicaciones Directrices relativas a la utilización del método de sustitución para mediciones de radiación emitida por hornos de microondas a frecuencias superiores de 1 Ghz".	CISPR 19
NMX	NMX-I-135/02-NYCE-2003, "Telecomunicaciones Receptores de radiodifusión de audio y televisión y equipo asociado Características de las perturbaciones radioeléctricas Límites y métodos de prueba.	CISPR 13
NOM	NOM-125-SCT1-2000, "Compatibilidad electromagnética Interferencia Electromagnética Límites y métodos de medición de las características de las perturbaciones radioeléctricas producidas por equipos de tecnología de la información". Basada en la NMX-I-240-NYCE-2000.	CISPR 22
NMX	Telecomunicaciones- Interferencia electromagnética Especificaciones y métodos para aparatos de medición de radioperturbaciones y de inmunidad- Parte 1: Aparatos de medición de perturbación e inmunidad.	CISPR 16-1
NMX	Telecomunicaciones- Interferencia electromagnética Especificaciones y métodos para aparatos de medición de radioperturbaciones y de inmunidad- Parte 2: Métodos de medición.	CISPR 16-2
NMX	Telecomunicaciones Interferencia electromagnética Límites y métodos de las características de radiointerferencia producidas por aparatos electrodomésticos herramientas portátiles y similares.	CISPR 14-1
NMX	Telecomunicaciones Compatibilidad electromagnética Límites y métodos de medición de las características de radiointerferencia de aparatos de radiodifusión, equipos de audio y receptores de televisión.	CISPR 14-1
NMX	Modificación a la NMX-I-240-NYCE-2000, "Compatibilidad electromagnética Interferencia electromagnética Límites y métodos de medición de las características de las perturbaciones radioeléctricas producidas por equipos de las tecnologías de la información.	CISPR 22
NMX	NMX-I-101/05-NYCE-2003. Vocabulario Electrotécnico Parte 05. Perturbaciones radioeléctricas. (cancelará la NMX-I-101/05-NYCE-2001)	IEC 60050-161

### **Conclusiones**

Las antenas isotrópicas son esenciales para evaluar las emisiones / inmunidad de la energía electromagnética radiada en sistemas que funcionan con energía eléctrica. Sin embargo estas antenas son ideales por lo que se recurre a antenas semi-isotrópicas.

En la actualidad se tienen antenas semi-isotrópicas para esta aplicación que proporcionan el valor promedio o eficaz del campo eléctrico en cada eje de coordenadas cartesianas (x,y,z) y después se calcula el campo eléctrico total .

El diseño propuesto es una antena semi-isotrópica la cual se describe en esta tesis; esta antena proporciona el campo eléctrico total instantáneo, por lo que permite que se identifique la frecuencia donde se tiene la mayor emisión.

### Referencias

- [1] norma IEC 61000-1, referencia de: More on EMC Terminology, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, VOL. EMC-29, NO. 3, AUGUST 1987.
- [2] Henry Ott Electromagnetic Compatibility Engineering, John Wiley 2009.
- [3] Antenna Catalog immunity emissions wireless site validation ETS lindgreen 2001.
- [4] Interferencias electromagnéticas en sistemas electronicos josep balcells Alfa Omega Barcelona España 1992.
- [5] International Standard IEC 61000-4-3 tercera edición 2006.
- [6] International Electrotechnical Commission CISPR 16-1
- [7] Electromagnetic Compatibility handbook Kenneth L. Kaiser CRC Press USA 2005.
- [8] Antennas and Propagation for Wireless Communications Systems Simon R. Saunders Wiley USA 1999.
- [9] Centro nacional de metrología boletín informativo Nov. 2004.
- [10] Ley Federal sobre Metrología y Normalización (LFMN) 2009.

## Capítulo 2

### Antenas de banda ancha y sus parámetros de diseño

En este capítulo se presenta la definición de una antena de banda ancha, los principios básicos de una antena dipolo y los parámetros principales para su diseño. Todo esto para soportar el desarrollo de una antena dipolo de brazos elípticos, que es la antena de banda ancha propuesta para el arreglo de una antena semi-isotrópica objeto de esta tesis.

#### 2.1 Antenas de banda ancha

Una antena receptora es un transductor de energía electromagnética radiada (campo eléctrico y campo magnético) a energía electromagnética que se conduce (tensión y corriente) de forma eficiente y recíproca una antena transmisora transforma la energía electromagnética que se conduce a una energía electromagnética radiada. Esta definición en general, se sostiene para antenas de banda estrecha y de banda ancha. Respecto a la respuesta de frecuencia una antena de banda ancha (WB) es un radiador no resonante cuya impedancia permanece constante sobre un intervalo de frecuencias amplio de operaciones, mayor o igual a dos octavas o mayor o igual a una década. Las antenas de banda ancha requieren un buen acoplamiento con el espacio libre para evitar la reflexión de energía [1] [2]. Una revolución total en las antenas de banda ancha se presentó en el año 2002, cuando la Comisión Federal de Comunicaciones de EEUU (FCC) define de los sistemas de Banda Ultra Ancha, conocidas por sus siglas en inglés como UWB. La tecnología de radio asociada UWB debe de tener un ancho de banda de frecuencia mayor a los 500 MHz o el 25% en la parte superior e inferior de la frecuencia central, en el intervalo de de 3.1 a 10.6 MHz. [3].

Las antenas de banda ancha en área de la compatibilidad electromagnética (EMC) normalmente son de volumen grande para cubrir el ancho de banda lo más amplio posible, ya que las normas exigen para pruebas de emisión/inmunidad desde 30 MHz hasta los 2 GHz y en casos especiales hasta 10 GHz. Para la caracterización de cámaras semi-anecoicas y recintos blindados se utilizan sensores de campo eléctrico que operan en un intervalo de frecuencia amplio, desde 10 MHz hasta 10 GHz. Estos son activos y proporcionan valor eficaz o promedio del campo eléctrico en el tiempo, con el cual no se puede identificar el espectro de potencia de la señal electromagnética. Las antenas para EMC normalmente se diseñan para señales en el tiempo, para cubrir anchos de banda amplios con antenas pequeñas, en la aplicación de esta en área, se puede recurrir a la tecnología de Banda Ultra Ancha (UWB) el cual también se contempla para evaluaciones de la conformidad de la compatibilidad electromagnética.

En base a las técnicas de diseño de las antenas UWB, se desarrollaron las antenas propuestas en esta tesis, por lo que es importante presentar una breve reseña histórica del desarrollo de las antenas de UWB, para ubicar su estado del arte.

Los trabajos de investigación recientes de las antenas UWB han sido enfocados en antenas omnidireccionales debido a sus diversas aplicaciones en la industria de la telecomunicación inalámbrica donde se requiere recibir y enviar información en diversas posiciones. También para el área de compatibilidad electromagnética se requieren antenas con esta característica. Existen antenas direccionales, que a diferencia de una antena omnidireccional, estas concentran la energía en un ángulo estrecho comparado con una antena omnidireccional, lo cual limita el área de operación de estas antenas, esto depende mucho de la aplicación que tenga. Las antenas con tecnología UWB tienen la ventaja de que pueden ser diseñadas con patrones de radiación direccionales u omnidireccionales y anchos de banda amplios

con ganancias altas, sus dimensiones son pequeñas por lo que pueden usarse en sistemas portátiles.

Las antenas de UWB antes de los años 90's, estaban basadas en estructuras de gran volumen, como la antena esferoidal de Schelkunoff (1941), la antena biconica de Lodge's & Carter's (1898, 1939), el elemento coaxial de cuerno de Lindenblad (1941), de Brillouin la antena omnidireccional y direccional coaxial de corneta (1948), la antena cónica de corneta de King (1942), la antena rectangular de corneta de Katzin (1946), el monopolo y dipolo elipsoidal Stohr (1968), el radiador de corriente grande de Harmuth (1985), [4] etc. A partir de 1992, muchas antenas de microcinta, con diversas formas han sido desarrolladas para fines varios, por ejemplo monopolos planos, antenas circulares, rectangulares, triangulares, bicónicas, trapezoidales, entre otras figuras.

Hoy en día parte de la investigación relacionada con las antenas UWB se enfoca en monopolos y dipolos planos, utilizando diferentes técnicas de acoplamiento para mejorar ancho de banda patrón de radiación, ganancia, etc.

Un sistema UWB requiere una antena capaz de recibir en un intervalo de frecuencias muy amplio. Así, el comportamiento de la antena y el rendimiento debe ser coherente y predecible a través de toda la banda. Idealmente, el patrón y el acoplamiento deben ser estables a lo largo de toda la banda [5]. Sin embargo esto se limita debido al acoplamiento y dimensiones de la misma. La antena dipolo de brazos redondos es una de las mejores opciones en su respuesta de ancho de banda y posee un patrón de radiación omnidireccional, posee la ventaja de mejorar sus características modificando su estructura en dimensiones y geometría de los brazos, llegando así a un dipolo de brazos elípticos. En la figura 2.1 se ilustra lo mencionado.

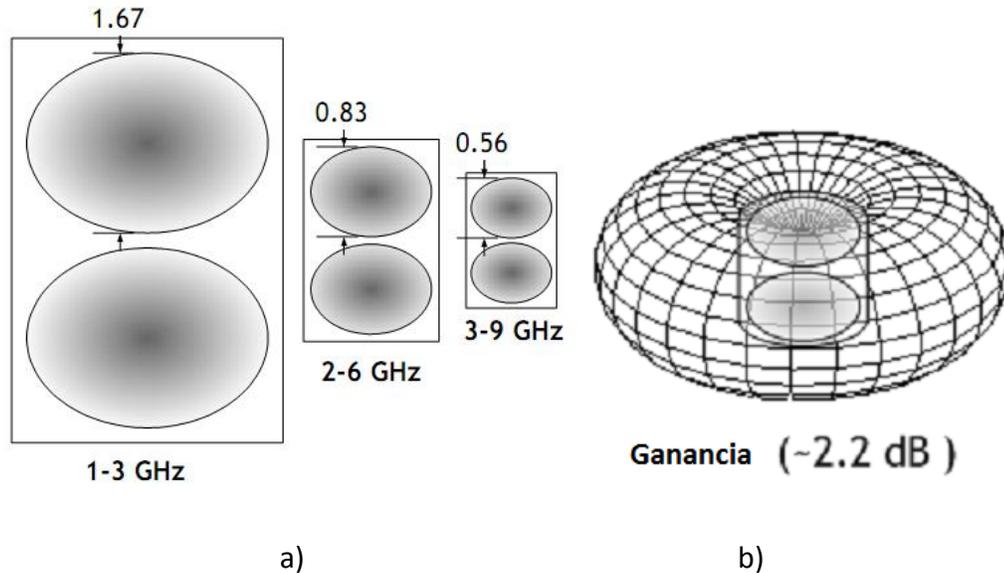


Figura 2.1 a) Dimensiones del dipolo elíptico con respecto al ancho de banda  
b) Patrón de radiación de un dipolo elíptico.

En la figura 1.1 se puede apreciar que las dimensiones de la antena dipolo de brazos elípticos afectan su ancho de banda. Ni su ancho de banda, ganancia ó patrón de radiación son suficientes para el objetivo que se quiere alcanzar, sin embargo aporta una idea base para la investigación.

Con esta información obtenida por medio de la investigación del estado del arte de las antenas de banda ancha se inició el trabajo de tesis, es necesario definir el comportamiento de las antenas en las configuraciones de transmisión y recepción debido a que la antena que se pretende debe cumplir con esta característica.

## 2.2 Antena receptora y transmisora

Las antenas son en general dispositivos recíprocos, esto quiere decir que pueden ser usados como elementos transmisores o receptores. Desde el punto de vista de un circuito una antena receptora se comporta como un generador con una impedancia interna correspondiente a la impedancia equivalente de la antena, la cual va a recibir ondas electromagnéticas que serán convertidas en tensión y corriente en las

terminales, los cuales son enviados por medio de una línea de transmisión al receptor. La figura 2.1 a) muestra este comportamiento y el circuito equivalente. El receptor representa la impedancia de carga que disipa la potencia generada en por las antenas receptoras, proveniente de una trasmisora.

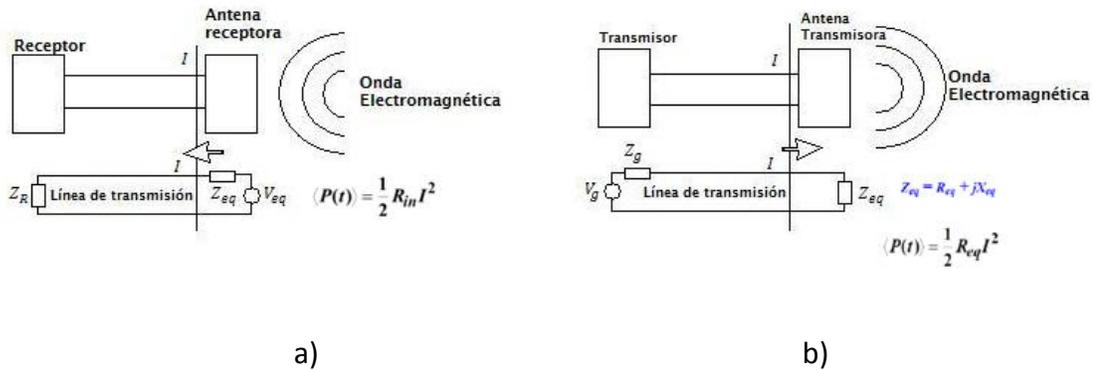


Figura 2.2 Comportamiento de la antena, a) receptora b) transmisora y circuitos equivalentes correspondientes.

Una antena transmisora se comporta como una impedancia equivalente la cual disipa la potencia que viene del transmisor, donde este es equivalente a un generador. Haciendo el proceso inverso al de la receptora. La fig. 2.1 b) muestra su comportamiento y el circuito equivalente.

Gracias a la reciprocidad de las antenas es posible establecer comunicación entre ellas. Este principio parte de la teoría básica de antenas, que nos indica como las ondas electromagnéticas son radiadas al ambiente por medio de una línea de transmisión con las puntas abiertas, estas son las antenas dipolo, las cuales poseen patrón de radiación omnidireccional que cambia dependiendo de la distribución de corriente.

### 2.3 Principio básico de operación de una antena dipolo

El principio básico de operación de una antena es fácilmente comprensible, comienza de una línea de transmisión de dos cables, terminado en un circuito abierto como se muestra en la figura 2.3.

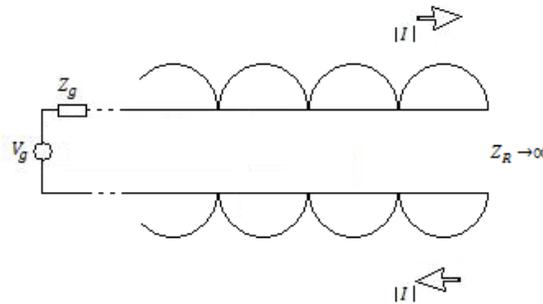


Figura 2.3 Línea de transmisión de dos cables terminada en circuito abierto

Doblando los extremos al final de la línea de transmisión, se forma una antena dipolo. A causa del cambio de la geometría, existe un cambio abrupto de la impedancia característica en el punto de transición, donde la corriente es todavía continua, figura 2.4. El dipolo emite la energía electromagnética en el espacio circundante, por lo tanto esto refleja menos potencia que el circuito original abierto, el patrón de onda estacionaria en la línea de transmisión es modificado.

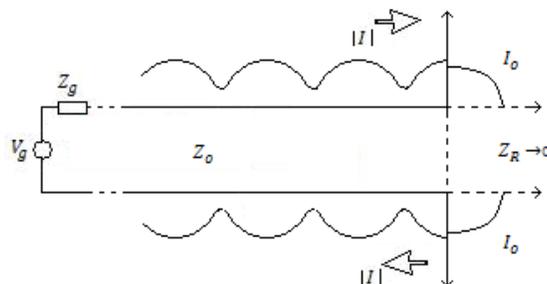


Figura 2.4 Línea de transmisión de dos cables con las terminales abiertas formando una antena dipolo.

Las ondas electromagnéticas son radiadas al ambiente. El largo de los brazos determina la longitud de onda a la cual el dipolo opera, es decir donde tiene la mejor recepción o transmisión. Para diseñar una antena es necesario conocer los parámetros que definen sus características radiantes.

### **2.4 Diseño de la antena de banda ancha dipolo con brazos elípticos**

El diseño de las antenas de banda ancha parte de la teoría de los dipolos resonantes, sin embargo a diferencia de los dipolos resonantes estos parámetros deben mantenerse sin cambios abruptos dentro de un determinado intervalo de frecuencias, el primer parámetro a considerar para el diseño de la antena es la longitud de onda.

#### **2.4.1 Longitud de onda**

Para el diseño de una antena dipolo de banda ancha es necesario escoger una frecuencia de referencia. Esta puede ser de diferentes longitudes de onda dependiendo de las características que queramos obtener. En este caso se eligió de media longitud de onda ya que es una antena de alta eficiencia, además de que el patrón de radiación formado con esta configuración es omnidireccional. Por tratarse de una antena con un ancho de banda de una década, es decir de 300 MHz a 3 GHz y debido a que las frecuencias más bajas de este intervalo son más difíciles de alcanzar con antenas que no poseen un gran tamaño en comparación con las antenas resonantes de bajas frecuencias, se tomó como referencia una frecuencia por debajo del 1 GHz por ejemplo de 850 MHz para comenzar con el diseño. El cálculo de la longitud de onda, se obtiene de la ecuación (2.1).

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.1)$$

Donde:

$c$  Velocidad de la luz ( $3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ).

$f$  Frecuencia de referencia ( $\text{Hz}$ ).

De acuerdo a la ecuación anterior, la longitud de onda en espacio libre es igual a 0.352 m. Tomando en cuenta que se eligió para el diseño un dipolo de media longitud de onda cada brazo debe tener en una longitud de 0.176 m. Esto nos servirá de base para el diseño de la antena de banda ancha. Como se mencionó anteriormente un parámetro fundamental en las antenas de banda ancha es la impedancia.

### 2.4.2 Impedancia de la antena

La Impedancia de entrada se define como la constante de proporcionalidad entre la tensión y la corriente en un par de terminales o la relación de los componentes de campo eléctrico magnético en un punto [6]. La impedancia de la antena se expresa por la ecuación (2.2).

$$Z = R + jX \quad (2.2)$$

Donde:

$Z$  Impedancia de la antena en sus terminales ( $\Omega$ ).

$R$  Resistencia en las terminales de la antena ( $\Omega$ ).

$X$  Reactancia en las terminales de la antena ( $\Omega$ ).

Este parámetro es fundamental en el diseño de antenas de banda ancha debido a que debe mantenerse sin variaciones considerables en un intervalo de frecuencias amplio, lo que da una característica de banda ancha. Esto se logra manteniendo ambas partes

de la impedancia, es decir tanto resistiva como reactiva con valores cercanos a la de la línea de transmisión a la cual va conectada.

Una técnica para modificar la impedancia de una antena es la variación de su geometría. Existen diversas formas para los brazos de una antena dipolo. Entre ellas destaca la antena dipolo con brazos elípticos, la cual posee características importantes para el objetivo de la tesis.

Como se mencionó una técnica para cambiar la impedancia de una antena es la modificación de la geometría de sus brazos. Existen diversas formas de brazos de dipolos, entre ellas la cuadrada, triangular, circular, elíptica, etc. estas antenas son llamadas UWB debido a que su impedancia no sufre variaciones considerables en un amplio intervalo de frecuencias [7].

El dipolo de brazos elípticos posee una variación de impedancia menor en comparación con las otras formas de brazos de antenas dipolos como son: la cuadrada, rectangular, triangular, piramidal, etc. Este dipolo puede ser diseñado de media longitud de onda para conservar la forma omnidireccional de su patrón de radiación, si se varía el ancho de sus brazos es posible obtener mejor acoplamiento con la línea de transmisión y evitar las pérdidas por reflexiones. En la figura 2.5 se muestra el dipolo de brazos elípticos y su patrón de radiación.

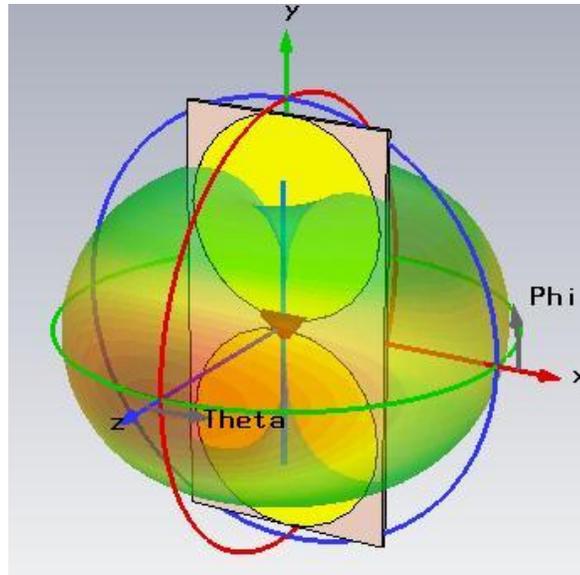


Figura 2.5 Antena dipolo de brazos elípticos y su patrón de radiación.

El diagrama tiene simetría radial es decir en el plano azimut. Variando la geometría de la antena cambia la distribución de corriente sobre su cuerpo. La distribución de corriente depende de la impedancia de la antena y del campo eléctrico incidente. Para que exista la máxima transmisión de potencia es necesario que la impedancia del receptor, de la línea y de la antena sean iguales en caso ideal y en el caso real cercana debido a la variación de la impedancia con respecto a la frecuencia que sufren las antenas. La medición de acoplamiento se puede saber por medio del coeficiente de reflexión y el parámetro  $S_{11}$  de lo cual se hace mención en el punto 2.4.5. Si no existe acoplamiento se provocan reflexiones a la fuente evitando que se transmitan o reciban las ondas electromagnéticas. En la figura 2.6 se muestra el patrón de radiación de la antena dipolo de media longitud de onda a 850 MHz que se calculó en el punto 2.4.1.

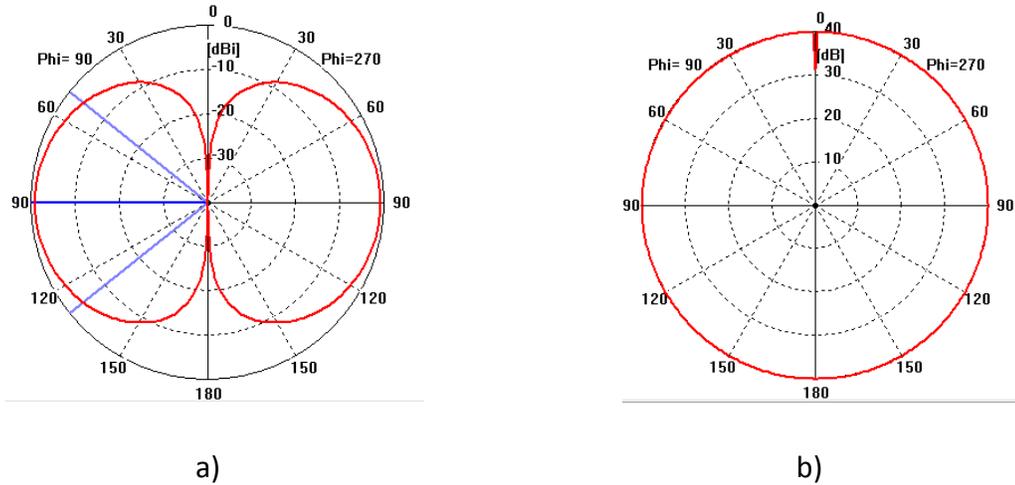


Figura 2.6 Gráficas polares del patrón de radiación de una antena dipolo a) vista horizontal b) vista vertical.

En las gráficas polares se aprecia la forma omnidireccional del patrón de radiación de la antena dipolo. La impedancia de la antena es un parámetro fundamental en la distribución de corriente de las antenas y su campo electromagnético. Es importante realizar un análisis de la radiación de la antena.

### 2.4.3 Campo eléctrico

Como primer paso debe determinarse el campo eléctrico y magnético. Una vez que estos son determinados para algún punto del espacio  $(r, \theta, \phi)$  se calcula la tensión y corriente para determinar la impedancia.

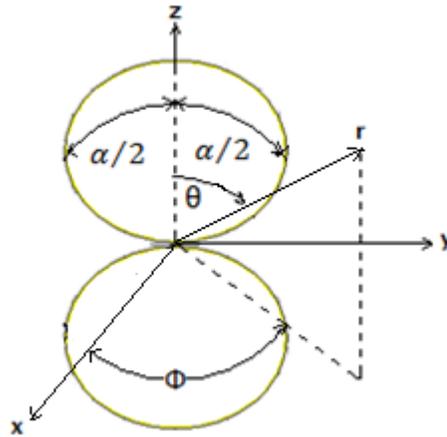


Figura 2.7 Geometría de una antena dipolo elíptica.

Para la obtención del campo eléctrico partimos de la ley de Faraday.

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (2.3)$$

Donde:

$\vec{E}$             Componente vectorial de campo eléctrico ( $v/m$ ).

$\vec{H}$             Componente vectorial de campo magnético ( $A/m$ ).

$\omega$             Frecuencia angular ( $rad/s$ ).

$\mu$             Permeabilidad magnética.

El cual cuando se expresa en coordenadas esféricas y suponiendo por simplicidad que el campo  $\vec{E}$  tiene solamente componente  $E_\theta$  independiente de  $\phi$  se reduce a:

$$\nabla \times \vec{E} = \hat{a}_\phi \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rE_\theta) = -j\omega\mu(\hat{a}_r H_r + \hat{a}_\theta H_\theta + \hat{a}_\phi H_\phi) \quad (2.4)$$

Donde:

$\hat{a}$  Vector unitario

$r$  Punto  $r$ .

El campo magnético  $\vec{H}$  sólo tiene componente  $H_\theta$  que junto con  $E_\theta$ , puede ser escrito como:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rE_\theta) = -j\omega\mu H_\theta \quad (2.5)$$

#### 2.4.4 Campo magnético

El campo magnético se deduce de la ley de Ampere como se muestra a continuación:

$$\nabla \times \vec{H} = +j\omega\epsilon \vec{E} \quad (2.6)$$

Donde:

$\epsilon$  Permitividad eléctrica.

La ecuación (2.6) expresada en coordenadas esféricas y tomado en cuenta los componentes de  $E_\theta$  y  $H_\theta$  en un punto  $r$  se reduce a:

$$\hat{a}_r \frac{1}{r^2 \sin\theta} \left[ \frac{\partial}{\partial \theta} (r \sin\theta H_\theta) \right] - \hat{a}_\theta \frac{1}{r \sin\theta} \left[ \frac{\partial}{\partial r} (r \sin\theta H_\theta) \right] = +j\omega\epsilon (\hat{a}_\theta E_\theta) \quad (2.7)$$

Tomando en cuenta la componente de teta, el campo magnético se escribe de la siguiente manera:

$$\frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial}{\partial r} (r \sin \theta H_{\theta}) = -j\omega \epsilon E_{\theta} \quad (2.8)$$

Reescribiendo la ecuación 2.8 queda de la siguiente manera:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r H_{\theta}) = -j\omega \epsilon E_{\theta} \quad (2.9)$$

Sustituyendo (2.9) dentro de (2.5) se forma una ecuación diferencial para  $H_{\theta}$  expresada de la siguiente manera:

$$-\frac{1}{j\omega \epsilon r} \frac{\partial}{\partial r} \left[ \frac{\partial}{\partial r} (r H_{\theta}) \right] = -j\omega \mu H_{\theta} \quad (2.10)$$

O bien:

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} (r H_{\theta}) = -\omega^2 \mu \epsilon (r H_{\theta}) = -\beta^2 (r H_{\theta}) \quad (2.11)$$

Donde:

$\beta$           Número de onda.

El campo magnético del dipolo debe tener la siguiente forma para una antena dipolo de media longitud de onda:

$$H_{\theta} = \sin \theta H_0 \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (2.12)$$

Una vez que el campo magnético ha sido obtenido se puede obtener el campo eléctrico por medio de la impedancia del medio. La ecuación se escribe de la siguiente manera:

$$E_{\theta} = \eta H_{\phi} = \eta \sin\theta H_0 \frac{e^{-j\beta r}}{r} \quad (2.13)$$

Donde:

$\eta$  Impedancia intrínseca del vacío ( $\Omega$ ).

La tensión producida entre los dos puntos correspondientes a los extremos de la antena a una distancia  $r$  del origen está dada por:

$$V(r) = \int_{\alpha/2}^{\pi-\alpha/2} \vec{E} \cdot d\vec{l} = \int_{\alpha/2}^{\pi-\alpha/2} (\hat{a}_{\theta} E_{\theta}) \cdot (\hat{a}_{\theta} r d\theta) = \int_{\alpha/2}^{\pi-\alpha/2} E_{\theta} r d\theta \quad (2.14)$$

$$V(r) = \eta H_0 e^{-\beta r} \int_{\frac{\alpha}{2}}^{\pi-\frac{\alpha}{2}} \sin\theta d\theta = \eta H_0 e^{-j\beta r} \left[ \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \cos\left(\pi - \frac{\alpha}{2}\right) \right] \quad (2.15)$$

Donde:

$\alpha$  Angulo de apertura de los brazos del dipolo.

La corriente de la antena a una distancia  $r$  del origen es calculada por medio de la siguiente ecuación:

$$I(r) = \int_0^{2\pi} H_{\phi} r \sin\theta d\phi = H_0 e^{-j\beta r} \int_0^{2\pi} \sin^2\theta d\phi = \frac{\pi}{2} H_0 e^{-j\beta r} \quad (2.16)$$

Por medio de la ecuación de tensión y la de corriente se calcula la impedancia de la antena.

$$Z_{in} = \frac{V(r)}{I(r)} = \frac{2\eta}{\pi} \left[ \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \cos\left(\pi - \frac{\alpha}{2}\right) \right] \quad (2.17)$$

Una vez obtenida la impedancia de la antena y conociendo la impedancia de la línea de transmisión es necesario calcular el coeficiente de reflexión, para determinar el grado de acoplamiento que se tiene.

### 2.4.5 Coeficiente de reflexión con respecto a la impedancia

El coeficiente de reflexión describe la amplitud o la intensidad de una onda refleja en relación con una onda incidente. [8] El coeficiente de reflexión viene dado por:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.18)$$

Donde:

$Z_L$  Es la impedancia de carga al final de la línea ( $\Omega$ ).

$Z_0$  Es la impedancia característica de la línea de transmisión ( $\Omega$ ).

El coeficiente puede ser expresado por medio del parámetro  $S_{11}$  lo cual nos da una mayor claridad de su medición.

#### 2.4.5.1 Parámetro $S_{11}$

Los parámetros de dispersión son llamados parámetros S por su nombre en inglés (scattering), el parámetro  $S_{11}$  en dB se refiere a la forma en que las corrientes y tensiones que se desplazan en una línea de transmisión son afectadas cuando se encuentran con un medio diferente debido a la introducción de una red en una línea

de transmisión en un intervalo de frecuencias, es decir la medida de la diferencia entre la impedancia de la antena y la línea.

Cuando la gráfica  $S_{11}$  está por debajo de -10 dB quiere decir que se está regresando menos del 10% de la energía entregada a la antena al generador o bien se radia más del 90% de la misma al medio, en el punto 2.4.5.2 se muestra cómo se obtiene el cálculo de la potencia reflejada. La figura 2.7 representa la conexión entre el generador de RF la línea de transmisión y la antena.

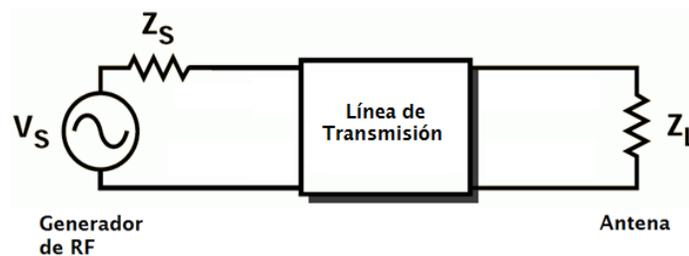


Figura 2.8 Diagrama del generador de RF conectado a una línea de transmisión y la antena.

Con el programa de simulación CST Microwave Studio se obtuvo el parámetro de dispersión  $S_{11}$  del dipolo de brazos elípticos al cual se le dio un ancho de 2 mm y 17.6 cm de largo para estudiar su comportamiento, posteriormente se irá cambiando su ancho. En la gráfica 2.9 se puede observar una resonancia a los 850 MHz y una segunda aproximadamente a 2.5 GHz

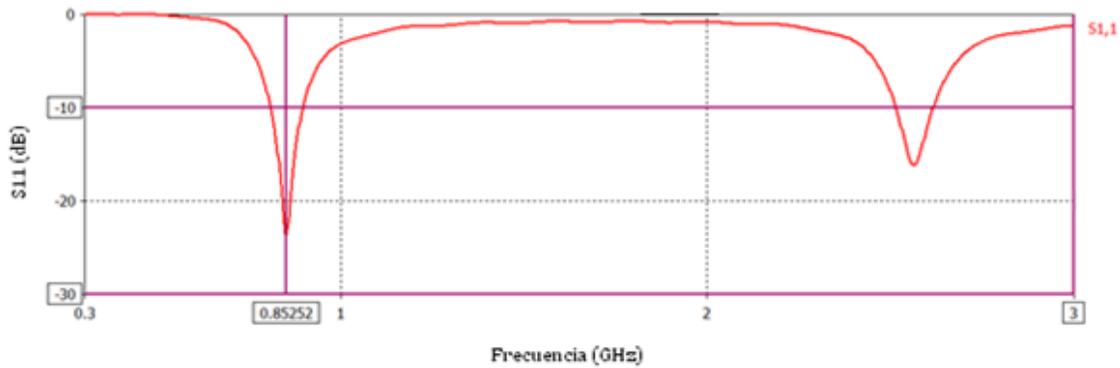


Figura 2.9 Gráfica del parámetro de dispersión  $S_{11}$  de un dipolo elíptico de 2 mm de ancho y 17.6 cm de largo.

El ancho de banda en la primera resonancia es de 89 MHz considerando el criterio de -10 dB, esto indica el ancho de banda de la antena, deducido por medio del parámetro  $S_{11}$ . Los resultados son como se esperaban conforme al cálculo realizado con la fórmula (2.1). Para conocer la potencia radiada al medio a la primera frecuencia de resonancia se deben realizar los cálculos del punto 2.4.5.2.

#### 2.4.5.2 Cálculo de la potencia reflejada que representa la resonancia del parámetro $S_{11}$ por medio de la ROE (VSWR)

El valor en dB del eje de las ordenadas de la gráfica del parámetro  $S_{11}$  representa la reflexión de la señal de RF inyectada a la antena por la fuente a la misma, esto quiere decir que esta señal no se radia al medio. Cuando la gráfica está por debajo de -10 dB quiere decir que más del 90% de la potencia entregada a la antena está siendo radiada, o bien que menos del 10% está siendo reflejada a la fuente.

Esto se puede demostrar por medio de la ecuación de ROE o VSWR por sus siglas en inglés (voltage standing wave ratio) que se deriva del coeficiente de reflexión y la pérdida de retorno en dB descrita a continuación [9].

$$\text{Entrada VSWR} = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad (2.19)$$

$$\text{Pérdida de retorno (dB)} = 10 \log \frac{P_{\text{entrada}}}{P_{\text{reflejada}}} \quad (2.20)$$

$$= 10 \log \frac{|a_1|^2}{|b_1|^2} = -20 \log |S_{11}| \quad (2.21)$$

$$dB = 20 \log |S_{11}| \quad (2.22)$$

Sustituyendo -10 dB en la fórmula (2.22) tenemos:

$$-10 = 20 \log |S_{11}|$$

$$-0.5 = \log |S_{11}|$$

$$10^{-1/2} = S_{11}$$

$$0.316 = S_{11}$$

Tomando en cuenta la siguiente expresión:

$$S_{11} = \sqrt{\frac{P_t}{P_{max}}} \quad (2.23)$$

Donde:

$P_t$  Potencia transmitida (mW).

$P_{max}$  Potencia máxima entregada (mW).

Realizando el despeje la relación potencia transmitida potencia máxima entregada la ecuación 2.23 queda de la siguiente manera:

$$\frac{P_t}{P_{max}} = 1 - (10^{-1/2})^2 \quad (2.24)$$

$$\frac{P_t}{P_{max}} = 0.9$$

Expresada en porcentaje:

$$\left(\frac{P_t}{P_{max}}\right) \times 100 = 0.9 \times 100 = 90\%$$

Con los cálculos se determinó que la potencia que se trasmite al medio cuando la gráfica del parámetro  $S_{11}$  está por debajo de -10 dB es del 90%. Aplicando este cálculo al dipolo con brazos elípticos de media longitud anterior que posee pérdidas por rechazo de -23.5 dB en su punto más bajo expresada por medio del parámetro  $S_{11}$ . En el pico de la resonancia se tiene un 99% de la potencia entregada por el generador transmitida al medio.

$$\frac{P_t}{P_{max}} = 1 - (10^{-1.17})^2$$

$$\left(\frac{P_t}{P_{max}}\right) \times 100 = 0.99 \times 100 = 99\%$$

Una vez aclarados estos puntos se modificó el ancho de los brazos del dipolo para obtener un mayor ancho de banda y así aproximarnos al objetivo planteado.

## 2.5 Variación de la geometría del dipolo con brazos elípticos

Para alcanzar los objetivos planteados se incrementó el ancho de los brazos del dipolo elíptico, modificando su impedancia y en consecuencia sus características de radiación. Así se comprueba como la variación de la geometría de la antena cambia su impedancia, se hace más estable en un mayor intervalo de frecuencias y en consecuencia aumenta el ancho de banda. Es decir se incrementa el ancho de banda de la antena al modificar su distribución de corriente por medio de la impedancia. A continuación se muestra una tabla con los resultados del parámetro  $S_{11}$  cuando se varió el ancho de los brazos de la antena.

Tabla II. Variación de las mínimas y máximas resonancias del parámetro  $S_{11}$  con respecto al incremento del ancho del dipolo de brazos elípticos de 300 MHz a 3 GHz.

Anchos de Brazos [mm]	Longitud [mm]	Resonancias de la antena por debajo de - 10 dB de 300 MHz a 3 GHz	
		Mínima	Máxima
66	176	-2.88	-7.49
76	176	-3.13	-8.62
86	176	-3.61	-8.91
96	176	-3.92	-9.22
106	176	-4.47	-9.51
116	176	-4.84	-9.51
126	176	-5.17	-9.51
136	176	-5.63	-9.61
146	176	-6.12	-9.49
156	176	-6.50	-9.24
166	176	-6.75	-9.36
176	176	-7.37	-9.24
186	176	-7.74	-9.12
196	176	-8.12	-9.36
206	176	-7.74	-9.36
216	176	-7.74	-9.12

Posteriormente se graficó el promedio de los valores entre las mínimas y máximas resonancias de la antena para apreciar el incremento de potencia transmitida al medio con respecto a la variación del ancho del los brazos del dipolo elíptico.

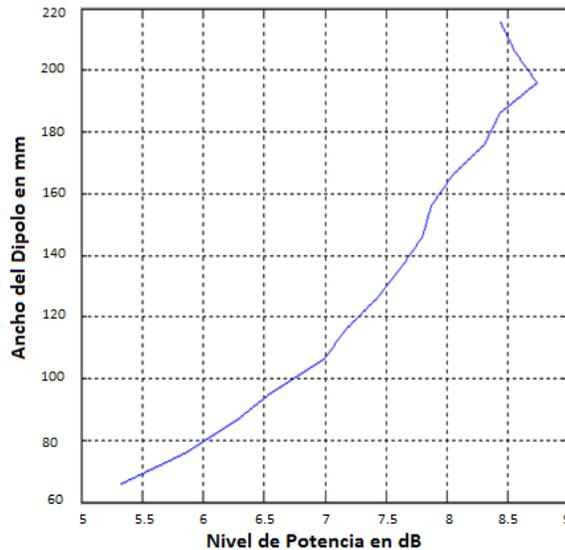


Figura 2.10 Gráfica del promedio entre la mínima y máxima resonancia en el parámetro  $S_{11}$  con respecto al ancho del dipolo.

Se puede observar en la tabla II y la gráfica 2.10 que conforme se incrementa el ancho del dipolo existe menor reflexión, mejorando el acoplamiento del dipolo con la línea y la fuente. Se hizo una simulación del dipolo de brazos elípticos diseñado.

## 2.6 Simulación de dipolo con brazos elípticos de banda ancha usando CST

En base al diseño anterior, se hizo uso del programa Computer Simulation Technology microwave studio (CST) el cual nos permite hacer modificaciones a la antena, simulando sus características radiantes de los materiales usados. Por medio del programa es posible estudiar el patrón de radiación, coeficiente de reflexión,

impedancia de la antena, de la línea, entre otras características. La figura 2.11 muestra la antena en el simulador CST resultante de la variación de su geometría.

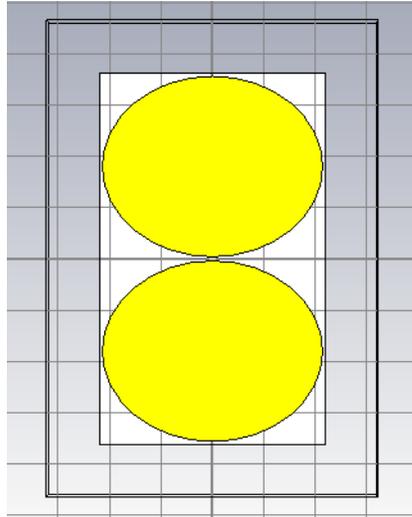


Figura 2.11 Geometría del dipolo de brazos elípticos resultante para un ancho de banda de 300 MHz a 3 GHz 21.6 cm de ancho con 17.6 de largo en cada brazo.

El simulador CST permite hacer el estudio de la gráfica del parámetro  $S_{11}$ , (coeficiente de reflexión). La figura 2.12 muestra que desde 302 MHz la gráfica está por debajo de -10 dB hasta valores cercanos a 3 GHz donde ya existen mayores pérdidas. Este detalle será corregido posteriormente.

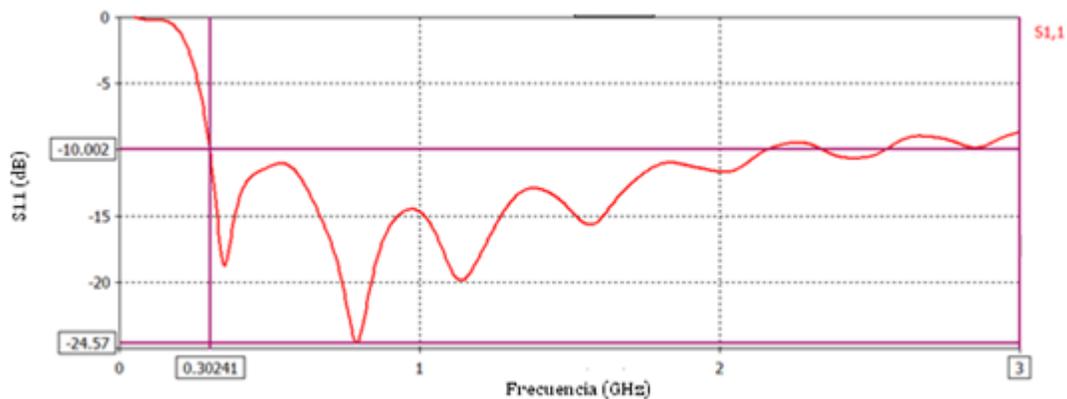


Fig.2.12 Gráfica del parámetro  $S_{11}$  del dipolo de brazos elípticos con 176 mm de largo en cada brazo y 216 mm de ancho.

El parámetro  $S_{11}$  en la figura 2.12 muestra un desacoplamiento a partir de 2.2 GHz. A partir de 302 MHz existen resonancias hasta de -27.97 dB, esto quiere decir que la potencia reflejada es de menos del 1% conforme a la fórmula (2.22). Con estos resultados se construyó la primera antena que fue básica en la investigación práctica de la tesis y corroboración de resultados.

### Conclusiones

Las antenas de banda ancha son aquellas que mantienen alguno de sus parámetros como impedancia, dirección del haz principal, patrón de radiación, etc. constantes o con variaciones pequeñas en un margen de frecuencia grande que puede ser de octavas o décadas.

Las antenas UWB (ultra wideband) banda ultra ancha puede ser usada en niveles de energía muy bajos en distancias cortas de comunicaciones con anchos de mayores de 500 MHz hasta de varias decenas de GHz. Con esta tecnología se pueden diseñar antenas con característica de banda ancha.

Una antena transmisora se comporta como un generador con una impedancia interna correspondiente a la impedancia equivalente de la antena, el transmisor es equivalente a un generador.

Las características de radiación de una antena se deducen de las densidades de corriente sobre su cuerpo.

Para lograr antenas de banda ancha se debe mantener el coeficiente de reflexión cercano a cero, este describe la amplitud o la intensidad de una onda refleja en relación con una onda incidente. El coeficiente de reflexión representado en parámetros S, (parámetros de dispersión) se determina con  $S_{11}$ . Éste nos proporciona indirectamente la diferencia de entre la impedancia de la antena con la impedancia característica de la línea de transmisión. Si se tiene la gráfica de  $S_{11}$  por debajo de -10 dB quiere decir que se está regresando menos del 10% de la potencia entregada por el generador, o bien que la antena esta radiando más del 90% al ambiente.

### Referencias

- [1] H. Schantz, "Introduction to ultra-wideband antennas". Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on. 16-19 Nov. 2003.
- [2] Antennas for all applications. John D. Kraus, Ronald J. Marhefka, Ed. McGraw-Hill, 2002.
- [3] The Federal Communications Commission (FCC) USA 2002.
- [4] H. Schantz, "A Brief History of UWB Antennas". Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE Volume 19, Issue 4, April 2004.
- [5] Ultra Wideband Dipole Antenna Optimization Petr Āerný, Milo Mazánek 2006.
- [6] Antenna Theory: Analysis Design, Third Edition, by Constantine A. Balanis
- [7] Ultra-wideband microstrip-fed planar elliptical dipole antenna J.-P. Zhang, Y.-S. Xu and W.-D. Wang
- [8] Reflection Coefficient Applications in Test Measurements Bernhart A. Gebbs Senior Product Development Engineer Belden Electronics Division September 2002.
- [9] [www.rfic.co.uk](http://www.rfic.co.uk) rf rfc & microwave theory design.

## Capítulo 3

### Obtención de un patrón de radiación semi-isotrópico por medio de un arreglo ortogonal de antenas dipolo

En este capítulo se hace el diseño del arreglo de antenas en base a la antena dipolo con brazos elípticos diseñada en el capítulo anterior, esto con el fin de conseguir un patrón de radiación semi-isotrópico que sea capaz de percibir energía electromagnética sin importar la dirección de donde provenga, cumpliendo así los objetivos principales de este trabajo de investigación de tesis.

#### 3.1 Antena isotrópica

El nombre isotrópico, proviene del griego (iso=igual y tropos= cambio). La antena isotrópica radia exactamente la misma cantidad de energía en todas direcciones, es decir que se tiene la misma cantidad de radiación para el plano horizontal (x,y) y vertical (x,z) (y,z), La antena isotrópica puede enviar o recibir ondas electromagnéticas sin importar de donde provengan o el patrón de radiación de los equipos bajo prueba. [1] [2] La antena isotrópica es ideal, se utiliza como referencia para calibrar otras antenas y determinar su ganancia. El patrón de radiación tiene forma esférica como se muestra en la figura 3.1.

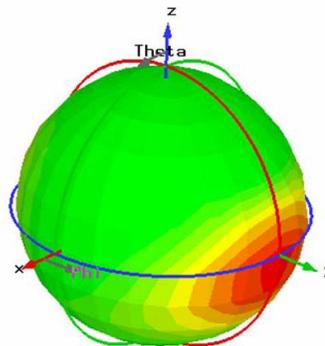


Figura 3.1 Radiación isotrópica.

La antena isotrópica parte de la teoría de fuente puntual isotrópica, la cual describe el comportamiento en campo eléctrico, ganancia y potencia como radiador perfecto, a continuación se da una breve descripción.

### 3.2 Fuente puntual isotrópica

La antena isotrópica no tiene pérdidas, su directividad y ganancia son iguales [3]. Para una fuente puntual isotrópica radiadora la **densidad de potencia**  $\vec{S}_{av}$  a una distancia  $r$  es igual la potencia total radiada dividida entre el área de la esfera con radio  $d$ :

$$\vec{S}_{av} = \frac{P_T}{4\pi d^2} \vec{a}_r \quad (3.1)$$

Donde:

$\vec{S}_{av}$  Densidad de potencia ( $W/m$ ).

$P_T$  Potencia total radiada ( $W$ )

También se pueden calcular los campos eléctricos y magnéticos para la fuente puntual isotrópica en campo lejano, donde las ondas son uniformes y planas, de modo que:

$$\vec{S}_{av} = \frac{|\vec{E}|^2}{2\eta_o} \quad (3.2)$$

$|\vec{E}|$  Vector de campo eléctrico ( $v/m$ ).

$\eta_o$  Impedancia intrínseca del medio ( $\Omega$ ).

Igualando las ecuaciones (3.1) y (3.2) y despejando el campo eléctrico tenemos:

$$|\vec{E}| = \frac{\sqrt{60P_T}}{d} \vec{a}_\theta \quad (3.3)$$

Donde se substituye  $\eta_0 = 120 \pi \Omega$

La fuente puntual isotr3pica, aunque es ideal, es 3til como un est3andar o antena de referencia en la que se comparan los c3alculos, ya que la antena isotr3pica que se3ala la fuente no tiene p3rdidas, la directividad y la ganancia son iguales, y ambos ser3an designados por  $G_0$ . La ganancia es la siguiente:

$$G_0(\theta, \phi) = \frac{4\pi U_0(\theta, \phi)}{P_T} = 1 \quad (3.4)$$

Donde:

$G_0$  Ganancia de la fuente puntual.

$U_0$  Energ3a potencial ( $W$ ).

La figura 3.2 ilustra lo que la directividad (ganancia) de una antena quiere decir. La figura 3.2 (a) muestra el patr3n de una fuente puntual isotr3pica. La antena irradia igualmente en todas direcciones. La figura 3.2 (b) muestra el patr3n de una antena directiva que fija su densidad de potencia irradiada en una direcci3n particular, el l3bulo principal.

La directividad es la proporci3n de la densidad de potencia de la antena en la direcci3n del l3bulo principal a la densidad de potencias de una fuente puntual isotr3pica que transmite la misma potencia total,  $P_T$ , en esa direcci3n, ambos medidos a una distancia  $r$ :

$$D = \frac{S_{av}(\theta_{max}, \phi_{max})}{P_T/4\pi r^2} \quad (3.5)$$

Donde:

$D$  Directividad

$S_{av}(\theta_{max}, \phi_{max})$  Densidad de potencia en los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  ( $W/m$ )

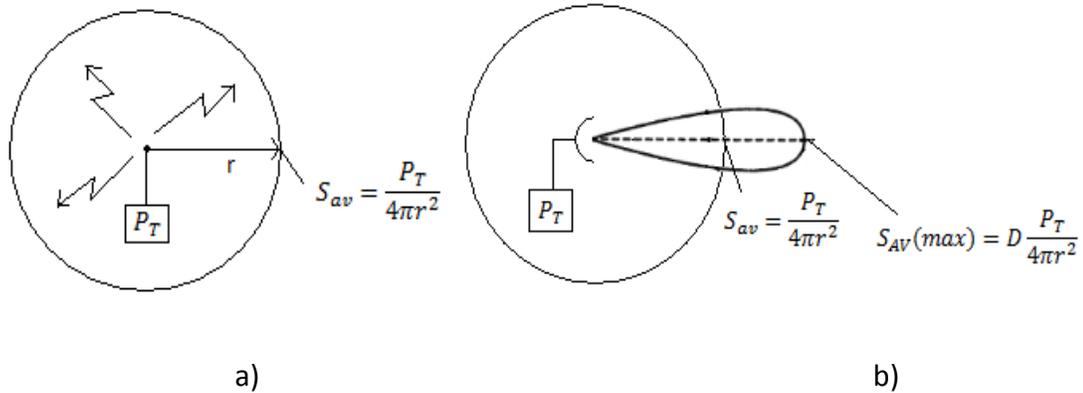


Figura 3.2 Ilustración de la directividad de una antena: fuente isotrópica a), antena direccional b).

De ahí podemos determinar la **densidad de potencia media** a una **distancia**  $r$  de una antena que tiene una **ganancia**  $G$  o **directividad**  $D$  y tiene una **potencia aplicada**  $P_{app}$  a sus terminales de entrada con una irradiación de **potencia total**  $P_T$  como:

$$S_{av} = G \frac{P_{app}}{4\pi r^2} = D \frac{P_T}{4\pi r^2} \quad (3.6)$$

La potencia irradiada por la fuente puntual se encuentra distribuida en la superficie total de la esfera donde la potencia total es:

$$P = \frac{Prad}{4\pi R^2} \quad (3.7)$$

Donde:

$P_{rad}$  potencia total irradiada ( $w$ ).

$R$  Radio de la esfera, que es igual a la distancia de cualquier punto de la superficie de la esfera a la fuente ( $m$ ).

$4\pi R^2$  área de la esfera ( $m^2$ ).

Las antenas reales presentan perdidas de energía conforme aumenta la distancia entre emisor y receptor, estas pérdidas se pueden calcular por medio del modelo de propagación en el espacio libre de Friis.

### 3.3 Modelo de propagación en el espacio libre de Friis

Con este modelo podemos calcular como la potencia recibida decrece a medida en que la separación entre antena receptora y transmisor aumenta. [4] La energía recibida en el espacio libre es función de la distancia y está dada por:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (3.8)$$

Donde:

$P_t$  Potencia transmitida ( $mW$ ).

$P_r$  Potencia recibida que es función de la distancia entre el transmisor y el receptor ( $mW$ ).

$G_t$  Ganancia de la antena transmisora.

$G_r$  Ganancia de la antena receptora.

$d$  Distancia de separación entre el transmisor y el receptor ( $m$ ).

$L$  Es el factor de pérdida del sistema no relacionado con la propagación ( $L \geq 1$ ).

$\lambda$  Es la longitud de onda ( $m$ ).

De la cual la ganancia en cualquier antena está relacionada con su apertura efectiva,  $A_e$  y está dada por:

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (3.9)$$

Donde:

$A_e$  Apertura efectiva relacionada con la medida física de la antena ( $m$ ).

$\lambda$  Es la longitud de onda ( $m$ ).

Está dada por:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2\pi c}{\omega_c} \quad (3.10)$$

Donde:

$f$  Frecuencia de la portadora en ( $Hz$ ).

$\omega_c$  Frecuencia angular de la portadora ( $rad/s$ ).

$c$  Velocidad de la luz ( $m/s$ ).

La ecuación de propagación en el espacio libre muestra que la potencia recibida decae al cuadrado de la distancia de separación de las antenas. Esto implica que la potencia recibida decae con la distancia a medida de 20 dB por década.

La potencia efectiva radiada isotrópicamente (EIRP) está definida por el producto de ( $P_t \cdot G_t$ ) y representa el máximo de la potencia radiada disponible desde el transmisor en dirección de la máxima ganancia de la antena. En la práctica, la

potencia radiada efectiva (ERP) es usada en lugar de EIRP para denotar el máximo de la potencia radiada comprada con una antena dipolar de media longitud de onda.

Las pérdidas por trayectoria que representa la atenuación de la señal como una cantidad positiva medida en dB, son definidas como la diferencia en dB entre la potencia transmitida efectiva y la potencia recibida. Las pérdidas por trayectoria para el modelo de propagación en el espacio libre están dadas por:

$$PL(dB) = 10\log \frac{P_t}{P_r} = -10\log \left[ \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] \quad (3.11)$$

Donde:

$PL$  Pérdidas por trayectoria ( $dB$ ).

$P_t$  Potencia de transmisión ( $mW$ ).

$P_r$  Potencia de recepción ( $mW$ ).

Debido a que las antenas isotrópicas son ideales no se pueden llevar a la práctica, sin embargo basándose en la forma del patrón de radiación de antena dipolo de media longitud de onda se puede lograr una antena omnidireccional en ambos ejes (azimut y elevación) por medio de un arreglo de ellos, una forma propuesta de hacerlo es por medio de un arreglo ortogonal, dando como resultado una antena semi-isotrópica.

### 3.4 Arreglo de dos antenas dipolo

Los arreglos son antenas compuestas por dos o más elementos ordenados con algún tipo de polarización y alimentados para obtener un diagrama de radiación predefinido. Para realizar un arreglo de dos antenas en este caso de dos dipolos de

media longitud de onda idénticos paralelos separados por una distancia  $d$  [5], se considera el diagrama de la figura 3.3.

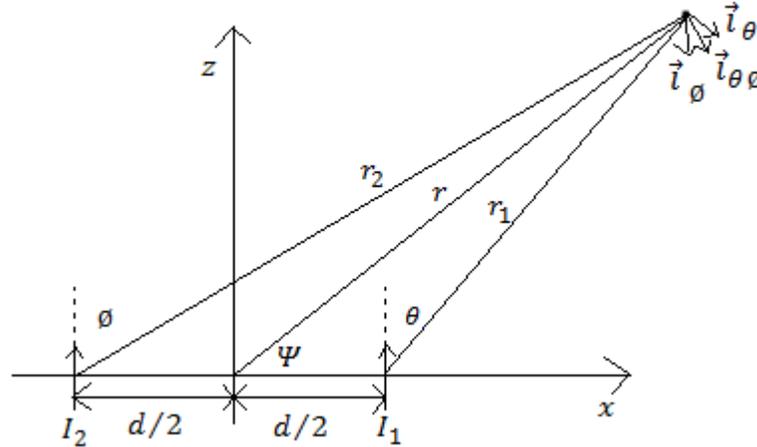


Figura 3.3 Arreglo de dipolos de media longitud de onda idénticos separados por una distancia  $d$ .

Los componentes de campos eléctricos lejanos en el punto de observación son:

$$\vec{E}_1 \approx \vec{i}_\theta \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{j\beta I_0 z e^{-j\beta r_1}}{4\pi r_1} \sin\theta \quad (3.12)$$

$$\vec{E}_2 \approx \vec{i}_\theta \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{j\beta I_0 z e^{-j\beta r_2}}{4\pi r_2} \sin\theta \quad (3.13)$$

Donde:

$\vec{i}_\theta$             Componente de corriente en  $\theta$  (A)

$\mu$                 Permeabilidad magnética

$\epsilon$                 Permitividad eléctrica

$\beta$                 Numero de onda ( $m^{-1}$ )

$I_0$               Corriente de la antena (A)

$z$                 Eje Z del plano de coordenadas

$r_1$                       Distancia al punto  $r$  1(m)

$r_2$                       Distancia al punto  $r$  2 (m)

A larga distancia donde  $r \gg d$  tenemos:

$$r_1 \approx r - \frac{d}{2} \cos\Psi \qquad r_2 \approx r + \frac{d}{2} \cos\Psi \qquad (3.14)$$

Donde:

$d$                       Distancia de separación entre las antenas (m).

$\Psi$                       Angulo de la distancia  $r$ .

Los componentes de campo pueden ser escritos como:

$$\vec{E}_1 \approx \vec{i}_\theta \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{j\beta I_0 z e^{-j\beta(r-(d/2)\cos\Psi)}}{4\pi(r-(d/2)\cos\Psi)} \sin\theta \qquad (3.15)$$

$$\vec{E}_2 \approx \vec{i}_\phi \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{j\beta I_0 z e^{-j\beta(r+(d/2)\cos\Psi)}}{4\pi(r+(d/2)\cos\Psi)} \sin\phi \qquad (3.16)$$

Después de la aplicación de las aproximaciones, los dos componentes pueden ser combinados para dar el campo total eléctrico.

$$\vec{E}_T = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 \approx \vec{i}_\theta \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{j\beta I_0 z e^{-j\beta(r-(d/2)\cos\Psi)}}{4\pi(r-(d/2)\cos\Psi)} \sin\theta + \vec{i}_\phi \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{j\beta I_0 \Delta z e^{-j\beta(r+(d/2)\cos\Psi)}}{4\pi(r+(d/2)\cos\Psi)} \sin\phi \qquad (3.17)$$

El resultado final es:

$$\vec{E}_T \approx \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{j\beta I_0 z}{4\pi r} e^{-j\beta r} x(\vec{i}_\theta \sin\theta e^{j(\beta(d/2)\cos\Psi)} + \vec{i}_\phi \sin\phi e^{-j(\beta(d/2)\cos\Psi)}) \qquad (3.18)$$

La ecuación 3.18 es el resultado de la suma cada uno de los campos de las antenas en un arreglo ortogonal, la cual nos sirve para realizar la grafica polar del patrón de radiación semi- isotrópico.

### **3.5 Patrón de radiación de un arreglo ortogonal**

Un arreglo de antenas es una antena formada por diferentes componentes, es decir que se juntan dos o más antenas para sumar sus características de ganancia, el campo total de un arreglo es determinado por la suma de vectorial de los campos radiados por los elementos individuales, esto asume que la corriente de cada elemento es la misma, la separación entre los elementos del arreglo es de media longitud de onda, por tratarse de este tipo de dipolos, un es decir de tipo cruzado, noventa grados uno con respecto del otro, esta propuesta se hace con la finalidad de cubrir los nulos que se tienen en el patrón omnidireccional de una antena dipolo convirtiéndose en uno semi-isotrópico, [6] la figura 3.4 muestra de manera gráfica lo explicado anteriormente.

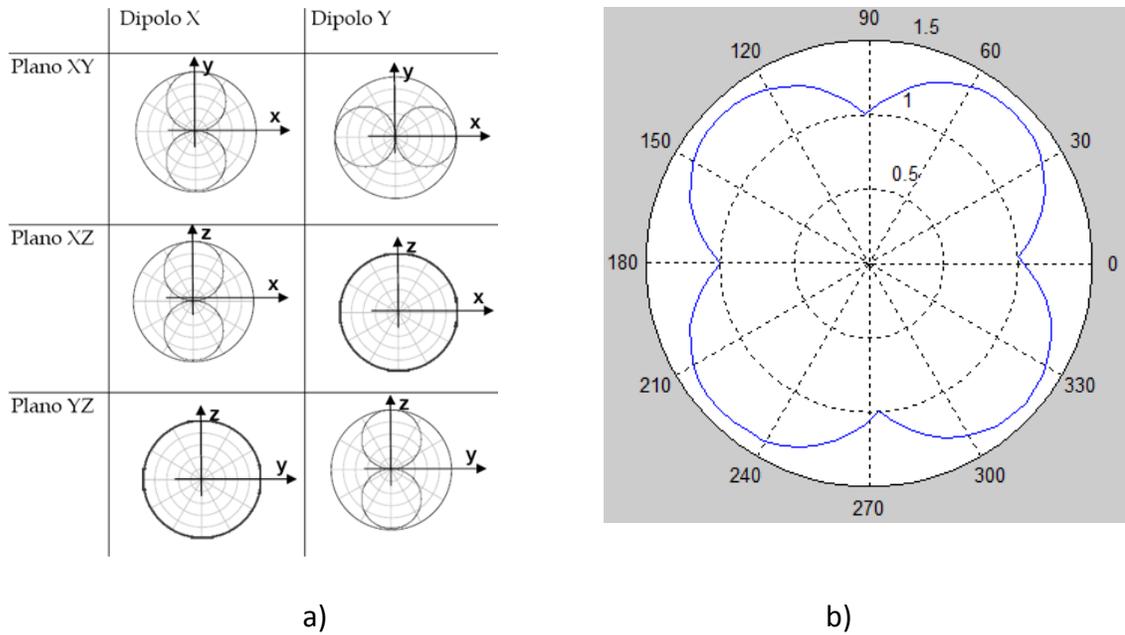


Figura 3.4 a) Patrón de radiación de dos dipolos en los diferentes planos b) Patrón de radiación resultante.

Con la figura 3.4 se muestra que al implementar un arreglo ortogonal de antenas omnidireccionales, se obtiene una característica semi-isotrópica que puede satisfacer los requerimientos para realizar mediciones casi desde cualquier punto en el espacio.

Con los resultados de la investigación realizada se pueden construir las antenas y el arreglo para estudiar su comportamiento.

### Conclusiones

La antena isotrópica es ideal, se utiliza como referencia para calibrar otras antenas y determinar su ganancia, su patrón de radiación tiene forma esférica. La antena isotrópica no tiene pérdidas, su directividad y ganancia son iguales.

Debido a que las antenas reales tienen pérdidas, se debe calcular la pérdida de potencia a razón de la distancia entre emisor y receptor, esto se describe por medio del modelo de propagación en el espacio libre de Friis.

Las antenas omnidireccionales son capaces de producir modelos uniformes en azimut, pero no en la elevación, es decir el patrón azimutal es simétrico, un ejemplo de antena omnidireccional es la antena dipolo de media longitud de onda, la cual posee un patrón en forma de un 8 acostado o dona.

Los arreglos son antenas compuestas por dos o más elementos ordenados con algún tipo de polarización y alimentados para obtener un diagrama de radiación predefinido. Las antenas omnidireccionales como el dipolo de media longitud de onda puede servir para lograr una antena omnidireccional en ambos ejes (azimut y elevación) por medio de un arreglo de ellos, una forma propuesta de hacerlo es por medio de un arreglo ortogonal, es decir de tipo cruzado, noventa grados uno con respecto del otro, esta propuesta se hace con la finalidad de cubrir los nulos que se tienen en el patrón omnidireccional de una antena dipolo convirtiéndose en uno semi-isotrópico.

El campo total de un arreglo es determinado por la suma vectorial de los campos radiados por los elementos individuales, esto supone que la corriente de cada elemento es la misma, la separación entre elementos del arreglo es de media longitud de onda, por tratarse de dipolos con esta característica.

## Referencias

- [1] IEEE Transactions on antennas and propagation, november 1973.
- [2] Proposal of a New Compact Isotropic Antenna E. da S. Pires, G. Fontgalland, R. M. do Valle<sup>1</sup>, G. F. Aragão, W. R. N. Santos, T. P. Vuong IEEE 2006.
- [3] Introduction to Electromagnetic Compatibility Second Edition CLAYTON R. PAUL  
Department of Electrical and Computer Engineering, School of Engineering, Mercer  
University, Macon, Georgia and Emeritus Professor of Electrical Engineering,  
University of Kentucky, Lexington, Kentucky 2006
- [4] Antenna Catalog immunity emissions wireless site validation ETS lindgreen 2009.
- [5] Determinación del Patrón de Radiación de un Arreglo Dipolar Lineal  
Implementado ARMANDO CARRILLO VARGAS Y ERNESTO ANDRADE MASCOTE  
Instituto de Geofísica, UNAM 2008.
- [6] Quasi isotropic antenna for ultra wideband application ES pires G. font gallant  
MAB de Melo R.M Valle 2007 IEEE.

## Capítulo 4

### Construcción acoplamiento y caracterización de la antena semi-isotrópica

En esta parte de la tesis se describe la parte práctica, en la cual se construyó la antena anteriormente diseñada, se midió con el equipo del laboratorio para corroborar sus resultados. También se hizo el diseño y construcción de los acopladores de impedancia, los cuales permitirán mejorar las características radiantes de la antena en un intervalo de frecuencias más amplio que nos permitirá alcanzar los objetivos planteados por la tesis.

#### 4.1 Construcción de la de antena de banda ancha

Se eligieron los mismos materiales que en la simulación, una placa para circuito impreso con una cara de cobre de un espesor de 0.034 mm montada sobre un sustrato de FR4 de 1.6 mm de espesor, un conector SMA que opera hasta una frecuencia de 8 GHz y un adaptador de conexión tipo N a SMA marca HP en la figura 4.1 se muestra la antena construida.



a)

b)

Figura 4.1 a) Fotografía de la antena construida b) mediciones con el analizador de redes.

Posteriormente por medio de un analizador de redes de la marca Rohde & Schwarz modelo ZVB4 de hasta 4 GHz de frecuencia se realizaron las mediciones del parámetro  $S_{11}$  e impedancia y se compararon con los resultados anteriormente obtenidos, la figura 4.2 muestra las gráficas.

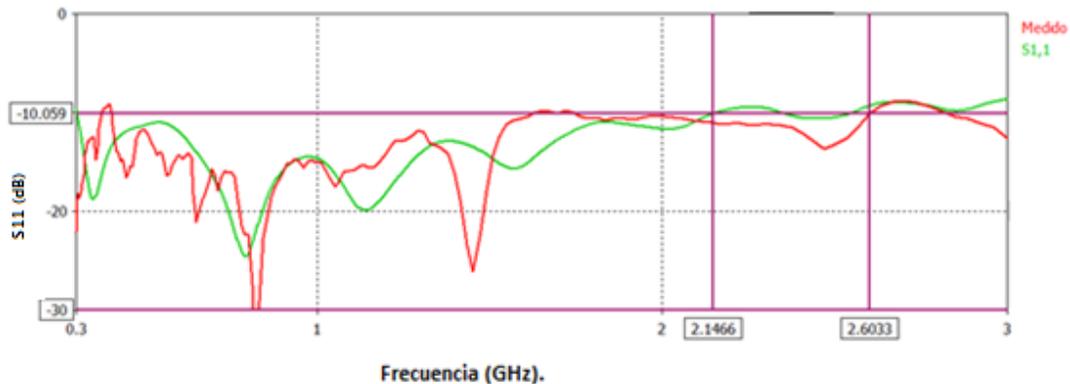


Figura 4.2 Gráfica del parámetro  $S_{11}$  experimental (rojo) y simulado (verde) con CST.

En la gráfica podemos observar que ambas señales tienen muchas similitudes, es decir que ambas tienen un acoplamiento por debajo de los -10 dB a los 300 MHz y sufren desacoplamiento, la gráfica simulada a partir de los 2.4 GHz y la construida

después de 2.6 GHz. de la misma manera corroboramos la gráfica de impedancia en la gráfica 4.3.

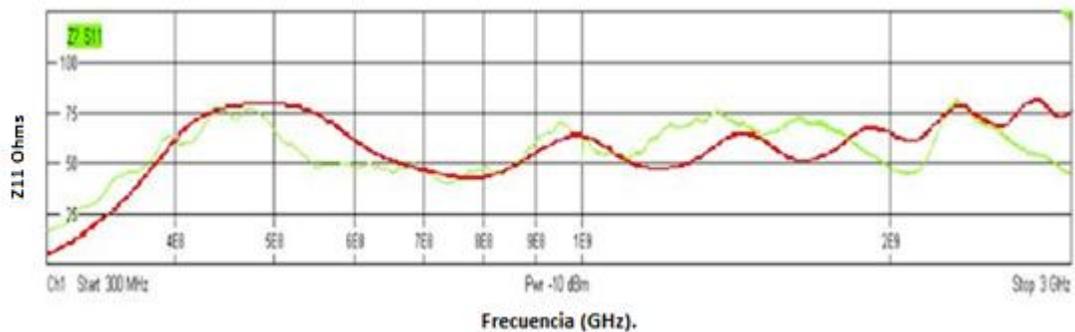


Figura 4.3 Gráfica de impedancia de la antena en parte real simulada (roja) y medida (verde).

En esta gráfica podemos observar que la impedancia tanto de la parte simulada como la experimental varía entre los 50  $\Omega$  y 75  $\Omega$  aproximadamente, haciendo la comparación con la gráfica  $S_{11}$  podemos observar que cuando la gráfica en Z se acerca a los 50  $\Omega$  de impedancia existe un mejor acoplamiento de la antena. De los 2 GHz a los 3 GHz es donde encontramos el mayor desacoplamiento, esto se debe a que cuando la impedancia  $Z_L$  (impedancia de la carga) y la impedancia  $Z_A$  (impedancia de la antena) son iguales se evita la reflexión de la energía y por consiguiente existe una mayor transferencia de potencia.

### 4.2 Compensación capacitiva del dipolo de banda ancha

Por medio de estos resultados se determinó necesario estabilizar más la impedancia de la antena para evitar reflexiones de energía y por consiguiente pérdida de potencia, como una alternativa se probó con un método de acoplamiento por medio

de capacitancias, en el cual se conecta una capacitancia en serie con el puerto de la antena. Partimos de la impedancia de la antena la cual está conformada de una parte real y una imaginaria.

$$Z = R + jX \quad (4.1)$$

Estos valores son obtenidos de las gráficas de la impedancia de la antena tanto en parte real como imaginaria tomando como referencia el punto medio entre el nivel más alto y más bajo lo anterior se ilustra en la gráfica 4.4.

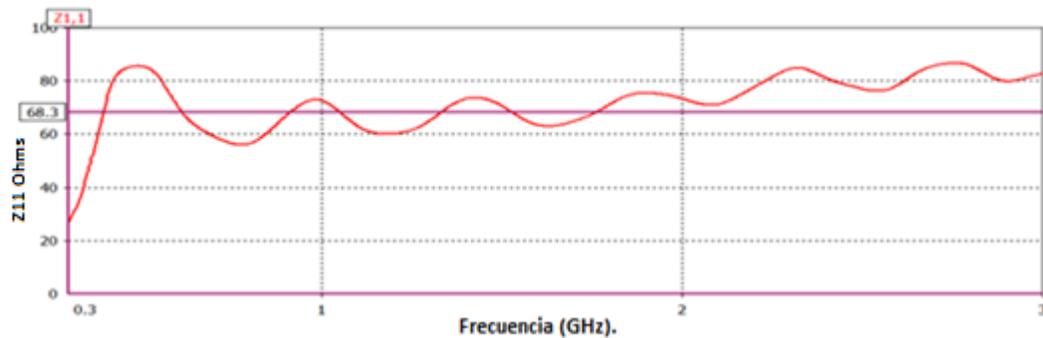


Figura 4.4 Gráfica parte real de la impedancia de la antena.

La parte imaginaria de la antena representa la reactancia, se tomo este valor como en el caso anterior de la gráfica trazando una línea media entre los valores altos y bajos, esto se ilustra en la gráfica 4.5.

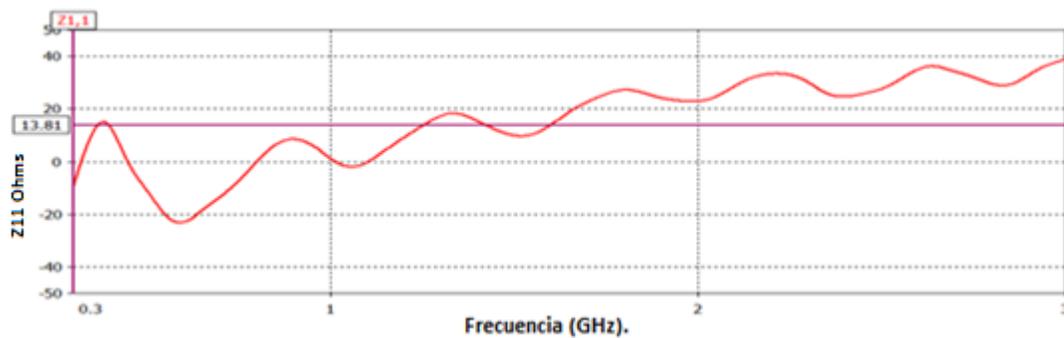


Fig. 4.5 Gráfica del la impedancia de la antena en parte imaginaria.

La reactancia inductiva es igual al producto de la inductancia por la frecuencia angular.

$$X_L = L\omega \quad (4.2)$$

Donde:

$$\omega = 2\pi f \quad (4.3)$$

La frecuencia de resonancia de referencia fue de 1 *GHz* debido a que a esta frecuencia por simplicidad es donde se requiere la resonancia mas grande, sustituyendo este valor en la fórmula (4.3) tenemos un resultado de  $\omega = 6.3 \times 10^9$  *rad/s* de la formula de la reactancia (4.2) se despeja la inductancia y sustituimos el valor de  $\omega$  y de  $X_L$  obtenido de la gráfica de impedancia de la antena en parte imaginaria en la figura 4.5.

$$L = \frac{X_L}{\omega} \quad (4.4)$$

De la fórmula (4.4) se obtuvo un valor de inductancia de 2.1 *nH*. El valor de la capacitancia es el reciproco del producto de la frecuencia angular al cuadrado con la inductancia.

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} \quad (4.5)$$

### 4.2.1 Montaje de la compensación capacitiva

Realizando las operaciones se obtiene un valor de capacitancia igual a 11.9 *pF*. Se montó la capacitancia, para eso se eligió una capacitor de montaje superficial de 12

$pF$  y se conectó en serie con el conector SMA de la antena como se muestra en la figura 4.6.

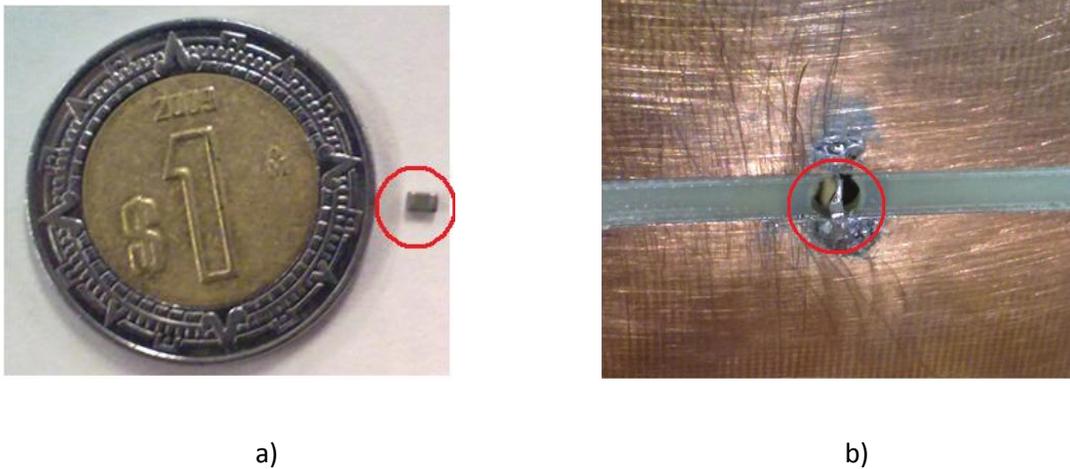


Figura. 4.6 a) Capacitancia de montaje superficial b) Conexión de la capacitancia en la terminal de la antena.

Se simuló y midió nuevamente el parámetro  $S_{11}$  los resultados son mostrados en la gráfica 4.7.

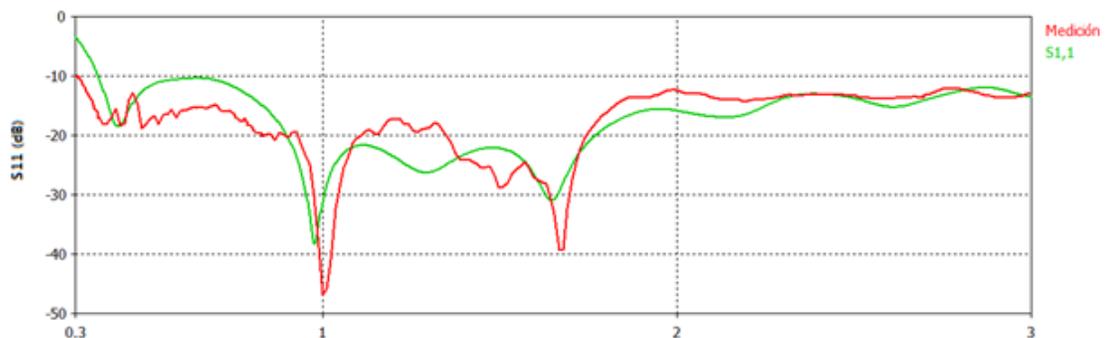


Figura 4.7 Comparación del el parámetro  $S_{11}$ , experimental (rojo); simulado (verde).

En la gráfica anterior del parámetro  $S_{11}$  se observa que tanto en la medición como en la simulación se obtuvo una gráfica por debajo de los -10 dB desde los 340 MHz a los 3 GHz, lo cual es satisfactorio para nuestro objetivo.

### 4.3 Construcción de una Segunda Antena

Después de obtener resultados satisfactorios en el procedimiento anterior, se construyó una segunda antena para hacer el arreglo y lograr un patrón de radiación semi-isotrópico.

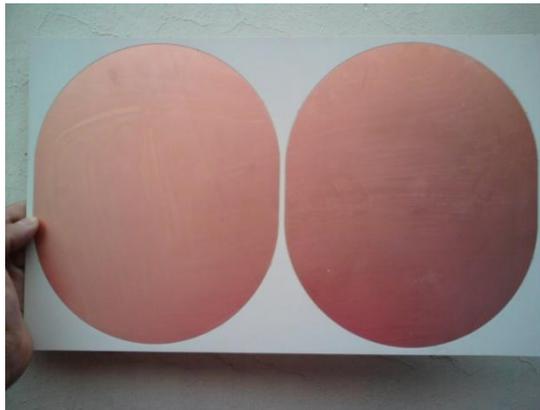


Figura 4.8 Segunda antena construida para realizar el arreglo de antenas.

Estas son las gráficas del parámetro  $S_{11}$  de ambas antenas construidas donde se puede apreciar un comportamiento para fines prácticos igual.

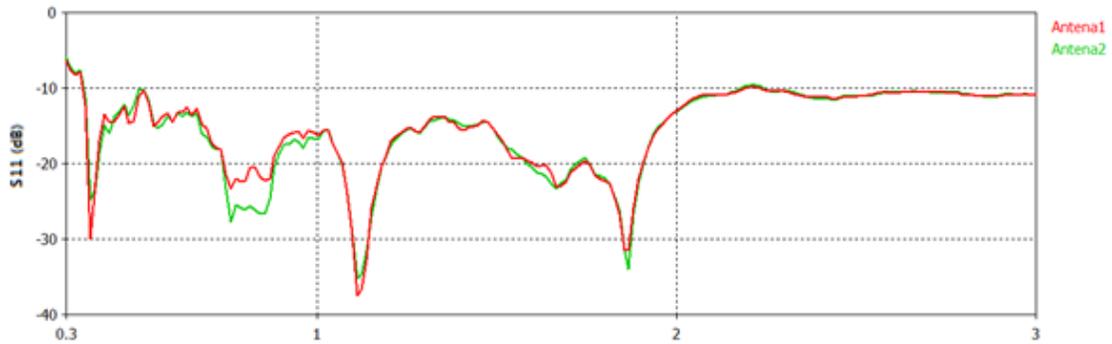


Figura 4.9 Comparación del parámetro  $S_{11}$  de las antenas construidas; antena uno (rojo) antena dos verde.

#### 4.4 Construcción del arreglo ortogonal

Se construyó un arreglo con los dos dipolos como se muestra en las fotografías de la figura 4.10, utilizando como separación entre ellas un tubo de PVC con longitud de onda  $\lambda/2$  tomando en cuenta la frecuencia de mayor resonancia (1 GHz).



Figura. 4.10 Fotografías del arreglo ortogonal de antenas de banda ancha construido.

Para combinar las señales provenientes de ambas antenas, como primer recurso se utilizó un divisor de potencia de la marca mini-circuits de 2 MHz a 1200 MHz con dos entradas y una salida y cables para conectores SMA esto con el fin de comprobar el

correcto funcionamiento del arreglo en el intervalo de frecuencias requerido. En la imagen 4.11 se muestra este dispositivo y en la 4.12 su conexión con las antenas.



Figura 4.11 Divisor de potencia para dos antenas de la marca mini-circuits.



Figura 4.12 Conexión del arreglo con los cables y el divisor de potencia.

Se montó el arreglo en un pedestal y se hicieron las mediciones del parámetro  $S_{11}$  con el analizador de redes utilizado anteriormente.

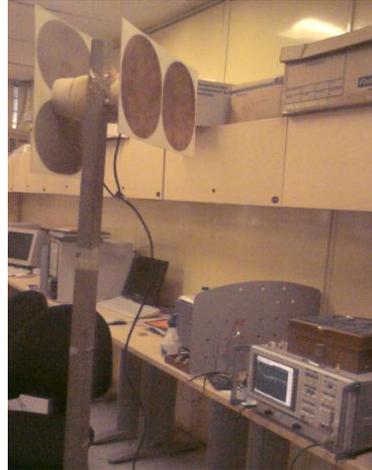


Figura 4.13 Imagen del montaje de la antena sobre el pedestal para la medición del parámetro  $S_{11}$  con el analizador de redes Rohde & Schwarz ZVB4.

Los resultados de las mediciones fueron satisfactorios ya que la gráfica del parámetro  $S_{11}$  está por debajo de -10 dB desde 296 MHz a 3 GHz de frecuencia, esto quiere decir que se incremento el ancho de banda con respecto al de 345 MHz a 3 GHz anteriormente medido. La gráfica con el resultado de la medición se muestra en la gráfica 4.14.

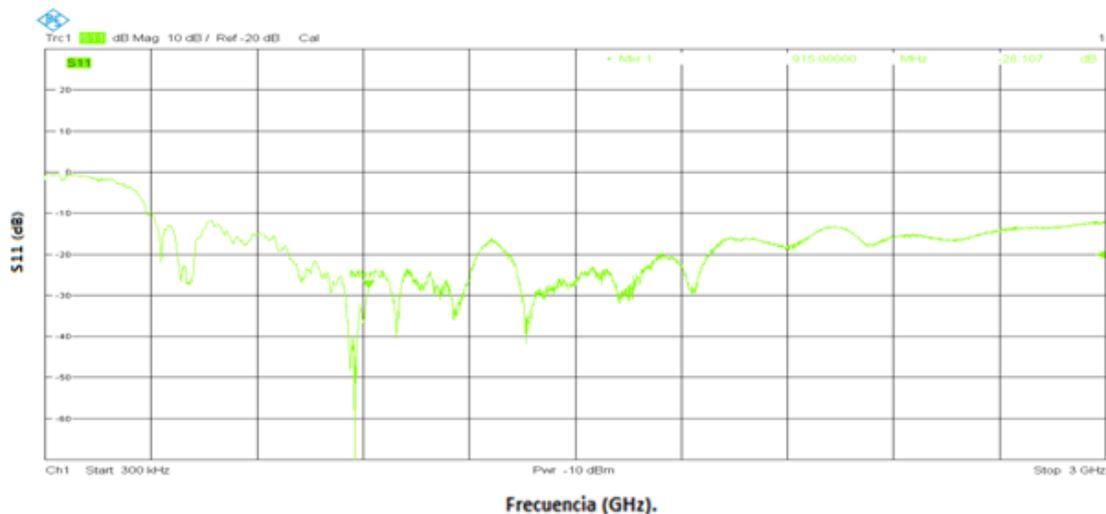


Figura 4.14 Gráfica del parámetro  $S_{11}$  del arreglo ortogonal con el divisor de potencia minicircuits.

## 4.5 Desarrollo de un acoplador de Impedancias para un arreglo de dos dipolos con un ancho de banda de 300 MHz a 1.5 GHz

El sistema de arreglo dipolar descrito aquí consiste en dos partes radiantes que son los dipolos elípticos de parche de media longitud de onda y un circuito de acoplamiento. El sistema de acoplamiento es generalmente llamado acoplador de impedancias de 1:2 (transformador de balance o desbalance) el cual acopla un dispositivo desbalanceado como un cable coaxial (el suministro de energía en microondas o equipo de pruebas) a la impedancia de la antena balanceada. Un correcto funcionamiento del sistema consistirá en un coeficiente de reflexión por debajo de -10 dB para garantizar la mayor transferencia de potencia.

Para el diseño del acoplador un punto básico es lograr un balance entre las resistividades del equipo de medición y las antenas conectadas en paralelo para esto como primer paso se diseñó un divisor resistivo.

### 4.5.1 Divisor resistivo

A los brazos de unión T se le pueden añadir elementos resistivos, para que todos los puertos tengan la misma impedancia [1].

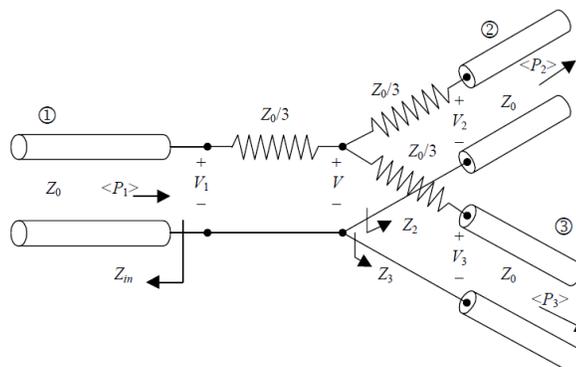


Figura 4.15 Divisor resistivo de tres puertos.

Si los puertos 2 y 3 están terminados en  $Z_0$ , las ramas 2 y 3 presentan impedancias  $Z_2 = Z_3$ .

$$Z_2 = Z_3 = \frac{Z_0}{3} + Z_0 = \frac{4Z_0}{3} \quad (4.6)$$

La impedancia vista a la entrada del puerto 1 es:

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{3} + (Z_2 || Z_3) = Z_0 \quad (4.7)$$

Como la red es simétrica:  $|S_{11}| = |S_{22}| = |S_{33}| = 0$  esto implica que todos los puertos están acoplados, es decir poseen la misma impedancia.

Por otra parte la tensión es igual a:

$$V = V_1 \frac{2Z_0/3}{Z_0/3 + 2Z_0/3} = \frac{2}{3} V_1 \quad (4.8)$$

Donde:

$V_1$  Tensión del puerto uno ( $v$ )

Aplicando divisor de tensiones en los puertos 2 y 3:

$$V_2 = V_3 = V \frac{Z_0}{Z_0 + Z_0/3} = \frac{3}{4} V = \frac{V_1}{2} \quad (4.9)$$

Donde:

$V_2$  Tensión del puerto dos ( $v$ )

$V_3$  Tensión del puerto tres ( $v$ )

Por tanto:

$$|S_{11}| = |S_{31}| = |S_{23}| = 1/2 \quad (4.10)$$

Ya que se tiene el acoplador resistivo el siguiente paso es el diseño del acoplador de microcinta que nos determina las características electromagnéticas.

### 4.5.2 Acoplador de impedancias en microcinta

El acoplador de impedancias es necesario en la mayor parte de los sistemas de RF y sistemas de microondas, como el caso de este arreglo de antenas. Generalmente, en varias técnicas de acoplamiento, los conductores del subsistema de acoplamiento deben ser unidos físicamente a los conectores de las líneas de transmisión o guías de onda del sistema de acoplamiento. En esta tesis se propone un acoplador de impedancias sencillo que corresponde a una técnica de línea de transmisión de microcinta usando elementos parásitos con divisor de tipo 1:2 en microcinta.

Para diseñar el acoplador de microcinta se requiere colocar líneas de transmisión impresas sobre un sustrato que puede ser FR4 el cual posee una permitividad  $\epsilon_r \approx 4.7$ , grosor de 1.6 mm, las pistas de microcinta deben ser calculadas en ancho y longitud. La impedancia característica de las líneas de transmisión depende del ancho de las mismas y su longitud depende de la longitud de onda a la que se desea trabajar. A continuación se muestra la fórmula para el cálculo del ancho de la microcinta que se uso para obtener la impedancia [2][3][4][5].

$$Z_o = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left( \frac{5.98h}{0.8w+t} \right) \quad (4.15)$$

Donde:

$\epsilon_r = 4.35$  Permitividad.

$\epsilon_{reff} = 3.7$  Permitividad Efectiva.

$h = 1.6 \times 10^{-3}$  Ancho del Sustrato (m).

$t = 0.036 \times 10^{-3}$  Ancho de la capa de cobre (m).

La figura 4.16 muestra donde corresponde cada una de la características que se deben de tomar para el cálculo de la impedancia de la microcinta.

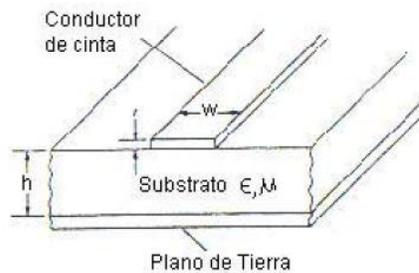


Figura 4.16 Conductor de cinta sobre un sustrato de FR4 con plano de tierra.

Despejando  $w$  de la ecuación 4.15 llamado ancho de la pista, el cual es el parámetro que estamos buscando, la ecuación queda de la siguiente manera:

$$w = \frac{5.98h}{0.8e^{\left(\frac{Z_0\sqrt{\epsilon_r+1.41}}{87}\right)}} - \frac{t}{0.8} \quad (4.16)$$

Sustituyendo valores en la ecuación anterior para una impedancia de  $50 \Omega$  se obtiene el valor de  $w$ .

$$w = \frac{5.98h}{3.18} - \frac{0.036 \times 10^{-3}}{0.8} = 2.95 \times 10^{-3} m \quad (4.17)$$

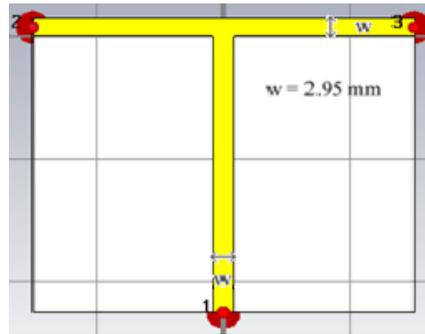


Figura 4.17 Divisor de microcinta 1:2 en forma de T.

La impedancia de las líneas de carga se representan por medio de  $Z_L = 50 \parallel 50 = 25 \Omega$ , calculando el coeficiente de reflexión queda de la siguiente manera:

$$\Gamma = (25 - 50)/(25 + 50) \quad (4.18)$$

$$|\Gamma| = 1/3 \quad (4.19)$$

$$SWR = (1 + 1/3)/(1 - 1/3) = 2 \quad (4.20)$$

Se hace necesario un transformador  $\lambda/4$  estándar, para que el acoplador pueda resonar con la impedancia de la línea de transmisión esta impedancia está descrita por  $Z_q$  de la siguiente manera:

$$Z_q = Z_0[(1 - |\Gamma|)/(1 + |\Gamma|)]^{1/2} \quad (4.21)$$

El resultado de la impedancia de carga del transformador es el siguiente:

$$Z_q = 35.35 \Omega \quad (4.22)$$

Sustituyendo esta impedancia en la ecuación (4.16) el ancho del transformador da como resultado  $5 \text{ mm}$  y longitud de  $75 \text{ mm}$  para una  $f = 1 \text{ GHz}$ . El divisor de microcinta de  $\lambda/4$  modificado se muestra en la figura 4.18.

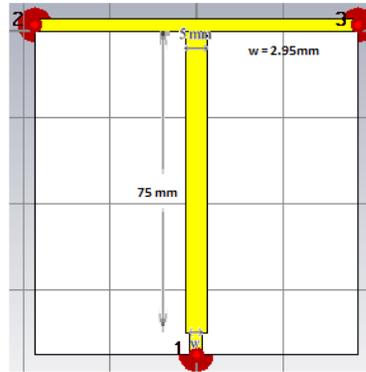


Figura 4.18 Divisor de microcinta de 1:2 que contiene un transformador de microcinta estándar de  $\lambda/4$ . La longitud del transformador es 75 mm a una  $f = 1$  GHz, su anchura es 5 mm y su impedancia característica de 35.35  $\Omega$ .

Una vez diseñado el acoplador se simuló en CST para estudiar su comportamiento y los resultados se muestran a continuación.

#### 4.5.3 Simulación del acoplador en microcinta

En esta parte se muestran los resultados de las simulaciones hechas del acoplador de impedancias en sus diferentes etapas de diseño. En la figura 4.19 se muestra un acoplador de impedancias de microcinta de 50  $\Omega$  de impedancia en forma de T.

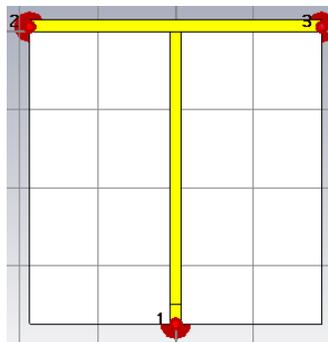


Figura 4.19 Configuración para la simulación del acoplador de microcinta de 50  $\Omega$  en forma de "T"

La figura 4.20 muestra el resultado del parámetro  $S_{11}$  en el cual se puede apreciar que existen reflexiones al no estar completamente acoplado en todo el intervalo de frecuencias requerido.

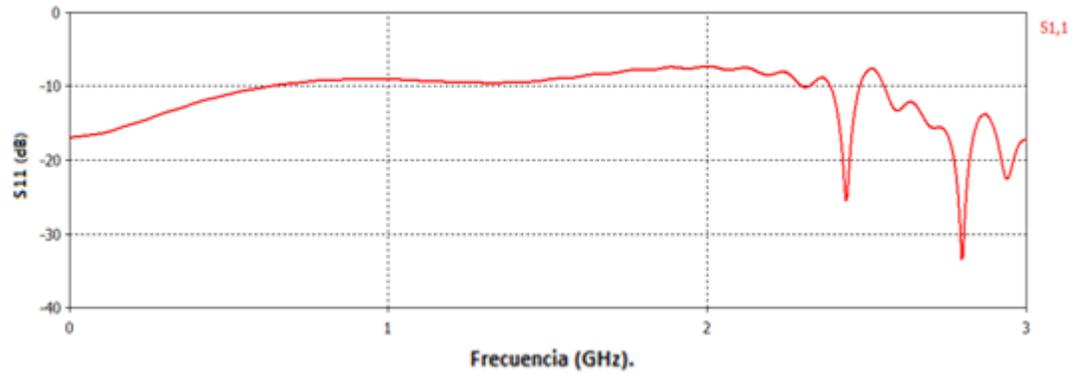


Figura 4.20 Gráfica del parámetro  $S_{11}$  del acoplador de microcinta de 50  $\Omega$ .

Siguiendo los resultados obtenidos en la teoría aumentamos en grosor del brazo inferior del acoplador, esto con el fin de cambiar la impedancia característica de la microcinta a 35.35  $\Omega$ . En la figura 4.21 se muestra la apariencia del acoplador hasta esta etapa de diseño.

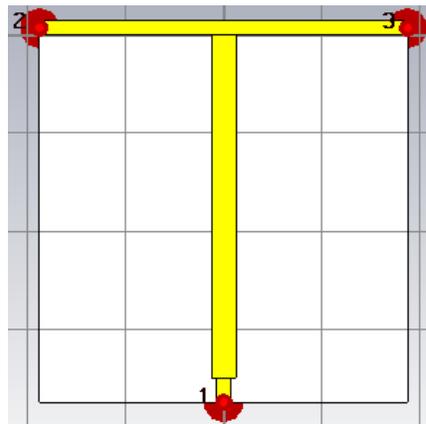


Figura 4.21 Acoplador de microcinta con el brazo inferior a una impedancia de 35.35  $\Omega$ .

De esta manera se generó un mayor acoplamiento a frecuencias cercanas a 1 GHz, resultado que se muestra en la figura 4.22 tal como se calculó en la teoría. Esto es benéfico para nuestro objetivo, ya que el arreglo de antenas presenta un mejor acoplamiento en esta zona de frecuencias.

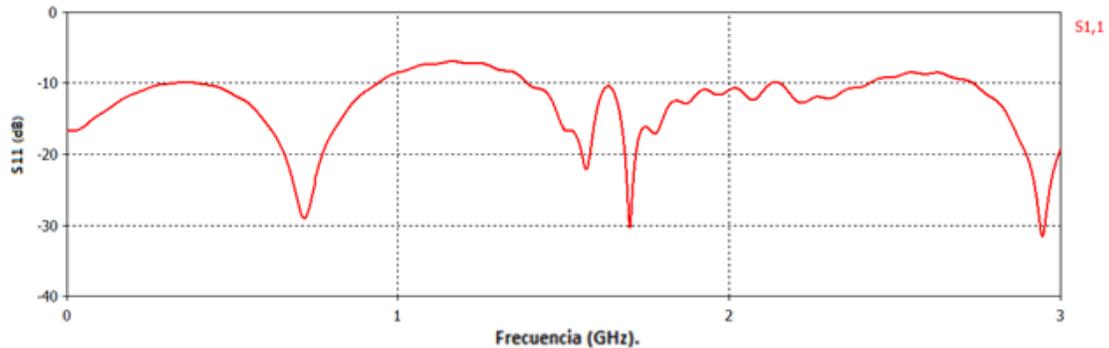


Figura 4.22 Gráfica del parámetro  $S_{11}$  del acoplador de microcinta con el brazo inferior a una impedancia de 35.35  $\Omega$ .

Como se puede apreciar el acoplamiento es mejor hasta el momento por el hecho de tener menor reflexión, sin embargo es necesario fijar la primera resonancia a 850 MHz debido que es la primera y mayor resonancia de la antena, este ajuste se logró por medio de la variación en longitud del brazo inferior del acoplador.

#### 4.5.4 Variación en la longitud del brazo inferior

Con este método se puede variar la posición de las frecuencias de resonancia del acoplador, se hicieron ajustes en su longitud, en la figura 4.25 se muestra la apariencia hasta este punto del acoplador de impedancias.

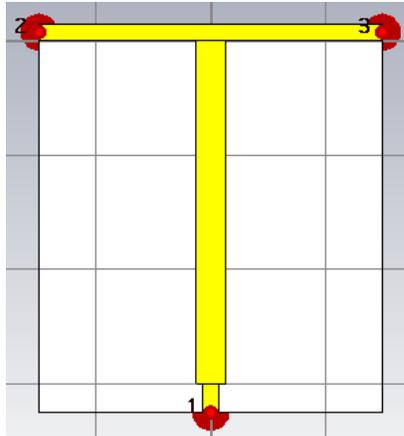


Figura 4.23 Variación de la longitud del brazo inferior para ajustar la frecuencia de resonancia del acoplador.

Se varió la longitud hasta llegar a 6 cm posicionando la resonancia principal en 850 MHz, frecuencia a la cual las antenas diseñadas anteriormente tienen el mejor acoplamiento.

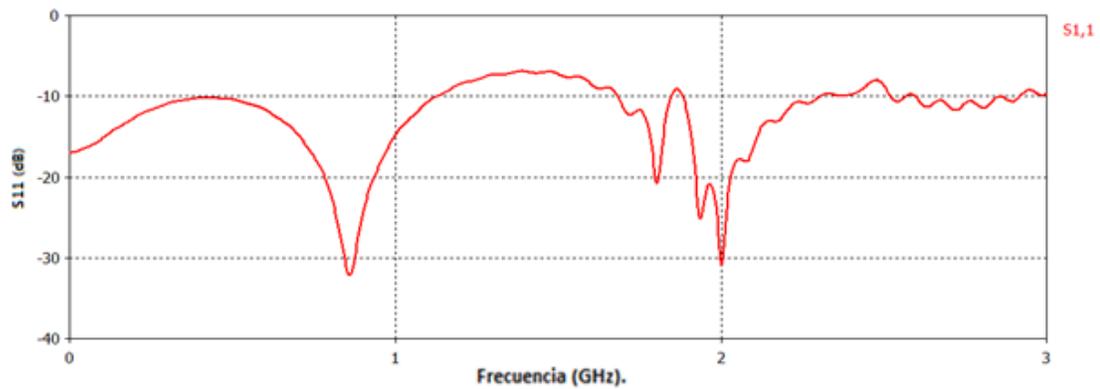


Figura 4.24 Gráfica del parámetro  $S_{11}$  de un acoplador de impedancias para una resonancia de 850 MHz.

En la gráfica anterior se puede apreciar que el acoplador sigue teniendo algunas pérdidas a pesar de las mejoras obtenidas con la variación de sus dimensiones y grosor en su brazo inferior, tomando en cuenta la teoría revisada anteriormente se

hizo una combinación entre el acoplador de microcinta y el acoplador resistivo para mejorar las características de acoplamiento y estudiar los resultados.

### 4.5.5 Combinación entre acoplador resistivo y de microcinta

En esta etapa del diseño se combino el acoplador resistivo con el de microcinta, para mejorar sus características de acoplamiento en impedancia, en la figura 4.25 se puede ver su apariencia hasta este punto.

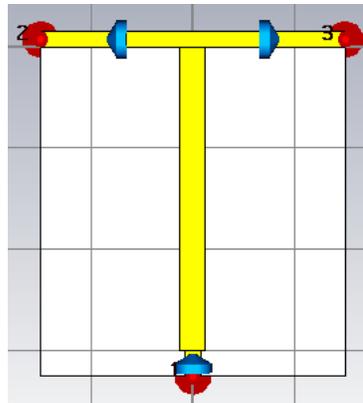


Figura 4.25 Combinación del acoplador resistivo y de microcinta.

En la gráfica de la figura 4.26 se aprecia el resultado del parámetro  $S_{11}$  de esta combinación, los resultados son satisfactorios ya que se logro acoplar por debajo de los -10 dB todo el intervalo de frecuencias desde cero hasta 3 GHz.

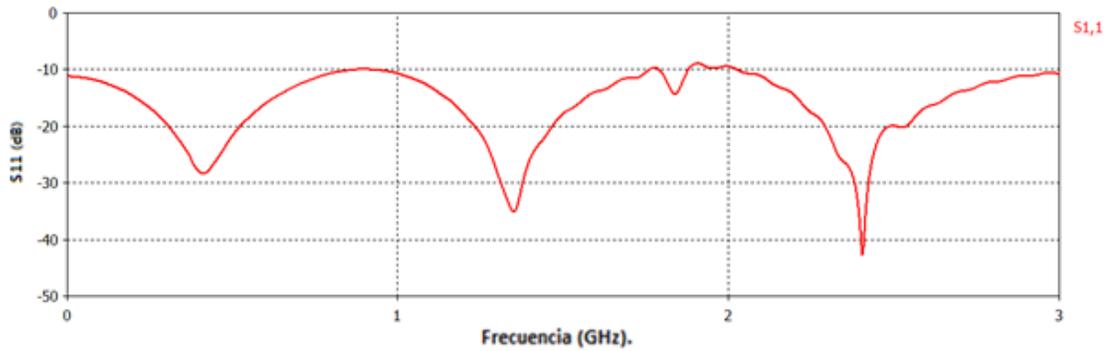


Figura 4.26 Gráfica del parámetro  $S_{11}$  del acoplador resistivo y de microcinta.

Sin embargo en la gráfica 4.27 se aprecia que en parámetro  $Z_{11}$  existe un pico que rebasa los  $250 \Omega$  en la impedancia característica y en otros puntos rebasa los  $100 \Omega$ , esto nos puede provocar problemas de desacoplamiento con las antenas.

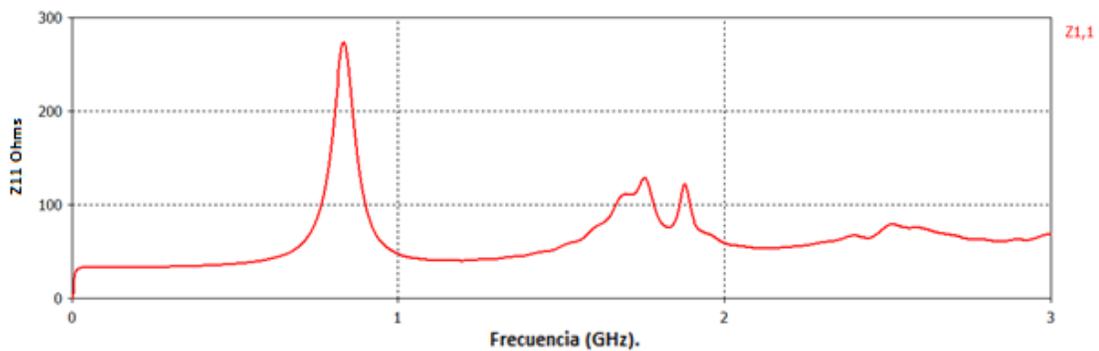


Figura 4.27 Gráfica del parámetro  $Z_{11}$  del acoplador de impedancias resistivo y de microcinta.

#### 4.5.6 División del brazo inferior

Una solución que se encontró a este problema fue ranurar el brazo inferior del acoplador y colocar resistencias de valores tales que no se altere la impedancia total de ese brazo, en la figura 4.20 se puede apreciar la apariencia del acoplador.

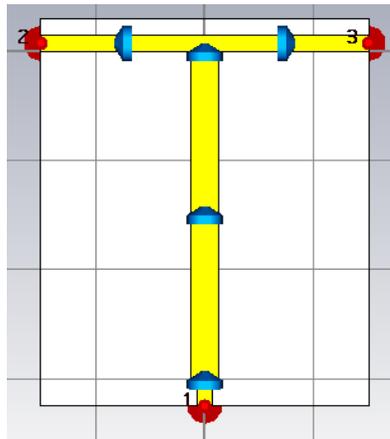


Figura 4.28 Acoplador de impedancias con el brazo inferior ranurado.

El parámetro  $S_{11}$  del acoplador sufrió cambios en las resonancias, en la zona cercana a 1 GHz el pico de resonancia se hizo más pronunciado, esto significa menores reflexiones de energía electromagnética, en la gráfica de la figura 4.29 se aprecian estos resultados.

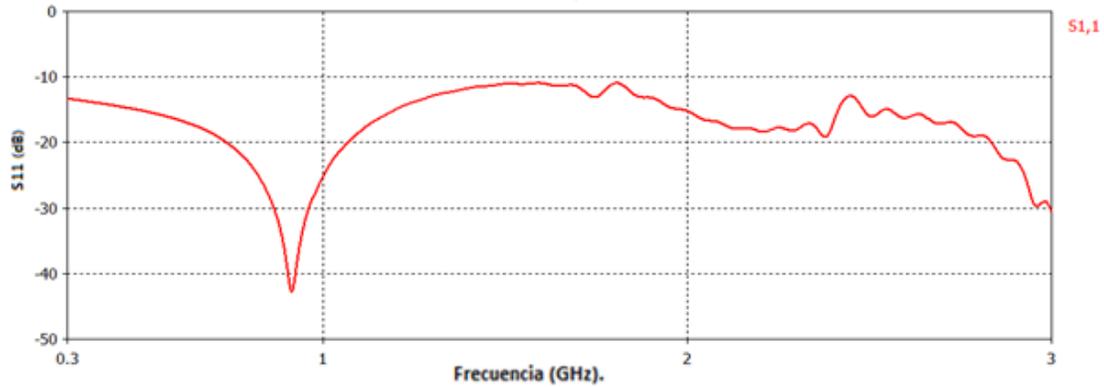


Figura 4.29 Gráfica  $S_{11}$  del acoplador de impedancias ranurado en su brazo inferior a la mitad.

También se puede observar que la impedancia característica del acoplador en todo el intervalo de frecuencias mejoro de manera significativa al no rebasar en ningún punto una impedancia de  $75 \Omega$  esto es importante ya que la impedancia característica de los dipolos es de aproximadamente de  $73 \Omega$  y con esto se garantiza un buen acoplamiento.

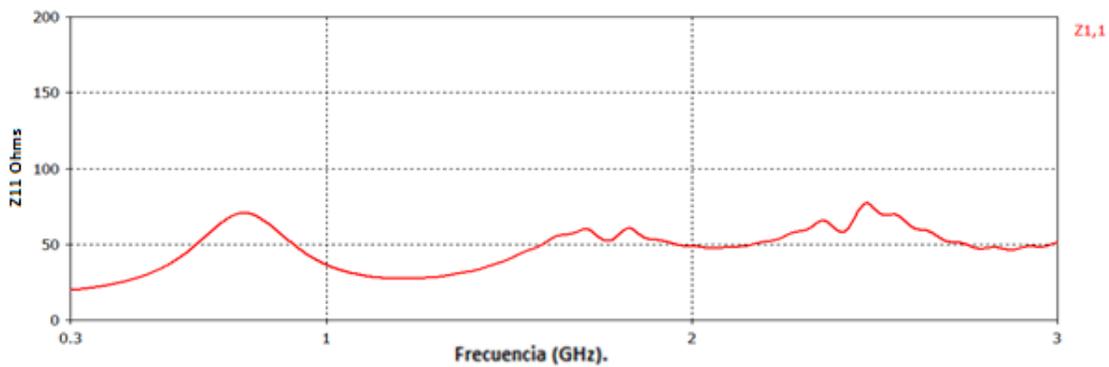


Figura 4.30 Gráfica del parmetro  $Z_{11}$  del acoplador ranurado a la mitad en su brazo inferior.

#### 4.6 Desarrollo de un acoplador de Impedancias para un arreglo de dos dipolos con un ancho de banda de 1.5 a 3 GHz

Posteriormente se diseñó un acoplador para mejorar la respuesta del arreglo de antenas en altas frecuencias, de 1.5 a 3 GHz que es donde se tiene el acoplamiento menos eficiente, este acoplador cuenta con la estructura del anterior el cual arrojó mejores resultados en bajas frecuencias. La apariencia del acoplador se muestra en la figura 4.31.

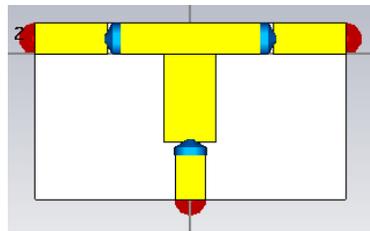


Figura 4.31 Acoplador de impedancias para frecuencias de 1.5 a 3 GHz.

Se realizaron las mismas pruebas que al acoplador anterior y en su parámetro  $S_{11}$  se puede apreciar que tiene una mejor respuesta ya que se consigue una gráfica más alejada de los -10 dB en todo el intervalo de frecuencias desde 1 a 3 GHz. Estos resultados se muestran en la figura 4.32.

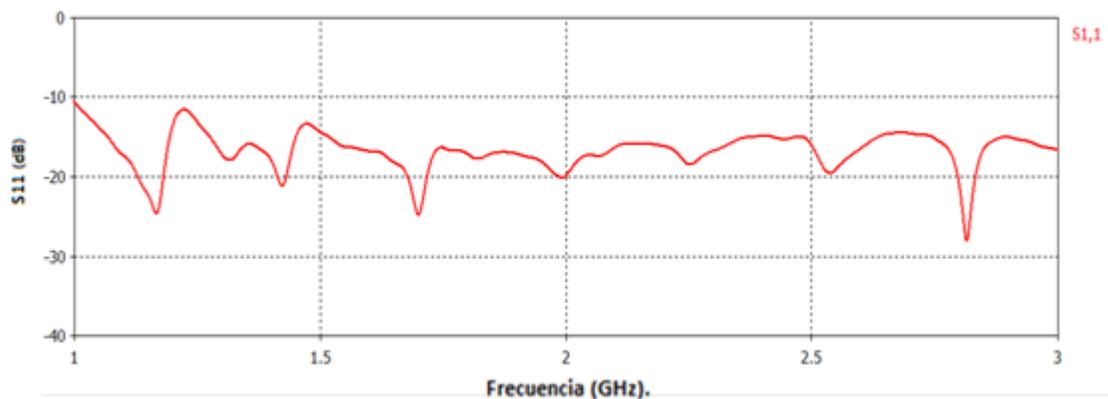


Figura 4.32 Gráfica del parámetro  $S_{11}$  del acoplador para altas frecuencias (1.5 - 3 GHz).

Para asegurar un comportamiento estable se estudió también la gráfica del parámetro  $Z_{11}$ , la cual muestra que la impedancia se mantiene en valores que no rebasan los  $75 \Omega$  como se puede apreciar en la gráfica de la figura 4.33.

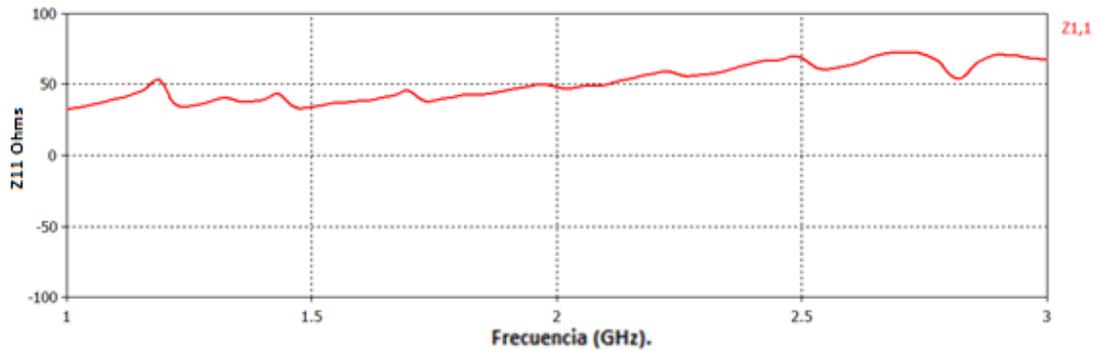
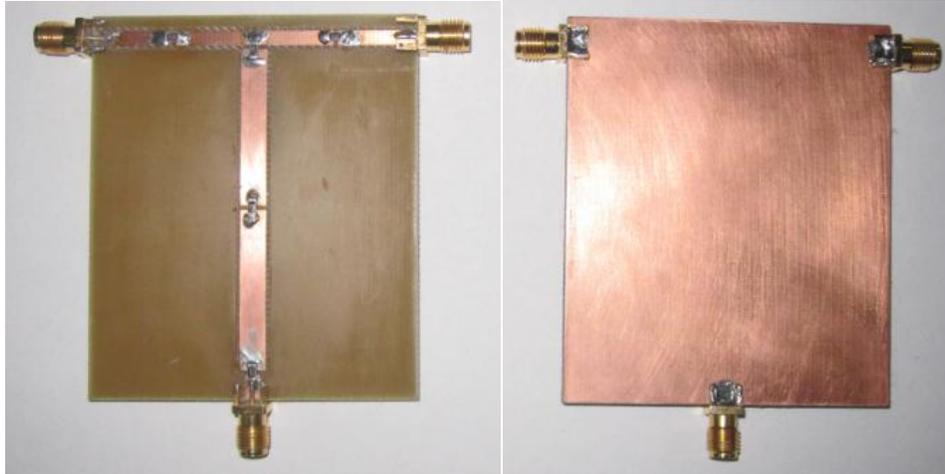


Figura 4.33 Gráfica del parámetro  $Z_{11}$  del acoplador de impedancias para altas frecuencias (1.5 – 3 GHz).

### 4.7 Construcción de los acopladores de impedancias y mediciones

Con estos resultados anteriores se fabricaron los acopladores para hacer mediciones experimentales y corroborar los resultados teóricos, en la figura 4.34 se muestra el acoplador construido, se usaron conectores del tipo SMA y resistencias de montaje superficial, ambos para poder manejar altas frecuencias.



a)

b)

Figura 4.34 Acoplador de impedancias construido a) parte de frente líneas de microcinta b) parte trasera plano de tierra.

Se realizaron las mediciones correspondientes utilizando un analizador de redes de la marca Rohde & Schwarz de 10 Hz. a 3 GHz. Como se muestra en la figura 4.35.



Figura 4.35 Mediciones del acoplador de impedancia con analizador de redes Rohde & Schwarz.

En la figura 4.36 se muestra el resultado de la medición del parámetro  $S_{11}$  colocando cargas fijas de  $50 \Omega$  en los brazos del acoplador. Se puede apreciar un desacoplamiento en las frecuencias que rodean a los 2 GHz.

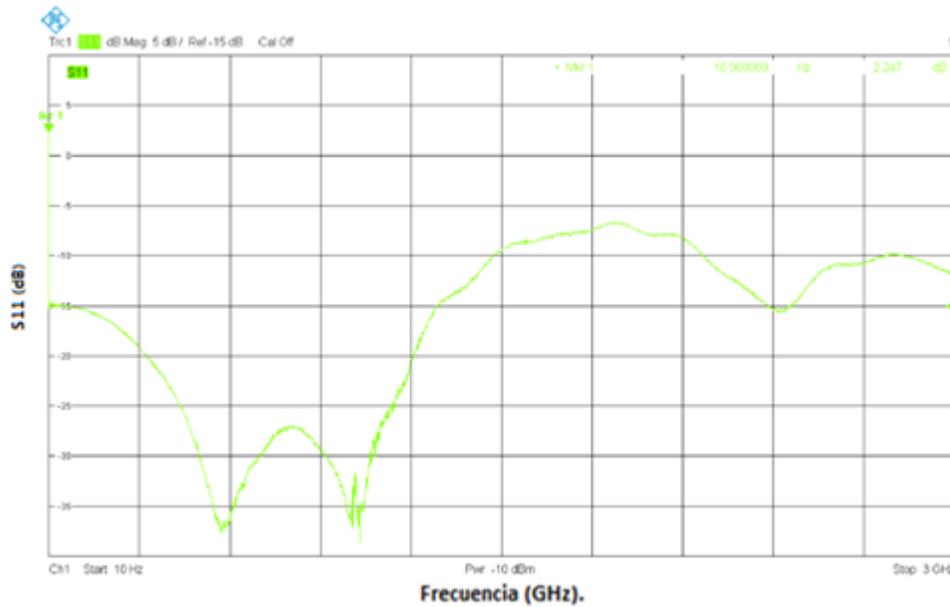


Figura 4.36 Gráfica del parámetro  $S_{11}$  del acoplador de impedancias conectado a dos cargas fijas de  $50 \Omega$  del analizador Rohde & Schwarz.

En la gráfica 4.37 se aprecia que los resultados experimentales y simulados son similares, las variaciones son debidas a efectos de la construcción como la soldadura y los conectores que no se toman en cuenta en la simulación.

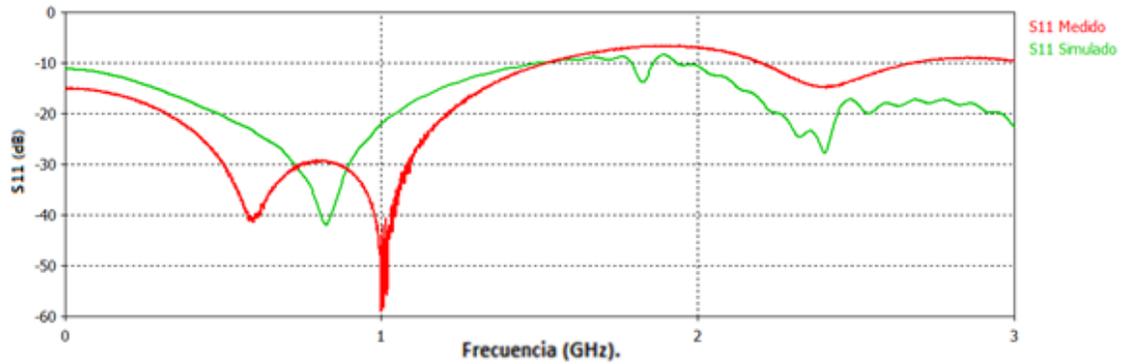


Figura 4.37 Gráficas del parámetro  $S_{11}$  de acoplador de impedancias conectado a dos cargas fijas de  $50 \Omega$ , simulación (verde), medición con analizador de redes (roja).

Una vez obtenido esto se conectaron las antenas al acoplador sustituyendo las cargas fijas.

#### 4.7.1 Conexión del arreglo con el nuevo acoplador

Una vez obtenido este resultado conectamos el arreglo de antenas para verificar que también arroje una respuesta de acoplamiento por debajo de  $-10\text{dB}$  como se muestra en la figura 4.38.



Figura 4.38 Conexión del acoplador con el arreglo de antenas para medir su parámetro  $S_{11}$ .

Estos son los resultados obtenidos de forma simulada y medida, en la figura 4.39 se aprecia que son similares además de satisfactorios por mantenerse por debajo de -10 dB, pero con algunos intervalos de frecuencias que necesitan ser mejorados, sin embargo ya se trabaja en el acoplador para altas frecuencias el cual corrige estas deficiencias. Tal como sucedió en las simulaciones.

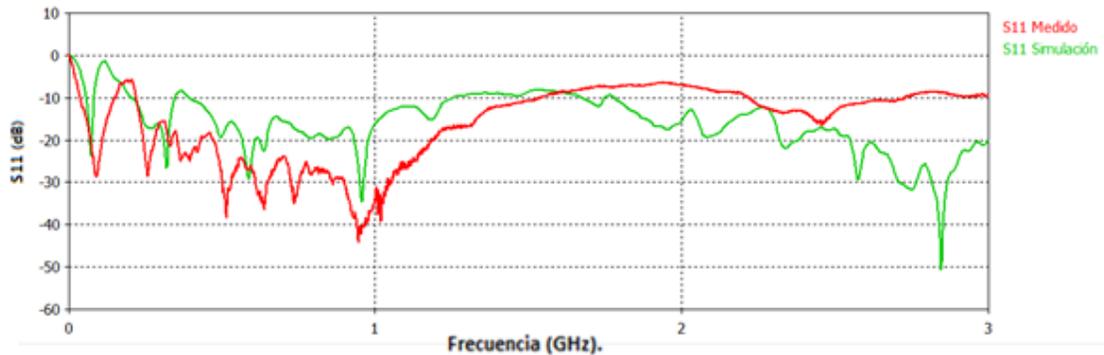


Figura 4.39 Gráfica de la simulación y medición del parámetro  $S_{11}$ , del arreglo de antenas con el acoplador de impedancias de 300 MHz a 1.5 GHz simulación (verde), experimental (rojo).

En base a los resultados de la gráfica 4.39 se buscaron algunas alternativas para mejorar el parámetro  $S_{11}$  del acoplador una de ellas fue ranurar una vez más el brazo inferior del acoplador además de incrementar el plano de tierra para los brazos superiores, de esta manera se mejora la impedancia característica de los mismos haciendo más cercana a los  $50 \Omega$  calculados, la figura 4.41 muestra la apariencia del acoplador con las nuevas modificaciones.

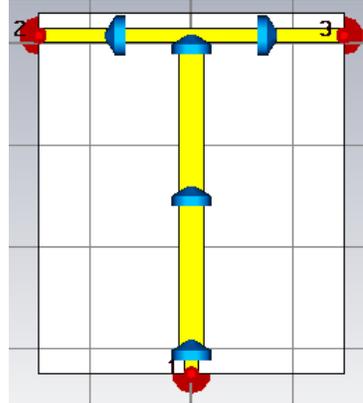


Figura 4.40 Acoplador de impedancias con una nueva división en la parte superior del brazo inferior y mayor plano de tierra en los brazos superiores.

En la gráfica 4.41 se pudo observar que el parámetro  $S_{11}$  del acoplador con las recientes modificaciones es mejor que los anteriores ya que se encuentra en todo el intervalo de frecuencias por debajo de los -10 dB.

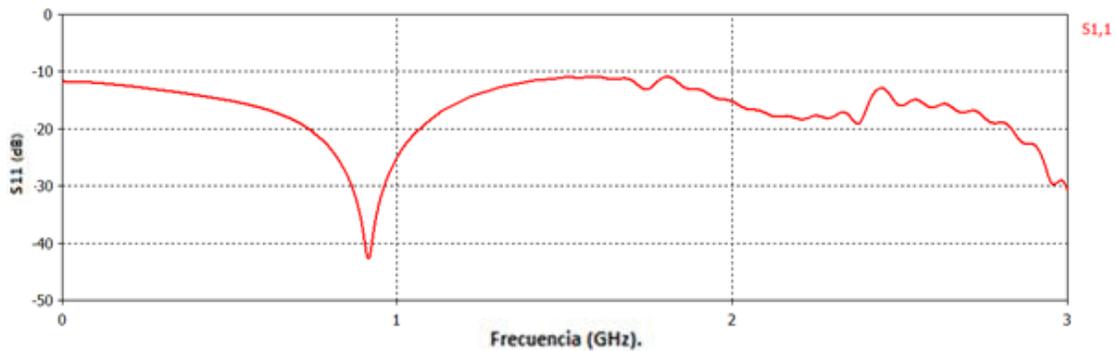


Figura 4.41 Gráfica del parámetro  $S_{11}$  del acoplador de impedancias con una ranura más en el brazo inferior.

Por último se hizo la simulación del acoplador con el arreglo de antenas, en la figura 4.43 se muestran estos resultados, los cuales son mejores que los anteriores cubriendo todo el intervalo de frecuencias que se planteo en los objetivos. Sin embargo a partir de 1.5 GHz existen pérdidas, para optimizar el intervalo de 1.5 a 3 GHz se diseño un segundo acoplador.

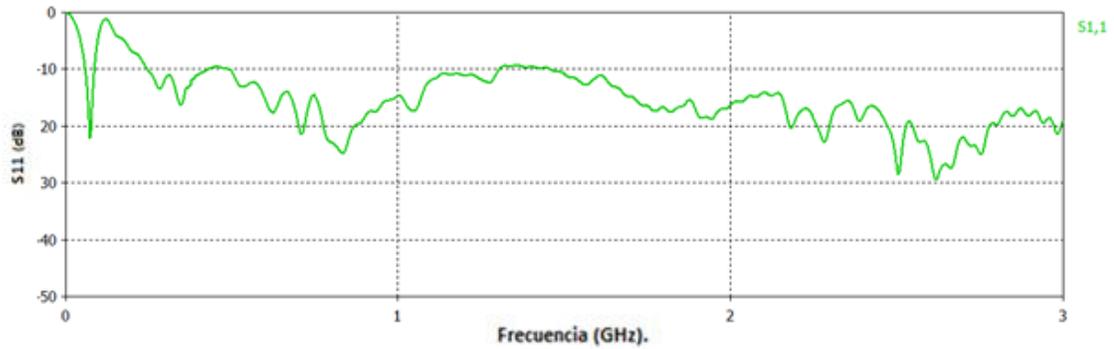


Figura 4.42 Gráfica del parámetro  $S_{11}$  del acoplador modificado conectado al arreglo de antenas.

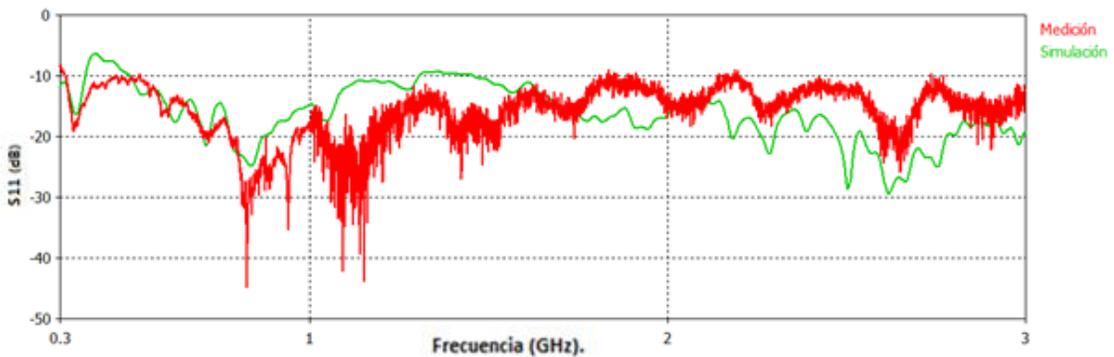


Figura 4.43 Gráfica del parámetro  $S_{11}$  del arreglo de antenas con el acoplador optimizado, simulado (verde) y experimental (rojo).

Con los resultados obtenidos se construyeron los acopladores para altas frecuencias y se midió su parámetro  $S_{11}$  en la figura 4.45 se muestra la apariencia de los acopladores.

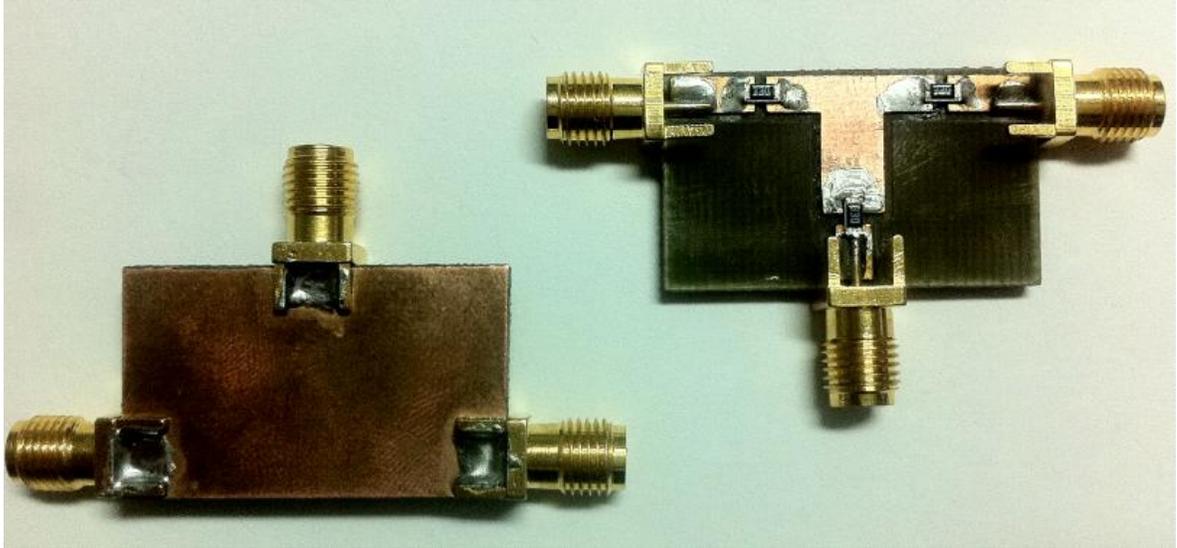


Figura 4.44 Acopladores direccionales construidos para altas frecuencias (1-3 GHz).

Con e analizador de redes se midi3 el parámetro  $S_{11}$  y se compar3 con la gr3fica obtenida por el simulador CST.

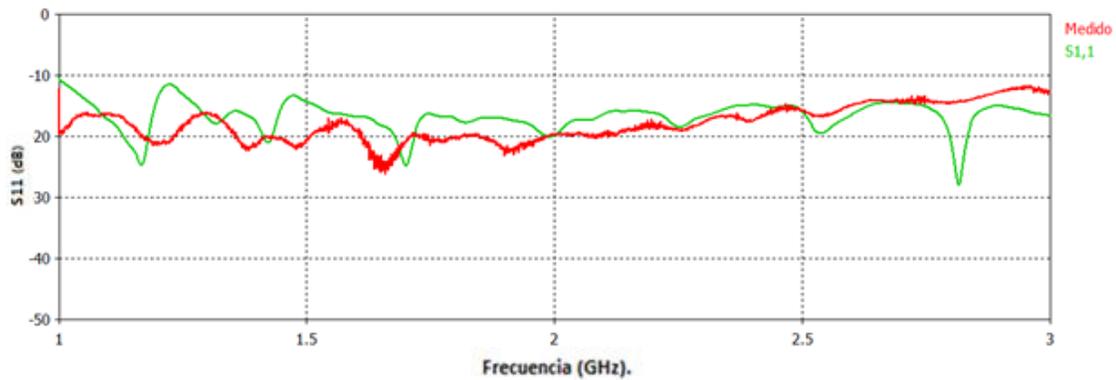


Figura 4.45 Gr3ficas del par3metro  $S_{11}$  del arreglo con el acoplador de 1.5 a 3 GHz experimental (rojo) y simulado (verde).

En la gr3fica de la figura 4.45 se pude apreciar que existe similitud en la trayectoria de la recta medida y simulada.

## 4.8 Caracterización de la antena semi-isotrópica

### 4.8.1 R.O.E. (Relación de Onda Estacionaria)

La relación de onda estacionaria por sus siglas en inglés (ROE) es una medida del desacoplamiento entre las impedancias de la fuente y la carga. Numéricamente es la relación entre el máximo valor de tensión medida en una línea de transmisión dividido entre el valor mínimo. Mientras mayor sea el grado de acoplamiento menor potencia será reflejada por la antena a la fuente y por lo tanto mayor cantidad será radiada por la antena al espacio libre. La ROE puede expresarse en términos del coeficiente de reflexión ( $\Gamma_v$ ), y están relacionados por la siguiente ecuación:

$$ROE = \frac{1+|\Gamma_v|}{1-|\Gamma_v|} \quad (4.23)$$

Un valor de ROE igual a uno implica que la antena está completamente acoplada y un 100% de la potencia está siendo transmitida o recibida, esto ocurre en un caso ideal, en la práctica un buen nivel de acoplamiento es alrededor de 1.5.

### 4.8.2 Medición de ROE experimental

Para medir el valor de la ROE se realizó la conexión de la figura 2.45 donde se utilizó un generador de RF, un acoplador direccional y un analizador de espectros para la medición de la potencia incidente y reflejada.

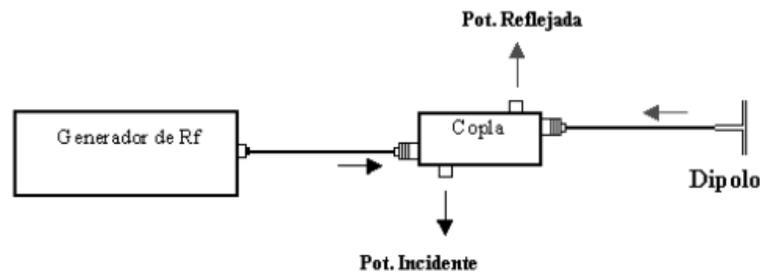


Figura 4.46 Esquema utilizado para obtener R.O.E.

Se ajusta en el generador de RF una potencia de salida igual a 0 dBm a la cual se inyecta a la entrada del acoplador direccional. A la salida del mismo se conecta la antena. Con el Analizador de Espectros se mide la potencia reflejada y la potencia incidente de la antena en las terminales respectivas del acoplador. En base a los valores obtenidos se calcula el coeficiente de reflexión con la ecuación 4.24.

$$\Gamma_V = \sqrt{\frac{P_{ref}}{P_{inc}}} \quad (4.24)$$

Con el valor de  $\Gamma_V$  se obtiene la ROE, si nos entrega valores arriba de dos será necesario ajustar la antena, ya que esto significa una pérdida de más del 10% de la potencia.

El proceso de adaptación consiste básicamente en disminuir levemente el largo del dipolo en ambos extremos con el fin de que la longitud de éste sea lo más cercano a  $\lambda/2$ , de manera que la distribución de corriente a través del dipolo sea lo más parecido a un caso ideal. Este procedimiento debe realizarse hasta obtener un valor de ROE menor a dos, a continuación se muestra la tabla.

Tabla III. Tabla de las mediciones de ROE a diferentes frecuencias con un acoplador direccional.

Frecuencia MHz	Potencia Incidente dBm	Potencia Reflejada dBm	Coeficiente de Reflexión	ROE
300	-50.20	-59.90	0.32	1.94
400	-50.25	-70.62	0.09	1.19
500	-50.61	-61.25	0.29	1.81
600	-49.95	-60.90	0.28	1.77
700	-50.19	-70.92	0.09	1.19
800	-50.90	-66.15	0.17	1.40
900	-50.98	-67.57	0.14	1.32
1000	-50.61	-65.36	0.18	1.43

La figura 4.47 muestra el valor de la potencia incidente en las frecuencias anteriores.

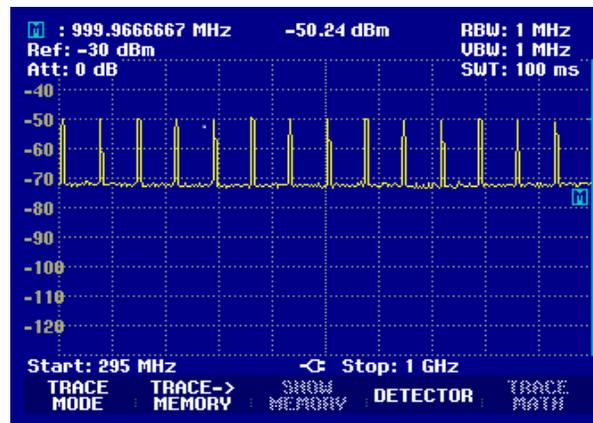


Figura 4.47 Gráfica de la potencia incidente de un acoplador direccional utilizando un generador de RF a 0 dBm medida con analizador de espectros portátil Rohde & Schwarz.

La figura 4.48 muestra el valor de la potencia reflejada a las mismas frecuencias.



Figura 4.48 Gráfica de la potencia reflejada medida con analizador de espectros portátil Rohde & Schwarz.

### 4.8.3 Diagrama de radiación

Los diagramas de radiación son representaciones por medio de gráficas polares, u otras coordenadas, que indican la intensidad del campo radiado en diversas direcciones por una antena. Para obtener el diagrama de una antena se procede de la siguiente manera: Se conectan los equipos tal como muestra la figura 2.49 El lugar elegido para realizar las mediciones puede ser una cámara anecoica, ya que allí se presentan las condiciones más adecuadas para tener un enlace sin interferencias.

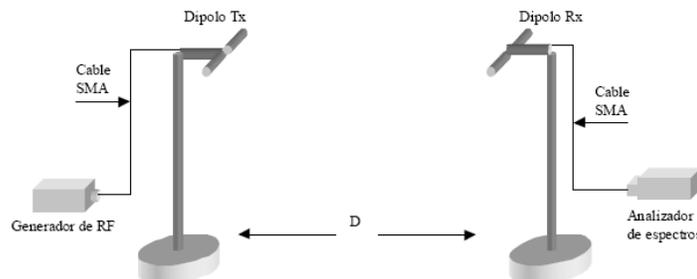


Figura 4.49 Esquema para obtener patrones de radiación y ganancia.

La antena receptora se debe girar 360 grados a partir de la posición inicial, cada 5 grados se toma una muestra por medio del analizador de espectros de la potencia recibida. De esta manera se obtienen puntos suficientes para graficar el diagrama de la antena.

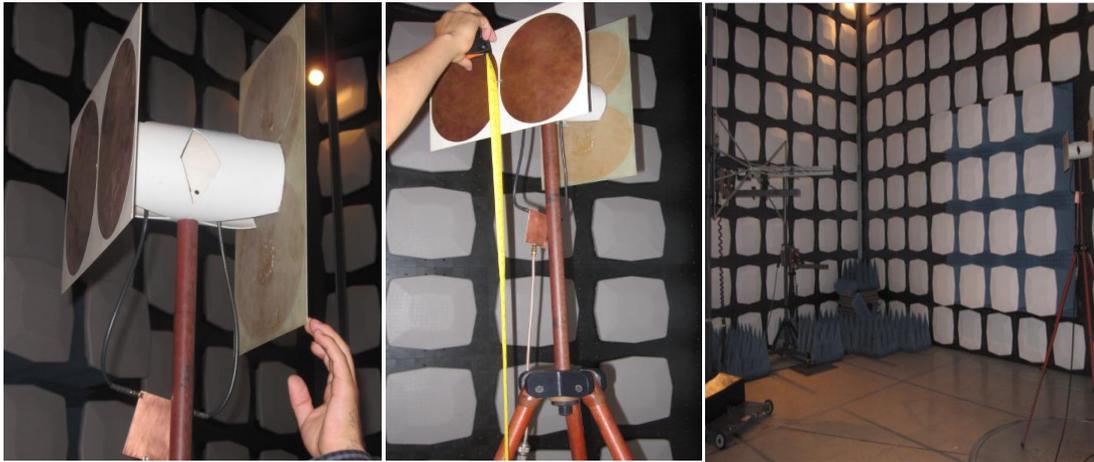
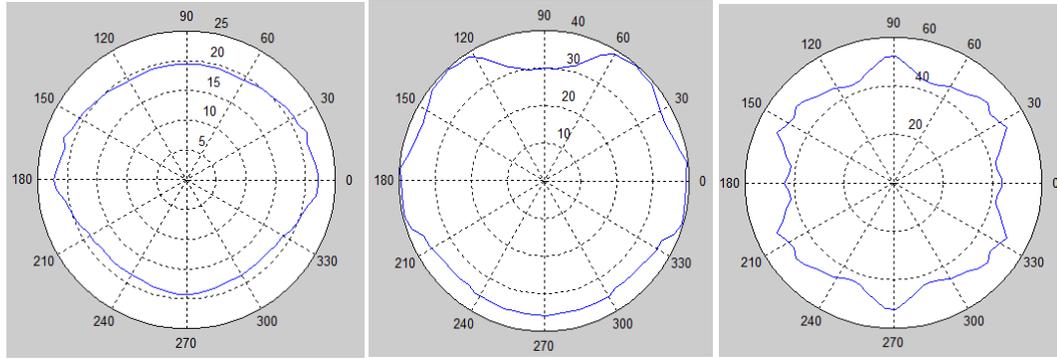
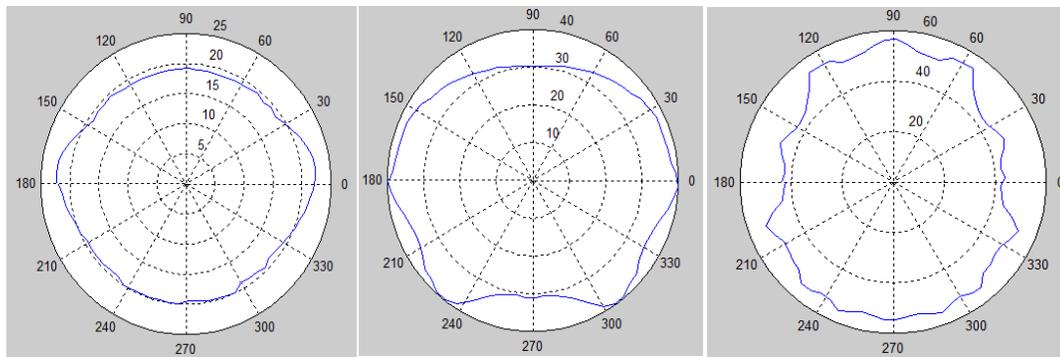


Figura 4.50 Preparación para medición del patrón de radiación en la cámara anecoica.

Los valores obtenidos por medio del analizador de espectros sirvieron para realizar la gráfica del patrón de radiación del arreglo de antenas tanto en su plano horizontal como vertical, en ambos casos el patrón mantuvo una forma semi-isotrópica, las gráficas se muestran en la figura 4.50.



Plano horizontal



Plano vertical

a)

b)

c)

Figura 4.51 Patrones de radiación de la antena de a) 300 MHz b)1 GHz c) 3 GHz.

En la figura 4.52 se muestran las gráficas en 3D de la simulación de los patrones de radiación realizadas con el simulador CST microwave studio corroborando la forma semi-isotrópica de los mismos.

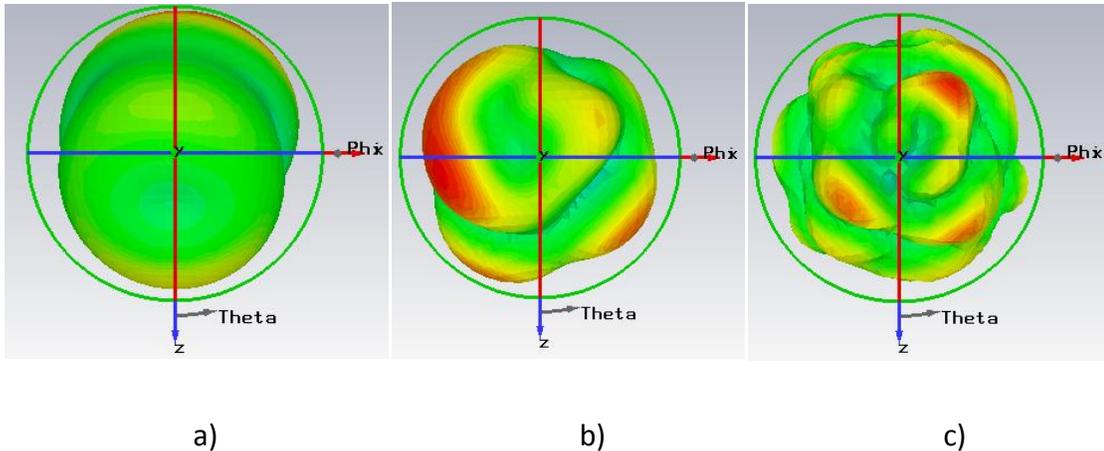


Figura 4.52 Gráfica del patrón de radiación en 3D a) 300 MHz b) 1 GHz c) 3 GHz.

#### 4.8.4 Directividad

Al contrario de lo que sucede con una antena isotrópica que radia igual cantidad de energía en todas direcciones, una antena radia más energía hacia algunas direcciones y se dice entonces que dicha antena es "directiva" o que tiene cierta "Directividad".

#### 4.8.5 Ganancia

La ganancia directiva de una antena está definida para una determinada dirección como la razón de potencia radiada por dicha antena a cierta distancia con respecto a la potencia radiada en la misma dirección por una antena isotrópica. Para la definición se considera sólo la potencia radiada efectivamente, o sea se excluyen las pérdidas debido a valores de ROE diferentes de uno. Como la ganancia depende de la dirección de los lóbulos esta puede tener distintos valores para cada uno de ellos.

Para una cantidad de potencia dada de entrada de la antena la intensidad de potencia recibida en un punto del espacio depende de la ganancia de la antena, que es igual al producto de la directividad por la eficiencia. De acuerdo a la ecuación de Friis tenemos:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (4.25)$$

Donde:

$P_r(d)$  Potencia recibida por la antena Rx ( $mW$ ).

$P_t(d)$  Potencia transmitida por Antena Tx ( $mW$ ).

$G_t$  Ganancia antena Tx.

$G_r$  Ganancia antena Rx.

$d$  Distancia entre ambas antenas ( $m$ ).

Se asume que se tienen dos antenas iguales en recepción y transmisión con la misma ganancia. De la ecuación 4.25 es posible despejar la ganancia que es el parámetro que nos interesa conocer.

#### 4.8.6 Procedimiento para la medición de ganancia

Para calcular la ganancia debe medirse la relación entre potencia recibida y potencia inyectada, realizando el siguiente procedimiento: se conectaron los equipos como lo ilustra la figura 4.53.

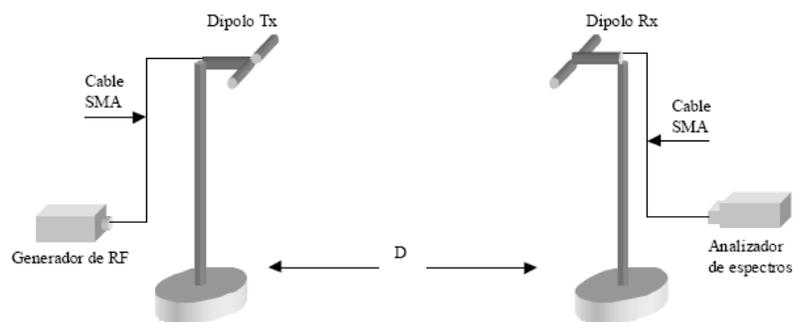


Figura 4.53 Esquema para obtener patrones de radiación y ganancia

Se alimentó la antena transmisora con una potencia de 0 dBm, la antena receptora debe girarse a partir de la posición inicial 90 grados para la derecha, tomando una muestra de la potencia recibida cada 5 grados, luego se repite la misma operación, pero rotando la antena hacia la izquierda. La figura 4.53 presenta una vista superior de lo mencionado anteriormente:

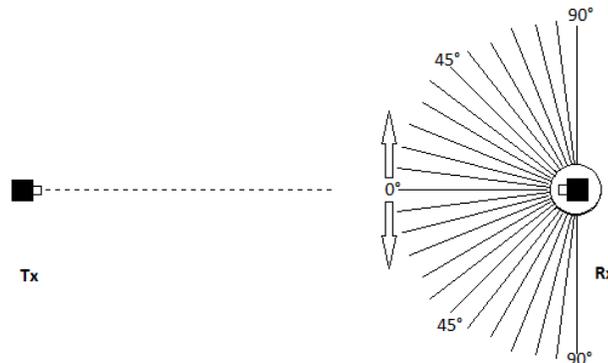


Figura 4.54 Esquema utilizado para obtener la ganancia del arreglo de antenas.

Una vez obtenidos los datos, debe obtenerse un promedio de la potencia recibida y dicho valor que se introduce en las fórmulas para calcular la ganancia de la antena. Usando la fórmula de Friis se pudo obtener el valor de la ganancia. Tomando en cuenta que  $G_t$  y  $G_r$  son iguales se despeja de la fórmula de Friis la ganancia como lo muestra la fórmula 4.26.

$$G = \frac{4\pi d}{\lambda_0} \sqrt{\frac{P_R}{P_T}} \quad (4.26)$$

Expresado en decibeles:

$$G(dB) = \frac{1}{2} [P_R(dB) - P_T(dB)] - 10 \log \left( \frac{\lambda_0}{4\pi d} \right) \quad (4.27)$$

Donde:

$P_R(dB)$  Potencia recibida ( $dB$ ).

$P_T(dB)$  Potencia transmitida ( $dB$ ).

Las imágenes de la figura 4.55 ilustran el procedimiento para la medición de la ganancia y equipo utilizado.

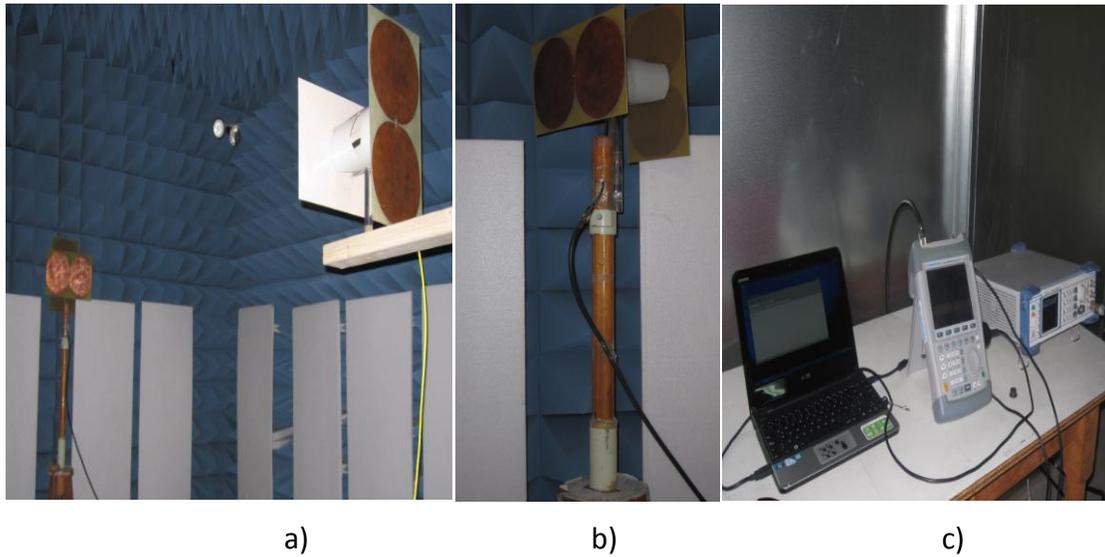


Figura 4.55 a) Colocación de las antenas de frente con una separación de 3 m una con respecto de la otra b) Rotación de la antena receptora c) Equipo de generación y medición de la señal de RF.

Tomando en cuenta una potencia transmitida de 0 dBm (1 mW) se obtuvieron ganancias alrededor de 5 dB, estos resultados se muestran en la tabla 4.1.

Tabla IV. Ganancias calculadas de la antena de 300 MHz a 3 GHz.

Frecuencia GHz	Ganancia dB
0.3	5.1
0.5	5.0
1	4.9
1.5	4.8
2	5.1
2.5	5.0
3	4.7

### 4.8.7 Ancho de banda y su obtención

Todas las antenas están limitadas a un rango de frecuencias dentro del cual pueden operar “satisfactoriamente” es decir sin que varíe de manera significativa la impedancia y parámetros derivados, dicho rango es llamado ancho de banda de la antena.

Los parámetros involucrados en la descripción del ancho de banda son principalmente la impedancia de la antena, eficiencia de radiación, ganancia, ancho del haz y su dirección.

Para el cálculo del ancho de banda se utiliza el esquema utilizado para medir la ROE figura 4.53 El generador de señales se ajustó a una potencia de 0 dBm a la frecuencia de inicio, posteriormente se varía la frecuencia, aumentándola hasta obtener en cada caso por medio de un acoplador direccional un valor de ROE menor de 2, cuando esta condición no se cumple la medición no se toma en cuenta. Con los datos

obtenidos de la ROE el ancho de banda por sus siglas en inglés BW se calcula mediante la fórmula 4.28.

$$B_w = (f_{max} - f_{min}) \quad (4.28)$$

Donde:

$f_{max}$  Frecuencia máxima de la antena con ROE una menor de 2 (Hz).

$f_{min}$  Frecuencia mínima de la antena con ROE una menor de 2 (Hz).

Dando como resultado el siguiente ancho de banda:

$$B_w = 2.71 \text{ GHz}$$

### 4.8.8 Calculo del factor de antena

Este parámetro en una antena de EMC se utiliza para el cálculo de intensidad de campo durante la medición de emisiones radiadas. Se relaciona con la tensión de salida de una antena de medición con el valor del campo incidente que produce tensión. La unidad es metros recíprocos.

$$AF = \frac{E}{V} \quad (4.29)$$

Donde:

$AF$  Factor de Antena ( $m^{-1}$ ).

$E$  Campo Eléctrico ( $V/m$  ó  $\mu V/m$ ).

$V$  Tensión de Carga ( $V$  ó  $\mu V$ ).

La expresión analítica para el factor de la antena (FA) tiene el equivalente de la frecuencia en el numerador, por lo tanto AF normalmente aumentan a mayor

frecuencia. Con el valor de la ganancia anteriormente obtenido se calculo el factor de antena [6].

$$AF = \frac{9.73}{\lambda\sqrt{G}} \quad (4.30)$$

Donde:

G Ganancia numérica.

$$G_{numérica} = 10^{(dB/10)} \quad (4.31)$$

En la tabla 4.3 se muestran los resultados del factor de antena con respecto a la ganancia a la frecuencia correspondiente.

Tabla V. Valores del factor de antena de 300 MHz a 3 GHz calculado por medio de la ganancia de la antena.

Frecuencia GHz	Ganancia Numérica	Factor de Antena ( $m^{-1}$ )
0.3	3.23	5.41
0.5	3.16	9.12
1	3.09	18.45
1.5	3.01	28.04
2	3.23	36.09
2.5	3.16	45.61
3	2.95	56.65

### 4.8.9 Calculo del campo eléctrico por medio del factor de antena

Una vez que se obtuvieron los valores del factor de antena de las frecuencias de 300 MHz a 3 GHz se pudo usar la fórmula 4.29 y despejar el valor del campo eléctrico. Por medio de la fórmula 4.32 convertimos el valor medido por el analizador de espectros en dBm a  $dB\mu V$ .

$$dB\mu V = dBm + 10 \log(Z) + 90 \quad (4.32)$$

Para obtener este valor de  $dB\mu V$  es necesario conocer la impedancia de la antena a la frecuencia que se esté manejando, la gráfica de la figura 4.56 se ilustran estos valores.

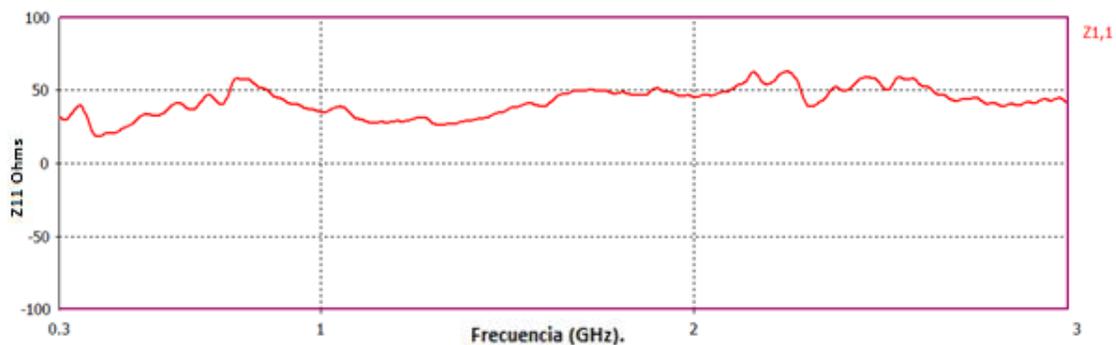


Figura 4.56 Gráfica del parámetro  $Z_{11}$  del arreglo de antenas que nos muestra las impedancias a lo largo del intervalo de frecuencias de operación.

En la tabla 4.4 se muestran los resultados de los cálculos para la obtención de las tensiones en  $dB\mu V$  por medio de la impedancia a una frecuencia determinada y la potencia en dBm.

Tabla VI. Resultados del cálculo de las tensiones en  $dB\mu V$  por medio de la potencia en dBm y la impedancia en la frecuencia.

## SEPI-ESIME Zacatenco

Frecuencia GHz	Z $\Omega$	Potencia dBm	Tensión dB $\mu$ V
0.3	30.7	-21.32	83.55
0.5	30.7	-25.79	79.08
1	35.0	-32.20	73.24
1.5	33.3	-35.90	69.32
2	47.4	-37.80	68.95
2.5	67.3	-39.94	68.34
3	66.7	-42.12	66.12

Con los resultados anteriores y por medio de la fórmula 4.33 se obtiene la conversión de tensión en  $dB\mu V$  a volts para poder ser sustituido en la fórmula del factor de antena y de esta manera despejar el campo eléctrico.

$$V = 10^{\left(\frac{dB\mu V - 120}{20}\right)} \quad (4.33)$$

En la tabla 4.5 se muestran los resultados del cálculo del campo eléctrico por medio del factor de antena. El factor de antena se representa en dB con la siguiente fórmula:

$$AF_{dB} = 20 \times \log \left( \frac{9.73}{\lambda \sqrt{G_i}} \right) \quad (4.34)$$

Tabla VII. Resultados del cálculo del campo eléctrico por medio del factor de antena.

## SEPI-ESIME Zacatenco

---

Frecuencia GHz	AF 1/m	AF dB	Tensión de carga mV	Campo Eléctrico mV/m
0.3	5.41	14.66	15.04	81.36
0.5	9.12	19.19	8.99	81.98
1	18.45	25.31	4.59	84.68
1.5	28.04	28.95	2.92	81.87
2	36.09	31.14	2.80	101.05
2.5	45.61	33.18	2.61	119.04
3	56.65	35.06	2.54	143.89

### Conclusiones

Una antena de radio es una estructura asociada con la región de transición entre onda dirigida espacio libre y viceversa. Para las pruebas de EMC se deben realizar mediciones de amplitudes eléctricas y magnéticas sobre un muy amplio intervalo de frecuencias.

La antena que se desarrolló en esta tesis cumple con los objetivos planteados por conservar un patrón semi-isotrópico en todos sus ángulos, evitando los puntos con menor radiación, esto se puede apreciar en las figuras del patrón de radiación (figura 4.51) la ganancia de la antena se mantuvo con valores cercanos entre sí alrededor de 5 dB y el factor de antena posee valores comparables con los de algunos modelos comerciales. Estas características se alcanzaron por medio del acoplamiento de la antena con la línea de transmisión.

Es importante que la línea de transmisión o carga conectada a la antena, y la antena tengan valores de impedancia ( $Z_L$  y  $Z_A$  respectivamente) lo más cercano posible para que permitan la mayor transferencia de energía, por esta razón se busco la manera de diseñar acopladores con la menor reflexión de energía.

Los acopladores de impedancias juegan un papel fundamental para la mayor transferencia de energía, con ellos se acopla la impedancia entre la línea de transmisión y la antena, en este trabajo de tesis se mostro que si se construyen acopladores para diferentes intervalos de frecuencia es posible lograr que una misma antena obtenga intervalos de frecuencias muy amplios, es decir de varias octavas o décadas.

Para el diseño del acoplador es esencial lograr un balance entre las resistividades del equipo de medición y las antenas conectadas en paralelo, para esto se diseño un divisor resistivo combinado con un divisor tipo 1:2 de microcinta que posee un transformador de línea de transmisión con elementos parásitos en el cual se puede

controlar la longitud de onda de operación por medio de la variación de la longitud de sus brazos.

Una vez construídos los dispositivos diseñados se comprobó de manera práctica las similitudes entre los comportamientos teóricos y prácticos, arrojando resultados satisfactorios al ser cercanos y validos por conservar una transmisión de energía mayor al 90% en todo el intervalo de frecuencia, corroborado por medio del parámetro  $S_{11}$  y demás parámetros de su caracterización como los siguientes:

El patrón de radiación del arreglo de antenas se obtuvo tanto en su plano horizontal como vertical, en ambos casos el patrón mantuvo una forma semi-isotrópica tal como se planteo teóricamente.

Para calcular la ganancia debe medirse la relación entre potencia recibida y potencia inyectada. Usando la formula de friis se pude obtener el valor de la ganancia. Tomando en cuenta que  $G_T$  y  $G_R$  son iguales debido a que se toman dos antenas iguales, obtenemos valores cercanos unos entre otros debido a la característica de banda ancha.

Por medio de la relación de onda estacionaria se puede saber el ancho de banda de la antena calculándolo para diferentes frecuencias, mientras su valor se mantenga menor a dos se garantiza un acoplamiento mayor al 90% ya que este depende del coeficiente de reflexión.

El factor de antena es un parámetro utilizado para el cálculo de intensidad de campo durante la medición de emisiones radiadas. Se relaciona con la tensión de salida de una antena de medición con el valor del campo incidente que produce tensión. El factor de antena puede ser deducido por medio de la ganancia. De este parámetro es posible despejar el campo eléctrico de la antena a una determinada distancia.

### Conclusiones Generales

Para la evaluación de sitios dedicados a pruebas de EMC de emisiones/inmunidad electromagnética de tipo radiada se utiliza un sensor de campo eléctrico semi-isotrópico, también para ajustar el campo en la evaluación de la conformidad de la EMC.

Estos sensores proporcionan información del campo eléctrico de valor promedio o pico, en función del tiempo mas no en frecuencia, para determinar el espectro de potencia de la señal radiada, por lo que en este trabajo se presento como reto el diseño de una antena semi-isotrópica que permite obtener el campo eléctrico en función de la frecuencia conectado a un analizador de espectros o radio receptor, sus paramentaros más importantes son: relación de onda estacionaria, ganancia, factor de antena, ancho y patrón de radiación.

Los parámetros de la antena diseñada, se calcularon simularon y midieron, se obtuvo congruencia entre ellos, lo cual indica que el proceso que se siguió en el desarrollo de esta antena es adecuado y los resultados correctos.

La antena está formada por dos dipolos de parche de brazos elípticos de banda ancha. Cada uno de ellos se construyo y caracterizó por separado, con lo que se determinó el ancho de banda. Uno de los objetivos principales por alcanzar fue su optimización en tamaño debido a que en frecuencias por debajo de 1 GHz las dimensiones de la antena aumentan mucho debido a su longitud eléctrica. Esta antena conserva dimensiones reducidas (0.35 m) en comparación con las antenas para EMC comerciales, las cuales van de 0.5 a 2 m en promedio.

El arreglo que se propone es de dos antenas en modo ortogonal optimizadas para conseguir un acoplamiento adecuado con el ancho de banda propuesto. Para esto se

diseñaron acopladores de impedancias que permitieron con el mismo arreglo de antenas alcanzar un ancho de banda mayor a una década.

El patrón de radiación presenta un mínimo de ángulos donde se tiene una radiación más débil presentando ganancias menores de 5dB, esto asegura que se tiene una antena semi-isotrópica.

Con todo lo expuesto en este trabajo los objetivos particulares y generales se han cumplido.

## Referencias

- [1] ELEMENTOS ACOPLADORES, HÍBRIDOS Y DIVISORES DE POTENCIA Departamento de Teoría de la señal y Comunicaciones Universidad de Sevilla 2010.
- [2] Electromagnetic Compatibility Handbook Kenneth L. Kaiser CRC press 2005.
- [3] Transmission Line Design Handbook Brian C. Wadell 1991.
- [4] A designer's Guide to microstrip line microwaves
- [5] Líneas de Microcinta Luis Miguel Capacho V. Nelson Antonio Becerra C. Eduardo Alejandro Gallo R. Jaime Alberto López R.
- [6] Antenna Catalog immunity emissions wireless site validation ETS lindgreen 2001.

### **Trabajo a futuro**

Como opciones de trabajo a futuro se pueden mencionar los siguientes puntos:

1. Incrementar el ancho de banda principalmente en las frecuencias bajas (debajo de 300 MHz) conservando las dimensiones de la antena.
2. Disminuir las dimensiones de la antena aplicando técnicas con metamateriales, DGS (Defected ground Structures) defectos por estructura en el plano ó DMS (Defected Microstrip Structures) defectos de estructuras en la microcinta.
3. Desarrollar más modos de acoplamiento que nos permitan anchos de banda más amplios.

## **Apéndice A.1**

### **Pruebas de Emisiones Electromagnéticas Radiadas**

Como todo dispositivo equipo y sistema que funciona con energía eléctrica emite energía electromagnética al medio también es importante verificar su nivel. En una prueba de emisiones radiadas, las emisiones electromagnéticas que emanan de los equipos bajo prueba (EUT) son medidas. El propósito de la prueba es comprobar la capacidad del EUT de permanecer por debajo de determinados niveles de emisiones electromagnéticas durante su funcionamiento. Una antena receptora se encuentra a 3 o 10 metros de la EUT. De acuerdo con la norma ANSI C63.4, la antena receptora debe ser explorada desde 1 a 4 metros de altura. El análisis ayuda a localizar el peor de los casos de las emisiones del EUT.

La figura 1 muestra un diagrama a bloques de un sistema de prueba de emisiones, como podría ser utilizado para las pruebas ANSI C63.4. La configuración de la prueba se compone de una antena receptora, un primer cable de interconexión, un preamplificador, un segundo cable de interconexión, y un medidor de ruido de radio (receptor o analizador de espectros).

**El propósito de cada uno de los componentes de la configuración de la prueba de emisiones radiadas son los siguientes:**

#### **La antena receptora**

La medida de rendimiento de esta antena en relación entre el valor del campo eléctrico  $E$  incidente y la tensión de salida llamado factor de antena. Esto es generalmente proporcionado por el fabricante en dB con unidades de metros recíprocos. Una gran variedad de antenas se puede utilizar para estas mediciones.

Por lo general, una combinación de dos antenas se utiliza para cubrir el rango de frecuencias de 30 MHz a 1000 MHz, una bicónica que cubre el rango de frecuencia de

30 a 200 MHz y una log periódica, que abarca el rango de frecuencias de 200 a 1000 MHz. El factor de antena se muestra en la letra A de la figura 1 del apéndice.

### **El primer cable de interconexión**

Este cable conecta la salida de la antena a la entrada del preamplificador. Hay una reducción en la amplitud de la señal medida debido a las pérdidas en el cable. Para aumentar la precisión, estas pérdidas se deben agregar al valor medido de la tensión de salida de la antena para compensar las pérdidas. La pérdida de cable se muestra en la letra B de la figura 1 del apéndice.

### **El preamplificador**

El preamplificador suele utilizarse con los analizadores de espectro para compensar el ruido de entrada típico de estos dispositivos. Los receptores no necesitan este dispositivo. El amplificador hace que la señal de entrada medida sea más grande, por lo tanto la respuesta final debe corregirse al restar la ganancia del preamplificador. La ganancia del preamplificador se muestra en la letra C de la figura 1 del apéndice.

### **El segundo cable de interconexión**

Este cable conecta la salida del preamplificador al medidor de ruido de radio. Hay una reducción en la amplitud de la señal medida debido a las pérdidas en el cable. Para aumentar la precisión, estas pérdidas se deben agregar al valor medido de la tensión fuera de la antena para compensar las pérdidas. La pérdida de cable se muestra en la letra D de la figura 1 del apéndice.

### **El medidor de ruido de radio**

Por lo general, el medidor de ruido de radio puede ser un receptor o un analizador de espectros; o bien esencialmente es un microvolmetro de RF calibrado en dB  $\mu$ V con un ancho de banda de 120 kHz, ajustable. Una respuesta de la señal se muestra en la letra E de la figura 1 del apéndice.

**El cálculo del nivel de señal de campo eléctrico E medido está dada por:**

$$E(dB\mu V/m) = V(dB\mu V) + CL_1(dB) - PAG(dB) + CL_2(dB) + AF(dBm^{-1})$$

**Donde:**

$E(dB\mu V/m)$	Campo Eléctrico E Medido
$V(dB\mu V)$	Valor medidor de ruido
$CL_1(dB)$	Perdida en el cable 1
$PAG(dB)$	Ganancia del preamplificador
$CL_2(dB)$	Perdida en el cable 2
$AF(dBm^{-1})$	Factor de antena

Este valor calculado se puede comparar con el límite determinado por las especificaciones publicadas si el valor medido es menor que el límite de especificación, lo que demuestra el cumplimiento del requisito.

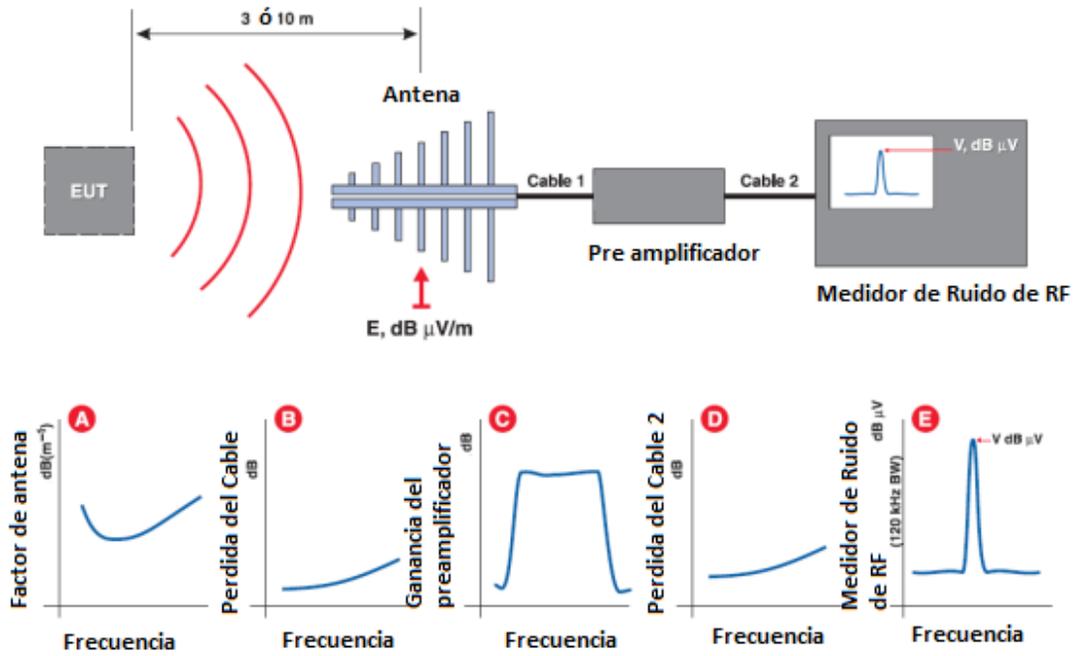


Figura 1 del apéndice I. Pruebas de emisiones radiadas.

## **Apéndice A.2**

### **Pruebas de Inmunidad a la Radiación Electromagnética**

En una prueba de inmunidad a la radiación electromagnética, una señal de RF se envía sobre un equipo bajo prueba (EUT), por lo general de tres a diez voltios por metro y la reacción del EUT a esta señal de prueba se analiza. El propósito de la prueba es demostrar la capacidad del EUT para resistir la excitación de la señal, sin mostrar bajo rendimiento o fallo. Cuanto más inmune es un producto a esta señal de prueba, mejor deberá funcionar cuando otros equipos eléctricos o electrónicos se encuentren en su entorno. En la figura 2 del apéndice se muestra un diagrama a bloques de un sistema de prueba de inmunidad, como podría ser utilizado para las pruebas IEC 61000-4-3. La configuración de la prueba se compone de un generador de señales, un amplificador, un acoplador direccional con su medidor de potencia asociado, una antena que radie energía electromagnética, y una sonda omni-direccional de campo eléctrico E.

**El propósito de cada uno de los componentes de la configuración para pruebas de inmunidad a la radiación electromagnética es:**

#### **El generador de señales**

El generador de señales se utiliza para proporcionar la señal de prueba. Esta señal debe tener la resolución de salida adecuada para permitir un ajuste preciso del nivel de referencia del campo eléctrico E dentro del 1% del nivel deseado. El generador de señales debe ser capaz de proporcionar el 80% del valor deseado de AM con una onda sinusoidal de 1 kHz para la prueba. La señal típica de salida del generador se muestra en la letra A de la figura 2 del apéndice.

### **El amplificador**

El amplificador aumenta el nivel de intensidad de la señal de prueba que se le aplica a la antena, se produce el nivel de campo eléctrico  $E$  deseado. Tenga en cuenta que los amplificadores para pruebas de EMC se especifican con una ganancia mínima debido al ancho de banda extremadamente amplio, que puede mostrar ondas de varios dB en la banda de paso. El amplificador debe ser operado en un modo lineal para asegurar la repetitividad. Una respuesta típica del amplificador se muestra en la letra B de la figura 2 del apéndice.

### **El acoplador direccional**

El acoplador direccional se sitúa en línea con la salida del amplificador a la entrada de la antena, lo más cerca posible de la antena como sea posible. La diferencia entre la potencia incidente y la reflejada (la potencia neta) se registra para determinar el nivel de entrada necesario para el desarrollo de prueba con la señal deseada, y para demostrar que la señal de entrada de la antena se ha generado durante las pruebas. Esto se muestra en la letra C de la figura 2 del apéndice.

### **La Antena**

La antena genera el campo eléctrico  $E$  deseado. Su rendimiento en la generación del campo está dado por el factor de antena de transmisión (TAF), como se muestra en la letra D de la figura 2 del apéndice.

### **El Sistema Omni-direccional de la sonda**

El sistema de sonda se utiliza para medir directamente el valor de la intensidad de campo eléctrico  $E$ .

La figura 2 muestra una representación gráfica de las señales de la prueba de inmunidad del sistema. Esta cifra también incluye los cálculos de la señal, los niveles a una frecuencia específica de 100 MHz.

El nivel de salida está dado por:

$$E(\text{dB } \mu\text{V}/\text{m}) = SG_{\text{salida}}(\text{dB } \mu\text{V}) + AG(\text{dB}) + TAF(\text{dB})\text{m}^{-1}$$

Donde:

$E(\text{dB } \mu\text{V}/\text{m})$	Nivel de prueba del campo eléctrico
$SG_{\text{salida}}(\text{dB } \mu\text{V})$	Señal de salida del generador
$AG(\text{dB})$	Ganancia del amplificador
$TAF(\text{dB})\text{m}^{-1}$	Factor de antena del transmisor

Las variables y los términos en la expresión anterior se utilizan para las configuraciones de prueba de calibración. Ellas demuestran cómo los factores de instrumentación e instalaciones contribuyen a satisfacer los campos eléctricos E uniformes de 0.0 dB, a + 6.0 dB. Recuerde que la prueba real para demostrar que el EUT no se avería cuando se expone al nivel deseado requiere la adición de modulación de amplitud del 80% con una onda sinusoidal de 1 kHz para la señal de prueba. Esto a su vez requiere un adicional de 5.1 dB de ganancia lineal del amplificador durante la calibración.

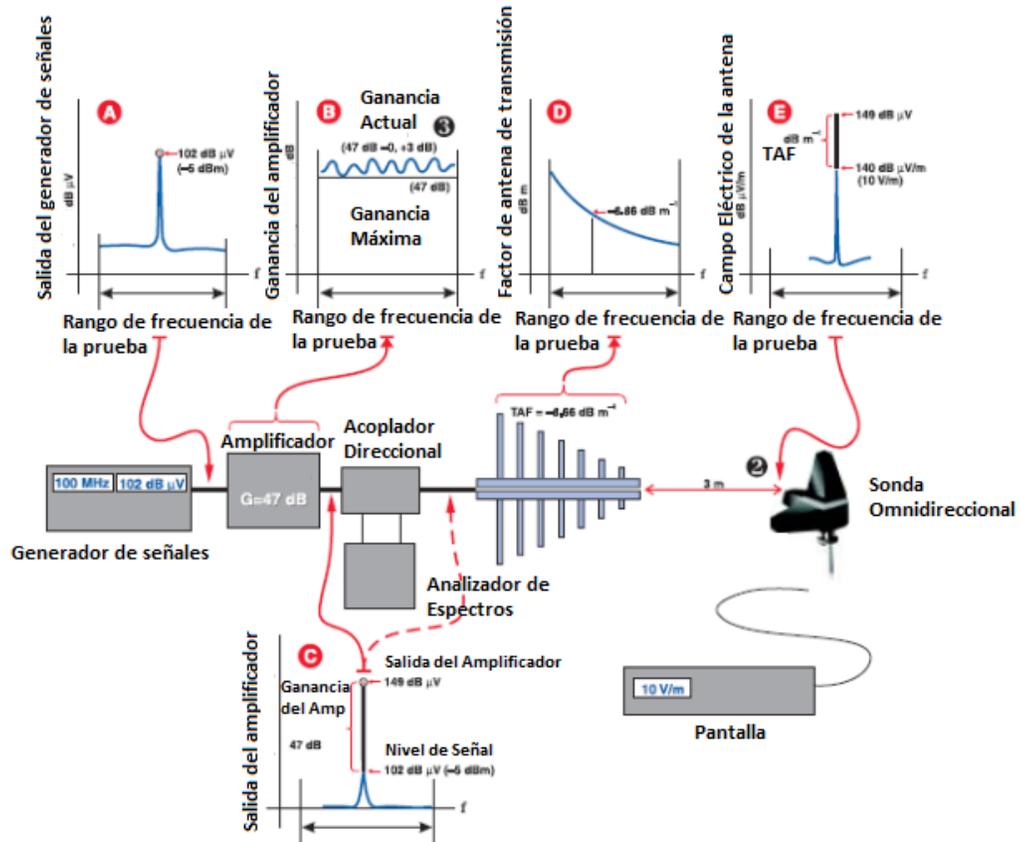


Figura 2 del apéndice. Diagrama a bloques de una configuración típica para pruebas de inmunidad con niveles de señales y características adicionales.

## Apéndice B

### Tablas de conversiones de EMI

Tabla VIII

Potencia		
Convertir de	a	Función
dBm	dB $\mu$ V	Sumar 107dB
dB $\mu$ V	dBm	Restar 107dB
dBm/m <sup>2</sup>	dB $\mu$ V/m	Sumar 115.77 dB
dB $\mu$ V/m	dBm/m <sup>2</sup>	Restar 115.77 dB
mW/cm <sup>2</sup>	W/m <sup>2</sup>	Multiplicar por 10
W/m <sup>2</sup>	mW/cm <sup>2</sup>	Dividir entre 10

Tabla IX

Tensión		
Convertir de	a	Función
dB above 1 $\mu$ V	$\mu$ V	antilog (dB $\mu$ V/20)
$\mu$ V	dB above 1 $\mu$ V	20log( $\mu$ V)
$\mu$ V/MHz	$\mu$ V/kHz	Dividir entre 1000
$\mu$ V/kHz	$\mu$ V/MHz	Multiplicar por 1000
dB $\mu$ V/MHz	dB $\mu$ V/kHz	Restar 60dB
dB $\mu$ V/kHz	dB $\mu$ V/MHz	Sumar 60dB

Tabla X

Fuerza del Campo		
Convertir de	a	Función
V/m	W/m <sup>2</sup>	(V/m) <sup>2</sup> + 377
W/m <sup>2</sup>	V/m	Raíz (377 X W/m <sup>2</sup> )
mW/m <sup>2</sup>	mW/cm <sup>2</sup>	Multiplicar por 10 <sup>-4</sup>
mW/cm <sup>2</sup>	mW/m <sup>2</sup>	Multiplicar por 10 <sup>4</sup>
dBm/m <sup>2</sup>	dBm/cm <sup>2</sup>	Restar 40dB
dBm/cm <sup>2</sup>	dBm/m <sup>2</sup>	Sumar 40dB

Tabla XI

Campo Magnético		
Convertir de	a	Función
oersted	ampere/ Metro	Mult por 79.58
ampere/meter	oersted	Div por 79.58
faraday	coulombs	Mult por 96,490
coulombs	faraday	Div por 96,490
gauss	tesla	Mult por 10 <sup>-4</sup>
tesla	gauss	Mult por 10 <sup>4</sup>
gilbert	ampere turn	Mult por 0.7958
ampere turn	gilbert	Div por 0.7958
maxwell	weber	Mult por 10 <sup>-8</sup>
weber	maxwell	Mult por 10 <sup>8</sup>

Tabla XII

Sistema Métrico
Frecuencia en kHz = (300,000) / Longitud de onda en m
Frecuencia en MHz = (300) Longitud de onda en m
Longitud de onda en m = (300,000) Frecuencia en kHz
Longitud de onda en m = (300) Frecuencia en MHz