



ESPE

UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

**TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL
TÍTULO DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

**TEMA: CARACTERIZACIÓN DE UN SISTEMA DE MICROONDA
EN LA BANDA “X”, MEDIANTE SOFTWARE DE SIMULACIÓN Y
UN RADIOENLACE PUNTO-PUNTO EN AMBIENTE DE
LABORATORIO**

AUTOR: ESPINOSA GUAITA, ANA MARÍA

DIRECTOR: Ing. DUQUE CAJAS, MANUEL DARÍO

**SANGOLQUÍ
2017**



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

CERTIFICACIÓN

Certifico que el trabajo de titulación **CARACTERIZACIÓN DE UN SISTEMA DE MICROONDA EN LA BANDA "X", MEDIANTE SOFTWARE DE SIMULACIÓN Y UN RADIOENLACE PUNTO-PUNTO EN AMBIENTE DE LABORATORIO**, realizado por la señorita **ANA MARÍA ESPINOSA GUAITA**, ha sido revisado en su totalidad y analizado por el software anti-plagio, el mismo cumple con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, por lo tanto me permito acreditar y autorizar a la señorita **ANA MARÍA ESPINOSA GUAITA** para que lo sustente públicamente.

Sangolquí, 22 de agosto del 2017

Ing. Dario Duque, Ms.

DIRECTOR



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD

Yo, ANA MARÍA ESPINOSA GUAITA, con cédula de identidad N° 1723626402 declaro que este trabajo de titulación **CARACTERIZACIÓN DE UN SISTEMA DE MICROONDA EN LA BANDA "X", MEDIANTE SOFTWARE DE SIMULACIÓN Y UN RADIOENLACE PUNTO-PUNTO EN AMBIENTE DE LABORATORIO** ha sido desarrollado considerando los métodos de investigación existentes, así como también se ha respetado los derechos intelectuales de terceros considerándose en las citas bibliográficas.

Consecuentemente declaro que es trabajo de mi autoría, en virtud de ello me declaro responsable del contenido, veracidad y alcance de la investigación mencionada.

Sangolquí, 22 de agosto del 2017

ANA MARÍA ESPINOSA GUAITA

CC.:17236262402



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
AUTORIZACIÓN

Yo, ANA MARÍA ESPINOSA GUAITA, autorizo a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar en la biblioteca virtual de la institución el presente trabajo de titulación **CARACTERIZACIÓN DE UN SISTEMA DE MICROONDA EN LA BANDA "X", MEDIANTE SOFTWARE DE SIMULACIÓN Y UN RADIOENLACE PUNTO-PUNTO EN AMBIENTE DE LABORATORIO** cuyo contenido, ideas y criterios son de autoría y responsabilidad.

Sangolquí, 22 de agosto del 2017

ANA MARÍA ESPINOSA GUAITA

CC.:17236262402

DEDICATORIA

*A mi madre Ana María, ejemplo de lucha constante;
a Lenin y David, más que hermanos amigos, confidentes,
el equilibrio perfecto entre lo correcto y lo justo.*

Ana María Espinosa Guaita.

AGRADECIMIENTO

Agradezco al Ser Supremo, fuente de sabiduría y amor. A mi madre, por ser la inspiración de mi crecimiento personal y profesional, sin su apoyo y amor incondicional cada éxito sería vacío. A mis hermanos, su sola presencia me llena de bendición, su felicidad y sus logros son también los míos. A mi familia por cada palabra, cada muestra de afecto, cada oración.

Agradezco a mis compañeros de aula y de vida, sin ustedes mi paso por la universidad no hubiera sido la misma.

Finalmente, agradezco a mi Alma Máter la Universidad de las Fuerzas Armadas, prestigiosa institución, por brindarme una educación de calidad forjando en mí un pensamiento orientado a la excelencia. A los docentes con los que tuve el honor de nutrir mis conocimientos y experiencias, gracias por dejar en el aula lo mejor de ustedes.

Ana María Espinosa Guaita

ÍNDICE GENERAL

CERTIFICACIÓN	ii
AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD	iii
AUTORIZACIÓN	iv
DEDICATORIA	v
AGRADECIMIENTO	vi
ÍNDICE GENERAL.....	vii
ÍNDICE DE FIGURAS.....	x
ÍNDICE DE TABLAS	xiii
RESUMEN.....	xiv
ABSTRACT	xv
CAPITULO 1	1
INTRODUCCIÓN	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Justificación e importancia.....	2
1.3. Alcance del proyecto.....	3
1.4. Objetivos	4
1.4.1. General	4
1.4.2. Específicos	4
CAPITULO 2.....	5
PARAMETROS DE LAS ANTENAS EN BANDA X.....	5
2.1. Banda “X”	5
2.1.1. Servicios de la banda “X”	5
2.2. Parámetros fundamentales de antenas.....	6
2.2.1. Impedancia	7
2.2.2. Intensidad de radiación	8
2.2.3. Patrón de radiación.....	10
2.2.4. Ancho de haz.....	13
2.2.5. Directividad.....	13
2.2.6. Eficiencia.....	13

2.2.7. Ganancia.....	14
2.2.8. Ancho de banda.....	15
2.2.9. Polarización.....	15
2.2.10. Temperatura de ruido de antena.....	16
2.3. Guía de ondas.....	17
2.3.1. Modo Dominante	18
2.4. Antenas de Bocina.....	20
2.4.1. Bocina sectorial de plano E.....	21
2.4.2. Bocina sectorial de plano H	25
2.4.3. Bocina Piramidal.....	29
2.4.4. Bocina Cónica.....	31
2.5. Especificación del Software.....	34
2.5.1. Tecnología de simulación por computadora- CST	34
2.6. Radioenlace de Microondas	35
2.6.1. Introducción	35
2.6.2. Ecuación de transmisión de Friis	36
CAPITULO 3.....	38
MODELACIÓN Y SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE MICROONDA.....	38
3.1. Bocina sectorial de plano E.....	39
3.1.1. Patrón de radiación empleando software de simulación.....	40
3.1.2. Parámetros S empleando software de simulación.....	42
3.1.3. Cálculo de Directividad.....	43
3.2. Bocina sectorial de plano H	44
3.2.1. Patrón de radiación empleando software de simulación.....	45
3.2.2. Parámetros S empleando software de simulación.....	47
3.2.3. Cálculo de Directividad.....	48
3.3. Bocina Piramidal.....	49
3.3.1. Patrón de radiación empleando software de simulación.....	51
3.3.2. Parámetros S empleando software de simulación.....	52
3.3.3. Cálculo de Directividad.....	53
3.4. Bocina Cónica	54

3.4.1. Patrón de radiación empleando software de simulación	55
3.4.2. Parámetros S empleando software de simulación	57
3.4.3. Cálculo de Directividad.....	58
CAPITULO 4	59
MEDICIÓN DEL SISTEMA DE MICROONDAS Y ANÁLISIS DE ERRORES	59
4.1. Estudio de antenas de bocina	62
4.1.1. Objetivos:	62
4.1.2. Equipos Empleados:.....	62
4.1.3. Principios de operación:.....	64
4.1.4. Procedimiento:	66
4.1.5. Resultados de mediciones de la bocina sectorial de plano E	77
4.1.6. Resultados de mediciones de la bocina sectorial de plano H.....	87
4.1.7. Resultados de mediciones de la bocina piramidal.....	98
4.1.8. Resultados de mediciones de la bocina cónica	107
4.1.9. Medición y cálculo del presupuesto de radioenlace.....	117
CAPITULO 5	122
CONCLUSIONES, RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTUROS	122
BIBLIOGRAFIA	126

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Espectro Electromagnético	6
Figura 2. Antena en modo de transmisión	7
Figura 3: Sistemas de coordenadas espaciales	8
Figura 4: Patrón en plano E y plano H.....	10
Figura 5: Lóbulos de radiación y ancho de haz en forma polar	11
Figura 6: Patrón de radiación en las regiones de campo	12
Figura 7: Terminales de referencia y pérdida de las antenas	14
Figura 8: Tipos de guías de onda (elíptica, rectangular circular).....	18
Figura 9: Guía de onda rectangular (a) modo TE y (b) modo TM.....	18
Figura 10: (a) Guía de onda rectangular, y (b) Distribución de abertura.....	19
Figura 11: (a) Guía de onda circular, y (b) Distribución de abertura.....	19
Figura 12: Bocina sectorial de plano E	21
Figura 13: Sistema de coordenadas.....	22
Figura 14: Patrón de radiación de plano E y H.....	22
Figura 15: HPBW de una bocina de plano E	23
Figura 16: Directividad normalizada de una bocina de plano E	23
Figura 17: GE como una función de B	24
Figura 18: Bocina sectorial de plano H.....	25
Figura 19: Sistema de coordenadas.....	25
Figura 20: Patrón radiación.....	26
Figura 21: HPBW de una bocina de plano H.....	27
Figura 22: Directividad normalizada de una bocina de plano H.....	27
Figura 23: GH como una función de A.....	28
Figura 24: Bocina piramidal.....	29
Figura 25: Sistema de coordenadas.....	29
Figura 26: Patrón de radiación de una bocina piramidal.....	30
Figura 27: Geometría de una bocina cónica.....	31
Figura 28: Directividad de una bocina cónica.....	33
Figura 29: Patrón de radiación de una bocina cónica en banda X	34
Figura 30: Estructura en 3D simulada en CST.....	35
Figura 31: Ejemplo de patrón de radiación en CST	35
Figura 32: Orientación geométrica para la ecuación de transmisión de Friis.	36
Figura 33: Bocina sectorial de plano E (a) CST y (b) sistema MAT20.....	39
Figura 34: Geometría de la bocina	39
Figura 35: Geometría del adaptador de guía de onda	40
Figura 36: Patrón de radiación tridimensional	41
Figura 37: Gráfica polar de patrón de radiación en plano E	42
Figura 38: Gráfica polar de patrón de radiación en plano H.....	42
Figura 39: Gráfica de parámetro S11	42

Figura 40: Gráfica de VSWR.....	43
Figura 41: Bocina sectorial de plano H (a) CST y (b) MAT20	44
Figura 42: Geometría de la bocina.....	45
Figura 43: Patrón de radiación tridimensional.....	46
Figura 44: Gráfica polar de patrón de radiación en plano H.....	47
Figura 45: Gráfica polar de patrón de radiación en plano E	47
Figura 46: Gráfica de parámetro S11	47
Figura 47: Gráfica de VSWR.....	48
Figura 48: Bocina Piramidal (a) CST, y (b) MAT20.....	49
Figura 49: Geometría de la bocina.....	50
Figura 50: (a) Vista de plano E y (b) Vista de plano H.....	50
Figura 51: Patrón de radiación tridimensional.....	51
Figura 52: Gráfica polar de patrón de radiación en plano E	52
Figura 53: Gráfica polar de patrón de radiación en plano H.....	52
Figura 54: Gráfica de parámetro S11	52
Figura 55: Gráfica de VSWR.....	53
Figura 56: Geometría de la bocina cónica.....	55
Figura 57: Patrón de radiación tridimensional.....	55
Figura 58: Gráfica polar de patrón en plano E.....	56
Figura 59: Gráfica polar de patrón en plano H	56
Figura 60: Pantalla del software Antenna Plot System.....	59
Figura 61: Esquema de la Unidad de Control de Pasos	61
Figura 62: Ejemplo (a) Guía de onda desacoplada y (b) Guía de onda acoplada	64
Figura 63: (a) Polarización horizontal, (b) Polarización vertical.....	65
Figura 64: Medición de frecuencia y potencia en el transmisor.....	66
Figura 65: Medición de frecuencia y potencia de transmisión.....	67
Figura 66: Conexión de equipos para medición de F.I.....	67
Figura 67: Conexión al analizador de espectros para medición de F.I.....	68
Figura 68: Medición de F.I.....	68
Figura 69: Medición de la potencia recibida en el SCU.....	68
Figura 70: Diagrama de conexión del sistema para medición de F.I.....	69
Figura 71: Diagrama de conexión para medición de patrón de radiación.....	70
Figura 72: Ejemplo de conexión para medición de patrón de radiación.....	70
Figura 73: Puertos del acoplador direccional.....	74
Figura 74: Medición de VSWR (potencia incidente).....	75
Figura 75: Medición de VSWR (potencia reflejada).....	76
Figura 76: Potencia incidente/reflejada empleando analizador de espectros.....	76
Figura 77: Bocina sectorial de plano E en polarización horizontal	77
Figura 78: Bocina sectorial de plano E en polarización vertical.....	78
Figura 79: (a) Teórico, (b) Polarización horizontal, (c) Polarización vertical.....	78
Figura 80: Bocina sectorial de plano E en polarización horizontal.....	79

Figura 81: Bocina sectorial de plano E en polarización vertical.....	80
Figura 82: Ancho de haz (a) pol. horizontal y (b) pol. vertical.....	80
Figura 83: RFE de la bocina sectorial de plano E en pol. horizontal.....	82
Figura 84: Valor simulado de la RFE.	82
Figura 85: VSWR de la bocina sectorial de plano E.....	87
Figura 86: Bocina sectorial de plano H en polarización horizontal.	88
Figura 87: Bocina sectorial de plano H en polarización vertical.	88
Figura 88: (a) Teórico, (b) Polarización horizontal, (c) Polarización vertical.	89
Figura 89: Bocina sectorial de plano H en polarización vertical.	90
Figura 90: Bocina sectorial de plano H en polarización horizontal.	90
Figura 91: Ancho de haz (a) pol. horizontal y (b) pol. vertical.....	91
Figura 92: RFE de la bocina sectorial de plano H en pol. horizontal.	92
Figura 93: Valor simulado de la RFE	93
Figura 94: VSWR de la bocina sectorial de plano H	97
Figura 95: Bocina sectorial piramidal en polarización horizontal	98
Figura 96: Bocina piramidal en polarización vertical.....	98
Figura 97: (a) Teórico, (b) Polarización horizontal, (c) Polarización vertical.	99
Figura 98: Medición del ancho de haz en pol. horizontal.	100
Figura 99: Medición del ancho de haz en pol. vertical.	100
Figura 100: Ancho de haz (a) pol. horizontal y (b) pol. vertical.....	101
Figura 101: RFE de la bocina piramidal en pol. horizontal.	102
Figura 102: RFE de la bocina piramidal en pol. horizontal.	102
Figura 103: VSWR empleando simulación por computadora.	107
Figura 104: Bocina cónica en polarización horizontal.....	108
Figura 105: Bocina cónica en polarización vertical.....	108
Figura 106: (a) teórica, (b) pol. horizontal, (c) pol. vertical.	109
Figura 107: Bocina cónica en polarización horizontal.....	110
Figura 108: Bocina cónica en polarización vertical.....	110
Figura 109: (a) Pol. horizontal y (b) Pol. vertical.	111
Figura 110: RFE de la bocina cónica en polarización horizontal.....	112
Figura 111: Valor simulado de RFE de la bocina cónica.....	112
Figura 112: VSWR de la bocina cónica.....	116
Figura 113: Diagrama de implementación del radioenlace.....	118
Figura 114: Elementos considerados en el presupuesto del radioenlace	118

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Principales diferencias entre línea de transmisión y guía de ondas	17
Tabla 2: Medición de F.I.	69
Tabla 3: Medición de VSWR de la bocina sectorial de plano E.....	86
Tabla 4: Medición de VSWR de la bocina sectorial de plano H	96
Tabla 5: Medición de la bocina piramidal.....	106
Tabla 6: Medición de VSWR de la bocina cónica	116

RESUMEN

El presente trabajo consiste en la caracterización del Sistema Avanzado de Microonda MAT20, para banda de frecuencia “X” (8 a 12GHz), del Laboratorio de Electromagnetismo de la Universidad de las Fuerzas Armadas-ESPE. Para este propósito, empleando herramientas y software propio del sistema MAT20, se midió experimentalmente el patrón de radiación, directividad, ganancia, ancho de haz, y VSWR de cuatro tipos de antenas: Bocina tipo E, tipo H, tipo piramidal y Bocina cónica. En base a las dimensiones y material de fabricación de las antenas, y empleando el software de Tecnología de Simulación por computadora (CST), se comprobó el comportamiento en alta frecuencia de cada antena, mediante los parámetros citados anteriormente. Además se estableció un radioenlace de microonda en ambiente de laboratorio, y se calcularon las pérdidas del mismo empleando la Ecuación de transmisión de Friis en espacio libre, para lo cual fue necesario el uso de uso del analizador de espectros Tektronix 2792 en rango de frecuencia de 7.5 a 11.5 GHz. Finalmente se generó un análisis de errores, entre los parámetros teóricos, medidos, y simulados obtenidos previamente.

PALABRAS CLAVE:

- **MAT20**
- **CST**
- **ANTENAS DE BOCINA**
- **CHARACTERIZACIÓN**

ABSTRACT

The aim of this project is to characterize the Microwave Advanced System MAT20, in “X” band frequency (from 8GHz to 12GHz). This equipment is currently inoperating at RF laboratory in University of the Armed Forces (ESPE). For this goal is needed to use system's own tools and software. Parameters like as the radiation pattern, directivity, gain, beamwidth and VSWR of four kinds of antennas were measured experimentally: H-Plane sectorial horn, E-Plane sectorial horn, Pyramidal horn and Conical horn.

Based on physical characteristics provided by the manufacturer, and using Technology by Computer Simulation (CST), the high frequency behavior of each antenna was verified using the parameters mentioned above. In addition, a microwave radio link was established in a laboratory environment, and the losses were calculated, in free space, using the Friis Transmission Equation, for which it was necessary to use the Tektronix 2792 spectrum analyzer in the frequency range of 7.5 to 11.5 GHz.

Finally, an error analysis was generated between the theoretical, measured and simulated parameters previously obtained.

KEY WORDS:

- **MAT20**
- **CST**
- **HORN ANTENNAS**
- **CHARACTERIZATION**

CAPITULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1. Antecedentes

De entre todas las soluciones de conectividad basadas en tecnologías inalámbricas, las soluciones de microonda que operan en banda “X” son una de las menos conocidas y estudiadas dentro de la formación educativa debido a que operan en banda licenciada, por lo tanto cualquier experimento a gran escala requiere la solicitud de una licencia de uso del espectro radioeléctrico. Además este tipo de enlaces representan un elevado costo ya que la gama de *software* de simulación está limitada en comparación con las soluciones tradicionales (Ibarra & Serrano López, 1999), y se requieren equipos de medición y materiales de alta tecnología capaces de proporcionar atenuaciones mínimas y mediciones fiables.

Existen varios experimentos de microondas en banda “X” que facilitan el aprendizaje de los estudiantes al momento de realizar prácticas de laboratorio. En (Moldes, 2012) se generó una señal en 10 GHz aplicando a un diodo *Schottky* BAT62 una señal portadora de 0.5 vatios en 432 MHz a través de un atenuador de -6dB. El diodo sometido a esta señal de RF es un importante generador de armónicos (se aprovecha el armónico número 24), produciendo señales en frecuencias muy elevadas. La desventaja es que existen limitaciones en la replicabilidad y mejora de este sistema, ya que actualmente los diodos aptos para uso en microondas no son componentes fácilmente localizables y su observación en equipos de RF, con ancho de banda superior a 10GHz, resulta costoso.

Con el fin de facilitar el aprendizaje en los estudiantes, en 2012 el Departamento de Eléctrica y Electrónica de la Universidad de las Fuerzas Armadas adquirió el Sistema Avanzado de Antenas de RF y Microonda MAT20. El fundamento teórico que detalla las principales características de cada elemento existente en este equipo se detalla en

(Aulestia & Ormaza, 2012), donde además se presentan guías de laboratorio que abarcan temas de líneas de transmisión y medición de parámetros de antenas. Estas guías cubren los diferentes aspectos y propiedades fundamentales de las ondas electromagnéticas, y su radiación e interacción con el canal de comunicación (espacio libre). Sin embargo este estudio solamente abarca experimentos con dispositivos que operan en un rango de frecuencia de 5MHz a 2GHz, debido a que esta es la máxima frecuencia que permite el equipo transmisor del sistema MAT20, pese a que este incluye herramientas que pueden ser empleadas para entrenamiento en alta frecuencia, tales como antenas tipo Bocina y transmisor/receptor DRO, dejando la puerta abierta al planteamiento de varios escenarios en los que se puedan explotar las características del sistema, por ejemplo en experimentos en banda “X”.

1.2. Justificación e importancia

En la actualidad las microondas son la base de las comunicaciones modernas. Desde una simple comunicación telefónica a larga distancia, transmisión de datos, acceso a grandes redes de computadoras hasta transmisiones satelitales, se logran gracias al desarrollo de enlaces por microondas. En este contexto, se ha evidenciado una creciente demanda en el estudio de campos electromagnéticos, caracterización de antenas, o evaluación de líneas de transmisión, por lo que es necesario instruir a los estudiantes sobre manejo de herramientas que permitan obtener resultados que antes se apreciaban de una forma netamente teórica en el área de Electromagnetismo.

La excelencia académica está estrechamente relacionada con el avance tecnológico, siendo necesaria la dotación de laboratorios donde se puedan realizar implementaciones reales y comprobar experimentalmente los conocimientos adquiridos teóricamente en clases. De esta manera se fortalece los conocimientos del estudiante, permitiéndole enfrentarse a las exigencias a las que son sometidos los profesionales de alto nivel en ambientes laborales, científicos e investigativos.

Con el fin de fomentar la elaboración de proyectos de investigación, el presente trabajo se centra en determinar las características de radiación de las antenas tipo Bocina del Sistema Avanzado de Microonda MAT20 que operan en la banda “X”, mediante simulaciones y pruebas de laboratorio. Posteriormente se generará un análisis de errores respecto de lo establecido en la teoría y lo obtenido en la práctica. Con el análisis mencionado, se busca que los estudiantes puedan aprovechar las ventajas de los trabajos prácticos, razonando sobre lo concreto, del caso particular del experimento, más que sobre lo abstracto impartido en clases.

1.3. Alcance del proyecto

El proyecto busca determinar las características de radiación de los elementos de un sistema de microonda que operan en la banda “X”, tanto teórica como experimentalmente. Como punto de partida se realizará un estudio del estado del arte, en base a investigaciones previas y trabajos relacionados, donde se describirá el uso de sistemas radiantes que operan en la banda “X”. Además se estudiarán los componentes del Sistema Avanzado de Microonda MAT20 que trabajan en el rango de 8 a 12 GHZ. Se analizará el funcionamiento del simulador electromagnético CST *Microwave Studio* para el caso de dispositivos que operan en la gama de alta frecuencia tales como antenas, acopladores y estructuras planas.

Una vez establecido el fundamento teórico, y en base a las características físicas de las antenas tipo Bocina, se procederá a la simulación de los parámetros de radiación de dichas antenas. Se realizarán mediciones experimentales en ambiente de laboratorio de los parámetros de las antenas simulados previamente. Posteriormente se implementará un radioenlace, donde se comprobará la ecuación de transmisión de Friss.

Finalmente se pretende caracterizar el Sistema Avanzado de Microonda MAT20 en la banda “X” contrastando los resultados simulados, medidos experimentalmente, y los establecidos de manera teórica.

1.4. Objetivos

1.4.1. General

Determinar las características de radiación de los elementos de un sistema de microonda en la banda “X”, mediante simulaciones y pruebas de laboratorio.

1.4.2. Específicos

- Estudiar el estado del arte sobre el uso de sistemas radiantes que operan en la banda “X”, en base a investigaciones previas y trabajos relacionados.
- Estudiar el fundamento teórico sobre antenas de Bocina tipo E, tipo H, tipo piramidal, y Bocina cónica, y describir los subsistemas que operan en el radioenlace punto-punto en banda “X”.
- Realizar simulaciones y pruebas de laboratorio, sobre el funcionamiento de los elementos estudiados.
- Realizar un análisis comparativo de los parámetros simulados, medidos y los establecidos teóricamente.
- Generar un análisis de errores, y la justificación de los mismos.
- Definir conclusiones, recomendaciones, y trabajos futuros.

CAPITULO 2

PARAMETROS DE LAS ANTENAS EN BANDA X

2.1. Banda “X”

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) ha definido en su estándar 521-1984 un sistema de bandas de frecuencias IEEE para las frecuencias electromagnéticas empleadas para radio y radar (Microwaves Encyclopedia, 2008).

La banda “X” es una porción del espectro electromagnético que contiene las frecuencias de 8-12 GHz (NTIA, 2016) y operan en una longitud de onda de 2.5-4 cm. La banda “X” está dentro de la porción de Súper Alta Frecuencia (SHF) del espectro electromagnético, tal como se muestra en la Figura 1.

2.1.1. Servicios de la banda “X”

- **Radar:** Las sub-bandas de frecuencia de radar de banda “X” son empleadas en instituciones civiles, militares y gubernamentales para diversas aplicaciones como monitoreo meteorológico, control de tráfico aéreo y marítimo, y en control policial para detección de velocidad de vehículos.
- **Comunicaciones por satélite:** Para este tipo de comunicación el estándar de *download* va de 7.25 a 7.75 GHz, mientras que la banda de *upload* va de 7.9 a 7.4 GHz. Dentro de esta categoría se encuentran los satélites de exploración terrestre, satélites meteorológicos, satélites móviles y satélites estacionarios.
- **Radioaficionado:** El Reglamento de Radiocomunicaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) permite la operación de un radioaficionado en el rango de frecuencia de 10-10.5 GHz.
- **Otros usos:** En algunos países los detectores de movimiento en un cruce de semáforos, generalmente trabajan en el rango de 10.4-10.525 GHz. Varios

espectrómetros de resonancia electrónica trabajan en 9.8 GHz. Los aceleradores de partículas generalmente son alimentados por fuentes RF de banda “X”.

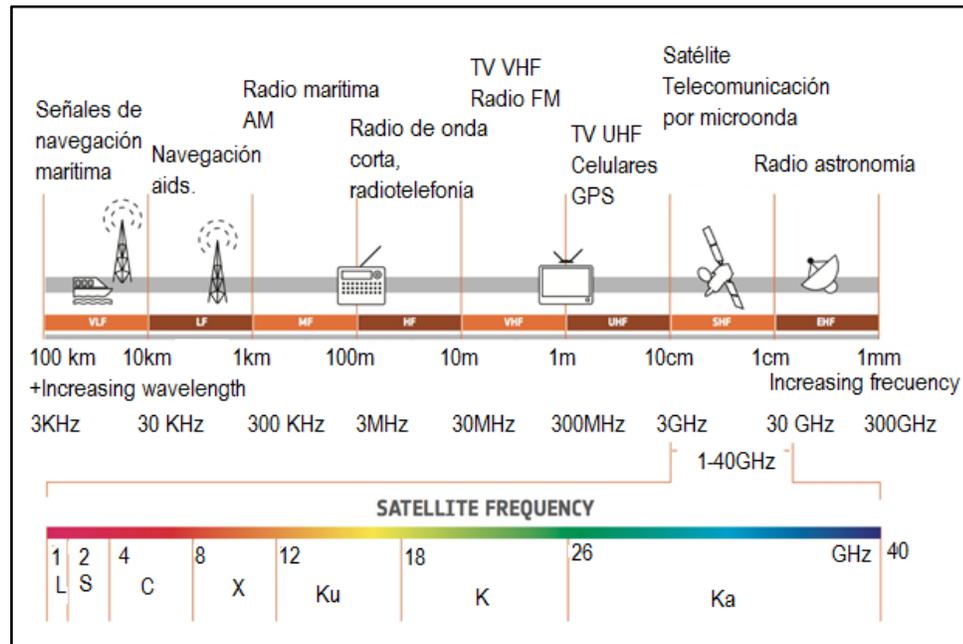


Figura 1: Espectro Electromagnético

Fuente: (ESA Corp, 2013)

2.2. Parámetros fundamentales de antenas

El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) define a una antena como la parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std 145, 1983). La característica fundamental de una antena, pese a sus formas variadas, es la de ser una región de transición entre una zona con presencia de una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre.

Para describir el rendimiento de una antena, es necesario definir algunos de sus parámetros. Varios de estos parámetros están interrelacionados y no todos necesitan ser especificados para una descripción completa del rendimiento de la antena.

2.2.1. Impedancia

Definida como la relación de voltaje a corriente en un par de terminales, o como la relación de los componentes del campo eléctrico a magnético en un punto. En la Figura 2 los terminales se identifican por a-b. La relación de voltaje a corriente, sin carga, definen la impedancia de la antena como:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.1)$$

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.2)$$

En general la parte resistiva está compuesta de:

$$R_A = R_r + R_L \quad (2.3)$$

Donde:

Z_A : Impedancia de la antena en los terminales a-b (Ω).

R_A : Resistencia de la antena en los terminales a-b (Ω).

X_A : Reactancia de la antena en los terminales a-b (Ω).

R_r : Resistencia de radiación de la antena.

R_L : Pérdida de resistencia de la antena.

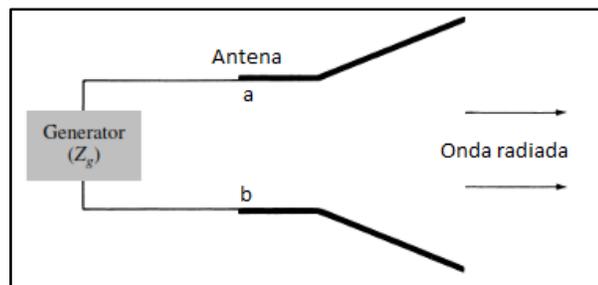


Figura 2. Antena en modo de transmisión

Fuente: (Balanis, 2016)

2.2.2. Intensidad de radiación

Es la capacidad de una antena para concentrar la energía radiada en determinadas direcciones del espacio. El sistema de coordenadas esférico es empleado para definir el marco de referencia de ubicación de la antena. Para especificar una dirección en el espacio se utilizan los ángulos de azimut (ϕ) y elevación (θ). En la Figura 3 se observa el sistema de coordenadas donde se definen los vectores unitarios \hat{r} , $\hat{\phi}$, $\hat{\theta}$, mismos que forman una base ortogonal.

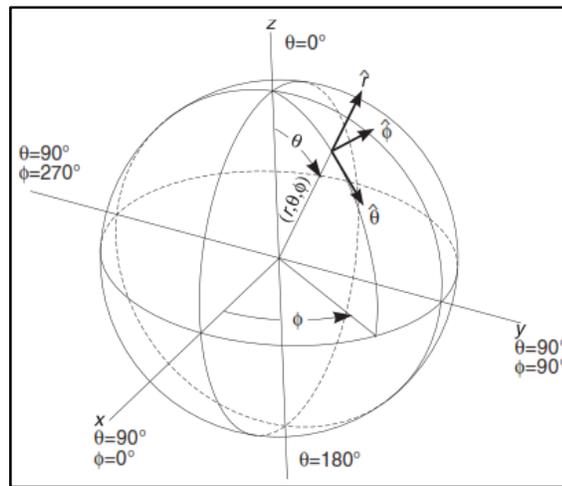


Figura 3: Sistemas de coordenadas espaciales

Fuente: (Cardama, Antenas, 2002)

La onda electromagnética radiada está compuesta de un campo eléctrico \vec{E} (V/m) y un campo magnético \vec{H} (A/m), estas dos son magnitudes vectoriales y están relacionados por las ecuaciones de Maxwell. La densidad de flujo por unidad de superficie se obtiene a partir de los valores eficaces de los campos y es representado por:

$$\vec{P}(\theta, \phi) = \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \text{ W/m}^2 \quad (2.4)$$

Donde:

*: Denota el complejo conjugado.

Re : Denota la parte real.

\times : Denota el producto vectorial.

La *densidad de potencia radiada* también se puede calcular a partir de las componentes transversales del campo eléctrico de la siguiente manera:

$$\mathcal{P}(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta} \quad (2.5)$$

Donde:

η : Impedancia característica del medio, que en el vacío tiene un valor de $120 \pi \Omega$.

La *intensidad de radiación* se define como la potencia radiada desde una antena por unidad de ángulo sólido, y se la puede calcular multiplicando la densidad de potencia radiada por la distancia elevada al cuadrado, así:

$$U(\theta, \phi) = \mathcal{P}(\theta, \phi)r^2 \quad (2.6)$$

Donde:

U : Intensidad de radiación (W/unidad de ángulo sólido).

$\mathcal{P}(\theta, \phi)$: Densidad de potencia radiada (W/m²).

La *potencia total radiada* se la puede calcular integrando la intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio.

$$P_r = \iint_{4\pi} U(\theta, \phi)d\Omega \quad (2.7)$$

2.2.3. Patrón de radiación

El patrón de radiación de una antena se define como una función matemática o una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de coordenadas espaciales. En la mayoría de los casos el patrón de radiación se determina en la región de campo lejano y es representado como una función de las coordenadas direccionales (Balanis, 2016).

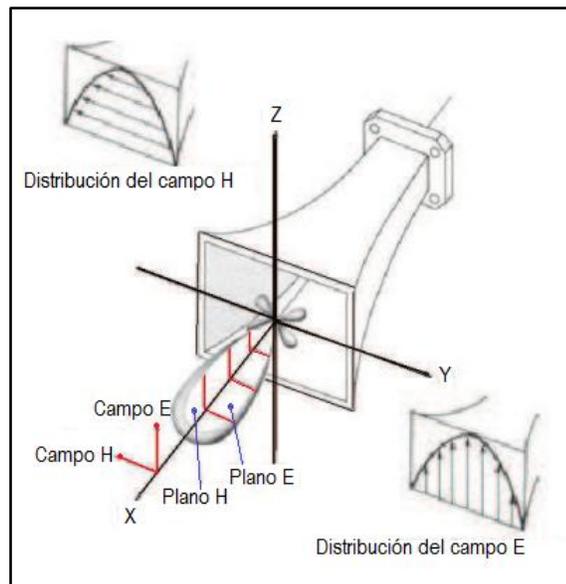


Figura 4: Patrón en plano E y plano H

Fuente: (Antenarival, 2010)

Las características de una antena se define en términos de su patrón en el plano **E** y en el plano **H**. El patrón en el plano E se define como: El plano que contiene el vector campo eléctrico y la dirección de máxima radiación. El patrón en el plano H es definido como: El plano que contiene el vector de campo magnético y la dirección de máxima radiación. En la Figura 4 el plano X-Z ($\phi = 0$) corresponde al plano E, y el plano X-Y ($\theta = \pi/2$) corresponde al plano H.

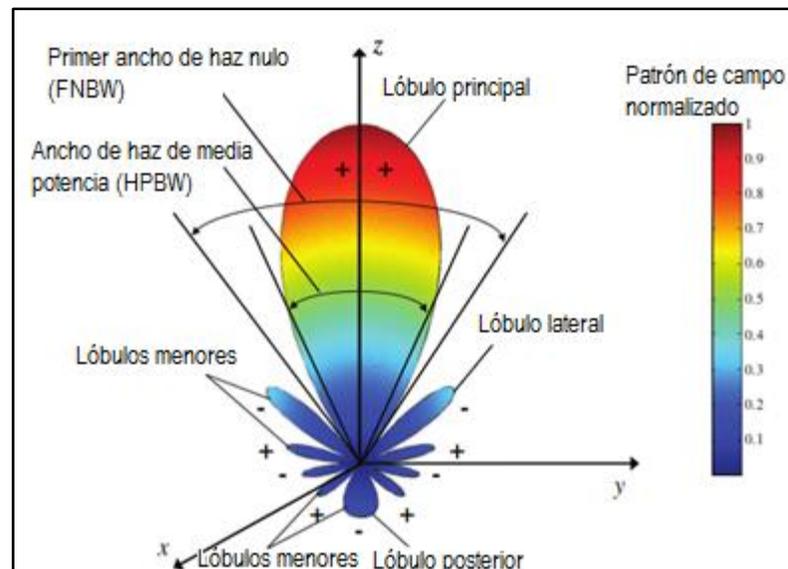


Figura 5: Lóbulos de radiación y ancho de haz en forma polar
Fuente: (Balanis, 2016)

Varias secciones del patrón de radiación son denominadas como lóbulos, los cuales son subclasificados en:

- **Lóbulo mayor o principal:** Llamado haz principal se define como el lóbulo que contiene la dirección de máxima radiación. En la Figura 5 el lóbulo principal está apuntando en la dirección $\theta = 0$.
- **Lóbulo menor:** Son todos los lóbulos excepto el lóbulo principal.
- **Lóbulo lateral:** Es un lóbulo de radiación en cualquier dirección que no sea el lóbulo deseado. Normalmente son más largos que los lóbulos menores
- **Lóbulo posterior:** Es un lóbulo de radiación cuyo eje forma un ángulo de aproximadamente 180° respecto al haz de la antena. Usualmente ocupa el hemisferio en dirección opuesta al lóbulo principal.

Al espacio que rodea a una antena se le denomina Regiones de Campo, y está subdividido en tres regiones:

- **Región reactiva de campo cercano:** Es la región del campo que rodea inmediatamente a la antena en la que predomina el campo reactivo. Para la mayoría de las antenas el límite exterior de esta región se considera comúnmente existente a una distancia $R < 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ de la superficie de una antena, donde λ es la longitud de onda y D es la dimensión mas larga de la antena.
- **Región de radiación de campo cercano (Fresnel):** Es la región del campo de una antena entre la región reactiva de campo cercano y la región de campo lejano. El límite interno se toma como la distancia $R \geq 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$, y el límite externo es la distancia $R < 2D^2/\lambda$.
- **Región de campo lejano:** Es la región de campo de una antena donde la distribución de campo angular es independiente de la distancia desde la antena. Si la antena tiene una dimensión global máxima D , se considera que existe región de campo lejano a distancias mayores que $2D^2/\lambda$ desde la antena.

Como se observa en la Figura 6, en la región reactiva de campo cercano, el patrón de radiación es más disperso y casi uniforme. En la región de radiación de campo cercano, el patrón comienza a suavizarse y formar lóbulos. En la región de campo lejano, la gráfica del patrón está bien formada, generalmente compuesta de pocos lóbulos menores, y uno o más lóbulos mayores.

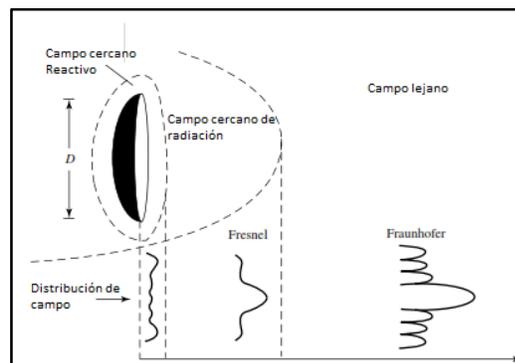


Figura 6: Patrón de radiación en las regiones de campo

Fuente: (Balanis, 2016)

2.2.4. Ancho de haz

Parámetro asociado con el patrón de radiación de una antena. El ancho de haz más ampliamente usado es el Ancho de Haz de Media Potencia (HPBW) a -3dB, detallado en la Figura 5. El HPBW es el intervalo angular en el cual la densidad de potencia radiada es igual a la mitad de la potencia máxima en la dirección de máxima radiación.

2.2.5. Directividad

La directividad de una antena está definida como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada de la antena y la intensidad de radiación media en todas las direcciones. La intensidad de radiación media es igual a la potencia total radiada por la antena dividida para 4π .

De manera general, la directividad de una fuente no-isotrópica es igual a la relación de su intensidad de radiación en una dirección dada sobre la de una fuente isotrópica. Esto se puede describir como:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_o} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_r} \quad (2. 8)$$

Donde:

$D(\theta, \phi)$: Directividad (adimensional).

$U(\theta, \phi)$: Intensidad de radiación (W/unidad de ángulo sólido).

U_o : Intensidad de radiación de una fuente isotrópica (W/unidad de ángulo sólido).

P_r : Potencia total radiada (W).

2.2.6. Eficiencia

La eficiencia total de una antena se usa para tomar en cuenta las pérdidas en los terminales de entrada y dentro de la estructura de la antena. Como se observa en la Figura

7, las pérdidas pueden ser debidas a las reflexiones ocasionadas por el fallo de acoplamiento entre la línea de transmisión y la antena, o debido a las fallas en el conductor y dieléctrico. La eficiencia (η) puede ser definida como la relación entre la potencia radiada por una antena y la potencia entregada a la misma, y corresponde a un valor numérico entre 0 y 1.

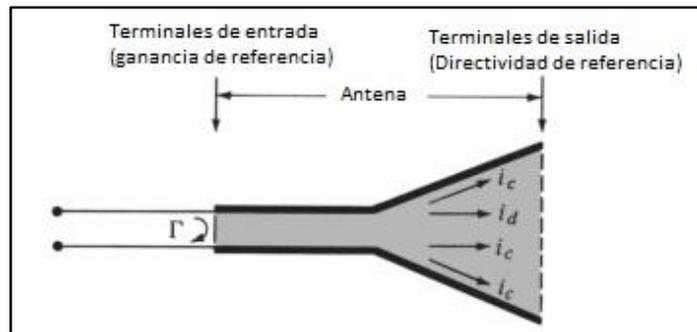


Figura 7: Terminales de referencia y pérdida de las antenas

Fuente: (Balanis, 2016)

2.2.7. Ganancia

La ganancia de una antena se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada y la intensidad de radiación que podría ser obtenida si la potencia recibida por la antena fuera radiada isotrópicamente. La definición de ganancia trata sobre la potencia entregada a la antena. La diferencia entre esta potencia y la potencia radiada por la antena (directividad) es la potencia disipada por la antena, debida a pérdidas óhmicas. La eficiencia es la relación entre la ganancia y directividad.

$$G(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi) \text{ (adimensional)} \quad (2.9)$$

2.2.8. Ancho de banda

Se define como el rango de frecuencias donde las características de la antena (patrón de radiación, ancho de haz, ganancia, polarización, eficiencia de radiación) están dentro de un valor aceptable de los valores de una frecuencia central.

En antenas de banda ancha se expresa como la relación de la frecuencia superior a inferior. Por ejemplo un AB de 5:1 indica que la frecuencia superior es 5 veces mayor que la superior.

$$AB = \frac{f_{max}}{f_{min}} : 1 \quad (2.9)$$

En antenas de banda estrecha el AB se expresa como un porcentaje de la diferencia de la frecuencia superior menos la frecuencia inferior, sobre la frecuencia central.

$$AB = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \quad (2.10)$$

2.2.9. Polarización

La polarización de una antena en una dirección específica es la de la onda radiada por esta en esa dirección. La polarización de una onda se refiere a la figura geométrica descrita, en un rango de tiempo, por el extremo del vector campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación. Para ondas armónicas con variación temporal sinusoidal dicha figura es en general una elipse, pero si la figura trazada en un segmento, la onda se denomina linealmente polarizada y si es un círculo, circularmente polarizada (Cardama A. , 2002)

- **Polarización lineal:** Existe si el vector de campo eléctrico o magnético en ese punto está siempre orientado a lo largo de la misma recta en cada instante de

tiempo. Esto se logra si el vector de campo posee sólo un componente, o dos componentes lineales ortogonales que están en tiempo de fase o 180° fuera de fase.

- **Polarización circular:** Existe si el vector de campo eléctrico o magnético en ese punto traza un círculo en función del tiempo. Para lograr esto el campo debe tener dos componentes lineales ortogonales, y ambos deben tener una diferencia de fase de múltiplos impares de 90° .
- **Polarización elíptica:** Una onda está elípticamente polarizada si no cumple los dos casos anteriores. Esto se logra si el campo tiene dos componentes lineales y ortogonales, los dos componentes pueden ser de la misma o diferente magnitud. Si los dos componentes son iguales en magnitud, la diferencia de tiempo-fase entre estos no debe ser múltiplos impares de 90° . Si los dos componentes son diferentes en magnitud, la diferencia de tiempo-fase entre estos no debe ser 0° o múltiplos de 180° .

2.2.10. Temperatura de ruido de antena

Además de señal, una antena recibe ruido. A la potencia de ruido disponible en los terminales de una antena receptora se le asocia una temperatura de ruido de antena T_a , conocida como la temperatura a la que tendría que estar una resistencia para producir una potencia de ruido igual (Cardama A. , 2002). Es decir:

$$P_N = \frac{V_N^2}{4R} = kT_a B \quad (2.12)$$

Donde:

P_N : Potencia de ruido en los bornes de la antena.

B : Ancho de banda.

k : Constante de Boltzmann = $1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$.

R : Resistencia.

Sin embargo, si la antena no presenta pérdidas óhmicas, es posible que la potencia de ruido provenga de fuentes externas en forma de radiación incidente desde el espacio, la cual es captada por la antena y transferida al receptor. En este caso la potencia total de ruido recibida es la suma de las intensidades de ruido incidentes considerado por la respuesta de la antena en cada dirección (Cardama A. , 2002).

2.3. Guía de ondas

Una línea de transmisión se puede emplear para guiar energía electromagnética de un punto a otro (generador-carga). Una guía de ondas tiene el mismo fin, sin embargo posee algunas diferencias con una línea de transmisión (Sadiku, 2003).

Tabla 1
Principales diferencias entre línea de transmisión y guía de ondas

Línea de transmisión	Guía de ondas
Sólo puede tolerar ondas electromagnéticas transversales (TE).	Puede tolerar varias posibles configuraciones de campos.
Debido a las pérdidas dieléctricas, llegan a ser ineficientes a frecuencias de microondas (3-300GHz).	Se emplean a frecuencias de microondas para obtener mayor ancho de banda y menor atenuación de señal.
Opera en un rango que va desde el nivel de corriente directa ($f = 0$) hasta muy altas frecuencias.	Opera por encima de una determinada frecuencia, llamada frecuencia de corte, actuando como filtro pasa alto.

Las guías de onda son estructuras fabricadas de un solo conductor, generalmente de sección circular, rectangular y elíptica, para el transporte de energía electromagnética, la cual es conducida a lo largo de la guía y limitada en sus paredes o fronteras.

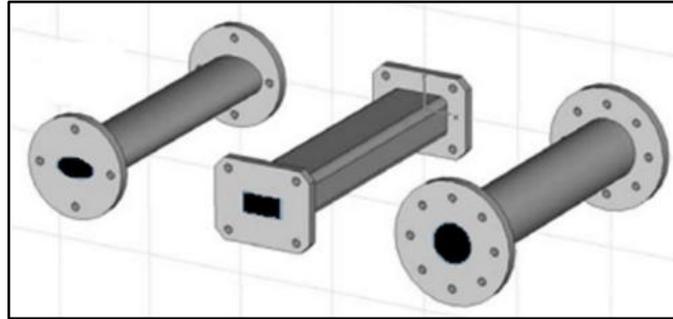


Figura 8: Tipos de guías de onda (elíptica, rectangular circular).

2.3.1. Modo Dominante

Existen tres diferentes tipos de configuraciones de campos, conocidos como modos:

- Modo transversal eléctrico (TE): Las componentes del campo eléctrico E son transversales a la dirección de propagación k . Véase la Figura 9 (a).
- Modo transversal magnético (TM): El campo magnético H es transversal a la dirección de propagación k . Véase la Figura 9 (b).
- Modos híbridos (H): Ni el campo E ni el campo H son transversales a la dirección de propagación k de la onda.

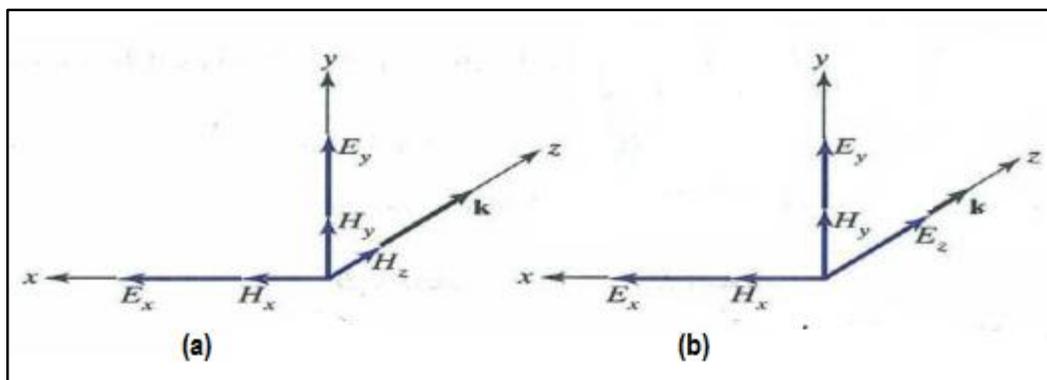


Figura 9: Guía de onda rectangular (a) modo TE y (b) modo TM

Fuente: (Sadiku, 2003)

El modo de propagación se identifica por dos letras seguidas por dos subíndices numéricos, por ejemplo TE_{mn} , TM_{mn} . El entero m es el número de variaciones de medio ciclo en la dirección x , por su parte el entero n , es el número de variaciones de medio ciclo

en la dirección de y . A cada modo le corresponde una frecuencia de corte f_c o frecuencia de operación por debajo de la cual ocurre atenuación y por encima de la cual ocurre propagación (Sadiku, 2003). El modo con la menor frecuencia de corte se denomina modo dominante de la guía.

En las guías de ondas rectangulares y circulares, en el modo ET m y n no pueden ser cero al mismo tiempo, debido a que esto significaría que las componentes de campos tienden a cero. El modo menor o modo dominante depende de las dimensiones de la guía de onda, cuya geometría se muestra en la Figura 10 y 11 (a) para el caso de una guía rectangular y circular respectivamente.

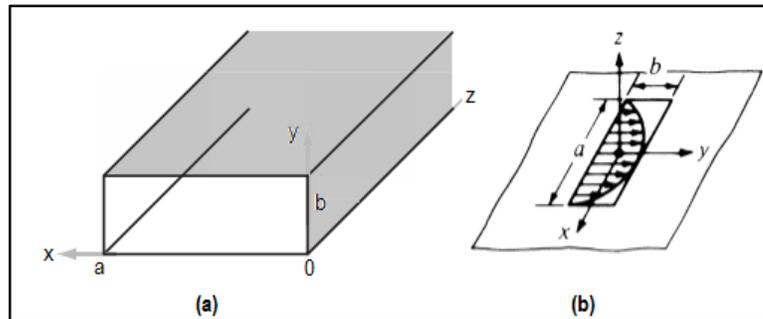


Figura 10: (a) Guía de onda rectangular, y (b) Distribución de abertura
Fuente: (Ulaby, 2007)

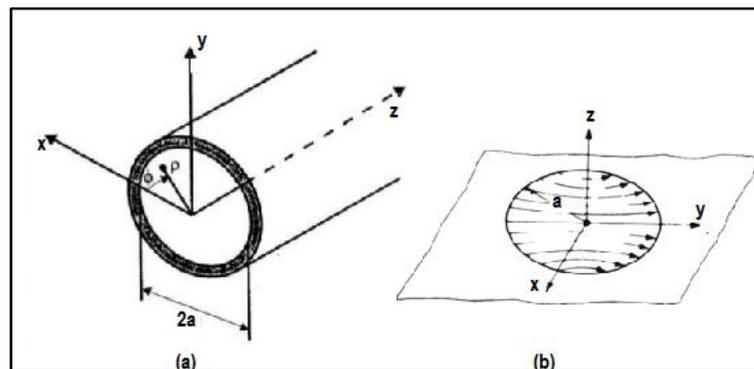


Figura 11: (a) Guía de onda circular, y (b) Distribución de abertura
Fuente: (Balanis C. , 2013)

En guías de onda rectangular y circular, los modos dominantes son el modo TE_{10} y TE_{11} respectivamente.

En la guía de onda no existirá propagación de ondas electromagnéticas si no se cumple que:

$$f < f_{cTE10} \quad (2.13)$$

Donde f_{cTE10} es la frecuencia de corte del modo TE_{10} y se obtiene de la ecuación:

$$f_{cTE10} = \frac{u'}{2a} \quad (2.14)$$

Siendo u' la velocidad de fase de una onda plana uniforme en el medio dieléctrico que ocupa la guía de ondas, y es dada por:

$$u' = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (2.15)$$

2.4. Antenas de Bocina

El uso de antenas de abertura, o guías de onda, como elementos radiadores permiten alcanzar una directividad moderada, sin embargo presentan una desadaptación en la boca de la guía. Para mejorar su directividad y adaptación es necesario aumentar sus dimensiones eléctricas, sin perder la característica mono modo de la estructura; el aumento de dichas mediciones tiene que hacerse gradualmente, en forma de bocina (Cardama A. , 2002).

Las antenas de bocina son ampliamente usadas como elementos de alimentación en radio-astronomía, seguimiento por satélite, y platos de comunicación instalados en todo el mundo. Entre sus principales características se encuentra su fácil construcción, versatilidad, amplia ganancia, y alto rendimiento.

2.4.1. Bocina sectorial de plano E

Un bocina sectorial de plano E es aquella cuya abertura se ensancha en dirección del campo E. En las Figuras 12 y 13 se muestra en detalle la geometría de este tipo de antena. Si los campos de la guía de onda de alimentación son los del modo dominante TE₁₀, y la longitud de la bocina es grande comparada con las dimensiones de la abertura, los campos de menor orden de la abertura de la bocina están dados por:

$$E'_z = E'_x = H'_y = 0 \quad (2.16)$$

$$E'_y(x', y') \approx E_1 \cos\left(\frac{\pi}{a} x'\right) e^{-j[ky'^2/(2\rho_1)]} \quad (2.17)$$

$$H'_z(x', y') \approx jE_1 \cos\left(\frac{\pi}{ka\eta}\right) \sin\left(\frac{\pi}{a} x'\right) e^{-j[ky'^2/(2\rho_1)]} \quad (2.18)$$

$$H'_x(x', y') \approx -\frac{E_1}{\eta} \cos\left(\frac{\pi}{a} x'\right) e^{-j\left[\frac{ky'^2}{2\rho_1}\right]} \quad (2.19)$$

$$\rho_1 = \rho_e \cos\psi_e \quad (2.20)$$

Donde E_1 es constante. Las primas se usan para indicar los campos en la abertura de la bocina.

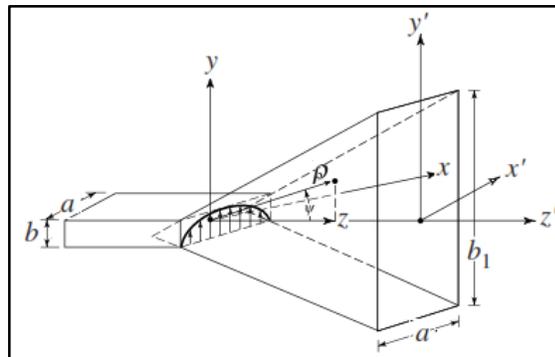


Figura 12: Bocina sectorial de plano E

Fuente: (Balanis, 2016)

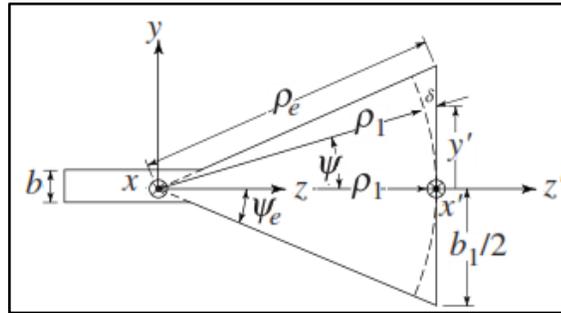


Figura 13: Sistema de coordenadas

Fuente: (Balanis, 2016)

Para comprender mejor el rendimiento de una bocina sectorial de plano E, en la Figura 14 se muestran los patrones normalizados de plano E y H (en dB). La gráfica del patrón en el plano E es más estrecho que en el plano H debido a las dimensiones de la bocina en esa dirección.

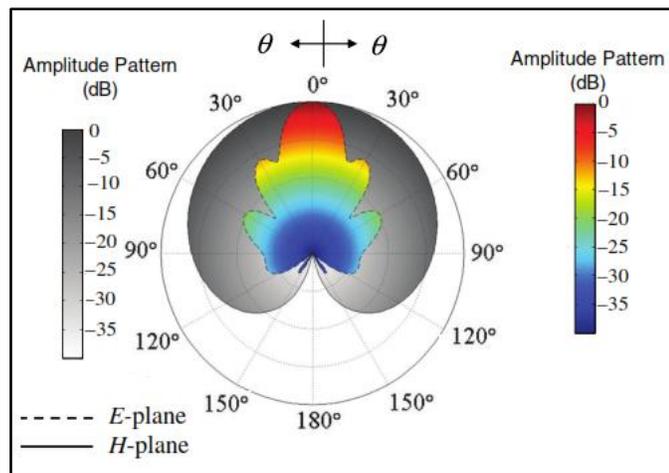


Figura 14: Patrón de radiación de plano E y H

Fuente: (Balanis, 2016)

El ancho de haz de media potencia (HPBW), en función del ángulo de apertura, para diferentes longitudes de la bocina se muestra en la Figura 15. La directividad (normalizada respecto a la dimensión de apertura constante) se muestra en la Figura 16.

Para una longitud dada, la bocina muestra un decrecimiento monótono en el HPBW, y un incremento de la directividad hasta una cierta apertura. Más allá de este punto, se

evidencia un aumento en el ancho de haz y una disminución en la directividad, seguido de subidas y bajadas. El incremento del ancho de haz y disminución de la directividad más allá de una cierta abertura indican el ensanchamiento del haz principal.

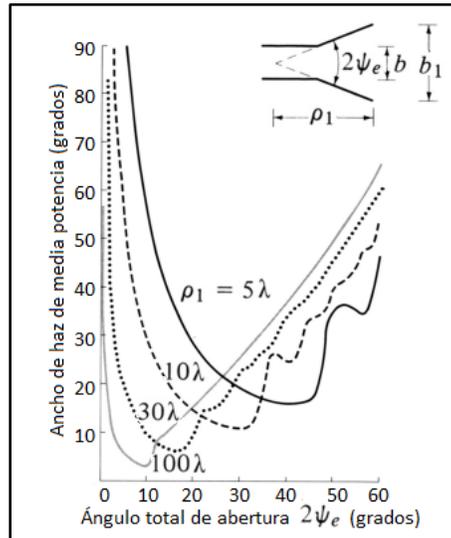


Figura 15: HPBW de una bocina de plano E
Fuente: (Balanis, 2016)

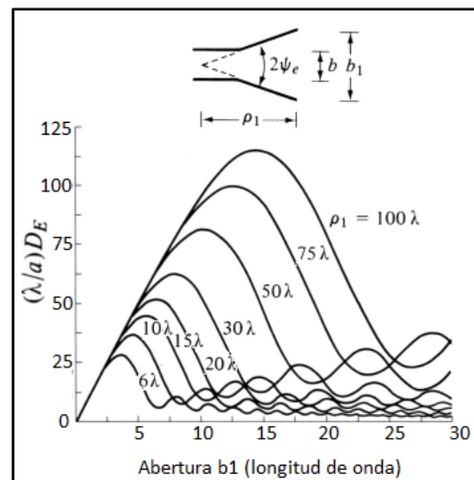


Figura 16: Directividad normalizada de una bocina de plano E
Fuente: (Balanis, 2016)

Para calcular la directividad de una bocina sectorial de plano E se sigue el siguiente procedimiento:

- Calcular B por:

$$B = \frac{b_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50}{\frac{\rho_e}{\lambda}}} \quad (2.21)$$

- Con este valor de B, encontrar el valor correspondiente de G_E empleando la Figura 17. Si, el valor de B es menor a 2, calcular G_E usando:

$$G_E = \frac{32}{\pi} B \quad (2.22)$$

- Calcular D_E a partir del valor de G_E .

$$D_E = \frac{a}{\lambda} \frac{G_E}{\sqrt{\frac{50}{\frac{\rho_e}{\lambda}}}} \quad (2.23)$$

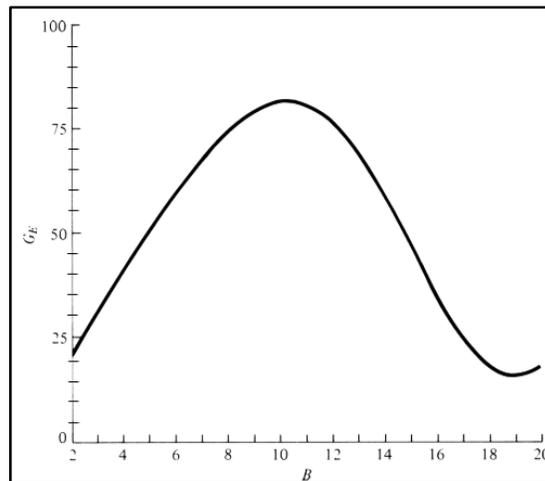


Figura 17: G_E como una función de B
Fuente: (Balanis, 2016)

2.4.2. Bocina sectorial de plano H

Al aumentar las dimensiones de una guía de onda rectangular en dirección del campo H, mientras se mantiene las demás constantes, se forma una bocina sectorial de plano H mostrada en la Figura 18. Para mayor detalle en la Figura 19 se detalla la geometría de la misma.

El procedimiento de análisis para este tipo de bocina es similar al de la bocina de plano E detallado en la sección anterior. En lugar de incluir todos los detalles de análisis, se dará un resumen de las características de radiación.

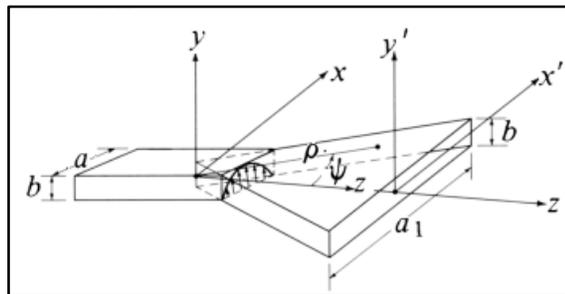


Figura 18: Bocina sectorial de plano H

Fuente: (Balanis, 2016)

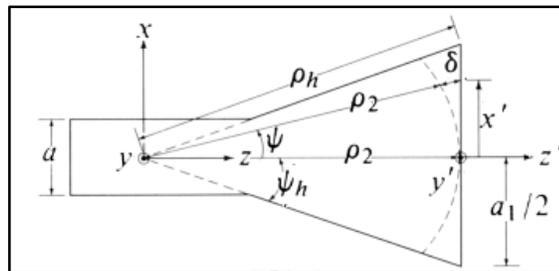


Figura 19: Sistema de coordenadas

Fuente: (Balanis, 2016)

Los campos en la apertura de este tipo de antena se pueden calcular tratando a la bocina como una guía de onda radial que forma un vértice imaginario. De esta manera se puede mostrar que en la abertura de la bocina se tiene:

$$E'_x = H'_y = 0 \quad (2.24)$$

$$E'_y(x') = E_2 \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-jk\delta(x')} \quad (2.25)$$

$$H'_x(x') = -\frac{E_2}{\eta} \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-jk\delta(x')} \quad (2.26)$$

$$\delta(x') = \frac{1}{2} \left(\frac{x'^2}{\rho_2} \right) \quad (2.27)$$

$$\rho_2 = \rho_h \cos\psi_h \quad (2.28)$$

El patrón de radiación correspondiente de los planos E y H se muestran en la Figura 20. Esta bocina muestra características de patrón estrecho en el plano H.

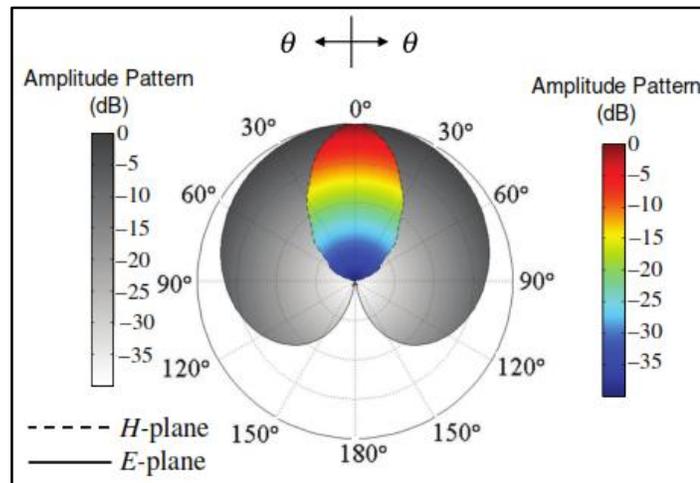


Figura 20: Patrón radiación

Fuente: (Balanis, 2016)

El ancho de haz de media potencia (HPBW) en función del ángulo de apertura es graficado en la Figura 21. La directividad normalizada (respecto a la dimensión de apertura constante b) para diferentes longitudes de bocina, como una función de la dimensión de la apertura a_1 , se muestra en la Figura 22.

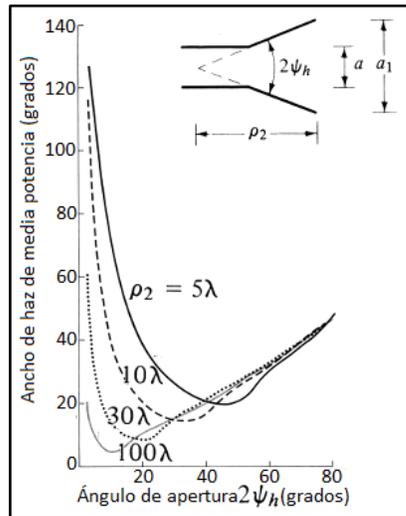


Figura 21: HPBW de una bocina de plano H

Fuente: (Balanis, 2016)

Como en el caso de la bocina sectorial del plano E, el HPBW muestra un decrecimiento monótono, y la directividad un incremento monótono sobre el nivel del ángulo de apertura; después de este valor, las tendencias se invierten.

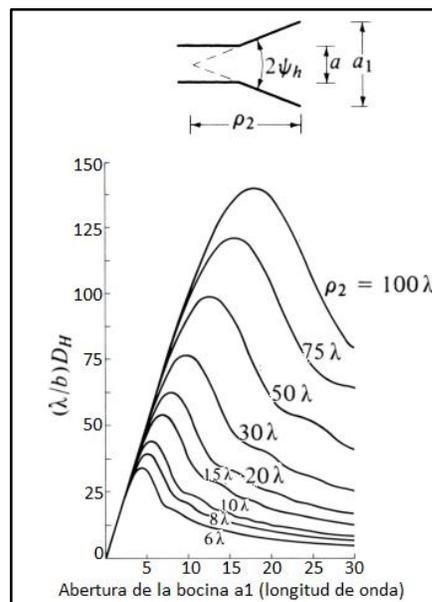


Figura 22: Directividad normalizada de una bocina de plano H

Fuente: (Balanis, 2016)

La directividad de una antena de bocina sectorial de plano H puede ser calculada usando el siguiente procedimiento:

- Calcular A mediante:

$$A = \frac{a_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50}{\frac{\rho_h}{\lambda}}} \quad (2.29)$$

- Con este valor de A, encontrar el valor correspondiente de G_H empleando la Figura 23. Si, el valor de A es menos a 2, calcular G_H usando:

$$G_H = \frac{32}{\pi} A \quad (2.30)$$

- Calcular D_H a partir del valor de G_H

$$D_H = \frac{b}{\lambda} \frac{G_H}{\sqrt{\frac{50}{\frac{\rho_h}{\lambda}}}} \quad (2.31)$$

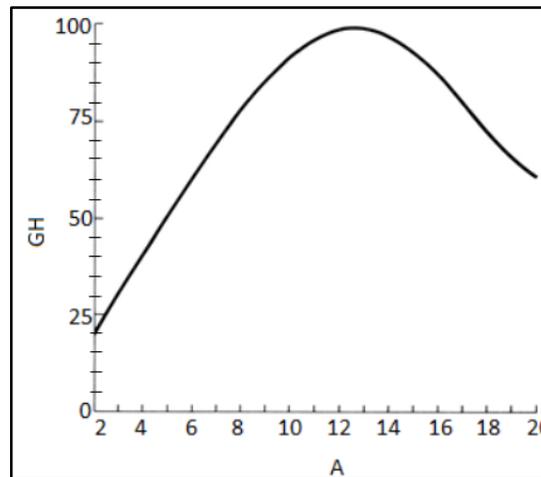


Figura 23: G_H como una función de A

Fuente: (Balanis, 2016)

2.4.3. Bocina Piramidal

La antena de bocina más empleada es aquella que tiene una abertura de igual magnitud en ambas direcciones, tal como se muestra en la Figura 24. Se la conoce como bocina piramidal, y sus características de radiación son una combinación de las bocinas sectoriales de plano E y H.

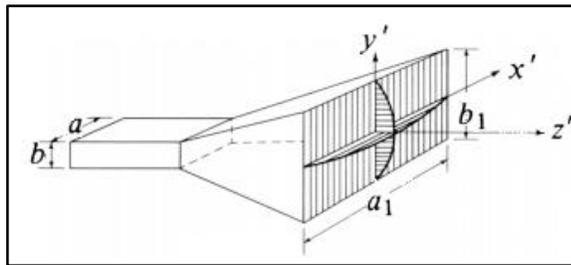


Figura 24: Bocina piramidal

Fuente: (Balanis, 2016)

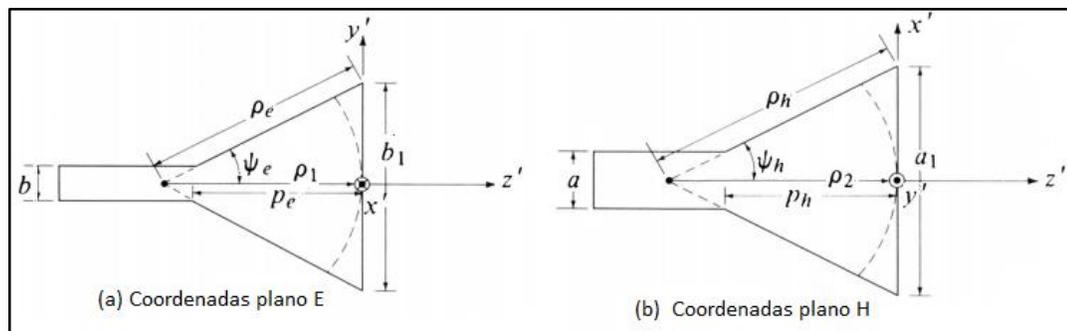


Figura 25: Sistema de coordenadas

Fuente: (Balanis, 2016)

El patrón principal del plano E de una bocina piramidal, aparte de un factor de normalización, es idéntico al patrón de plano E de una antena bocina sectorial de plano E. De la misma manera el plano H es idéntica al de una bocina sectorial de plano H. Por lo tanto el patrón de radiación de una bocina piramidal es muy estrecho en ambos planos principales y, de hecho, en todos los planos.

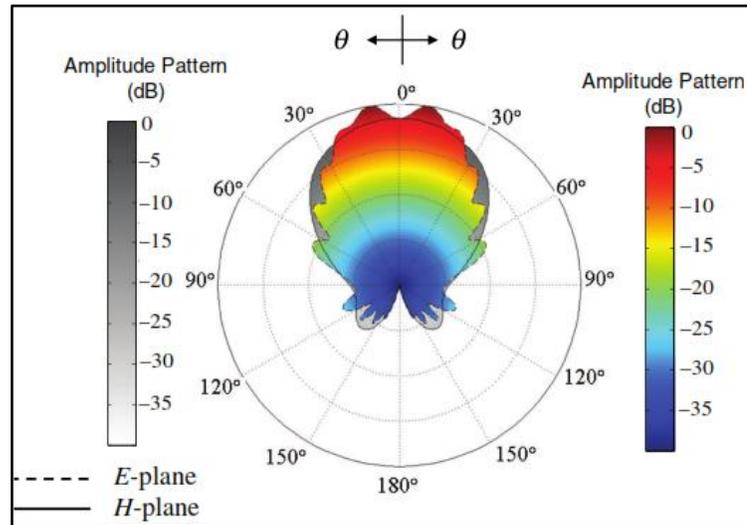


Figura 26: Patrón de radiación de una bocina piramidal
Fuente: (Balanis, 2016)

En la Figura 26 se grafica un ejemplo de patrón de radiación bidimensional de los planos E y H de una bocina piramidal, donde se observa que el valor máximo no ocurre en el eje debido a que el error de fase en la abertura es tal que los rayos emanados desde diferentes partes de la abertura hacia el eje no están en fase y no se añaden consecutivamente.

Así como para las antenas sectoriales de plano E y H, la directividad en una configuración piramidal es vital para el diseño de la antena. Se debe tener en cuenta que la radiación máxima de la bocina piramidal es dirigida casi a lo largo del eje Z ($\theta = 0^\circ$).

Una manera de calcular la directividad de una bocina piramidal es:

- Calcular

$$A = \frac{a_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50}{\frac{\rho_h}{\lambda}}} \quad (2.32)$$

$$B = \frac{b_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50}{\frac{\rho_e}{\lambda}}} \quad (2.33)$$

- Usando A y B, encontrar G_E y G_H , empleando las Figuras 17 y 23, respectivamente. Si el valor de A, B, o ambas es menor que 2, calcular G_H y/o G_E empleando:

$$G_H = \frac{32}{\pi} A \quad (2.34)$$

$$G_E = \frac{32}{\pi} B \quad (2.35)$$

- Calcular D_P usando los valores de G_H y G_E . Así:

$$D_P = \frac{G_E G_H}{\frac{32}{\pi} \sqrt{\frac{50}{\rho_e}} \sqrt{\frac{50}{\rho_h}}} = \frac{G_E G_H}{10.1859 \sqrt{\frac{50}{\rho_e}} \sqrt{\frac{50}{\rho_h}}} = \frac{\lambda^2 \pi}{32ab} D_E D_H \quad (2.36)$$

El procedimiento descrito tiene un porcentaje de precisión dentro de 0.01 dB para una bocina con $\rho_e = \rho_h = 50\lambda$ (Balanis C. , Aperture Antennas, 2005).

2.4.4. Bocina Cónica

Otra antena de microonda muy práctica es la bocina cónica mostrada en la Figura 27. Mientras una bocina piramidal o sectorial se alimenta por una guía de onda rectangular, la alimentación de una bocina cónica es generalmente una guía de onda circular.

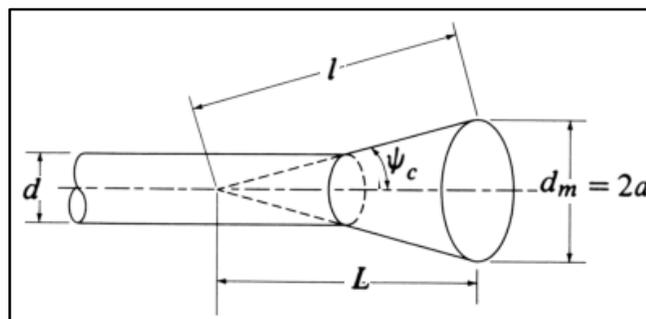


Figura 27: Geometría de una bocina cónica

Fuente: (Balanis, 2016)

A pesar de la popularidad y amplio rango de aplicaciones, parámetros como la directividad y patrón de amplitud de una bocina cónica, no han recibido la misma atención como el caso de las bocinas piramidales debido a que su análisis involucra funciones de Bessel y polinomios de Legendre que están fuera del estudio de la bibliografía que trata caracterización de antenas (King, 2010).

De manera analítica, la directividad de la bocina cónica, con una eficiencia de abertura ap y una abertura de la circunferencia C , puede calcularse empleando:

$$D_c(dB) = 10 \log_{10} \left[\epsilon_{ap} \frac{4\pi}{\lambda^2} (\pi a^2) \right] = 10 \log_{10} \left(\frac{C}{\lambda} \right)^2 - L(s) \quad (2.37)$$

Donde $L(s)$, es una figura de corrección para compensar la pérdida de directividad causada por la eficiencia de la abertura, la cual puede ser calculada en (dB) usando las expresiones:

$$L(s) \approx \begin{cases} 0.5030 + 5.1123s - 7.1138s^2 + 23.1401s^3, & L \leq 3\lambda & (a) \\ 0.7853 - 0.3976s + 13.112s^2 + 3.901s^3, & L > 3\lambda & (b) \end{cases} \quad (2.38)$$

Donde s es la máxima desviación de fase (en longitud de onda), y es dada por:

$$s = \frac{d_m^2}{8\lambda l} \quad (2.39)$$

Y d_m corresponde al diámetro de la bocina para una directividad óptima, y es dado por:

$$d_m \cong \sqrt{3l\lambda} \quad (2.40)$$

En la Figura 28 se aprecia la directividad de la bocina cónica en función del diámetro de la abertura para diferentes valores de L . Estas curvas fueron calculadas en base de distribución de fase cuadrática (QPD) y distribución de fase esférica (SPD).

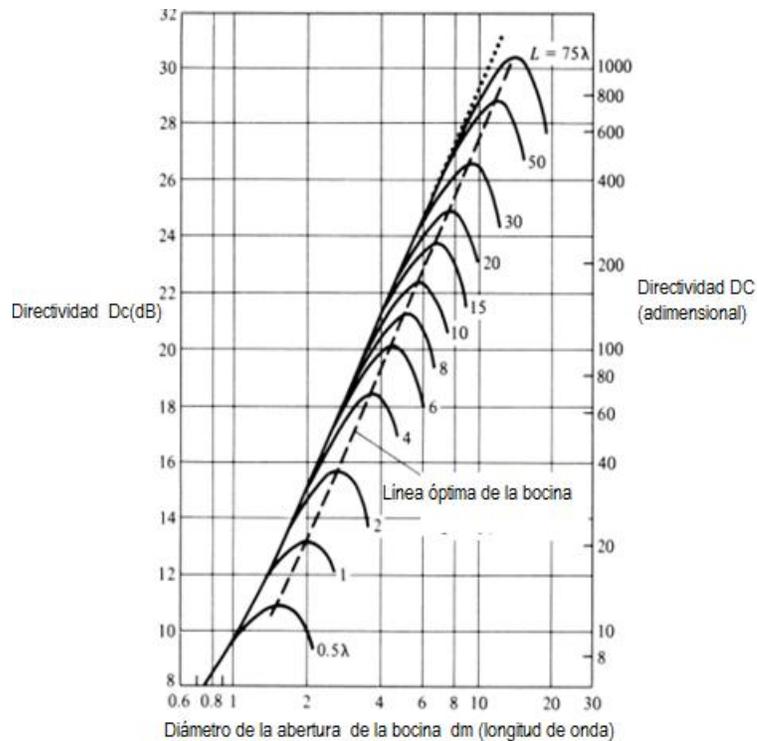


Figura 28: Directividad de una bocina cónica

Fuente: (Balanis, 2005)

Es evidente que el comportamiento de una bocina cónica es similar a una bocina sectorial o piramidal. A medida que el ángulo de apertura aumenta, la directividad para una longitud dada incrementa hasta alcanzar un valor máximo después del cual la directividad decrece. El decrecimiento es un resultado del predominio del error de fase cuadrático en la abertura.

En la Figura 29 se muestran resultados del patrón de radiación de campo lejano en plano E y H, para el caso específico de un rango dinámico extendido de 0-60 dB para una bocina cónica de banda X, donde se comparan predicciones basadas en la teoría geométrica de la difracción (GTD) y teoría uniforme de la difracción (UTD), con simulaciones y mediciones (Balanis C. , 2013).

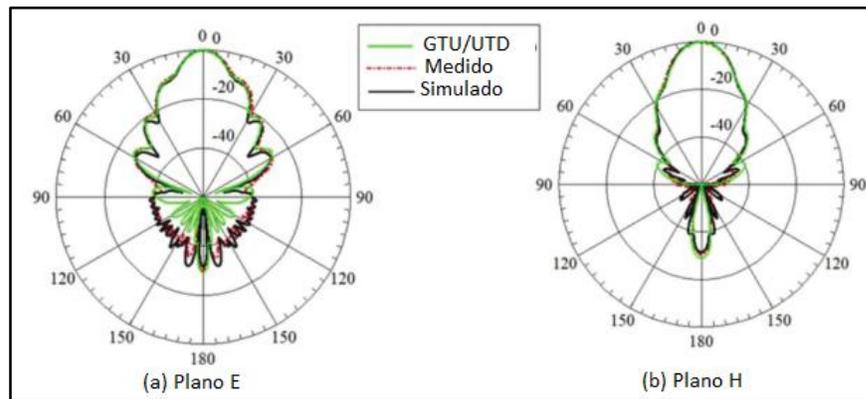


Figura 29: Patrón de radiación de una bocina cónica en banda X
Fuente: (Balanis, 2016)

2.5. Especificación del Software

2.5.1. Tecnología de simulación por computadora- CST

CST Microwave Studio es un paquete de simulación electromagnética basada en técnica de integración finita (FIT) (Fiarcha, 2015). Pese a que CST es un paquete muy completo y con muchas aplicaciones, en este trabajo será empleado solamente como una herramienta de simulación de antenas.

CST incluye tres métodos de simulación o solucionadores, transitorio, dominio de frecuencia y solucionador en modo propio. El método transitorio es un solucionador en dominio de tiempo, muy útil para simulaciones de banda ancha. Tanto el solucionador transitorio como el de dominio de frecuencia emplean las ecuaciones de Maxwell para calcular el voltaje eléctrico y el correspondiente flujo magnético a lo largo de los bordes y a través de la forma de las antenas.

Al configurar una simulación en CST el primer paso es crear una representación en 3D de la estructura que se desea modelar. La interface de usuario permite crear varias formas estándar (ladrillos, conos, esferas) e implementa una geometría que permite la adición booleana de formas, permitiendo crear estructuras arbitrarias.

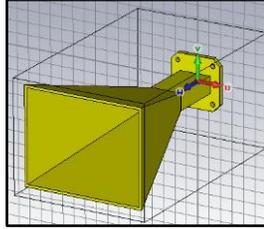


Figura 30: Estructura en 3D simulada en CST

Al modelar una antena se debe tomar en cuenta las propiedades de campo lejano o campo cercano de la antena. Para este propósito en CST se emplea la opción de *monitores de campo*, donde se debe ingresar la frecuencia de interés a la que se desea trabajar. El monitor de campo lejano calculará y graficará el patrón de radiación de la antena, esto es de mucha utilidad ya que en base a este parámetro se puede caracterizar a la antena en cuestión.

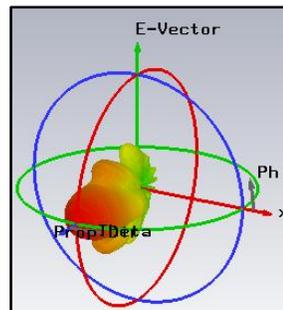


Figura 31: Ejemplo de patrón de radiación en CST

2.6. Radioenlace de Microondas

2.6.1. Introducción

En un sistema de comunicaciones es importante establecer el balance de potencia entre el transmisor y el receptor, ya que la mínima señal detectable en este último fija la potencia mínima que ha de suministrar el primero (Cardama A. , 2002).

2.6.2. Ecuación de transmisión de Friis

Esta ecuación relaciona la potencia recibida y la potencia transmitida entre dos antenas separadas por una distancia $R > 2D^2/\lambda$, siendo D la mayor dimensión de cada antena. De la Figura 32, se asume que el transmisor es, en un principio, isotrópico.

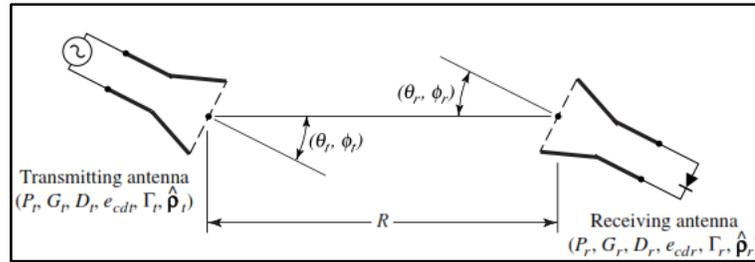


Figura 32: Orientación geométrica para la ecuación de transmisión de Friis.

Fuente: (Balanis, 2016)

Si la potencia de entrada en los terminales de la antena transmisora es P_t , entonces la densidad de potencia isotrópica W_0 , a una distancia R de la antena es:

$$W_0 = e_t \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad (2.41)$$

Donde

e_t : Eficiencia de radiación de la antena transmisora.

Para el caso de un transmisor no isotrópico, la densidad de potencia en dirección θ_t, ϕ_t , sería:

$$W_t = \frac{P_t G_t(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R^2} = e_t \frac{P_t D_t(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R^2} \quad (2.42)$$

Donde

$G_t(\theta_t, \phi_t)$ y $D_t(\theta_t, \phi_t)$: Representan la ganancia y directividad del transmisor.

El área efectiva de la antena receptora se relaciona con su eficiencia e_r y directividad D_r mediante:

$$A_r = e_r D_r(\theta_r, \phi_r) \left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right) \quad (2.43)$$

El valor de la potencia en la antena receptora, en función del área efectiva de la antena y la densidad de potencia ($P_r = A_r W_t$), es:

$$\frac{P_r}{P_t} = e_t e_r \frac{\lambda^2 D_t(\theta_t, \phi_t) D_r(\theta_r, \phi_r)}{(4\pi R)^2} \quad (2.44)$$

Para antenas polarizadas alineadas para máxima radiación direccional y recepción, la expresión anterior se reduce a:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 G_{ot} G_{or} \quad (2.11)$$

Donde la expresión $\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)^2$ se la conoce como factor de pérdida en espacio libre (L_{bf}).

Estos valores expresados en dB resultan:

$$L_{bf} = 92.45 + 20 \log_{10} f(\text{GHz}) + 20 \log_{10} d(\text{Km}) \quad (2.46)$$

$$P_r(\text{dBm}) = P_t(\text{dBm}) + G_t + G_r - L_{bf} \quad (2.47)$$

CAPITULO 3

MODELACIÓN Y SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE MICROONDA

Tal como se mencionó en los objetivos del trabajo de investigación, es necesario modelar las antenas de bocina del sistema de microondas MAT 20, empleando una técnica de simulación por computadora, en este caso *CST Microwave Studio*. Este diseño debe cumplir las especificaciones de patrón de radiación, ancho de haz, ganancia, pérdida de retorno, y VSWR establecidos mediante conceptualización teórica en el Capítulo 2 y especificaciones del fabricante detallados en el Anexo I.

Las características del equipo donde se realizó las simulaciones de los cuatro tipos de antena de bocina son: sistema operativo Windows 7 Ultimate 64 bits, procesador Intel (R) Core (TM) i7-2640M CPU @ 2.80GHz, memoria instalada (RAM) 8.00 GHz.

Debido a la falta de especificación del fabricante, se asumió el material para el diseño de las antenas como un conductor eléctrico perfecto (PEC), con permitividad relativa $\epsilon_r = 1$, permeabilidad magnética relativa $\mu_r = 1$, y conductividad eléctrica $\sigma = \infty$; además este tipo de material es práctico para estructuras cerradas como guías de onda, conectores y filtros (CST, 2009).

Las simulaciones se realizaron para el rango de frecuencia de 8-12GHz con pasos de 0.5GHz. Para modelar la antena se utilizó el monitor de campo E y de campo lejano, además se empleó el solucionador transitorio (*transient solver*) con una precisión de -30 dB, es decir que la simulación termina cuando la energía electromagnética en el dominio computacional cae por debajo de este nivel.

El tiempo de simulación es aproximadamente de 2 minutos para cada antena.

3.1. Bocina sectorial de plano E

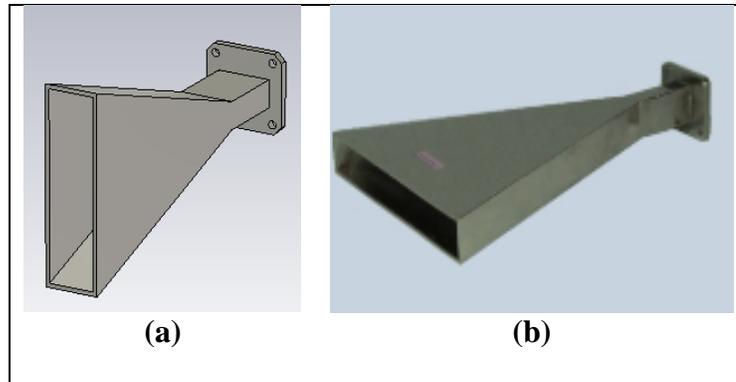


Figura 33: Bocina sectorial de plano E (a) CST y (b) sistema MAT20

La bocina sectorial de plano E ha sido simulada para un rango de frecuencia de banda “X” la cual incluye consideraciones de guía de onda y dimensiones de abertura.

La geometría de la bocina es modelada como se muestra en la Figura 34 (a) y (b), con espesor de 2 [mm], dimensiones de abertura pared ancha $b_1 = 9.9$ [cm], longitud de la bocina $\rho_1 = 14.4$ [cm], y $\rho_e = 15.1$ [cm]. Similarmente las dimensiones de la guía de onda de pared ancha $a = 2.7$ [cm], guía de onda de pared angosta $b = 1.4$ [cm], y la longitud de la guía de onda $l = 3.5$ [cm].

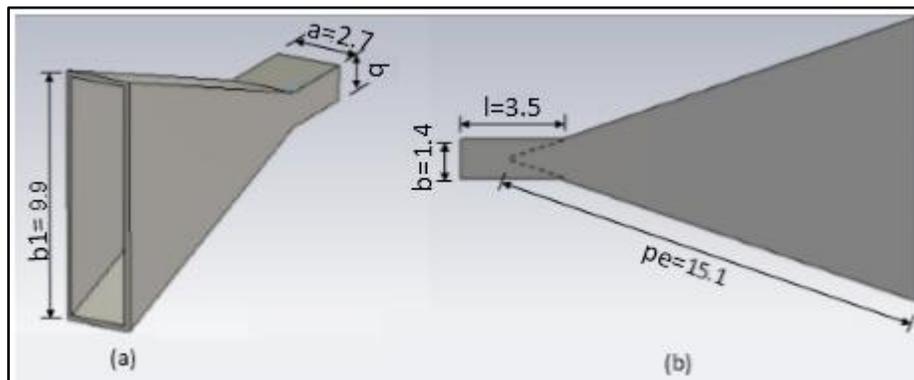


Figura 34: Geometría de la bocina

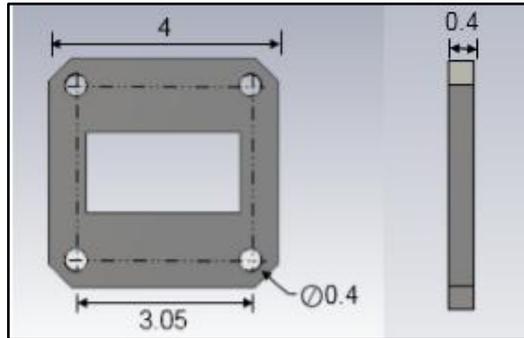


Figura 35: Geometría del adaptador de guía de onda

Es necesario, como primer punto, verificar si existe propagación de ondas electromagnéticas en función de la geometría de la guía de ondas. Empleando las ecuaciones (2.13)-(2.15) se tiene:

$$u' = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{\sqrt{1}} = 1 \quad (3.1)$$

$$f_{cTE10} = \frac{u'}{2a} = \frac{1}{2(0.027)} = 18.51GHz \quad (3.2)$$

Como se cumple la condición que $f < f_{cTE10}$, es decir que existe propagación en la guía de onda una frecuencia de 10.5GHz, se procede con el análisis de las características de radiación de la bocina.

3.1.1. Patrón de radiación empleando software de simulación

El resultado del análisis de campo lejano, en 10.5 GHz como punto de media potencia, se muestra en la Figura 36.

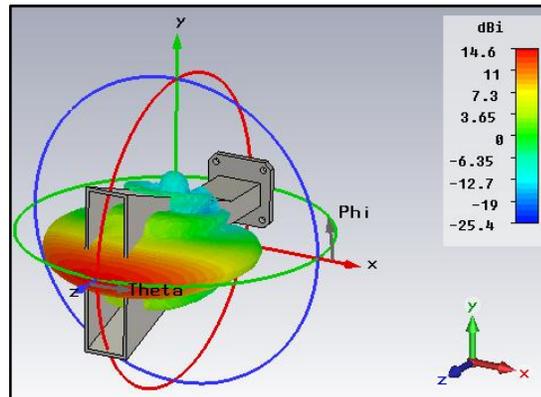


Figura 36: Patrón de radiación tridimensional

La gráfica polar del patrón de radiación obtenida para el plano E y H son coherentes con los presentados en la Figura 14. Como se esperaba el patrón normalizado en el plano E (Figura 37) es más angosto que el del plano H (Figura 38) debido a las dimensiones de la bocina en esa dirección.

En la Figura 36 se observa el valor correspondiente a la ganancia máxima, en este caso 14.6 dBi para la frecuencia de 10.5GHz. Pese que la comparación con la ganancia proporcionada por el fabricante (13dBi) muestra una diferencia de 1.6dBi, este desajuste no se lo considera como resonancia, concluyendo que el diseño empleando CST satisface el requerimiento de ganancia máxima caracterizada por el fabricante.

Como se estudió en el Capítulo 2, el ancho de haz de media potencia (HPBW) es definido como el ancho angular en grados en los puntos a ambos lados del lóbulo principal donde el nivel de radiación es 3dB inferior que el valor del lóbulo principal. En este caso 16.1° en el plano E (Figura 37) y 63.9° en el plano H (Figura 38), valores muy cercanos a los establecidos por el fabricante de 20° y 80° para los planos E y H respectivamente. La relación frente-espalda, tomada desde el patrón de radiación en plano E, es la diferencia en dB de la dirección de máxima radiación y la dirección diametralmente opuesta, en este caso $14.6 - (-5.652) = 20.252$ dB, desde los cursores 1 y 2.

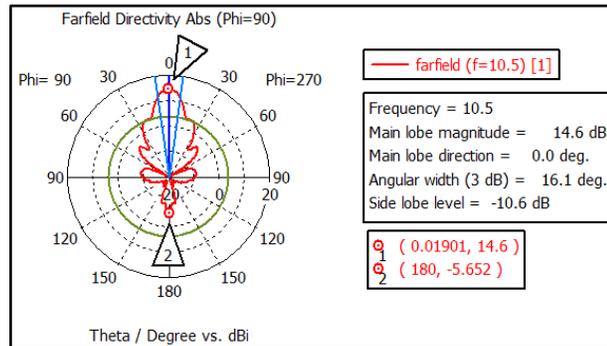


Figura 37: Gráfica polar de patrón de radiación en plano E

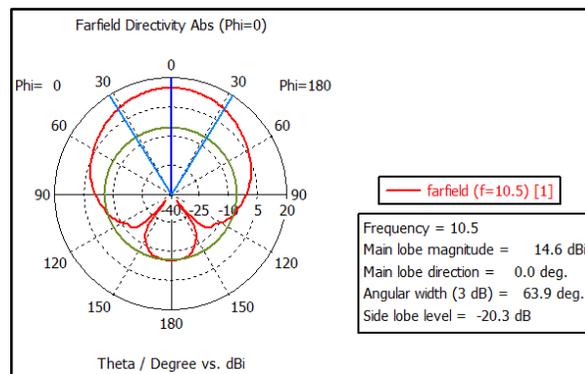


Figura 38: Gráfica polar de patrón de radiación en plano H

3.1.2. Parámetros S empleando software de simulación

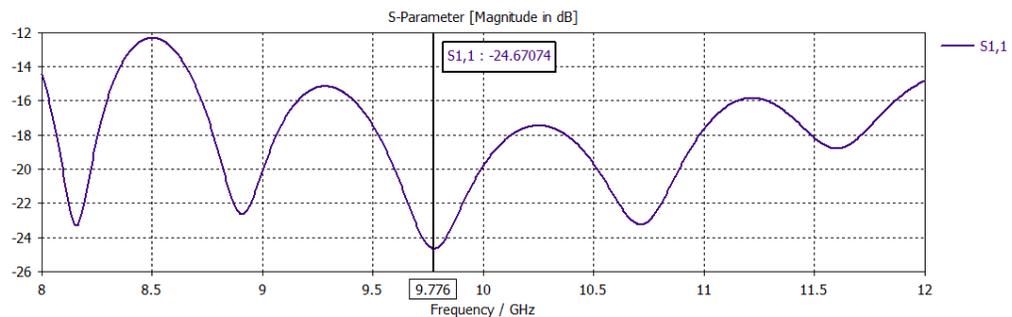


Figura 39: Gráfica de parámetro S11

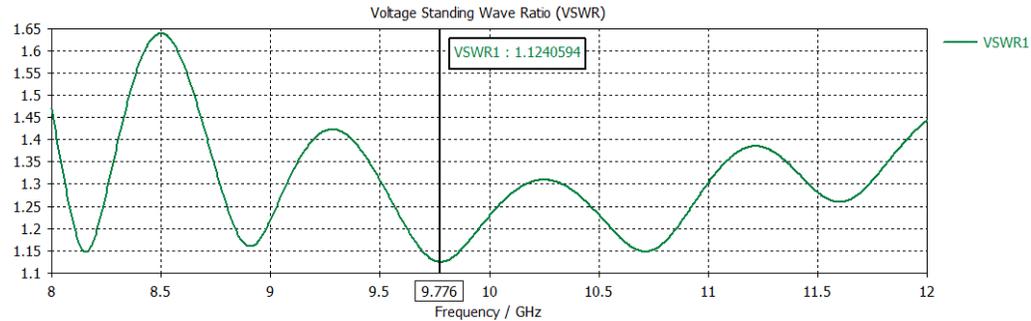


Figura 40: Gráfica de VSWR

El coeficiente de reflexión o parámetro S11 muestra un pico mínimo de -24.67dB en 9.77 GHz, sin embargo en la frecuencia de resonancia de la bocina (10.5GHz) se observa un valor de -19.75dB. En cuanto a la relación de onda estacionaria se aprecia un valor de 1.12 en el pico mínimo de frecuencia, y un valor de 1.23 en la frecuencia de interés o 10.5 GHz.

3.1.3. Cálculo de Directividad

El cálculo de la directividad de la bocina sectorial de plano E se la realizó en base a la teoría expuesta en la sección 2.4.1. Empleando las dimensiones mostradas en la Figura 34 (a) y (b) y las ecuaciones (2.21) y (2.23) para el cálculo de B y D_E respectivamente, a una frecuencia de 10.5GHz se tiene que:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3E8 [m/s]}{10.5E9[1/s]} = 0.02857 [m] \quad (3.3)$$

$$B = \frac{b_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50}{\frac{\rho_e}{\lambda}}} = \frac{0.099 [m]}{0.02857 [m]} \sqrt{\frac{50}{\frac{0.151 [m]}{0.02857 [m]}}} \quad (3.4)$$

$$B = (3.4652)(3.075) = 10.65$$

Para $B=10.65$, desde la Figura 17 se obtiene un valor de $G_E = 82$. De esta manera usando (2.23) se tiene:

$$D_E = \frac{a}{\lambda} \frac{G_E}{\sqrt{\frac{50}{\frac{\rho_e}{\lambda}}}} = \frac{0.027 [m]}{0.02857 [m]} \frac{82}{3.075} \quad (3.5)$$

$$D_E = (0.94)(26.66) = 25.19 \Leftrightarrow 14.01dB \quad (3.6)$$

Dado que las antenas de bocina tienen muy poca pérdida, se puede decir que la ganancia, en la dirección de máxima radiación, es igual a la magnitud del lóbulo principal (directividad). De esta manera se observa una excelente concordancia entre el resultado obtenido empleando software de simulación y el valor de D_E .

3.2. Bocina sectorial de plano H

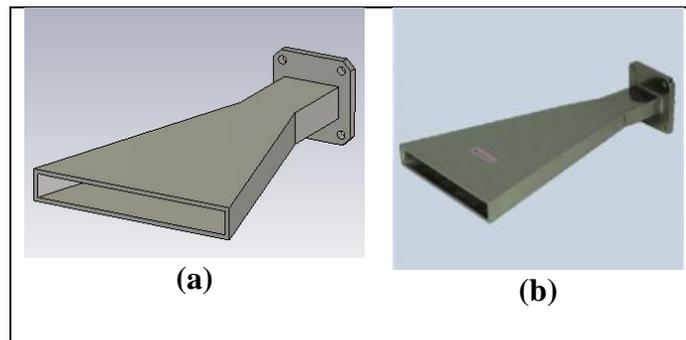


Figura 41: Bocina sectorial de plano H (a) CST y (b) MAT20

Para operar en un rango de frecuencia de banda “X” la geometría de la bocina es modelada como se muestra en la Figura 42, con espesor de 2 [mm], dimensiones de abertura de pared ancha $a_1 = 9.9 [cm]$, longitud de la bocina $\rho_2 = 16 [cm]$, y $\rho_h = 16.7 [cm]$. Del mismo modo las dimensiones de la guía de onda de pared ancha $a=2.8$

[cm], guía de onda de pared angosta $b=1.5$ [cm], y la longitud de la guía de onda $l=4$ [cm].

Las dimensiones del adaptador de guía de onda son similares a los indicados en la Figura 35.

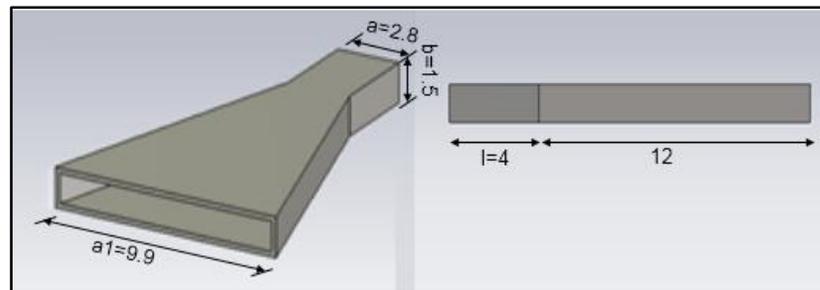


Figura 42: Geometría de la bocina.

Se verifica si existe propagación de ondas electromagnéticas en función de la geometría de la guía de ondas. Empleando las ecuaciones (2.13)-(2.15) se tiene:

$$u' = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{1}} = 1 \quad (3.7)$$

$$f_{cTE10} = \frac{u'}{2a} = \frac{1}{2(0.028)} = 17.85 \quad (3.8)$$

Como se cumple la condición que $f < f_{cTE10}$, a una frecuencia de 10.5GHz, se procede con el análisis de las características de radiación de la bocina.

3.2.1. Patrón de radiación empleando software de simulación

El patrón de radiación de la bocina sectorial en plano H en función de las coordenadas espaciales se muestra en la Figura 43. Las características de radiación en la región de campo lejano a una frecuencia de 10.5 GHz se detallan en las Figuras 44 y 45.

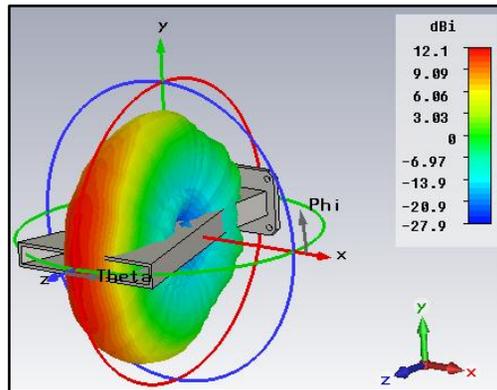


Figura 43: Patrón de radiación tridimensional

Las gráficas del patrón en plano E y plano H mostradas en las Figuras 44 y 45 respectivamente presentan una alta concordancia con los de la Figura 20 de la sección 2.4.2

En la dirección de máxima radiación se observa una ganancia de 12.1 dBi, que en contraste con los 10dBi proporcionados por el fabricante en el Anexo I presentan una diferencia de aproximadamente 2dBi; probablemente este error se debe a que se consideró al material de la antena simulada como un conductor eléctrico perfecto por falta de especificaciones del fabricante.

El ancho de haz de media potencia (HPBW) o ancho angular es de 19° en el plano H y 95.7° en el plano E, valores cercanos a los detallados en el Anexo I de 22° y 100° para los planos H y E respectivamente.

La relación frente-espalda RFE, es la diferencia en dB de la dirección de máxima radiación y la dirección diametralmente opuesta; desde el patrón de radiación en plano E de la Figura 45 se tiene: $11.4 - (-0.9872) = 12.3972$ dB, desde los cursores 1 y 2.

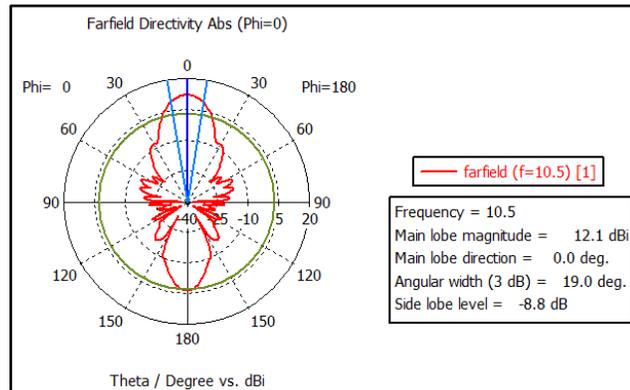


Figura 44: Gráfica polar de patrón de radiación en plano H

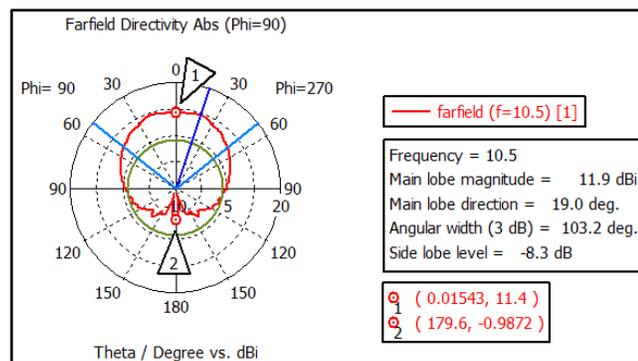


Figura 45: Gráfica polar de patrón de radiación en plano E

3.2.2. Parámetros S empleando software de simulación

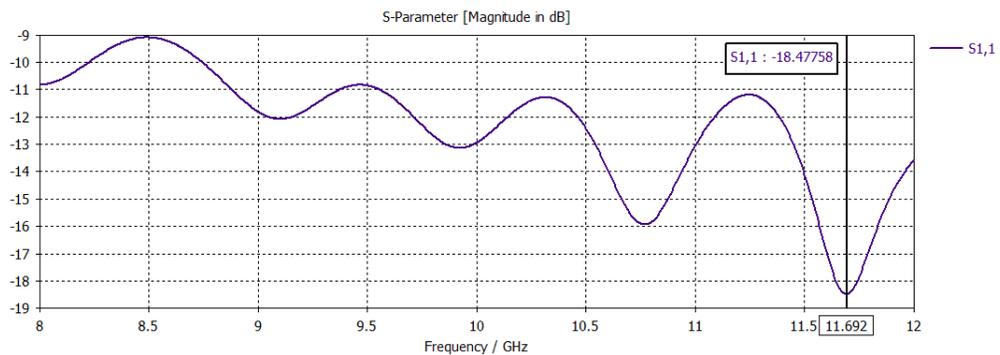


Figura 46: Gráfica de parámetro S11

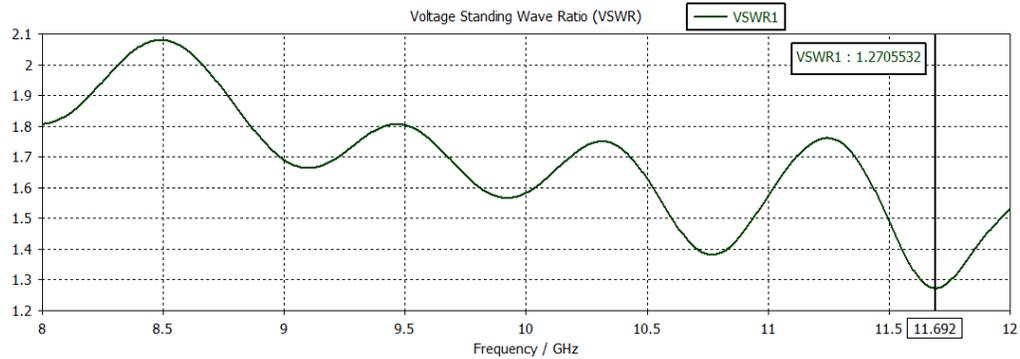


Figura 47: Gráfica de VSWR

El coeficiente de reflexión o parámetro S11 muestra un pico mínimo de -18.47dB en 11.69 GHz, sin embargo en la frecuencia de resonancia de la bocina (10.5GHz) se observa un valor de -18.47dB. En cuanto a la relación de onda estacionaria se aprecia un valor de 1.22 en el pico mínimo de frecuencia, y un valor de 1.62 en la frecuencia de resonancia de la antena, o 10.5 GHz.

3.2.3. Cálculo de Directividad

Empleando las ecuaciones 2.29 y 2.30 de la sección 2.4.2, y las dimensiones de la bocina sectorial de plano H mostradas en la Figura 42, a una frecuencia de 10.5GHz se tiene que:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3E8 [m/s]}{10.5E9[1/s]} = 0.02857 [m] \quad (3.9)$$

$$A = \frac{a_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50}{\frac{\rho_h}{\lambda}}} = \frac{0.099 [m]}{0.02857 [m]} \sqrt{\frac{50}{\frac{0.167[m]}{0.02857 [m]}}} \quad (3.10)$$

$$A = (3.4652)(2.9247) = 10.134$$

Para A=10.134, desde la Figura 23 se obtiene un valor de $G_H = 92.5$. De esta manera usando la ecuación 2.31 se tiene:

$$D_H = \frac{b}{\lambda} \frac{G_H}{\sqrt{\frac{50}{\frac{\rho_h}{\lambda}}}} = \frac{0.015 [m]}{0.02857 [m]} \frac{92.5}{2.9247} \quad (3.11)$$

$$D_H = (0.5250)(31.627) = 16.60 \Leftrightarrow 12.2dB$$

Ya que las bocinas tienen poca pérdida, se puede concluir que su directividad es aproximadamente igual a su ganancia. De este modo se evidencia que el valor de D_H obtenido teóricamente concuerda con la magnitud del lóbulo principal o ganancia de la Figura 43.

3.3. Bocina Piramidal

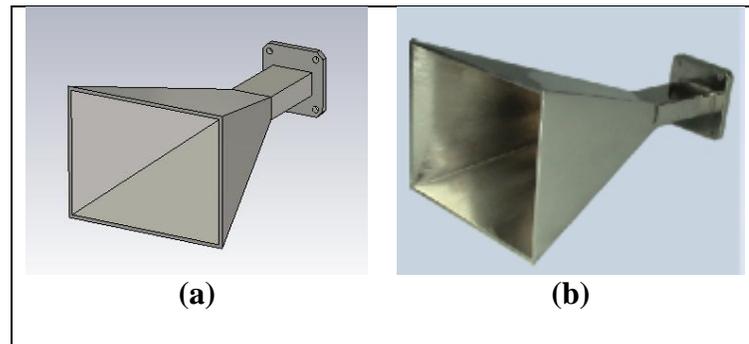


Figura 48: Bocina Piramidal (a) CST, y (b) MAT20

Para operar en un rango de frecuencia de banda “X” la geometría de la bocina es modelada como se muestra en la Figura 49 y 50, con espesor de 2[mm], dimensiones de abertura de pared ancha $\mathbf{a}_1 = 10 [cm]$, abertura de pared angosta $\mathbf{b}_1 = 7.9[cm]$, longitud de la bocina $\rho_e = 14.8 [cm]$, y $\rho_h = 16.4 [cm]$. Las dimensiones de la guía de onda de pared ancha $\mathbf{a}=2.6 [cm]$, guía de onda de pared angosta $\mathbf{b}=1.4 [cm]$, y la longitud de la guía de onda $l=4.8 [cm]$.

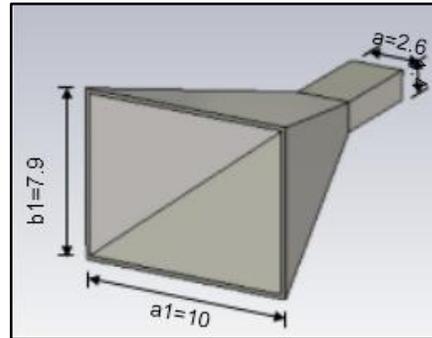


Figura 49: Geometría de la bocina

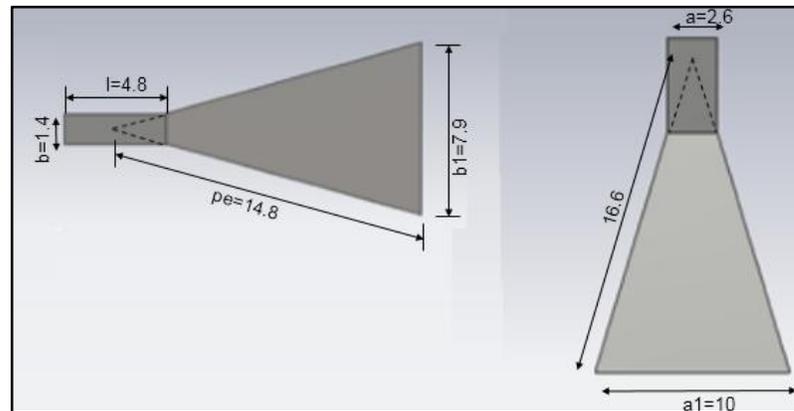


Figura 50: (a) Vista de plano E y (b) Vista de plano H

Se verifica si existe propagación de ondas electromagnéticas en función de la geometría de la guía de ondas. Empleando las ecuaciones (2.13)-(2.15) se tiene:

$$u' = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{1}} = 1 \quad (3.12)$$

$$f_{cTE10} = \frac{u'}{2a} = \frac{1}{2(0.026)} = 19.23 \quad (3.13)$$

Como se cumple la condición que $f < f_{cTE10}$, a una frecuencia de 10.5GHz, se procede con el análisis de las características de radiación de la bocina.

3.3.1. Patrón de radiación empleando software de simulación

La radiación máxima de la bocina piramidal está dirigida a lo largo del eje Z como se aprecia en la Figura 51. Las características de radiación en la región de campo lejano, a una frecuencia de 10.5 GHz se detallan en las Figuras 52 y 53.

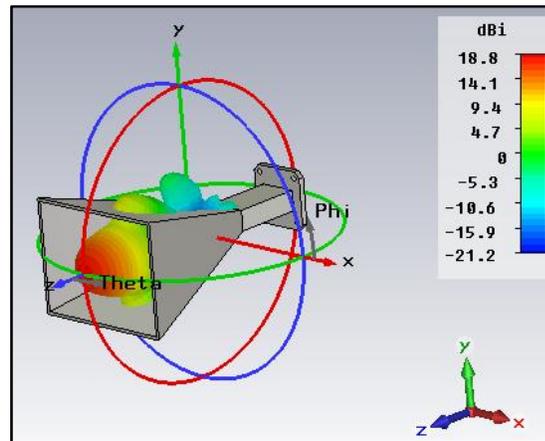


Figura 51: Patrón de radiación tridimensional

Como se estudió previamente, la geometría de este tipo de bocina es una combinación de las bocinas sectoriales de plano E y H, debido a esto las características de radiación de la bocina piramidal es igual al de las bocinas sectoriales en cada plano correspondiente, es decir el patrón de radiación es directivo en el plano E y en el plano H, como se muestra en las Figuras 52 y 53.

En la dirección de máxima radiación se observa una ganancia de 18.8 dBi. El ancho de haz de media potencia (HPBW) o ancho angular en los plano E y H toman valores de 19.7° y 20.8° respectivamente. La relación frente-espalda, tomada desde el patrón de radiación en plano E de la Figura 52, es $18.79 - (0.9572) = 17.82$ dB, desde los cursores 1 y 2.

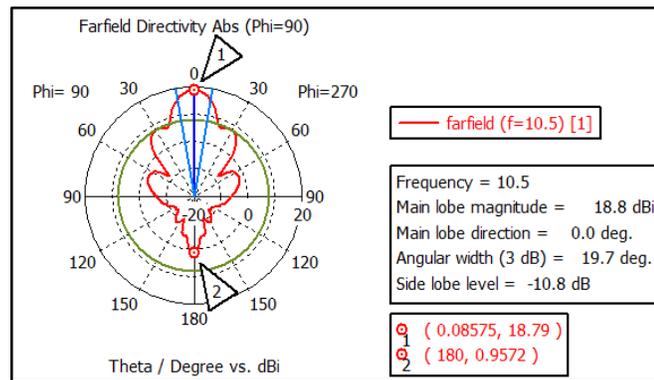


Figura 52: Gráfica polar de patrón de radiación en plano E

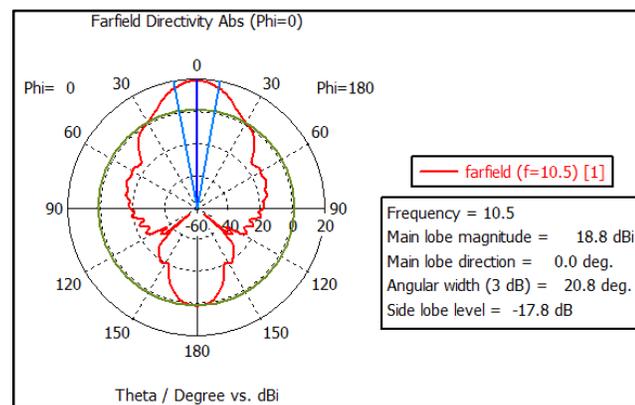


Figura 53: Gráfica polar de patrón de radiación en plano H

3.3.2. Parámetros S empleando software de simulación

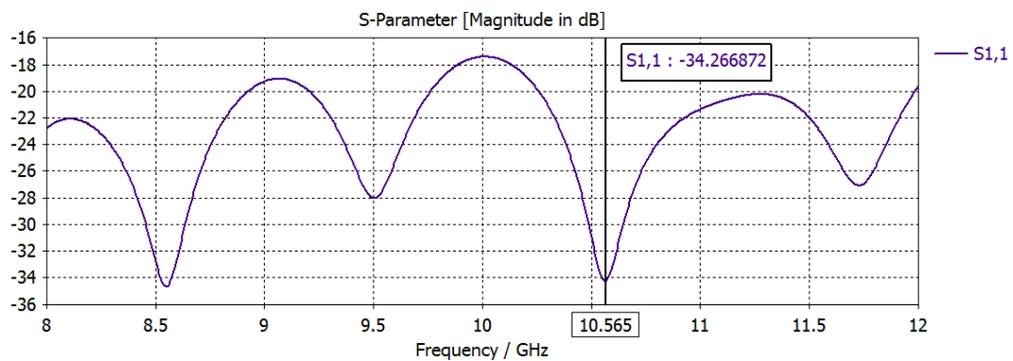


Figura 54: Gráfica de parámetro S11

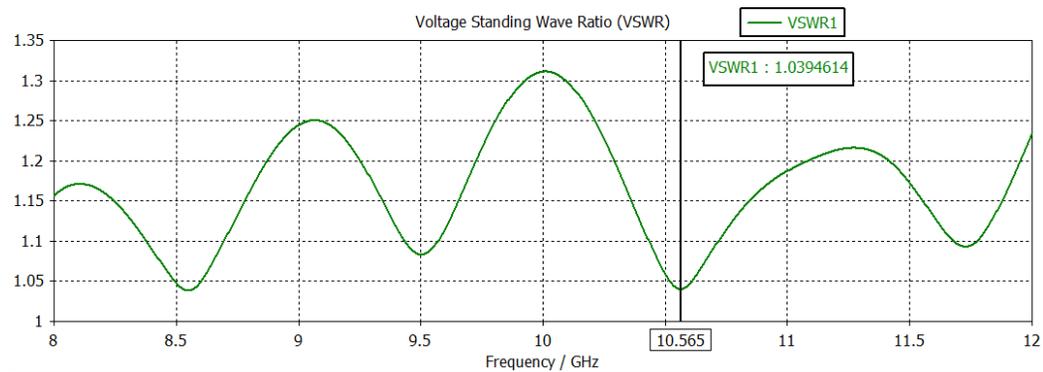


Figura 55: Gráfica de VSWR

En la Figura 54, se observa la respuesta en frecuencia de las pérdidas de retorno o S11, en este caso la antena resuena en la frecuencia de operación aproximadamente a 10.5GHz, teniendo para la misma una pérdida de retorno de -34.26 dB y un valor de VSWR de 1.039.

3.3.3. Cálculo de Directividad

Empleando las ecuaciones (2.32) y (2.33) de la sección 2.4.3, y las dimensiones de la bocina piramidal de las Figura 49 y 50, a una frecuencia de 10.5GHz se tiene que:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3E8 [m/s]}{10.5E9[1/s]} = 0.02857 [m] \quad (3.14)$$

$$A = \frac{a_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50}{\frac{\rho_h}{\lambda}}} = \frac{0.1 [m]}{0.02857 [m]} \sqrt{\frac{50}{\frac{0.164[m]}{0.02857 [m]}}} \quad (3.15)$$

$$A = (3.5)(2.951) = 10.329$$

$$B = \frac{b_1}{\lambda} \sqrt{\frac{50}{\frac{\rho_e}{\lambda}}} = \frac{0.079 [m]}{0.02857 [m]} \sqrt{\frac{50}{\frac{0.148 [m]}{0.02857 [m]}}} \quad (3.16)$$

$$B = (2.765)(3.106) = 8.59$$

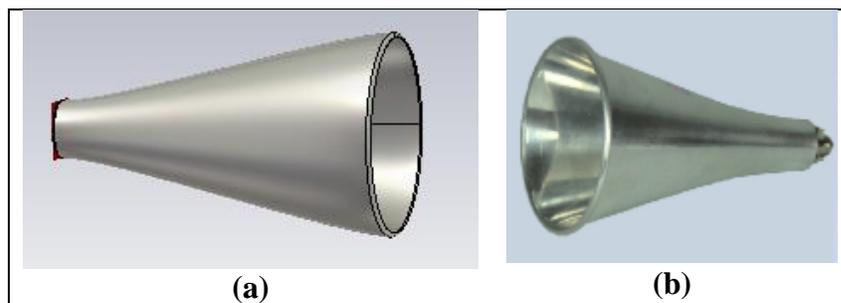
Para el valor de $A=10.3$, desde la Figura 17 se obtiene un valor de $G_E = 77.5$; y para $B=8.6$, desde la Figura 23 se tiene un valor de $G_H = 93$. De esta manera empleando (2.33), se calcula la directividad como:

$$D_P = \frac{G_E G_H}{10.1859 \sqrt{\frac{50}{\frac{\rho_e}{\lambda}}} \sqrt{\frac{50}{\frac{\rho_h}{\lambda}}}} = \frac{(77.5)(93)}{10.1859(3.106)(2.951)} \quad (3.17)$$

$$D_P = \frac{7207.5}{93.36} = 77.19 \Leftrightarrow 18.8 \text{ dB}$$

De este modo se evidencia que el valor de D_P obtenido teóricamente concuerda con la magnitud del lóbulo principal o ganancia de la Figura 51.

3.4. Bocina Cónica



Gráfica de la bocina piramidal (a) CST, y (b) MAT20

Para operar en banda “X” de frecuencia, la geometría de la bocina es modelada como se muestra en la Figura 56. El diámetro de la abertura de la bocina tiene un valor de $d_m = 10.5$ [cm], una longitud $L = 18$ [cm], $l = 19.23$ [cm], diámetro $d = 10.5$ [cm] y una abertura de circunferencia (perímetro) $C = 32.98$ [cm].

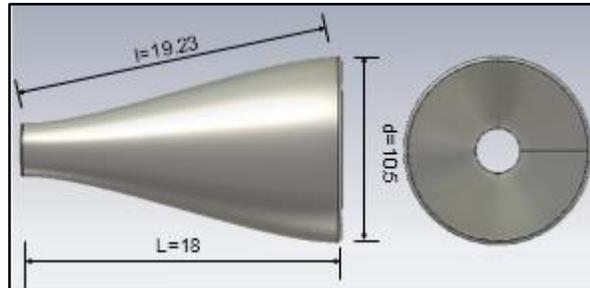


Figura 56: Geometría de la bocina cónica

3.4.1. Patrón de radiación empleando software de simulación

El patrón de radiación de la bocina cónica en función de las coordenadas espaciales se muestra en la Figura 57.

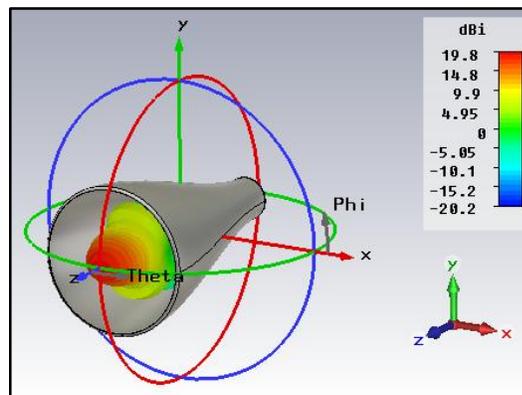


Figura 57: Patrón de radiación tridimensional

Los patrones en campo lejano en los planos E y H se muestran en las Figuras 58 y 59 respectivamente, las mismas son comparadas con los patrones teóricos de la Figura 29 a) y b) encontrando una alta concordancia en todas las regiones de la gráfica.

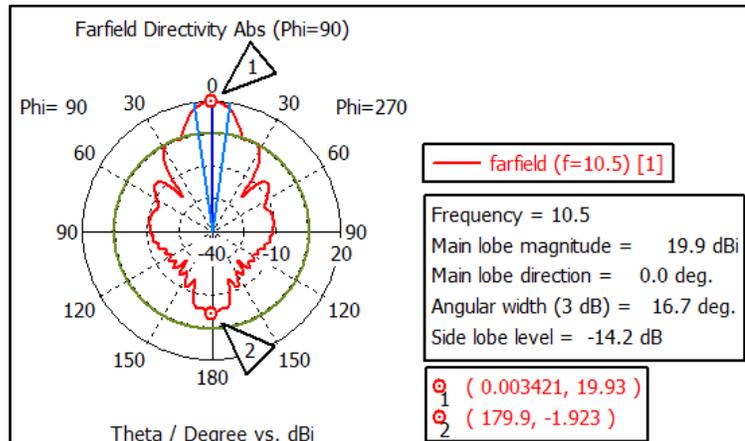


Figura 58: Gráfica polar de patrón en plano E

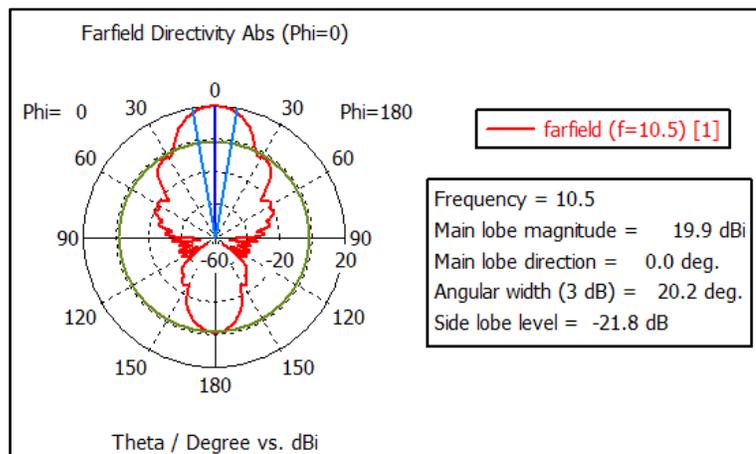
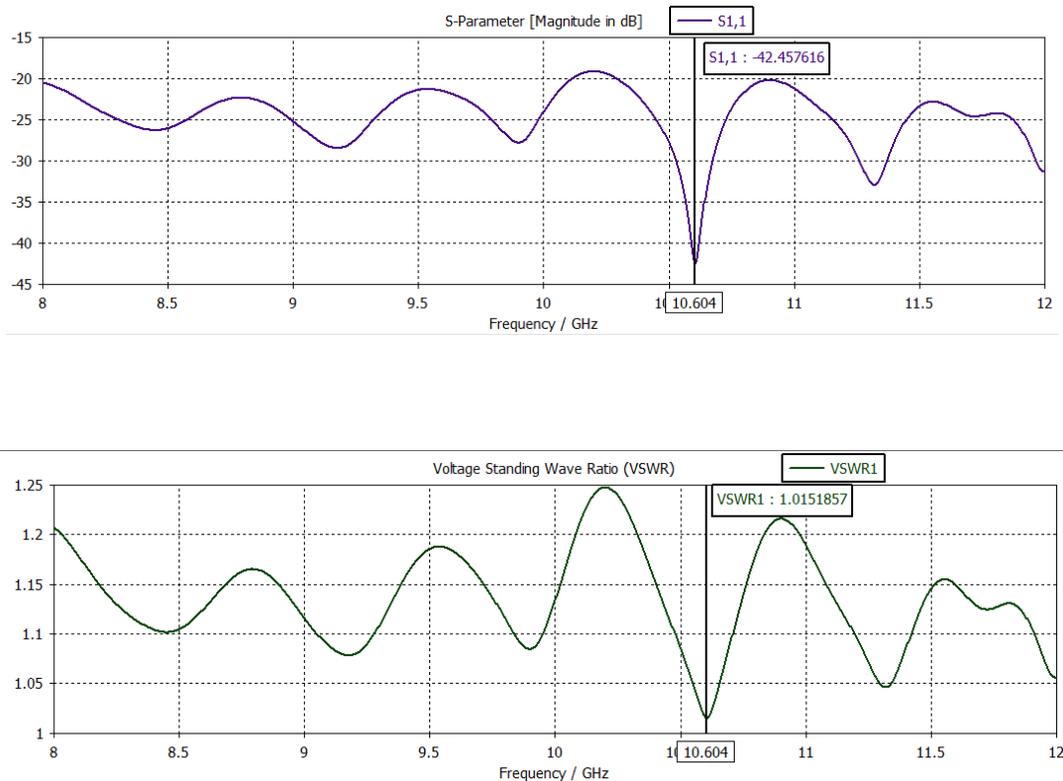


Figura 59: Gráfica polar de patrón en plano H

En la dirección de máxima radiación se observa una ganancia de 19.9 dBi. El ancho de haz de media potencia (HPBW) o ancho angular es de 16.7° en el plano E y 20.2° en

el plano H. La relación frente-espalda, tomada desde el patrón de radiación en plano E de la Figura 58, es $19.93 - (-1.923) = 21.83$ dB, desde los cursores 1 y 2.

3.4.2. Parámetros S empleando software de simulación



En las figuras anteriores se observa la respuesta en frecuencia de las pérdidas de retorno o S₁₁, en este caso la antena resuena en la frecuencia de operación aproximadamente a 10.6GHz, teniendo para la misma una pérdida de retorno de -42.45 dBm y un valor de VSWR de 1.015.

3.4.3. Cálculo de Directividad

Empleando las ecuaciones (2.37) – (2.40) de la sección 2.4.4, las dimensiones de la bocina mostrada en la Figura 56, y un valor de $\lambda = 0.02857$ a una frecuencia de 10.5GHz se tiene que:

$$d_m \cong \sqrt{3l\lambda} = \sqrt{3(0.1923)(0.02857)} \cong 0.128 \quad (3.18)$$

$$s = \frac{d_m^2}{8\lambda} = \frac{(0.128)^2}{8(0.02857)(0.1923)} = 0.375 \quad (3.19)$$

Como $L > 3\lambda$ ($0.18 > 0.08751$), se emplea la ecuación 2.38 (b):

$$L_{(s)} = 0.7853 - 0.3976(0.375) + 13.112(0.375)^2 + 3.901(0.375)^3 \quad (3.20)$$

$$L_{(s)} = 2.68$$

$$D_c = 10 \log_{10} \left(\frac{C}{\lambda} \right)^2 - L(s)$$

$$D_c = 10 \log_{10} \left(\frac{0.3298}{0.02857} \right)^2 - 2.68 \quad (3.21)$$

$$D_c \Leftrightarrow 18.55 \text{ (dB)}$$

Ya que las bocinas tienen poca pérdida, se puede concluir que su directividad es aproximadamente igual a su ganancia. De este modo se evidencia que el valor de D_c obtenido teóricamente concuerda con la magnitud del lóbulo principal o ganancia de la Figura 57.

CAPITULO 4

MEDICIÓN DEL SISTEMA DE MICROONDAS Y ANÁLISIS DE ERRORES

El Sistema Avanzado de Entrenamiento en Microondas MAT 20 se basa en un *software* (*Antenna Plot System*) que se ejecuta en sistema operativo *Windows XP*, y un hardware conformado por un controlador de motor a pasos y una amplia selección de equipos que operan en Banda “X”.

- **Antenna Plot System:** El programa traza el diagrama de la potencia relativa en dB y da una indicación de la ganancia en dBi de las antenas medidas.

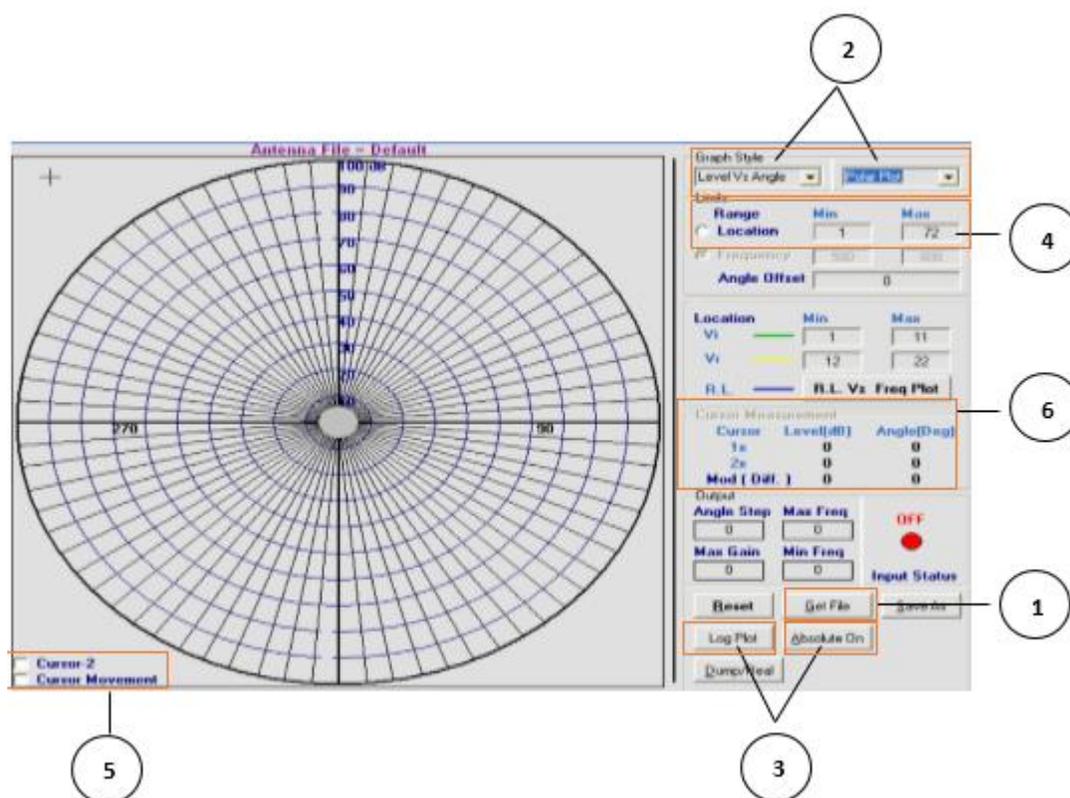


Figura 60: Pantalla del software Antenna Plot System.

- 1) Get File Permite cargar el archivo con extensión MDB previamente guardado.
- 2) Estilo del Grafica los datos adquiridos de la antena en forma polar o gráfico cartesiana y en función del nivel Vs ángulo o nivel Vs frecuencia.
- 3) Apariencia Permite graficar el patrón de radiación de manera absoluta o del gráfico relativa. El absoluto grafica la densidad de potencia o la intensidad del campo eléctrico, donde la antena permanece en el centro de la gráfica polar y el radio equivale a la distancia física de la antena a un punto. El relativo grafica estos mismos parámetros en función de un punto de referencia, en este caso el radio.
Se puede seleccionar además la escala logarítmica y lineal.
- 4) Límites Se establece dependiendo del valor de posiciones angulares que se han configurado en el receptor. Por ejemplo si se configura posiciones de 5° , se tendrán 72 mediciones (1-72).
- 5) Cursores Muestra el nivel instantáneo y el ángulo de movimiento del cursor cuando este se desplaza sobre el gráfico. Es posible seleccionar un punto fijo dando doble *click* sobre el gráfico.
- 6) Medición Muestra el nivel y el ángulo de la posición de cada cursor, y la del cursor diferencia entre estos dos niveles.

- **Unidad de Control de Pasos (SCU):** Proporciona un pulso de 10ms al alcanzar una posición en particular. Esta salida de pulsos se transmite al *Trigger Stepper* del receptor (Rx). Por lo tanto, cuando la SCU opera en modo automático con pasos de 5° y posición inicial de 0° , dará 72 impulsos al RX para tomar 72 lecturas antes de detenerse. Para cada impulso recibido desde el SCU, el Rx almacena la lectura instantánea de dBuV del receptor que luego se puede cargar a la PC desde el menú.

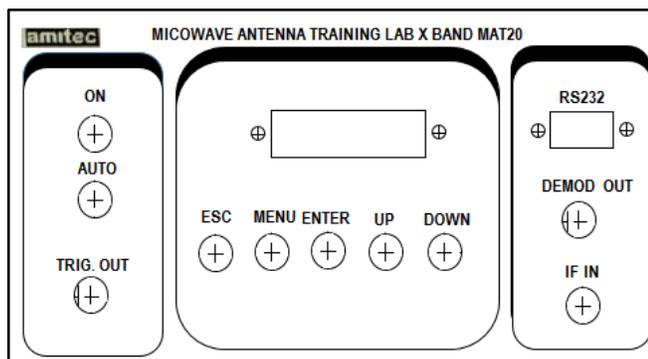


Figura 61: Esquema de la Unidad de Control de Pasos

UP	Botón empleado para incrementar la posición angular del motor a pasos, previamente seleccionado el tamaño de la posición angular. Además es usado para desplazarse en las opciones del menú.
DOWN	Botón empleado para disminuir la posición angular, y desplazarse en las opciones del menú.
MENU	Botón empleado para seleccionar los diferentes modos de operación. Al presionar una vez aparece la opción de locación en memoria que contienen los niveles de potencia almacenados en cada locación. Al presionar por segunda vez se observa el tamaño de paso, pudiendo seleccionar pasos de 1, 5, 10, o 45 grados. Al presionar nuevamente se puede observar y configurar el modo de rotación manual/automático del motor. Al presionar una vez más se puede llamar a una determinada posición en memoria. La última opción del menú es de selección del modo serial para cargar los datos al PC.
ENTER	Botón empleado para seleccionar algún modo de operación.
ESCAPE	Botón empleado para cancelar algún comando.
IF IN	Se lo conecta al IF out del receptor DRO. La señal de conversión descendente del receptor DRO se procesa para las mediciones. El IF es una réplica de la señal de microonda de la antena a frecuencia mucho menor.

RS232 Lugar donde se conecta una carga DB9 cuando los datos en memoria son enviados desde el MAT20 al PC vía RS232/COM/Puerto Serial.

Fuente de Poder Salida tipo banana con +15V para aplicar energía al transmisor DRO.

4.1. Estudio de antenas de bocina

4.1.1. Objetivos:

- Dibujar el patrón de radiación de las antenas de bocina (sectorial de plano E, sectorial de plano H, piramidal y cónica) en los planos E y H, en gráfica polar.
- Medir en ancho de haz (-3dB), relación frente espalda (RFE), directividad y ganancia de las antenas de bocina.
- Medir la pérdida de retorno y VSWR empleando el acoplador direccional.

4.1.2. Equipos Empleados:

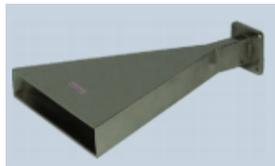
- Bocina cónica



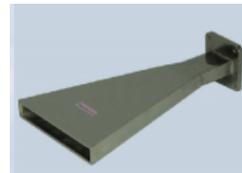
- Bocina piramidal



- Bocina sectorial de plano E



- Bocina sectorial de plano H



- Adaptador de guía de onda a coaxial



- Transmisor DRO



- Receptor DRO



- Soporte para SCU y antena.



- Soporte de guía de ondas



- Adaptador SMA SMA



- Atenuador de 20dB



- Cable de teflón SMA-SMA RG174



- Unida de control de pasos (SCU)



- Acoplador direccional



- Software Antenna Plot System



- Analizador de espectros Tektronix 2792.



- Analizador de espectros GWinstek-GSP-830



Las características técnicas de los equipos empleados se detallan en el Anexo I.

4.1.3. Principios de operación:

El desarrollo de las mediciones se basó en los siguientes principios de operación:

- Trazar un diagrama polar implica medir y registrar la intensidad de la señal recibida en intervalos conocidos como posiciones angulares.
- Para esto es necesario una fuente de señal RF de nivel constante (proporcionada por el transmisor DRO) y de un receptor. La salida RS-232 del receptor está conectada con el puerto DB9 de una PC.
- La distancia mínima entre el transmisor y receptor debe asegurar que se prueben las antenas en la región de campo lejano. Es decir que debe ser de al menos $2D^2/\lambda$, siendo D la dimensión más larga de la antena o, en este caso ρ_e para la bocina sectorial de plano E, ρ_h para la bocina sectorial en plano H y bocina piramidal, y l para la bocina cónica.
- Como antena de referencia se empleó una bocina piramidal debido a su característica de iluminar en ambas direcciones, es decir entrega un patrón de radiación muy directivo en los planos E y H. Además resulta útil al caracterizar una bocina cónica cuyo patrón esperado es directivo.
- Debe existir continuidad en la unión de la guía de onda a coaxial y la antena de bocina, es decir sus aberturas deben conectarse de manera que queden acopladas entre sí.



Figura 62: Ejemplo (a) Guía de onda desacoplada y (b) Guía de onda acoplada

- Si la sonda dentro de la guía de ondas al adaptador coaxial está polarizada verticalmente, se dice que está en plano de elevación o plano H. Del mismo modo, si la sonda dentro de la guía de ondas al adaptador coaxial está polarizada horizontalmente, se dice que está en el plano azimutal o en el plano E.

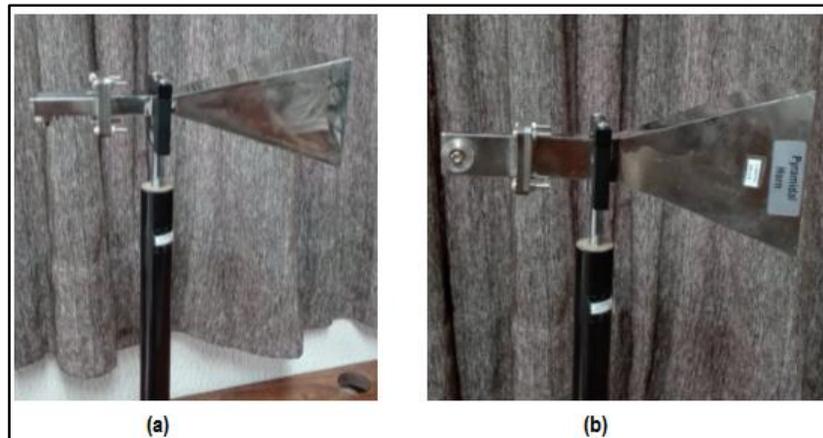


Figura 63: (a) Polarización horizontal, (b) Polarización vertical.

- Para trazar el diagrama polar de la estación receptora, la antena de la estación transmisora (antena de referencia) permanece fija y la antena de la estación receptora gira sobre su propio eje en sentido horario de 0° a 360° en posiciones angulares de 5° . Las antenas transmisora y receptora se ubicaron al mismo nivel y en los mismos planos de polarización para asegurar una máxima transferencia de señal.
- El patrón de radiación fue graficado en el *Software Antenna Plot System*, en función del nivel Vs ángulo y en forma polar debido a la facilidad para reconocer los lóbulos laterales; en forma relativa (solamente en escala lineal), ya que se traza una figura donde el valor del radio permanece constante para diferentes intensidades que dependen del ángulo.

4.1.4. Procedimiento:

Análisis de Frecuencia Intermedia (F.I.).

El equipo receptor DRO actúa como un dispositivo mezclador de frecuencia y es empleado para convertir una señal de muy alta frecuencia a una más baja denominada frecuencia intermedia. La característica robusta de este equipo se debe a que es térmicamente estable para brindar una alta fiabilidad, y es necesario que sea manipulado con cuidado.

Para la medición de la F.I. se procede de la siguiente manera:

- Se mide la frecuencia y potencia entregada por el Transmisor DRO, empleando el analizador de espectros Tektronix 2792, configurado en banda L (5.4-18GHz) como se muestra en la Figura 65. Se observa una potencia de -4.4 dBm en 10.5 GHz.

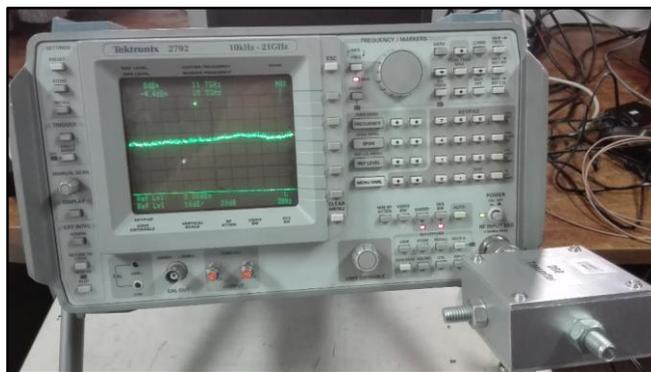


Figura 64: Medición de frecuencia y potencia en el transmisor.

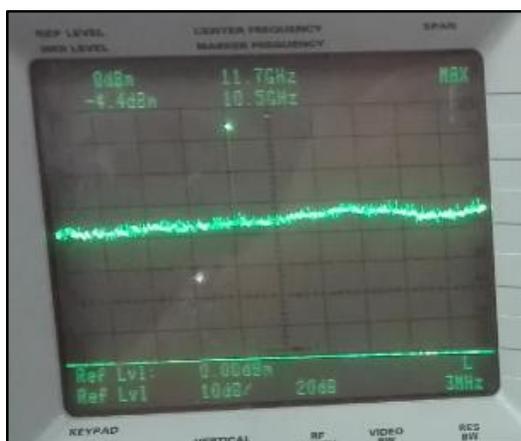


Figura 65: Medición de frecuencia y potencia de transmisión.

- Una vez medida la potencia de transmisión se conecta el Tx y Rx DRO mediante dos atenuadores de 20dB, para evitar saturar el Rx, asumiendo este valor como pérdidas en espacio libre de un radio-enlace.



Figura 66: Conexión de equipos para medición de F.I.

- Se alimenta el Tx y Rx con la fuente de alimentación proporcionada.
- La salida IF OUT del Rx DRO se la conecta, en primera instancia, a la entrada de RF del analizador de espectros GWinstek GPS-830 tal como se muestra en la Figura 67. Se observa una señal con un pico de frecuencia en 12.1 MHz (F.I.) y una potencia de -62.5 dBm.



Figura 67: Conexión al analizador de espectros para medición de F.I.

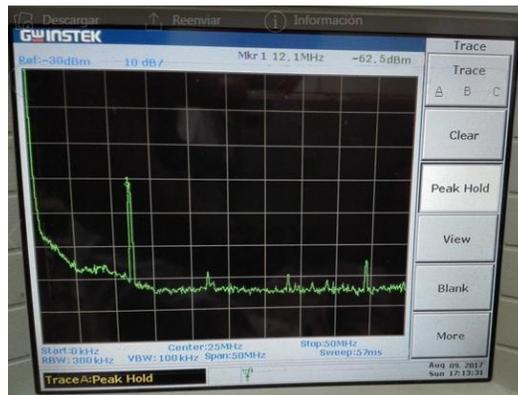


Figura 68: Medición de F.I.

A continuación, empleando el circuito de la Figura 66 se conecta la salida IF OUT del DRO receptor a la IF-IN del SCU, en pantalla se observa una potencia de -45.3 dBm, comprobando QUE EL SCU POSEE INTERNAMENTE UN AMPLIFICADOR DE APROXIMADAMENTE 20dB.



Figura 69: Medición de la potencia recibida en el SCU.

El resumen del diagrama de conexión para medición de F.I. se muestra en la siguiente figura, donde además se describe la potencia recibida en el analizador de espectros y el SCU.

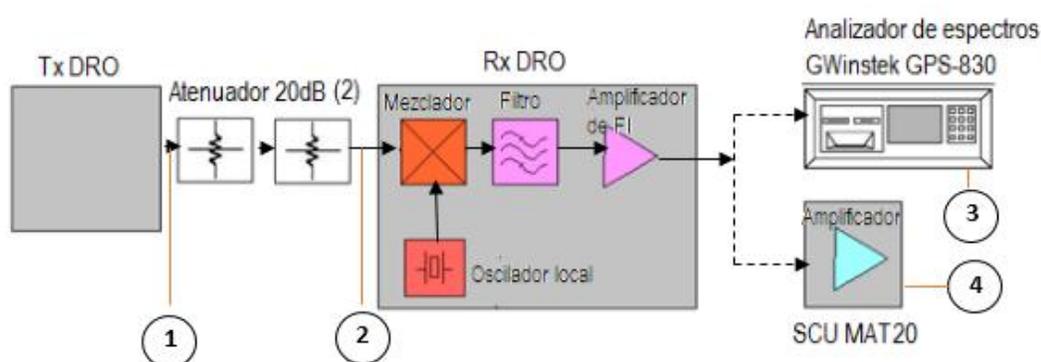


Figura 70: Diagrama de conexión del sistema para medición de F.I.

Tabla 2
Medición de F.I.

Punto	Potencia medida	Observaciones
1)	-4.4 dBm	Potencia del transmisor DRO medida con analizador de espectros Tektronix 2974.
2)	-44.4 dBm	Potencia a la salida de los dos atenuadores de 20 dB c/u.
3)	-62.5 dBm	Se consideran pérdida en cables, conectores y en el equipo Rx DRO.
4)	-45.3dBm	Se considera un amplificador interno de ~ 20 dB.

Una vez comprobado, mediante el analizador GWinstek, que la F.I. es proporcional a la del SCU, se procede a la medición de los objetivos planteados.

Medición del patrón de radiación.

El diagrama de conexión del sistema, para el estudio de las antenas de bocina, se muestra en la Figura 71, y la implementación respectiva, en la Figura 72.

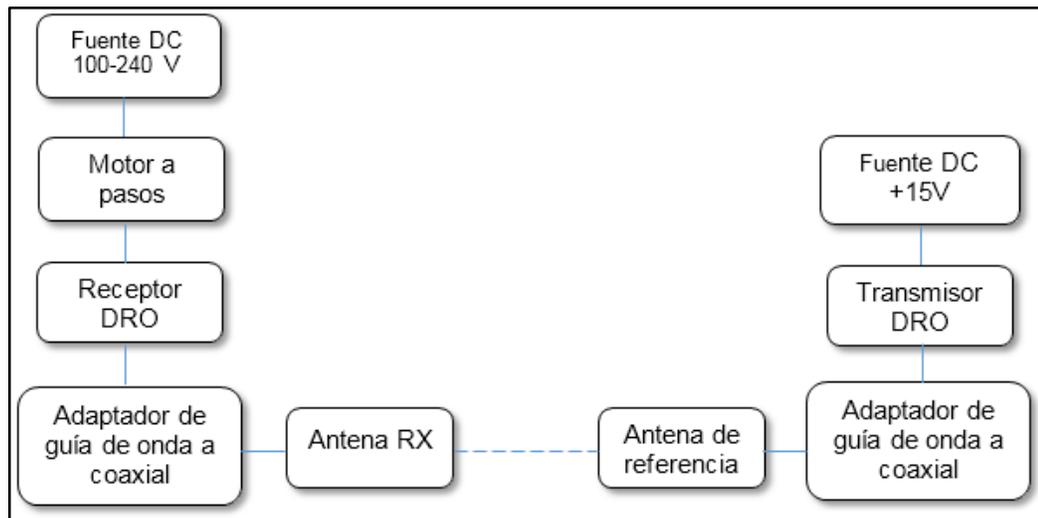


Figura 71: Diagrama de conexión para medición de patrón de radiación

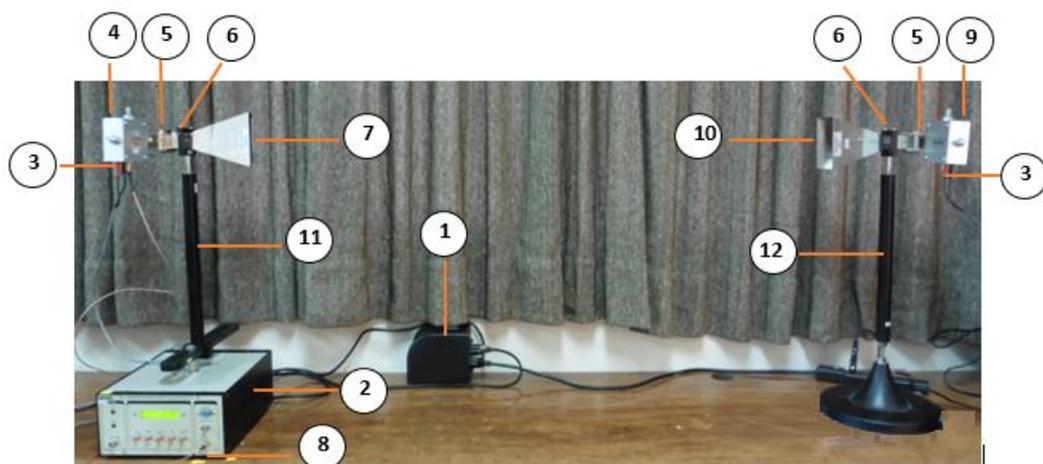


Figura 72: Ejemplo de conexión para medición de patrón de radiación.

- | | |
|------------------------------------------|--------------------------------|
| (1) Fuente DC 120V. | (7) Antena Rx. |
| (2) Unidad de control de pasos MAT20. | (8) Cable de teflón SMA-SMA. |
| (3) Cable de alimentación DC +15V. | (9) Transmisor DRO. |
| (4) Receptor DRO. | (10) Antena Tx de referencia |
| (5) Adaptador de guía de onda a coaxial. | (11) Soporte de antena de SCU. |
| (6) Soporte de guía de ondas. | (12) Soporte de antena. |

El procedimiento de medición del patrón de radiación es el siguiente:

- Colocar la antena Rx en el soporte de antena del SCU empleando un soporte de guía de ondas.
 - Conectar la antena Rx con el receptor DRO empleando (5). Mantener la antena horizontalmente polarizada. Para el caso de la bocina cónica, colocar el Rx DRO directamente sobre el soporte de antena del SCU, y conectar la bocina cónica al DRO.
 - Alimentar el receptor DRO desde el panel posterior del SCU empleando el cable de alimentación proporcionado.
 - Conectar la salida IF OUT del Rx DRO al puerto IF IN del SCU empleando un Cable de teflón SMA–SMA.
 - Colocar la antena Tx en el soporte empleando (6).
 - Conectar la antena Tx con el transmisor DRO empleando (5). Mantener la antena horizontalmente polarizada.
 - Alimentar el transmisor DRO empleando la fuente de alimentación proporcionada.
 - Ubicar las antenas a una distancia $R \geq 2D^2/\lambda$.
 - Encender el Tx DRO y el SCU desde el panel posterior, configurarlo en modo automático y en pasos de 5° desde la opción de menú. Rotar la antena Rx.
- OBSERVACIÓN: Al trabajar en alta frecuencia, en este caso a 10.5GHz, es necesario calibrar y alinear previamente todos los elementos antes de encender el equipo Tx, para evitar radiaciones en nuestro cuerpo y principalmente en los ojos.
- Cargar al PC las lecturas de potencia de cada pulso recibido en el motor a pasos, activando el modo serial desde la opción menú.
 - Abrir el archivo correspondiente desde el Software proporcionado, seleccionar gráfica polar en escala lineal.
 - La gráfica obtenida muestra el patrón de radiación en plano E.

- Sin alterar la configuración, girar la antena de bocina transmisora y receptora de polarización horizontal a polarización vertical, rotar la antena receptora en pasos de 5° , y cargar al PC las lecturas.
- Esta gráfica muestra el patrón de radiación en plano H.

Medición de ancho de haz (-3dB)

De los diagramas de patrón de radiación en plano E y H, se mide el ángulo donde la lectura es -3dB en cada lado del lóbulo principal. La diferencia entre estas posiciones angulares es el ancho de haz de la antena de bocina.

Medición de Relación Frente-Espalda

La Relación Frente-Espalda (RFE) es la habilidad de una antena direccional de concentrar su haz en una dirección específica. Su valor es la diferencia en dB de la dirección de máxima radiación y la dirección diametralmente opuesta, y se lo encuentra en base al diagrama polar del patrón de radiación en plano E.

Polarización de la antena

La polarización es la forma y la orientación de la extremidad del vector de campo eléctrico, ya que varía con el tiempo en un punto fijo en el espacio. Para una antena lineal como la bocina, la dirección de polarización es la dirección de su plano E o H de la guía de ondas.

Directividad de la antena

La directividad aproximada es calculada como:

$$D = \frac{41000}{\text{ancho de haz en pol. vertical} \cdot \text{ancho de haz en pol. horizontal}} \quad (4.1)$$

Ganancia de la antena

La ganancia es calculada como:

$$G = \frac{4\pi R[m]}{\lambda} * \left(\frac{P_r[pW]}{P_t[nW]} \right)^{0.5} \quad (4.2)$$

Donde:

R: Distancia entre las antenas Tx y RX [m].

λ : Longitud de onda, que a una $f=10.5\text{GHz}$, equivale a 0.02857.

P_t : Potencia que alimenta a la antena Tx [nW].

Potencia medida al conectar el RF OUT del Tx DRO directamente al Rx DRO, y la salida IF OUT a IF IN del SCU, el valor medido es equivalente a -2.1 dBm.

OBSERVACIÓN: El proceso de medición de potencia de transmisión descrito anteriormente es recomendado por el fabricante del sistema MAT20, sin embargo al realizar los análisis con esta potencia el nivel de error es muy significativo por lo que se ha optado emplear la potencia descrita en la Figura 65. Se tomó como referencia el valor de -4.4dBm + 20dB (ganancia interna del SCU) obteniéndose, de manera indirecta, un valor de 15.6dBm o 36'307.800 nW.

P_r : Potencia de la antena receptora [pW].

Valor medido (al conectar las antenas Tx y Rx) en el SCU en la dirección de máxima radiación de la antena Rx, es decir en 0° . (Véase en tablas correspondientes del anexo II).

Eficiencia de la antena

La eficiencia es calculada como:

$$\eta = \frac{G}{D} \quad (4.3)$$

Donde D es la directividad, y G la ganancia obtenidos previamente.

Medición de pérdida de retorno y VSWR

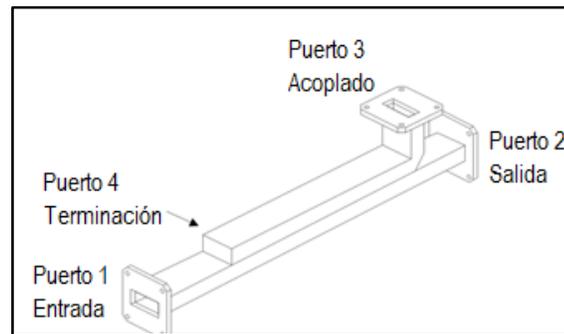


Figura 73: Puertos del acoplador direccional.

Configuración del sistema para mediciones de potencia incidente:

- Sujetar el acoplador direccional empleando los soportes de guía de ondas.
- Conectar el transmisor DRO al puerto de entrada (puerto 1) del acoplador direccional empleando el adaptador de guía de onda a coaxial.
- Conectar el receptor DRO al puerto acoplado (puerto 3) del acoplador direccional empleando el adaptador de guía de onda a coaxial.
- Conectar la antena al puerto de salida (puerto 2) del acoplador direccional. Para la bocina cónica, conectarla al puerto empleando un adaptador de guía de onda en circuito abierto un adaptador SMA-SMA.
- Alimentar el transmisor y receptor DRO.
- Conectar el receptor DRO al puerto IF IN del SCU.
- Medir la potencia incidente en unidades de dBm empleando el SCU.

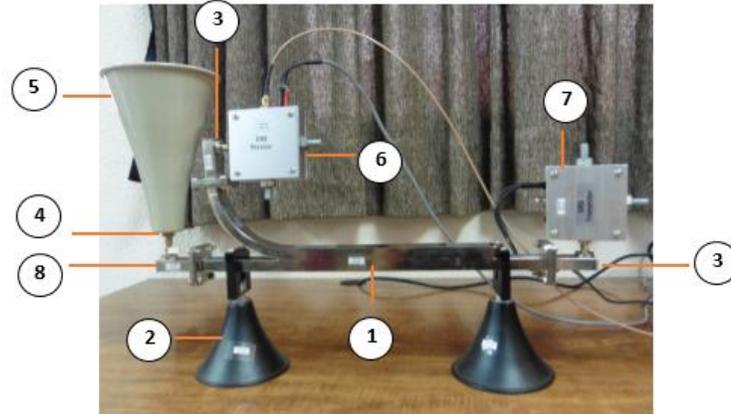


Figura 74: Medición de VSWR (potencia incidente).

- | | |
|-----------------------------------------|--------------------------------------|
| (1) Acoplador direccional | (5) Antena |
| (2) Soporte de guía de ondas | (6) Receptor DRO |
| (3) Adaptador de guía de onda a coaxial | (7) Transmisor DRO |
| (4) Adaptador SMA-SMA | (8) Guía de onda en circuito abierto |

Configuración del sistema para mediciones de potencia reflejada:

- Conectar el transmisor DRO al puerto de salida (puerto 2) del acoplador direccional empleando el adaptador de guía de onda a coaxial.
- Conectar el receptor DRO al puerto acoplado (puerto 3) del acoplador direccional empleando el adaptador de guía de onda a coaxial.
- Conectar la antena al puerto de entrada (puerto 1) del acoplador direccional. Para la bocina cónica, conectarla al puerto empleando un adaptador de guía de onda de circuito abierto y un adaptador SMA-SMA.
- Medir la potencia reflejada en unidades de dBm empleando el SCU.



Figura 75: Medición de VSWR (potencia reflejada).

Además de emplear el SCU para medir la potencia incidente y reflejada, como medida de comprobación se empleó el analizador de espectros Tektronix 2792, el cual posee una cobertura de frecuencia de 10kHz a 21GHz. Para tomar mediciones de potencia incidente y reflejada, primero se configuró el analizador en la banda de frecuencia L (7.4-18GHz), posteriormente se conectó directamente la salida del adaptador de guía de onda a coaxial del puerto 3 a la entrada de RF del analizador de espectros empleando el cable de teflón SMA-SMA, tal como se observa en la Figura 76.



Figura 76: Potencia incidente/reflejada empleando analizador de espectros.

La pérdida de retorno (RL), o parámetro S_{11} de una carga es la magnitud del coeficiente de reflexión (Γ) expresado en dB. Se lo puede calcular además como la diferencia entre la potencia incidente P_i (dBm) y la potencia reflejada P_r (dBm).

$$RL (dB) = P_i(dBm) - P_r(dBm) = S_{11} \quad (4.4)$$

$$RL = -20\log(\Gamma) \quad (4.5)$$

El VSWR o Relación de Onda Estacionaria de Voltaje se lo calcula en función del coeficiente de reflexión de la siguiente manera:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (4.6)$$

4.1.5. Resultados de mediciones de la bocina sectorial de plano E

- Gráfica del patrón de radiación en planos E y H

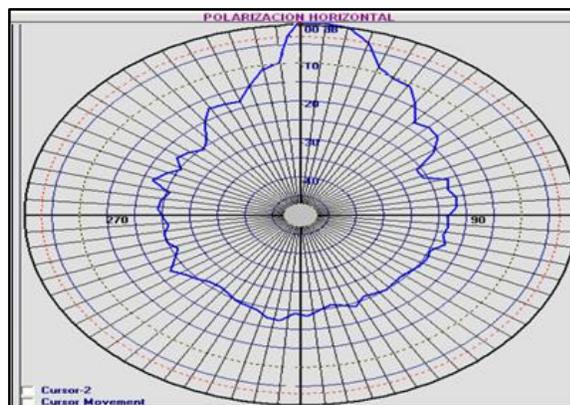


Figura 77: Bocina sectorial de plano E en polarización horizontal

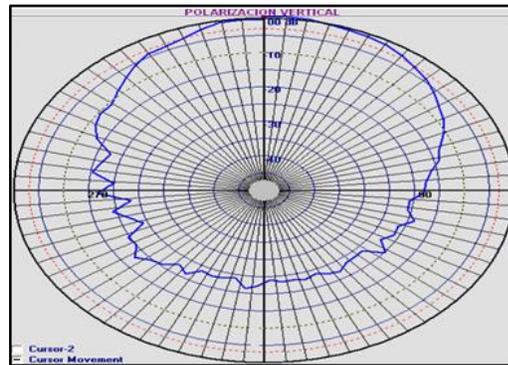


Figura 78: Bocina sectorial de plano E en polarización vertical

A su vez las gráficas del patrón de radiación obtenidas de (Balanis, 2016) y mediante simulación por computadora de la sección 3.1.1 se muestran a continuación:

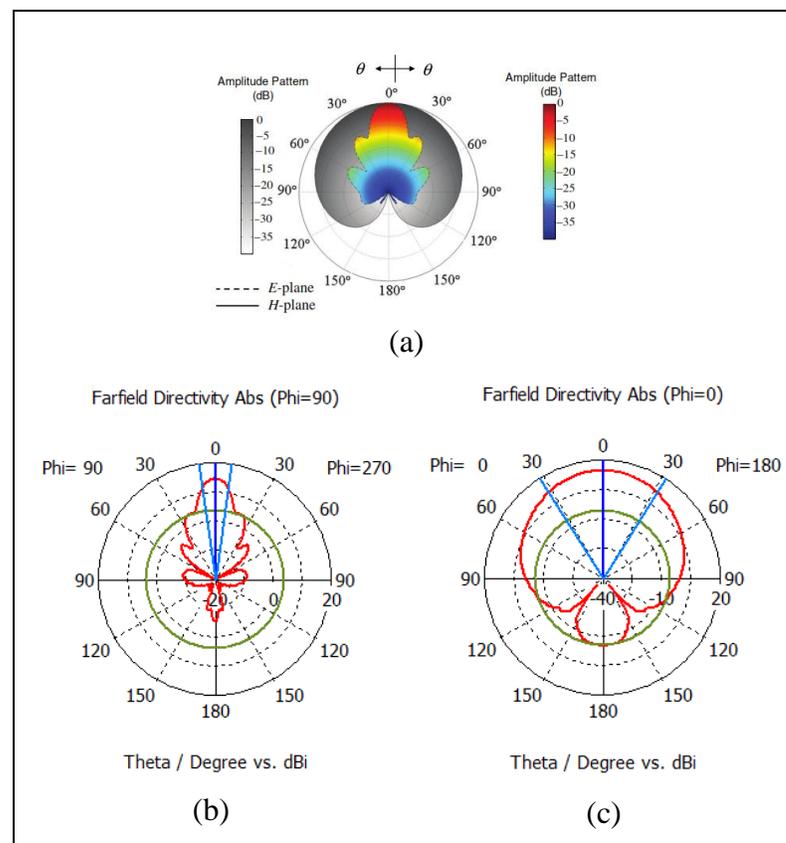


Figura 79: (a) Teórico, (b) Polarización horizontal, (c) Polarización vertical.

De esta manera se comprueba que la bocina sectorial de plano E tiene mayor directividad en su componente eléctrico, es decir el patrón de radiación normalizado en el plano E de la Figura 77 es más angosto que el del plano H mostrado en la Figura 78, debido a las dimensiones de la bocina en esa dirección. Como se observa, se obtiene un patrón estable para el rango de operación (8 a 12 GHz); en cuanto al resultado de las comparaciones es evidente el alto grado de concordancia entre los patrones, demostrando así la validez de la medición de la antenna.

- **Ancho de haz (-3dB).**

Del diagrama de patrón de radiación de las Figura 77 y 78 se tiene:

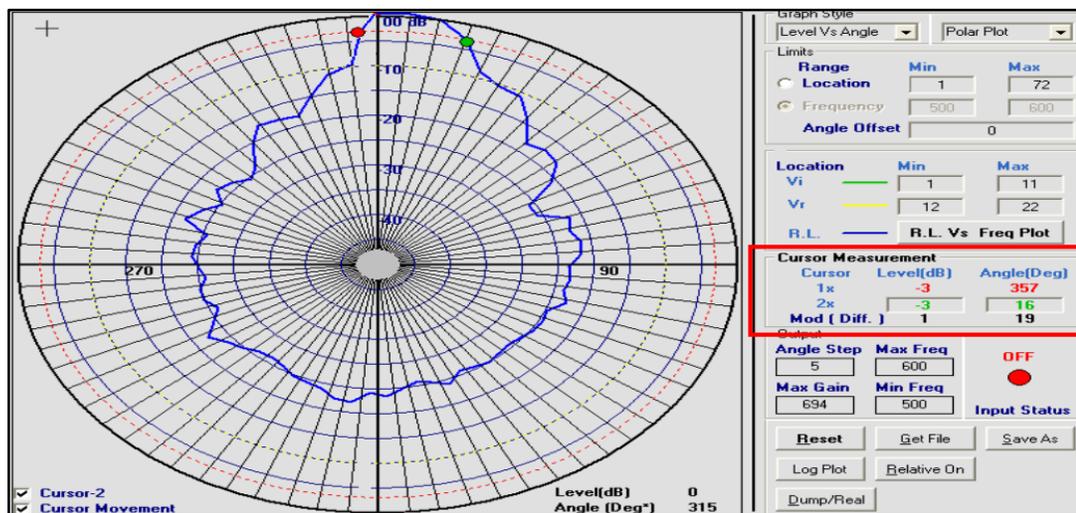


Figura 80: Bocina sectorial de plano E en polarización horizontal.

Cursor 1 357°

Cursor 2 16°

Ancho de haz en pol. horizontal 19°

Ancho de haz en pol. horizontal 16.1°

Ancho de haz en pol. vertical 63.9°

El error porcentual, considerando a los valores obtenidos mediante simulación como datos teóricos, y los valores medidos o experimentales, es:

$$e\% = \frac{|valor\ te\acute{o}rico - valor\ experimental|}{valor\ te\acute{o}rico} * 100 \quad (4.7)$$

	VT	VE	e%
<i>Ancho de haz en pol. horizontal</i>	16.1°	19°	18.01
<i>Ancho de haz en pol. vertical</i>	63.9°	64°	0.15

Por otro lado, tomando como valor teórico a los datos proporcionados por el fabricante se tiene:

	VT	VE	e%
<i>Ancho de haz en pol. horizontal</i>	20°	19°	5
<i>Ancho de haz en pol. vertical</i>	70°	64°	8.5

Se observan errores porcentuales dentro de un rango aceptable es decir, existe un alto grado de concordancia entre los valores medidos, simulados y los proporcionados por el fabricante.

- **Relación Frente-Espalda**

Respecto al patrón de radiación en polarización horizontal de la Figura 77, se observa que:

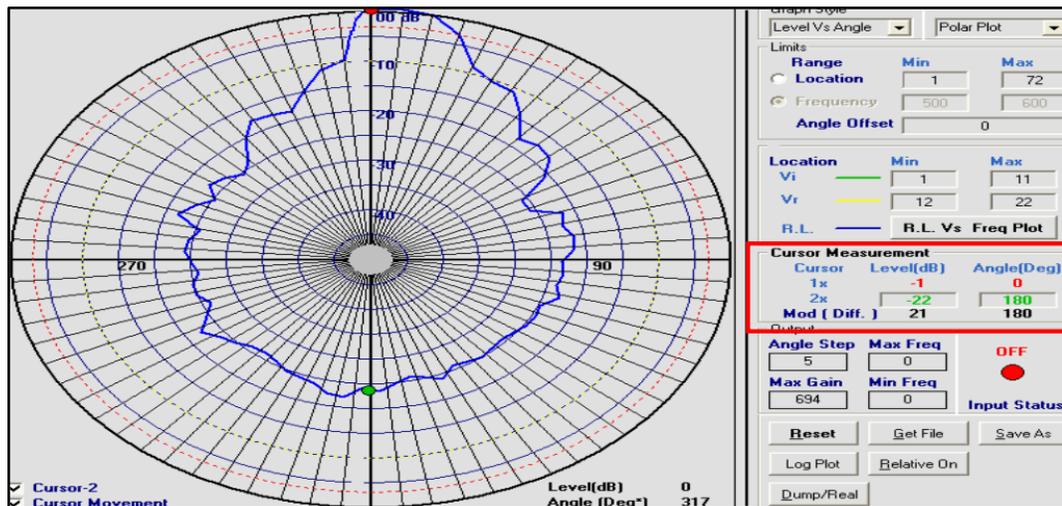


Figura 83: RFE de la bocina sectorial de plano E en pol. horizontal.

Densidad de potencia de lóbulo principal -1 dB

Densidad de potencia de lóbulo posterior -22dB

RFE 125.8 o 21dB

Sin embargo, la RFE obtenida mediante simulación por computadora muestra un valor de:

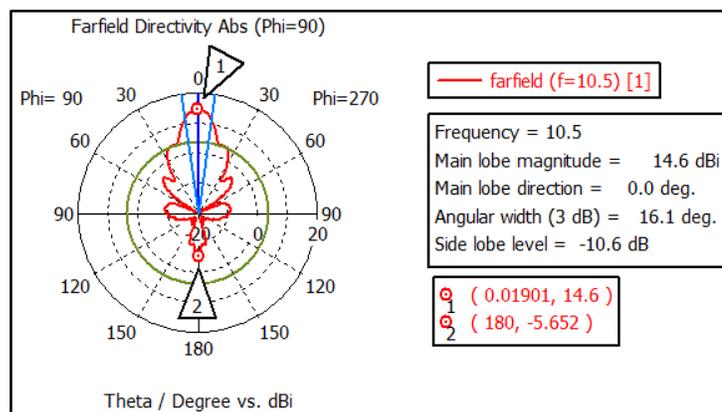


Figura 84: Valor simulado de la RFE.

Densidad de potencia de lóbulo principal	14.6 dB
Densidad de potencia de lóbulo posterior	-5.652dB
<i>RFE</i>	105.9 o 20.252dB

El error porcentual es calculado en base a la ecuación 4.7, y se tiene:

	VT	VE	e%
<i>RFE</i>	105.9	125.8	18.7

Tanto de manera teórica como experimental el valor de RFE es superior a 20 dB lo que implica una reducción del lóbulo posterior. En las Figuras 83 y 84 se muestran los resultados de la relación frente-espalda teórico y experimental correspondiente al plano E, mismos que presentan un error de medición adimensional del 18%, sin embargo la diferencia entre los valores teóricos y medidos es de 0.75 dB evidenciando un alto grado de concordancia entre los mismos.

- **Directividad de la antena**

En base a los valores de ancho de haz medidos, de las Figuras 80 y 81, y empleando la ecuación 4.1 se tiene una directividad aproximada de:

$$D = \frac{41000}{64^\circ \cdot 19^\circ} = 33.717 \quad (4.8)$$

$$D \Leftrightarrow 15.3dB$$

Del mismo modo, en base a los valores simulados de la Figura 82, y empleando la ecuación 4.1, se tiene una directividad aproximada de:

$$D = \frac{41000}{16.1^\circ \cdot 63.9^\circ} = 39.8 \quad (4.9)$$

$$D \Leftrightarrow 15.9 \text{ dB}$$

Por otro lado, en la sección 3.1.3 empleando las ecuaciones 3.3-3.5 se encontró una directividad teórica equivalente a:

$$D_E = 25.19$$

$$D_E \Leftrightarrow 14.01 \text{ dB} \quad (4.10)$$

Al comparar los datos medidos con los obtenidos teóricamente se tiene un error de:

	VT	VE	e%
<i>Directividad</i>	25.19	33.717	33.85

Al comparar los datos medidos con los obtenidos mediante simulación se evidencia un error de:

	VT	VE	e%
<i>Directividad</i>	39.8	33.717	15.2

Tomando en cuenta el valor numérico adimensional de la ganancia se determina un error de 33.85% entre los valores teóricos y calculados en base a mediciones y un error de 15.2% al comparar la directividad experimental y la obtenida en base a simulaciones. Sin embargo al llevar este valor a unidades de dB se tiene una diferencia de aproximadamente 1dB para el valor teórico y 0.6 para el valor obtenido en base a simulaciones, es decir los resultados evidencian un correcto funcionamiento entre la antena modelada y las mediciones experimentales.

- **Ganancia de la antena**

En base a 4.2, la ganancia es calculada como:

$$G = \frac{4\pi R[m]}{\lambda} * \left(\frac{P_r[pW]}{P_t[nW]} \right)^{0.5} \quad (4.11)$$

Donde:

R = 1.05m.

$\lambda = 0.02857$.

$P_t = 36'307.800$ nW.

$P_r = 69.4$ dBuV = 174.000 pW. (Véase Tabla 1 de anexo II).

$$G = \frac{4\pi 1.05}{0.02857} * \left(\frac{174000}{36307800} \right)^{0.5} = 31.97 \quad (4.12)$$

$$G \Leftrightarrow 15.04 \text{ dB}$$

En contraste, en la Figura 82 se observa un valor de 14.6 dB o 28.84 en la dirección de máxima radiación, teniendo un error porcentual de:

	VT	VE	e%
<i>Ganancia</i>	28.84	31.97	10.85

El error entre los valores adimensionales de ganancia es de 10.85%. Sin embargo la comparación entre los datos teóricos y experimentales evidencian una diferencia de aproximadamente 0.5dB para la frecuencia de 10.5GHz, es decir que los resultados de las mediciones muestran una estrecha concordancia entre sí.

- **Eficiencia de la antena**

En base a 4.3 se tiene:

$$\eta = \frac{33.717}{31.97} = 1.05 \quad (4.13)$$

Dado que este tipo de antena de bocina tiene muy poca pérdida, se puede decir que la ganancia, en la dirección de máxima radiación, es igual a la magnitud del lóbulo principal (directividad), lo que es lo mismo decir que tiene una eficiencia cercana al 100%. Teóricamente se conoce que la eficiencia toma un valor entre cero y uno, sin embargo se evidencia un valor adicional de 0.05 que puede ser causado debido a que se empleó un valor de potencia de transmisión en base a mediciones indirectas.

- **Pérdida de retorno y VSWR.**

Desde las ecuaciones (4.4)-(4.6) se tiene:

Tabla 3:
Medición de VSWR de la bocina sectorial de plano E

Pi (dBm)	Pr (dBm)	Pérdida de retorno (S11)	Coefficiente de reflexión (Γ)	VSWR
<i>Medidas en Analizador de Espectros Tektronix</i>				
-31.6	-54.8	23.2	0.069183097	1.1486502
<i>Medidas en SCU MAT20</i>				
-25.5	-59.2	33.7	0.020653802	1.0421787

En Figura 40 de la sección 3.1.2, se evidencia que la antena posee un rendimiento constante en la banda de frecuencia de 8-12GHz. Además se observa un pico mínimo de frecuencia en 9.77GHz con un valor de VSWR de 1.1240, sin embargo en la frecuencia de resonancia del radio DRO Rx (10.5GHz) este valor es de 1.2303.

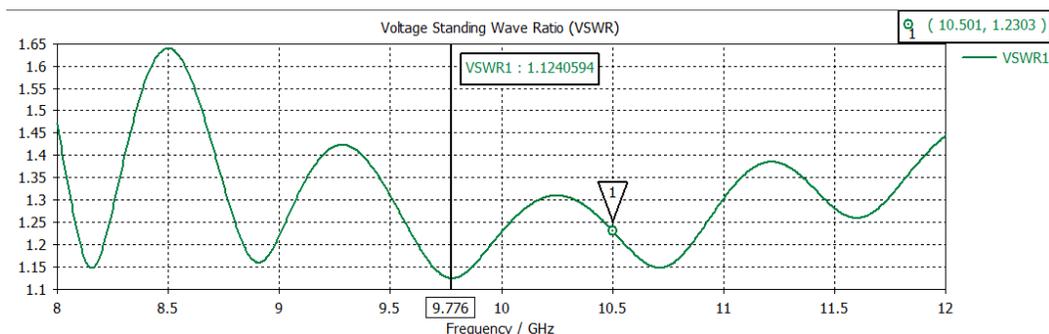


Figura 85: VSWR de la bocina sectorial de plano E.

	VT	VE	e%
VSWR (Tektronix)	1.23	1.14	7.3
VSWR (MAT20)	1.23	1.04	15.44

La comparación indica una diferencia de 0.09 (7.3% de error) entre el valor teórico y el medido experimentalmente con el analizador de espectros; y una diferencia de 0.19 (15.4% de error) para el caso del valor experimental medido en la unidad de control de pasos MAT20. Este error se debe a que se empleó un material conductor perfecto en el modelado de la antena en el CST.

4.1.6. Resultados de mediciones de la bocina sectorial de plano H

- Gráfica del patrón de radiación en planos E y H

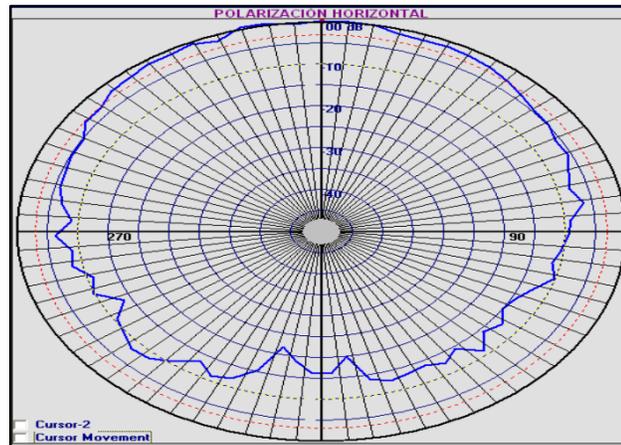


Figura 86: Bocina sectorial de plano H en polarización horizontal.

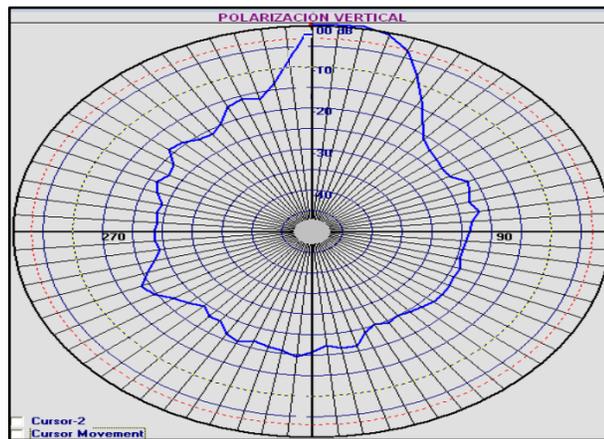


Figura 87: Bocina sectorial de plano H en polarización vertical.

En la Figura 88 se muestra la comparación entre el patrón de radiación obtenido mediante simulación por computadora; y como referencia se adiciona la gráfica del patrón para la bocina sectorial de plano H tomada de (Balanis, 2016).

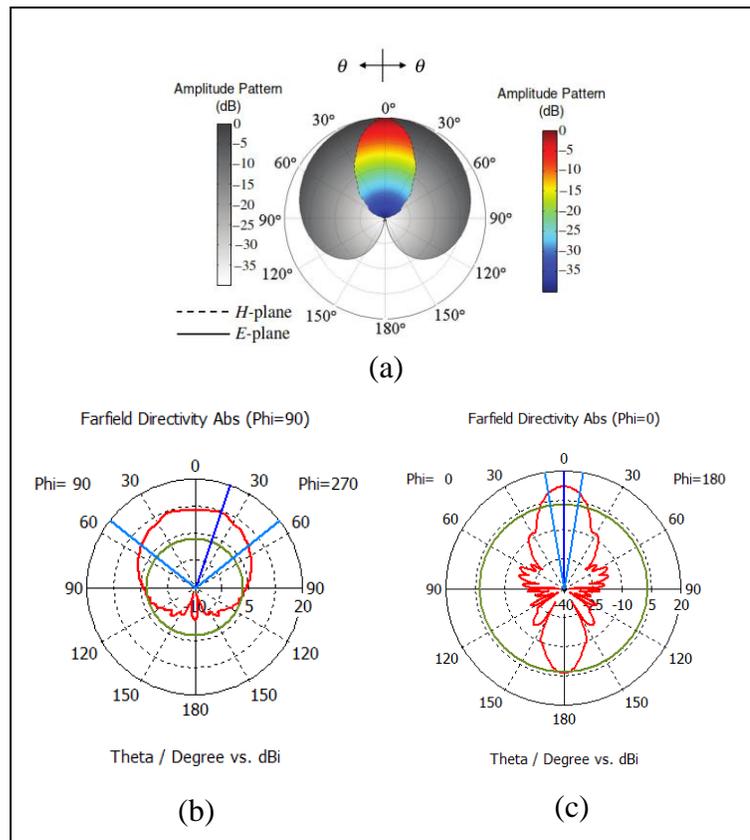


Figura 88: (a) Teórico, (b) Polarización horizontal, (c) Polarización vertical.

Se comprueba que la bocina sectorial de plano H tiene mayor directividad en su componente magnético, es decir el patrón de radiación normalizado en el plano H de la Figura 86 es más angosto que el del plano E de la Figura 87, debido a las dimensiones de la bocina en esa dirección. Como se observa, las gráficas muestran un alto nivel de concordancia entre los patrones simulados y teóricos, donde se evidencia un patrón estable para el rango de operación (8 a 12 GHz), demostrando así la validez de la medición de la antena.

- **Ancho de haz (-3dB).**

Del diagrama de patrón de radiación de las Figura 86 y 87, se tiene:

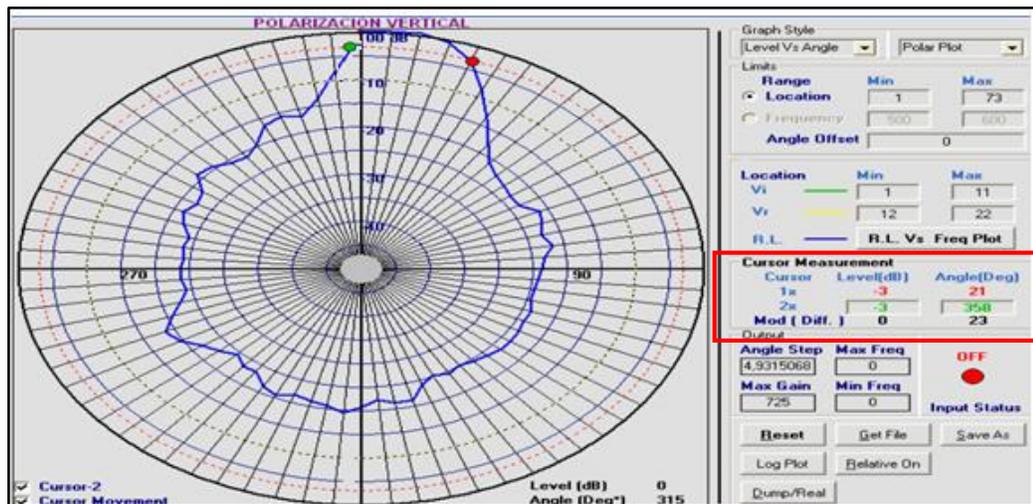


Figura 89: Bocina sectorial de plano H en polarización vertical.

Cursor 1 21°

Cursor 2 358°

Ancho de haz en pol. vertical 23°

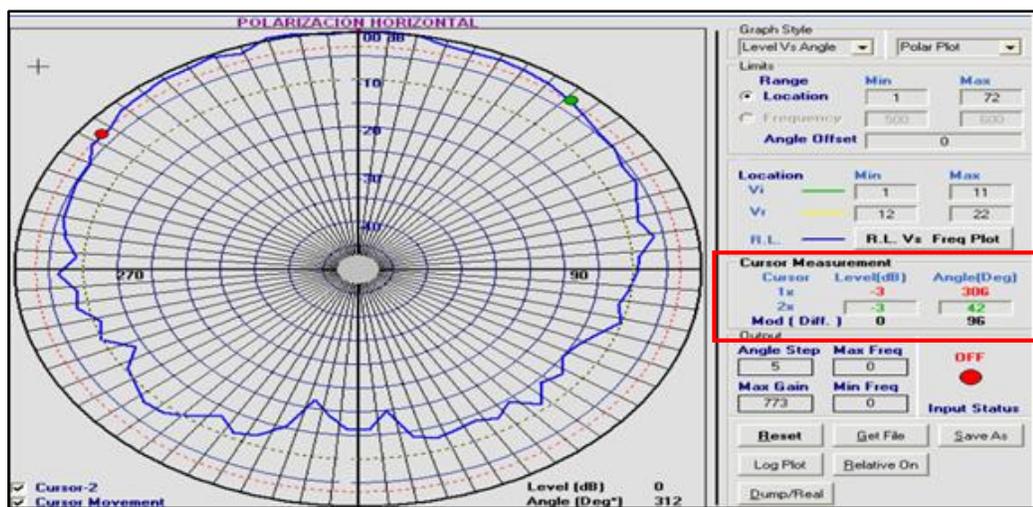


Figura 90: Bocina sectorial de plano H en polarización horizontal.

Cursor 1 306°
 Cursor 2 42°
 Ancho de haz en pol. horizontal 96°

En contraste, los datos obtenidos mediante simulación son:

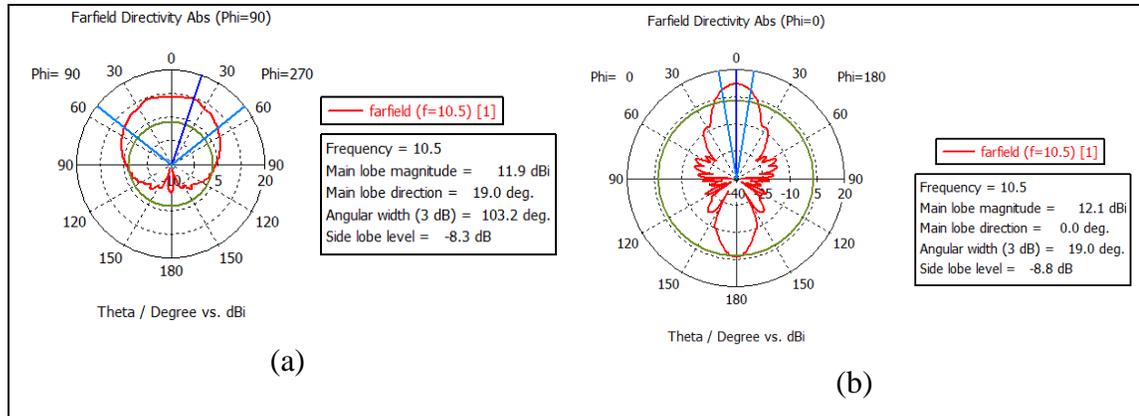


Figura 91: Ancho de haz (a) pol. horizontal y (b) pol. vertical.

Ancho de haz en pol. horizontal 103.2°
 Ancho de haz en pol. vertical 19°

En base a la ecuación 4.7, tomando en cuenta los valores medidos y simulados, el error porcentual es:

	VT	VE	e%
Ancho de haz en pol. horizontal	103,2°	96°	6.5
Ancho de haz en pol. vertical	19°	23°	21

Sin embargo, haciendo referencia como valores teóricos a aquellos proporcionados por el fabricante se tiene:

	VT	VE	e%
Ancho de haz en pol. horizontal	100°	96°	4
Ancho de haz en pol. vertical	22°	23°	4.5

Los valores de error porcentual obtenidos se encuentran dentro de un rango considerable de aceptación, lo que señala que existe concordancia entre los valores medidos, simulados y los proporcionados por el fabricante.

- **Relación Frente-Espalda**

En base al patrón de radiación en plano E de la Figura 86, se tiene:

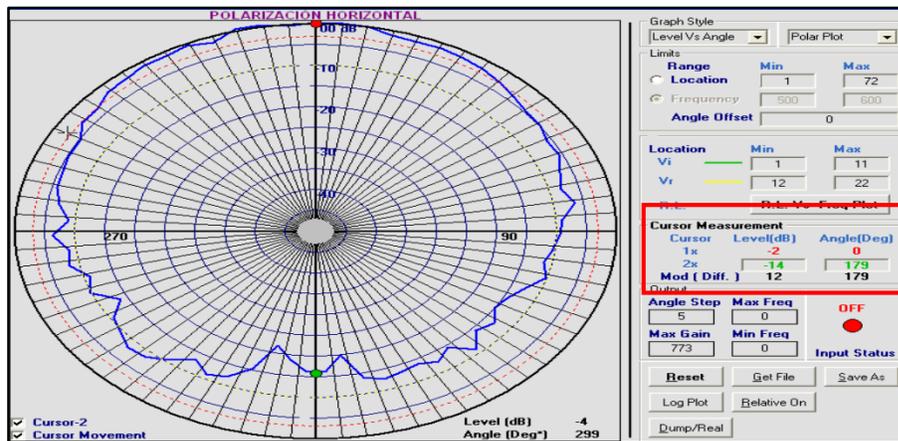


Figura 92: RFE de la bocina sectorial de plano H en pol. horizontal.

Densidad de potencia de lóbulo principal	-2 dB
Densidad de potencia de lóbulo posterior	-14dB
<i>RFE</i>	15.84 o 12 dB

De manera similar la RFE obtenida mediante simulación muestra un valor de:

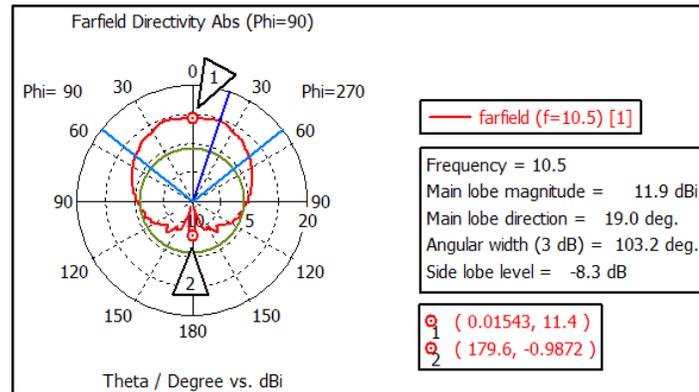


Figura 93: Valor simulado de la RFE

Densidad de potencia de lóbulo principal 11.4 dB
 Densidad de potencia de lóbulo posterior -0.9872dB
RFE 17.29 o 12.38 dB

El error porcentual es calculado en base a la ecuación 4.7, y se tiene:

	VT	VE	e%
<i>RFE</i>	15.84	17.29	9.1

En las Figuras 92 y 93 se muestran los resultados de la relación frente-espalda teórico y experimental correspondiente al plano E, mismos que presentan un error de medición adimensional del 9.1%, sin embargo la diferencia entre los valores teóricos y medidos es de 0.38 dB evidenciando un alto grado de concordancia entre los mismos.

- **Directividad de la antena**

De la ecuación 4.1, se tiene:

$$D = \frac{41000}{23^\circ \cdot 96^\circ} = 18,5 \quad (4.14)$$

$$D \Leftrightarrow 12.68 \text{ dB}$$

Del mismo modo, en base a los valores simulados de la Figura 91, y empleando la ecuación 4.1, se tiene una directividad aproximada de:

$$D = \frac{41000}{103.2^\circ \cdot 19^\circ} = 20.9$$

$$D \Leftrightarrow 13.4 \text{ dB} \quad (4.15)$$

En la sección 3.2.3, empleando las ecuaciones 3.9-3.11 se obtuvo una directividad teórica equivalente a:

$$D_H = 16.60 \quad (4.16)$$

$$D_H \Leftrightarrow 12.2 \text{ dB}$$

Que en comparación con la directividad medida se evidencia un error porcentual de:

	VT	VE	e%
<i>Directividad</i>	16.6	18.5	11

Al comparar los datos medidos con los obtenidos mediante simulación se evidencia un error de:

	VT	VE	e%
<i>Directividad</i>	20.9	18.5	11.4

Tomando en cuenta el valor numérico adimensional de la ganancia se determina un error de 11% entre los valores teóricos y medidos, y un error de 11.4% al comparar la directividad experimental y la obtenida en base a simulaciones. Sin embargo al llevar este valor a unidades de dB se tiene una diferencia de aproximadamente 0.48dB para el valor

medido y el teórico y 0.72 para el valor medido y el simulad; es decir los resultados evidencian un correcto funcionamiento entre la antena modelada y las mediciones experimentales.

- **Ganancia de la antena**

La ganancia es calculada como:

$$G = \frac{4\pi R[m]}{\lambda} * \left(\frac{P_r[pW]}{P_t[nW]} \right)^{0.5} \quad (4.17)$$

Donde:

R= 1.05m.

$\lambda=0.02857$

$P_t=15.6\text{dBm}=36'307.800 \text{ nW}$.

$P_r= 67.0 \text{ dBuV}=99900\text{pW}$. (Tomado de Tabla 3 de anexo II).

$$G = \frac{4\pi 1.05}{0.02857} * \left(\frac{99900}{36307800} \right)^{0.5} = 24.22 \quad (4.18)$$

$$G = 13.84 \text{ dB}$$

Por otro lado, en la Figura 91 se observa una ganancia máxima de 12.1 dB o 16.2 en la dirección de máxima radiación, teniendo un error de:

	VT	VE	e%
<i>Ganancia</i>	24.22	16.2	33.1

El error porcentual de la ganancia entre los valores adimensionales es de 33.1%. Sin embargo la comparación entre los datos teóricos y experimentales evidencian una diferencia de aproximadamente 1.5dB para la frecuencia de 10.5GHz, es decir que los resultados de las mediciones tienen una estrecha similitud con los valores simulados.

- **Eficiencia de la antena**

De la ecuación 4.3 se tiene:

$$\eta = \frac{18.56}{24.22} = 0.766 \quad (4.19)$$

Ya que este tipo de antena de bocina teóricamente tiene pocas pérdidas, se puede decir que la ganancia, en la dirección de máxima radiación, es aproximadamente igual a la magnitud del lóbulo principal (directividad), lo que es lo mismo decir que tiene una eficiencia cercana al 100%.

- **Pérdida de retorno y VSWR.**

Desde las ecuaciones (4.4)-(4.6) se tiene:

Tabla 4:
Medición de VSWR de la bocina sectorial de plano H

Pi (dBm)	Pr (dBm)	Pérdida de retorno (S11)	Coefficiente de reflexión (Γ)	VSWR
<i>Medidas en Analizador de Espectros Tektronix</i>				
-36	-46.4	10.4	0.301995172	1.8653096
<i>Medidas en SCU MAT20</i>				
-26.6	-52.1	25.5	0.053088444	1.1121296

En contraste, en la Figura 47 de la sección 3.2.2 se observa que la antena posee un rendimiento constante en la banda de frecuencia de 8-12GHz. Se verifica además, un pico

mínimo de frecuencia en 11.69GHz con un valor de VSWR de 1.2705, sin embargo en la frecuencia de resonancia del radio DRO Rx (10.5GHz) este valor es de 1.6283.

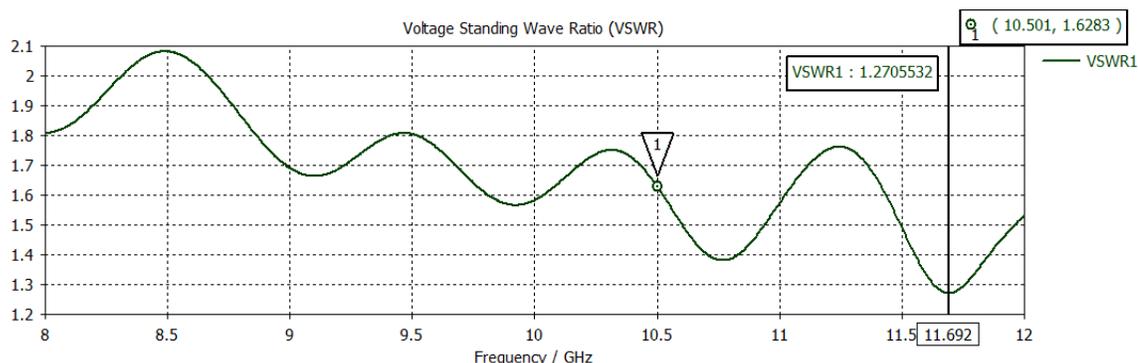


Figura 94: VSWR de la bocina sectorial de plano H

El error porcentual tomando como valor teórico el obtenido mediante simulación, y como valor experimental el medido en el sistema MAT 20 y posteriormente en el analizador de espectros es:

	VT	VE	e%
VSWR	1.6	1.8	12.5
(Tektronix)			
VSWR	1.6	1.1	31.2
(MAT20)			

La comparación indica una diferencia de 0.2 (12.5% de error) entre el valor teórico y el medido experimentalmente con el analizador de espectros; y una diferencia de 0.5 (31.2% de error) para el caso del valor experimental medido en la unidad de control de pasos MAT20. Este error se debe principalmente a que no se consideró la característica real del material de la antena en la simulación.

4.1.7. Resultados de mediciones de la bocina piramidal

- Gráfica del patrón de radiación en planos E y H

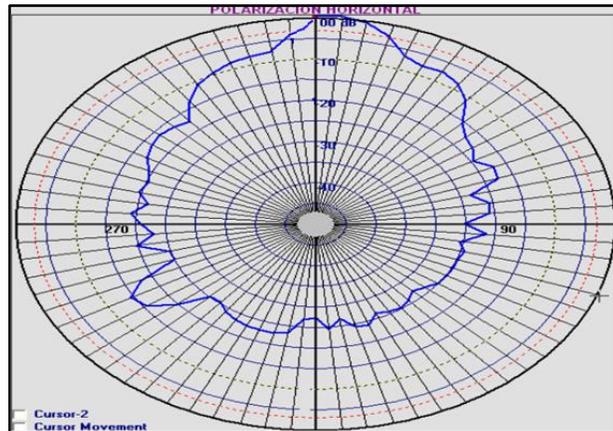


Figura 95: Bocina sectorial piramidal en polarización horizontal

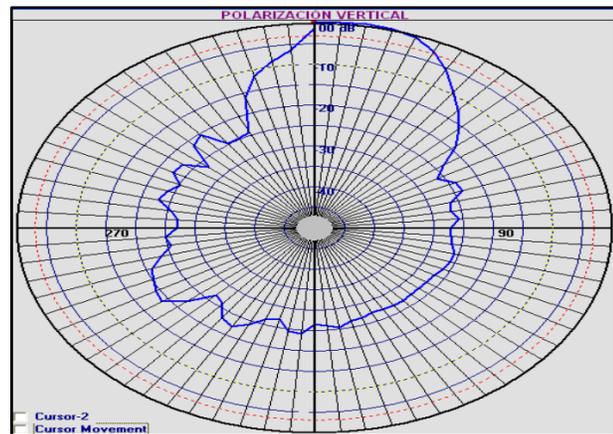


Figura 96: Bocina piramidal en polarización vertical

En la Figura 97 se muestra la comparación entre el patrón de radiación de la bocina piramidal obtenido mediante simulación, y como referencia se adiciona la gráfica del mismo tomada de (Balanis, 2016).

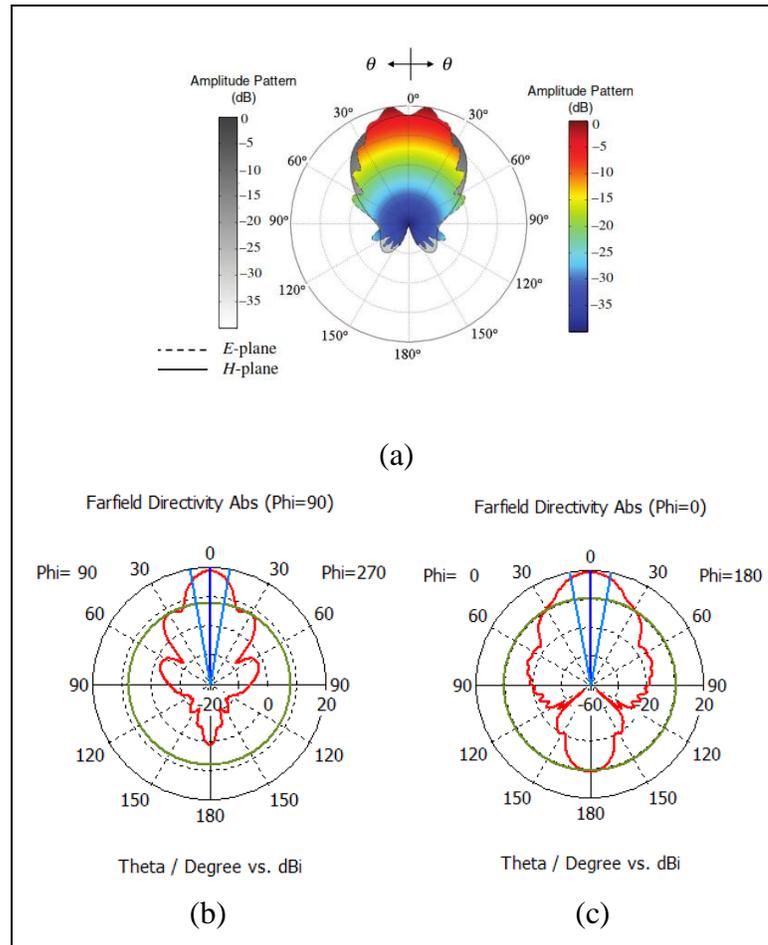


Figura 97: (a) Teórico, (b) Polarización horizontal, (c) Polarización vertical.

Ya que la geometría de este tipo de bocinas es una combinación de las bocinas sectoriales de plano E y H, la gráficas de patrón de radiación poseen un componente eléctrico y magnético con un grado de directividad semejante, es decir que es directivo tanto en el plano E como en el plano H. Como se observa, las gráficas muestran un alto nivel de concordancia entre los patrones simulados y teóricos, donde se evidencia un patrón estable para el rango de operación (8 a 12 GHz), demostrando así la validez de las mediciones de la antena.

- Ancho de haz (-3dB).

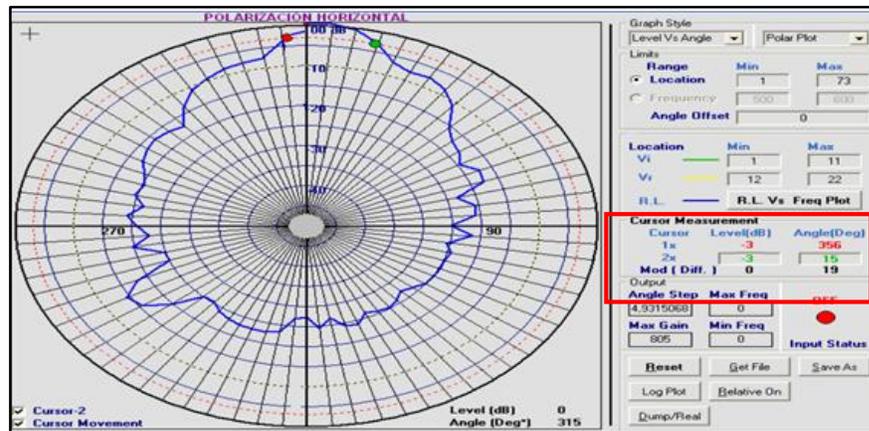


Figura 98: Medición del ancho de haz en pol. horizontal.

Cursor 1 356°

Cursor 2 15°

Ancho de haz en pol. horizontal 19°

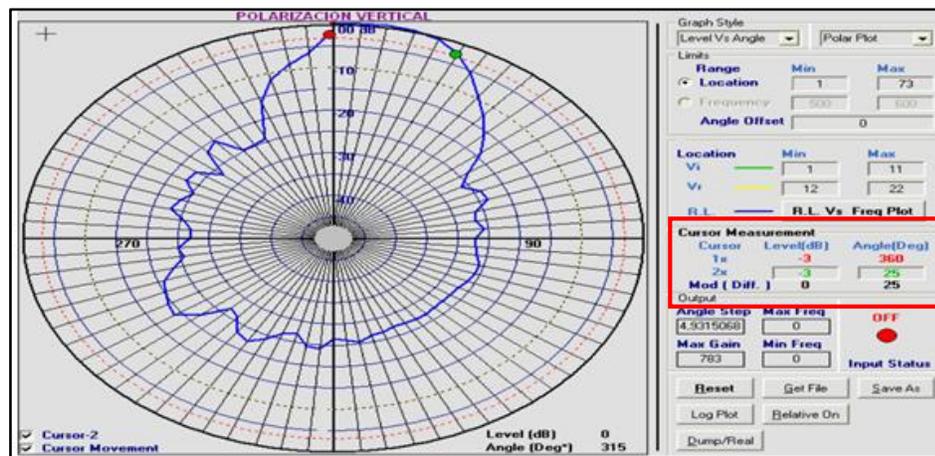


Figura 99: Medición del ancho de haz en pol. vertical.

Cursor 1 360°

Cursor 2 25°

Ancho de haz en pol. vertical 25°

Los datos obtenidos mediante simulación por computadora son:

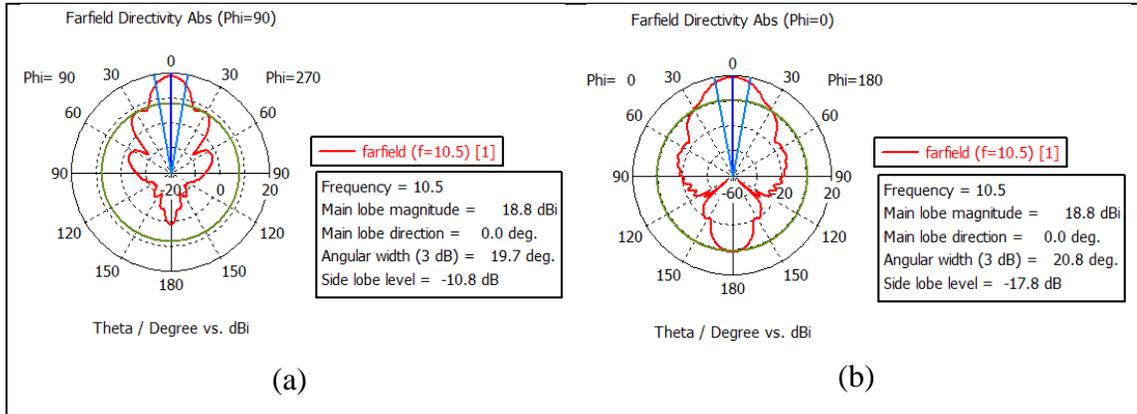


Figura 100: Ancho de haz (a) pol. horizontal y (b) pol. vertical.

Ancho de haz en pol. horizontal 19.7°

Ancho de haz en pol. vertical 20.8°

En base a la ecuación 4.7, tomando en cuenta los valores medidos y simulados, el error porcentual es:

	VT	VE	e%
<i>Ancho de haz en pol. horizontal</i>	19°	19.7°	3.6
<i>Ancho de haz en pol. vertical</i>	25°	20.8°	16.8

Sin embargo, haciendo referencia como valores teóricos a aquellos proporcionados por el fabricante se tiene:

	VT	VE	e%
<i>Ancho de haz en pol. horizontal</i>	20°	19.7°	1.5
<i>Ancho de haz en pol. vertical</i>	22°	20.8°	5.4

- **Relación Frente-Espalda**

En base al patrón de radiación en plano E, de la Figura 95 se tiene:

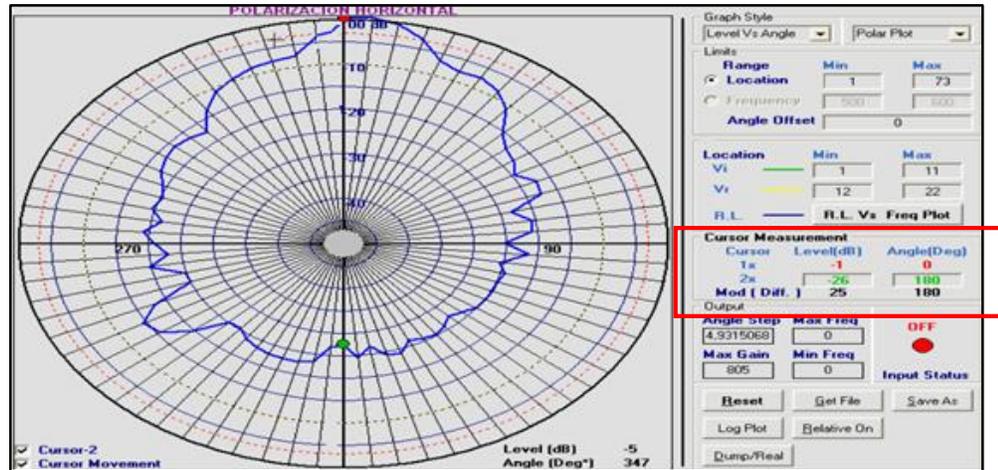


Figura 101: RFE de la bocina piramidal en pol. horizontal.

Densidad de potencia de lóbulo principal -1 dB

Densidad de potencia de lóbulo posterior -26dB

RFE 316.2 o 25dB

De manera similar la RFE obtenida mediante simulación muestra un valor de:

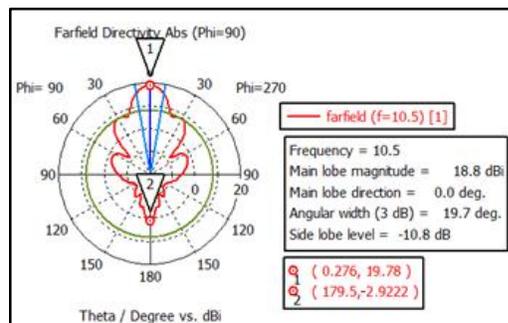


Figura 102: RFE de la bocina piramidal en pol. horizontal.

Densidad de potencia de lóbulo principal	19.78 dB
Densidad de potencia de lóbulo posterior	-2.922 dB
<i>RFE</i>	186.30 o 22.7 dB

El error porcentual es calculado en base a la ecuación 4.7, y se tiene:

	VT	VE	e%
<i>RFE</i>	186.30	316.2	69.7

En las Figuras 101 y 102 se muestran los resultados de la relación frente-espalda teórico y experimental correspondiente al plano E, mismos que presentan un error de medición adimensional del 69.7%, sin embargo la diferencia entre los valores teóricos y medidos es de 2.2dB evidenciando que los valores medidos tienen un alto nivel de confiabilidad.

- **Directividad de la antena**

En base a la ecuación 4.1, la directividad es calculada como:

$$D = \frac{41000}{19^\circ \cdot 25^\circ} = 86.31 \quad (4.20)$$

$$D \Leftrightarrow 19.36 \text{ dB}$$

En la sección 3.3.3, empleando las ecuaciones 3.14-3.17 se obtuvo una directividad teórica equivalente a

$$D_p = 77.19$$

$$D_p \Leftrightarrow 18.8 \text{ dB}$$

Que, en comparación con la directividad medida evidencia un error porcentual de:

	VT	VE	e%
<i>Directividad</i>	86.31	77.19	10.5

Por otro lado, en base a los valores simulados de la Figura 100, y empleando la ecuación 4.1, se tiene una directividad aproximada de:

$$D = \frac{41000}{19.7^\circ \cdot 20.8^\circ} = 100 \quad (4.21)$$

$$D \Leftrightarrow 20 \text{ dB}$$

Al comparar los datos medidos con los obtenidos mediante simulación se evidencia un error de:

	VT	VE	e%
<i>Directividad</i>	100	77.9	22.1

Tomando en cuenta el valor numérico adimensional de la ganancia se determina un error de 10.55% entre los valores teóricos y calculados en base a mediciones y un error de 22.1% al comparar la directividad experimental y la obtenida en base a simulaciones. Sin embargo al llevar este valor a unidades de dB se tiene una diferencia de aproximadamente 0.5dB entre el valor teórico y el medido y 0.6 entre el valor medido y el simulado, es decir los resultados evidencian un correcto funcionamiento entre la antena modelada y las mediciones experimentales.

- **Ganancia de la antena**

La ganancia es calculada como:

$$G = \frac{4\pi R[m]}{\lambda} * \left(\frac{P_r[pW]}{P_t[nW]} \right)^{0.5} \quad (4.22)$$

Donde:

R= 1.05m.

λ = 0.02857.

P_t : =15.6 dBm=36'307.800 nW.

P_r = 78.3dBuV=1'300.000 pW. (Véase Tabla 6 de anexo II).

$$G = \frac{4\pi 1.05}{0.02857} * \left(\frac{1300000}{36307800} \right)^{0.5} = 87.38 \quad (4.12)$$

$$G = 19.41 \text{ dB}$$

Sin embargo, en la Figura 100 se observa una ganancia máxima teórica de 18.8 dB o 75.8 en la dirección de máxima radiación, teniendo un error de:

	VT	VE	e%
<i>Ganancia</i>	75.8	87.38	15.2

El error porcentual de la ganancia entre los valores adimensionales es de 15.2%. La comparación entre los datos teóricos y experimentales evidencian una diferencia de aproximadamente 0.6dB para la frecuencia de 10.5GHz, es decir que los resultados de las mediciones presentan un alto grado de fidelidad en comparación con lo obtenido mediante simulación.

- **Eficiencia de la antena**

De 4.3 se tiene:

$$\eta = \frac{87.83}{86.31} = 1.01 \quad (4.24)$$

Ya que este tipo de antena de bocina tiene pocas pérdidas, se puede decir que la ganancia, en la dirección de máxima radiación, es aproximadamente igual a la magnitud del lóbulo principal (directividad), lo que es lo mismo decir que tiene una eficiencia cercana al 100%. El error en el valor de la eficiencia se debe principalmente a que la potencia de transmisión se calculó en base a mediciones indirectas.

- **Pérdida de retorno y VSWR.**

Desde las ecuaciones (4.4)-(4.6) se tiene:

Tabla 5:
Medición de VSWR de la bocina piramidal

Pi (dBm)	Pr (dBm)	Pérdida de retorno (S11)	Coefficiente de reflexión (Γ)	VSWR
<i>Medidas en Analizador de Espectros Tektronix</i>				
-30	-47.6	17.6	0.131825674	1.303684
<i>Medidas en SCU MAT20</i>				
-25	-60.3	35.3	0.017179084	1.0349587

En contraste, en la Figura 55 de la sección 3.3.2 se observa que la antena posee un rendimiento constante en la banda de frecuencia de 8-12GHz. Se observa que la antena resuena a la frecuencia de 10.5 GHz, teniendo para la misma un VSWR de 1.03.

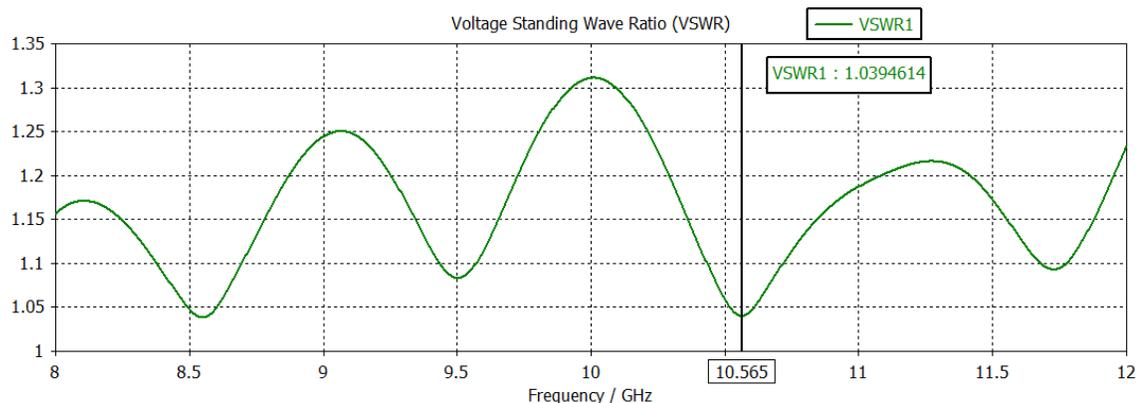


Figura 103: VSWR empleando simulación por computadora.

El error porcentual tomando como valor teórico el obtenido mediante simulación, y como valor experimental el medido en el sistema MAT 20 y posteriormente en el analizador de espectros es:

	VT	VE	e%
VSWR (Tektronix)	1.03	1.3	26.2
VSWR (MAT20)	1.03	1.03	0

La comparación indica una diferencia de 0.27 (26.2% de error) entre el valor teórico y el medido experimentalmente con el analizador de espectros; y un error de 0 % para el caso del valor experimental medido en la unidad de control de pasos MAT20. El error se debe principalmente a que no se empleó el material real en la simulación de la antena.

4.1.8. Resultados de mediciones de la bocina cónica

- **Gráfica del patrón de radiación en planos E y H**

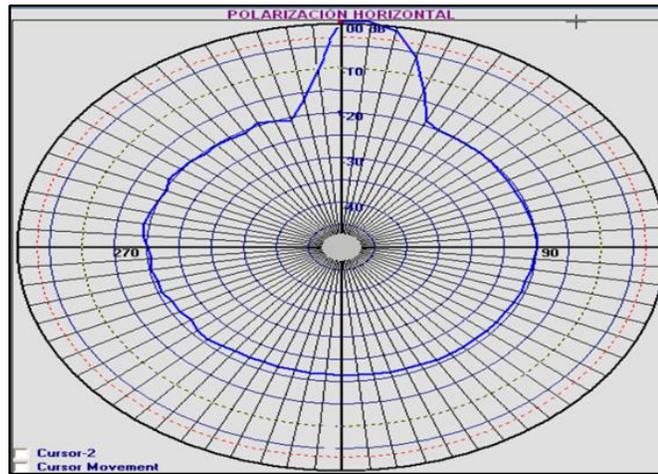


Figura 104: Bocina cónica en polarización horizontal

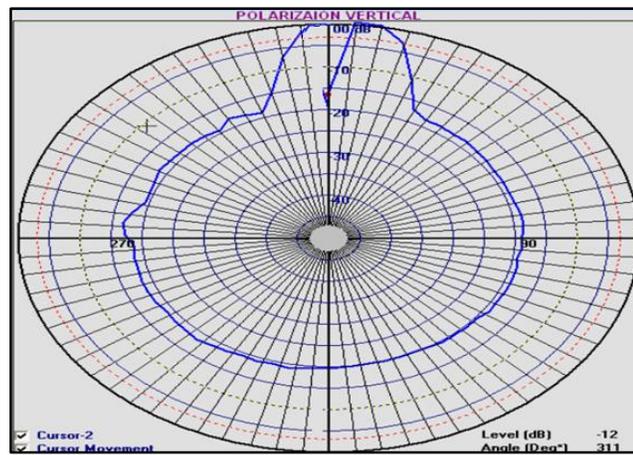


Figura 105: Bocina cónica en polarización vertical

En la Figura 106 se muestra la comparación entre el patrón de radiación de la bocina cónica obtenido mediante simulación, y como referencia se adiciona la gráfica del mismo tomada de (Balanis, 2016).

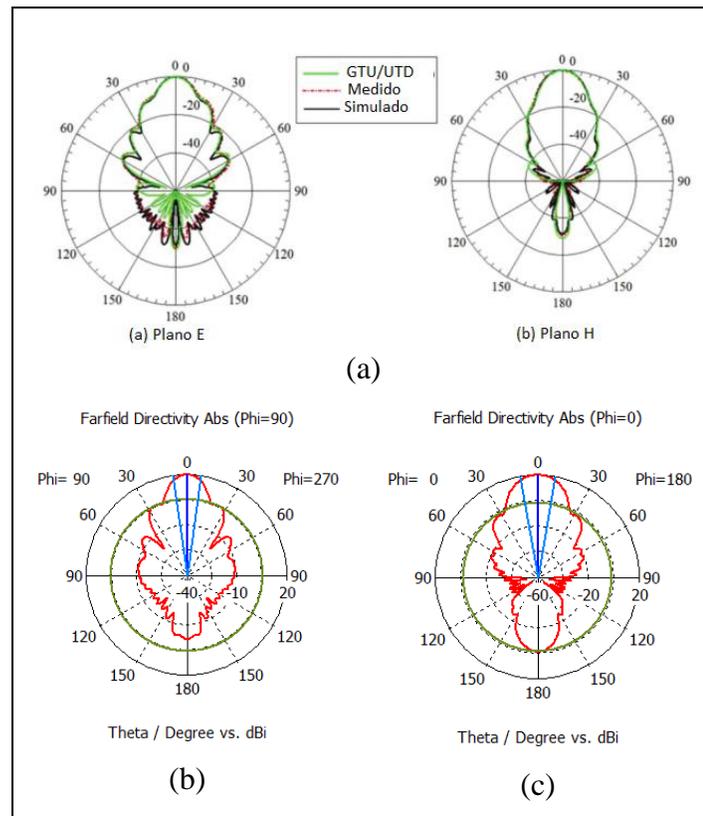


Figura 106: (a) teórica, (b) pol. horizontal, (c) pol. vertical.

Ya que la bocina cónica no ha recibido el mismo estudio a profundidad que el resto de antenas de bocina, los datos medidos fueron comparados en referencia a varios artículos donde se trabaja en banda de frecuencia “X”.

Pese a que gráficamente el patrón de radiación de las Figuras 104-106 no presenta un alto grado de concordancia, se cumple con la teoría previamente expuesta donde se esperaba un patrón direccional tanto en polarización horizontal como en vertical.

- **Ancho de haz (-3dB)**

Del diagrama de patrón de radiación de las Figuras 92 y 93 se tiene:

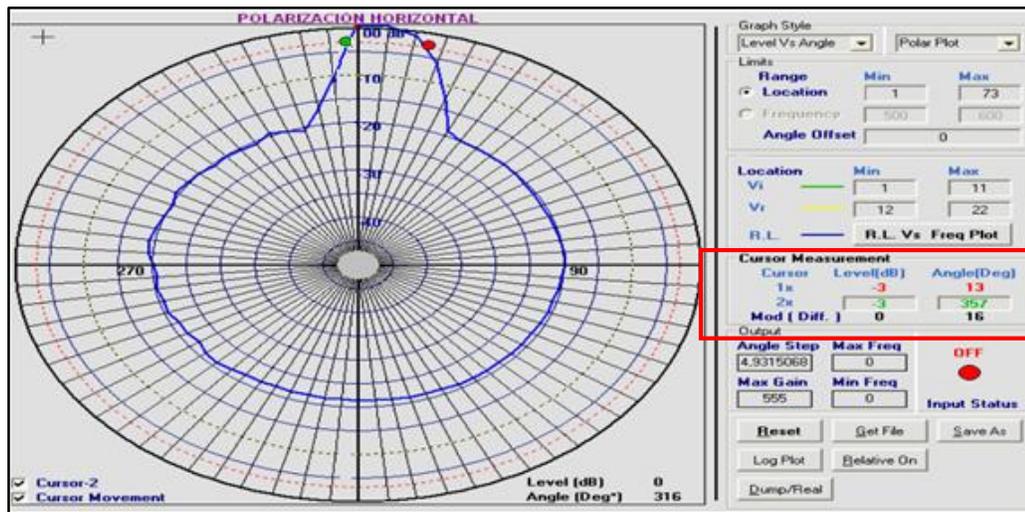


Figura 107: Bocina cónica en polarización horizontal.

Cursor 1 357°

Cursor 2 13°

Ancho de haz en pol. horizontal 16°

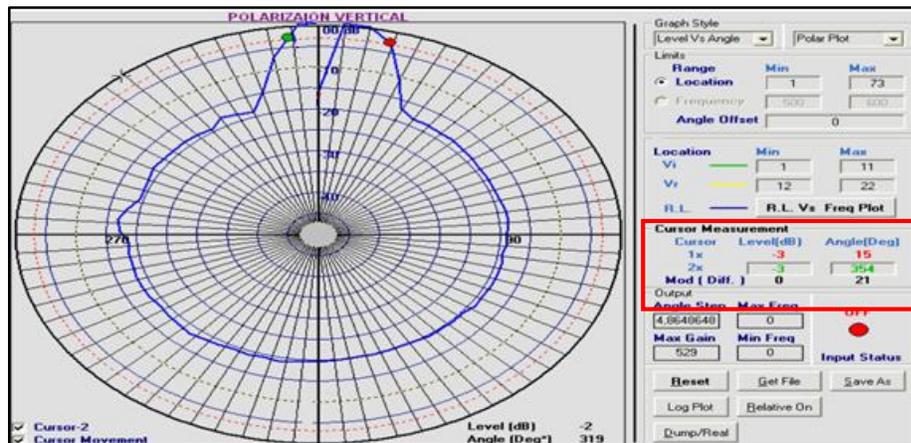


Figura 108: Bocina cónica en polarización vertical.

Cursor 1 354°

Cursor 2 15°

Ancho de haz en pol. vertical 21°

Los datos obtenidos mediante simulación por computadora son:

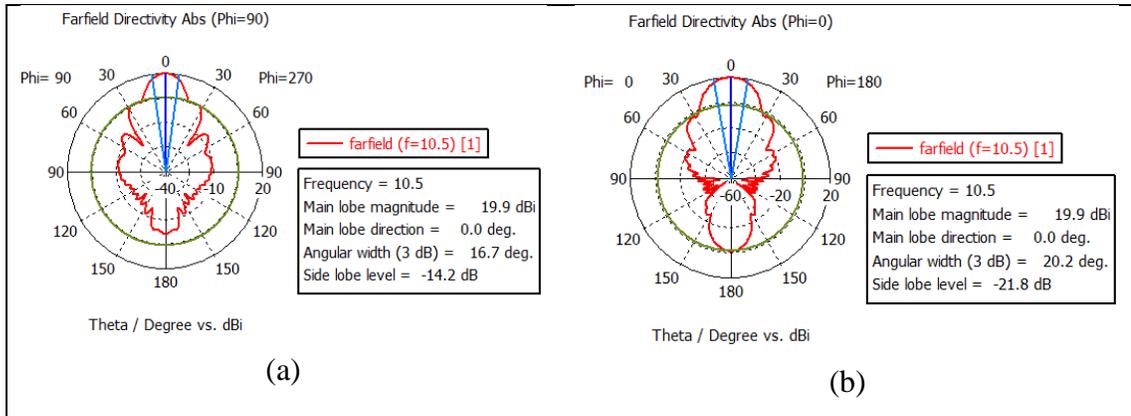


Figura 109: (a) Pol. horizontal y (b) Pol. vertical.

Ancho de haz en pol. horizontal 16.7°

Ancho de haz en pol. vertical 20.2°

En base a la ecuación 4.7, tomando en cuenta los valores medidos y simulados, el error porcentual es:

	VT	VE	e%
<i>Ancho de haz en pol. horizontal</i>	16.7°	16°	4.1
<i>Ancho de haz en pol. vertical</i>	20.2°	21°	3.9

El error porcentual se encuentra dentro de un rango aceptable, demostrando así la validez de la medición de la antena.

- **Relación Frente-Espalda**

En base al patrón de radiación en plano E de la Figura 92 se tiene:

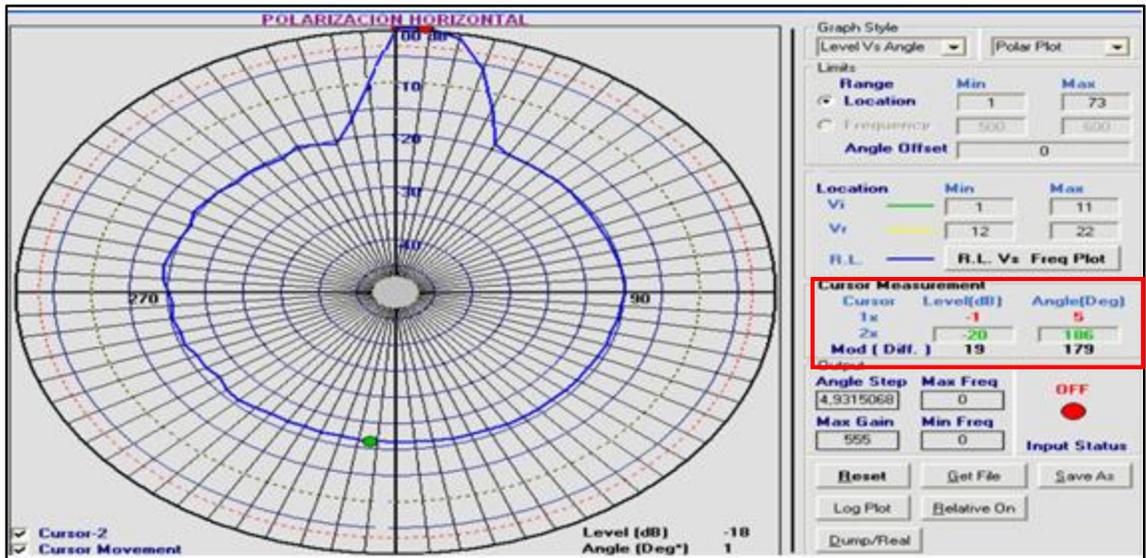


Figura 110: RRFE de la bocina cónica en polarización horizontal.

Densidad de potencia de lóbulo principal -1 dB
 Densidad de potencia de lóbulo posterior -20dB
RFE 79.4 o 19dB

De manera similar la RFE obtenida mediante simulación por computadora muestra un valor de:

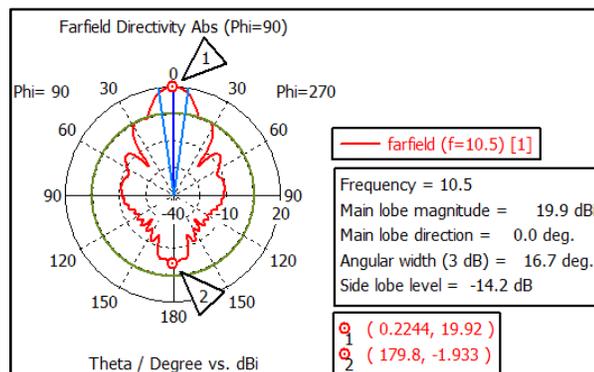


Figura 111: Valor simulado de RFE de la bocina cónica.

Densidad de potencia de lóbulo principal	19.92 dB
Densidad de potencia de lóbulo posterior	-1.933 dB
<i>RFE</i>	153 o 21.85 dB

El error porcentual es calculado en base a la ecuación 4.7, y se tiene:

	VT	VE	e%
<i>RFE</i>	153	79.4	48.1

En las Figuras 110 y 111 se muestran los resultados de la relación frente-espalda teórico y experimental correspondiente al plano E, mismos que presentan un error de medición adimensional del 48.1%, sin embargo la diferencia entre los valores teóricos y medidos es de 2.8dB evidenciando un alto grado de concordancia entre los mismos.

- **Directividad de la antena**

Empleando la ecuación 4.1 se tiene:

$$D = \frac{41000}{21^\circ \cdot 16^\circ} = 122.02$$

$$D \Leftrightarrow 20.86 \text{ dB} \quad (4.25)$$

En la sección 3.4.3, empleando las ecuaciones 3.18-3.20 se obtuvo una directividad teórica equivalente a:

$$D_c = 71.61$$

$$D_c \Leftrightarrow 18.55 \text{ (dB)} \quad (4.26)$$

En comparación con la directividad medida se evidencia un error porcentual de:

	VT	VE	e%
<i>Directividad</i>	71.61	122.02	70

Tomando en cuenta el valor numérico adimensional de la ganancia se determina un error de 70% entre los valores teóricos y calculados en base a mediciones. Sin embargo al llevar este valor a unidades de dB se tiene una diferencia de aproximadamente 2.3dB, es decir los resultados evidencian un correcto funcionamiento entre la antena modelada y las mediciones experimentales.

- **Ganancia de la antena**

La ganancia es calculada como:

$$G = \frac{4\pi R[m]}{\lambda} * \left(\frac{P_r[pW]}{P_t[nW]} \right)^{0.5} \quad (4.27)$$

Donde:

R= 1.5m.

$\lambda = 0.02857$.

$P_t = 15.6 \text{ dBm} = 36 \cdot 307.800 \text{ nW}$.

$P_r = 55.5 \text{ dBuV} = 7000 \text{ pW}$. (Véase Tabla 7 de anexo II).

$$G = \frac{4\pi 1.5}{0.02857} * \left(\frac{7000}{36307800} \right)^{0.5} = 91.6 \quad (4.13)$$

$$G \Leftrightarrow 19.61 \text{ dB}$$

Sin embargo, en la Figura 109 se observa una ganancia máxima teórica de 19.9 dB o 97.72 en la dirección de máxima radiación, teniendo un error de:

	VT	VE	e%
<i>Ganancia</i>	97.72	91.6	6.2

El error porcentual de la ganancia entre los valores adimensionales es de 6.2%. Sin embargo la comparación entre los datos teóricos y experimentales evidencian una diferencia de aproximadamente 0.3dB para la frecuencia de 10.5GHz, es decir que los resultados de las mediciones muestran una estrecha concordancia entre sí.

- **Eficiencia de la antena**

La eficiencia es calculada como:

$$\eta = \frac{G}{D} \quad (4.29)$$

$$\eta = \frac{91.6}{122.02} = 0.75 \quad (4.30)$$

Ya que este tipo de antena de bocina tiene pocas pérdidas, se puede decir que la ganancia, en la dirección de máxima radiación, es aproximadamente igual a la magnitud del lóbulo principal (directividad), lo que es lo mismo decir que tiene una eficiencia cercana al 100%.

- **Pérdida de retorno y VSWR.**

Desde las ecuaciones (4.4)-(4.6) se tiene:

Tabla 6:
Medición de VSWR de la bocina sectorial cónica

Pi (dBm)	Pr (dBm)	Pérdida de retorno S11	Coefficiente de reflexión Γ	VSWR
<i>Medidas en Analizador de Espectros Tektronix</i>				
-35.2	-48.4	13.2	0.218776162	1.5600857
<i>Medidas en SCU MAT20</i>				
-23.1	-60.3	37.2	0.013803843	1.0279941

En contraste, en la Figura 112 se observa que la antena posee un rendimiento constante en la banda de frecuencia de 8-12GHz. Se observa que la antena resuena a la frecuencia de 10.6 GHz, teniendo para la misma un VSWR de 1.01.

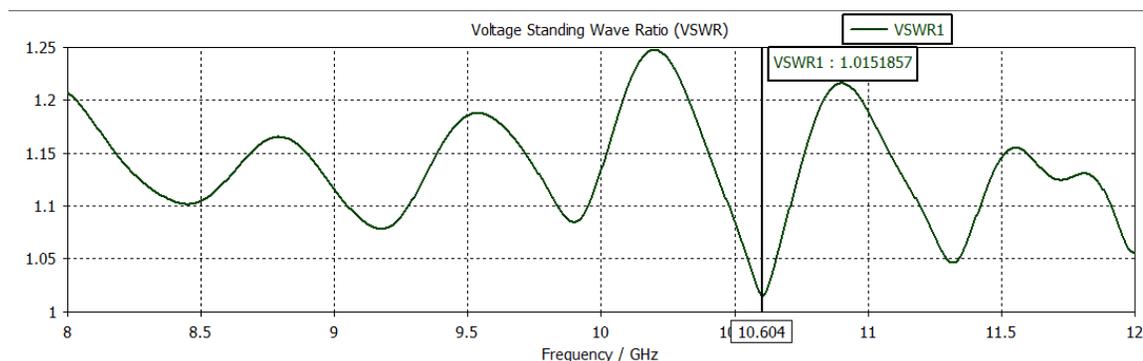


Figura 112: VSWR de la bocina cónica.

El error porcentual tomando como valor teórico el obtenido mediante simulación, y como valor experimental el medido en el sistema MAT 20 y posteriormente en el analizador de espectros es:

	VT	VE	e%
VSWR	1.01	1.5	48.5
(Tektronix)			
VSWR	1.01	1.02	0.9
(MAT20)			

La comparación indica una diferencia de 0.4 (26.2% de error) entre el valor teórico y el medido experimentalmente con el analizador de espectros; y una diferencia de 0.01 (0.9 % de error) para el caso del valor experimental medido en la unidad de control de pasos MAT20. El error se debe principalmente a imperfecciones en la fabricación de la bocina, y a fallas en la sección de alimentación de la antena, ya que depende de un acoplamiento de guía de onda a coaxial, la cual es manipulada directamente por el usuario.

4.1.9. Medición y cálculo del presupuesto de radioenlace

- La configuración del sistema MAT20 para la implementación del radioenlace es el mismo que fue descrito en la Figura 72. Sin embargo, para tomar mediciones de la potencia recibida, la salida del adaptador de guía de onda a coaxial de la antena receptora se conecta directamente al puerto RF-IN del analizador de espectros Tektronix 2792 mediante el conector Amphenol-SMA.
- Como antena transmisora se empleó una bocina piramidal, siendo las antenas receptoras las bocinas sectorial de plano E, sectorial de plano H, cónica y piramidal.
- Las antenas transmisora y receptora se ubicaron al mismo nivel y en los mismos planos de polarización (polarización horizontal) para asegurar una máxima transferencia de señal.
- La distancia entre las antenas transmisora y receptora asegura que se realicen mediciones en la región de campo lejano.

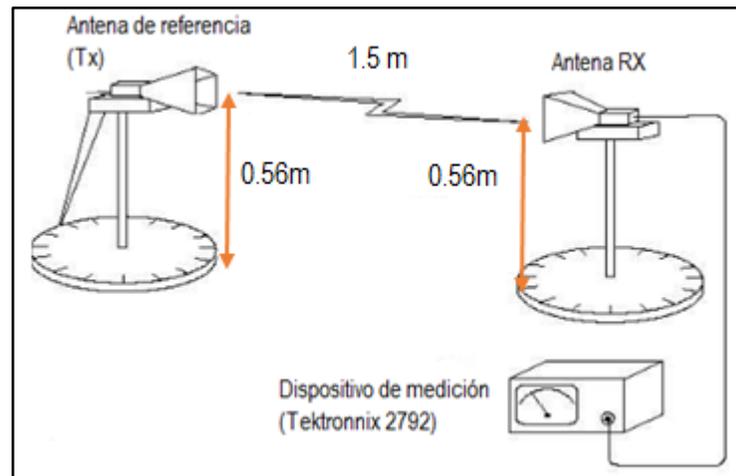


Figura 113: Diagrama de implementación del radioenlace

- Para el cálculo del presupuesto del radioenlace se emplea la ecuación de transmisión de Friis detallada en la sección 2.6.2.

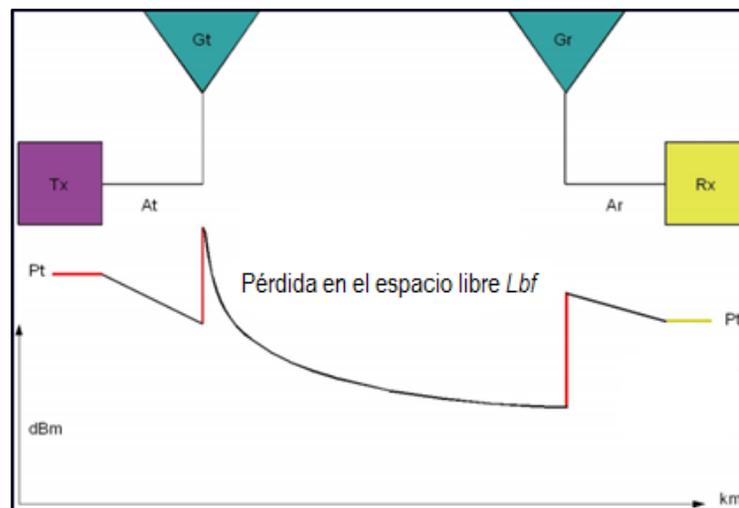


Figura 114: Elementos considerados en el presupuesto del radioenlace

En base a la Figura 114 se establece el cálculo del presupuesto del radioenlace como:

$$L_{bf} = 92.45 + 20\log_{10}f(\text{GHz}) + 20\log_{10}d(\text{Km}) \quad (4.31)$$

$$P_r(\text{dBm}) = P_t(\text{dBm}) - A_t(\text{dB}) + G_t(\text{dBi}) - L_{bf}(\text{dB}) + G_r(\text{dBi}) - A_r(\text{dB}) \quad (4.32)$$

Donde:

P_t : Potencia de transmisión.

Potencia medida directamente del Tx DRO en el analizador de espectros Tektronix 2792, y es igual a -4.4 dBm (Figura 65).

A_t : Atenuación del cable que conecta el RX.

Como la antena se conecta directamente al Tx DRO, se tiene una atenuación de 0 dB por cable, sin embargo se considera una atenuación de 0.5 dB debido al adaptador de guía de onda a coaxial (Buettrich, 2007) empleado para conectar la antena Transmisora al Tx DRO.

G_t : Ganancia de la antena transmisora.

Según la hoja de características del fabricante detallada en el Anexo I, se tiene una ganancia de 16dB para la bocina piramidal empleada como antena transmisora.

L_{bf} : Pérdida en el espacio libre.

Empleando la ecuación 4.28, a una distancia de 1.5m y una frecuencia de 10.5 GHz se tiene una L_{bf} de 56.4 dB.

G_r : Ganancia de la antena receptora.

Valor tomado de la hoja de datos del fabricante detallada en el Anexo I según sea el caso de estudio.

A_r : Atenuación del cable que conecta el receptor.

Como bajada de antena se empleó el cable de teflón RG-174 de 1m de largo (desde la salida SMA de la antena al puerto RF-IN del analizador de espectros), cuya atenuación es de 210 dB por cada 100m (PlanetaElectronico, 2014). Es decir se tiene una atenuación

por cable de 2.1 dB y una atenuación de 0.5dB debido al adaptador de guía de onda a coaxial.

- **Presupuesto de radioenlace empleando una bocina piramidal.**

Valor medido en analizador de espectros: -32.8dBm

Valor calculado desde la ecuación 4.29:

$$P_r(\text{dBm}) = -4.4(\text{dBm}) - 0.5(\text{dB}) + 16(\text{dBi}) - 56.4(\text{dB}) + 16(\text{dBi}) - 2.6(\text{dB}) \quad (4.33)$$

$$P_r = -31.9\text{dBm}$$

Como el valor medido y el valor calculado muestran una diferencia de 0.9 dBm, se verifica la validez del sistema de medición.

- **Presupuesto de radioenlace empleando una bocina sectorial de plano E.**

Valor medido en analizador de espectros: -33.3dBm

Valor calculado desde la ecuación 4.29, con una Gr de 13dBi:

$$P_r(\text{dBm}) = -4.4(\text{dBm}) - 0.5(\text{dB}) + 16(\text{dBi}) - 56.4(\text{dB}) + 13(\text{dBi}) - 2.6(\text{dB}) \quad (4.34)$$

$$P_r = -34.9\text{dBm}$$

Entre la potencia de recepción medida en el analizador de espectros y la potencia calculada se tiene una diferencia de apenas 1.6dBm, demostrándose así el correcto funcionamiento del sistema y la validez del procedimiento de medición.

- **Presupuesto de radioenlace empleando una bocina sectorial de plano H.**

Valor medido en analizador de espectros: -39.2dBm

Valor calculado desde la ecuación 4.29, con una Gr de 10dBi:

$$P_r(\text{dBm}) = -4.4(\text{dBm}) - 0.5(\text{dB}) + 16(\text{dBi}) - 56.4(\text{dB}) + 10(\text{dBi}) - 2.6(\text{dB}) \quad (4.14)$$

$$P_r = -37.9\text{dBm}$$

Entre la potencia de recepción medida en el analizador de espectros y la potencia calculada se tiene una diferencia de apenas 1.3dBm, demostrándose así el correcto funcionamiento del sistema y la validez del procedimiento de medición.

- **Presupuesto de radioenlace empleando una bocina cónica.**

Valor medido en analizador de espectros: -44.8 dBm

Valor calculado desde la ecuación 4.29, con una Gr de 10dBi:

$$P_r(\text{dBm}) = -4.4(\text{dBm}) - 0.5(\text{dB}) + 16(\text{dBi}) - 56.4(\text{dB}) + 10(\text{dBi}) - 2.6(\text{dB}) \quad (4.15)$$

$$P_r = -37.9\text{dBm}$$

En este caso se tiene una diferencia de 6.9dBm entre la potencia de recepción medida y la potencia teórica, esto se debe principalmente a que la bocina cónica tiene un alto grado de sensibilidad y debe ser alineada cuidadosamente.

CAPITULO 5

CONCLUSIONES, RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTUROS

5.1. Conclusiones

- Las antenas de bocina estudiadas en el presente trabajo de investigación, cumplen las características de patrón de radiación estable, ancho de haz de media potencia, RFE, directividad, ganancia, y VSWR para el rango de frecuencia de 8-12 GHz, establecidas de manera teórica y según datos proporcionados por el fabricante.
- La elección de una adecuada herramienta de simulación por computadora, depende de factores como: la optimización en cuanto al consumo de recursos computacionales, la velocidad de simulación, la precisión de resultados y la técnica numérica en la que basan su funcionamiento.
- La antena se modeló en el *software* CST Microwave Studio, considerando componentes PEC, además en cada antena se aprovechó la simetría en el plano H para simular la mitad de la estructura, generando ahorro de recursos computacionales y en el tiempo de simulación.
- Las antenas de bocina necesitan de un acoplador de guía de onda a coaxial para ser alimentadas, dicho acople genera imprecisión de construcción. Estas imprecisiones tienen un comportamiento capacitivo produciendo resonancias parásitas en el rango de los GHz, provocando alteraciones en los valores de la frecuencia de resonancia.
- A pesar de la amplia gama de aplicaciones, las características de radiación de las antenas de bocina cónica no han recibido el mismo estudio a profundidad que el resto de antenas de bocina, por este motivo los datos medidos fueron comparados en referencia a varios artículos donde se trabaja en banda de frecuencia “X”.

- Se comprobó de manera experimental que el receptor DRO trabaja en una frecuencia intermedia de 12.1 Mhz, y que además el SCU posee internamente un amplificador de aproximadamente 20dB.
- Las características de las antenas solamente son válidas a distancias iguales o mayores de $2D^2/\lambda$, o región de campo lejano, ya que cuando las antenas están muy cerca los campos electromagnéticos no se comportan como ondas radiadas que se propagan en el espacio libre.
- Debe existir continuidad en la unión de la guía de onda a coaxial y la antena de bocina, es decir sus aberturas deben conectarse de manera que queden acopladas entre sí.
- Si la sonda dentro de la guía de ondas al adaptador coaxial está polarizada verticalmente, se dice que está en plano de elevación o plano H. Del mismo modo, si la sonda dentro de la guía de ondas al adaptador coaxial está polarizada horizontalmente, se dice que está en el plano azimutal o en el plano E.
- Para trazar el diagrama polar de la estación receptora, la antena de la estación transmisora (antena de referencia) permanece fija y la antena de la estación receptora gira sobre su propio eje.
- Para la gráfica del patrón de radiación se empleó el sistema polar lineal, la ventaja de este tipo de gráfica es que los lóbulos con picos menores de 15dB debajo del lóbulo principal se suprimen mejorando así las características de las antenas de alta directividad.

5.2.Recomendaciones

- Es recomendable tener en cuenta las características principales de las antenas a estudiar, detalladas en la especificación del fabricante, ya que este será nuestra referencia al momento de analizar los resultados obtenidos experimentalmente.
- Se recomienda trabajar previamente con el sistema MAT20 de baja frecuencia, y de esta manera familiarizarse con el uso de los equipos de medición y el software

proporcionado, ya que los elementos que trabajan en banda “X”, especialmente los mezcladores DRO son muy sensibles y deben manejarse con cuidado.

- Se recomienda emplear una fuente de alimentación en buen estado, ya que influye directamente en el funcionamiento del transmisor DRO y la potencia que este proporciona.
- Se recomienda emplear el cable de teflón propio del sistema MAT20 de alta frecuencia, pues el uso de un cable diferente puede añadir pérdidas en nuestro sistema.
- Se recomienda manipular con cuidado el cable de bajada de antena, debido a que uso inadecuado puede cambiar las características mecánicas del cable.
- Los conectores SMA son generalmente empleados en alta frecuencia y se consideran componentes de precisión, por esto se recomienda girar la manga exterior para ajustar el conector, dejando el resto del cable estacionario, caso contrario es posible que este se rompa.
- Se recomienda graficar el patrón de radiación de cada antena varias veces para obtener un resultado confiable.
- Es recomendable evitar movimientos innecesarios mientras se toman las lecturas en el SCU ya que puede provocar alteraciones en la gráfica del patrón de radiación.
- Al trabajar en alta frecuencia, en este caso a 10.5GHz, se recomienda calibrar y alinear previamente todos los elementos antes de encender el equipo Tx, para evitar radiaciones en nuestro cuerpo y principalmente en los ojos.

5.3. Trabajos Futuros

- El trabajo de titulación presentado sirve como punto de partida para la caracterización de otros tipos de antenas del sistema MAT20 que operan en banda “X” tal es el caso de las antenas de tipo microlínea, entre estas se cuenta con: antenas de microlínea circularmente polarizadas, arreglo 2X1, arreglo 4X1, y arreglo 4X4.

- Se propone crear un programa que permita graficar el patrón de radiación en de la potencia relativa en función del ángulo, y de esta manera corroborar los resultados de las gráficas obtenidas en el *software* Antenna Plot System,
- Existe un alto grado de concordancia entre los valores medidos y simulados, sin embargo el error que se generó fue ocasionado principalmente a que se empleó un conductor perfecto como material de modelado de las antenas; generando la necesidad de realizar una investigación que permita determinar el material de las bocinas empleando alguna técnica electromagnética.

BIBLIOGRAFIA

- Alsina, G. (2015, Noviembre 25). *Mezcladores de frecuencia para guía ondas*. Obtenido de <http://www.comunicacionesinalambricashoy.com/mezcladores-de-frecuencia-para-guia-ondas/>
- Alsina, G. (2015, Noviembre 25). *Mezcladores de frecuencia para guía ondas*. Obtenido de <http://www.comunicacionesinalambricashoy.com/mezcladores-de-frecuencia-para-guia-ondas/>
- Amitec Electronics Ltd. (2010, Octubre 20). *Advanced RF & Microwave Antenna Training Lab MAT20*. Obtenido de <http://training.amitec.co/>
- Antenaruval. (2010). *antenaruval*. Obtenido de http://antenaruval.mex.tl/imagesnew2/0/0/0/2/0/5/4/9/3/1/TEMA%202_1.pdf
- Aulestia, M., & Ormaza, E. (2012). *Desarrollo de guías didácticas y contenido audiovisual para modelamiento de líneas de transmisión y parámetros de antenas*. Sangolquí.
- Balanis, C. (2005). *Aperture Antennas*. New Jersey: Wiley.
- Balanis, C. (2013). Conical Horn: Gain and Amplitude Patterns. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 3427-3433.
- Balanis, C. (2016). *Antenna Theory Analysis and Design*. New Jersey: Wiley.
- Buettrich, S. (2007, Octubre). *Cálculo de Radioenlace*. Obtenido de http://www.itrainonline.org/itrainonline/mmtk/wireless_es/files/06_es_calculo-de-radioenlace_guia_v02.pdf
- Cahill, F. (2015, Septiembre). *Design and Analysis of Corrugated Conical*. Obtenido de eprints.maynoothuniversity.ie/7530/1/Fiachra_Cahill_MScThesis.pdf
- Cardama, A. (2002). *Antenas*. Barcelona: Edicions UPC.
- Cardama, Á. (2002). *Antenas*. Barcelona: EDICIONS UPC.
- Cheng, D. (1998). *Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería*. México: Pearson Educación.
- Cobo, J. (2012). *Universidad Tecnológica Nacional Facultad Regional Tucumán*. Obtenido de https://ecaths1.s3.amazonaws.com/medidaselectronicaii/341214887.Par%C3%A1metrosS-FRT-UTN30-04_12.pdf
- CONATEL. (2012). PLAN NACIONAL DE FRECUENCIAS. *PLAN NACIONAL DE FRECUENCIAS ECUADOR 2012*, 11, 49.

- Criollo, E. (2013, Diciembre 9). *ANTENA HORN PARA OPERACIÓN EN BANDA*. Obtenido de <https://repository.javeriana.edu.co/bitstream/handle/10554/12735/CriolloVelasquezEdgarHernando2013.pdf?sequence=1>
- CST. (2009). CST MWS - Standard Workflow. CST, 6.
- CST STUDIO SUITE. (2007). *CST MWS - Standard Workflow*. Obtenido de <https://www.cst.com/products/cstmws>
- Domínguez, A. (2010). *Cálculo de Antenas*. Barcelona: Marcombo.
- ESA Corp. (2013, Noviembre 21). *European Space Agency*. Obtenido de http://www.esa.int/Our_Activities/Telecommunications_Integrated_Applications/Satellite_frequency_bands
- Fiarcha, C. (2015, Septiembre). http://eprints.maynoothuniversity.ie/7530/1/Fiachra_Cahill_MScThesis.pdf. Obtenido de Maynooth University: http://eprints.maynoothuniversity.ie/7530/1/Fiachra_Cahill_MScThesis.pdf
- Hernández, j. (1998). *Antenas: Principios básicos, análisis y diseño*. Baja California: Universidad Autónoma de Baja California.
- Ibarra, R., & Serrano López, M. (1999). *Principios de teoría de las comunicaciones*. México: Limusa.
- IEEE Std 145. (1983). Transactions on Antennas and Propagation. *IEEE*.
- International Centre for Theoretical Physics. (2010, Junio 21). *Antenas y Líneas de Transmisión*. Obtenido de http://www.eslared.org.ve/walcs/walc2012/material/track1/03-Antenas_y_Lineas_de_Transmission-es-v3.0-notes.pdf
- Jaiswal, A. (2014, Marzo). *DESIGN & SIMULATION OF PYRAMIDAL HORN ANTENNA FOR NAVIGATION AND SURVEILLANCE APPLICATIONS*. Obtenido de www.airccse.com/ijaceee/papers/3215ijaceee03.pdf
- King, A. (2010). The Radiation Characteristics of Conical Horn Antennas. *Proc. IRE, Vol 38*, pp. 249-251.
- Knave, B. (2001). *Riesgos de radioaciones no ionizantes*. Obtenido de <http://www.insht.es/InshtWeb/Contenidos/Documentacion/TextosOnline/EnciclopediaOIT/tomo2/49.pdf>
- Kraus, J. D. (2001). *Antennas*. New York: McGraw-Hill.
- Microwaves Encyclopedia. (2008, Abril 25). *Citizendium*. Obtenido de http://en.citizendium.org/wiki/IEEE_frequency_bands

- Miguel, H. (s.f.). *Antenas y Líneas de Transmisión*. Obtenido de wndw.net/pdf/wndw-es/chapter4-es.pdf
- Milligan, T. (2005). *Modern Antenna Design*. New Jersey: John Wiley & Sons.
- Moldes, J. (2012). Experiencias en microondas en banda X. *CACHARREO*, 3-7.
- NTIA. (2016, Enero). *NTIA*. Obtenido de <https://www.ntia.doc.gov/files/ntia/publications>
- Pedrini, L. (2010, Diciembre 2). *Que es el VSWR*. Obtenido de <http://www.telecomhall.com/es/que-es-vswr.aspx>
- PlanetaElectronico. (2014). *Tabla de cable coaxial*. Obtenido de <https://www.planetaelectronico.com/cable-coaxial-rg174-baja-perdida-p-13236.html>
- Plonus, M. (1994). *Electromagnetismo aplicado*. Barcelona: Reverté.
- Sadiku, M. (2003). *Elementos de electromagnetismo*. México,D.F.: OXFORD UNIVERSITY PRESS.
- Tektronix. (2790). *Spectrum Analyzers*. Obtenido de <http://www.tek.com/datasheet/2792-spectrum-analyzer>
- UCM3. (2009, Septiembre). *Introducción a la teoría de microondas*. Obtenido de http://www.tsc.uc3m.es/~jvazquez/introduccion_ocw.pdf
- Ulaby, F. T. (2007). *Fundamentos de aplicaciones en electromagnetismo*. México: Pearson Educación.
- Viera, O. (2007). *Estudio y aplicación de CST microwave studio 5 como herramienta de simulación de antenas*. Obtenido de https://www.academia.edu/7094217/Ayuda_CST