

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

**PROPUESTA DE ALIMENTADORES DE ANTENAS
PARABOLICAS EN BANDA C Y Ku**

Presentado ante la ilustre
Universidad Central de Venezuela
por la Br. Zolandia A. Silva P
para optar al título de
Ingeniero Electricista

Caracas, 2008

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

PROPUESTA DE ALIMENTADORES DE ANTENAS PARABOLICAS EN BANDA C Y Ku

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

Presentado ante la ilustre
Universidad Central de Venezuela
por la Br. Zolanda A. Silva P.
para optar al título de
Ingeniero Electricista

Caracas, 2008



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



CONSTANCIA DE APROBACIÓN

Caracas, 23 de enero de 2009

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

“PROPUESTA DE ALIMENTADORES DE ANTENAS PARABOLICAS EN BANDA C Y Ku.”

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

Prof. Luis Fernández
Jurado

Prof. Zeldivar Bruzual
Jurado

Prof. Franklin Martínez
Prof. Guía



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

DEDICATORIA

A mi incondicional madre por estar siempre a mi lado, escuchándome, apoyándome y orientándome en cada momento de júbilo y desconsuelo. Su energía, entereza y sacrificio ante la vida, me han servido de estímulo para esforzarme cada día por alcanzar todas mis metas y llegar a ser una profesional íntegra y exitosa

AGRADECIMIENTOS

... A *Dios*, por bendecirme cada día e iluminarme el camino a seguir, para lograr todas mis metas.

... A mis padres *Zolandia* y *Andrés*, por brindarme su apoyo amoroso e incondicional y enseñarme a ser fuerte ante las vicisitudes, gracias por permitirme aprender de ustedes. En especial, a mi abuela *Sofía*, cuyos años de vida y lucidez son dignos de mi admiración.

... A mi hermana *Zoandry*, con cariño, al ofrecerme su ayuda y colaboración incondicional en la realización de esta investigación.

... A la Universidad Central de Venezuela, por darme la oportunidad de ser una de sus egresados.

...Un especial reconocimiento al profesor *Freddy Brito*, por brindarme la oportunidad de aprender de sus experiencias, representando un modelo de éxito y desarrollo profesional.

... Al profesor *Franklin Martínez*, por sus orientaciones académicas. Sin duda, es una figura significativa en mi desarrollo profesional.

... A la Dra. *Gloria Carvalho*, por sus orientaciones y apoyo incondicional en la culminación de esta etapa.

... A los Profesores *Diógenes Marcano* y *Luis Fernández*, por sus orientaciones durante mis estudios.

... A *Oscar Peña*, por su apoyo desinteresado.

... A mis amigos de la Infancia *Armando, Carlos, Nelson y Adriana* por brindarme su amistad y ayudarme a no decaer en los momentos difíciles.

... A mis amigos de la Universidad *Raúl, Andrés, Aníbal, Gonzalo, Franklin, Sandra, Ronald y Jody*, por compartir a mi lado gratos momentos durante la carrera y ofrecerme su ayuda.

...En especial a mi amigo *Jackson*, por su paciencia, constancia y apoyo incondicional durante toda la carrera. Sin duda, su aporte ha sido valioso para el desarrollo exitoso de esta investigación.

.... A mi tío *César*, cuya compañía en todo momento y ayuda, me permitieron culminar exitosamente esta investigación.

... A mi primo *Felipe*, cuyos consejos y lecciones de vida, me han permitido desarrollarme, no sólo en el plano profesional sino también en el personal.

... A mi madrina *Maribel* y a la *Sra. María*, por sus bendiciones y apoyo en todo momento.

... A *María Auxiliadora*, por su gran colaboración para el buen término de esta investigación.

... Al *personal del CENDIT*, por permitirme desarrollar mi Trabajo Especial de Grado y colaborar en mi formación académica. En especial a *Otoniel, Héctor, Karina, Moy, Yaremi, Iacutone, Doriam, Yiberson y Martín*.

... Al Taller de Mecánica de la Facultad de Ciencias UCV, en especial al *Sr. Torres* y *Sr. Pacheco*, quienes mostraron mucha dedicación, empeño y tenacidad durante la construcción de los prototipos.

... Al *Rachel* y *Louiseanne* por brindarme su colaboración para que culminara esta importante etapa de mi vida.

Silva P. Zolandia A.

**PROPUESTA DE ALIMENTADORES DE ANTENAS
PARABOLICAS EN BANDA C Y Ku**

Tutor Académico Lic., MSc. Franklin Martínez. Tutor Industrial Ing. PhD. Freddy Brito. Tesis. Caracas. U.C.V. Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Eléctrica. Ingeniero Electricista. Opción: Comunicaciones. Institución: CENDIT. 2008. 109h+ anexos

Palabras Claves: Alimentador, Antena Parabólica, Bocina Piramidal, Bocina Cónica Corrugada, Teoría de Apertura, Banda Ku, banda C, Relación de Ondas Estacionaria (ROE)

Resumen: En esta investigación se muestra el diseño de dos prototipos de alimentadores de antenas parabólicas. Uno de ellos, es de tipo piramidal, opera en la frecuencia de recepción de banda C e ilumina un reflector parabólico, cuyas especificaciones se establecieron en un estudio previo. El otro, es de tipo cónico corrugado, opera en la frecuencia de recepción de banda Ku e ilumina un reflector parabólico de foco centrado comercial, el cual se construyó. Ambas bocinas son compatibles con lo LNB comerciales. El análisis de las bocinas se fundamentó en la teoría de apertura. Para el alimentador en banda Ku se diseño una transición de guía rectangular a circular, mediante secciones circulares truncadas realizadas con dos y tres secciones de transformación, y por medio de una sección rectangular. Se efectuaron dos estudios de sensibilidad del coeficiente de reflexión con respecto a variaciones de sus dimensiones, con el fin de seleccionar la que ofrece un menor coeficiente de reflexión. El análisis de los resultados preliminares se corroboró mediante un software de simulación comercial CST STUDIO SUITE 2008TM, siendo consistentes entre sí. Adicionalmente, se propuso un esquema de medición con las pruebas asociadas, para validar los resultados de la investigación, específicamente en el patrón de radiación, ganancia y relación de ondas estacionarias (ROE).

ÍNDICE GENERAL

CARTA DE APROBACIÓN.....	iii
DEDICATORIA	iv
AGRADECIMIENTOS	v
RESUMEN.....	viii
ÍNDICE GENERAL.....	ix
ÍNDICE DE TABLAS	xii
ÍNDICE DE FIGURAS.....	xiii
ÍNDICE DE GRÁFICAS	xvi
SIGLAS.....	xvii
ACRÓNIMOS.....	xviii
INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO I.....	4
1.1 Antecedentes y justificación	4
1.2 Planteamiento del Problema.....	6
1.3 Objetivo General	7
1.4 Objetivos Específicos.....	7
1.5 Metodología	8
CAPÍTULO II	9
2.1 Sistema de Telecomunicaciones Satelitales:.....	9
2.1.1 Tipos de alimentadores	11
2.1.2 Características del alimentador de un reflector parabólico	12
2.2 Aperturas	16
2.3 Bocinas Electromagnéticas	17
2.3.1 Geometría de la Bocina Electromagnética.....	18
2.4 Bocinas Rectangulares	19
2.4.1 Bocinas Sectoriales	22
2.4.2 Bocina Piramidal.....	27
2.4.3 Parámetros para el diseño de la Bocina Piramidal	35
2.4.4 Procedimiento de diseño de la bocina piramidal.....	37
2.5 Bocinas Cónicas.....	39
2.5.1 Bocinas Cónicas Corrugadas.....	40
2.5.2 Procedimiento para el diseño de una bocina cónica corrugada.....	51
2.6 Transición de una Guía de Onda Rectangular a Circular.....	53

2.6.1	Secciones Circulares Truncadas.....	54
2.6.2	Secciones Rectangulares.....	57
2.7	Esquema de Medición.....	60
2.7.1	Medición del Diagrama de Radiación.....	62
2.7.2	Medición de Ganancia.....	63
2.7.3	Medición de la Relación de Ondas Estacionarias (ROE).....	64
CAPÍTULO III.....		66
3.1	Diseño de la Bocina Piramidal.....	66
3.1.1	Consideraciones del Diseño.....	66
3.1.2	Desarrollo del Diseño.....	67
3.1.3	Estudio de Sensibilidad.....	74
3.1.4	Propuesta de Diseño del Alimentador en banda C.....	76
3.2	Diseño de la Bocina Cónica Corrugada.....	80
3.2.1	Consideraciones del diseño.....	80
3.2.2	Desarrollo del Diseño.....	81
3.2.3	Propuesta de Diseño.....	84
3.3	Diseño de la Transición de Guía de Onda Rectangular a Circular.....	89
3.3.1	Transición con Secciones Circulares Truncada.....	89
3.3.2	Transición por medio de una Sección Rectangular.....	98
3.3.3	Propuesta de diseño.....	101
3.4	Análisis sobre el alimentador y el reflector parabólico.....	103
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....		105
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		107
BIBLIOGRAFÍA.....		110
ANEXOS.....		1
	[ANEXO 1].....	1
	Integrales de Fresnel.....	1
	[ANEXO 2].....	2
	Definición de la función del diagrama de radiación normalizado de la bocina sectorial H.....	2
	[ANEXO 3].....	3
	Procedimiento para obtener las opciones de Bocina Piramidal automatizado.....	3
	[ANEXO 4].....	5
	Características de otros Convertidores de Modo TE_{11} - HE_{11}	5
	[ANEXO 6].....	8

Especificaciones técnicas del Reflector Parabólico en banda Ku	8
[ANEXO 7]	9
Especificaciones técnicas del LNB que opera en banda Ku	9
[ANEXO 8]	10
Proceso de construcción de la bocina cónica corrugada	10
[ANEXO 9]	12
Coefficiente de de reflexión promedio de la transición guía de onda a circular mediante tres secciones circulares truncadas	12
[ANEXO 10]	21
Coefficiente de de reflexión promedio de la transición guía de onda a circular mediante una sección rectangular	21
[ANEXO 11]	24
Bocina Piramidal Comercial	24
[ANEXO 12]	25
Alimentador en banda Ku comercial.....	25

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Usos y características típicas de las bocinas cónicas corrugadas	41
Tabla 2: Diámetro de apertura óptimo para una bocina cónica corrugada escalar	46
Tabla 3: Parámetros de diseño	67
Tabla 4: Opciones de bocinas preliminares	68
Tabla 5: Modificación de las dimensiones de la bocina seleccionada.....	74
Tabla 6: Variaciones de longitud de las secciones de transformación.....	92
Tabla 7: Dimensiones de la transición circular truncada con dos secciones.....	94
Tabla 8: Características de la transición por medio de tres secciones	95
Tabla 9: Variaciones de longitud de las secciones de transformación.....	96
Tabla 10: Dimensiones de la transición circular truncada con tres secciones	98
Tabla 11: Características físicas y eléctricas de las transiciones propuestas	103
Tabla 12: Directividad y Eficiencia de las Antenas parabólicas con los alimentadores propuestos	103
Tabla 13: Directividad y Eficiencia de la antena parabólica de la investigación actual y previa.....	104

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Sistema de transmisión y recepción satelital	10
Figura 2: Sistema de Recepción Satelital.....	10
Figura 3: Esquema del LNBF de la antena parabólica.....	11
Figura 4: Ejemplos de alimentación de fuentes primarias	12
Figura 5: Bloqueo en la apertura del reflector parabólico.....	13
Figura 6: Ángulo sólido ψ_0 entre el foco y el borde del reflector parabólico	14
Figura 7: Diagrama de radiación de la antena parabólica y el alimentador	15
Figura 8: Región de Apertura en el plano $z'=0$	16
Figura 9: Antena de tipo Apertura	16
Figura 10: Tipos de bocinas rectangulares y circulares	17
Figura 11: Geometría General de una bocina rectangular	18
Figura 12: Planos principales de una guía de onda rectangular	20
Figura 13: Campo eléctrico en el interior de una bocina	20
Figura 14: Tipos de Bocinas Rectangulares.....	21
Figura 15: Bocina sectorial de plano E y corte longitudinal en el plano E.....	22
Figura 16: Bocina Sectorial de plano H y corte longitudinal en el plano H	23
Figura 17: Patrón de radiación universal en el plano E para bocinas sectorial plano E	25
Figura 18: Patrón de radiación universal el plano H para bocina sectorial de plano H	26
Figura 19: Bocina Piramidal	27
Figura 20: Corte longitudinal de una bocina piramidal en sus planos principales.....	27
Figura 21: Dimensión entre el flange y el inicio de la transición guía-apertura (L_g) .	34
Figura 22: Geometría de una bocina cónica.....	39
Figura 23: Diagramas universales de radiación de una bocina circular propagando el modo TE_{11}	40

Figura 24: Líneas de campo eléctrico en la apertura de una bocina cónica de paredes lisa y de paredes corrugadas.....	41
Figura 25: Sección transversal de una bocina cónica corrugada.....	42
Figura 26: Guía de onda corrugada.....	43
Figura 27: Diagrama universal de radiación de una bocina cónica corrugadas, propagando el modo HE ₁₁	45
Figura 28: Geometría de las corrugaciones.....	47
Figura 29: Tipos de Convertidores de Modo TE ₁₁ -HE ₁₁	49
Figura 30: Parámetros que determinan la característica de radiación de una bocina cónica corrugada	51
Figura 31: Unidad de transformación de modo e impedancia	54
Figura 32: Transición a través de múltiples secciones circular truncada.....	55
Figura 33: Guía rectangular equivalente y guía circular truncada	55
Figura 34: Impedancia Característica normalizada de una guía circular truncada	55
Figura 35: Secciones de transformación de la transición rectangular.....	58
Figura 36: Transición de Guía de Onda Rectangular a Circular a través de una sección rectangular.....	60
Figura 37: Esquema del sistema de medida de radiación de antenas.....	61
Figura 38: Esfera del estándar IEEE para medida de antenas.....	62
Figura 39: Esquema de un sistema para la medición del ROE	64
Figura 40: Propuesta de antena tipo bocina piramidal	76
Figura 41: Proceso de construcción de la bocina piramidal.....	80
Figura 42: Distribución de las ranuras de la bocina cónica corrugada propuesta.....	84
Figura 43: Dimensiones de la Bocina cónica corrugada propuesta	84
Figura 44: Transición con 2 Secciones Circulares Truncadas	90
Figura 45: Dimensiones de dos secciones circulares truncadas.....	91
Figura 46: Coeficiente de Reflexión en la transición de guía de onda rectangular a circular, utilizando dos secciones circulares truncadas.....	92
Figura 47: Transición con 3 Secciones Circulares Truncadas	94
Figura 48: Dimensiones de las tres secciones circulares truncadas	95

Figura 49: Transición con una sección rectangular..... 98

ÍNDICE DE GRÁFICAS

Gráfica 1: Patrón de radiación en el Plano E de la opción 1	69
Gráfica 2: Patrón de radiación en el Plano H de la opción 1	70
Gráfica 3: Patrón de radiación en el Plano E de la opción 2.....	71
Gráfica 4: Patrón de radiación en el plano H de la Opción 2.....	72
Gráfica 5: Comparación del ROE de la opción 1 con respecto a la opción 2	73
Gráfica 6: ROE de la opción de diseño seleccionadas y las opciones modificadas....	75
Gráfica 7: Diagrama de Radiación en el plano eléctrico de la bocina piramidal propuesta	77
Gráfica 8: Diagrama de Radiación en el plano magnético de la bocina piramidal propuesta	78
Gráfica 9: ROE de la bocina piramidal propuesta	79
Gráfica 10: Patrón de Radiación en el plano eléctrico de la bocina cónica corrugada propuesta	86
Gráfica 11: Patrón de Radiación en el plano magnético de la bocina cónica corrugada propuesta	87
Gráfica 12: ROE de la bocina cónica corrugada propuesta	88
Gráfica 13: Coeficiente de reflexión promedio en función de las secciones 1 y 2	93
Gráfica 14: Coeficiente de Reflexión en la transición de guía de onda rectangular a circular utilizando tres secciones circulares truncadas.....	95
Gráfica 15: Coeficiente de reflexión promedio con la longitud de la sección 3 fija a 0.91cm.....	97
Gráfica 17: Coeficiente de reflexión de la transición con una sección rectangular	99
Gráfica 18: Coeficiente de reflexión promedio en función de las dimensiones de la sección transversal con una longitud fija a 0.705cm.....	100
Gráfica 19: Coeficiente de reflexión de la transición con una sección rectangular propuesta	101
Gráfica 20: Coeficiente de reflexión de los tres tipos de transiciones estudiadas	102

SIGLAS

CENDIT:	Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones
UCV:	Universidad Central de Venezuela
IEEE:	Institute of Electrical and Electronic Engineers
UIT:	Unión Internacional de Telecomunicaciones

ACRÓNIMOS

LNB:	Bloque de bajo ruido
ROE:	Relación de ondas estacionarias
GTD:	Teoría Geométrica de la Difracción
BPF:	Filtro pasa banda
LNA:	Amplificador de Bajo Ruido
RF:	Señal de Radiofrecuencia
IF:	Frecuencia Intermedia

INTRODUCCIÓN

Los satélites constituyen un instrumento de gran importancia para la transmisión rápida de datos a escala global, así como, para el intercambio de información. Aproximadamente 9 mil satélites artificiales orbitan alrededor de la tierra, todos estos cumplen funciones distintas y responden a intereses determinados por el gobierno o la empresa que los controle.

El sistema de comunicación satelital requiere de una red de estaciones usuarias en la tierra, para controlar su funcionamiento, proporcionando las instalaciones de interfaz para transmitir y recibir el tráfico de comunicaciones terrestre (seguimiento, teledata, telemando y apoyo logístico para los satélites).

Las estaciones de recepción satelital, emplean diversos tipos de antenas, sin embargo, la más usada es la de tipo parabólico, debido a que proporciona altos niveles de ganancia, se caracteriza por utilizar un mecanismo de alimentación que irradia energía electromagnética hacia un reflector parabólico.

Un sistema de recepción satelital típico está constituido por el reflector parabólico, el alimentador o iluminador, el bloque de bajo ruido (LNB) y el decodificador.

El reflector constituye uno de los elementos del sistema radiante que se encarga de captar las señales muy atenuadas que emiten los satélites, logrando recibir la mayor parte de esa energía, concentrándola en el foco, donde se encuentra el alimentador y el LNB.

El alimentador, generalmente es una antena de tipo bocina que capta la señal que se concentra en el foco y la conduce hacia el LNB, donde se realiza la conversión y amplificación a una frecuencia más baja de la señal recibida. El alimentador se debe

adecuar a la relación distancia focal al diámetro de la parábola (f/D) y su ángulo de apertura debe cubrir toda la superficie del reflector, para que el sistema funcione eficientemente.

El decodificador es el dispositivo que se encarga de procesar y decodifica las señales de información que provienen del satélite.

Existen diferentes tipos de antenas parabólicas, entre las que se pueden mencionar: de foco centrado, que se caracteriza por tener el alimentador centrado con respecto al foco del reflector; y de tipo offset, en donde el reflector es una sección transversal de un paraboloides, su sistema de alimentación está descentrado respecto al foco lo que favorece su rendimiento. [1]

Las antenas del tipo bocinas, son las más utilizadas como alimentadores, debido a que poseen alta ganancia, baja Relación de Ondas Estacionarias de Voltaje (VSWR) , gran ancho de banda, bajo peso y su construcción no es complicada. Estructuralmente pueden ser de forma circular, elíptica y rectangular, ésta última dependiendo del ensanchamiento de sus dimensiones se clasifican en sectorial H, sectorial E y piramidal (simultáneamente ambos planos). Dependiendo de su superficie pueden ser lisas o corrugadas.

El gobierno venezolano actualmente dirige todos sus esfuerzos en crear una plataforma tecnológica para el desarrollo del “Satélite Simón Bolívar”. Este sistema proveerá cobertura en las bandas de frecuencia C, Ku y Ka.

Para consolidar una infraestructura tecnológica nacional, el Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones (CENDIT), organismo adscrito al Ministerio de Ciencia y Tecnología, especializado en investigar y desarrollar productos y servicios en el área de las telecomunicaciones, impulsa el desarrollo de

soluciones técnicas y científicas, dando respuestas a las necesidades nacionales y regionales. Se busca con ello crear en el país la capacidad de conocer, mejorar y aplicar tecnologías modernas en telecomunicaciones.[3]

La presente investigación está dirigida a la elaboración de una propuesta de diseño para la construcción de alimentadores de tipo bocina, cuyas características de funcionamiento son compatibles con las antenas parabólicas que se están desarrollando actualmente en el Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones.

CAPÍTULO I

OBJETIVOS DE LA TESIS

1.1 Antecedentes y justificación

Actualmente, el Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones (CENDIT), está desarrollando investigaciones para la construcción de prototipos que formen parte del Sistema de Recepción Satelital, éste proyecto incluye la elaboración de reflectores parabólicos, alimentadores y bloques de bajo ruido (LNB), fundamentados en estudios teóricos y técnicos utilizados previamente.

En el presente, está en proceso de desarrollo dos prototipos de reflectores parabólicos, que operan en banda C y banda Ku, para la recepción de comunicaciones satelitales, así mismo, es necesario realizar una investigación para construir los alimentadores de tipo bocina.

En este sentido, la primera investigación experimental detallada acerca de las bocinas fue iniciada por los teóricos Southworth y Barrow , luego Barrow y Chu investigaron el campo existente en el interior de una guía de onda rectangular con dimensiones crecientes en un determinado plano, éstos utilizaron las funciones cilíndricas de Hankel, para representar los campos a cualquier distancia de su vértice, luego mediante el método de Kirchhoff-Huygens calcularon el campo radiado sobre una superficie cilíndrica de fase constante. Este método de análisis proporciona buenos resultados, sin embargo, resulta muy laborioso. [4, pág. 336]

Posteriormente se publicaron una serie de documentos que describieron los principios teóricos básicos de las bocinas piramidales, éstas fueron las primeras en ser analizadas y utilizadas. [4, pág. 336]

En la década de los 40, los fabricantes de antenas piramidales realizaban modelos estándar con diagramas de radiación determinados. Sin embargo, en los años 50 se mejoraron las técnicas para predecir las características de radiación y polarización cruzada de las antenas piramidales.

Keller en 1962 desarrolló la teoría geométrica de la difracción (GTD), que predice el diagrama de radiación con exactitud en la parte trasera, delantera y en los lóbulos laterales, debido que considera los efectos de los campos difractados en los bordes de la apertura [5, pág. 639].

En 1989, Aurand, J.F. desarrolló un método que permitió caracterizar las dimensiones de las antenas de tipo bocina piramidal, a partir de la ganancia y error de fase en la apertura [6]. En 1999, Delgado H.J. y Thursby M.H. mediante el uso de herramientas computacionales, realizaron estudios para la determinación del diagrama de radiación y la directividad de las bocinas piramidales [7].

Por otra parte, en los años 60, los investigadores Kay A. F., Simona A. J., Minnett H. C. y Thomas B. M., estudiaron las bocinas corrugadas con la intención de obtener antenas reflectoras con un diagrama de radiación simétrico, alta eficiencia y bajos lóbulos laterales. [1, pág. 258]

En la década del 70, Parini, Clarricoats y Olver realizaron una investigación que demostró que las bocinas corrugadas también ofrecían bajos niveles de polarización cruzada, permitiendo una polarización dual o reutilizar la frecuencia de operación [1, pág. 258]. Esta propiedad de bajo nivel de polarización cruzada, hizo

que se realizaran investigaciones más precisas referentes al análisis de las bocinas corrugadas y la optimización de las corrugaciones, como la realizada por Jamnejad, V y Hoorfar, A. [8]

En 1971, el primer análisis completo sobre las guías de ondas y bocinas corrugadas fue realizado por Clarricoats y Saha [1, pág. 258].

En este mismo orden de ideas, Clarricoats, Olver y Saha investigaron las características del campo cercano. Thomas M. estudió los principios para diseñar las bocinas cónicas corrugadas. Dragone C. indagó sobre la reflexión y transmisión de los alimentadores corrugados [1, pág. 258].

El uso de las bocinas corrugadas estuvo limitado en un principio, debido a su gran peso y volumen, no obstante, a mediados de los años 80, las ventajas de las características eléctricas superaron las desventajas mecánicas, convirtiéndose en el alimentador ideal de antenas parabólicas.[1, pág. 259]

1.2 Planteamiento del Problema

Enmarcado en uno de los proyectos para la recepción de comunicaciones satelitales, actualmente se realizan en el Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones (CENDIT) la elaboración de dos prototipos de antenas parabólicas. Estos proyectos incluyen el diseño y construcción de dos reflectores parabólicos, para la consecución de los mismo, es necesario realizar una propuesta de diseño para la construcción de unos alimentadores de tipo bocina, uno de ellos operará en banda C e iluminará un reflector parabólico de foco centrado y el otro opera en banda Ku y será cónica corrugada, ambos con polarización lineal y compatibles con las características técnicas de los LNB.

1.3 Objetivo General

Elaborar una propuesta para la construcción de dos prototipos de alimentadores para antenas parabólicas que operan en banda C y banda Ku, tal que sean compatibles con las características de los reflectores parabólicos que se están desarrollando en el CENDIT.

1.4 Objetivos Específicos

1. Diseñar una antena del tipo bocina piramidal mediante el uso de técnicas convencionales existente en la literatura, que funcione como alimentador de un reflector parabólico de foco central, opere en banda C con polarización lineal y cuyas características técnicas sean compatibles con el reflector que se están desarrollando en el CENDIT y los LNB comerciales.
2. Diseñar una antena del tipo bocina cónica corrugada mediante el uso de técnicas convencionales existentes en la literatura, para operar en banda Ku como alimentador de un reflector parabólico con polarización lineal y cuyas características técnicas sean compatibles con el reflector que se están desarrollando en el CENDIT.
3. Validar el diseño preliminar con un paquete de simulación de Campo Electromagnético Comercial.
4. Realizar un esquema de medición con las pruebas asociadas para validar los resultados obtenidos

1.5 Metodología

La realización de este proyecto contempló las siguientes fases:

Fase I: Investigación Preliminar:

Fase II: Diseño de las bocinas en banda C y banda Ku de microondas

Fase III: Familiarización con las herramientas a utilizar

Fase IV: Simulación

Fase V: Propuesta de Construcción

Fase VI: Esquema de Medición

Fase VII: Elaboración de Informe Final

CAPÍTULO II

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

2.1 Sistema de Telecomunicaciones Satelitales:

El sistema satelital puede ser definido como un sistema repetidor activo que tiene la capacidad de recibir, regenerar y retransmitir información, mediante un dispositivo receptor-transmisor denominado transponder. Estos proveen una amplia cobertura, permitiendo acceder a lugares remotos.

Las bandas de frecuencia que pueden utilizar los satélites para comunicarse son determinadas por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT), de forma exclusiva o compartida con otros servicios, quedando a cargo de los gobiernos de cada país asignarlas a usuarios específicos.

En la presente investigación, los alimentadores operarán en las frecuencias de recepción de la banda C, correspondiente al rango 3.7-4.2 GHz y en la frecuencia de recepción de la banda Ku, comprendida entre 11.7-12.2 GHz.

Un sistema satelital básico está formado por un satélite con un número determinado de transponder y una estación terrena, que permite transmitir y recibir la señal de información, del satélite controlando su funcionamiento y una red de estaciones usuarias en la tierra

La estación terrena está formada por una estación de transmisión, donde se genera la señal de información, así como, una sección de recepción, donde se recibe toda la señal de información, como se muestra en la Figura 1.



Figura 1: Sistema de transmisión y recepción satelital
Fuente: Autor

La estación de recepción consta de una antena que capta la radiación del satélite y la concentra en el foco donde está ubicado el alimentador, como se muestra en la Figura 2.



Figura 2: Sistema de Recepción Satelital
Fuente: Autor

El alimentador consta de una antena, que capta la señal que se concentra en el foco, un BPF (Filtro Pasa Banda) de entrada, un LNA (Amplificador de Bajo Ruido), un convertidor de RF a IF. El BPF limita la potencia del ruido de entrada al LNA, el cual es un dispositivo altamente sensible, con bajo ruido. El convertidor de RF a IF es una combinación de un filtro pasa banda y un mezclador que convierte la

señal de RF a una frecuencia intermedia, para luego ser convertida a la frecuencia de recepción y obtener la señal de información.

Al combinar el LNA y el convertidor de frecuencia intermedia en una misma estructura se le denomina LNB (Bloque de Bajo Ruido), si a ésta estructura se le integra la antena del alimentador, se le conoce como LNBF, como se muestra en la Figura 3.

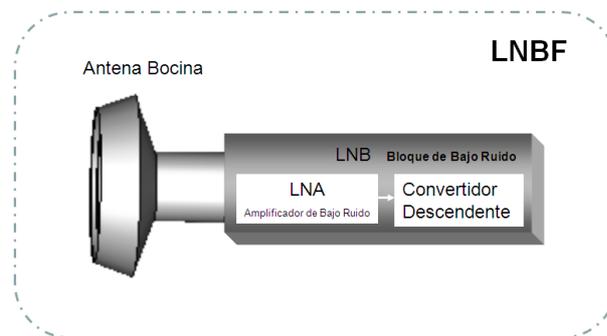


Figura 3: Esquema del LNBF de la antena parabólica

Fuente: Autor

Las estaciones terrenas de recepción satelital, emplean diversos tipos de antenas, sin embargo, la más usada es la de tipo parabólico, debido a que presentan diagramas de radiación altamente directivos y proporcionan altos niveles de ganancia.

2.1.1 Tipos de alimentadores

Los diversos tipos de antenas para iluminar un reflector parabólico, se pueden agrupar de la siguiente manera:

- Dipolos o grupos de dipolos con reflector.
- Ranuras o grupos de ranuras
- Bocina electromagnética
- Box-horn.

La elección del tipo de antena, depende principalmente de la frecuencia de utilización, la distribución de campo deseada en la abertura del paraboloide, el tamaño del reflector y el nivel de potencia a transmitir.

Existen diversos métodos de montaje y alimentación, entre los cuales se pueden mencionar el montaje axial, el cual consiste en que la guía de ondas de alimentación se encuentra situada sobre el eje de la antena, como se muestra en Figura 4.a. Otra forma de montaje es el lateral, donde la alimentación no se encuentra sobre el eje de la antena, ejemplo ilustrado en la Figura 4.b.

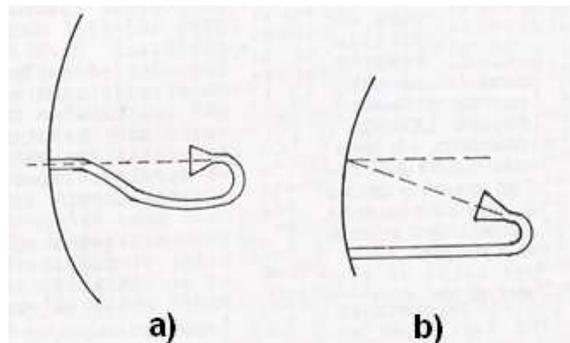


Figura 4: Ejemplos de alimentación de fuentes primarias
Fuente: [9]

2.1.2 Características del alimentador de un reflector parabólico

Las características físicas y eléctricas del alimentador, dependen del tipo de reflector utilizado. En la presente investigación las bocinas funcionarán como fuente primaria de iluminación de un reflector parabólico de foco centrado.

En tal sentido, para conseguir la máxima eficiencia de una antena parabólica, es necesario un riguroso control de la amplitud y fase del campo incidente sobre el reflector, lo que impone condiciones estrictas sobre la fuente primaria o alimentador, tales como:

- **Dimensiones físicas**

La fuente primaria de iluminación o alimentador produce un bloqueo parcial en la apertura del reflector (Figura 5), produciendo una reducción de la ganancia y un incremento de los lóbulos secundarios, lo cual reduce la eficiencia de la antena parabólica.

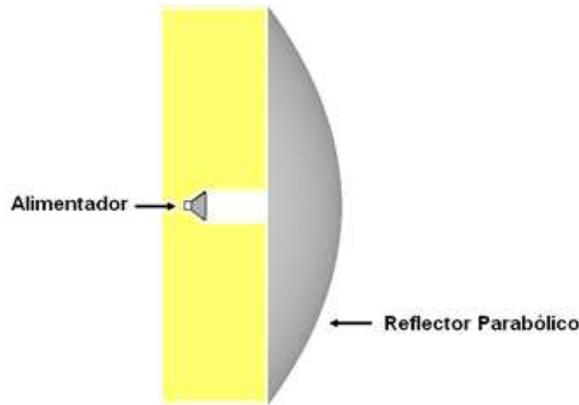


Figura 5: Bloqueo en la apertura del reflector parabólico

El valor de la eficiencia de una antena parabólica de foco centrado, debido al bloqueo del alimentador está dado por la siguiente ecuación [2, pág. 86]:

$$\eta_{bloqueo} = \left(1 - \frac{b_1}{D}\right)^2 \cong 1 - 2\frac{b_1}{D} \quad (1)$$

Donde b_1 es la altura de la bocina y D es el diámetro del reflector parabólico.

En tal sentido, puede definirse el porcentaje de bloqueo sobre el reflector, como la siguiente expresión:

$$\%Bloqueo = (1 - \eta_{bloqueo}) \cdot 100\% \quad (2)$$

- ***Características del diagrama de Radiación***

En la Figura 6, se muestra el ángulo sólido que se forma entre el foco y el borde del reflector parabólico (ψ_0).

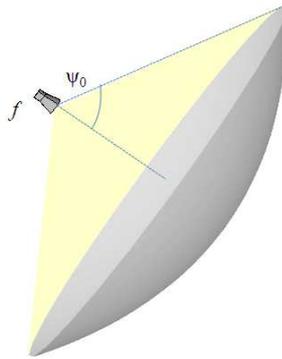


Figura 6: Ángulo sólido ψ_0 entre el foco y el borde del reflector parabólico

Para iluminar adecuadamente el reflector, la fuente primaria debe tener un diagrama de radiación con un ángulo sólido similar a ψ_0 . Si la fuente primaria tuviese un diagrama de radiación con un ángulo menor o mayor que ψ_0 , el reflector quedaría iluminado parcialmente o habría desborde de energía (spillover).

La máxima ganancia del sistema se logra cuando la fuente primaria tiene un diagrama de radiación, tal que en los bordes del paraboloide incida un décimo de la energía que llega al centro, es decir, -10dB de la energía máxima. Sin embargo, bajo esta condición, el nivel de los lóbulos secundarios de la antena parabólica es alto.

Un buen compromiso entre el nivel de los lóbulos laterales y la máxima ganancia de la antena, se logra iluminando el borde del reflector entre -12dB y -20dB de la energía que incide en el centro (Figura 7).

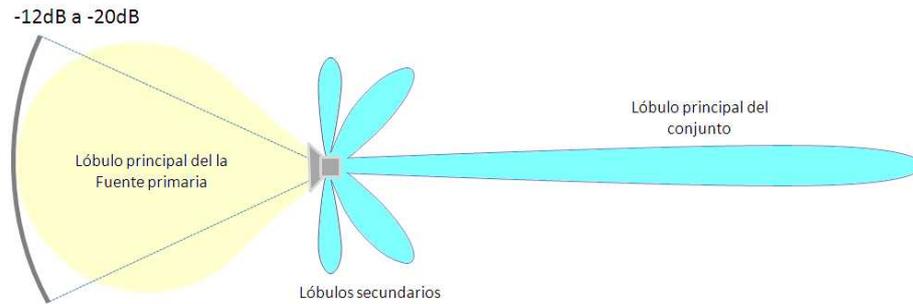


Figura 7: Diagrama de radiación de la antena parabólica y el alimentador

De esta forma, se establece que el ancho del haz del alimentador a -15dB en los planos E y H, debe ser igual a dos veces el ángulo ψ_0 , como se muestra en la siguiente ecuación:

$$BW_{15dB} = 2\psi_0 \quad (3)$$

Donde ψ_0 se obtiene a partir de la relación foco diámetro (f/D) y esta dado por la siguiente expresión [4, pág. 381]:

$$\psi_0 = 2 \tan^{-1} \left[\frac{1}{4 \left(\frac{f}{D} \right)} \right] \quad (4)$$

El alimentador debe tener un nivel de los lóbulos secundarios bajo, para que la mayor parte de la energía se concentre en el lóbulo principal y de esta manera, se evita las interferencias de señales no deseadas en el sistema.

2.2 Aperturas

El uso de las antenas de apertura, se incrementó con el desarrollo de los sistemas de radar y los sistemas de comunicaciones de microondas [4].

Una apertura es una región plana de superficie S como se muestra en la Figura 8, sobre la que se considera existen unos campos iluminantes conocidos \mathbf{E} y \mathbf{H} , de igual manera éste término puede generalizarse a cualquier superficie curva, ejemplos de apertura son una boca de guía, un frente de onda o un cable coaxial abierto [1].

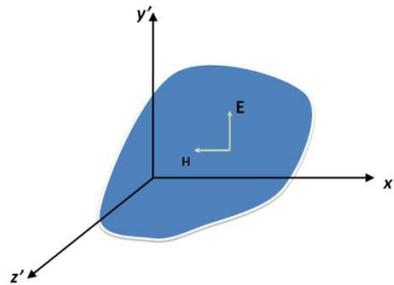


Figura 8: Región de Apertura en el plano $z'=0$

En la Figura 9, se muestran varios ejemplos de antenas cuyo campo electromagnético puede ser considerado como el proveniente de una apertura física.

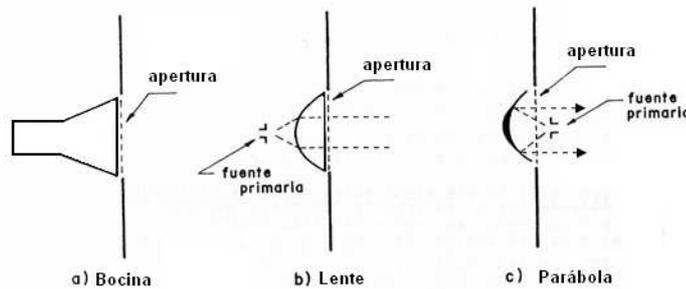


Figura 9: Antena de tipo Apertura

Fuente: [9]

La teoría de apertura es ampliamente utilizada para estudiar las bocinas, debido a que simplifica el análisis de las características de radiación. Esta teoría,

considera que el campo radiado de una bocina se obtiene a partir del conocimiento de las dimensiones de su abertura y de la distribución del campo existente en ella. No obstante, si las dimensiones de la bocina no exceden una o dos longitudes de onda, las corrientes que recorren las paredes externas pueden participar significativamente en la radiación total e incrementar la complejidad del análisis [9].

En la investigación actual, los cálculos preliminares para diseñar la bocina piramidal se fundamentaron en la teoría de apertura, que será desarrollada posteriormente.

2.3 Bocinas Electromagnéticas

Las bocinas se pueden considerar como una guía de onda cuya sección transversal es progresivamente creciente, terminando en una abertura radiante, éstas pueden tener diferentes configuraciones. En la Figura 10, se muestran varios ejemplos de bocinas formadas a partir de una guía de onda rectangular y circular.

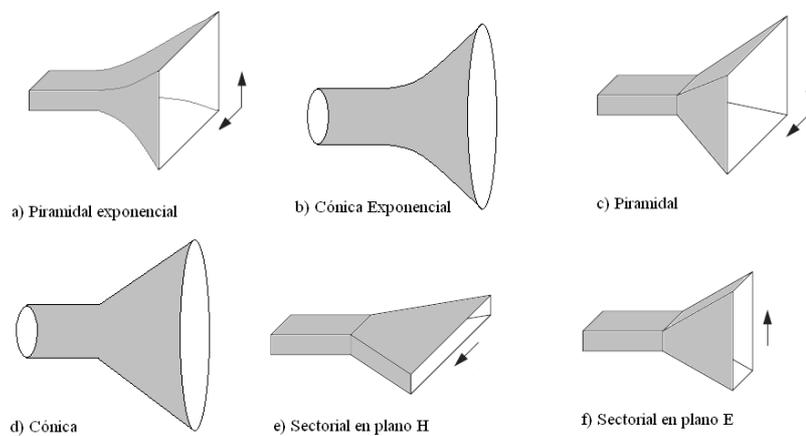


Figura 10: Tipos de bocinas rectangulares y circulares

Para minimizar las reflexiones, la transición entre la guía de onda en la garganta y el espacio libre en la abertura, debería crecer gradualmente en forma exponencial, como se puede visualizar en las Figuras 10.a y 10.b. Sin embargo, en la

práctica se construyen bocinas con transiciones abruptas, como se muestra en las Figuras 10.c, 10.d, 10.e y 10.f.

Las antenas bocinas proporcionan alta ganancia, baja onda estacionaria y ancho de banda relativamente grande, lo cual permite que sean muy utilizadas en la transmisión y recepción de señales de microondas, en sistemas de detección de velocidad y además, pueden ser consideradas como referencia en la medición de los parámetros de otras antenas.

Las bocinas, cuando son utilizadas como alimentadores de reflectores parabólicos, deben estar ubicadas en el foco del paraboloide formando lo que se conoce como antena parabólica. Durante una transmisión, el alimentador emite la energía desde el foco hacia la superficie del reflector, logrando radiar sobre el rango de cobertura deseado. En una recepción el reflector actúa como redirector de energía de la señal que se concentra en la bocina.

2.3.1 Geometría de la Bocina Electromagnética

En la Figura 11, se muestra un corte longitudinal de una bocina rectangular, donde el punto o representa el vértice, en el plano $z' = 0$ se encuentra la apertura, ρ_1 es la longitud axial, ρ_e es la distancia comprendida entre el vértice y el punto m' , ψ_e representa el ángulo que define lo agudo de la bocina y b_1 es el alto de la apertura.

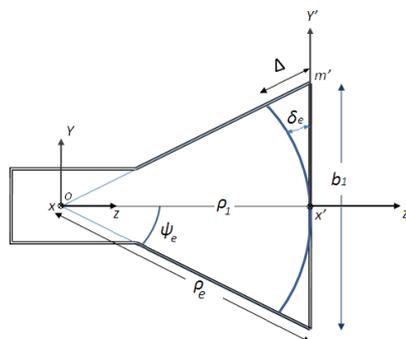


Figura 11: Geometría General de una bocina rectangular

Los campos radiados hacia la apertura se pueden considerar ondas esféricas que provienen del vértice. La diferencia de caminos entre una onda que alcanza la apertura en el eje axial ($y'=0$) con respecto a otra que lo hace en cualquier punto sobre el eje y' está dado por la longitud $\delta(y')$ que se deduce a continuación: [5, pág.654]:

$$[\rho_1 + \delta_e(y')]^2 = \rho_1^2 + y'^2 \quad (5)$$

$$\delta_e(y') = -\rho_1 + [\rho_1^2 + y'^2]^{1/2} = -\rho_1 + \rho_1 \cdot \left[1 + \left(\frac{y'}{\rho_1} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (6)$$

Al realizar una expansión binomial y conservar el primer y segundo término, la expresión anterior se reduce a:

$$\delta(y') \cong -\rho_1 + \rho_1 \cdot \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{y'}{\rho_1} \right)^2 \right] = \frac{1}{2} \left(\frac{y'}{\rho_1} \right)^2 \quad (7)$$

La magnitud Δ representa la máxima variación de longitud y ocurre cuando $y' = b_1/2$.

$$\Delta = \delta(y')|_{y'=b_1/2} = \frac{b_1^2}{8\rho_1} \quad (8)$$

2.4 Bocinas Rectangulares

Las bocinas rectangulares, se derivan de una guía de onda rectangular en la cual se propaga uno o varios modos. Al propagarse el modo fundamental TE_{10} con una polarización vertical, la distribución de campo en la sección transversal está dada por las siguientes expresiones:[7]

$$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a} x\right) \quad (9)$$

$$H_x = -\frac{E_y}{Z_0} \quad (10)$$

$$Z_0 = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (11)$$

Donde a representa en ancho de la guía, Z_0 representa la impedancia de la guía de onda y η es la impedancia intrínseca del medio.

De tal forma, que los planos eléctricos y magnéticos quedan orientados como se ilustra en la Figura 12.

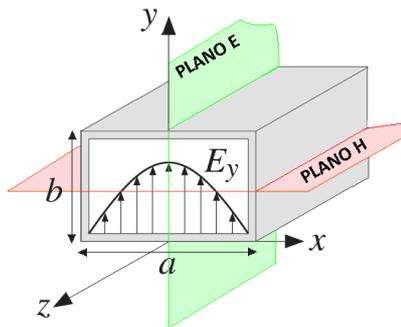


Figura 12: Planos principales de una guía de onda rectangular

Al realizar un corte longitudinal sobre el plano eléctrico como se muestra en la Figura 13, se observa que los campos que llegan a la apertura de la bocina son fundamentalmente una versión expandida de los campos en el guía de onda.

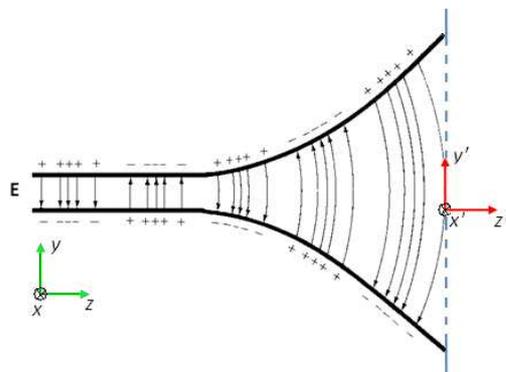


Figura 13: Campo eléctrico en el interior de una bocina

A partir de los teoremas de unicidad y equivalencia, se pueden sustituir los campos existentes sobre la superficie de la apertura por una distribución de corrientes equivalentes o fuentes de Huygens, dado por las siguientes expresiones:

$$J_s = z' \times \mathbf{H} \quad (12)$$

$$M_s = -z' \times \mathbf{E} \quad (13)$$

Las bocinas que se forman incrementando las dimensiones en un determinado plano, reciben el nombre de “bocinas sectoriales”, cuando se extiende en la dirección del campo eléctrico se les conoce como bocina sectorial de plano E y su directividad aumenta en el plano E, como se muestra en la Figura 14.a; Si se extienden en la dirección del campo magnético, se les denomina bocina sectorial plano H, aumentando su directividad en el plano H, (Figura 14.b); así mismo, si se incrementan las dimensiones simultáneamente en ambos planos, se les conoce como “bocina piramidal” y su directividad aumenta tanto en el plano E como en el plano H (Figura 14.c).

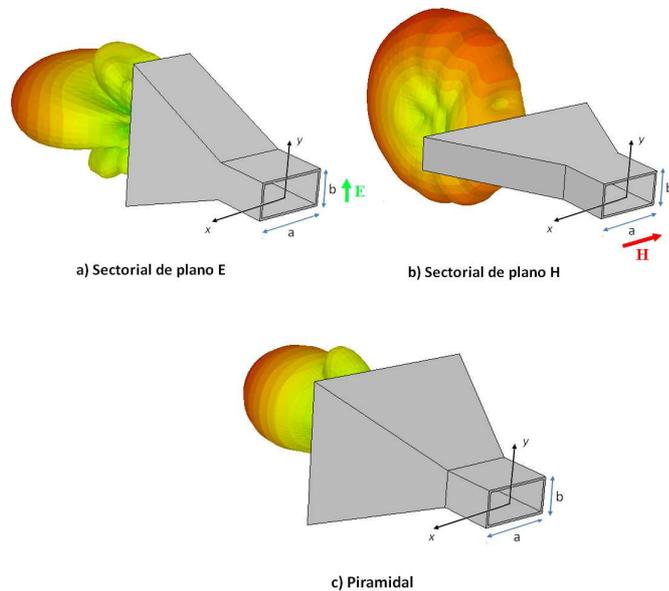


Figura 14: Tipos de Bocinas Rectangulares

2.4.1 Bocinas Sectoriales

La bocina sectorial de plano E, se obtiene extendiendo la apertura en el plano del campo eléctrico, como se muestra en la Figura 15.a.

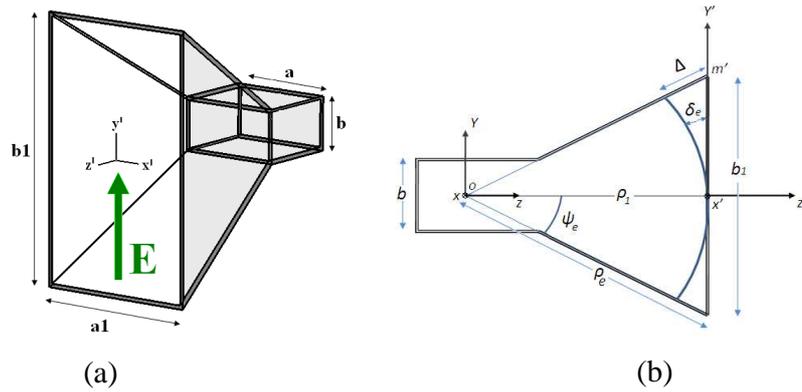


Figura 15: Bocina sectorial de plano E y corte longitudinal en el plano E

En la Figura 15.b, se muestra un corte longitudinal en el plano E, en donde se observa la diferencia de fase (δ_e) que se produce sobre la distribución de campos en la apertura.

Esta diferencia de fase es proporcional al cuadrado de la distancia y viene definida por la ecuación (7), previamente señalada.

$$\delta_e = \frac{y'^2}{8\rho_1} \quad (14)$$

Por tanto, la distribución de campos en la apertura, cuando se propaga el modo fundamental TE_{10} , se puede expresar como:

$$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-j\frac{\beta y'^2}{2\rho_1}} \quad (15)$$

Donde β representa la constante de fase y a_1 es igual al ancho de la guía de onda rectangular que alimenta la bocina (a).

La bocina sectorial de plano H, se obtiene extendiendo las paredes en el plano del campo magnético, como se ilustra en la Figura 16.a.

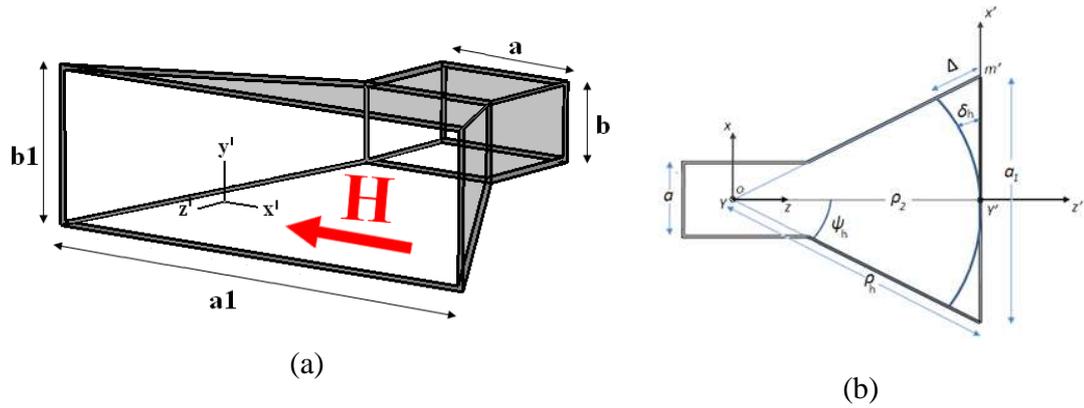


Figura 16: Bocina Sectorial de plano H y corte longitudinal en el plano H

En la Figura 16.b, se muestra un corte longitudinal en el plano H, en donde se observa que el error cuadrático de fase (δ_h) depende de la posición x , y está dado por la siguiente expresión:

$$\delta_h = \frac{x'^2}{8\rho_2} \quad (16)$$

Al considerar el error de fase cuadrático en el plano H (ec. 16), se puede decir que el campo en la apertura está dado por:

$$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a} x'\right) e^{-j\frac{\beta x'^2}{2\rho_2}} \quad (17)$$

El máximo error de fase en la apertura de las bocinas E y H, se produce en el extremo de la misma respecto al centro, lo cual se obtiene utilizando la ecuación (8):

$$\beta \cdot \delta(y')|_{y'=b_1/2} = \beta \frac{b_1^2}{8\rho_1} \quad (18)$$

$$\beta \cdot \delta(x')|_{x'=b_1/2} = \beta \frac{a_1^2}{8\rho_2} \quad (19)$$

En las ecuaciones anteriores, se puede aproximar la constante de propagación β por la del espacio libre $k = 2\pi/\lambda$, obteniéndose las siguientes expresiones:

$$k \cdot \delta(y')|_{y'=b_1/2} = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{b_1^2}{8\rho_1} = 2\pi s \quad (20)$$

$$k \cdot \delta(x')|_{x'=b_1/2} = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{a_1^2}{8\rho_2} = 2\pi t \quad (21)$$

Los parámetros s y t representan las diferencias de fase en longitudes de onda, entre el centro de la bocina y los extremos, denominándose errores de fase en el plano E y H respectivamente.

$$s = \frac{b_1^2}{8\lambda\rho_1} \quad (22)$$

$$t = \frac{a_1^2}{8\lambda\rho_2} \quad (23)$$

La expresión que define el diagrama normalizado de radiación de una bocina sectorial de plano E, puede representarse en función del error de fase (s), como se muestra a continuación:

$$E_{\theta n} = [C(t'_2) - C(t'_1)] - j[S(t'_2) - S(t'_1)] \cdot [1 + \cos \theta] \quad (24)$$

Donde t'_1 y t'_2 están dado por la siguiente expresión:

$$t'_1 = 2\sqrt{s} \left[-1 - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{s} \right) \left(\frac{b_1}{\lambda} \cdot \sin \theta \right) \right] \quad (25)$$

$$t'_2 = 2\sqrt{s} \left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{s} \right) \left(\frac{b_1}{\lambda} \cdot \sin \theta \right) \right] \quad (26)$$

El factor $(1 + \cos \theta)$ en la ecuación (24) representa el factor de oblicuidad y las funciones C y S son las integrales del coseno y el seno de Fresnel, definidas en el [Anexo 1].

El diagrama normalizado de radiación se puede representar en función de $\frac{b_1}{\lambda} \cdot \sin \theta$, para diferentes valores de error de fase (s). Este diagrama tiene un carácter universal al excluir el factor de oblicuidad $(1 + \cos \theta)$ y se le denomina patrones de radiación universal de la bocina sectorial E (Figura 17).

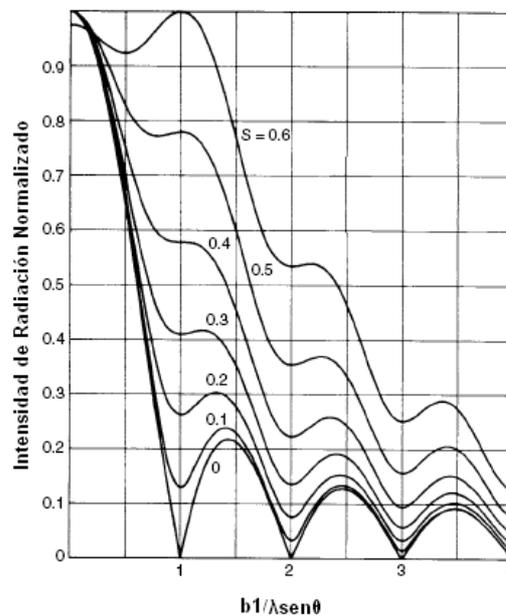


Figura 17: Patrón de radiación universal en el plano E para bocinas sectorial plano E
Fuente: [12, p. 339]

De forma similar, el diagrama de radiación normalizado de una bocina sectorial de plano H, puede representarse en función del error de fase t , a través de las siguientes expresiones [8, pág. 673]:

$$E_{\phi\eta} = [e^{jf_1}F(t_1', t_2') + e^{jf_2}F(t_1'', t_2'')][1 + \cos \theta] \quad (27)$$

Donde f_1 , f_2 , $F(t_1', t_2')$ y $F(t_1'', t_2'')$ están definidas en el [Anexo 2].

Así mismo, el patrón de radiación universal en el plano H se puede representar en función de $a_1/\lambda \sin \theta$, para diferentes valores de error de fase t , como se muestra en la Figura 18.

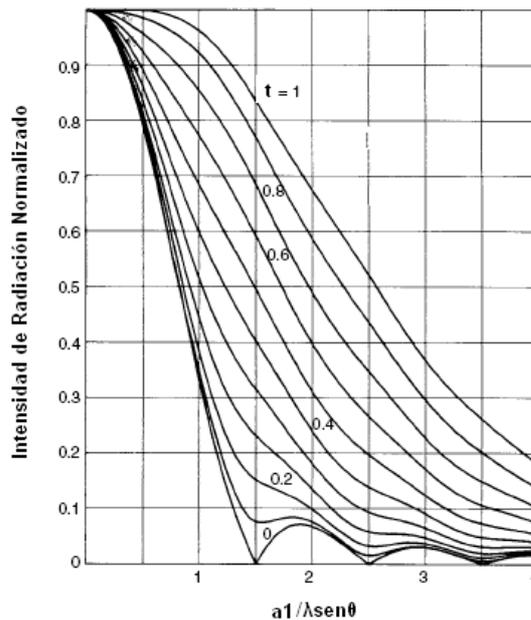


Figura 18: Patrón de radiación universal el plano H para bocina sectorial de plano H
Fuente: [12, p. 340]

En los patrones universales de radiación mostrados en las Figuras 17 y 18, se evidencia que el nivel de los lóbulos secundarios aumenta conforme crece el error de fase. Además, se aprecia que la amplitud de los lóbulos secundarios en el plano E de

la bocina sectorial E son mayores que en el plano H de la bocina sectorial H, debido a que la distribución de campos sobre la apertura en la dirección E es de tipo uniforme, en cambio en la dirección H la distribución es de tipo coseno.

2.4.2 Bocina Piramidal

La configuración de esta bocina se muestra en la Figura 19, la transición entre la guía de onda y la apertura se incrementa progresivamente tanto en el plano E como en el plano H, permitiendo radiar haces estrechos en ambos planos.

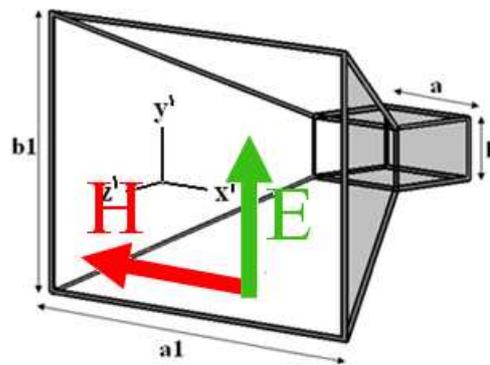


Figura 19: Bocina Piramidal

En la Figura 20, se muestran los cortes longitudinales en los planos principales E y H.

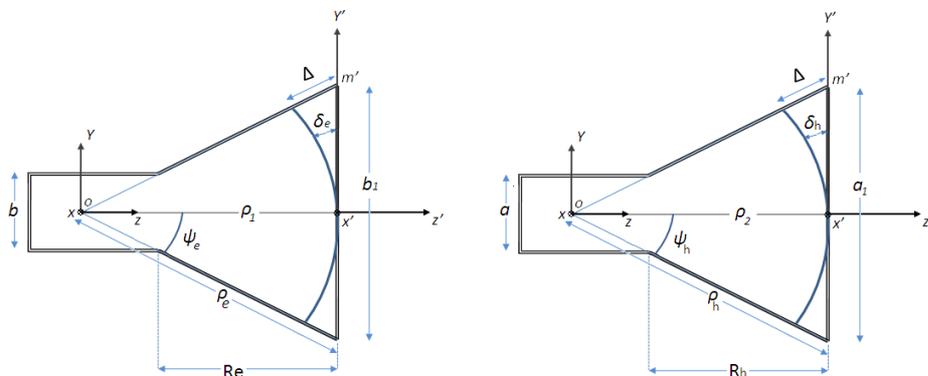


Figura 20: Corte longitudinal de una bocina piramidal en sus planos principales

Análisis de la Bocina piramidal

- *Campo Radiado*

El campo eléctrico en la apertura presenta errores de fase en ambos planos y se puede derivar su expresión combinando los resultados obtenidos en las bocinas sectoriales E y H (ec. 15 y 17).

$$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-j\frac{\beta y'^2}{2\rho_1} - j\frac{\beta x'^2}{2\rho_2}} \quad (28)$$

Donde las dimensiones a_1 , ρ_1 y ρ_2 se muestran en la Figura 20

A partir del conocimiento de la componente tangencial del campo eléctrico sobre la superficie de la apertura, (ec. 28), se obtienen las densidades de corrientes eléctricas y magnéticas equivalentes en la apertura, dadas por las siguientes expresiones [5, pág. 682]:

$$J_{s'} = -\hat{y} \frac{E_0}{\eta} \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-j\frac{k}{2}\left(\frac{x'^2}{\rho_2} + \frac{y'^2}{\rho_1}\right)} \quad (29)$$

$$M_{s'} = \hat{x} E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a_1} x'\right) e^{-j\frac{k}{2}\left(\frac{x'^2}{\rho_2} + \frac{y'^2}{\rho_1}\right)} \quad (30)$$

A partir de las densidades de corrientes eléctricas y magnéticas en la apertura, se obtienen las componentes del campo eléctrico en zona lejana, definidas como [8, pág.682]:

$$E_r = 0 \quad (31)$$

$$E_\theta = j \frac{kE_0 e^{-jkr}}{4\pi r} [\sin \phi (1 + \cos \theta) I_1 I_2] \quad (32)$$

$$E_{\phi} = j \frac{kE_0 e^{-jkr}}{4\pi r} [\cos \phi (\cos \theta + 1) I_1 I_2] \quad (33)$$

Donde I_1 e I_2 representan:

$$I_1 = \int_{-a_1/2}^{+a_1/2} \cos\left(\frac{\pi}{a} x'\right) e^{-jk\left[\frac{x'^2}{2\rho_1} - x' \sin \theta \cos \phi\right]} dx' \quad (34)$$

$$I_2 = \int_{-b_1/2}^{+b_1/2} e^{-jk\left[\frac{y'^2}{2\rho_1} - y' \sin \theta \cos \phi\right]} dy' \quad (35)$$

Para determinar el diagrama radiación de campo en el plano E y H, se normalizan las componentes del campo eléctrico en zona lejana con respecto al campo máximo (ec. 32 y 33) y se evalúan en $\phi = \frac{\pi}{2}$ y $\phi = 0$, como se muestra a continuación [7]:

$$\text{Plano E} \rightarrow E_{\theta n}(\theta, \phi)|_{\phi=\frac{\pi}{2}} \quad (36)$$

$$\text{Plano H} \rightarrow E_{\phi n}(\theta, \phi)|_{\phi=0} \quad (37)$$

Debido a que la densidad de potencia es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico, la representación gráfica de un diagrama de campo contiene la misma información que un diagrama de potencia, por lo que al tomar el $20\log(E_{\theta n})$ y $20\log(E_{\phi n})$ se puede obtener el diagrama de radiación de potencia.

Cuando las dimensiones de la apertura de la bocina piramidal superan una longitud de onda, el diagrama de radiación en el plano E es relativamente independiente de la magnitud de la apertura en el plano H y viceversa. De este modo, el diagrama de radiación en el plano E de una bocina sectorial E (Figura 17) y el diagrama de radiación en el plano H de una bocina sectorial H (Figura 18) coinciden

con el diagrama de radiación en el plano E y H de una bocina piramidal, cuando ambas tengan las mismas dimensiones.

- *Directividad*

La directividad es una función de transferencia y se define como la relación entre la densidad de potencia en una dirección, a una distancia dada y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isótropa, que radiase la misma potencia. Cuando no se especifica la dirección angular, se asume que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación.

En el caso particular de una bocina piramidal, la directividad máxima se puede definir en función de las dimensiones físicas y la eficiencia de iluminación en la apertura y se expresa de la siguiente manera [6]:

$$D_{m\acute{a}x} = \frac{4\pi\eta_i a_1 b_1}{\lambda^2} \quad (38)$$

Donde η_i representa la eficiencia de iluminación en la apertura en función de la eficiencia de iluminación propia de una distribución uniforme de fase constante, de los factores de reducción de ganancia $L(s)$ y $L_H(t)$ y se expresa en la siguiente ecuación:[6]

$$\eta_i = \left(\frac{8}{\pi}\right)^2 L(s)L_H(t) \quad (39)$$

Los factores $L(s)$ y $L_H(t)$ dependen de los errores cuadráticos de fase en los planos principales (ec. 22 y 23) y están dados por las siguientes ecuaciones:

$$L_E(s) = \frac{1}{4s} \cdot [C^2(2\sqrt{s}) + S^2(2\sqrt{s})] \quad (40)$$

$$L_H(t) = \frac{\pi^2}{64t} \cdot \{[C(p_1) - C(p_2)]^2 + [S(p_1) - S(p_2)]^2\} \quad (41)$$

Donde las funciones C y S están definidas en el [Anexo 1] y los parámetros p_1 y p_2 están dados por:

$$p_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot [(8t)^{-1/2} + (8t)^{1/2}] \quad (42)$$

$$p_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot [(8t)^{-1/2} - (8t)^{1/2}] \quad (43)$$

La directividad máxima también puede expresarse en dB, tomando el $10 \log(D_{m\acute{a}x})$, como se muestra a continuación:

$$D_{m\acute{a}x}(\text{dB}) = 10,99\text{dB} + 10 \log(a_1 b_1) + 10 \log(\eta_i) - 20 \log(\lambda) \quad (44)$$

- *Ancho del lóbulo (BW)*

El ancho del haz a -3dB es la separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma el valor mitad del máximo. En el diagrama de radiación de campo representa la excursión angular entre las direcciones en las que el valor del campo se encuentra a 0.707 del valor máximo.

El ancho del haz a cualquier nivel de potencia, se puede determinar a partir de los diagramas de radiación de potencia, definidos en la sección 2.4.2 referente al campo radiado por una bocina piramidal.

- *Dimensiones*

En la geometría de la bocina piramidal señalada en la Figura 20, se deducen las siguientes expresiones, en función de las dimensiones de la guía de onda y la apertura. [6]

$$\frac{\rho_2}{R_H} = \frac{a_1}{a_1 - a} \quad (45)$$

$$\frac{\rho_1}{R_E} = \frac{b_1}{b_1 - b} \quad (46)$$

Donde las dimensiones R_E y R_H se muestran en la Figura 20

Al combinarlas con las expresiones del error de fase en cada plano (ec. 22 y 23), se obtienen las siguientes expresiones:

$$R_E = \frac{b_1(b_1 - b)}{8\lambda s} \quad (47)$$

$$R_H = \frac{a_1(a_1 - a)}{8\lambda t} \quad (48)$$

La longitud entre la apertura y la guía de onda en cada plano son iguales, es decir, $R_E = R_H$, bajo esta condición se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{b_1(b_1 - b)}{a_1(a_1 - a)} = \frac{s}{t} \quad (49)$$

Si se considera que las pérdidas óhmicas en la superficie son muy pequeñas, la ganancia de la bocina coincide con la directividad máxima, como se muestra en la siguiente expresión:[6]

$$G = \frac{4\pi\eta_i a_1 b_1}{\lambda^2} \quad (50)$$

Al despejar b_1 de la ecuación (58) y sustituirla en ecuación (59) se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{(G\lambda^2)^2 - bG\lambda^2(4\pi\eta_i a_1)}{a_1(a_1 - a)(4\pi\eta_i a_1)} = \frac{s}{t} \quad (51)$$

La ecuación anterior se puede reescribir como un polinomio de cuarto orden, donde la variable es a_1 (ancho de la apertura), como se muestra en la ecuación (58):

$$(a_1)^4 - a \cdot (a_1)^3 + \frac{\lambda^2 btG}{4\pi\eta_i s} \cdot (a_1) - \frac{t}{s} \cdot \left[\frac{\lambda^2 G}{4\pi\eta_i} \right]^2 = 0 \quad (52)$$

Esta ecuación se puede resolver numéricamente utilizando el método de bisección, a partir del siguiente intervalo:

$$P_{ini} = 0.5 a_1' \quad (53)$$

$$P_{fin} = 2 a_1' \quad (54)$$

Donde:

$$a_1' = \lambda \left[\frac{G}{4\pi\eta_i} (t/s)^{1/2} \right]^{1/2} \quad (55)$$

Otra dimensión importante, que debe determinarse para el diseño de una bocina piramidal, es la distancia entre el flange y la transición guía-apertura (L_g), como se muestra en la Figura 21.

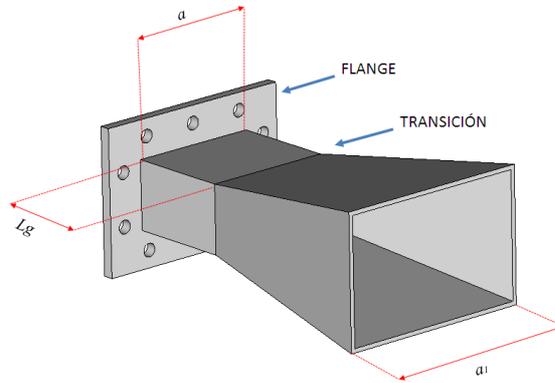


Figura 21: Dimensión entre el flange y el inicio de la transición guía-apertura (L_g)

Esta longitud (L_g), se determina tomando en cuenta la distancia en la cual los modos de orden superior (generados en la transición), se encuentren atenuados. Un criterio válido, para definir su valor es que sea igual a $\lambda_g/2$, en donde λ_g representa la longitud de onda guiada del modo principal que se está excitando y está dada por la siguiente expresión [4]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (56)$$

Donde λ representa la longitud de onda en el espacio libre, y λ_c es la longitud de onda de corte de una guía de onda, cuando se trate de una guía rectangular estándar, se representa a través de la siguiente ecuación:

$$\lambda_c = 2a \quad (57)$$

Donde a es igual al ancho de la guía.

2.4.3 Parámetros para el diseño de la Bocina Piramidal

En la sección 2.1.2, se indicaron las características físicas y eléctricas que debe tener un alimentador, para iluminar de manera eficientemente el reflector parabólico, en base a ello se determinan los siguientes parámetros de diseño:

- *Frecuencia central de operación (f_c):*

$$f_c = \frac{f_{m\acute{a}x} - f_{m\acute{i}n}}{2} \quad (58)$$

Donde $f_{m\acute{a}x}$ representa la frecuencia máxima de operación y $f_{m\acute{i}n}$ es la frecuencia mínima.

- *Dimensiones de la guía de onda que alimenta la bocina:*

Las dimensiones se corresponden con las de una guía de onda rectangular comercial que opere en el rango de frecuencia deseado.

- *Rango del ancho del haz a -15dB ($BW_{m\acute{i}n}$, $BW_{m\acute{a}x}$):*

A partir del BW_{15dB} (ec. 3 y 4), se define un rango de validez para el ancho del haz, dado por las siguientes expresiones:

$$BW_{m\acute{i}n} = BW_{15dB} - 25^\circ \quad (59)$$

$$BW_{m\acute{a}x} = BW_{15dB} + 25^\circ \quad (60)$$

- *Máximo error de fase en la apertura $t_{m\acute{a}x}$ y $S_{m\acute{a}x}$:*

En los diagramas universales de radiación mostrados en las Figura 17 y 18, se observa que los errores de fase cuadráticos dan lugar a una elevación del nivel de los lóbulos laterales y una difuminación entre los lóbulos secundarios y el principal, reduciendo la directividad con respecto al caso sin error de fase ($s=0$ y $t=0$). Por esta razón, se busca que el error de fase máximo sea lo más cercano a cero.

- *Altura máxima de la apertura ($b_{1m\acute{a}x}$):*

Para un porcentaje de bloqueo menor al 5%, a través de la ecuación (2) se define la altura máxima de la apertura, como se muestra en la siguiente expresión:

$$b_{1m\acute{a}x} \leq 0.05 \cdot D/2 \quad (61)$$

Donde D es el diámetro del reflector parabólico.

- *Longitud máxima entre la guía de onda y la apertura ($R_{m\acute{a}x}$):*

Para obtener un diseño de tamaño y peso reducido, se establece una longitud máxima de la transición guía de onda-apertura, de tal forma que no se degraden las características eléctricas establecidas. En consecuencia, la distancia entre la guía de onda y la apertura en cada plano, debe cumplir la siguiente condición:

$$R_E = R_H \leq R_{m\acute{a}x} \quad (62)$$

2.4.4 Procedimiento de diseño de la bocina piramidal

El procedimiento para determinar las dimensiones preliminares de la bocina consta de una serie de pasos secuenciales:

1. Fijar los siguientes parámetros:
 - a. Frecuencia central de operación f_c (ec. 58).
 - b. Ancho del haz a -15dB (BW_{15dB}) (ec. 3 y 4) y calcular $BW_{mín.}$ (ec. 59) y $BW_{máx}$ (ec.60)
 - c. Los errores de fase máximos en el plano E y plano H ($s_{máx}$) y ($t_{máx}$).
 - d. Altura máxima de la apertura $b_{1máx}$ (ec. 61).
 - e. Distancia máxima de la transición guía-apertura ($R_{máx}$).
2. Fijar los errores de fase en los planos E y H, tal que cumplan con las siguientes condiciones $s \leq s_{máx}$ y $t \leq t_{máx}$ respectivamente.
3. Fijar un valor estimado de Ganancia.
4. Determinar el ancho de la apertura a_1 (ec. 52).
5. Calcular el alto de la apertura b_1 (ec. 50).
6. Verificar que el alto de la apertura b_1 cumpla con la condición $b_1 \leq b_{1máx}$, en caso contrario, se inicia el procedimiento nuevamente a partir del paso 3.
7. Calcular las dimensiones R_E y R_H (ec. 47 y ec. 48).

8. Verificar que las dimensiones R_E y R_H cumpla con la condición $R_E = R_H \leq R_{m\acute{a}x}$, en caso contrario, se inicia el procedimiento nuevamente a partir del paso 3.
9. Determinar BW_{15dB} en los planos E y H, cuyo nivel de intensidad de radiación corresponde a 0.178, a través de las expresiones (36) y (37).
10. Verificar que BW_{15dB} , cumpla con la condición $BW_{m\acute{i}n} \leq BW_{15dB} \leq BW_{m\acute{a}x}$, en caso contrario, se inicia el procedimiento nuevamente a partir del paso 3.

Para agilizar los cálculos, el procedimiento se implementó de forma iterativa [Anexo 3], en donde a partir de un rango estimado de ganancia y fijando los parámetros de los pasos 1 y 2, se obtiene automáticamente todos los posibles modelos de bocinas.

Luego, a partir del conjunto de bocinas obtenidas, se escogen dos de las opciones, tomando como criterios de selección el menor error de fase y la menor altura de la apertura (b_I).

Seguidamente, mediante el uso de un paquete comercial de simulación de estructuras electromagnéticas radiantes (**CST STUDIO SUITE™ 2008¹**), se obtienen los diagramas de radiación de las dos opciones seleccionadas y se corroboran con los resultados calculados de forma analítica; luego se determina ROE y se verifica que sea menor o igual a 1.3. Posteriormente, se elige la opción de bocina que mejor se ajuste a los parámetros de diseño y se realizan las variaciones necesarias de las dimensiones para mejorar las características obtenidas.

¹ Licencia de Prueba

2.5 Bocinas Cónicas

Las bocinas cónicas se alimentan a partir de una guía de onda circular, de radio a_1 , en la cual se propaga el modo fundamental TE_{11} , a través de la transición guía apertura el radio aumenta progresivamente como se muestra en la Figura 22.

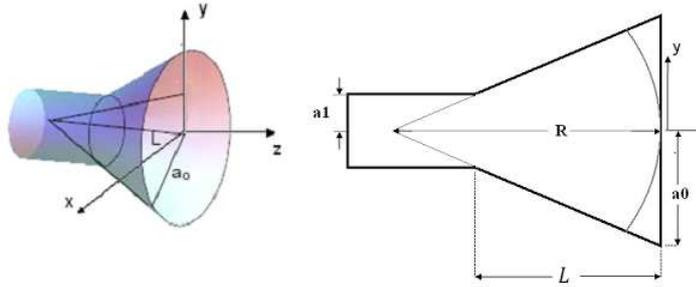


Figura 22: Geometría de una bocina cónica

La distribución de campos en la apertura es similar a la distribución de campos en la guía de onda circular y se puede expresar de la siguiente forma: [4, pág.348]

$$E_{\rho} = E_0 e^{-j2\pi\left(\frac{\rho}{a_0}\right)^2} \frac{1}{\rho} J_1 \left(1.841 \frac{\rho}{a_0} \right) \text{sen}\phi \quad (63)$$

$$E_{\phi} = E_0 e^{-j2\pi\left(\frac{\rho}{a_0}\right)^2} \frac{1}{\rho} J_1' \left(1.841 \frac{\rho}{a_0} \right) \text{co}\phi \quad (64)$$

Donde J_1 es la función de Bessel de primer tipo de orden uno y J_1' es su derivada.

Al igual que en la bocina piramidal aparece un error cuadrático de fase (s), dado por la siguiente expresión:

$$s = \frac{a_0^2}{2\lambda R} \quad (65)$$

Donde las dimensiones R y a_0 se muestran en la Figura 22.

En la Figura 23 se muestran los patrones universales de radiación de una bocina cónica, en los planos E y H, propagando el modo TE_{11} , para diferentes valores de error de fase (s).

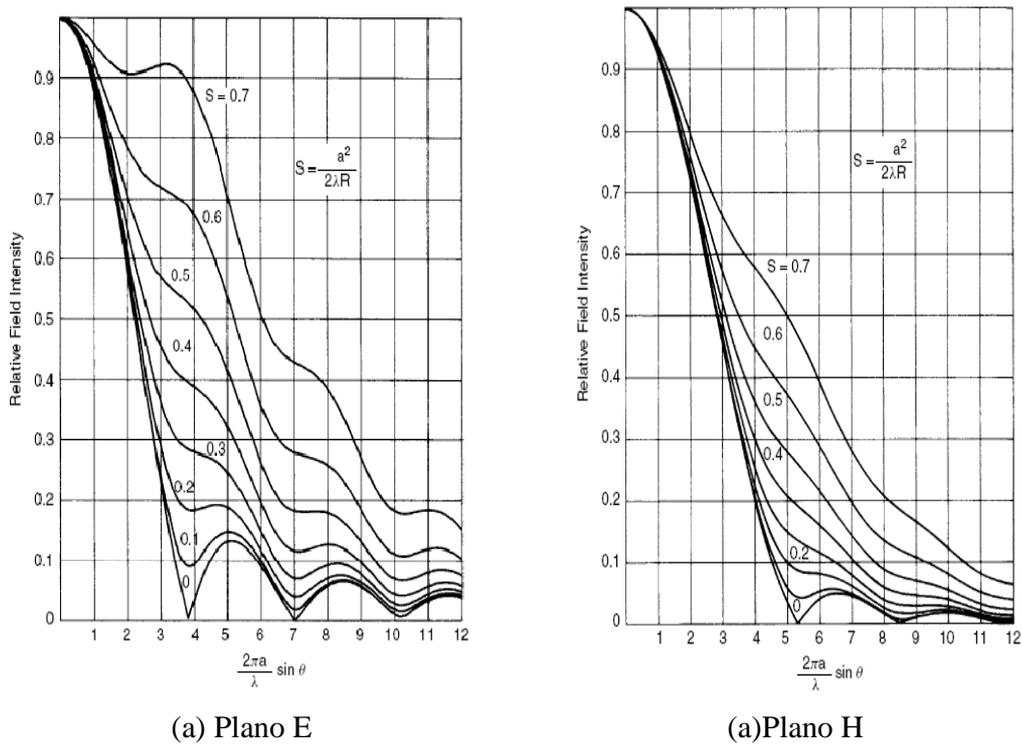


Figura 23: Diagramas universales de radiación de una bocina circular propagando el modo TE_{11}

Fuente: [12, pág.349 y 350]

2.5.1 Bocinas Cónicas Corrugadas

Una variante de la bocina cónica de paredes lisas es la corrugada, estas corrugaciones modifican la distribución de los campos, especialmente en el plano E, redistribuyendo la distribución uniforme original en una cosenoidal, lo cual mejora la simetría de los diagramas de radiación y los niveles de polarización cruzada.

En una bocina cónica lisa en la que se propaga el modo TE_{11} , el campo en la apertura presenta una dependencia radial y angular, mientras que en una bocina corrugada al propagarse el modo híbrido HE_{11} , la dependencia angular desaparece, quedando las líneas de campo prácticamente paralelas a la dirección de polarización. En la Figura 24 se muestran los campos del modo dominante HE_{11} de la bocina cónica corrugada y las del modo TE_{11} de la bocina lisa.

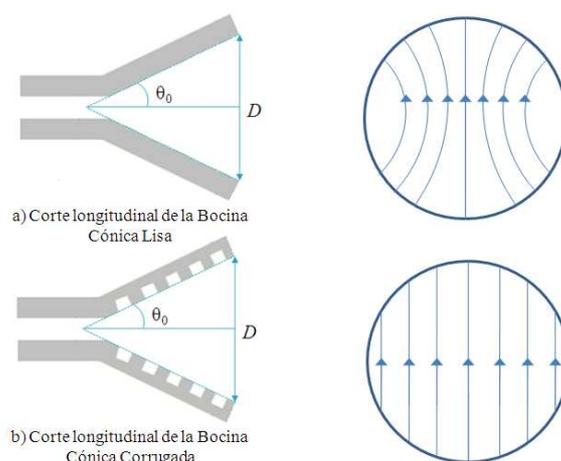


Figura 24: Líneas de campo eléctrico en la apertura de una bocina cónica de paredes lisa y de paredes corrugadas

Fuente: [1, pág. 187]

A continuación en la Tabla 1 se muestran los usos típicos y las características relevantes de la bocina cónica corrugada.

Tabla 1: Usos y características típicas de las bocinas cónicas corrugadas

Tipos de Bocinas Corrugadas	Usos típicos
Amplia Apertura, ángulo de apertura estrecho ($D/\lambda > 4$, $\theta_0 < 15^\circ$)	Alimentadores de reflectores Cassegrain Estaciones terrenas Antenas de Radioastronomía
Pequeña Apertura, ángulo de apertura estrecho ($D/\lambda < 4$, $\theta_0 < 15^\circ$)	Antenas de Naves Espaciales de Foco centrado
Amplio ángulo de apertura $\theta_0 > 15^\circ$	Reflectores de foco centrado Ganancias estándar Bajas frecuencias

Fuente: [1]

D =diámetro de la apertura θ_0 =ángulo de apertura

En tal sentido, se puede decir que el tipo de bocina cónica corrugada que normalmente se utiliza como alimentador de un reflector parabólico, presentan un ángulo medio de apertura amplio y se le conoce en la literatura como “bocinas escalares” [1].

En la Figura 25, se muestra la geometría de una bocina cónica corrugada.

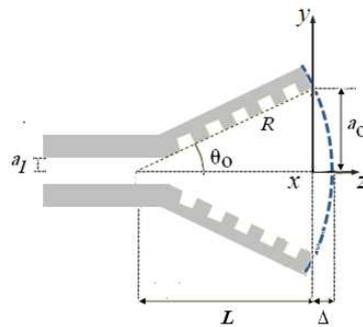


Figura 25: Sección transversal de una bocina cónica corrugada

En donde θ_0 representa el ángulo medio de la apertura, a_1 es el radio de guía de onda circular, a_0 es el radio de la apertura, Δ representa la diferencia de fase en la apertura, y L es la longitud axial desde el vértice hasta la apertura de la bocina.

La diferencia de fase en la apertura está dada por la siguiente ecuación [12]:

$$\Delta = \frac{D}{2\lambda} \cdot \tan\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \quad (66)$$

Donde D representa el diámetro de bocina.

Análisis de las Bocinas Corrugadas

El principio de operación de las bocinas corrugadas se puede describir a partir de los campos en una guía de onda corrugada como se muestra en la Figura 26.

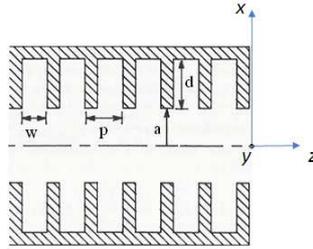


Figura 26: Guía de onda corrugada

Fuente: [1, pág. 259]

Los campos en la apertura de la guía de onda corrugada, están dado por las siguientes ecuaciones [1, pág. 260]:

$$E_x = A_1 J_0 \left(\frac{2.405 \cdot \rho}{a_0} \right) - \frac{(X_c - Y_c)}{k a_0} A_2 J_2 \left(\frac{2.405 \cdot \rho}{a_0} \right) \cos 2\phi \quad (67)$$

$$E_y = \frac{(X_c - Y_c)}{k a_0} A_2 J_2 \left(\frac{2.405 \cdot \rho}{a_0} \right) \sin 2\phi \quad (68)$$

Donde J_0 y J_2 representan las funciones de Bessel del primer tipo de orden 0 y orden 2, A_1 y A_2 indican los coeficientes de amplitud., X_c e Y_c , constituyen la impedancia y la admitancia en el borde de las corrugaciones ($\rho = a_0$), y se pueden representar a través de las siguientes ecuaciones [1, pág. 260]:

$$X_c = -j \frac{E_\phi}{H_z} \frac{1}{z_0} \quad (69)$$

$$Y_c = +j \frac{H_\phi}{E_z} \frac{1}{z_0} \quad (70)$$

Donde z_0 es la impedancia intrínseca del vacío.

En las ecuaciones (67) y (68) se observa que, si el termino $(X_c - Y_c)$ es igual a cero, el campo en la apertura es independiente de la variación angular y solo presenta una dependencia radial, esta condición se puede lograr si X_c e Y_c son finitos e iguales o si ambos son iguales a cero. Esta última condición permite que se propague el modo híbrido balanceado HE_{11} en el interior de la guía.

Cuando el campo eléctrico acimutal (E_ϕ) en los bordes de las corrugaciones ($\rho = a$) es nulo, la impedancia X_c es igual a cero, esto ocurre al existir suficientes corrugaciones por longitud de onda a lo largo de la guía. Por otra parte, si las corrugaciones son estrechas y de profundidad $\lambda/4$, actúan como una línea de transmisión corta, transformando el cortocircuito presente en la base de las corrugaciones en un circuito abierto en el borde, de esta forma el flujo de corriente axial, generado por el campo magnético acimutal (H_ϕ) es nulo, de la misma forma la admitancia Y_c será cero [1].

El valor de la admitancia Y depende de la longitud de onda, en consecuencia, un nivel de polarización cruzada cero, sólo ocurre a una frecuencia específica, sin embargo, en las ecuaciones (67) y (68), se observa que el termino de polarización cruzada disminuye a medida que el factor ka_0 se incrementa, por lo tanto al aumentar el diámetro de la apertura, el ancho de banda con un bajo nivel de polarización cruzada será mayor.

- **Diagrama de Radiación**

El campo en la apertura de una bocina cónica corrugada cuando se propaga el modo híbrido HE_{11} , está dado por la siguiente expresión:

$$E_x = AJ_0 \left(\frac{2.405 \cdot \rho}{a_0} \right) e^{\left(\frac{-jkr^2}{2R} \right)} \quad (71)$$

Donde las dimensiones a_0 y R se muestra en la Figura 25. A partir de los campos en la apertura y considerando la expresión del error cuadrático de fase igual al de la bocina cónica (ec. 74), en la Figura 27, se muestra el diagrama universal de radiación, el cual es válido para un ancho de haz a -10dB menor a 74° .

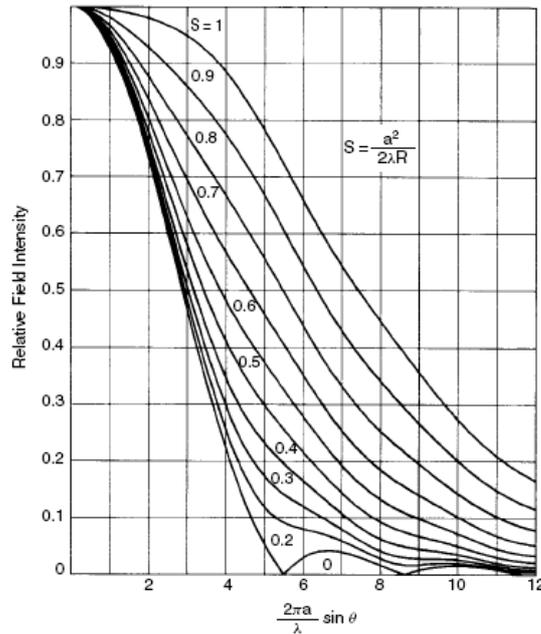


Figura 27: Diagrama universal de radiación de una bocina cónica corrugada, propagando el modo HE11

Fuente: [4, pág. 355]

- **Ancho del Haz**

El ancho del haz de las bocinas escalares depende de la diferencia de fase en la apertura (Figura 25), la forma del diagrama de radiación es prácticamente independiente de la frecuencia y el ancho del haz es aproximadamente una función lineal del ángulo medio de la apertura (θ_0) y está dado por las siguientes expresiones [12, pág.357]:

$$BW_{3dB} = 0.74\theta_0 \quad (72)$$

$$BW_{10dB} = 1.51\theta_0 \quad (73)$$

$$BW_{20dB} = 2.32\theta_0 \quad (74)$$

- **Diámetro de Apertura**

Para cada ángulo de apertura existe un diámetro óptimo que permite tener la mejor estabilidad del diagrama de radiación. En la tabla siguiente se muestra el diámetro óptimo de la apertura en función del ángulo medio de apertura:

Tabla 2: Diámetro de apertura óptimo para una bocina cónica corrugada escalar

Ángulo Medio de la Apertura θ_0 (grados)	Diámetro de la Apertura (λ)
15	10.5
20	8.0
25	6.4
30	5.2
35	4.5
40	3.9
45	3.5
50	3.0
55	2.8
60	2.6
65	2.4
70	2.3

Fuente: [4, pág. 357]

- **Geometría de las Corrugaciones**

El diseño de las corrugaciones es un factor decisivo, para que la bocina tenga un buen rendimiento. Su profundidad y espaciamiento permiten cancelar la energía procedente de otros modos de propagación, evitando los efectos negativos de los altos lóbulos secundarios y la polarización cruzada (Figura 28).

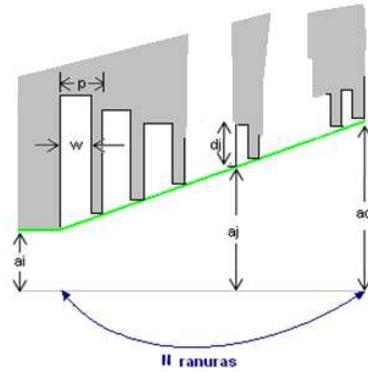


Figura 28: Geometría de las corrugaciones

La superficie corrugada se puede representar como una reactancia superficial a lo largo de la bocina (Z_j), en función del radio a_j y la profundidad de la ranura d_j , como se muestra en la siguiente expresión [13]:

$$Z_j = -\delta_c \frac{J_1(k_c a_j) Y_1[k_c(a_j + d_j)] - Y_1(k_c a_j) J_1[k_c(a_j + d_j)]}{J_1'(k_c a_j) Y_1[k_c(a_j + d_j)] - Y_1'(k_c a_j) J_1[k_c(a_j + d_j)]} \quad (75)$$

Donde $k_c = 2\pi/\lambda$, J_1 es la función de Bessel de primer tipo de orden uno J_1' es su derivada, Y_1 es la función de Bessel de segundo tipo de orden 1, Y_1' es su derivada y δ_c es el promedio entre el paso (p) y el ancho de la ranura (w) mostrados en la Figura 28.

Cuando $|Z_j| \rightarrow \infty$, el modo híbrido balanceado HE_{11} se propaga, por lo tanto, para que se cumpla esta condición es necesario que el denominador de esta ecuación sea cero o infinitesimalmente pequeño.

$$J_1'(k_c a_j) Y_1[k_c(a_j + d_j)] - Y_1'(k_c a_j) J_1[k_c(a_j + d_j)] = 0 \quad (76)$$

La solución de esta ecuación, permite obtener una expresión para determinar la profundidad de las corrugaciones a lo largo de la bocina (d_j), dado por:

$$d_j = k_r \frac{\lambda_c}{4} \quad (77)$$

Donde k_r es aproximadamente [13]:

$$k_R = e^{\left[\frac{1}{2.114(k a_j)^{1.134}} \right]} \quad (78)$$

Las dimensiones del paso de la ranura (p) y el ancho de la ranura (w), se define de acuerdo a la aplicación, considerando el ancho de banda de operación (W) que se expresa de la siguiente forma:

$$W = [f_{\min}, f_{\max}] \quad (79)$$

Donde f_{\min} representa la mínima frecuencia de operación y f_{\max} es la frecuencia máxima.

Se considera que su aplicación es de banda angosta si:

$$f_{\max} \leq 1.4 f_{\min} \quad (80)$$

Y de banda ancha si:

$$1.4f_{\min} \leq f_{\max} \leq 2.4f_{\min} \quad (81)$$

El paso de la ranura (p) se elige usualmente entre:

$$\frac{\lambda}{10} \leq p \leq \frac{\lambda}{5} \quad (82)$$

Para operar en banda angosta un paso aceptable es cercano a $\lambda/5$, mientras que para una aplicación en banda ancha es preferible que sea cercano a $\lambda_c/10$.

El promedio entre el paso y el ancho de la ranura ($\delta_c = p/w$), se toma usualmente entre:

$$0.7 \leq \delta_c \leq 0.9 \quad (83)$$

- **Convertidor de Modo TE_{11} - HE_{11}**

Generalmente la entrada de la guía de onda es excitada por el modo puro TE_{11} , por ello se requiere hacer una conversión de modo TE_{11} - HE_{11} sobre un número específico de ranuras. Existen tres tipos de convertidores de modo:

- Convertidor de modo con profundidad de ranuras variables (Figura 29.a)
- Convertidor de modo con anillos reforzados en las ranuras (Figura 29.b)
- Convertidor de modo con ancho de las ranuras variables (Figura 29.c).

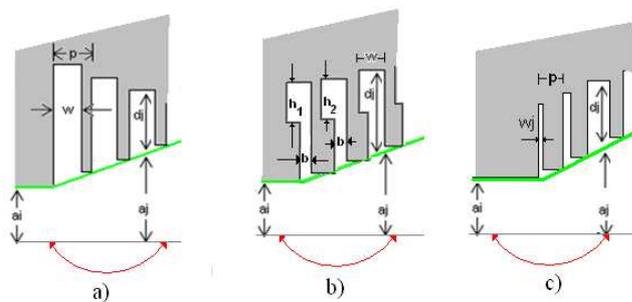


Figura 29: Tipos de Convertidores de Modo TE_{11} - HE_{11}

La selección del convertidor de modo va a depender del ancho de banda deseado. En esta investigación, se utilizó el convertidor de modo con profundidad de ranuras variables (Figura 29.a) y sus características son las siguientes:

- Condición para su uso: $f_{m\acute{a}x} \leq 1.8f_{min}$
- Numero de ranuras N_{MC} entre $3 \leq N_{MC} \leq 5$.
- Profundidad de la j-ésima ranura definido por la siguiente expresión:

$$d_j = \left\{ \sigma - \frac{j-1}{N_{MC}} \left(\sigma - \frac{1}{4} e^{\left[\frac{1}{2.114(k_c a_j)^{1.134}} \right]} \right) \right\} \lambda_c \quad (84)$$

Donde σ es el factor de porcentaje de la primera profundidad de la ranura del convertidor de modo, comprendido entre ($0.4 \leq \sigma \leq 0.5$).

Las características de los otros tipos de convertidores de modo se muestran en el [Anexo 3].

- **Perfil de la superficie**

Existen diversos perfiles para la superficie de la bocina, tales como el lineal, el sinusoidal, el seno cuadrado asimétrico y el hiperbólico. Una gran variedad de perfiles y su expresión matemática se muestra en el [Anexo 4].

Los tres primeros perfiles mencionados son los más utilizados, sin embargo, algunas bocinas son diseñadas combinando éstos perfiles. El lineal corresponde a una bocina cónica corrugada. El parámetro ρ que aparece en alguno de estos, es

generalmente igual a dos, aunque tomando valores entre $0,5 < \rho < 5$ da lugar a interesantes perfiles con propiedades particulares.

El perfil Gaussiano (equivalente al perfil hiperbólico), actualmente se utiliza en una gran variedad de aplicaciones, debido a que presentan diagramas de radiación estables en frecuencia, bajos niveles de lóbulos laterales y baja polarización cruzada en un gran ancho de banda [14].

2.5.2 Procedimiento para el diseño de una bocina cónica corrugada

El procedimiento de diseño de la bocina corrugada se puede dividir en cuatro fases, cada una de ellas determina una característica específica del comportamiento electromagnético de la antena, como se muestra en la Figura 30:

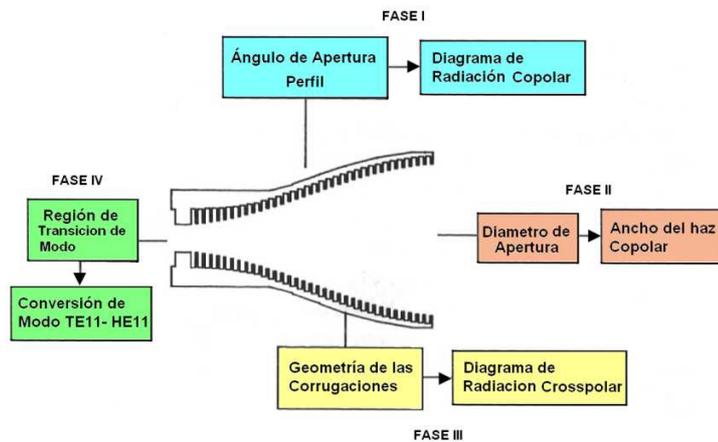


Figura 30: Parámetros que determinan la característica de radiación de una bocina cónica corrugada

FASE I: Cálculo del ángulo de apertura medio y del perfil:

Al considerar las características del ancho del lóbulo que debe tener el alimentador de un reflector parabólico, indicadas en la sección 2.1.2, se define un

rango dentro del cual se encuentra el ángulo de apertura medio (θ_0) de la bocina, dado por la siguiente expresión:

$$\theta_{0_{mín}} < \theta_0 < \theta_{0_{máx}} \quad (85)$$

En donde $\theta_{0_{mín}}$ y $\theta_{0_{máx}}$ están dados por las siguientes ecuaciones:

$$\theta_{0_{mín}} = \frac{BW_{10dB}}{1.51} \quad (86)$$

$$\theta_{0_{máx}} = \frac{BW_{20dB}}{2.32} \quad (87)$$

Considerando los perfiles mencionados en el análisis de la bocina cónica corrugada, el perfil seleccionado en esta investigación es el lineal, debido a que esta configuración presenta menor complejidad para su construcción.

FASE II: Determinación del diámetro de la apertura:

A través de la Tabla 2 se puede obtener el diámetro óptimo (D), considerando el ángulo de apertura (θ_0), calculado en la sección anterior.

FASE III: Determinación de la geometría de las corrugaciones

Para obtener la geometría de las corrugaciones, es necesario determinar el paso de estas (p), el promedio entre el paso y el ancho de las ranuras (δ_c), el ancho (w) y la profundidad de las ranuras (d), utilizando las expresiones (90), (91) y (85), de acuerdo al ancho de banda de operación.

FASE IV: Determinación de las características de la región transición de modo TE-HE

Normalmente la bocina se encuentra alimentada con el modo TE_{11} , por ello las características de las corrugaciones en la región de transición deben permitir la conversión del modo TE_{11} a HE_{11} . A partir del ancho de banda y tomando en consideración la complejidad de fabricación, se escoge entre los tres tipos de convertidores señalados en la sección 2.5.1.

2.6 Transición de una Guía de Onda Rectangular a Circular

Las guías cilíndricas no suelen utilizarse como líneas de transmisión largas, debido a que cualquier imperfección puede hacer girar el plano de polarización del campo. Para excitar las bocinas cónicas en un plano de polarización específico, se utiliza una transición de la guía rectangular a la guía circular, quedando el plano de polarización determinado por el modo TE_{10} de la guía rectangular.

El primer modo TE_{10} que se propaga en una guía rectangular es similar al modo fundamental de la guía circular (TE_{11}), sobre todo en el centro de ambas guías, haciendo posible que el modo dominante de la guía rectangular excite el modo dominante de una guía circular y viceversa. En este sentido, es necesario que la longitud de corte, para la propagación del modo fundamental de cada guía sea la misma, es decir, $\lambda_{c_C}^{TE_{11}} = \lambda_{c_R}^{TE_{10}}$.

Por consiguiente, si se considera una guía de onda rectangular estándar, el diámetro (d) correspondiente de la guía de onda circular es:

$$\frac{\pi d}{1.841184} = 2a \quad (88)$$

$$d = \frac{2a \cdot 1.841184}{\pi}$$

Donde a representa el ancho de la guía de onda rectangular.

Para que las reflexiones en la transición sean mínimas la unión entre la guía de onda rectangular y la circular debe ser suave. Una forma de lograrlo, es a través de secciones escalonadas (stepped), donde la geometría y las dimensiones de cada sección cambian progresivamente a lo largo de la transición. No obstante, en aplicaciones de banda ancha, normalmente la transición se realiza de forma gradual (tapered), debido a que el número de secciones de la transición escalonada aumenta a medida que se incrementa el ancho de banda, lo que hace difícil su construcción.

En la investigación realizada se describen dos tipos de transiciones escalonadas, una a través de secciones circulares truncadas y otra mediante secciones rectangulares truncadas.

2.6.1 Secciones Circulares Truncadas

Stuchky y Kraszewski [15], diseñaron un transformador de impedancia y modo, utilizando secciones circulares truncadas con una longitud $\lambda/4$ y un ancho igual al diámetro A , para realizar la conexión entre una guía de onda rectangular estándar y una guía circular de la guía de onda circular, como se muestra en la Figura 31.

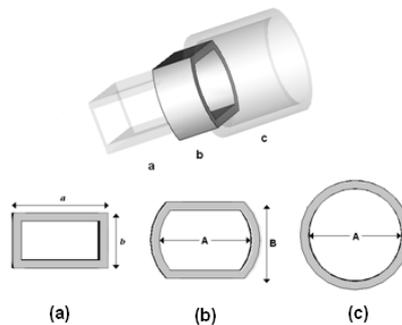


Figura 31: Unidad de transformación de modo e impedancia

Para que las reflexiones sean mínimas en un ancho de banda amplio, es necesario que durante la transición existan múltiples secciones circulares truncadas, como se muestra en la Figura 32, en donde la impedancia característica de cada sección es proporcional a los coeficientes del polinomio de Chebyshev.

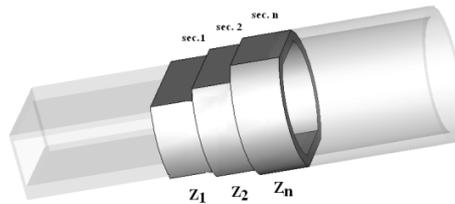


Figura 32: Transición a través de múltiples secciones circular truncada

El valor de la impedancia característica de la guía circular truncada es igual a la de una guía rectangular con la misma altura b e igual área de la sección transversal, como se muestra en la Figura 33, bajo esta condición, se pueden obtener las dimensiones de la guía circular truncada como una función lineal del promedio de las dimensiones ($\eta = B/A$) [15].



Figura 33: Guía rectangular equivalente y guía circular truncada

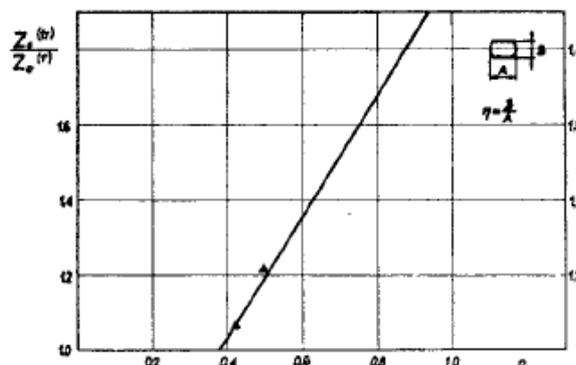


Figura 34: Impedancia Característica normalizada de una guía circular truncada

Fuente: [15]

L. Young [16], reporta los valores de la impedancia característica normalizada, de secciones de transformadores homogéneos de longitud $\lambda/4$ de 2, 3 y 4 secciones, en función del ancho de banda de operación (W) y la impedancia de transformación promedio (R).

Procedimiento para el diseño de la transición a través de secciones circulares truncadas

Inicialmente, se realizan los cálculos de la longitud de las secciones a partir de la expresión que se muestra a continuación [16]:

$$L = \frac{\lambda_{g1}\lambda_{g2}}{2(\lambda_{g1} + \lambda_{g2})} \quad (89)$$

Donde λ_{g1} representa la longitud de onda guiada a la frecuencia mínima de operación y λ_{g2} es la longitud de onda guiada a la frecuencia máxima.

Se calcula el ancho de banda de operación, a partir de la siguiente expresión:

$$W = 2 \left(\frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}} \right) \quad (90)$$

Por medio el uso de las tablas de transformadores homogéneos en cascada $\lambda/4$ [14] y el ancho de banda (W) calculada anteriormente, se puede obtener el valor de la impedancia característica de la primera sección de transformación (Z_1).

Posteriormente, a partir de las siguientes expresiones se obtiene el valor de las impedancias características restantes, tomando en cuenta el número de secciones de transformación (n) [16]:

$$\text{Para } n=2 \quad Z_2 = R/Z_1 \quad (91)$$

$$\text{Para } n=3 \quad Z_2 = \sqrt{R} \quad (92)$$

$$Z_3 = R/Z_1 \quad (93)$$

$$\text{Para } n=4 \quad Z_2 = R/Z_2 \quad (94)$$

$$Z_3 = R/Z_1 \quad (95)$$

Donde R es la impedancia promedio entre la guía rectangular y la guía circular y es igual 2 [15].

Mediante el uso de la curva que se muestra en la Figura 34 y los valores de la impedancia característica señalados anteriormente, se obtiene el valor de η .

Finalmente, a partir de la siguiente expresión se obtiene el valor de la altura B de la guía de la sección circular truncada.

$$B = \eta A \quad (96)$$

En donde A representa el ancho de la sección circular truncada.

2.6.2 Secciones Rectangulares

El diseño de la transición de una guía de onda rectangular a una guía circular se puede realizar a través de un transformador de modo e impedancia escalonado. Pyle (1964), mostró la condición necesaria para realizar este tipo de transición, considerando la longitud de onda de corte constante a largo de las secciones. En base a ello, Bathker [17], construyó una transición con cuatro secciones en la banda de 1700 y 2600MHz, obteniendo un coeficiente de reflexión menor a 0.025.

Posteriormente, Bathker [18], publica el procedimiento para determinar las dimensiones de la primera sección de un transformador de cuatro secciones homogéneas para una guía de onda rectangular WR-42.

La geometría de cada sección cambia a lo largo de la transición, la primera y la segunda son rectangulares, luego a partir de la tercera sección las esquinas se van truncando, de forma tal, que su estructura se asemeje a la guía circular, como se muestra en Figura 36.

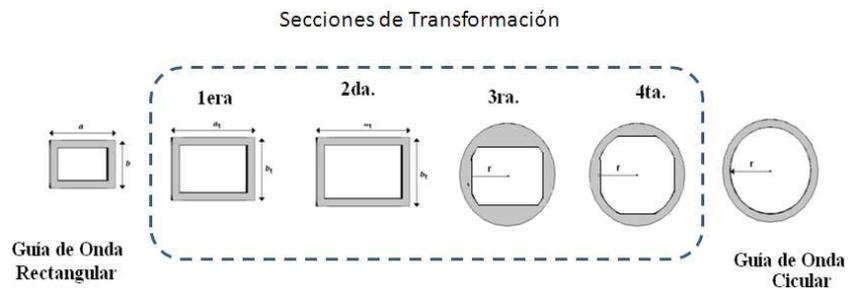


Figura 35: Secciones de transformación de la transición rectangular

Procedimiento para el diseño de la transición con una sección rectangular

Basado en [18] el procedimiento consiste en definir una expresión, para determinar la impedancia característica de las secciones intermedias en función de sus dimensiones, donde se considera que la longitud de onda de corte (λ_c) es constante para todas las secciones. Esta expresión se muestra a continuación [18]:

$$Z_{0t} \propto 2 \frac{b_t}{a_t} \quad (97)$$

Donde b_t representa el alto de la guía y a_t el ancho de las secciones de transición.

Luego, se calcula el alto de la primera sección de transformación (b_t), mediante la siguiente ecuación [18]:

$$b_t = \sqrt{b \cdot 2r} \quad (98)$$

Donde r es el radio de la guía de onda circular y b es el alto de la guía rectangular.

La impedancia característica de la primera sección de transformación se obtiene mediante la expresión de la impedancia de un transformador $\lambda/4$ (84), considerando en sus extremos la guía de onda rectangular y la guía circular [18].

$$Z_{0t} = \sqrt{Z_{0c}Z_{0r}} \quad (99)$$

Donde la impedancia característica de la guía de onda rectangular estándar (Z_{0r}) es igual a 1 y la impedancia de la guía circular (Z_{0c}) es igual a 2, obteniéndose como resultado:

$$Z_{0t} = \sqrt{2} \quad (100)$$

Al sustituir el valor de Z_{0t} en la ecuación (97) y al despejar el valor de a_t , se obtiene una expresión que permite determinar el ancho de la primera sección de transformación. [18]:

$$a_t = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot b_t \quad (101)$$

Finalmente, en la Figura 36, se muestran las dimensiones a_t y b_t de la sección de transición de longitud $\lambda/4$.

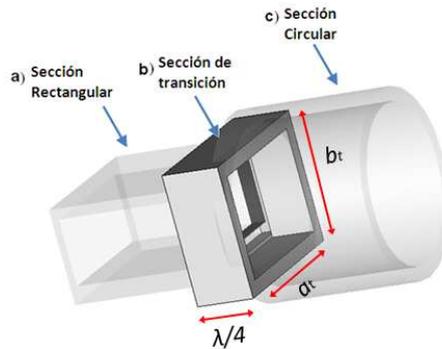


Figura 36: Transición de Guía de Onda Rectangular a Circular a través de una sección rectangular

2.7 Esquema de Medición

Los elementos básicos que configuran un sistema típico para la medición de una antena son:

- Generador de radiofrecuencia.
- Sonda de medida.
- Posicionadores.
- Sistema de detección y medida de la señal recibida.
- Sistema de control y almacenamiento de datos.

En la Figura 37 se muestra el esquema del sistema de medición de una antena tipo bocina.

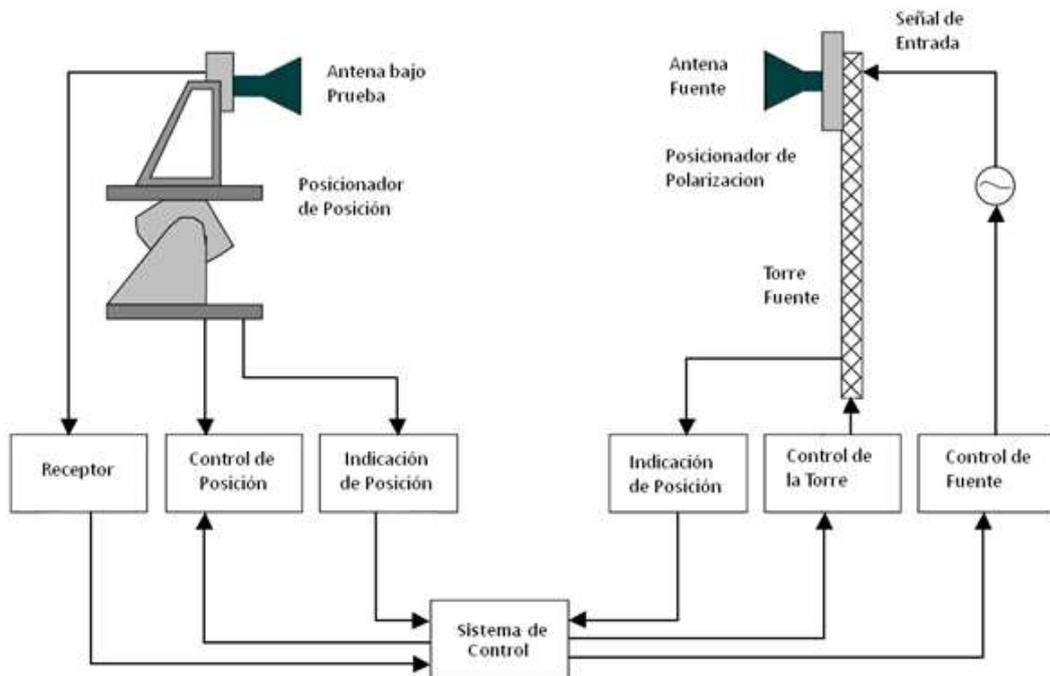


Figura 37: Esquema del sistema de medida de radiación de antenas

La antena fuente o sonda debe ser una antena direccional de polarización pura y bien definida, para que el sistema pueda ser capaz de controlarlo. La rotación de la polarización se puede conseguir mediante una antena de polarización lineal colocada sobre el posicionador de polarización.

La fuente de transmisión RF debe tener control y estabilidad en frecuencia, pureza espectral, control del nivel de potencia y capacidad de modulación. El sistema receptor podría ser un bolómetro seguido de un amplificador y un sistema para representar el diagrama o un analizador de redes.

Para conseguir los cortes en cualquier plano, se debe colocar la estructura sobre unos rotores capaces de girar en varios planos. Estos se pueden hacer mediante pedestales rotatorios en acimut sobre elevación o en elevación sobre acimut.

2.7.1 Medición del Diagrama de Radiación

El diagrama de radiación de una antena es la representación gráfica de sus propiedades de radiación en las distintas direcciones del espacio. Generalmente el campo eléctrico se representa en coordenadas esféricas, situando la antena en el origen de coordenadas, tomando como referencia el valor máximo de la magnitud.

Los diagramas de radiación de una antena son medidos en la superficie de una esfera de radio constante, por esta razón, sólo se necesitan dos coordenadas angulares (θ, φ), para identificar una posición. Cualquier posición en la esfera se identifica usando el sistema de coordenadas esféricas definido en el IEEE “Standard Test Procedure for Antennas” indicado en la Figura 38.

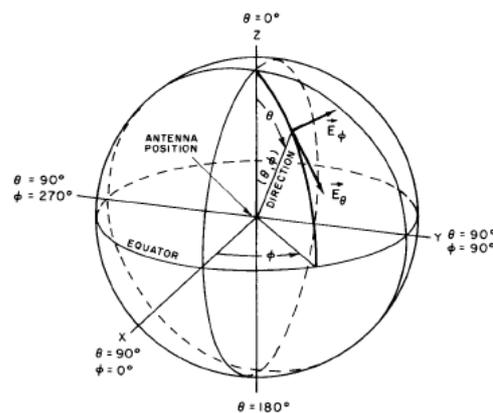


Figura 38: Esfera del estándar IEEE para medida de antenas

Fuente: [19]

El diagrama de radiación es una función 3D, sin embargo, medirlo en todo el espacio no es práctico. Por lo que se realizan mediciones a partir de dos planos ortogonales de la esfera.

2.7.2 Medición de Ganancia

Para determinar la ganancia de una antena, se establece un enlace entre dos iguales o con una antena sonda de ganancia conocida, en campo lejano, es decir, a una distancia mayor a:

$$d_{min} = \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (102)$$

Donde D representa el diámetro mínimo de una circunferencia de imaginaria que envuelve la antena.

La potencia recibida con respecto a la transmitida viene dada por la ecuación de transmisión de Friis, suponiendo las antenas adaptadas y orientadas en la máxima dirección de radiación, se reduce a:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_{T_{m\acute{a}x}} \left(\frac{\lambda_0}{4\pi d} \right)^2 G_{R_{m\acute{a}x}} \quad (103)$$

Donde P_R es la potencia recibida, P_T es la potencia del transmisor, $G_{T_{m\acute{a}x}}$ es la ganancia máxima de la antena transmisora, λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre, d es la distancia entre las antenas y $G_{R_{m\acute{a}x}}$ es la ganancia máxima de la antena receptora

Para determinar la ganancia se mide la relación P_R/P_T y se despeja la ganancia de la ecuación (103).

2.7.3 Medición de la Relación de Ondas Estacionarias (ROE)

La relación de onda estacionaria (ROE) es una característica de la antena que indica el grado de adaptación de la antena con el resto del medio. En la medida en que el grado de adaptación, menor potencia será reflejada y, por lo tanto mayor cantidad de ésta será irradiada por la antena al espacio libre. El ROE depende del coeficiente de reflexión de voltaje (Γ_v) y están relacionados por la siguiente ecuación:

$$ROE = \frac{1 + \Gamma_v}{1 - \Gamma_v} \quad (104)$$

Un valor de ROE igual a uno implica que la antena se encuentra completamente adaptada y un 100% de la potencia está siendo transmitida, esto solo ocurre en un caso ideal.

El valor del ROE, se puede medir en una configuración como se muestra a continuación:

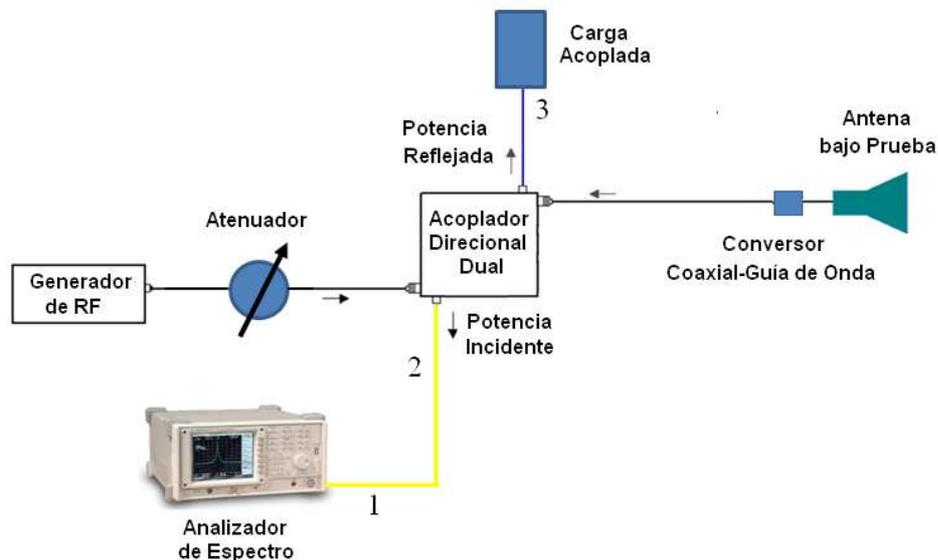


Figura 39: Esquema de un sistema para la medición del ROE

Inicialmente, se debe ajustar el generador de RF a una potencia de salida igual a -10dBm, seguidamente en la salida de acoplador direccional se debe colocar la antena bajo prueba, luego con el analizador de espectro, se mide la potencia incidente (P_{inc}), colocando una carga acoplada en el puerto 3, igualmente, para medir la potencia reflejada. (P_{ref}) se debe colocar una carga acoplada en el puerto 2.

A partir de los valores P_{inc} y P_{ref} , se calcula el coeficiente de reflexión, mediante la siguiente ecuación:

$$\Gamma_v = \sqrt{\frac{P_{ref}}{P_{inc}}} \quad (105)$$

Finalmente, el ROE se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$ROE = \frac{1 + \Gamma_v}{1 - \Gamma_v} \quad (106)$$

CAPÍTULO III

DISEÑO Y ANALISIS DE RESULTADOS

Los resultados que a continuación se detallan fueron obtenidos del análisis y procedimiento que se describió en el capítulo anterior

3.1 Diseño de la Bocina Piramidal

La bocina piramidal funcionará como alimentador de un reflector parabólico que opera en la frecuencia de recepción de la banda C (3.7-4.2GHz), cuyas especificaciones se definieron en una investigación previa [20], donde algunas de las características relevantes del reflector se resumen a continuación:

- Reflector parabólico de tipo foco centrado
- Diámetro del reflector igual a 3m.
- Relación $f/D = 0.34$
- Alimentador de tipo bocina
- Ganancia del alimentador de 10dBi

3.1.1 Consideraciones del Diseño

En base a las características que debe tener el alimentador de un reflector parabólico señaladas en la sección 2.1.2 y las especificaciones del reflector parabólico, se puede establecer las consideraciones físicas y eléctricas que debe cumplir la bocina piramidal:

- Frecuencia de operación 3.7-4.2GHz.
- Ancho del haz a -15dB de 145.3°
- Porcentaje de bloqueo sobre el reflector menor o igual 5%.

- Nivel de lóbulos secundarios menor a -20dB.
- $ROE \leq 1.3$ en el rango de frecuencia de operación.
- Tamaño y peso reducidos.
- Bajo costo.

3.1.2 Desarrollo del Diseño

A partir de las consideraciones del diseño, se determinaron los siguientes parámetros, utilizando las ecuaciones señaladas en la sección 2.4.3:

Tabla 3: Parámetros de diseño

Parámetro	Valor del Parámetro
Frecuencia Central de Operación (f_c)	3.95GHz
Tipo de guía de onda que alimenta la bocina	WR-229
Dimensiones de la Guía de Onda (a y b)	$a = 58,17mm$ $b = 29,09mm$
Ancho del Haz a -15dB mínimo ($BW_{mín}$)	120,3°
Ancho del Haz a -15dB máximo ($BW_{máx}$)	170,3°
Máximo Error de Fase en el plano E ($t_{máx}$)	0.06
Máximo Error de Fase en el plano H ($s_{máx}$)	0.04
Altura máxima de la altura de la apertura ($b_{1máx}$)	75mm
Longitud Máxima ($R_{máx}$)	150mm

Luego, considerando los parámetros de diseño y un rango de ganancia alrededor de 10dBi, ([8dBi,12dBi]), se aplica el procedimiento descrito en la sección 2.4.4, obteniéndose como resultado 1680 bocinas diferentes.

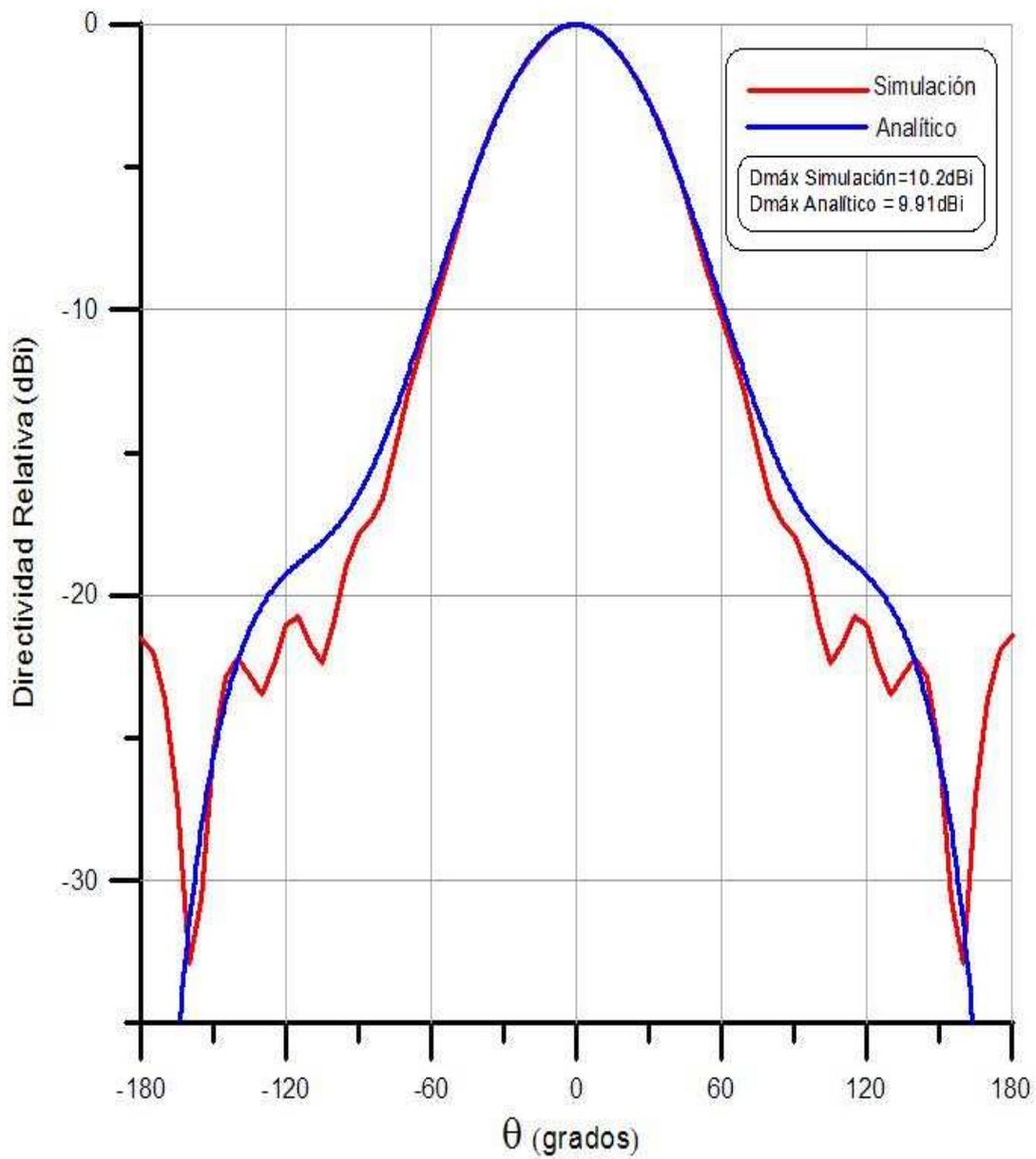
A partir, de este conjunto de bocinas, se escogieron dos opciones preliminares, cuyas características eléctricas y físicas se muestran en la Tabla 4:

Tabla 4: Opciones de bocinas preliminares

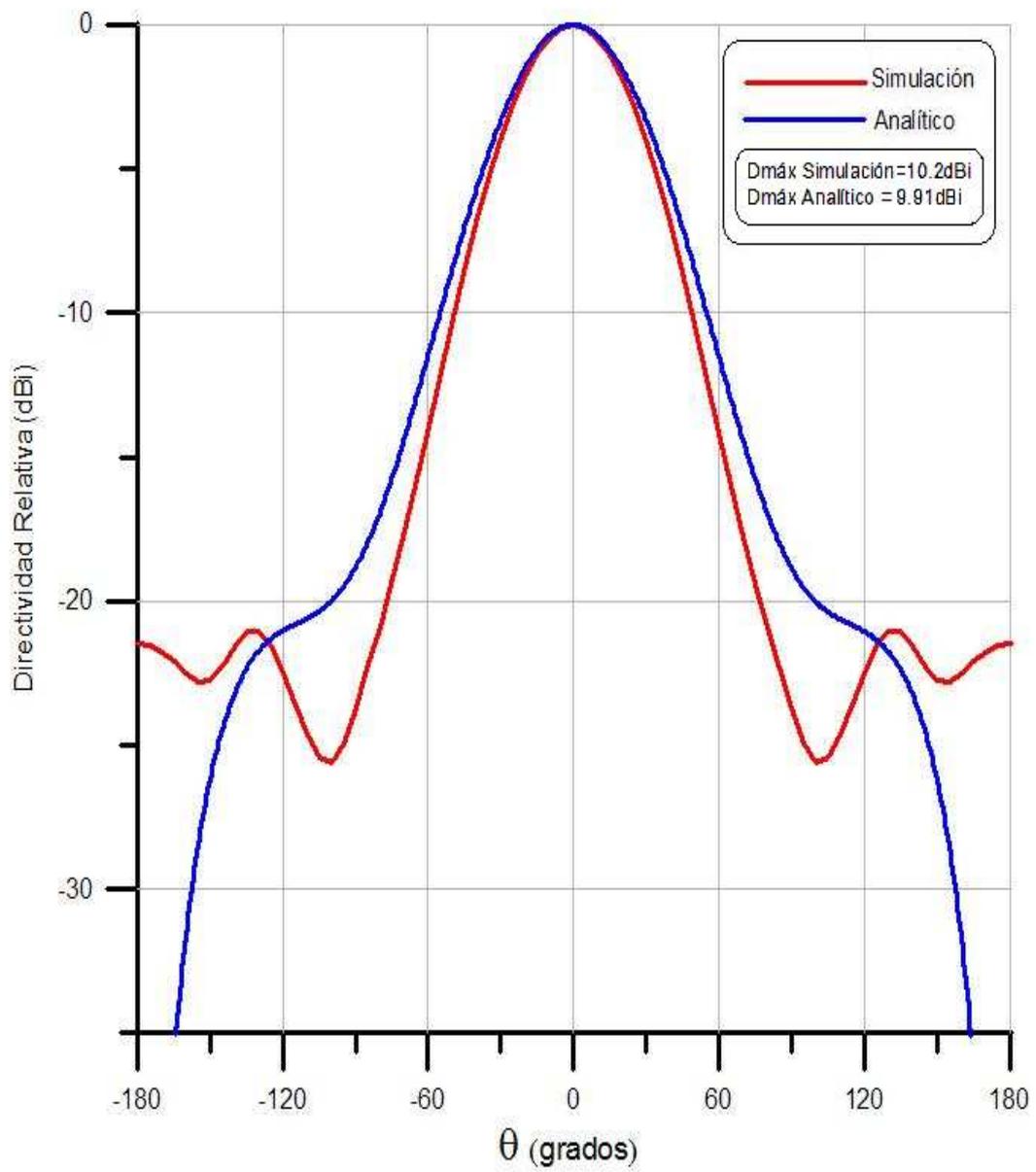
Opción	t	s	aI (mm)	bI (mm)	$R_E=R_H$ (mm)	ρ_2 (mm)	ρ_1 (mm)	G (dBi)	BW_E	BW_H
1	0.03	0.03	86,3	65,9	133,2	408,7	238,4	9.91	164°	144°
2	0.05	0.03	93,3	61,2	108	286,3	205	10	144°	145°

Los patrones de radiación en el plano E y H que se obtienen de las configuraciones seleccionadas se comparan con las obtenidas mediante una simulación realizada en un paquete computacional (**CST STUDIO SUITE™ 2008**²). Los resultados para la opción 1 y 2 se muestran en las Graficas 1, 2 3 y 4 posteriormente.

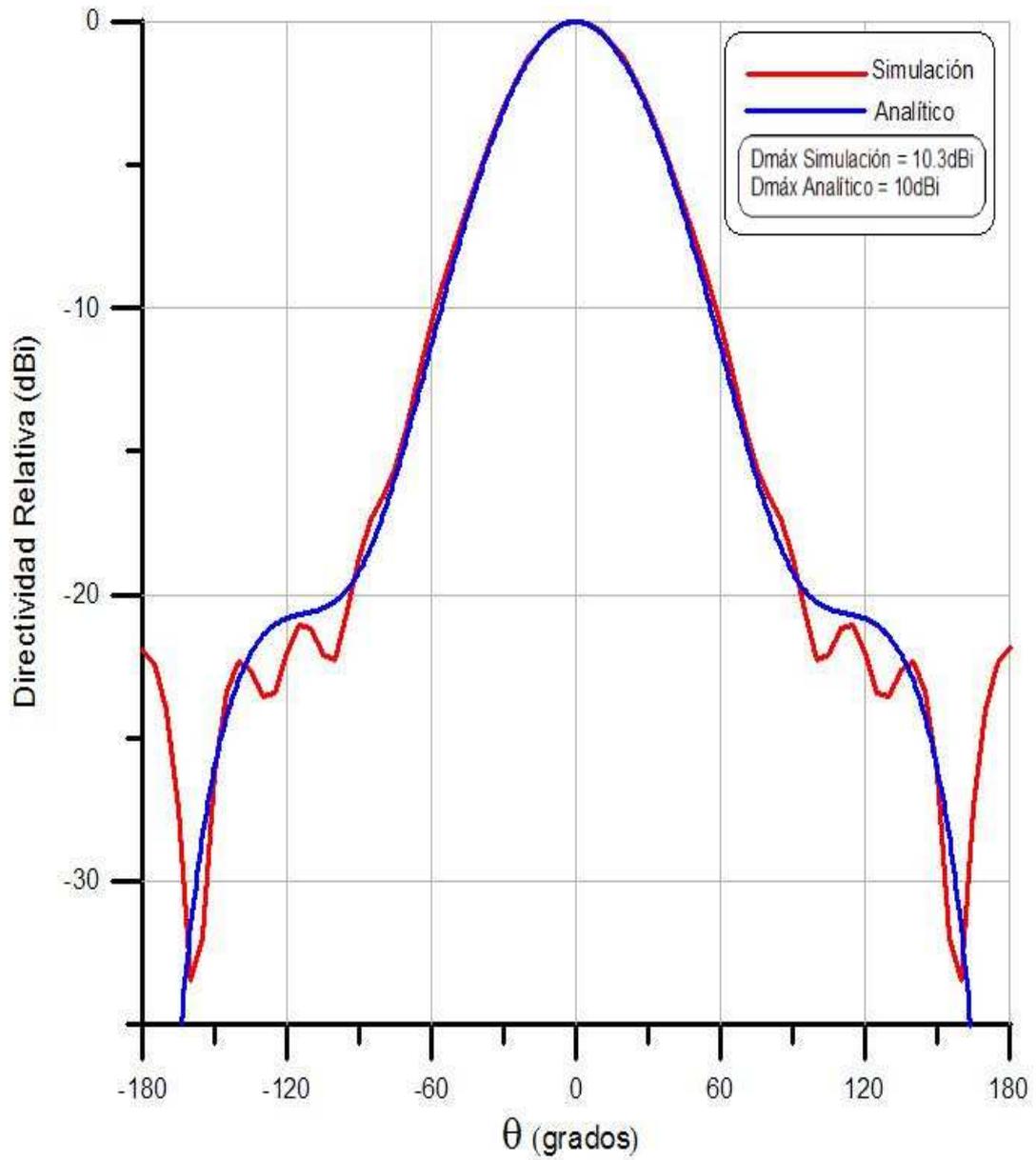
² Licencia de prueba



Gráfica 1: Patrón de radiación en el Plano E de la opción 1
Fuente: CST STUDIO SUITE™ 2008

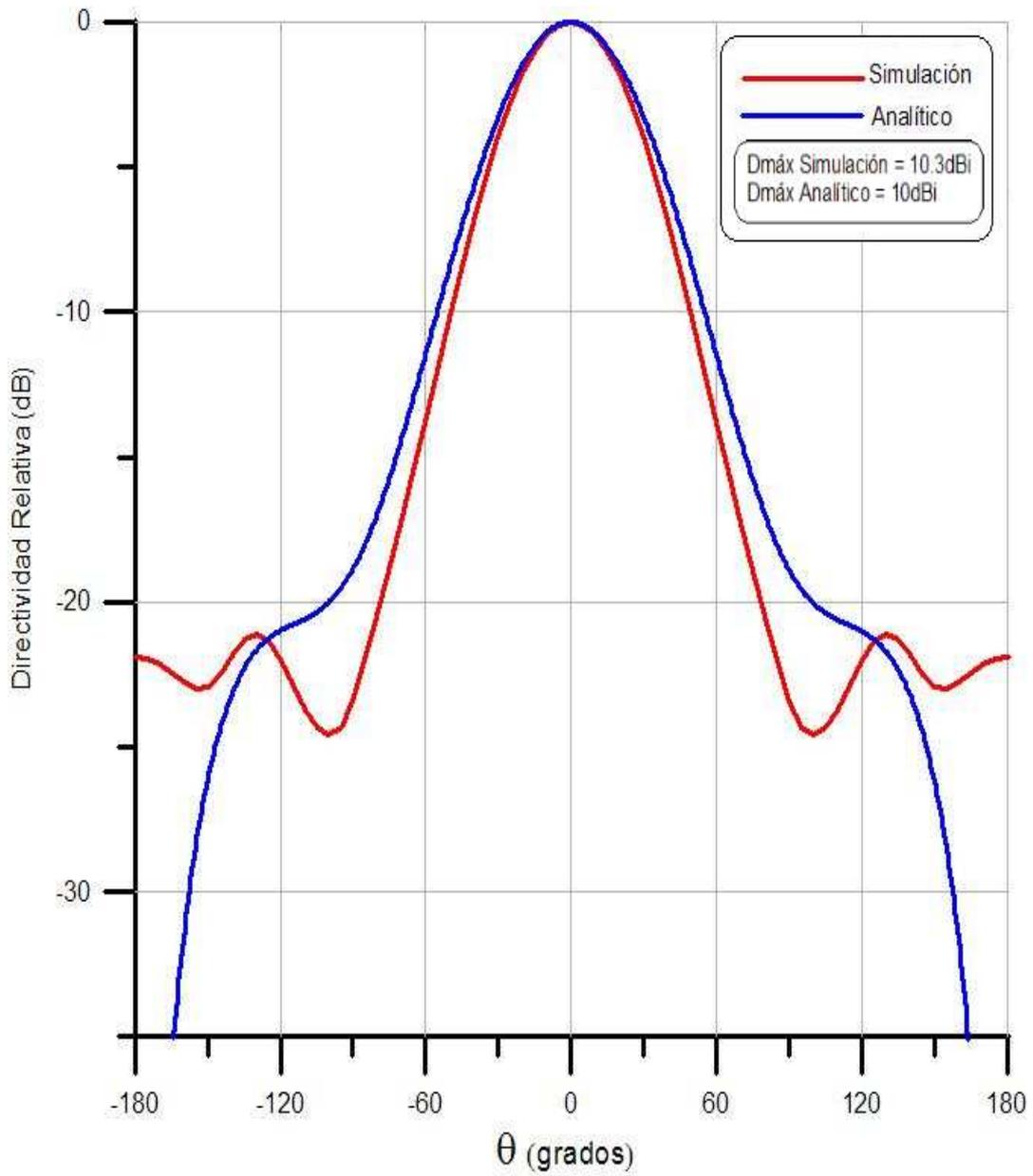


Gráfica 2: Patrón de radiación en el Plano H de la opción 1
 Fuente: CST STUDIO SUITE™ 2008



Gráfica 3: Patrón de radiación en el Plano E de la opción 2

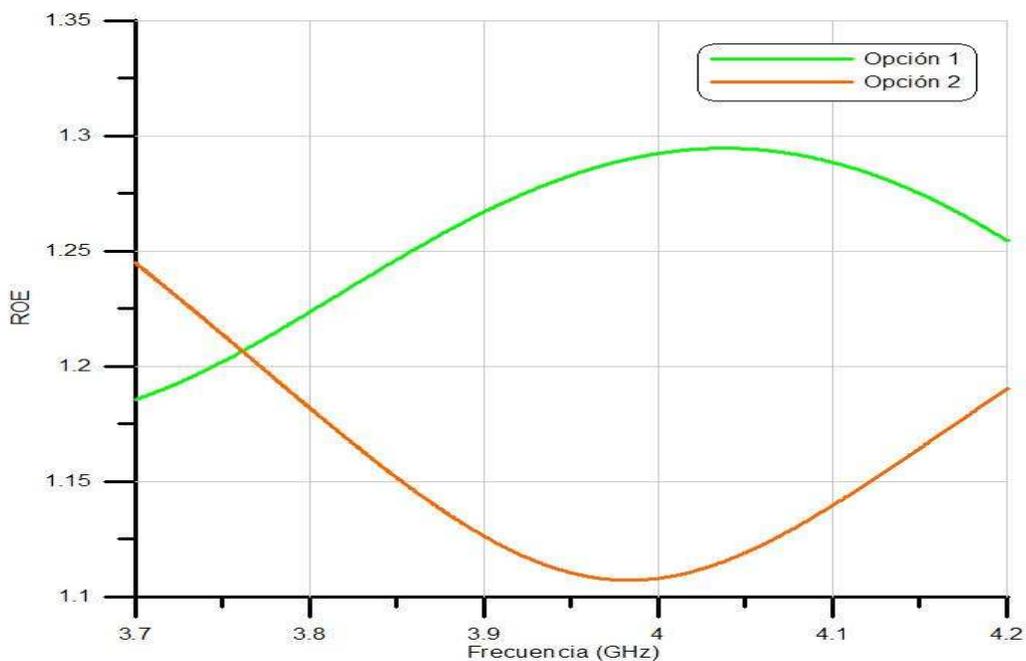
Fuente: CST STUDIO SUITE™ 2008



Gráfica 4: Patrón de radiación en el plano H de la Opción 2
 Fuente: CST STUDIO SUITE™ 2008

A partir de los resultados obtenidos, se observa que los diagramas de radiación derivados del análisis de la teoría de la apertura, son consistentes con los resultados obtenidos de la simulación, sin embargo, se aprecia cierta discordancia en los lóbulos laterales, debido a que el modelo empleado no contempla el campo difractado en los bordes, no obstante, esta diferencia no es significativa en estos niveles de potencia. Por esta razón se puede decir que los resultados calculados teóricamente se correlacionan con los obtenidos mediante la simulación.

Mediante el uso del software de simulación, se obtuvo la relación de ondas estacionarias (ROE) de las opciones preliminares (Gráfica 5)



Gráfica 5: Comparación del ROE de la opción 1 con respecto a la opción 2
Fuente: CST STUDIO SUITE™ 2008

En la Gráfica 5, se observa que ambas bocinas satisfacen el parámetro de diseño establecido $ROE \leq 1.3$, sin embargo, se selecciona la segunda opción, debido a que presenta un menor ROE con respecto a la primera en aproximadamente un 80% de la banda de frecuencia.

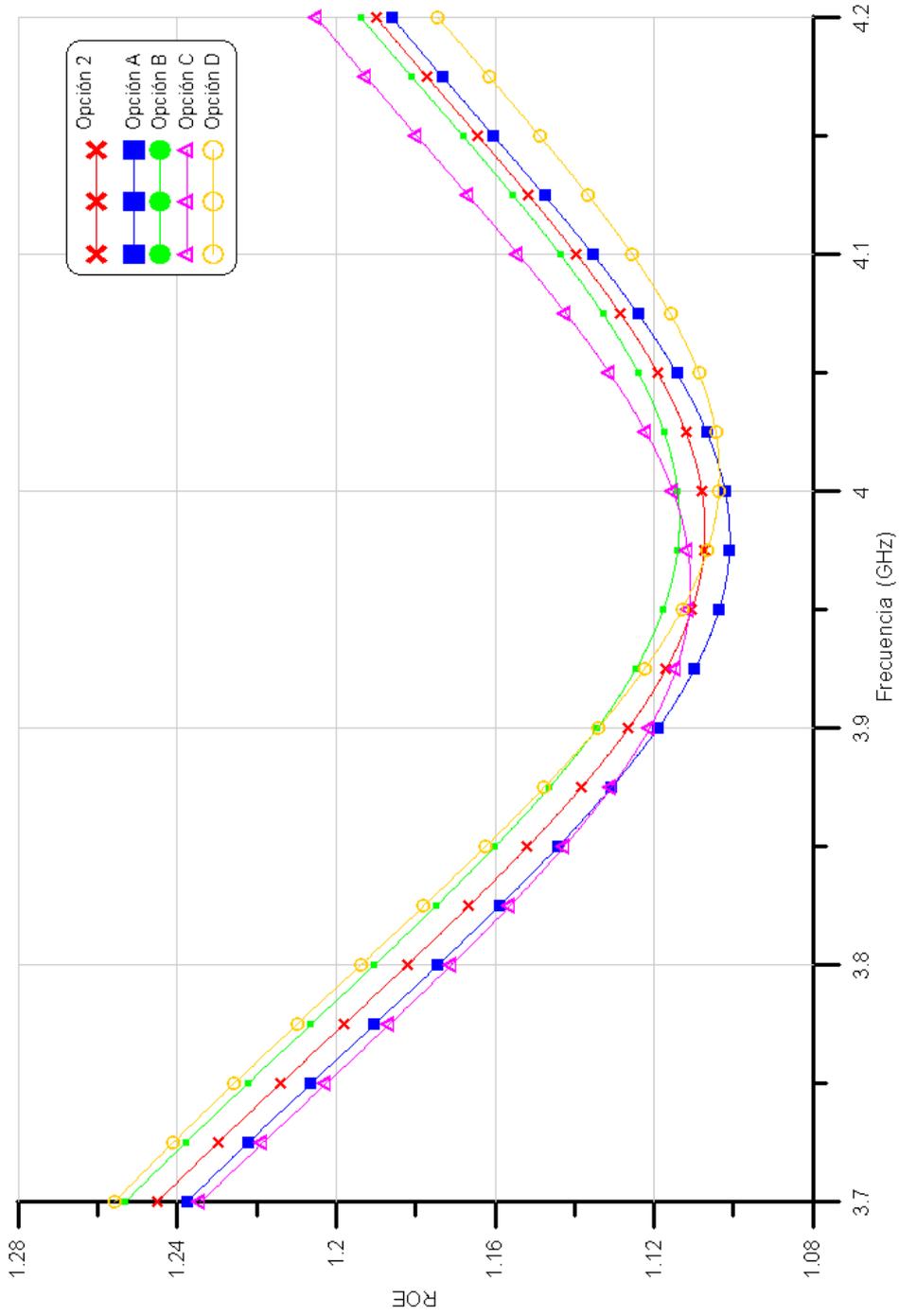
3.1.3 Estudio de Sensibilidad

Para determinar la tolerancia de las dimensiones de la bocina seleccionada, se variaron las medidas de la apertura y la transición guía-apertura, como se indica en la Tabla 5

Tabla 5: Modificación de las dimensiones de la bocina seleccionada

Opción	Modificación	a1 (cm)	b1 (cm)	$R_E = R_H$ (cm)
A	+1mm en la apertura	9.43	6.22	10.8
B	-1mm en la aperture	9.23	6.02	10.8
C	+1mm en la transición guía-apertura	9.33	6.12	10.9
D	-1mm en la transición guía-apertura	9.33	6.12	10.7

Seguidamente, se simuló el ROE de las opciones modificadas, junto con el ROE del modelo de bocina seleccionado (Opción 2), cuyos resultados se muestran a continuación:



Gráfica 6: ROE de la opción de diseño seleccionadas y las opciones modificadas
Fuente: CST STUDIO SUITE™ 2008

A partir de los resultados obtenidos, se aprecia que las opciones modificadas presentan una variación máxima del ROE con respecto a la opción 2, de aproximadamente un 2%, en toda la banda de frecuencia, así mismo, se observa que la opción que ofrece un menor ROE, es la opción A, identificada con el color azul. En tal sentido, se selecciona ésta como la mejor opción de diseño.

3.1.4 Propuesta de Diseño del Alimentador en banda C

Dimensiones Físicas

Para caracterizar completamente las dimensiones de la propuesta de diseño, es necesario determinar la longitud entre el flange y la transición guía-apertura (L_g), la cual se obtiene considerando lo señalado en la sección 2.4.2, referente a las dimensiones de la bocina piramidal y las ecuaciones (56) y (57), obteniéndose el siguiente valor de L_g :

$$L_g = 5.02cm$$

En la Figura 40, se muestran las dimensiones físicas de la bocina piramidal propuesta.

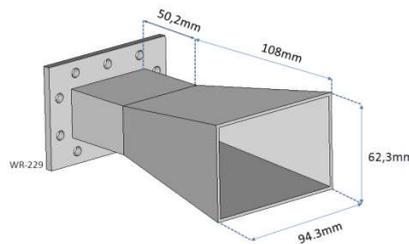
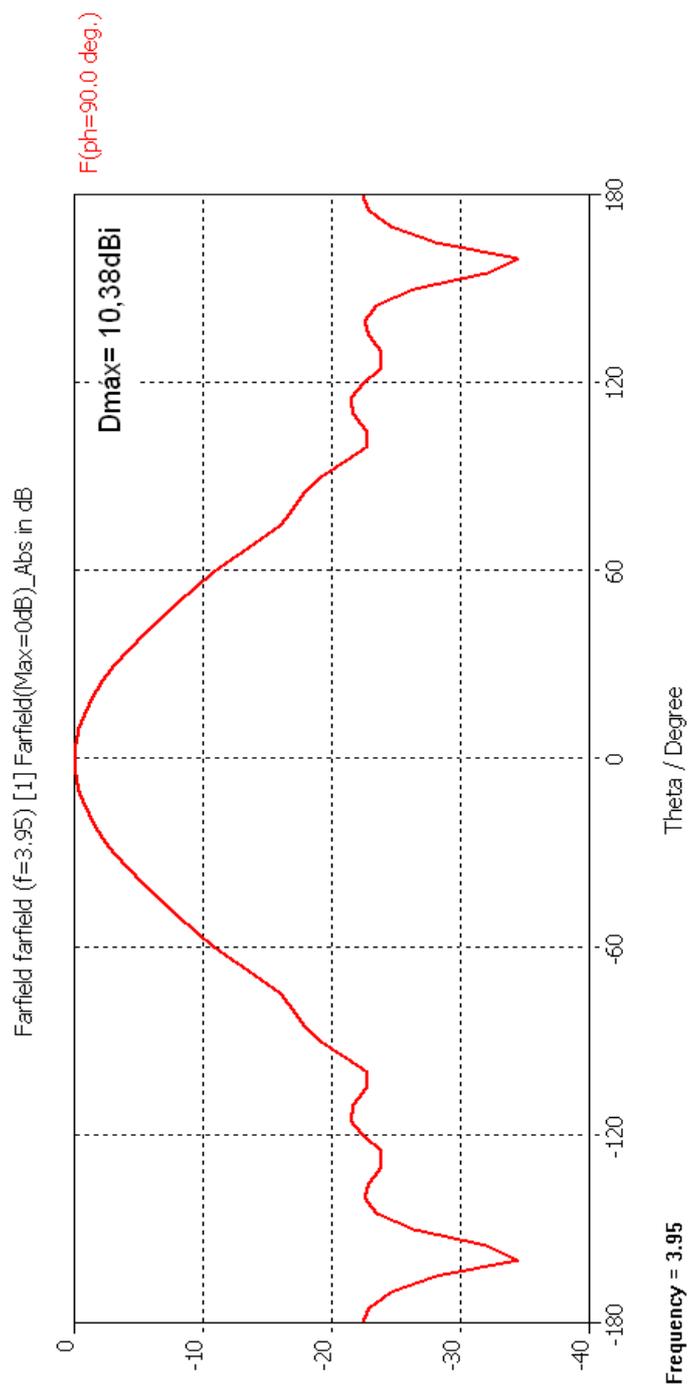


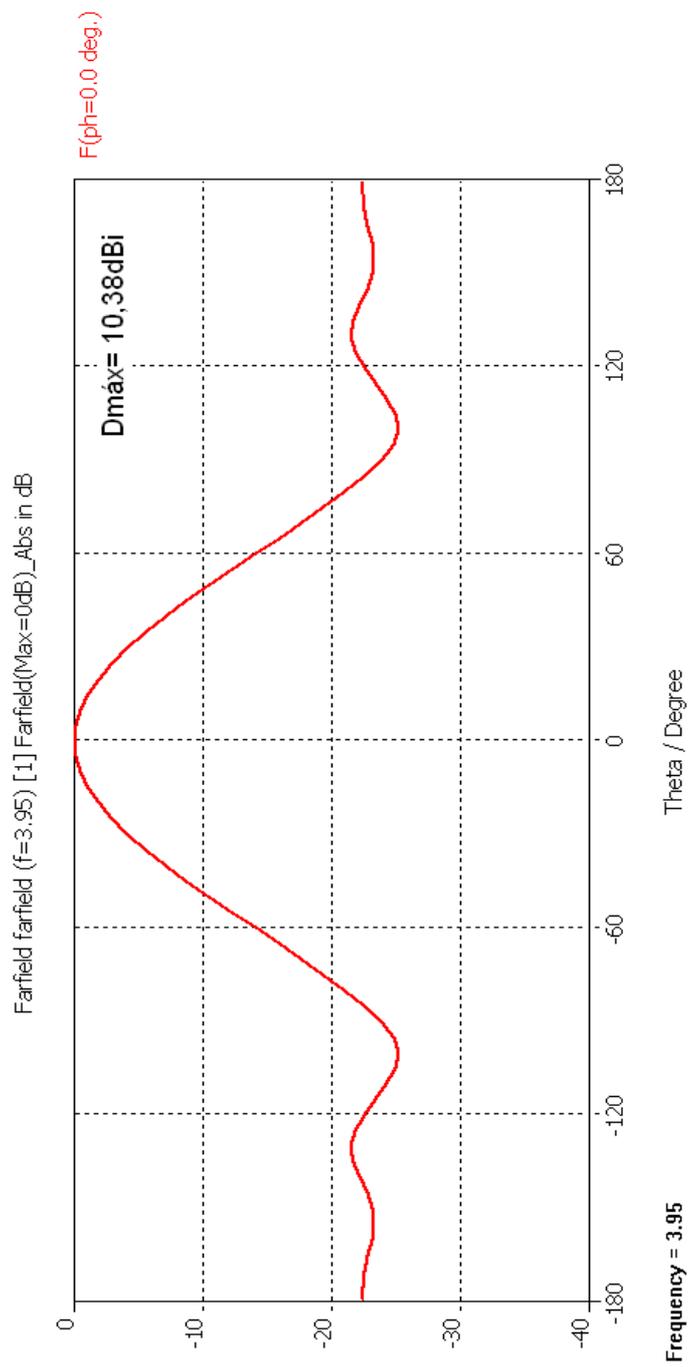
Figura 40: Propuesta de antena tipo bocina piramidal

Características de radiación

A partir de las dimensiones de la propuesta definitiva, se simularon las características de radiación, cuyos resultados se muestran en las Graficas 8 y 9.

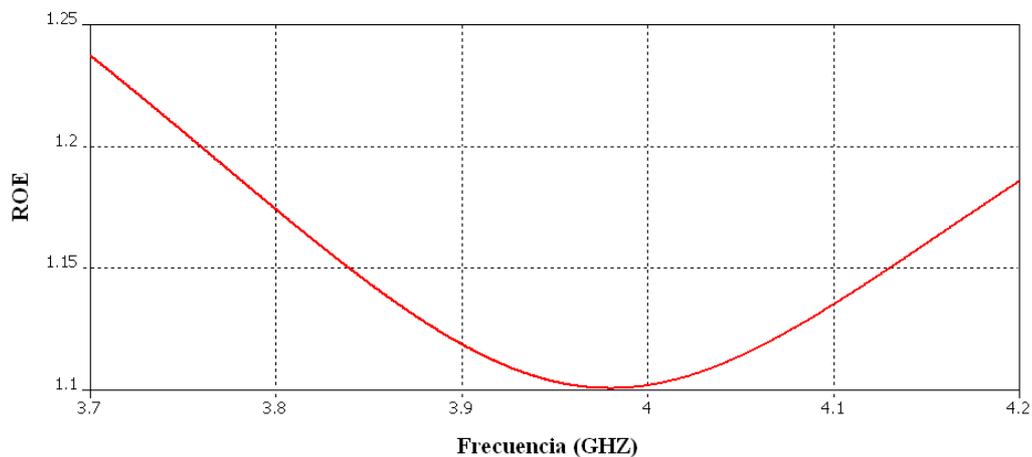


Gráfica 7: Diagrama de Radiación en el plano eléctrico de la bocina piramidal propuesta
Fuente: CST STUDIO SUITE™ 2008



Gráfica 8: Diagrama de Radiación en el plano magnético de la bocina piramidal propuesta
Fuente: CST STUDIO SUITE™ 2008

En las Gráficas 8 y 9, se observa que el nivel de lóbulos secundarios en cada plano es igual a -21,4dB y el ancho de lóbulo a -15dB es de aproximadamente 132°, lo cual satisface las consideraciones de diseño señaladas en la sección 3.1.1 y lo señalado en la sección 2.1.2.



Gráfica 9: ROE de la bocina piramidal propuesta

En la Gráfica 9, se observa que la bocina piramidal propuesta, presenta un ROE por debajo de 1.24 en toda la banda de frecuencia, lo cual cumple la consideración de diseño de $ROE \leq 1.3$.

Para la construcción de la bocina piramidal se debe utilizar aluminio, debido a que este proporciona gran resistencia a la corrosión, durabilidad en la intemperie (resistente a la oxidación), alta conductividad eléctrica, bajo peso, dúctil y maleable. Su constante de conductividad eléctrica es de $37.8 \times 10^6 S \cdot m^{-1} @ 20^\circ C$.

El proceso de construcción se debe realizar de la siguiente forma: doblado, corte de láminas y soldadura como se muestra en la Figura 41, estas láminas de aluminio poseen un espesor de 2mm, lo cual le permite tener suficiente rigidez mecánica y bajo peso.

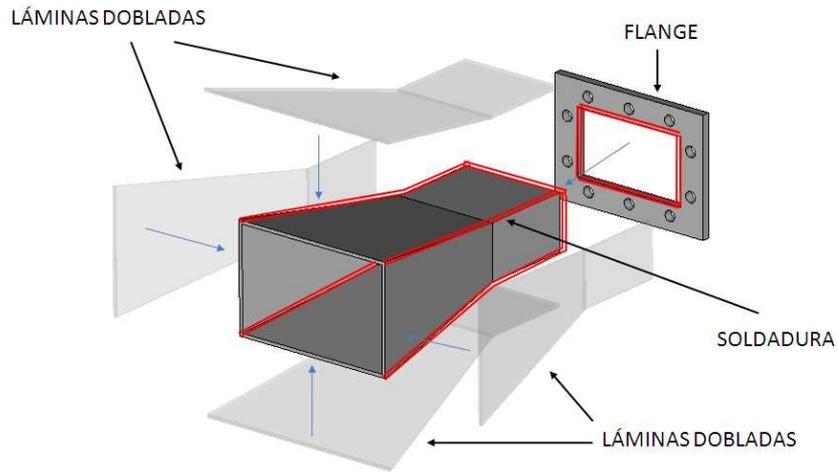


Figura 41: Proceso de construcción de la bocina piramidal

3.2 Diseño de la Bocina Cónica Corrugada

La bocina cónica corrugada operará en la frecuencia de recepción de la banda Ku (11.7-12.2GHz) e iluminará un reflector parabólico comercial.

En la presente investigación se seleccionó un reflector parabólico foco centrado con las siguientes características [Anexo 80]:

- Diámetro del reflector igual a 1.8m.
- Relación $f/D = 0.45$

3.2.1 Consideraciones del diseño

En base a las características que debe tener el alimentador de un reflector parabólico señaladas en la sección 2.1.2 y las especificaciones del reflector parabólico

seleccionado, se puede establecer las consideraciones físicas y eléctricas que debe cumplir la bocina cónica corrugada:

- Frecuencia de operación 11.7-12.2GHz
- Ancho del haz a -15dB de 116.2°
- Nivel de lóbulos secundarios menor a -20dB.
- Porcentaje de bloqueo sobre el reflector menor o igual 10%.
- $ROE \leq 1.3$ en el rango de frecuencia de operación.
- Tamaño y peso reducidos.
- Bajo costo.

3.2.2 *Desarrollo del Diseño*

A partir de las consideraciones de diseño mencionadas anteriormente, se realiza el procedimiento descrito en la sección 2.5.2.

FASE I: Cálculo de ángulo de apertura y determinación del perfil

Inicialmente, se determina el rango de valores dentro del cual se encuentra el ángulo medio de la apertura (ec. 86 y 87), dado por:

$$50.09^\circ < \theta_0 < 76.95^\circ$$

A partir de los rango mencionado anteriormente, se estable el ángulo medio de apertura igual a 70°.

Como se señaló en la sección 2.5.2, referente, el perfil seleccionado es de tipo lineal.

FASE II: Determinación del diámetro de apertura:

Para un porcentaje de bloqueo menor al 10%, se utiliza la ecuación (2) y se establece que el diámetro máximo de la apertura viene dado por:

$$d_{m\acute{a}x} \leq 90mm$$

A partir de la Tabla 2 y utilizando un ángulo de apertura medio, definido en la sección anterior, se determina el diámetro óptimo, cuyo valor es:

$$d = 5.8cm$$

FASE III: Determinación de la geometría de las corrugaciones

Para obtener la geometría de las corrugaciones, es necesario conocer previamente para que tipo de aplicación está dirigido el diseño; a partir del ancho de banda de operación [11.7GHz; 12.2GHz], se consigue que la condición $f_{m\acute{a}x} \leq 1.4f_{m\acute{i}n}$ se cumple, por tanto la aplicación se considera de banda estrecha.

- Paso de la ranura (p):

Para una aplicación de banda estrecha (ec. 82), se define un valor de paso cercano a $\lambda/5$, por lo que en esta investigación se establece que p sea igual a $6mm$, en donde λ está dado por la longitud de onda de corte central.

- Promedio entre el paso y el ancho de las ranuras (δ_c):

Al considerar el rango dentro del cual se encuentra el valor promedio entre el paso y la ranura (ec. 83), se fijó δ_c igual 0.833, por lo tanto, el ancho de la ranura (w) es igual a $5mm$.

- Número de Ranuras a lo largo de la bocina

A partir del radio de la apertura (a_0), el ángulo de la apertura (θ_0) y el paso de la ranura (p), se puede obtener el número de ranuras a lo largo de la bocina, para el caso en estudio, el número de ranuras correspondiente es de tres.

- Profundidad de las ranuras (d_j):

Utilizando la ecuación (77), se obtiene la profundidad de las corrugaciones a lo largo de la bocina, dado por la siguiente expresión:

$$d_j = k_R \frac{2.5104}{4}$$

Donde k_R esta dado por la ecuación (78).

FASE IV: Determinación de las características de la región transición de modo TE-HE

Se seleccionó el convertidor de modo de profundidad variable, debido a que presenta menor complejidad al momento de la construcción. Para determinar el número de ranuras que conforman el convertidor de modo, se considera el rango señalado en la sección 2.5.2 ($3 \leq N_{MC} \leq 5$), por lo cual, se establece que las primeras

tres ranuras de la bocina las conforman el convertidor de modos y su profundidad está dado por la ecuación (84), donde el factor σ es igual a 0.45.

A continuación en la Figura 42, se muestra las dimensiones de las ranuras.

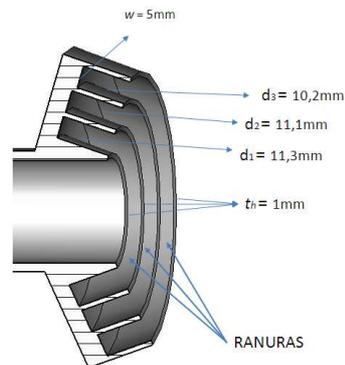


Figura 42: Distribución de las ranuras de la bocina cónica corrugada propuesta

Finalmente, la longitud entre el flange y la transición guía-apertura (L_g), se fijó a un valor igual a 2λ , de forma tal, de asegurar que a esa distancia los modos de orden superior se encuentren atenuados.

3.2.3 Propuesta de Diseño

Dimensiones Físicas

Las dimensiones que caracterizan la bocina cónica corrugada propuesta, se muestra en la Figura 43.

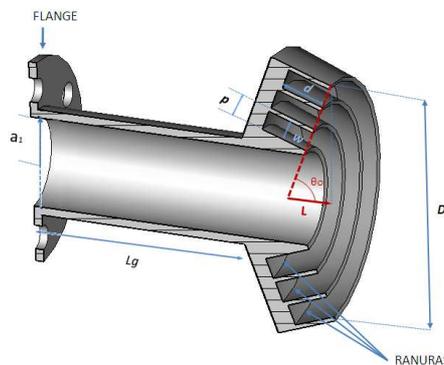
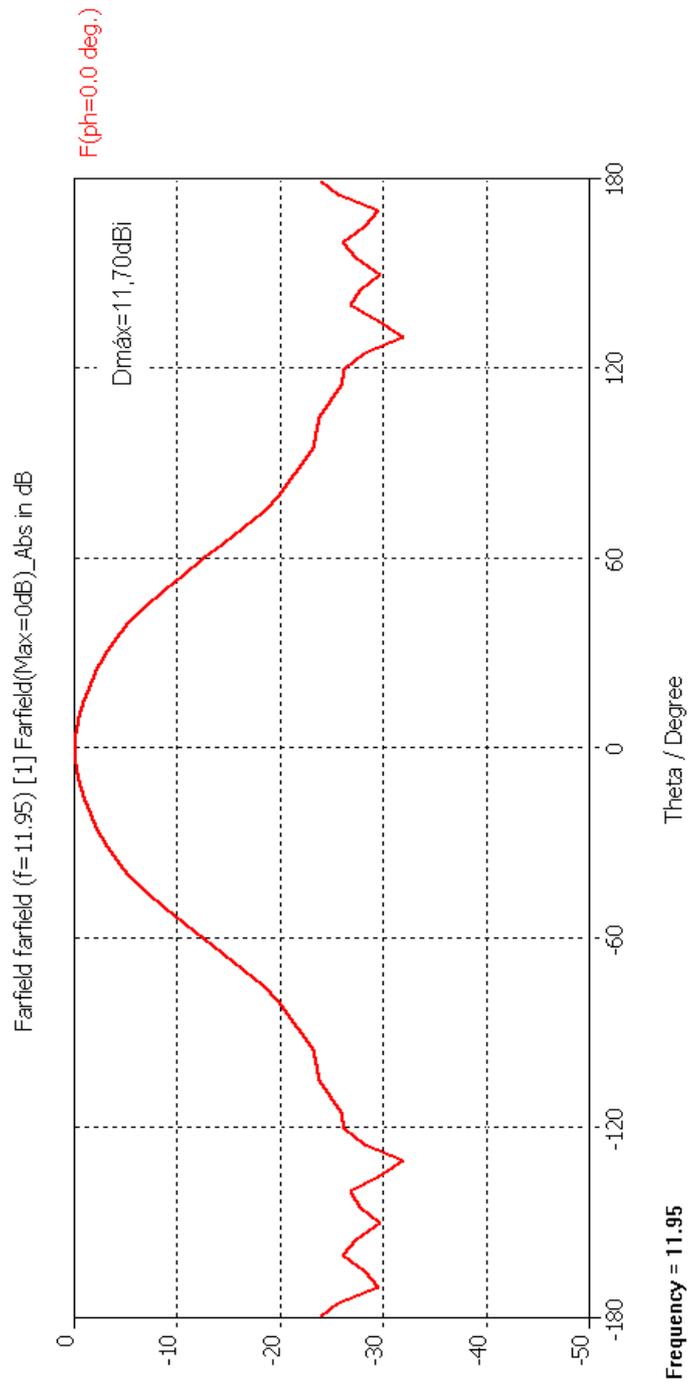


Figura 43: Dimensiones de la Bocina cónica corrugada propuesta

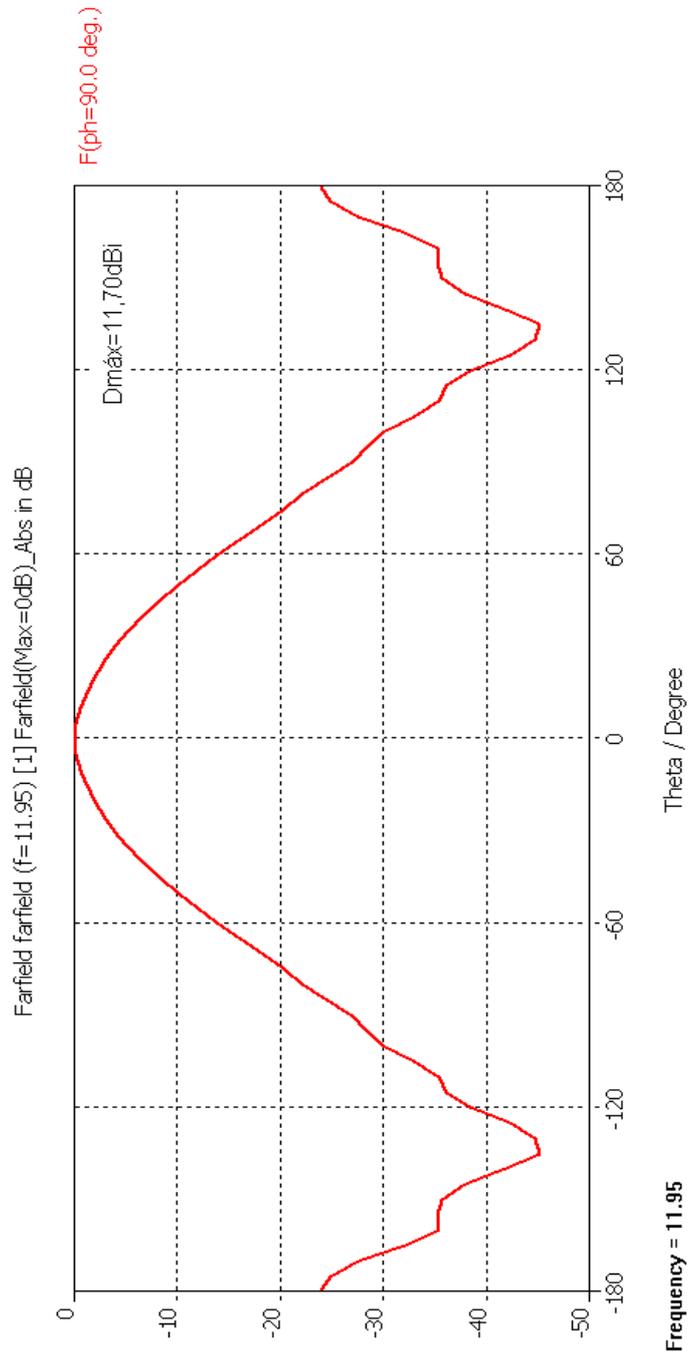
Basado en los cálculos precedentes, las características de la propuesta quedan definidas de la siguiente forma:

Diámetro de la Apertura (D)	$58mm$
Ángulo de la apertura (θ_0)	70°
Longitud (L)	$31mm$
Paso de las ranuras (p)	$6mm$
Ancho de las ranuras (w)	$5mm$
Espesor de los dientes (t_{TH})	$1mm$
Profundidad de las corrugaciones (d_j)	$\left\{ \begin{array}{l} d_1 = 11.3mm \\ d_2 = 11.1mm \\ d_3 = 10.3mm \end{array} \right.$
Longitud (L_g)	$L_g = 50.2mm$

A partir de dimensiones antes mencionadas, se simuló el patrón de radiación en los planos E y H, cuyos resultados se muestran en las Gráficas 10 y 11.



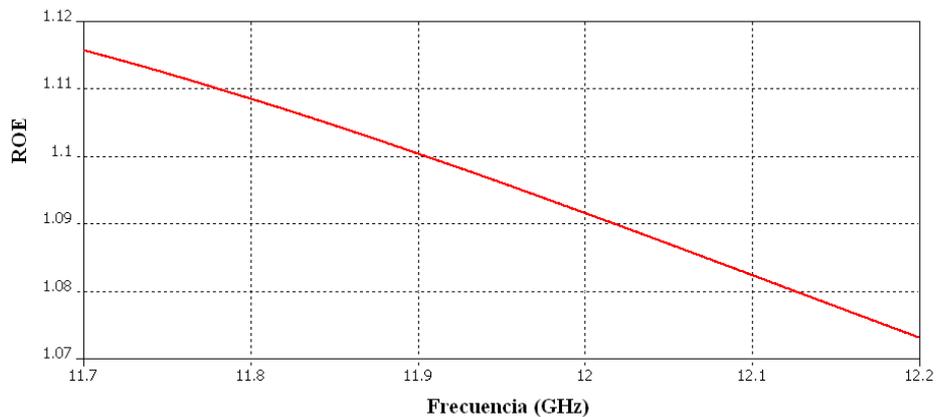
Gráfica 10: Patrón de Radiación en el plano eléctrico de la bocina cónica corrugada propuesta
Fuente: CST STUDIO SUITE™ 2008



Gráfica 11: Patrón de Radiación en el plano magnético de la bocina cónica corrugada propuesta
Fuente: CST STUDIO SUITE™ 2008

A partir de los resultados obtenidos, se observa que en los planos E y H el ancho del haz a -15dB corresponde a 130° y 102° respectivamente, además el nivel de potencia en los bordes del reflector (a 116.2°) es de -12.95dB en el plano H y -12.15dB en el plano E, lo cual se encuentra dentro del rango que debe tener el alimentador de un reflector parabólico de tipo foco centrado, señalado en la sección 2.1.2.

Finalmente, se obtiene el ROE, mediante el uso de la simulación, cuyos resultados se muestran a continuación:



Gráfica 12: ROE de la bocina cónica corrugada propuesta

Fuente: CST STUDIO SUITE™ 2008

A partir de los resultados obtenidos, se puede observar que esta bocina muestra un $ROE < 1.12$ en toda la banda de frecuencia, el cual se encuentra muy por debajo del propuesto en la sección 3.2.1 ($ROE \leq 1.3$).

Para la construcción de la bocina cónica corrugada, el material que se utilizó fue el Duraluminio, el cual contiene pequeñas cantidades de cobre (Cu) (3-5%), Magnesio (Mg) (0.5-2%), Manganeso (Mn) (0.25-1%) y Zinc (3.5-5%), adquiriendo características mecánicas superiores (rigidez y tracción).

El proceso de construcción se realizó en dos etapas: inicialmente se torneó el exterior de la pieza y luego se realizó las corrugaciones por medio de una fresadora, como se muestra en el [Anexo 8]

3.3 Diseño de la Transición de Guía de Onda Rectangular a Circular

Es necesario que la bocina cónica corrugada sea compatible con los LNB comerciales [Anexo 7], de allí que las dimensiones de la sección transversal de la transición deben corresponder con las de una guía de onda estándar WR-90, cuyas dimensiones son:

$$a = 19.05mm$$

$$b = 9.53mm$$

Por lo tanto, utilizando la ecuación (88) se puede determinar el diámetro de la sección circular de la transición, dado por:

$$d_c = 22.4mm$$

En la sección 2.6, se describieron dos procedimientos para realizar la transición entre la guía de onda rectangular y la circular, uno de ellos mediante secciones circulares truncadas y otro por medio de una sección rectangular, a continuación se presentan los resultados obtenidos:

3.3.1 Transición con Secciones Circulares Truncada

En el presente estudio, se realizaron los cálculos para dos y tres secciones de transformación, como se muestra a continuación:

- ***Dos Secciones Circulares Truncadas***

En la Figura 44, se muestra el esquema de la transición de una guía de onda rectangular a circular, por medio de dos secciones circulares truncadas.

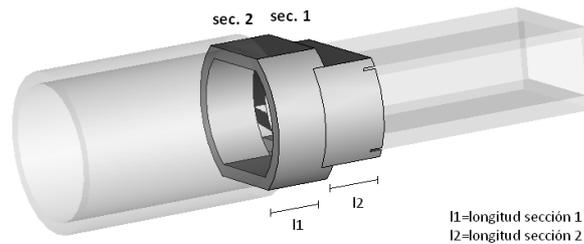


Figura 44: Transición con 2 Secciones Circulares Truncadas

Siguiendo el procedimiento descrito en la sección 2.6.1 se obtienen los siguientes resultados:

1. Longitud de las secciones de transición:

Al utilizar la ecuación (89) se obtiene que la longitud de cada una de las secciones es $l_1=l_2=0.835$.

2. Porcentaje de ancho de banda:

Mediante la ecuación (90) se obtiene que el porcentaje de ancho de banda es $W=0.07\approx 0.1$

3. Impedancias características de cada sección:

La dimensiones de las secciones truncadas se muestra en la Figura 45, en donde A es igual al diámetro de la guía de onda circular ($d_c = 22.4mm$)

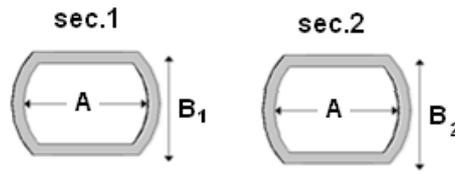


Figura 45: Dimensiones de dos secciones circulares truncadas

Al utilizar las tablas de los transformadores homogéneos en cascada $\lambda/4$ [14] y un porcentaje de ancho de banda de 0.1, se obtiene el valor de la impedancia característica normalizada de la primera sección (Z_1), cuyo valor es:

$$Z_1 = 1.190$$

Luego, a partir de la ecuación (91), se determina la impedancia característica normalizada de la segunda sección de transformación (Z_2), cuyo valor es:

$$Z_2 = 1.681$$

4. Dimensiones de la secciones:

A partir del valor de la impedancia normalizada de cada sección y mediante la curva mostrada en la Figura 34, se obtiene el valor de η de cada sección, cuyos valores son:

$$\eta_1 = 0.54$$

$$\eta_2 = 0.77$$

Luego, utilizando la ecuación (96), se obtiene el valor de B_1 y B_2 , cuyos valores son:

$$B_1 = 1.21cm$$

$$B_2 = 1.73cm$$

En la Figura 46, se muestra el coeficiente de reflexión ($|s_{11}|$), obtenido mediante el uso del software de simulación.

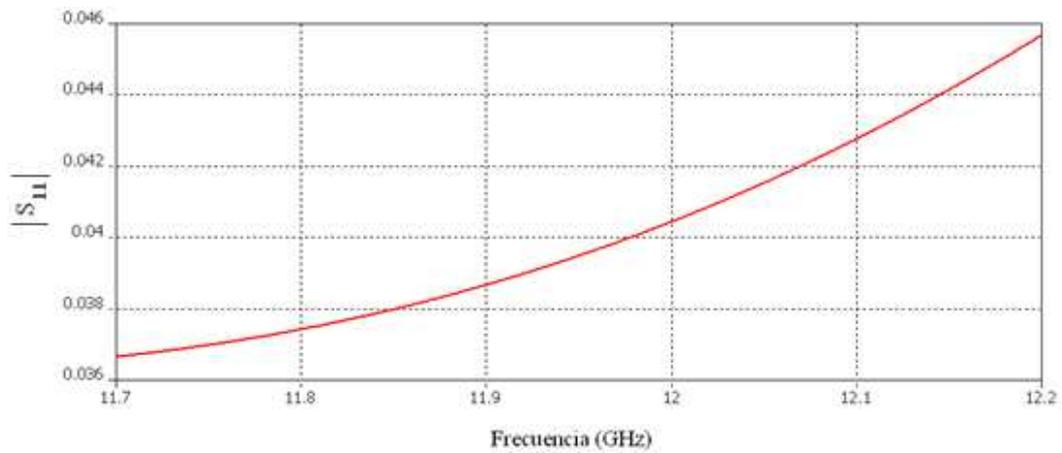


Figura 46: Coeficiente de Reflexión en la transición de guía de onda rectangular a circular, utilizando dos secciones circulares truncadas

Fuente: CST STUDIO SUITE™ 2008

Estudio de Sensibilidad

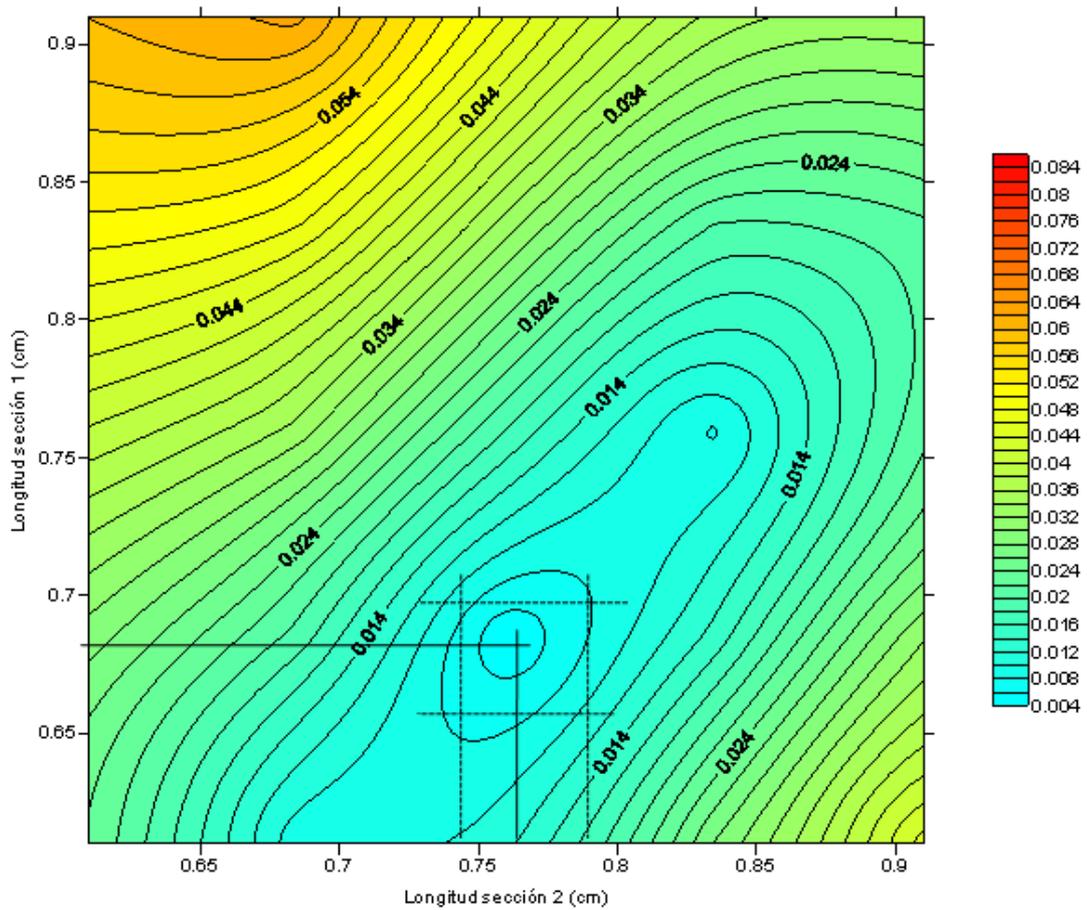
Se realizó un estudio de sensibilidad, para poder apreciar los cambios que ocurren en el coeficiente de reflexión de la transición al variar la longitud de las secciones de transformación (l_1, l_2), como se muestra a continuación:

Tabla 6: Variaciones de longitud de las secciones de transformación

l_1 (cm)	l_2 (cm)
0.835 (Teórico)	0.835 (Teórico)
0.91	0.91
0.76	0.76
0.61	0.6

Mediante el uso del software de simulación, se obtuvo el coeficiente de reflexión de todas las combinaciones posibles y se procedió a calcular un valor promedio ($\overline{|S_{11}(l_1, l_2)|}$), tomando la integral del coeficiente de reflexión en la banda de frecuencia de operación (11.7-12.2GHz), luego se graficó este parámetro en función de las longitudes señaladas anteriormente.

Debido a que el comportamiento del coeficiente de reflexión en la banda de operación es estable, se puede decir que cuando $|\overline{S_{11}(l_1, l_2)}|$ es cercano a cero, el coeficiente de reflexión en la banda de operación es bajo. En tal sentido, al graficar éste parámetro en función de las longitudes l_1 y l_2 , se puede determinar las dimensiones de que convergen a un menor coeficiente de reflexión, así mismo, la tolerancia de las dimensiones para un nivel promedio de coeficiente de reflexión dado.



Gráfica 13: Coeficiente de reflexión promedio en función de las longitud de las secciones 1 y 2

En la Gráfica 13, se señalan las longitudes que ofrecen el menor coeficiente de reflexión en la banda de operación, cuyos valores son:

$$l_1 = 0.682 \pm 0.05 \text{ cm}$$

$$l_2 = 0.762 \pm 0.05 \text{ cm}$$

Donde el valor de ± 0.05 representa la tolerancia de la magnitud para un nivel promedio del coeficiente de reflexión menor a 0.014.

A partir, de las longitudes l_1 y l_2 obtenidas anteriormente se modificó el diseño original, quedando definido de la siguiente forma:

Tabla 7: Dimensiones de la transición circular truncada con dos secciones

	A (cm)	B (cm)	Longitud l (cm)
sección 1	2.24	1.21	0.682
sección 2	2.24	1.73	0.762

- ***Tres Secciones Circulares Truncadas***

En la Figura 47, se muestra el esquema de la transición de una guía de onda rectangular a circular, por medio de tres secciones circulares truncadas.

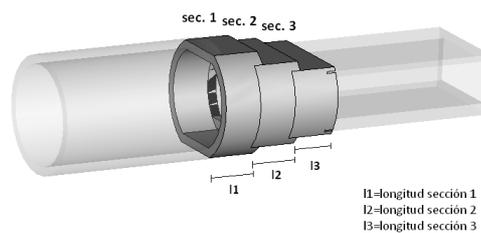


Figura 47: Transición con 3 Secciones Circulares Truncadas

De forma análoga, al cálculo de las dimensiones para dos secciones de transformación, se determinó las dimensiones correspondientes a tres secciones de transformación (Figura 48), obteniéndose los siguientes resultados:

Tabla 8: Características de la transición por medio de tres secciones

Sección	Impedancia Característica Normalizada Z_n	η_n	Altura B_n (cm)
1	1.091	0.49	1.11
2	1.414	0.64	1.44
3	1.833	0.84	1.89

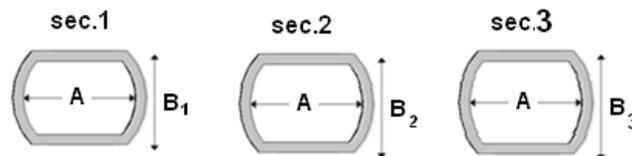
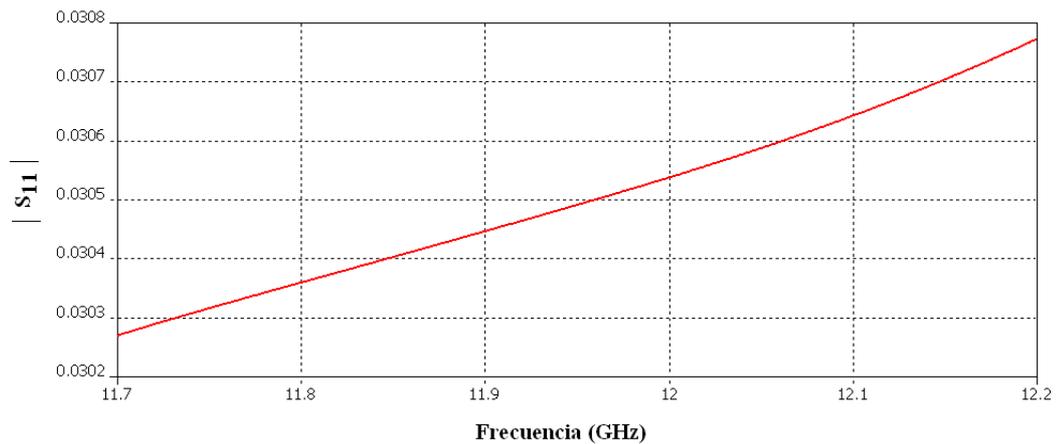


Figura 48: Dimensiones de las tres secciones circulares truncadas

A partir de los resultados obtenidos anteriormente, se simuló el coeficiente de reflexión, como se muestra a continuación:



Gráfica 14: Coeficiente de Reflexión en la transición de guía de onda rectangular a circular utilizando tres secciones circulares truncadas

Fuente: CST STUDIO SUITE™ 2008

Estudio de Sensibilidad

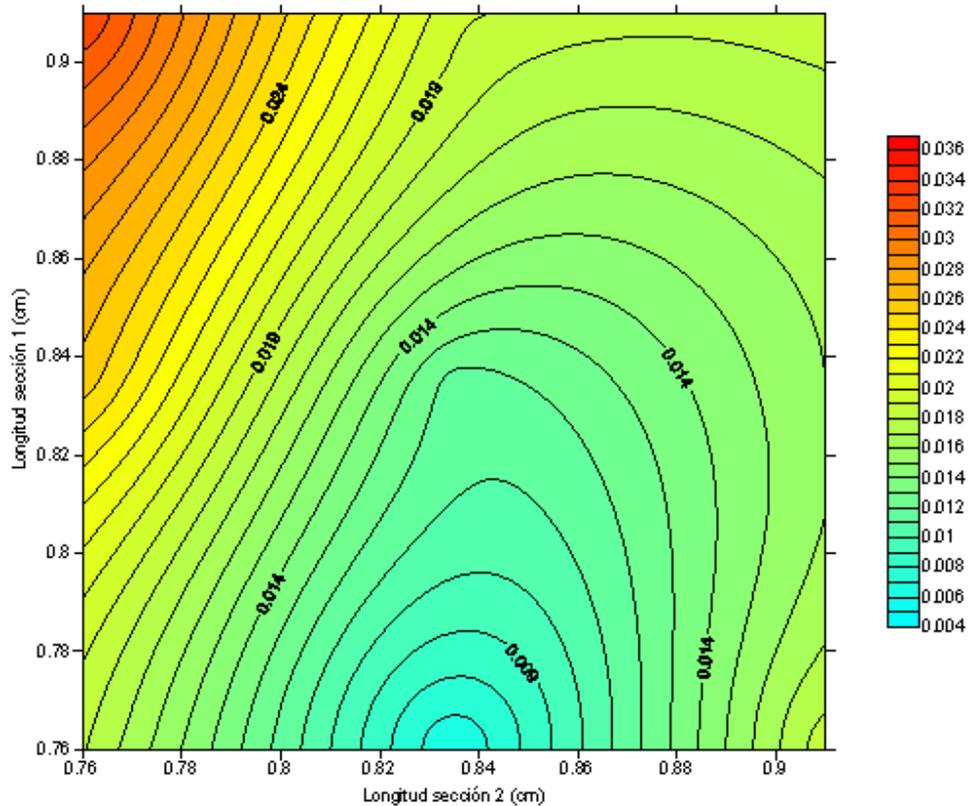
De manera similar se realizó un estudio de sensibilidad, variando la longitud de las secciones de transformación (l_1 , l_2 y l_3), como se muestra a continuación:

Tabla 9: Variaciones de longitud de las secciones de transformación

l_1 (cm)	l_2 (cm)	l_3 (cm)
0.835 (Teórico)	0.835 (Teórico)	0.835 (Teórico)
0.91	0.91	0.91
0.76	0.76	0.76

Mediante la simulación, se obtuvo el $|S_{11}|$ de todas las combinaciones posibles. En este caso, se da un valor fijo a la longitud de una de las secciones y se grafica el promedio del coeficiente de reflexión en función de las longitudes restantes. Los resultados de estas combinaciones, se observan en el [Anexo 9].

A continuación se muestra el gráfico correspondiente a la combinación que ofrece el menor coeficiente de reflexión promedio, en donde la sección 3 tiene un valor fijo de 0.91cm, mientras que las secciones 1 y 2 son variables.



Gráfica 15: Coeficiente de reflexión promedio con la longitud de la sección 3 fija a 0.91cm

En la Gráfica 15, se observa que las longitudes que ofrecen el menor coeficiente de reflexión en la banda de operación, están dadas por:

$$l_1 = 0.76cm$$

$$l_2 = 0.835cm$$

$$l_3 = 0.91cm$$

Es importante señalar, que no se puede estimar el valor de la tolerancia para un nivel de coeficiente de reflexión promedio específico debido a que el rango mínimo se encuentra en uno de los bordes de la grafica.

Además, al comparar los niveles de coeficiente de reflexión promedio obtenidos con respecto a la transición con dos secciones, se puede decir que la

transición por medio de tres secciones es menos sensible ante las variaciones de las longitudes.

A partir de las longitudes l_1 , l_2 y l_3 obtenidas anteriormente, se modificó el diseño original, quedando definido de la siguiente forma:

Tabla 10: Dimensiones de la transición circular truncada con tres secciones

	A (cm)	B (cm)	Longitud l (cm)
sección 1	2.24	1.11	0.76
sección 2	2.24	1.44	0.835
sección 3	2.24	1.89	0.91

3.3.2 Transición por medio de una Sección Rectangular

Considerando el procedimiento descrito en la sección 2.6.2, se realiza la transición de guía de onda rectangular a circular, como se muestra en la Figura 49.

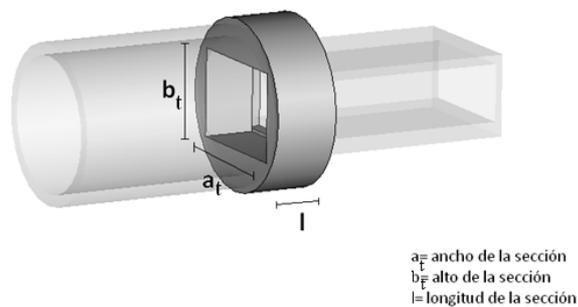


Figura 49: Transición con una sección rectangular

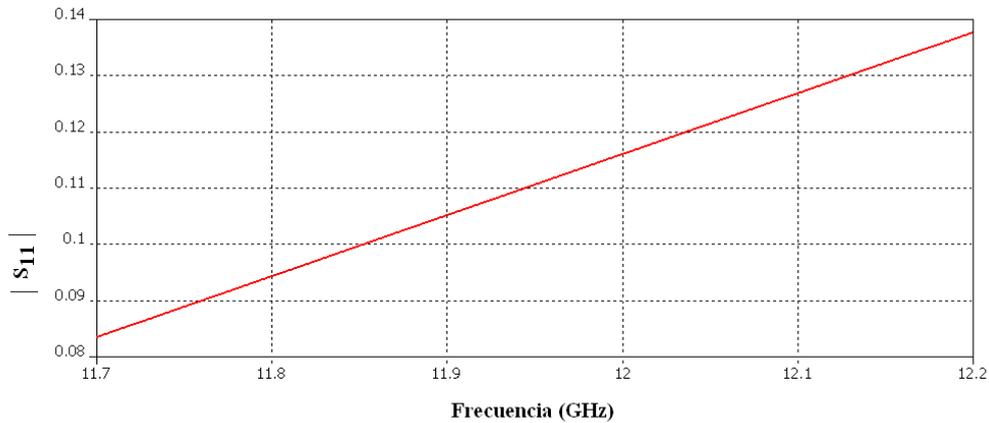
Se determinó el alto (ec. 110) y el ancho (ec. 113) de la sección de transformación, cuyos valores son:

$$a_t = 2.066\text{cm}$$

$$b_t = 1.35\text{cm}$$

Así mismo, la longitud de la sección de transformación es igual a 0.835.

Mediante la simulación se obtiene el coeficiente de reflexión en la banda de operación y los resultados se muestran en la Gráfica 16.

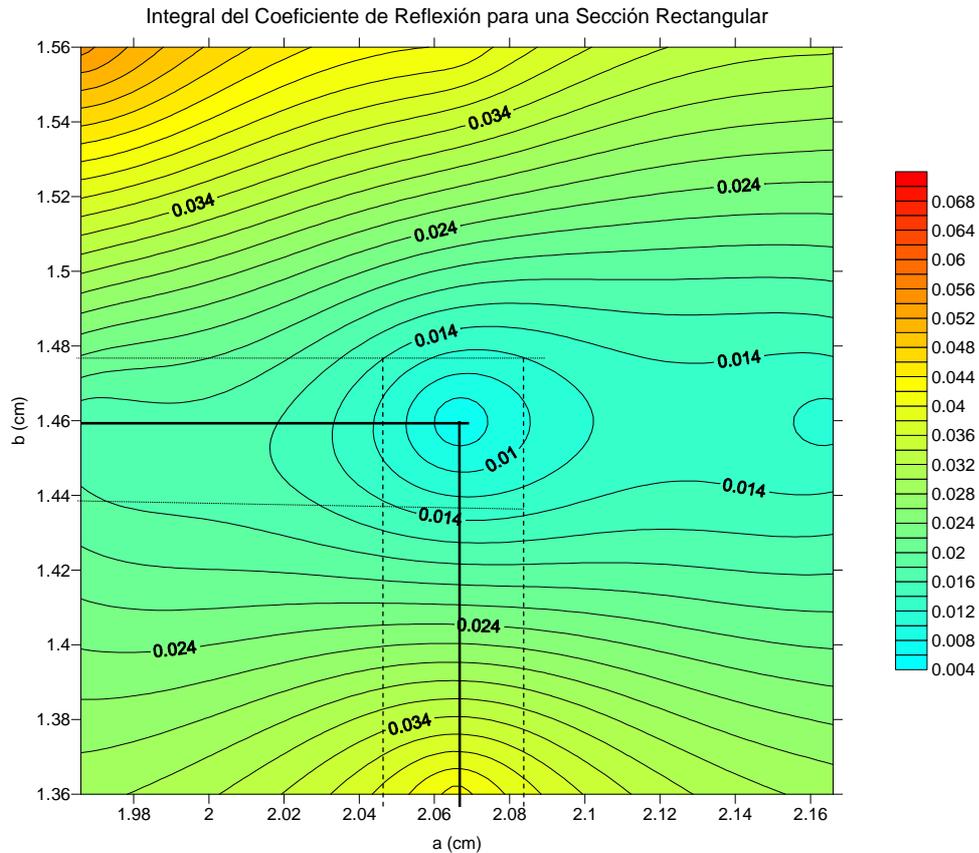


Gráfica 16: Coeficiente de reflexión de la transición con una sección rectangular

Estudio de Sensibilidad

Se realizó un segundo estudio de sensibilidad del coeficiente de reflexión, en este caso considerando variaciones de las dimensiones de la sección transversal, manteniendo fija la longitud a 0.835cm, 0.705cm y 0.605cm.

Las Gráficas del coeficiente de reflexión promedio en función a la variación de las dimensiones de la sección transversal se presentan en el [Anexo 10]. A continuación se muestra la gráfica que ofrece el menor coeficiente de reflexión promedio y corresponde a una longitud de 0.705cm.



Gráfica 17: Coeficiente de reflexión promedio en función de las dimensiones de la sección transversal con una longitud fija a 0.705cm

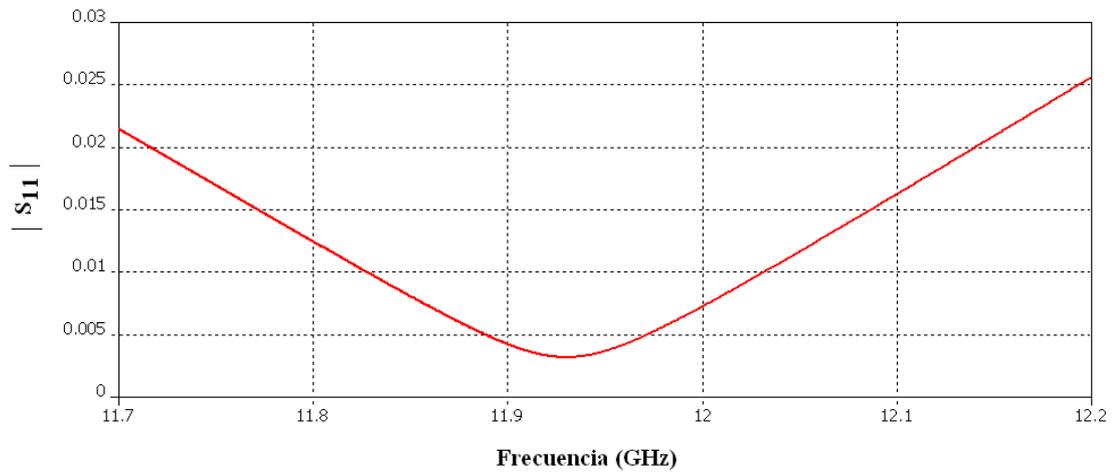
En la Gráfica, se señalan las dimensiones de la sección trasversal que ofrece el menor nivel de coeficiente de reflexión promedio, con una longitud de 0.705cm y cuyas medidas son las siguientes:

$$a_t = 2.07 \pm 0.04 \text{ cm}$$

$$b_t = 1.46 \pm 0.04 \text{ cm}$$

Donde el valor de ± 0.04 representa la tolerancia de la magnitud para un nivel promedio menor a 0.014.

A partir de los resultados obtenidos, se muestra en la Gráfica 18 el coeficiente de reflexión de la transición rectangular simulado.

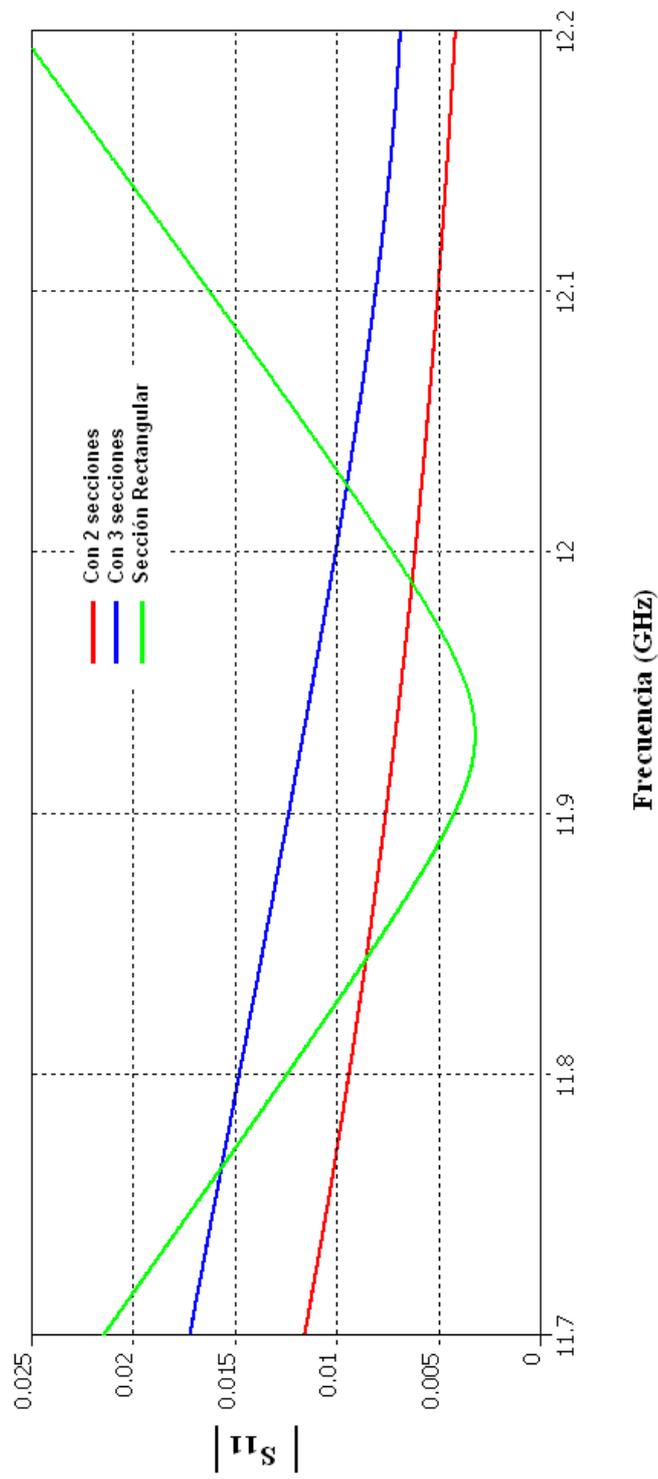


Gráfica 18: Coeficiente de reflexión de la transición con una sección rectangular propuesta

3.3.3 *Propuesta de diseño*

Para seleccionar el tipo de transición que se debe utilizar como transición de guía de onda rectangular a circular de la bocina cónica corrugada, se tomaron en cuenta los siguientes aspectos: estabilidad del coeficiente de reflexión en la banda de operación, precisión necesaria para realizar la pieza, tamaño y costo asociados.

A continuación se muestra el coeficiente de reflexión de los tres tipos de transición propuestos, obtenidos mediante la simulación.



Gráfica 19: Coeficiente de reflexión de los tres tipos de transiciones estudiadas
Fuente: CST STUDIO SUITE™ 2008

A partir de los resultados obtenidos en la gráfica anterior y el análisis realizado en las secciones 3.3.1 y 3.3.2, se resume en la Tabla 11 las características relevantes de las transiciones propuestas.

Tabla 11: Características físicas y eléctricas de las transiciones propuestas

Características	Circular Truncada		Rectangular
	Con Dos secciones	Con tres secciones	
Coefficiente de Reflexión	≤ 0.012	≤ 0.017	≤ 0.028
Longitud Total de la sección de transición	14.44mm	25.05mm	7.05mm
Sensibilidad ante variaciones de las dimensiones	Intermedio	Menor	Mayor
Modalidad de Construcción	Fundición	Fundición	Fundición

De acuerdo con los resultados presentados en la Tabla 11, se deduce que el tipo de transición que ofrece mejores prestaciones, en cuanto al nivel del coeficiente de reflexión en la banda de operación, tamaño y sensibilidad ante variaciones de sus dimensiones es la transición realizada mediante dos secciones circulares truncadas.

3.4 Análisis sobre el alimentador y el reflector parabólico

Los prototipos propuestos fueron estudiados conjuntamente con el reflector parabólico correspondiente, obteniéndose la directividad mediante la aproximación de Kottler, así mismo se calculó la eficiencia de las antenas parabólicas [20], cuyos resultados se muestran a continuación:

Tabla 12: Directividad y Eficiencia de las Antenas parabólicas con los alimentadores propuestos

	Banda C	Banda Ku
Directividad	38.922dBi	44.63dBi
Eficiencia	53.90%	57.3%

Los resultados obtenidos indican que las antenas parabólicas cuyo alimentador son los prototipos propuestos, presentan un grado de eficiencia, que se encuentra dentro del rango normal de funcionamiento para este tipo de configuración (rendimiento máximo de un 60%) [1, pág. 9]

A continuación se muestran los resultados obtenidos con la antena parabólica que opera en banda C, cuya fuente de iluminación es el alimentador propuesto y la antena parabólica estudiada en la investigación previa [20].

Tabla 13: Directividad y Eficiencia de la antena parabólica de la investigación actual y previa

	Investigación Actual	Investigación Previa
Directividad	38.922dBi	36.763dBi
Eficiencia	53.90%	53.45%

Se observa que el prototipo propuesto en la investigación actual, presenta un aumento en la directividad de 2.159dB con respecto a la antena parabólica de la investigación previa, así mismo, se evidencia un aumento del 0.45% en eficiencia. En base a estos resultados, se puede decir que el prototipo de bocina piramidal propuesto, presenta mejores prestaciones en cuanto a directividad y eficiencia.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En la presente investigación, se diseñaron dos alimentadores de tipo bocina para antenas parabólicas, uno de tipo piramidal y otro de tipo bocina cónica corrugada. El primero opera en la frecuencia de recepción de banda C, iluminando a un reflector parabólico de foco centrado, cuyas características se definieron en un estudio previo. El segundo funciona en la frecuencia de recepción de banda Ku, iluminando a un reflector parabólico comercial de foco centrado.

Los resultados obtenidos mediante el uso del software de simulación **CST CST STUDIO SUITE™ 2008** son consistentes con los cálculos que se obtienen utilizando la teoría de apertura.

Los prototipos diseñados conjuntamente con los reflectores parabólicos, presentan una eficiencia que se encuentra dentro del rango normal de funcionamiento de una antena parabólica de tipo foco centrado.

Las características de radiación de los prototipos diseñados, se pueden validar mediante un esquema de medición que realiza el análisis particular de los siguientes parámetros: patrón de radiación, ganancia y ROE.

Para que la bocina cónica corrugada sea compatible con los LNB comerciales, se diseñó una transición de guía de onda rectangular a circular, usando una técnica basada en secciones circulares truncadas y otra mediante una sección rectangular.

Para la transición de secciones circulares truncadas se realizaron los cálculos de las dimensiones para dos y tres secciones de transformación, así como, un estudio de sensibilidad del coeficiente de reflexión (S_{11}), con respecto a variaciones de la longitud de las secciones de transformación, a partir del cual se determinó la longitud

de las secciones que convergen a un menor coeficiente de reflexión y la tolerancia de las longitudes para un nivel promedio de coeficiente de reflexión de 0.014.

Por otro lado, para la transición con una sección rectangular, se realizó un estudio de sensibilidad del coeficiente de reflexión (S_{11}) con respecto a variaciones de las dimensiones de la sección transversal a una longitud fija, lo que permitió determinar las dimensiones que ofrece el menor coeficiente de reflexión en la banda de operación y su respectiva tolerancia, para un nivel promedio particular.

Respecto a la construcción del alimentador de tipo bocina cónica corrugada, se recomienda acondicionar un taller que cuente con equipos automatizados, tales como tornos y fresadores de control numérico, para lograr el grado de precisión requerido.

Por otra parte, se recomienda promover el estudio de alimentadores de tipo bocina con otras configuraciones que faciliten su construcción.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] A D Olver, P J B Clarricoats A A Kishk y Shafai *Microwave Horns and Feeds*, (Libro).—EEUU: IEEE Press, 1994.

[2] Baars, Jacob W. M., *The Paraboloidal Reflector Antenna in Radio Astronomy and Communication*. (Libro). – Estados Unidos: New York: Ed. Springer, 2007.

[3] CENDIT [en línea]

<<http://www.cendit.gob.ve>> [consulta 2008]

[4] Milligan, Thomas A. *Modern Antenna Design*. (Libro). — Estados Unidos: Ed. John Wiley & Sons, Inc., 2005.

[5] Balanis, Constantine. A. *Advanced Engineering Electromagnetics*. (Libro). – Estados Unidos: Ed. John Wiley & Sons, Inc., 1989.

[6] Aurand, J.F. *Pyramidal horns. II. A novel design method for horns of any desired gain and aperture phase error* *Antennas and Propagation*.—**EN:** Society International Symposium, AP-S.— Volume 3, N^a 26-30 (1989) p.p: 1439 – 1442, 1989.

[7] Delgado, H.J. y Thursby, M.H. *Implementation of the pyramidal-horn antenna radiation-pattern equations using Mathcad(R)*.—**EN:** IEEE Antennas and Propagation Magazine .—Vol. 41, N^a 5, p.p 96 – 99, 1999.

- [8] Jamnejad, V. y Hoorfar, A. *Design of corrugated horn antennas by evolutionary optimization techniques* Antennas and Wireless Propagation Letters. Volume 3, Issue, Page(s): 276 – 279, 2004.
- [9] Vidal, R *Antena* .—**EN:** Centro de Estudio de Telecomunicaciones CANTV.—Serie OLI-07, Octubre 1977.
- [11] Vela, N. *Líneas de Transmisión*. (Libro). –México: Mc.Graw Hill, 2000.
- [12] B. M. Thomas, *Design of corrugated conical horns* (Libro).—**EN:** IEEE Transactions on Antennas and Propagation.—Vol. AP-26, No. 2, (1978), pp. 367–372.
- [13] C. Granet y G. James *Design of Corrugated Horns: A primer*.—**EN:** IEEE Antennas and Propagation Magazine.—Vol. 47, No. 2, April 2005.
- [14] Teniente, J. *Modern Corrugated Horns Antenna*. Tesis Doctoral para optar al título de Doctor Ingeniero en Telecomunicaciones. Universidad Publica de Navarra. 2003
- [15] Stuchly, S *Wide-Band Rectangular to Circular Waveguide Mode and Impedance Transformer (Correspondence)*.—**EN:** IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.—Vol. 13, No. 3, Mayo 1965, pp 379-380.
- [16] Young, L *Tables for Cascaded Homogeneous Quarter-Wave Transformers*.—**EN:** IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques.—Vol. MMT-7, No. 2, 1959, pp 233-237.

[17] Bathker D. *A Stepper Mode Transducer using Homogeneous waveguides*.—EN: IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.—Vol. 15, No. 2, 1967, pp 128-130.

[18] San Bernardino Microwave Society [en línea]
<http://www.ham-radio.com/sbms/techpapers/K6BLG/circ_rect.html>
[Consulta 2008]

[19] IEEE Standard Test Procedures for Antennas.—Std 149-1979

[20] Neto, K Estudio de un prototipo de antena parabólica que funcione en banda C de microondas para la recepción de comunicaciones satelitales. Trabajo de grado para optar al título de Ingeniero Electricista. Universidad Central de Venezuela. 2008.

[21] Patriot Antenna Systems [en línea].
<http://www.sepatriot.com/PDF/9sprt240_200_180.pdf> [Consulta: 2008]

[22] Norsat International Inc.[en línea]
<<http://www.norsat.com/satellite/microwave-products/lmb/ku-lmb/ppl-15000l>> [Consulta 2008]

BIBLIOGRAFÍA

Balanis, C., *Antenna Theory, Analysis and Design*, Estados Unidos: Ed. John Wiley and sons Inc. Segunda Edición, 1997.

Johnson, Richard C., *Antenna Engineering Handbook*, Ed. McGraw-Hill, Tercera Edición, 1993.

Kraus, John D., *Antenna*, Ed. McGraw-Hill, Segunda Edición, 1997.

Stutzman, Warren. *Antenna Theory and Design*.— Estados Unidos: Ed. John Wiley & Sons, Inc., 1976

Tomasi, Wayne. *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*.—México: Ed. Prentice Hall, 2003.

ANEXOS

[ANEXO 1]

Integrales de Fresnel

Coseno de Fresnel

$$C(x) = \int_0^x \cos(\pi t^2/2) dt \quad (\text{A.1})$$

Seno de Fresnel

$$S(x) = \int_0^x \sin(\pi t^2/2) dt \quad (\text{A.2})$$

[ANEXO 2]

Definición de la función del diagrama de radiación normalizado de la bocina sectorial H

El diagrama de radiación normalizado de una bocina sectorial de plano H en función del error de fase t , esta dado por la siguiente expresión:

$$E_{\phi\eta} = [e^{jf_1}F(t_1', t_2') + e^{jf_2}F(t_1'', t_2'')][1 + \cos \theta] \quad (\text{A.3})$$

Donde:

$$f_1 = \frac{\pi}{8} \left(\frac{1}{t}\right) \left(\frac{a_1}{\lambda} \sin \theta\right)^2 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda}{a_1 \sin \theta}\right)\right]^2 \quad (\text{A.4})$$

$$f_2 = \frac{\pi}{8} \left(\frac{1}{t}\right) \left(\frac{a_1}{\lambda} \sin \theta\right)^2 \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda}{a_1 \sin \theta}\right)\right]^2 \quad (\text{A.5})$$

$$F(t_1, t_2) = [C(t_2) - C(t_1)] - j[S(t_2) - S(t_1)] \quad (\text{A.6})$$

$$t_1' = 2\sqrt{t} \left[-1 - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{t}\right) \left(\frac{a_1}{\lambda} \sin \theta\right) - \frac{1}{8} \left(\frac{1}{t}\right)\right] \quad (\text{A.7})$$

$$t_2' = 2\sqrt{t} \left[+1 - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{t}\right) \left(\frac{a_1}{\lambda} \sin \theta\right) - \frac{1}{8} \left(\frac{1}{t}\right)\right] \quad (\text{A.8})$$

$$t_1'' = 2\sqrt{t} \left[-1 - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{t}\right) \left(\frac{a_1}{\lambda} \sin \theta\right) + \frac{1}{8} \left(\frac{1}{t}\right)\right] \quad (\text{A.9})$$

$$t_2'' = 2\sqrt{t} \left[+1 - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{t}\right) \left(\frac{a_1}{\lambda} \sin \theta\right) + \frac{1}{8} \left(\frac{1}{t}\right)\right] \quad (\text{A.10})$$

Las funciones C y S están dadas por las ecuaciones (A.1) y (A.2).

[ANEXO 3]

Procedimiento para obtener las opciones de Bocina Piramidal automatizado

Definir las siguientes variables de entrada:

- Frecuencia central de operación (f_c)
- Rango de ganancia deseado ($[G_{mín}, G_{máx}]$)
- Ancho del haz a -15dB ($BW_{15\text{dB}}$)
- Dimensiones de la guía de onda que alimenta la bocina (a y b)
- Altura máxima de la apertura ($b_{1máx}$)
- Dimensión máxima de la transición guía-apertura ($R_{máx}$).

Luego, de introducir estos valores se obtiene un conjunto de bocinas diferentes que satisfacen las condiciones que debe cumplir el alimentador de un reflector parabólico para iluminarlo adecuadamente.

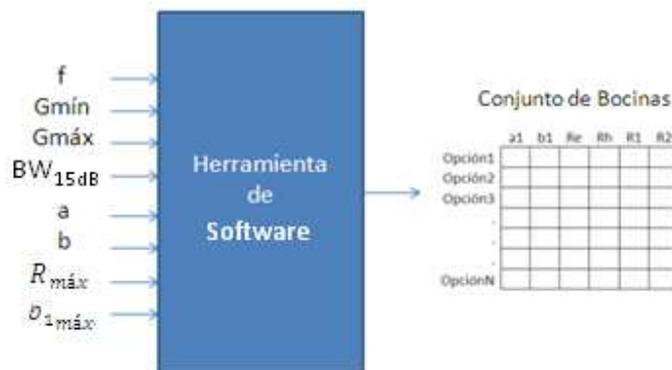


Figura A.1: Variables de entrada y salida de la herramienta de cálculo

A continuación se muestra el diagrama de flujo de la herramienta de software.

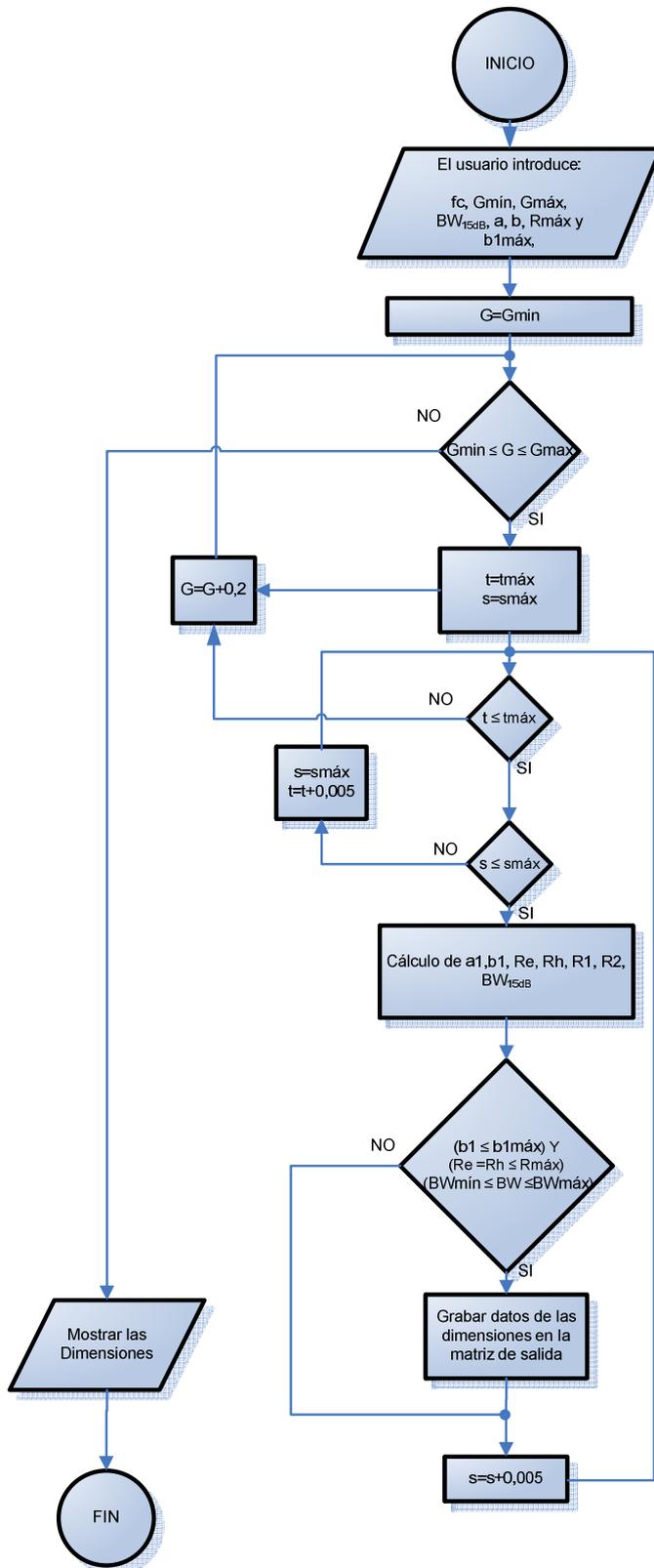


Figura A.2: Diagrama de flujo para el diseño de la bocina piramidal

[ANEXO 4]

Características de otros Convertidores de Modo TE₁₁-HE₁₁

a) Convertidor de modo con anillos reforzados en las ranuras (Figura A.1):

- Este tipo de convertidor se puede utilizar si $f_{m\acute{a}x} \leq 2.4f_{min}$.
- El número de ranuras N_{MC} se encuentran entre $3 \leq N_{MC} \leq 5$.

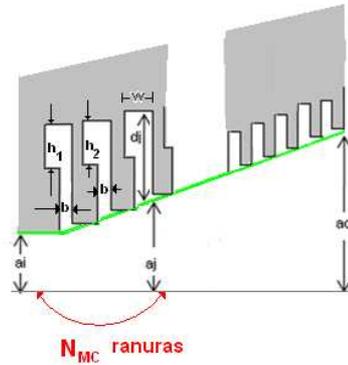


Figura A.3: Convertidor de modo con anillos reforzados en la ranura

La profundidad de la j -ésima ranuras N_{MC} está dado por la siguiente expresión:

$$d_j = \left[\sigma \frac{\lambda_c}{1.15} + \frac{j-1}{N_{MC}-1} \left(\frac{\lambda_c}{4} - \sigma \frac{\lambda_c}{4} \right) \right] \bullet e^{\left[\frac{1}{2.114(k_c a_j)^{1.134}} \right]} \quad (\text{A.11})$$

Donde σ es el factor de porcentaje de la primera ranura del convertidor de modo, comprendido entre $(0.4 \leq \sigma \leq 0.5)$.

b) Convertidor de modo con ancho de las ranuras variables (Figura A.2):

- Este tipo de convertidor se puede utilizar si $f_{m\acute{a}x} \leq 2.05f_{m\acute{i}n}$

- El número de ranuras N_{MC} se encuentran entre $5 \leq N_{MC} \leq 8$.

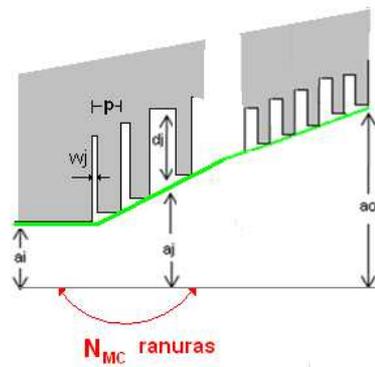


Figura A.4: Convertidor de modo con ancho de ranura variable

La profundidad de la j -ésima ranura N_{MC} está dado por la siguiente expresión:

$$d_j = \frac{\lambda_c}{4} e^{\left[\frac{1}{2.114(k_c a_j)^{1.134}} \right]} \quad (A.12)$$

El ancho de la w_j -ésima ranura N_{MC} es:

$$w_j = \delta_{m\acute{i}n} + \frac{j-1}{N_{mc}-1} (\delta_{m\acute{a}x} - \delta_{m\acute{i}n}) \quad (A.13)$$

Donde $\delta_{m\acute{a}x} \approx \delta$ y $0.125 \leq \delta_{m\acute{i}n} \leq \delta$

[ANEXO 5]

Tipos de perfiles de una bocina

Tabla A.1: Perfiles de la bocina cónica

Perfil	Expresión matemática
Lineal	$a(z) = a_i + (a_0 - a_i) \frac{z}{L}$
Sinusoidal	$a(z) = a_i + (a_0 - a_i) \left[(1 - A) \frac{z}{L} + A \sin^\rho \left(\frac{\pi z}{2L} \right) \right]$ Donde $A \in [0; 1]$
Seno cuadrado Asimétrico	$a(z) = a_i + \frac{2(a_0 - a_i)}{1 + \gamma} \sin^2 \left(\frac{\pi z}{4L_1} \right) \frac{z}{L}$ para $0 \leq z \leq L_1$ $a(z) = a_i + \frac{2(a_0 - a_i)}{1 + \gamma} \left\{ \gamma \sin^2 \left[\frac{\pi(z + L_2 - L_1)}{4L_1} \right] + \frac{1 - \gamma}{2} \right\}$ para $L_1 \leq z \leq L_2$, $L = L_1 + L_2$ y $\gamma = \frac{L_2}{L_1}$
Tangencial	$a(z) = a_i + (a_0 - a_i) \left[(1 - A) \frac{z}{L} + A \tan^\rho \left(\frac{\pi z}{2L} \right) \right]$ Donde $A \in [0; 1]$
Exponencial	$a(z) = a_i e^{\left[\ln \left(\frac{a_0}{a_i} \right) \frac{z}{L} \right]}$
Hiperbólica	$a(z) = \sqrt{a_i^2 + \frac{z^2(a_0^2 - a_i^2)}{L^2}}$
Polinomial	$a(z) = a_i + (\rho + 1)(a_0 - a_i) \left[1 - \frac{\rho z}{(\rho - 1)L} \right] \left(\frac{z}{L} \right)^\rho$

Fuente: [13]

[ANEXO 6]

Especificaciones técnicas del Reflector Parabólico en banda Ku

2.4 / 2.0 / 1.8 m Prime Focus Antenna Systems

© Copyright 2004
All product specifications
subject to change without notice.

RF Specifications	2.4 meter	2.0 meter	1.8 meter
C-Band			
Frequency	3.7 - 4.2 GHz	3.7 - 4.2 GHz	3.7 - 4.2 GHz
Rx Gain	37.8 dBi	36.6 dBi	35.7 dBi
Cross Polarization	> 30 dB	> 30 dB	> 30 dB
Beamwidth	2.2°	2.5°	3.0°
VSWR	1.3:1	1.3:1	1.3:1
Antenna Noise @ 30° EL	23 K	24 K	24 K
Typical G/T (Midband)	19.3 dB/K	17.1 dB/K	16.8 dB/K
Feed Interface	CPR229	CPR229	CPR229
Ku-Band			
Frequency	10.95 - 12.75 GHz	10.95 - 12.75 GHz	10.95 - 12.75 GHz
Rx Gain	47.2 dBi	45.9 dBi	45.0 dBi
Cross Polarization	> 30 dB	> 30 dB	> 30 dB
Beamwidth	0.8°	0.9°	0.9°
VSWR	1.3:1	1.3:1	1.3:1
Antenna Noise @ 30° EL	28 K	29 K	30 K
Typical G/T (Midband)	27.3 dB/K	25.7 dB/K	24.8 dB/K
Feed Interface	WR75	WR75	WR75
Mechanical Specifications	2.4 meter	2.0 meter	1.8 meter
F/D Ratio	.34	.30	.45
Focal Distance	32.0 in.	23.6 in.	32.0 in.
Azimuth Travel	360° Continuous	360° Continuous	360° Continuous
Site Latitude	10° to 60°	10° to 60°	10° to 60°
Polarization Travel	± 90°	± 90°	± 90°
Shipping Weight	260 Lbs.	260 Lbs.	180 Lbs.
Boxed Dimensions	68 x 48 x 18 in.	68 x 48 x 18 in.	68 x 48 x 18 in.
Units per 40 ft. High Cube	96 units	96 units	96 units
Environmental Specifications			
Wind Load	Operational Survival	60 mph 125 mph	
Temperature	Operational Survival	-40° to 140° F (-40° to 60°C) -60° to 180° F (-51° to 82°C)	
Radial Ice	Survival	1" or 1/2" + 60 mph	
Shock & Vibration	As occurred during one shipment of air, truck, or rail		

Rev. 03.04.04



Az-El Fixed
PRT-250/240/180AZ

Polar Mount
PRT-250/240/180PLR

[ANEXO 7]

Especificaciones técnicas del LNB que opera en banda Ku



Intelligent Satellite Solutions



LNB

KU-BAND PLL

15000L



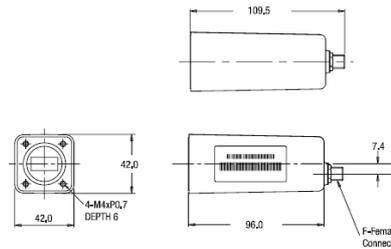
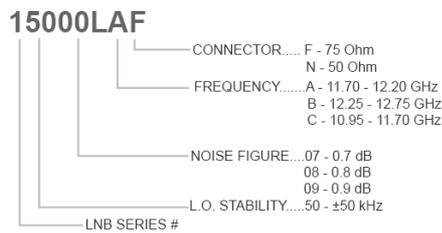
TYPICAL SPECIFICATIONS

Noise figure	0.7 to 0.9 dB depending on model number	Conversion gain	62 dB
L.O. stability (over temperature excl offset)	±50 kHz	Output P1dB	6 dBm
Phase noise (SSB)	-65 dBc/Hz at 1kHz -75 dBc/Hz at 10kHz -85 dBc/Hz at 100kHz	Power requirements	+15 to +24 V supplied through center conductor of IF cable
Input VSWR	2.0 : 1	Current drain	170 mA
Output VSWR	2.0 : 1	Dimensions	110 (L) x 42 (W) x 42 (H) mm (4.3 x 1.7 x 1.7 in)
		Weight	300g / 10.6 oz

FREQUENCY BANDS AVAILABLE

Typical service	15000LA	15000LB	15000LC
Input frequency (GHz)	11.70 to 12.20	12.25 to 12.75	10.95 to 11.70
L.O. frequency (GHz)	10.75	11.30	10.00
Output frequency (MHz)	950 to 1450	950 to 1450	950 to 1700

HOW TO ORDER KU-BAND 15000L



MECHANICAL DIAGRAM



Americas

tel + 1.800.644.4562
fax + 1.604.821.2801

Asia

tel +1 604.821.2835
fax +1 604.821.2801

Europe, Middle East & Africa

tel + 44.1522.730800
fax + 44.1522.730927

Online

info@norsat.com
www.norsat.com

[ANEXO 8]

Proceso de construcción de la bocina cónica corrugada



Figura A5: Torneado de la bocina cónica corruga



Figura A6: Fresado de la bocina cónica corrugada

Seguidamente, se muestra en las Figura A.7 y A.8, el prototipo terminado.



Figura A.7: Vista de Perfil del Prototipo terminado



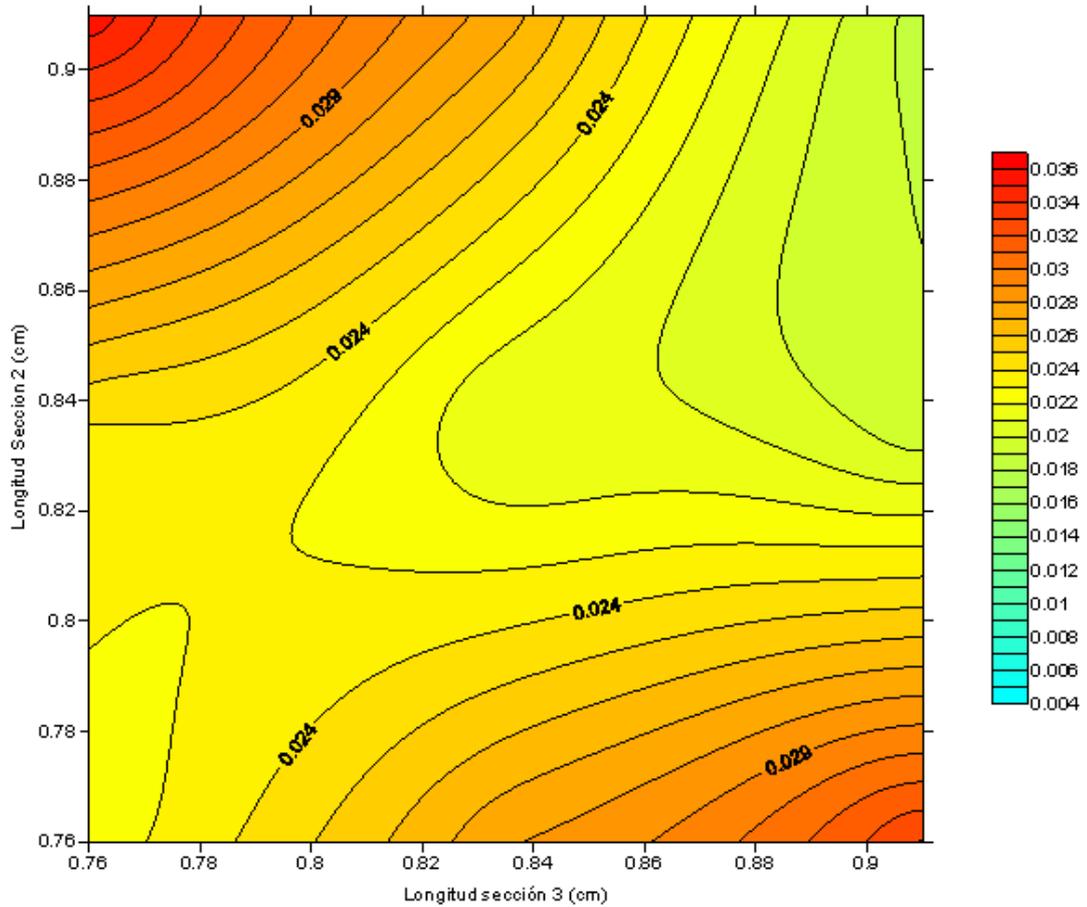
Figura A.8: Vista Frontal del prototipo terminado

[ANEXO 9]

Coefficiente de de reflexión promedio de la transición guía de onda a circular mediante tres secciones circulares truncadas

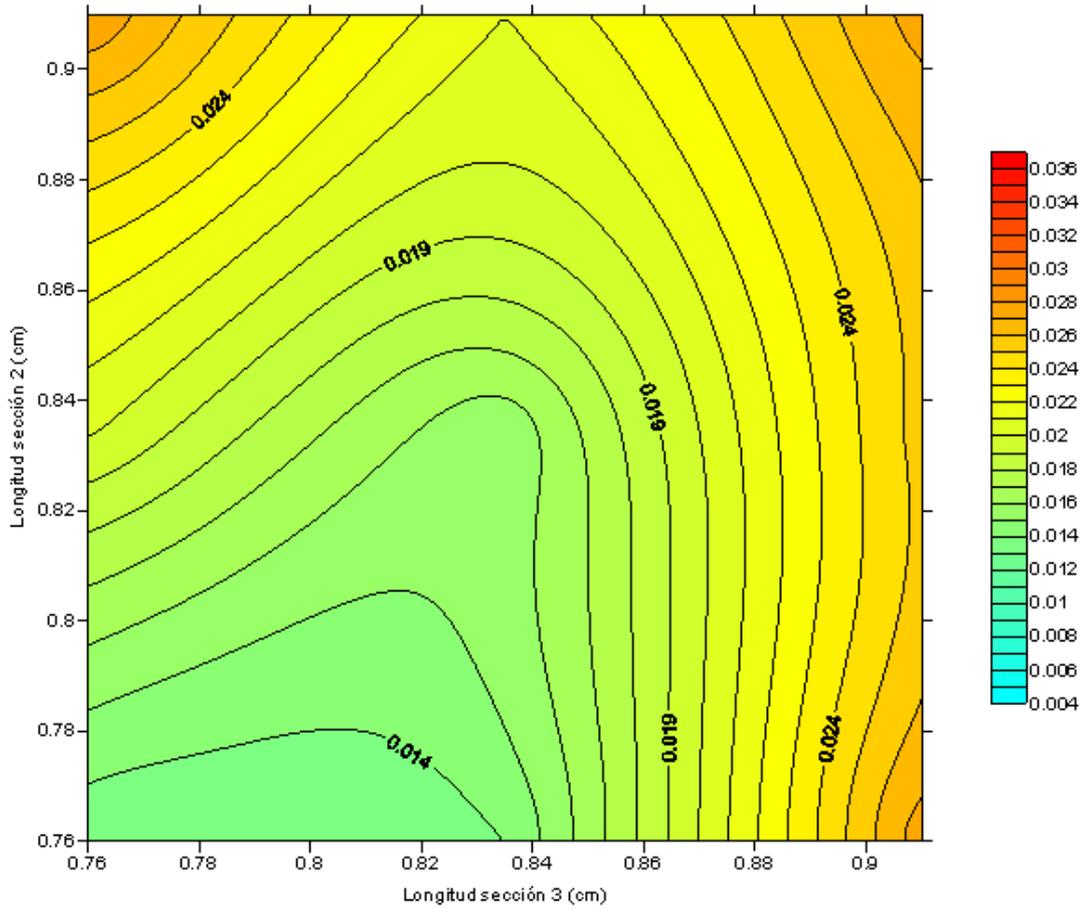
1. Longitud de la Sección 1 fija

a. Sección 1 igual a 0.91cm



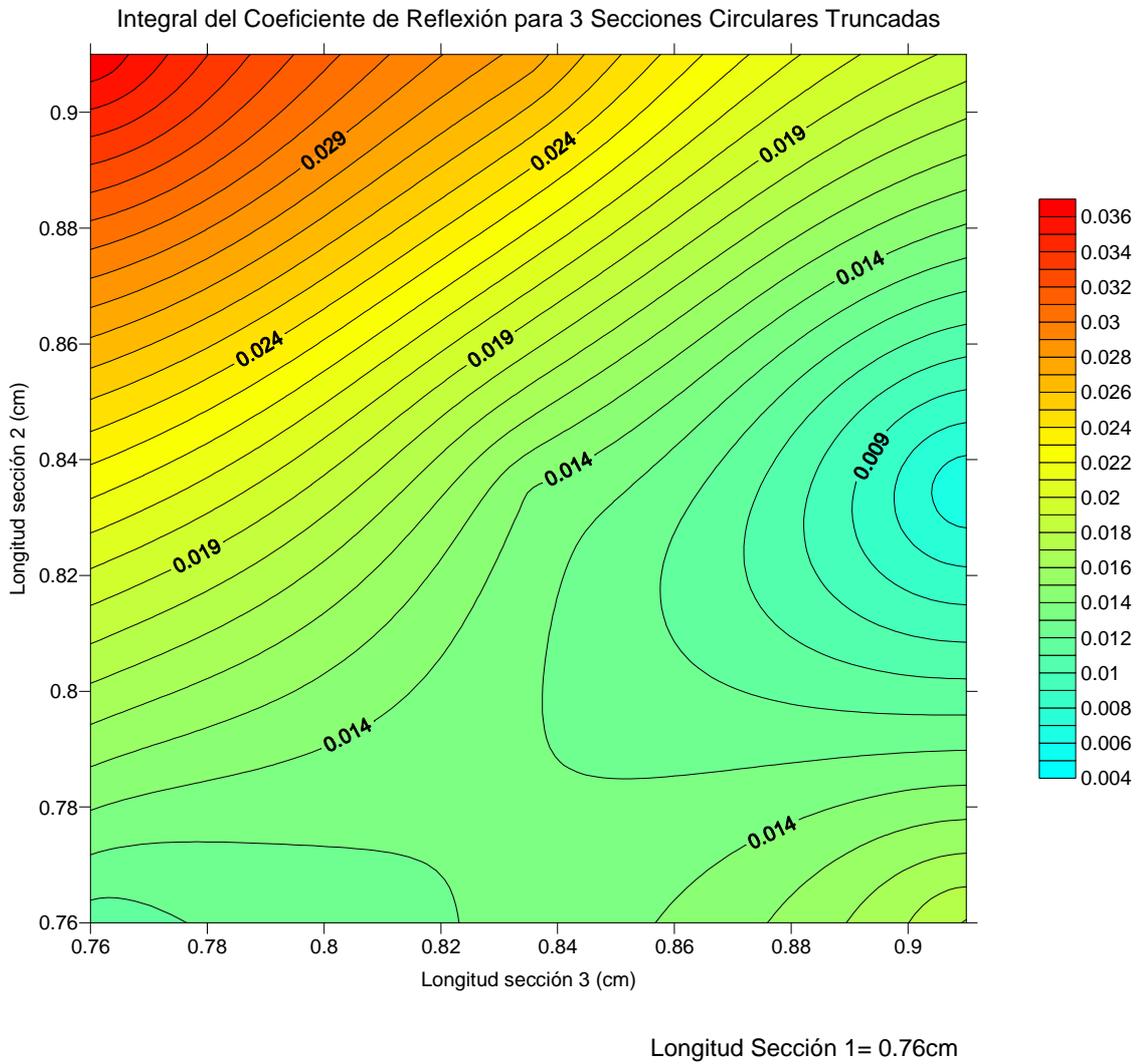
Gráfica A.1 : Coeficiente de reflexión promedio con la longitud de la sección 1 fija a 0.91cm

b. Sección 1 igual a 0.835cm



Gráfica A.2: Coeficiente de reflexión promedio con la longitud de la sección 1 fija a 0.835cm

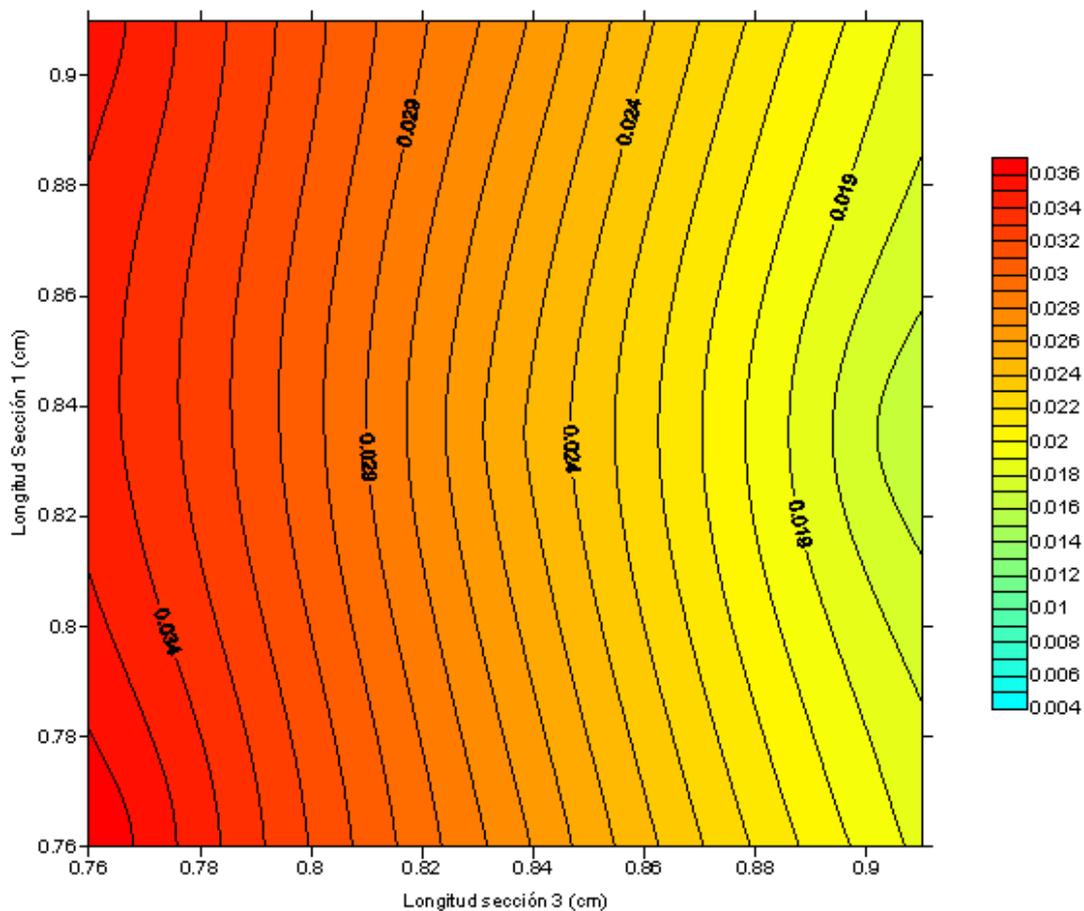
a. Sección 1 igual a 0.76cm



Gráfica A.3: Coeficiente de reflexión promedio con la longitud de la sección 1 fija a 0.76cm

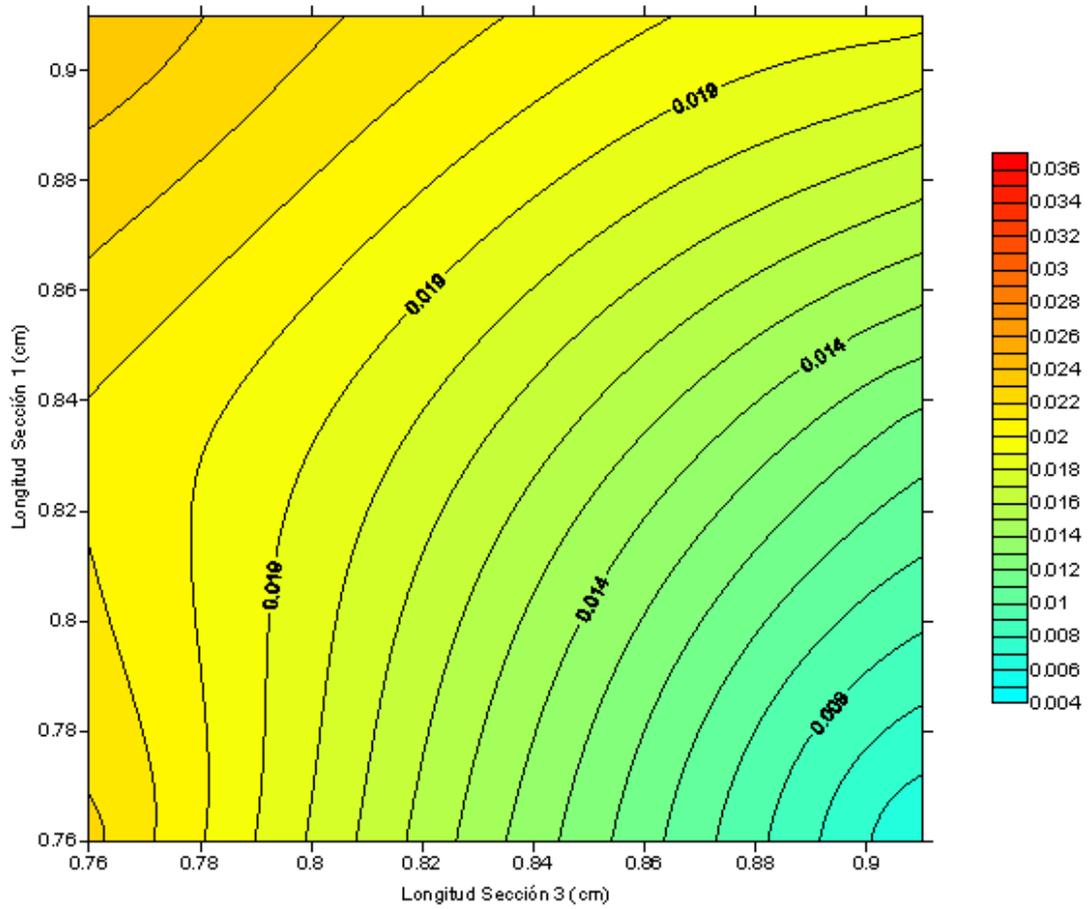
2. Longitud de la Sección 2 fija

a. Sección 2 igual a 0.91cm



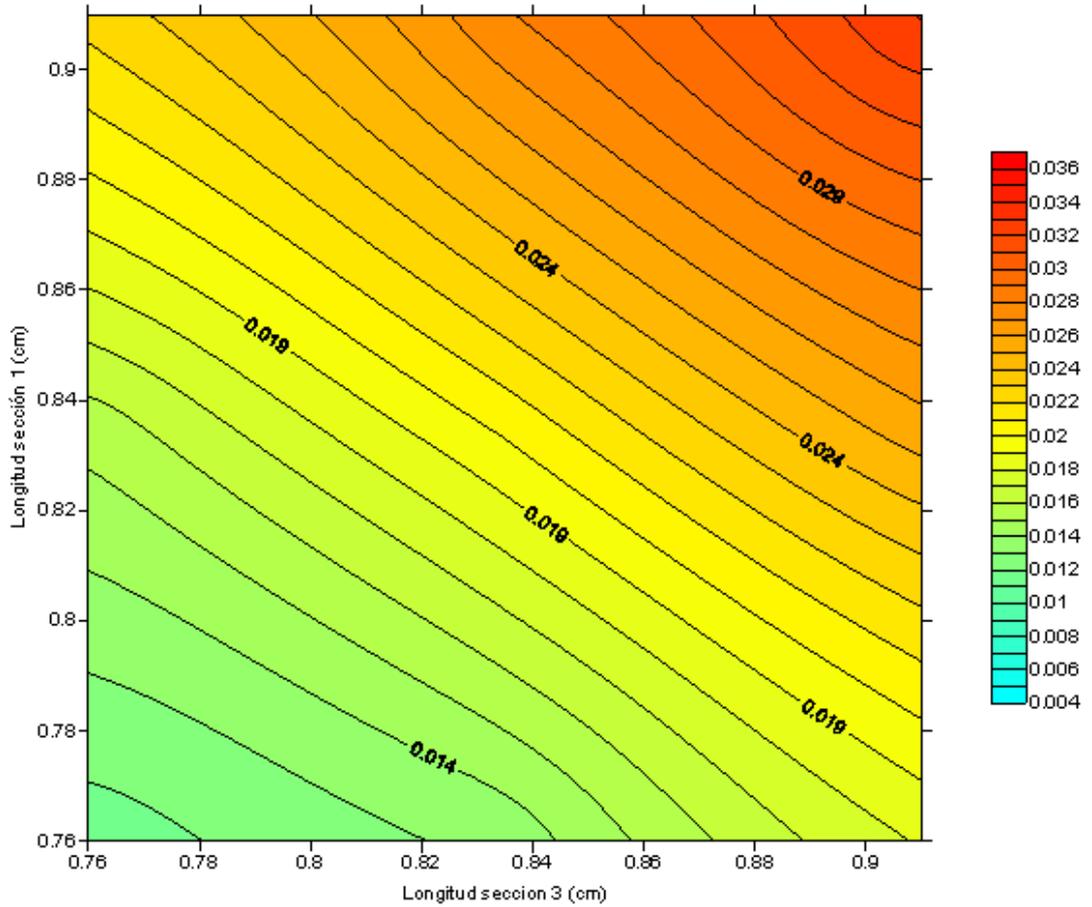
Gráfica A.4: Coeficiente de reflexión promedio con la longitud de la sección 2 fija a 0.91cm

b. Sección 2 igual a 0.835cm



Gráfica A.5: Coeficiente de reflexión promedio con la longitud de la sección 2 fija a 0.835cm

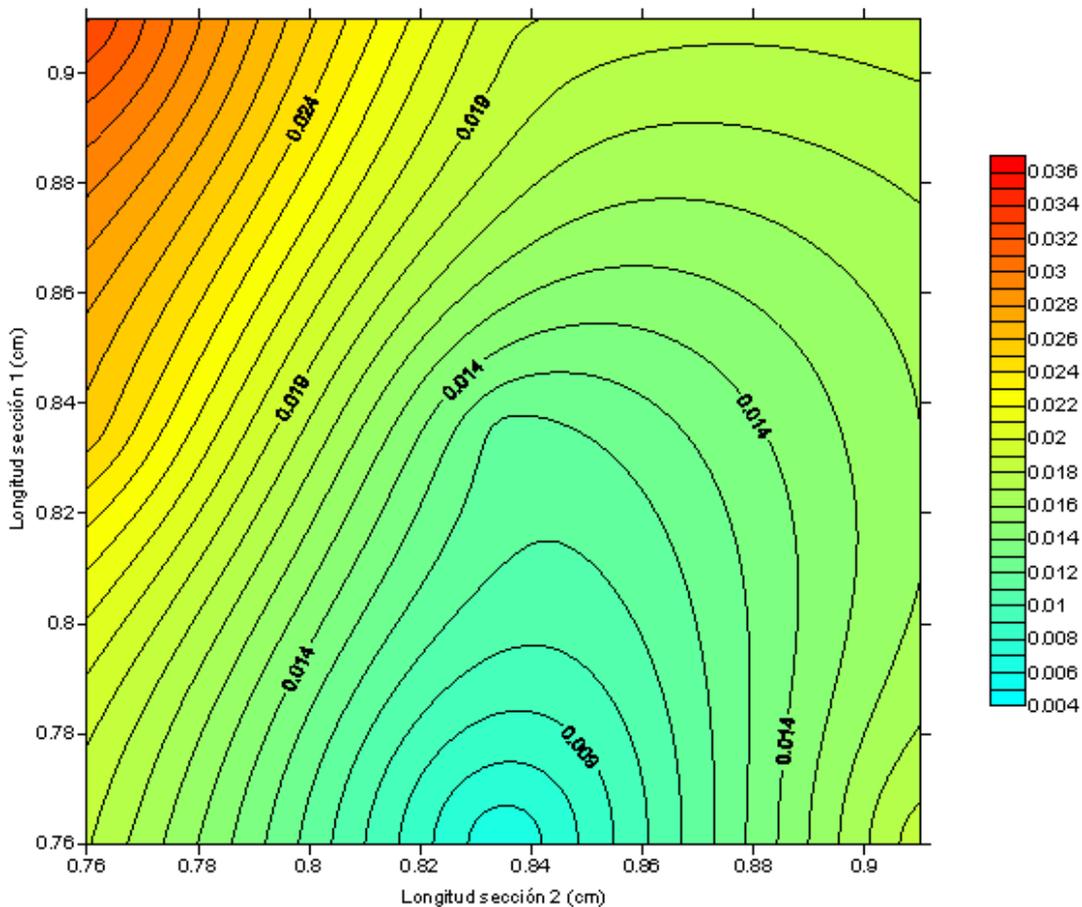
c. Sección 2 igual a 0.76cm



Gráfica A.6: Coeficiente de reflexión promedio con la longitud de la sección 2 fija a 0.76cm

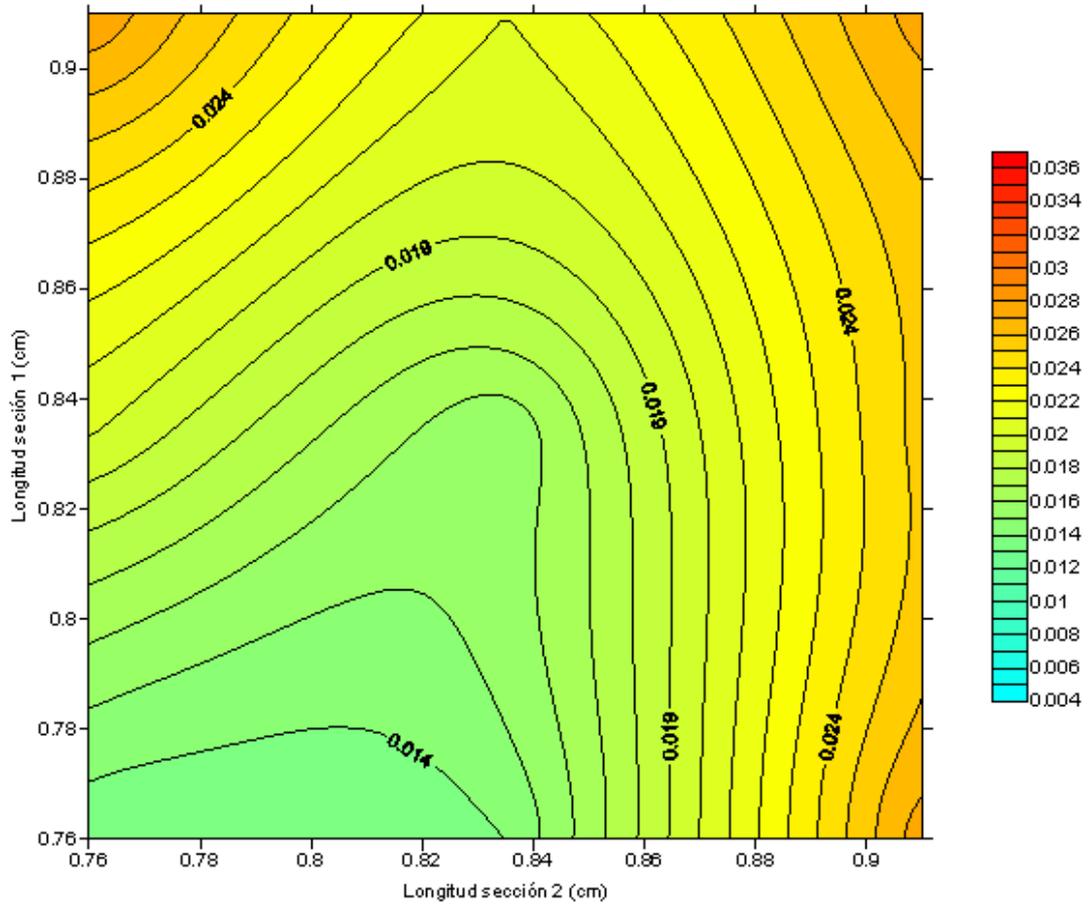
3. Longitud de la Sección 3 fija

a. Sección 3 igual a 0.91cm



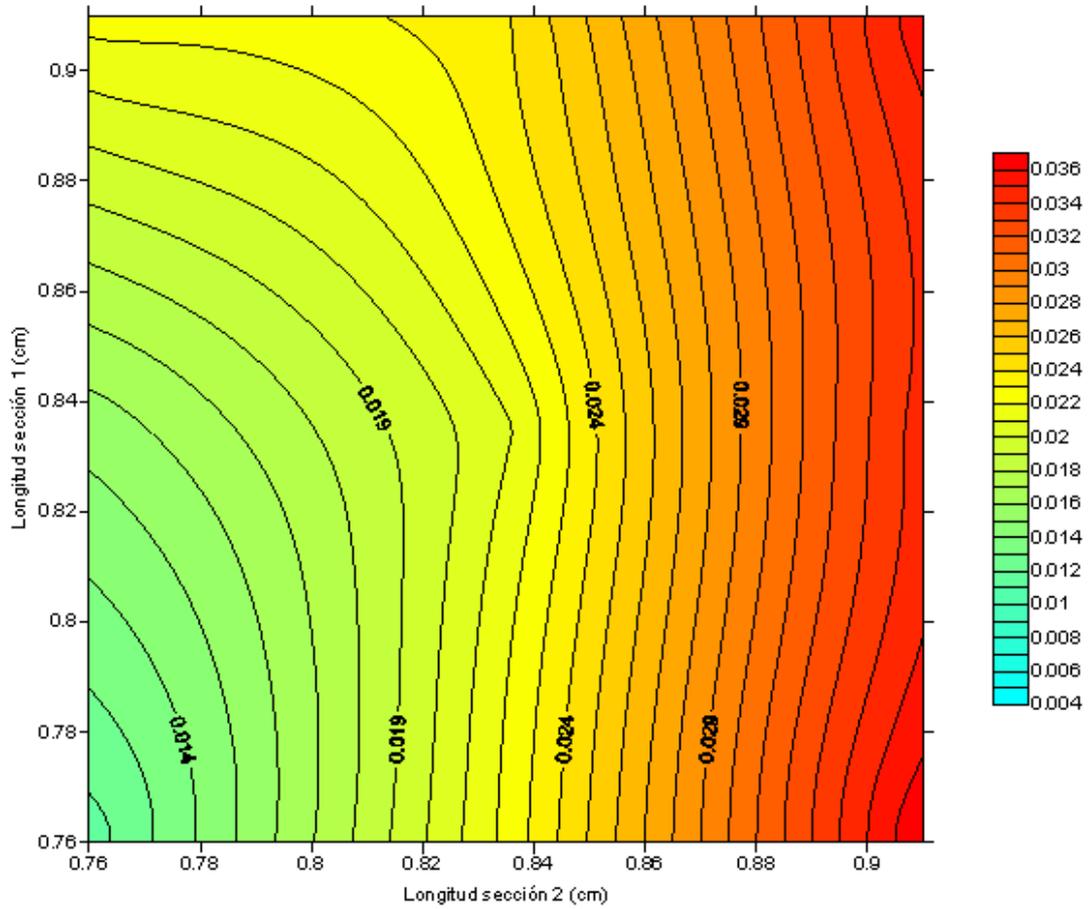
Gráfica A.7: Coeficiente de reflexión promedio con la longitud de la sección 3 fija a 0.91cm

b. Sección 3 igual a 0.835cm



Gráfica A.8: Coeficiente de reflexión promedio con la longitud de la sección 3 fija a 0.835cm

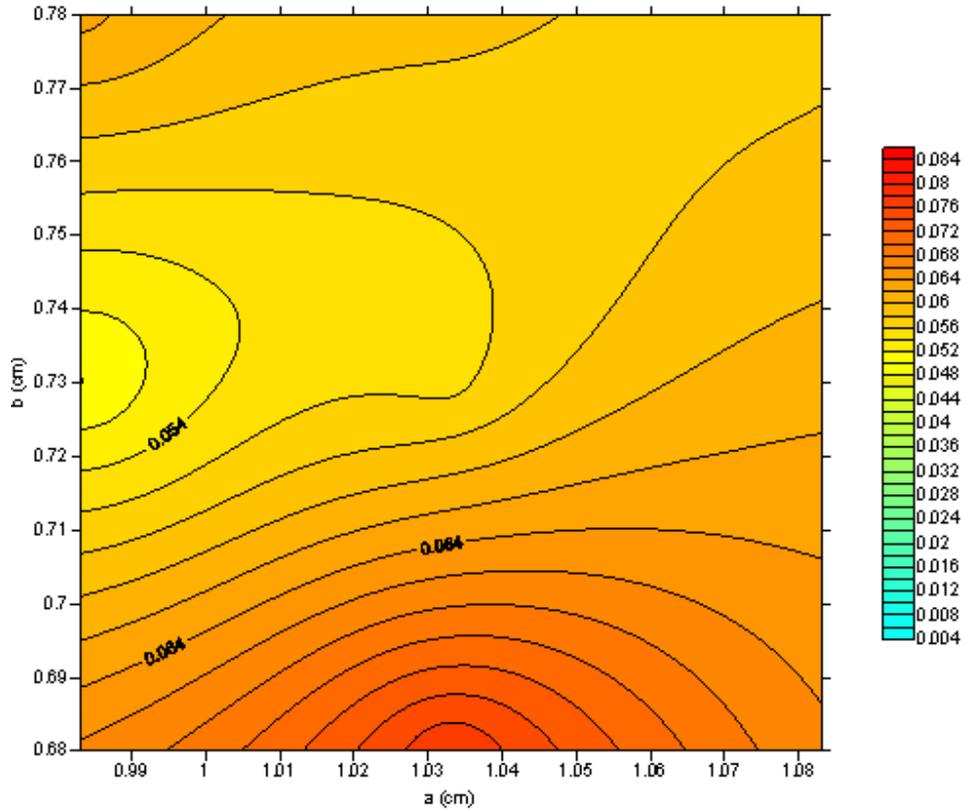
c. Sección 3 igual a 0.76cm



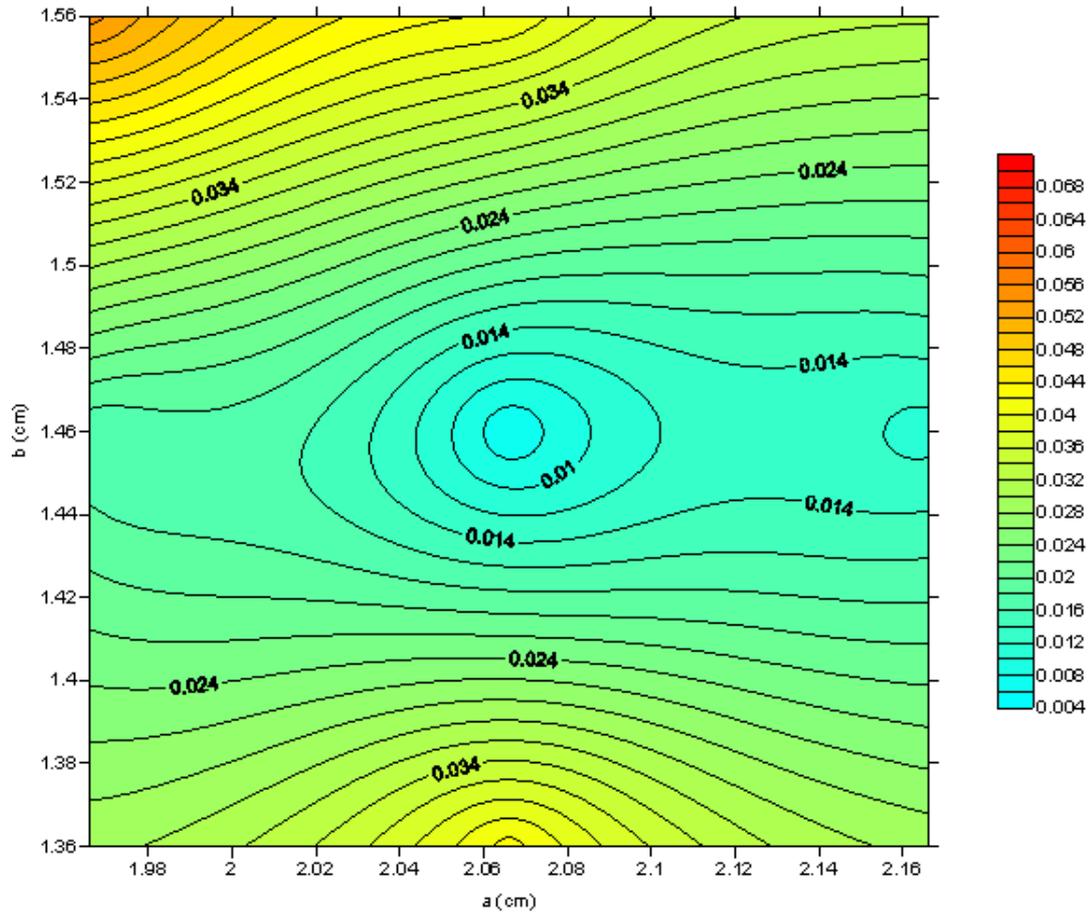
Gráfica A.9 : Coeficiente de reflexión promedio con la longitud de la sección 3 fija a 0.76cm

[ANEXO 10]

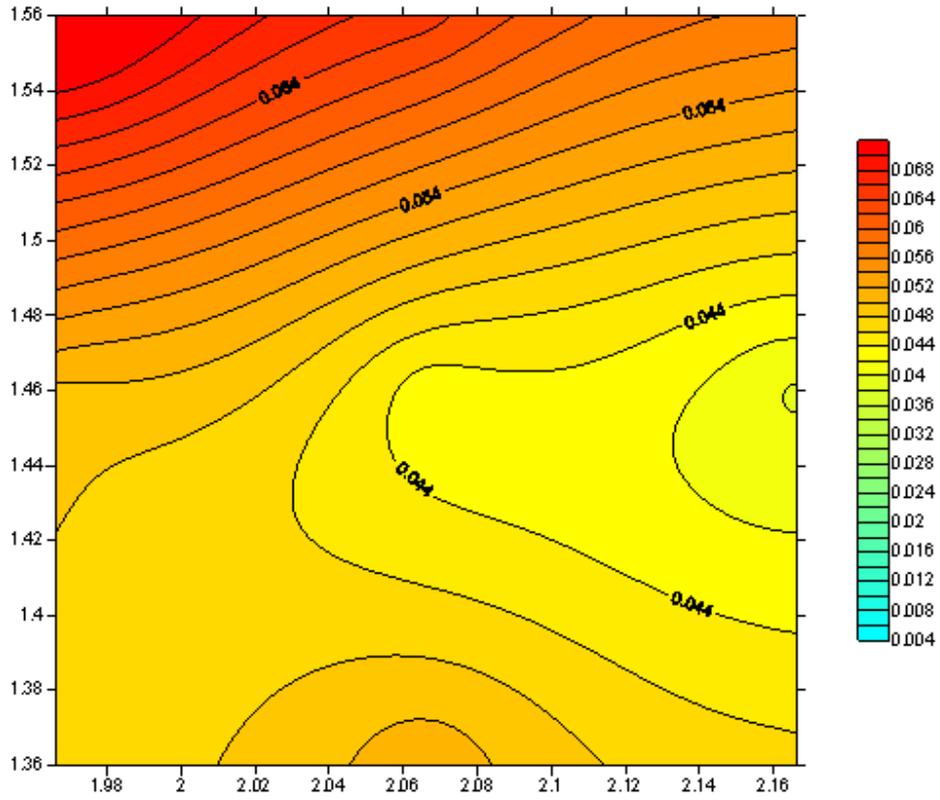
*Coefficiente de de reflexión promedio de la transición guía de onda a circular
mediante una sección rectangular*



Gráfica A.10: Coeficiente de reflexión promedio en función de las dimensiones de la sección transversal con una longitud fija a 0.835cm



Gráfica A.11: Coeficiente de reflexión promedio en función de las dimensiones de la sección transversal con una longitud fija a 0.705cm



Gráfica A.12: Coeficiente de reflexión promedio en función de las dimensiones de la sección transversal con una longitud fija a 0.605cm

[ANEXO 11]

Bocina Piramidal Comercial

Standard Gain Horns Series 240

Features

- Weatherproof Options
- Mounting Brackets Options
- Manufactured Brass or Aluminium
- Higher frequency models available

The Flann Standard Gain Horns have a wide range of applications, (e.g. as transmitting, receiving or sampling antennas or for feeding reflectors).

The absolute gain of a standard gain horn is calculable from the flare dimensions. Flann Standard Gain Horns are precision components providing accurate and repeatable gain references.

The lower frequency horns, models 06240 to 17240 inclusive, are accurately fabricated from brass sheet or aluminium. Models 18240 to 28240 inclusive are copper electroformed on precision ground mandrels which ensure high accuracy and repeatability. Typical gain/bandwidth curves are provided for all standard gain horns. 10 dB, 15 dB and 25 dB gain horns are also available in many waveguide sizes.

NB:- 25 dB models are approximately three times the overall length of the corresponding 20 dB models

Specifications:

Variation of mid-band gain with frequency ± 2 dB
Maximum VSWR 1.3 : 1

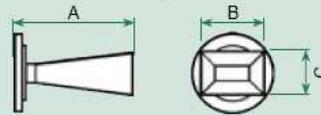


Model 22240-25

ORDERING INFORMATION

Model: Gain Suffix; Description
Example: Model16240-20 Standard Gain Horn, 20 dB
-01 Membrane
-02 Mounting Bracket
-03 Membrane and Mounting Bracket

Gain	Suffix
10 dB	10
15 dB	15
20 dB	20
25 dB	25



Series 240

Model	Frequency Range (GHz)	Waveguide			Standard Mid-Band Gain (dB)	Dimensions (mm)			Model
		WG	R	WR		A Overall	B Internal	C Internal	
06240	1.14 - 1.73	6	14	650	10	478	240	175	06240
08240	1.72 - 2.61	8	22	430	10	318	160	115	08240
10240	2.60 - 3.95	10	32	284	15	352	203	145	10240
11A240	3.30 - 4.90	11A	40	229	15	290	154	114	11A240
12240	3.94 - 5.99	12	48	187	20	495	230	165	12240
13240	4.64 - 7.05	13	58	159	20	419	209	148	13240
14240	5.38 - 8.18	14	70	137	20	375	170	123	14240
15240	6.58 - 10.0	15	84	112	20	328	146	110	15240
16240	8.20 - 12.5	16	100	90	20	245	109	79	16240
17240	9.84 - 15.0	17	120	75	20	215	94	67	17240
18240	11.9 - 18.0	18	140	62	20	153	75	57	18240
19240	14.5 - 22.0	19	180	51	20	139	67	50	19240
20240	17.6 - 26.7	20	220	42	20	120	52	38	20240
22240	26.4 - 40.1	22	320	28	20	85	35	25	22240
23240	33.0 - 50.1	23	400	22	20	68	28	20	23240
24240	39.3 - 59.7	24	500	19	20	54.5	23	18	24240
25240	49.9 - 75.8	25	620	15	20	45.5	19	13	25240
26240	60.5 - 92.0	26	740	12	20	38.5	15	11	26240
27240	73.8 - 112	27	900	10	20	32.5	13	9	27240
28240	92.3 - 140	28	1200	8	20	27.5	10	8	28240

For more compact horn antennas and higher gains see Lens Horn Antennas pages 80 to 85

For standard flange types and recommendations see pages 108 onwards



www.flann.com

87

[ANEXO 12]

Alimentador en banda Ku comercial

ADL KU-901 Dual Polarity Ku-Band Linear Feed, 10.7 - 12.75 GHz



Price: \$74.00

[Update Price](#)

Product Code: ADL-KU-901

[Larger Photo](#)

[Email a Friend](#)

Description

ADL KU-901 Dual Polarity Ku-Band Linear Feed, 10.7 - 12.75 GHz

Features

- Model: ADL-KU-901
- Frequency: 10.7 - 12.75 GHz
- Polarities: 2
- F/D Range: .335 - .425
- Polarization: Linear
- RF Port: 2 WR-75
- Mounting: ADL-OP-120MR
- VSWR: 1.45 Average
- Polarization Isolation: 25 dB typ
- Rotation: 360°
- Weight: 1 lb.